

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

<i>Калюжный Н.М., Николаев И.М., Ковшарь В.А.</i> Системная методология оценивания эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга на основе пространственно-частотно-временного подхода	375
-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

<i>Оршиш П.И., Горшков С.А.</i> Анализ характеристик ММО РЛС.....	387
<i>Василишин В.И.</i> Повышение эффективности спектрального анализа методом ESPRIT с использованием технологии суррогатных данных.....	400
<i>Лукин К.А., Канцедал В.М.</i> Оценка влияния синхронных импульсных помех на помехоустойчивость широкополосных корреляционных приемников импульсных РЛС с шумовой и линейной частотной модуляцией сигналов	408

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

<i>Белов Е.Н., Войтович О.А., Зацеркляная А.В., Руднев Г.А., Хлопов Г.И., Хоменко С.И.</i> Спектр флуктуаций некогерентных сигналов, отраженных от мелкомасштабных неоднородностей тропосферы.....	417
----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

<i>Кочкарев Ю.А., Бурмистров С.В., Аксенов С.Ф.</i> Минимизация частично определенных булевых функций в ортогональной форме представления.....	423
<i>Rajba S.</i> Wireless sensor network with randomly controlled access to experimental botanical fields monitoring.....	431

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

<i>Доля Г.Н., Крюков А.М., Мудрик В.Г.</i> Дифференциальная лазерная доплеровская анемометрия объектов со световозвращающей поверхностью.....	436
-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

<i>Афанасьева О.В., Лалазарова Н.А.</i> Поверхностное упрочнение сталей лазерами малой мощности.....	442
<i>Мазин А.С., Бахов В.А., Быков М.А.</i> Описание взаимодействия квантового излучения с аморфными пленочными структурами.....	447

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

<i>Гордиенко Ю.Е., Поletaев Д.А., Проказа А.М., Слипченко Н.И.</i> Высоколокальный СВЧ нагрев полупроводников и диэлектриков.....	452
-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

<i>Аврунин О.Г., Селиванова К.Г.</i> Разработка метода автоматизированного тестирования мелкой моторики ведущей руки на графическом планшете	459
<i>Мачехин Ю.П., Меркулов Е.Г.</i> Исследование лазерных источников, применяемых при лазерном захвате наночастиц.....	466

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

<i>Мишууров А.В., Панько С.П., Рябушкин С.А., Сухотин В.В., Шатров В.А.</i> Уязвимость спутниковых технологий	471
---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

<i>Купченко Л.Ф., Рыбьяк А.С., Ефимова О.В.</i> Свойства пространственных составляющих второго порядка брэгговской дифракции в промежуточном режиме при взаимодействии света с ультразвуковой волной под двойным углом Брэгга	474
-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----

Памяти Михаила Федоровича Бондаренко (1944–2013)	478
---------------------------------------------------------------	-----

СИСТЕМНАЯ МЕТОДОЛОГИЯ ОЦЕНИВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ НАЦИОНАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО МОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО ПОДХОДА

Н.М. КАЛЮЖНЫЙ, И.М. НИКОЛАЕВ, В.А. КОВШАРЬ

Излагается методология оценки эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга (СРЧМ), базирующаяся на системном анализе сложных систем и предложенном пространственно-частотно-временном подходе к оценке эффективности радиомониторинга использования функционирующими радиоэлектронными средствами (РЭС) выделенного радиочастотного ресурса (РЧР). Обосновываются иерархическая структура построения и функционирования национальных СРЧМ, а также целевые функции СРЧМ, региональных подсистем и их элементов. Определяются и обосновываются показатели и критерии эффективности функционирования СРЧМ. Предлагается обобщенное математическое описание этих показателей в виде степенной функции. Приводится научно-методический аппарат аналитической оценки качественных и количественных показателей эффективности функционирования СРЧМ при выполнении основных заданий радиомониторинга с учетом степени охвата контролируемых РЭС по территории, частоте и времени.

Ключевые слова: методология, система, радиочастотный мониторинг, радиочастотный ресурс, эффективность, показатели эффективности.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. Развитие рыночных отношений ведет к увеличению числа радиоэлектронных средств, используемых в сфере современных телекоммуникационных технологий, что, в свою очередь, значительно усложняет электромагнитную обстановку, приводит к дефициту свободного радиочастотного спектра и требует совершенствования систем радиочастотного мониторинга, используемых для контроля и повышения эффективности использования радиочастотного ресурса. Решение задач радиочастотного мониторинга обеспечивается специально создаваемыми СРЧМ, эффективность функционирования которых оказывает непосредственное влияние на показатели работы систем управления использованием РЧР.

В настоящее время национальные СРЧМ представляют собой сложные системы, включающие в свой состав большое количество разнообразных средств радиоконтроля, сбора, анализа, обработки, передачи и отображения информации. Для повышения эффективности управления использованием РЧР в экономически развитых странах в связи с ростом числа РЭС проводятся организационные (изменение структуры системы и связей между ее элементами) и технические (установка нового и замена существующего оборудования) мероприятия по дальнейшему развитию (совершенствованию) национальных СРЧМ [1, 2]. Эти мероприятия, как правило, связаны с существенными материальными и временными затратами. Поэтому возникает необходимость обоснования их целесообразности и выбора тех из них, которые обеспечат наилучший полезный эффект при заданных ресурсных ограничениях. Критерием эффективности меро-

приятий по совершенствованию СРЧМ является сопоставление их реальных возможностей с требуемым или потенциальным значением.

При реализации мероприятий по совершенствованию СРЧМ следует учитывать, что функционирование любой такой системы представляет собой сложный процесс, основанный на принципах структурной и функциональной целостности, относительной автономности элементов и функций, а также принципа активности систем. Каждая СРЧМ в процессе функционирования выступает как целостное образование, в котором между ее структурой и функциями существует взаимосвязь и взаимообусловленность. Поэтому оценивание эффективности функционирования любой национальной СРЧМ представляет сложную, многокритериальную и одновременно проблемную задачу, требующую учета многих факторов. Основными из этих факторов являются требуемые объем и качество радиомониторинга, финансовые и временные затраты, географические особенности региона, характеристики и плотность распределения РЭС по территории региона, возможности существующей аппаратуры радиомониторинга и др. Оценивание эффективности функционирования СРЧМ, как материально-технической основы регулирования использования РЧР, должна вестись в единстве с процессом формирования требований к региональным подсистемам и в общей методологической схеме определения того, какой должна быть национальная СРЧМ в целом, какие подсистемы и с каким их техническим оснащением должны составлять ее основу.

Анализ литературы. Проведенный анализ показал, что в известной научно-технической литературе практически отсутствует постановка за-

дачи оценивания эффективности национальных систем радиочастотного мониторинга как сложных технических систем и методологический подход к ее решению [1, 2]. В связи с этим проблема разработки методологии и научно-методического аппарата оценивания эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга является актуальной.

Целью статьи является разработка методологии и обоснование системы показателей оценки эффективности функционирования национальных СРЧМ, их региональных подсистем и средств в конкретных условиях электромагнитной обстановки, формируемой совокупностями РЭС общего пользования в регионах страны.

Основная часть. Методология оценки эффективности функционирования национальной СРЧМ должна строиться на основе совокупности принципов, методов, моделей и методик, позволяющих трансформировать цели государства в сфере использования РЧР в количественно-качественные характеристики и параметры системы. Системную (методологическую) основу оценки эффективности функционирования национальных СРЧМ должен составлять системный подход, в соответствии с которым любая сложная система должна рассматриваться в качестве относительно самостоятельного объекта исследования с присущими ему особенностями функционирования и развития.

Системный подход к оценке эффективности функционирования национальной СРЧМ предполагает [3, 4]:

- определение главной цели функционирования системы;
- осуществление декомпозиции (построение «дерева») целей и операций до уровня элементарных, требующих для их выполнения конкретных средств;
- обоснование количественных показателей эффективности;
- выбор критериев эффективности;
- определение оптимальных потребностей в силах и средствах, которые были бы в состоянии выполнить все задачи с эффективностью, не ниже требуемой.

Цель функционирования системы определяет способы и формы действий, их характер и системную упорядоченность, а также средства достижения и выступает как определенный механизм интеграции различных действий в систему «цель – средство – результат». Цель функционирования СРЧМ тесно связана с понятиями «радиочастотный мониторинг» и «система радиочастотного мониторинга», в связи с чем возникает необходимость в уточнении данных понятий.

По мнению авторов **радиочастотный мониторинг** – это комплекс согласованных по замыслу, задачам, месту и времени организационных и технических мероприятий по сбору, обра-

ботке, анализу, обобщению, хранению и отображению данных о параметрах излучаемых сигналов и характеристиках контролируемых РЭС для оценки реального состояния использования РЧР и поддержки принятия управленческих решений в сфере его регулирования.

Данное определение обобщает известные определения понятия «радиочастотный мониторинг» с учетом его целевой и операционной направленности [14].

Под **системой радиочастотного мониторинга** будем понимать совокупность распределенных на местности стационарных и мобильных средств радиомониторинга (СРМ), каналов связи и пунктов управления, средств сбора, обработки, анализа, обобщения и хранения данных о загруженности полос частот, параметрах сигналов и характеристиках излучений РЭС, размещенных в контролируемом районе.

Из этих определений и анализа сущности задач, возлагаемых на СРЧМ [5–13], следует, что главной целью ее функционирования ($A_{СРЧМ}$) является *оценка реального состояния использования РЧР для поддержки принятия управленческих решений в сфере его регулирования (планирования, выделения, присвоения, ЭМС, международной координации)*.

Радиочастотный ресурс, используемый РЭС различного назначения, характеризуется не только полосой выделенных частот, но областью пространства и интервалом времени, в пределах которых разрешено функционирование конкретных типов РЭС. Исходя из этого, для оценивания эффективности функционирования СРЧМ по аналогии с мерой использования спектра, введенной в [13], целесообразно ввести понятие меры степени охвата выделенного РЧР системой радиомониторинга в виде контролируемого пространственно-частотно-временного континуума

$$V^k = S^k \cdot F^k \cdot T^k, \quad (1)$$

где S^k – контролируемое пространство, F^k – контролируемый частотный диапазон, T^k – время контроля.

Мера (1) определяет суть **методологического пространственно-частотно-временного подхода** к оценке эффективности функционирования СРЧМ и устанавливает диалектическую связь между используемым РЧР и степенью его охвата радиомониторингом. В соответствии с этим подходом функция целеполагания, характеризующая способность СРЧМ выполнять задачи, соответствующие цели ее функционирования, является функцией выделенного и контролируемого пространственно-частотно-временных континуумов:

$$\Phi(A_{СРЧМ}) = f(S, S^k, F, F^k, T, T^k). \quad (2)$$

При фиксированных значениях S, F, T эта функция может быть представлена в виде:

$$\Phi(A_{СРЧМ}) = f(S^k, F^k, T^k). \quad (3)$$

Целеполагание является важнейшей составной частью системного подхода. В объективном смысле под целью понимается то состояние, к которому стремится система, ради чего она существует.

Цель системы представляет собой иерархию простых позиций (подцелей). Поэтому **декомпозиция** главной цели функционирования любой национальной СРЧМ на подцели должна базироваться на анализе её структурно-иерархического построения и основных задач, решаемых на соответствующих уровнях иерархии. Результаты анализа [1, 2, 14] показывают, что национальные СРЧМ для обеспечения решения задач радиочастотного мониторинга в странах с территорией в сотни тысяч кв. км строятся по многоуровневому иерархическому принципу, предусматривающему наличие в их составе:

- центрального пункта управления (ЦПУ) СРЧМ на верхнем уровне;
- региональных подсистем радиочастотного мониторинга (РП РЧМ) на среднем уровне;
- средств радиочастотного мониторинга (СРМ) на нижнем уровне.

Типовая структурная схема СРЧМ представлена на рис. 1 [1].

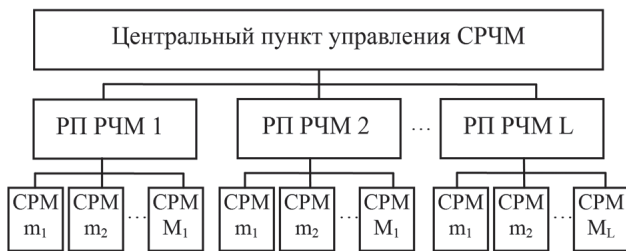


Рис. 1. Структурная схема взаимодействия элементов СРЧМ

Каждая из региональных подсистем вносит свой вклад в достижение главной цели функционирования всей СРЧМ. Соответственно целью функционирования РП РЧМ ($A_{РПРЧМ}$) является сбор, обработка, анализ, обобщение и сохранение данных о параметрах сигналов и характеристиках излучений РЭС для оценки реального состояния и обеспечения эффективного использования РЧР в пределах регионального пространственно-частотно-временного континуума. Одновременно каждое СРМ вносит свой вклад в оценку реального состояния использования РЧР в определенной пространственно-частотно-временной области (зоне действия).

В пределах заданного пространственно-частотно-временного континуума система, подсистемы и средства решают вполне определенные задачи, которые можно разбить на две группы [14]. Первая группа задач решается на всех уровнях иерархии национальной СРЧМ. К ним относятся задачи сбора, обработки, ана-

лиза, обобщения и хранения информации, необходимой для оценки реального состояния использования выделенного РЧР. Вторая группа задач решается на верхних уровнях системы и включает подготовку данных, предложений и рекомендаций для принятия решений в сфере регулирования РЧР.

Первая группа задач является исходной по отношению ко второй группе и определяет подцели функционирования СРЧМ на всех иерархических уровнях. Анализ этих задач позволяет определить основные подцели функционирования национальных СРЧМ на всех уровнях их иерархии [1, 2]. Смысловое содержание декомпозированных подцелей функционирования СРЧМ Украины, определенное на основе анализа нормативных документов, регламентирующих деятельность государственных органов в сфере радиомониторинга, приведено в табл. 1.

Таблица 1

Подцели функционирования СРЧМ

Подцели для уровня			Наименование подцели
СРЧМ	РП РЧМ	СРМ	
$A_{СРЧМ1}$	$A_{РПРЧМ1}$	$A_{СРМ1}$	Контроль соответствия параметров излучений зарегистрированных РЭС нормативным документам
$A_{СРЧМ2}$	$A_{РПРЧМ2}$	$A_{СРМ2}$	Контроль занятости полос радиочастот
$A_{СРЧМ3}$	$A_{РПРЧМ3}$	$A_{СРМ3}$	Выявление незаконно действующих передатчиков
$A_{СРЧМ4}$	$A_{РПРЧМ4}$	$A_{СРМ4}$	Выявление источников радиопомех работе РЭС

Для достижения приведенных подцелей функционирования СРМ на своём уровне иерархии реализуют полностью или частично выполнение элементарных операций (подцелей) [6, 11], представленных в табл. 2.

Таблица 2

Операции выполняемые СРЧМ

№ пп	Наименование операции	Условное обозначение
1	Поиск и обнаружение излучений РЭС по частоте и направлению	A_{O1}
2	Инструментальное оценивание параметров излучений РЭС	A_{O2}
3	Идентификация радиоизлучений РЭС	A_{O3}
4	Идентификация РЭС	A_{O4}
5	Наблюдение за радиоизлучениями	A_{O5}
6	Пеленгование РЭС	A_{O6}
7	Определение местонахождения РЭС	A_{O7}

Заметим, что в некоторых национальных СРЧМ подцели и операции, реализуемые СРМ,

могут быть объединены или более детализированы. Однако на суть решения задачи декомпозиции главной цели на составляющие подцели это не влияет. Результатом декомпозиции главной цели является определение древовидной структуры целей функционирования СРЧМ на всех уровнях иерархии, представленной на рис. 2.

Для достижения поставленной цели необходима целенаправленная деятельность СРЧМ, которая реализуется в процессе выполнения операции. Под операцией в системном подходе понимается совокупность целенаправленных действий, объединенных общим **замыслом и единой целью**, что и включено в предложенное выше определение радиочастотного мониторинга.

Операция формируется в рамках, которые в качестве основных компонентов содержат орган управления операцией, подсистемы, активные средства и объекты воздействия (контроля). По отношению к СРЧМ цель $A_{СРЧМ}$ операции выступает основным системообразующим фактором, как способ интеграции различных действий в единую последовательность (принцип целеобусловленности). Кроме того, она позволяет установить единую метрику показателей исхода операции на уровнях органа управления операцией, подсистем, активных средств и объектов контроля.

Эффективное проведение операции СРЧМ обеспечивается совокупностью ее общесистемных, структурных и функциональных свойств.

Остановимся подробнее на рассмотрении менее изученных функциональных свойств. К *функциональным (поведенческим) свойствам* относятся результативность, ресурсоемкость, оперативность, производительность, экономичность, активность, мощность, быстрдействие, точность и другие. Свойства, характеризующие процесс функционирования СРЧМ для достижения главной цели операции, называются операционными свойствами или свойствами операции [3, 4].

Качество исхода операции и алгоритм, обеспечивающий его получение (стратегия), предлагается оценивать следующими основными показателями:

- результативностью Q , определяющей получаемый целевой эффект (результат) для достижения которого функционирует система;
- ресурсоемкостью C , характеризующей затраты (ресурсы) всех видов, используемые для получения целевого эффекта;
- оперативностью T_o , определяющей расход времени, потребный для достижения цели операции.

В совокупности результативность, ресурсоемкость и оперативность порождают комплексное свойство — **эффективность $R_{эф}$ процесса функционирования СРЧМ — степень его приспособленности к достижению цели, а именно, оценки реального состояния использования РЧР**. Комплексное свойство проявляется при функционировании

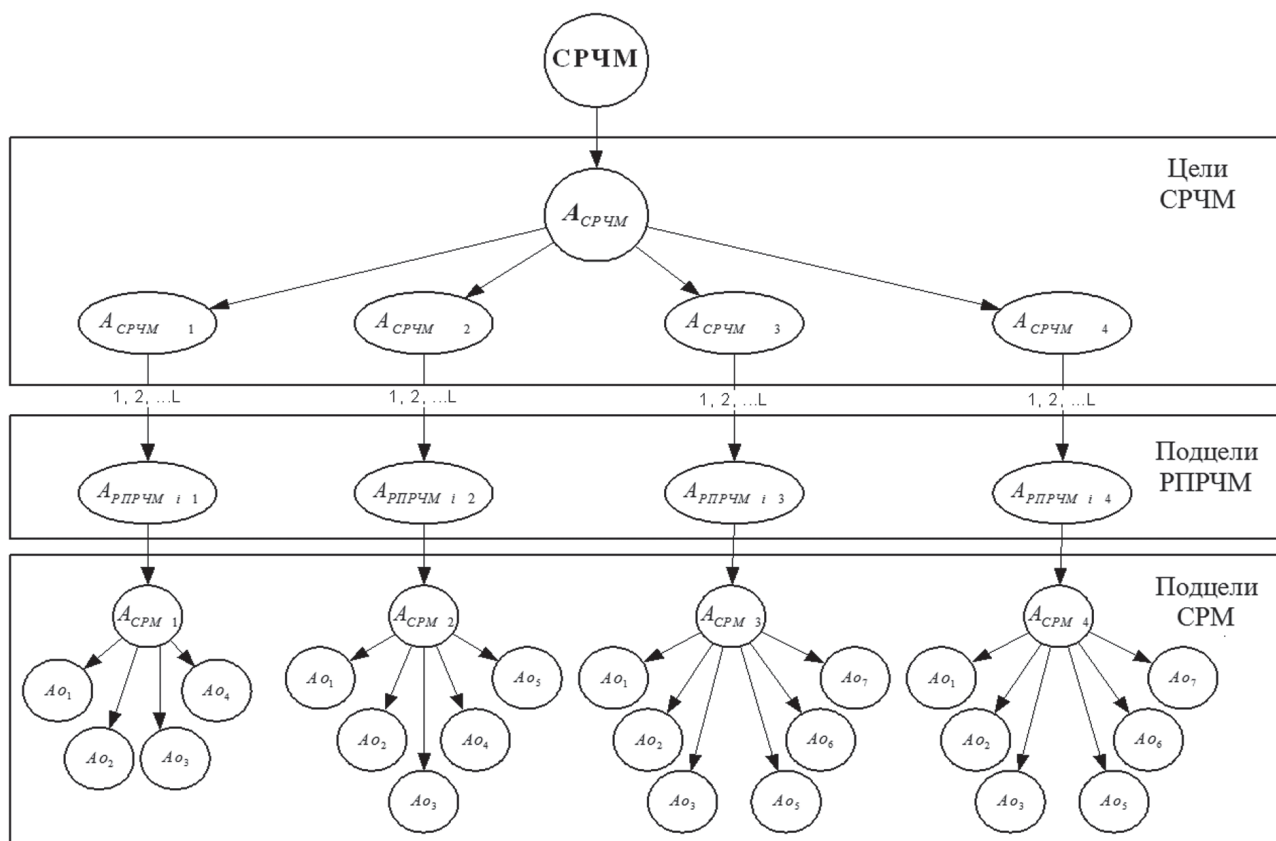


Рис. 2. Соотношения между главной целью функционирования и декомпозированными подцелями на разных уровнях иерархии СРЧМ

СРЧМ и зависит как от свойств операции, так и от свойств внешней среды.

Для количественной оценки исхода операции применительно к СРЧМ введем *обобщенный показатель результата операции* в виде вектора $R_{эф} = ||R_Q, R_C, R_T||$, компоненты которого — суть показателей отдельных результатов, отражающие результативность, ресурсоемкость и оперативность операции. Представим обобщенный показатель результата операции в виде степенной функции

$$R_{эф} = \zeta_0 \cdot Q^{\zeta_1} \cdot C^{\zeta_2} \cdot T^{\zeta_3}, \quad (4)$$

где $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$ — показатели степени.

Параметры функции показателя результата $\zeta_0, \zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$ могут принимать значения $0, \pm 1$.

Обобщенный показатель результата операции в виде (4) позволяет получить для разных значений $\zeta_0, \zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$ как основные показатели, так и важнейшие производные показатели по производительности и эффективности-стоимости. В таблице 3 приведены практические варианты использования обобщенного показателя результата операции.

Таблица 3

Показатели эффективности СРЧМ

№ пп	Параметры функции операции	Вид показателя	Наименование показателя
1	$\zeta_0 = \zeta_1 = 1;$ $\zeta_2 = \zeta_3 = 0$	$R_Q = Q$	Полезный эффект
2	$\zeta_0 = \zeta_2 = 1;$ $\zeta_1 = \zeta_3 = 0$	$R_C = C$	Стоимость операции
3	$\zeta_0 = \zeta_3 = 1;$ $\zeta_1 = \zeta_2 = 0$	$R_T = T$	Время на операцию
4	$\zeta_0 = \zeta_1 = 1;$ $\zeta_2 = 0;$ $\zeta_3 = -1$	$R_{II} = \frac{Q}{T}$	Производительность в операции
5	$\zeta_0 = \zeta_1 = 1;$ $\zeta_2 = -1;$ $\zeta_3 = 0$	$R_9 = \frac{Q}{C}$	Эффективность — стоимость операции

Ответственным моментом исследования эффективности операции является выбор показателей и критериев эффективности.

Показатель эффективности операции $W[\Phi(A_{СРЧМ})]$ есть мера степени соответствия реального результата операции требуемому или потенциальному значению. Критерий эффективности — это правило, позволяющее сопоставить стратегии (алгоритмы получения результата), характеризующиеся различной степенью достижения цели, и осуществлять направленный выбор стратегий из множества допустимых.

В соответствии с введенным обобщенным показателем результата операции (4) и его частными значениями (табл. 3) для оценивания эффектив-

ности функционирования СРЧМ могут использоваться различные группы показателей, характеризующие эффективность технической, экономической, оперативной, технико-экономической и технико-производственной деятельности по достижению главной цели. При этом необходимо сформулировать соответствующие критерии, определяющие надежность выполнения возложенных задач, и экономический эффект от их выполнения.

Наиболее важной и универсальной с точки зрения предложенного пространственно-частотно-временного подхода является группа технико-производственных показателей и критериев эффективности, позволяющая оценить полезный результат Q функционирования национальной СРЧМ.

Для практического оценивания этой группы показателей и критериев используем **вероятностный и детерминированный** подходы.

При **вероятностном подходе** в качестве общего показателя эффективности функционирования СРЧМ на верхнем уровне используется вероятность достижения цели по решению всех задач РМ

$$P_{1Z} = P(Q_{<Z>} < > \Psi_{<Z>}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega_Q(Q_{<Z>}) d\Theta_{\Psi}(\Psi_{<Z>}), \quad (5)$$

где

$$\Omega_Q(Q_{<Z>}) = P(Q_{<Z>} < > Q_{<Z>}^*) = P(\bigcup_{z=1}^Z (Q_z < > Q_z^*))$$

— интегральный закон распределения случайного вектора Q_z полезного результата операции по мониторингу заданного пространственно-частотно-временного континуума,

$$\Theta_{\Psi}(\Psi_{<Z>}) = P(\Psi_{<Z>} < > \Psi_{<Z>}^*) = P(\bigcup_{z=1}^Z (\Psi_{<Z>} < > \Psi_{<Z>}^*))$$

— функция распределения случайного вектора $\Psi_{<Z>}$ требуемых (необходимых) результатов по мониторингу заданного пространственно-частотно-временного континуума.

Поскольку подцели (табл. 1) являются несоместными событиями и РП РЧМ независимо решают стоящие перед ними задачи радиомониторинга, то обобщенный показатель P_{1Z} эффективности функционирования СРЧМ в общем случае представляется в виде суперпозиции вероятностей достижения целей региональными подсистемами:

$$P_{1Z} = \bigcup_{z=1}^d \rho_z P_{1z}(Q_z < > \Psi_z) = \bigcup_{l=1}^d \bigcup_{z=1}^L \rho_z P_{2lz}(Q_{lz} < > \Psi_{lz}), \quad (6)$$

где P_{1Z} и P_{2lz} — вероятности достижения каждой z -й подцели на центральном и региональном уровнях; l и L — номер и количество РП РЧМ; ρ_z — весовые коэффициенты, определяемые централизованно методом экспертной оценки для

каждой из подцелей, для которых должно выполняться условие $\sum_{z=1}^Z \rho_z = 1$.

При этом критерии эффективности задаются частными предикатами:

$$G_{1Z} : P_{1Z} \geq P_{1Z}^{mp}; G_{1z} : P_{1z} \geq P_{1z}^{mp}. \quad (7)$$

На втором уровне вероятность достижения цели l -й РП РЧМ по каждой z -й частной задаче определяется суперпозицией вероятностей выполнения задачи m -ми СРМ по n -м РЭС (полосам частот)

$$P_{2lz} = \bigcup_{m=1}^M \bigcup_{n=1}^N P_{3lzm} (Q_{lzm} < \Psi_{lzm}), \quad (8)$$

где P_{3lzm} – вероятность решения задачи контроля m -м СРМ по n -му РЭС (полосе частот); M и N – количество СРМ и РЭС в l -й РП РЧМ.

Для данного уровня критерий достижения каждой z -й подцели выражается частным предикатом

$$G_2 : P_{2lz} \geq P_{2lz}^{mp}. \quad (9)$$

На третьем уровне вероятность достижения цели m -м СРМ по контролю излучения n -го РЭС (полосы частот) в l -й РП РЧМ определяется суперпозицией вероятностей выполнения всех H_z операций (табл. 2), необходимых при решении z -й задачи

$$G_{3h} : P_{3lzm} \geq P_{3lzm}^{mp}; P_{lzmnh} \geq P_{lzmnh}^{mp}. \quad (10)$$

Тогда в соответствии с введенной ранее мерой контроля использования РЧР (1) наиболее полной характеристикой степени приспособленности СРЧМ к достижению цели (показателем эффективности) на контролируемой территории, в полосе контролируемых частот и на заданном интервале времени будет вероятность

$$P_Z = \bigcup_{l=1}^L \bigcup_{z=1}^Z \rho_z P_{2lz} (S_{lz}^k \geq S_{lz}^{mp}, F_{lz}^k \geq F_{lz}^{mp}, T_{lz}^k \leq T_{lz}^{mp}) = \bigcup_{l=1}^L \bigcup_{z=1}^Z \bigcup_{m=1}^M \bigcup_{n=1}^N \rho_z P_{lzmnh} (S_{lzmnh}^k \geq S_{lzmnh}^{mp}, F_{lzmnh}^k \geq F_{lzmnh}^{mp}, T_{lzmnh}^k \leq T_{lzmnh}^{mp}). \quad (11)$$

На основе выражений (6)–(11) несложно получить частные (по задачам) и интегральные (по уровням) вероятностные показатели эффективности функционирования СРЧМ с учетом охвата соответствующего пространственно-частотно-временного континуума. В частности, в табл. 4 представлены интегральные вероятностные показатели эффективности функционирования СРЧМ, РП РЧМ и СРМ для планомерно установленного времени контроля $T^{(k)}$ (смена, месяц, квартал, год).

Из анализа выражения (12) в табл. 4 следует, что в качестве показателей и критериев эффективности функционирования СРМ, по выполнению указанных в табл. 2 операций, могут быть использованы вероятностные пространственно-частотно-временные и точностные, представленные в табл. 5.

Вероятностная система показателей эффективности, приведенная в таблицах 4 и 5, позволяет качественно оценить потенциальные возможности функционирования СРЧМ и спрогнозировать её развитие, а также оценить эффективность функционирования существующих и предъявить требования к модернизируемым и перспективным СРМ. Для сравнения результатов эффективности функционирования СРЧМ за отчетные периоды необходимо определить систему детерминированных количественных показателей эффективности, значения которых соответствовали бы значениям соответствующих вероятностных по-

Таблица 4

Интегральные вероятностные показатели эффективности функционирования СРЧМ, РП РЧМ и СРМ

Уровень иерархии	Показатель эффективности	Аналитическое выражение
СРЧМ	P_{1L}	$P_{1L} = \bigcup_{l=1}^L P_{2lZMN} (S_l^k, F_l^k, T^k) = f(S^k, F^k, T^k)$
РП РЧМ	P_{2lZMN}	$P_{2lZMN} = \bigcup_{z=1}^Z \bigcup_{m=1}^M \bigcup_{n=1}^N \rho_z P_{3lzm} (S_{lzm}^k, F_{lzm}^k, T^k) = f(S_l^k, F_l^k, T^k)$
СРМ	P_{3lzm}	$P_{3lzm} = \bigcup_{z=1}^Z \bigcup_{n=1}^N \rho_z P_{lzmnh} (S_{lzmnh}^k, F_{lzmnh}^k, T^k) = f(\Delta S_l^k, \Delta F_l^k, T^k)$
<p>где $P_{3lzm} (S_{lzm}^k, F_{lzm}^k, T^k) = \bigcup_{h=1}^{H_z} P_{lzmnh} \left\{ \vec{\eta} \in \Delta S_l^k \wedge \vec{\alpha} \in \Delta F_l^k \times \Delta T^k / P_{0m}(f_n, \beta_n) \wedge P_{1m}(\vec{\alpha}) \right\}$, (12)</p> <p>$\vec{\eta} = \{x_n, y_n\}$ – вектор координат РЭС; $\vec{\alpha} = \{f_n, \Delta f_n, \Delta \omega_n, U_n, \tau_n, t_n\}$ – вектор сигнальных признаков излучения РЭС; f_n – несущая частота излучения; Δf_n – ширина спектра; $\Delta \omega$ – девиация частоты; U_n – напряженность поля; τ_n – длительность сигнала; t_n – длительность излучения; $P_{0m}(f_n, \beta_n)$ – вероятность поиска и обнаружения излучения РЭС по частоте и направлению; $P_{1m}(\vec{\alpha})$ – вероятность идентификации излучения РЭС по вектору сигнальных признаков.</p>		

Таблица 5

Показатели и критерии эффективности функционирования СРМ

Наименование показателя эффективности	Показатель эффективности	Критерий эффективности
1. Вероятность охвата излучений РЭС по пространству, частоте и времени	$P_{3lzm}(\Delta S_l^k, \Delta F_l^k, T^k)$	$P_{3lzm}(\Delta S_l^k, \Delta F_l^k, T^k) \geq P_{3lzm}(\Delta S_l^{mp}, \Delta F_l^{mp}, T^{mp})$
2. Вероятность поиска и обнаружения излучения РЭС по частоте и направлению	$P_{0m}(f_n, \beta_n)$	$P_{0m}(f_n, \beta_n) \geq P_{0m}^{mp}(f_n, \beta_n)$
3. Вероятность идентификации излучения РЭС по вектору сигнальных признаков	$P_{1m}(\vec{\alpha})$	$P_{1m}(\vec{\alpha}) \geq P_{1m}^{mp}(\vec{\alpha})$
4. Среднеквадратическая ошибка измерения направления на РЭС	$\sigma_m(\beta_n)$	$\sigma_m(\beta_n) \geq \sigma_m^{mp}(\beta_n)$
4. Среднеквадратическая ошибка идентификации координат РЭС	$\sigma_m(\vec{\eta})$	$\sigma_m(\vec{\eta}) \geq \sigma_m^{mp}(\vec{\eta})$
5. Среднеквадратическая ошибка измерения сигнальных признаков излучения РЭС	$\sigma_m(\vec{\alpha})$	$\sigma_m(\vec{\alpha}) \geq \sigma_m^{mp}(\vec{\alpha})$

казателей, характеризующих заданный уровень качества функционирования системы.

Детерминированный подход к оценке эффективности функционирования базируется на том положении, что совокупность задач радиомониторинга решается в некоторой части пространственно-частотно-временного континуума. Результатом операции СРЧМ с учетом (1) является проконтролированная часть пространственно-частотно-временного континуума $Q = V^k = S^k \cdot F^k \cdot T^k$.

Для дальнейшего рассмотрения излагаемой проблемы введем следующие обозначения: V/N_z – радиоспан, занимаемый излучением одного источника (радиоспан); V^k/N_z – контролируемый радиоспан; $N_z = N_1 + N_2 + N_3 + N_4$ – общее количество излучений источников по подцелям операции, приведенным в табл. 1.

Тогда следуя логике рассуждений (5)–(11) введем обобщенный показатель эффективности функционирования СРЧМ по оценке реального состояния использования РЧР $Q = V^k = S^k \cdot F^k \cdot T^k$.

$$W^V = \left(\frac{V^k}{N_z} \right) / \left(\frac{V}{N_z} \right) = \frac{V^k}{V} = \frac{S^k \cdot F^k \cdot T^k}{S \cdot F \cdot T} = \sum_{l=1}^L \sum_{z=1}^Z \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{h=1}^{H_z} P_z \frac{\Delta S_{lzmnh}^k \Delta F_{lzmnh}^k \Delta T_{lzmnh}^k}{\Delta S_{lzmnh} \Delta F_{lzmnh} \Delta T_{lzmnh}} \quad (13)$$

При этом критерий эффективности определяется требуемым значением показателя эффективности, который определяется, исходя из финансово-экономических, технических и организационных возможностей СРЧМ

$$W^V \geq W^{Vmp} \quad (14)$$

Разработанная на основе детерминированного подхода система количественных показателей оценки эффективности функционирования СРЧМ за плановый период $T^{(k)}$ представлена в табл. 6. Научно-практическая значимость и особенности использования показателей, при-

веденных в табл. 6, заключаются в следующем. Показатель W^V в табл. 6 является основным показателем эффективности контроля реального состояния использования РЧР.

Частные показатели 2 (W^S, W^F, W^T) могут быть использованы для выявления резервов повышения эффективности функционирования СРЧМ по контролю заданных зон действия, частотному диапазону и затратам времени.

Показатели 3 и 4 необходимы для оценки эффективности функционирования стационарной и мобильной составляющих СРЧМ и определения путей их совершенствования и взаимодополнения.

Показатель производительности 5 целесообразно использовать для оценки объема работ по радиомониторингу РЧР, выполненных СРЧМ, региональными подсистемами и средствами (станциями) контроля за определенный период времени.

Показатели 6 позволяют оценить эффективность СРЧМ по решениям основных задач оценки реального состояния использования РЧР. При этом показатели 6.1, 6.3, и 6.4 определяют эффективность радиомониторинга количества РЭС, НДП и источников РП, размещенных на территории, с учетом их охвата по частотному диапазону и затратам времени, а показатель 6.2 – эффективность радиомониторинга количества занятых полос частот с учетом их охвата по территории и времени. В представленном виде показатели 6 целесообразно использовать при непрерывном радиомониторинге (контроле). При выявлении НДП и источников РП существует априорная неопределенность относительно их места расположения, частотных характеристик излучения и времени работы. Данное обстоятельство существенно снижает вероятность и соответственно эффективность выявления НДП и источников РП при проведении периодического контроля. В этом случае для определения пока-

Обобщенная таблица показателей эффективности функционирования СРЧМ на всех уровнях иерархии

Наименование показателя	Аналитическое выражение
1. Показатель эффективности контроля реального состояния использования РЧР	$W^V = \frac{S^k \cdot F^k \cdot T^k}{S \cdot F \cdot T}$
2. Частные показатели эффективности контроля использования выделенного РЧР по территории, частотному диапазону и времени	$W^S = S^k / S, \\ W^F = F^k / F, \quad W^T = T^k / T$
3. Показатель эффективности функционирования стационарной составляющей СРЧМ	$W^{VC} = \left(\frac{S^{kc} \cdot F^{kc} \cdot T^{kc}}{S \cdot F \cdot T} \right)_{\text{в зоне ЭМД}}$
4. Показатель эффективности функционирования мобильной составляющей СРЧМ	$W^{VM} = \left(\frac{S^{km} \cdot F^{km} \cdot T^{km}}{S \cdot F \cdot T} \right)_{\text{вне зоны ЭМД}}$
5. Показатель производительности СРЧМ за единицу времени (час, смену, сутки)	$\Pi = \frac{S^k \cdot F^k \cdot T^k}{T}$
6. Показатель эффективности функционирования СРЧМ по решению совокупности задач оценки реального состояния использования РЧР	$W = \sum_{z=1}^Z \rho_z \cdot W_z, \quad \sum_{z=1}^Z \rho_z = 1$
6.1. Показатель эффективности контроля соответствия параметров излучений зарегистрированных РЭС нормативным документам	$W_1^V = \frac{N_1^k \cdot F^k \cdot T^k}{N_1 \cdot F \cdot T}$
6.2. Показатель эффективности контроля занятости полос радиочастот	$W_2^V = \frac{S^k \cdot \Delta F_2^k \cdot T^k}{S \cdot F \cdot T}, \quad \Delta F_2^k = \sum_{n=1}^{N_2} n \cdot \Delta f_n$
6.3. Показатель эффективности выявления незаконно действующих передатчиков	$W_3^V = \frac{N_3^k \cdot F^k \cdot T^k}{N_3 \cdot F \cdot T}$
6.4. Показатель эффективности выявления источников радиопомех работе РЭС	$W_4 = \frac{N_4^k \cdot F^k \cdot T^k}{N_4 \cdot F \cdot T}$
7. Показатель эффективности решения задач контроля РЧР за счет реализации новых свойств системы	$W_z^{(V)} = \sum_{z=1}^Z \frac{W_z^V - W_z^{HY}}{1 - W_z^{HY}}$

зателя эффективности выявления НДП целесообразно использовать подход, при котором на основе результатов радиомониторинга в предшествующие периоды времени прогнозируется общее количество НДП в зоне ответственности СРЧМ на текущий (плановый) период, т. е. $N_3 = N_3^{np}$. Одновременно для определения показателя эффективности выявления РП необходимо использовать известный подход, основанный на удовлетворении заявок пользователей РЧР о наличии помех в выделенных полосах частот $N_4 = N_4^3$. Если на выявление НДП и источников РП руководящим органом устанавливается директивное время T^{dg} , то для дополнительной оценки эффективности решения данных задач можно использовать показатель оперативности

$$(W_z^{on})_{z=3,4} = T_z^{dg} - T_z^k / T_z^{dg}. \quad (15)$$

Этот показатель может принимать значения от 0 до 1. При отрицательном значении показателя (15) задача считается не выполненной.

Показатели эффективности 6 по решению совокупности задач оценки реального состояния использования РЧР служат основой для расчета производственных показателей эффективности

функционирования СРЧМ и ее региональных подсистем.

Показатель 7 табл. 6, характеризует эффективность решения задач контроля РЧР за счет реализации новых свойств системы. Этот показатель представляет собой нормированный относительный прирост эффективности решения z -й задачи за счет усовершенствования СРЧМ, значения которого должны находиться в интервале (0...1). При этом эффективность решения z -й задачи при реализации идеальной системы равняется единице, а для реальной системы эта величина всегда будет меньше единицы. Если эффективность решения z -й задачи по планируемому усовершенствованию СРЧМ становится меньше существующей, то показатель 7 принимает значение меньше нуля, что свидетельствует о негативном эффекте.

Предлагаемая методология и разработанная система показателей могут применяться для оценивания эффективности функционирования любой из национальных СРЧМ с минимальной адаптацией к специфике функционирования конкретной системы и ее основных составляющих.

В соответствии с предложенной методологией были разработаны методика и программ-

ный комплекс оценивания, расчета и прогнозирования показателей эффективности функционирования СРЧМ общих пользователей РЧР Украины [7, 8].

В программно-методическом аппарате учитываются особенности построения и функционирования СРЧМ Украины и ее региональных подсистем. Для этого используются реальные данные по технической оснащенности (типам, количеству, техническим характеристикам и производительности стационарных и мобильных СРМ), количеству, типам и техническим характеристикам контролируемых РЭС, количеству и категориям (группам) радиотехнологий, к которым эти РЭС относятся, площади и населению контролируемых регионов и другие данные. На основании выражения (14) и таблицы 6 определяются и рассчитываются показатели эффективности 6, 5, 4, 3 функционирования СРЧМ на уровнях средств радиомониторинга и региональных подсистем. По количественным значениям показателей эффективности функционирования СРМ и РП РЧМ рассчитываются показатели эффективности стационарной 3 и мобильной 4 составляющих, а затем показатель эффективности функционирования СРЧМ в целом, приведенный в строке 1 таблицы 6.

Применение разработанного программно-методического аппарата проиллюстрируем на примере расчёта показателей эффективности функционирования одной из РП РЧМ.

На рис. 3 представлены результаты поквартального расчета показателей эффективности 6.1–6.4 решения основных задач радиочастотного мониторинга данной РП РЧМ за период 2010–2012 гг. Полученные результаты свидетельствуют о достаточно высокой общей эффективности выполнения основных задач радиомониторинга. Однако из приведенных графиков не совсем понятны причины низкой эффективности решения задач контроля зарегистрированных РЭС мобильной составляющей, выявления незаконно действующих передатчиков стационарной составляющей, выявления радиопомех во втором квартале 2010 года и др.

С целью анализа и выявления указанных причин в программно-методическом аппарате реализованы выводы промежуточных расчетов охвата средствами радиомониторинга излучений РЭС по радиотехнологиям, территории, частотному диапазону и времени [7, 8]. Для примера на рис. 4 приведены результаты расчета показателей эффективности функционирования мобильной составляющей рассматриваемой РП РЧМ по радиомониторингу каждой из четырех групп радиотехнологий (указаны в нижней части скриншота) в 2010–2012 гг. при выполнении первых двух задач. Наглядно видно, что общую эффективность мобильной составляющей существенно снижает неэффективный радиомониторинг четвертой группы радиотехнологий. Кроме того, та-

кие данные расчетов позволяют оценить степень изменения эффективности функционирования РП РЧМ за счет ввода существующих и новых типов СРМ (1-й квартал 2011 г.) или списания устаревших (третья группа радиотехнологий в 3-м и 4-м кварталах 2010 г.).

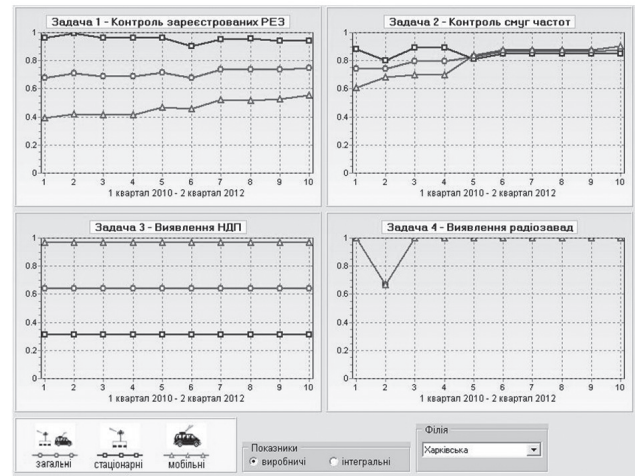


Рис. 3. Результаты расчета показателей эффективности выполнения основных задач радиомониторинга РП РЧМ

На рис. 6 представлены результаты расчета показателей эффективности функционирования стационарной составляющей, мобильной составляющей и РП РЧМ в целом по оценке реального состояния использования регионального РЧР за период 2010–2012 гг. и прогноза динамики их изменения на 2013 г., полученные на основе показателей эффективности решения основных задач радиомониторинга (рис. 4).

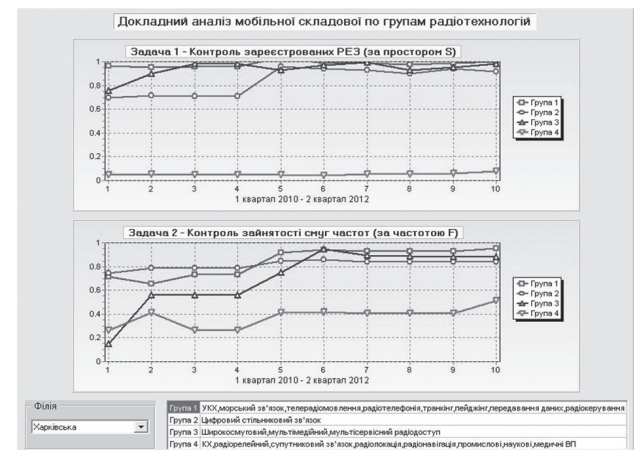


Рис. 4. Результаты расчета показателей эффективности радиомониторинга четырех групп радиотехнологий мобильной составляющей РП РЧМ

На рис. 5, а и 5, б приведены соответственно производственные показатели эффективности без учета пространственно-частотно-временного подхода и интегральные (технические) с учетом предложенного пространственно-частотно-временного подхода. Несмотря на достаточно высокие производственные показатели функци-

онирования РП РЧМ, её СРМ не обеспечивают эффективного охвата излучений зарегистрированных РЭС по территории, частотному диапазону и во времени. Анализ данных показателей позволяет наметить пути совершенствования как функциональной структуры РП РЧМ, так и тактико-технических характеристик СРМ.

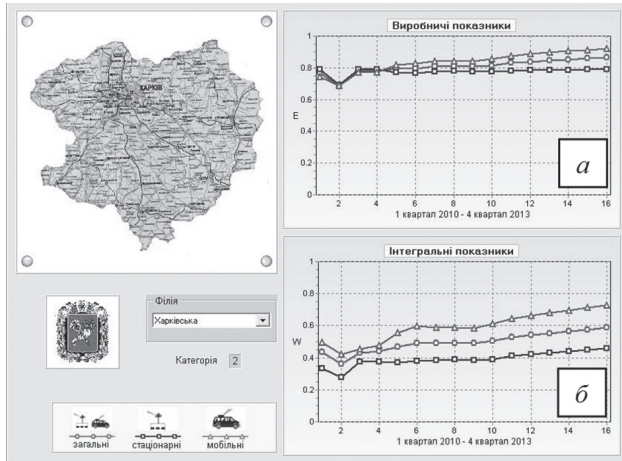


Рис. 5. Результаты расчета показателей эффективности функционирования РП РЧМ: *a* — без учета пространственно-частотно-временного подхода; *б* — с учетом пространственно-частотно-временного подхода

Предложенная методология, реализующие ее методика и программно-аппаратный комплекс прошли практическую проверку в процессе оценки эффективности функционирования 26 РП РЧМ, входящих в структуру национальной СРЧМ Украины. Полученные на их основе показатели эффективности функционирования стационарной составляющей, мобильной составляющей и СРЧМ Украины в целом за период 2010–2012 гг. и результаты прогноза динамики их изменения на 2013 г. без учета и с учетом предложенного пространственно-частотно-временного подхода представлены на рис. 6. Наблюдается ежеквартальное повышение эффективности функционирования СРЧМ в течение рассматриваемого периода, обусловленное опережающим развитием самой системы по сравнению с развертыванием радиотехнологий и количества зарегистрированных РЭС. В то же время эффективность пространственно-частотно-временного охвата радиомониторингом используемого РЧР требует дальнейшего повышения и соответственно дальнейшего развития СРЧМ на всех уровнях.

Таким образом, применение разработанного научно-методического аппарата позволило оценить эффективность функционирования многих составляющих существующей СРЧМ Украины, которые не оценивались ранее. Результаты проведенных расчетов были положены в основу разработки предложений по модернизации и совершенствованию функциональной структуры СРЧМ Украины и ее РП РЧМ.

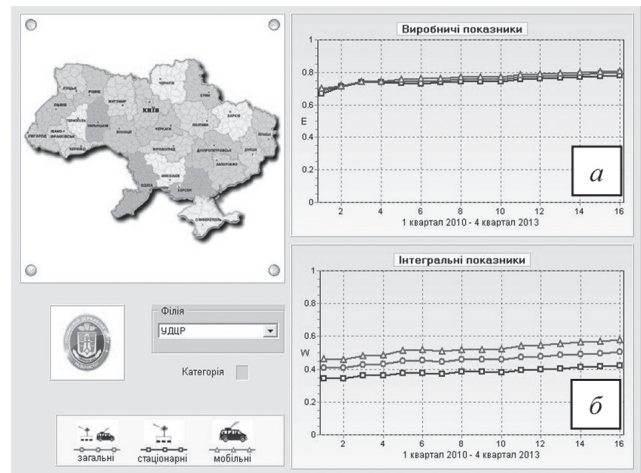


Рис. 6. Результаты расчета показателей эффективности функционирования СРЧМ Украины: *a* — без учета пространственно-частотно-временного подхода; *б* — с учетом пространственно-частотно-временного подхода

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Оценивание эффективности функционирования национальных СРЧМ представляет сложную, многокритериальную и одновременно проблемную задачу, требующую нестандартных подходов и учета многих факторов. В статье изложены разработанные методология и научно-методический аппарат решения данной проблемной задачи, базирующиеся на принципах системного и предложенного пространственно-частотно-временного подходов.

Предложенный методологический пространственно-частотно-временной подход к оценке эффективности функционирования СРЧМ устанавливает диалектическую связь между объективно существующим в пространстве, по частоте, во времени радиочастотного ресурса и степенью его охвата радиомониторингом. Разработанная методология позволяет анализировать любую СРЧМ как целостное образование, в котором между ее структурой и функциями существует взаимосвязь и взаимообусловленность, учесть всю совокупность решаемых задач и технических характеристик ее подсистем и элементов (СРМ).

На базе системного анализа целей, структуры и решаемых задач предложена система обобщенных показателей, обеспечивающая оценивание технической, экономической, производственной, технико-экономической и технико-производственной эффективности функционирования СРЧМ, ее подсистем и элементов по достижению главной цели: оценки реального состояния использования национального РЧР.

На основе пространственно-частотно-временного подхода разработана комплексная система показателей, позволяющая оценивать эффективность функционирования СРЧМ на разных уровнях ее иерархии. Предложенная система показателей включает вероятностные и детерми-

нированные группы показателей, характеризующие эффективность технико-производственной деятельности по достижению целей функционирования СРЧМ, ее подсистем и элементов.

Вероятностная система показателей эффективности позволяет качественно оценить потенциальную эффективность функционирования СРЧМ и спрогнозировать её развитие, а также оценить эффективность функционирования существующих и предъявить требования к модернизируемым и перспективным СРМ.

Детерминированная система показателей, сформированная в рамках предлагаемого подхода, позволяет оценивать эффективность функционирования системы РЧМ с целью получения данных, необходимых для управления использованием РЧР и может применяться на различных уровнях организационной структуры данной системы, начиная с достижения общих целей системы и заканчивая отдельными операциями РЧМ.

Работоспособность предлагаемой методологии и системы показателей технико-производственной деятельности проверена на практике при оценке эффективности функционирования национальной СРЧМ Украины.

Литература

- [1] Слободянюк П.В., Благодарный В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу / За заг. ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин: ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. – 588 с.
- [2] Слободянюк П.В., Благодарный В.Г. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра (Теория и практика построения системы радиомониторинга) / Под общ. ред. П.В. Слободянюка. – Прилуки: ООО «Издательство «Аир-Поліграф», 2010. – 296 с.
- [3] Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П. Введение в системный анализ. – М.: «Высшая школа», 1989. – 361 с.
- [4] Сурмин Ю. П. Теория систем и системный анализ: Учеб. пособие. – К.: МАУП, 2003. – 368 с.
- [5] Закон Украины «Про радіочастотний ресурс України» от 24.06.2004 № 1876-IV с изменениями, внесенными согласно Закону № 2119-IV от 21.10.2004.
- [6] Положення про радіочастотний моніторинг у смугах радіочастот загального користування, затверджене рішенням НКРЗ від 16.07.2009 № 1599, зареєстровано у Міністерстві юстиції України 07.08.2009 за № 741/16757.
- [7] Калюжный Н.М., Попов А.М., Ковшарь В.А. Методика оценивания эффективности функционирования системы мониторинга общих пользователей радиочастотного ресурса на основе пространственно-частотно-временного подхода. Часть 1 / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 172. – С. 160–169.
- [8] Калюжный Н.М., Попов А.М., Ковшарь В.А. Методика оценивания эффективности функционирования системы мониторинга общих пользователей радиочастотного ресурса на основе пространственно-частотно-временного подхода. Часть 2 / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2013. Вып. 173.
- [9] Регламент радиосвязи. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра. – М.: 2004.
- [10] Бюро радиосвязи МСЭ. Справочник по радиоконтролю. // Женева: МСЭ, 2002. – 585 с.
- [11] ITU. Publications: Recommendation ITU-R SM.1050-2. Tasks of a monitoring service. [Электронный ресурс] // Женева: МСЭ – 2004. – 3с. – Режим доступа к документу: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1050-2-200401-I!!PDF-E.pdf
- [12] ITU. Publications: Recommendation ITU-R SM.1392-1. Essential requirement for a spectrum monitoring station for developing countries. [Электронный ресурс] // Женева: МСЭ – 2011. – 6 с. – Режим доступа к документу: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1392-2-201102-I!!PDF-E.pdf
- [13] ITU. Publications: Recommendation ITU-R SM.1046-2. Русская версия. Определение использования радиочастотного спектра и эффективность радиосистемы. [Электронный ресурс] // Женева: МСЭ – 2011. – 45 с. – Режим доступа к документу: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.1046-2-200605-I!!PDF-R.pdf
- [14] Калюжный Н.М., Николаев И.М., Галкин С.А. Методология оценивания эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга // Труды 9 Международного Симпозиума по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии – СПб, 2011. – С. 164–167.

Поступила в редколлегию 05.09.2013



Калюжный Николай Михайлович, кандидат технических наук, научный руководитель проблемной научно-исследовательской лаборатории ХНУРЭ. Научные интересы: системы и средства радиомониторинга, частотно-временная обработка сигналов в условиях априорной неопределенности, комплексная обработка сигнальной и координатной информации о радиоэлектронно-объектовой обстановке.



Николаев Иван Михайлович, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник Научного центра Воздушных Сил Харьковского университета Воздушных Сил. Научные интересы: системы и средства радиочастотного мониторинга, обработка и анализ информации о радиоэлектронно-объектовой обстановке.



Ковшар Валентин Александрович, аспирант научно-исследовательского центра интегрированных информационных систем и технологий ХНУРЭ. Научные интересы: системы и средства радиочастотного мониторинга.

УДК 621.391.827: 645.16

Системна методологія оцінювання ефективності функціонування національних систем радіочастотного моніторингу на основі просторово-частотно-часового підходу / Н.М. Калюжний, О.М. Попов, В.А. Ковшар // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2013. — Том 12. — № 3. — С. 375–386.

Викладається методологія оцінки ефективності функціонування національних систем радіочастотного моніторингу (СРЧМ), що базується на системному аналізі складних систем і запропонованому просторово-частотно-часовому підході щодо оцінки ефективності використання функціонуючими радіоелектронними засобами (РЕЗ) виділеного радіочастотного ресурсу (РЧР). Обґрунтовуються ієрархічна структура побудови та функціонування національних СРЧМ, а також цільові функції СРЧМ, регіональних підсистем і їх елементів. Визначаються і обґрунтовуються показники і критерії ефективності функціонування СРЧМ. Пропонується узагальнений математичний опис цих показників у вигляді статичної функції. Наводиться науково-методичний апарат аналітичної оцінки якісних і кількісних показників ефективності функціонування СРЧМ при виконанні основних завдань радіомоніторингу з урахуванням ступеня охоплення контрольованих РЕЗ по території, частоті і часу.

Ключові слова: методологія, система, радіочастотний моніторинг, радіочастотний ресурс, ефективність, показник.

Табл.: 6. Іл.: 6. Бібліогр.: 14 найм.

UDC 621.391.827: 645.16

A system methodology of evaluating the efficiency of functioning national radio frequency monitoring systems based on spatial time-and-frequency approach / N.M. Kalyuzhny, I.M. Nikolaev, V.A. Kovshar // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2013. — Vol. 12. — № 3. — P. 375–386.

The paper presents methodology for evaluating the efficiency of functioning national radiofrequency monitoring systems (RFMS) which is based on the system analysis and the proposed spatial time-and-frequency approach to evaluating the effectiveness of radiomonitoring the use of a dedicated radio frequency resources (RFR) by operating radio electronic means (REM). A hierarchical structure of forming and functioning national RFMSs as well as objective functions of RFMSs, regional subsystems and their elements are grounded. Indices and criteria of RFMS functioning efficiency are determined and justified. A generalized mathematical description of these indices in the form of a power function is proposed. The paper gives a scientific and methodological apparatus of analytical evaluation of qualitative and quantitative indicators of RFMS functioning efficiency while performing the main radio monitoring tasks in view of the order of covering the REMs controlled in territory, frequency and time.

Keywords: methodology, system, radio frequency monitoring, radio frequency resource, efficiency, efficiency indices.

Tab.: 6. Fig.: 6. Ref.: 14 items.

В последнее десятилетие в литературе активно обсуждается такое направление в радиолокации как МИМО (Multiple – Input – Multiple – Output) РЛС. Авторы рассматривают ряд преимуществ таких систем: улучшение углового разрешения и точности оценки угловых координат, лучшие способности к адаптации и др. Однако, не все согласны с преимуществами МИМО систем, главным образом из-за потерь в отношении сигнал-шум. В данной работе проводится анализ некоторых характеристик МИМО РЛС, а также их сравнение с РЛС с обычной АФАР.

Ключевые слова: МИМО радиолокационная система, активная фазированная решетка.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы, как в зарубежной, так и отечественной литературе, интенсивно развивается такое направление в радиолокации как МИМО (Multiple Input – Multiple Output – «много входов – много выходов») РЛС [1–15].

В самом общем смысле под МИМО радиолокационной системой (см. рис. 1) понимается совокупность K передающих элементов (позиций), излучающих K сигналов $u_i(t, \theta)$, $i = \overline{1, K}$, и L приемных элементов (позиций), обеспечивающих одновременный прием и обработку аддитивной суммы этих сигналов $m(t, \theta) = \sum_i u_i(t, \theta)$ [5]. В качестве системы сигналов чаще всего используются взаимно ортогональные сигналы.

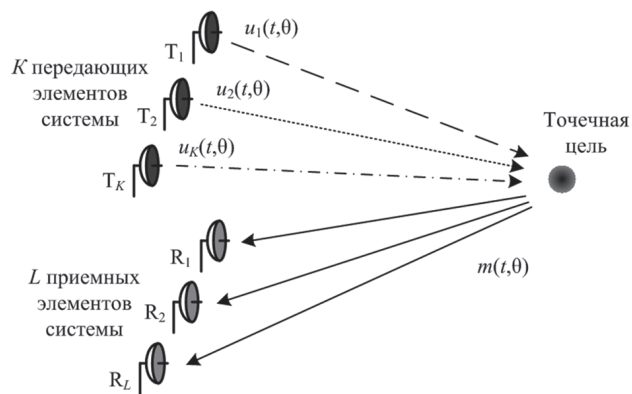


Рис. 1. Общий принцип МИМО РЛС

По общему определению, многие из классических радиолокационных систем можно рассматривать как МИМО РЛС. К примеру, РЛС с синтезом апертуры можно рассмотреть как МИМО РЛС с разнесенными (взаимно ортогональными) по времени сигналами.

В настоящий момент МИМО РЛС можно разделить, как предложено в [1], на два основных класса (см. рис. 2). Первый класс содержит МИМО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами. Второй класс включает РЛС с разнесенными антеннами, так называемые «Статистические МИМО РЛС».

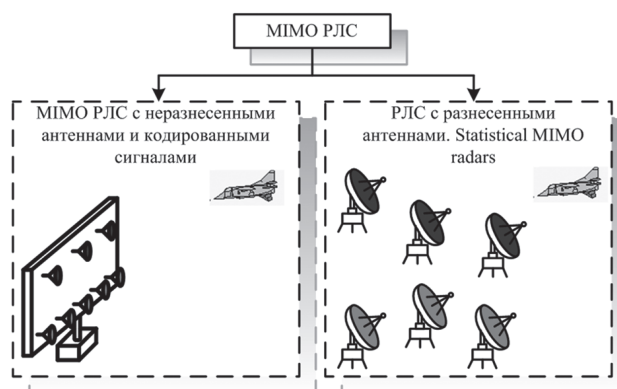


Рис. 2. Два основных класса МИМО РЛС

МИМО РЛС с разнесенными антеннами представляют собой ни что иное, как частный случай хорошо известных многопозиционных радиолокационных систем (МНРЛС) [16, 17]. О том, что идея Statistical MIMO Radars отнюдь не нова, оговаривалось в [1]. Действительно, к примеру, в [16] описаны многопозиционные системы с K передающими и L приемными позициями. При этом рассматриваются два варианта работы передающих позиций: каждая из передающих позиций излучает один и тот же сигнал, и, посредством жесткой синхронизации, обеспечивается их когерентное сложение; либо каждая из передающих позиций излучает сигнал на своей частоте (т.е. взаимно ортогональные по частоте сигналы). Таким образом, рассматривать давно описанные системы, лишь потому, что им присвоено новое название, не целесообразно.

МИМО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами были предложены как альтернатива обычным обзорным РЛС с узкими передающими лучами антенн и последовательным во времени сканированием пространства.

В работах, посвященных МИМО РЛС с неразнесенными антеннами, описывается ряд преимуществ таких систем, в сравнении с РЛС с обычными фазированными решетками. К примеру [1, 5, 15]: улучшение характеристик обнаружения; улучшение точности оценки углового

положения целей; улучшение углового разрешения; возможность обнаружения целей с минимальными скоростями; лучшие возможности к адаптации.

Однако, есть авторы, которые не согласны с преимуществами ММО РЛС [6]. Они утверждают, что большинство преимуществ таких РЛС перечеркивается одним из основных недостатков – потерями в отношении сигнал-шум (ОСШ).

Исходя из вышесказанного, данная работа посвящена сравнительному анализу некоторых тактико-технических характеристик РЛС с обычной активной фазированной антенной решеткой (в дальнейшем РЛС с АФАР) и ММО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами.

Тактические характеристики РЛС определяют ее назначение. К тактическим характеристикам можно отнести [18]: зона действия; измеряемые координаты, параметры движения целей и точность их измерения; разрешающие способности; помехозащищенность; надежность.

Технические характеристики обеспечивают требуемые тактические характеристики РЛС. К техническим характеристикам относятся [18]: несущая частота f_0 (или длина волны λ); импульсная мощность P_0 ; вид зондирующего сигнала; коэффициент шума приемника $K_{ш}$; методы обзора пространства; методы измерения координат; методы выделения сигналов на фоне мешающих отражений (МО) и мешающих излучений (МИ); форма и ширина диаграммы направленности антенны (ДНА), коэффициент направленного действия (КНД) и уровень боковых лепестков; потребляемая мощность от источника питания; габариты и вес.

Ряд характеристик главным образом зависит от конкретной технической реализации, поэтому их сравнивать не имеет смысла. В дальнейшем рассмотрении ММО РЛС с неразнесенными антеннами и РЛС с АФАР примем одинаковыми: несущую частоту f_0 (или длину волны λ); импульсную мощность передатчика одного канала (модуля) P_0 ; число передающих (K) и приемных (L) каналов (модулей); вид зондирующего сигнала (ЗС); длительность импульса T_0 ; ширину спектра закона модуляции Δf_0 ; коэффициент шума приемника каждого из приемных каналов $K_{ш}$; параметры цели, а именно будем рассматривать точечную цель на дальности $r_{ц}$, с эффективной отражающей поверхностью $\sigma_{ц}$.

Кроме того, в данной работе будем рассматривать только узкополосные системы.

Для начала необходимо оговорить типовые структуры ММО РЛС и РЛС с АФАР, для которых будет проводиться дальнейшее сравнение.

1. СТРУКТУРА АНАЛИЗИРУЕМЫХ РЛС

Рассмотрим структуры сопоставляемых ММО РЛС и РЛС с АФАР. При этом, для упрощения, антенные системы обоих РЛС будем рас-

сматривать в виде линейных антенных решеток (АР), а также не будем затрагивать междупериодную обработку.

1.1 РЛС с АФАР. Рассмотрим вариант структуры передающей части РЛС с K -элементной АФАР (см. рис. 3) [19].

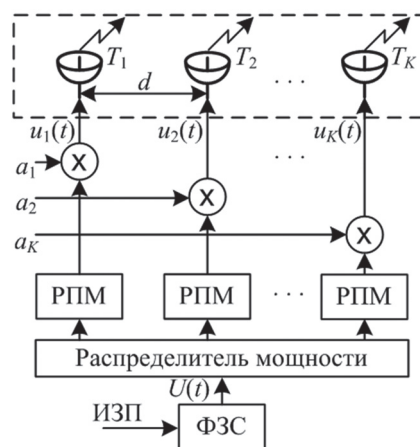


Рис. 3. Вариант передающей структуры РЛС с АФАР

Формирователь зондирующего сигнала (ФЗС) по импульсу запуска передатчика (ИЗП) формирует комплексный закон модуляции зондирующего сигнала $\dot{U}(t)$. Через распределитель, ЗС поступает в K передающих каналов.

В радиопередающем модуле (РПМ) m -го канала ($m = \overline{1, K}$) сигнал переносится на несущую частоту f_0 и усиливается до требуемой мощности P_0 :

$$\dot{u}_m(t, \theta_0) = \dot{U}(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} \cdot \dot{a}_m(\theta_0), \quad m = \overline{1, K}, \quad (1)$$

где \dot{a}_m – комплексный весовой коэффициент в m -м канале, который определяется исходя из требуемого отклонения максимума ДНА θ_0 (под ДНА будем понимать направленные свойства антенны с монохроматическим сигналом, т.к. для импульсного сигнала термин «диаграмма направленности» требует специального определения [20], [21]):

$$\dot{a}_m(\theta_0) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d \cdot \sin(\theta_0)}, \quad m = \overline{1, K}, \quad (2)$$

где d – интервал между элементами антенной решетки (см. рис. 3), обеспечивающий единственность главного лепестка ДНА.

Зондирующие сигналы (1) каждого канала излучаются m -м элементом передающей АР ($T_m, m = \overline{1, K}$) в пространство. Сигналы, излученные каждым из K каналов, суммируются в пространстве, с учетом диаграммы направленности одного излучателя АР $D_m(\theta)$. Тогда, излучаемое пространственно-временное поле запишем как [21]:

$$\dot{i}_{\Sigma \text{ рпу}}(t, \theta, \theta_0) = D_n(\theta) \sum_{m=0}^{K-1} \dot{u}_m(t, \theta_0) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} m d \cdot \sin(\theta)}. \quad (3)$$

В требуемом угловом направлении θ_0 сигналы с выходов элементов АР суммируются синфазно.

Запишем выражение для сигнала, отраженного от цели с углового направления θ_0 :

$$f(t, \theta_0) = D_n(\theta_0) \cdot \dot{M}(t) \cdot \dot{u}_{\Sigma \text{рпн}}(t - t_r, \theta_0, \theta_0) \times e^{j2\pi F_{\text{ДЦ}} t} = D_n^2(\theta_0) \cdot \dot{M}(t) \dot{U}(t - t_r) \cdot e^{j2\pi(f_0 + F_{\text{ДЦ}})t}, \quad (4)$$

где $\dot{M}(t)$ – комплексная огибающая отраженного сигнала (ОС); t_r – время запаздывания отраженного сигнала; $F_{\text{ДЦ}}$ – частота Доплера.

Тогда сигнал, в n -м элементе L -элементной приемной АР ($R_n, n = \overline{1, L}$) (см. рис. 4), с учетом фазовых набегов можно записать как:

$$f_n(t, \theta_0) = f(t, \theta_0) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin(\theta_0)} + \dot{h}_n(t), \quad n = \overline{1, L},$$

где $\dot{h}_n(t)$ – внутренний шум в n -м приемном канале.

В каждом приемном канале компенсируется набег фазы, осуществляется усиление сигнала $f_n(t, \theta_0)$ (в радиоприемном модуле – РПрМ) и его перенос на промежуточную частоту.

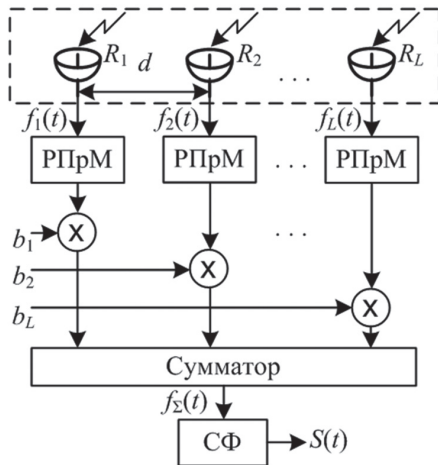


Рис. 4. Вариант приемной структуры РЛС с АФАР

На сумматоре осуществляется весовое пространственное когерентное накопление сигнала (формирование приемной ДНА):

$$f_{\Sigma}(t) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{n=1}^L f_n(t, \theta_0) \cdot \dot{b}_n(\theta_0), \quad (5)$$

где \dot{b}_n – комплексные весовые коэффициенты, которые определяются исходя из требуемого направления максимума приемной ДНА θ_0 :

$$\dot{b}_n(\theta_0) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin(\theta_0)} \quad n = \overline{1, L}. \quad (6)$$

С выхода сумматора сигнал поступает на устройство внутрипериодной обработки, представленное, например, согласованным фильтром (СФ). Сигнал с выхода СФ поступает в дальнейшем на устройства междупериодной обработки.

Выходной эффект устройства пространственно-временной обработки ($F(\alpha_c, \alpha)$) можно оценить при помощи многомерной функции рассогласования (МФР) [22]:

$$\Psi(\alpha_c, \alpha) = |F(\alpha_c, \alpha)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{X}^T(t, \alpha_c) \mathbf{X}^*(t, \alpha) dt \right|, \quad (7)$$

где α_c – вектор параметров принятого сигнала; α – вектор параметров ожидаемого сигнала; $\mathbf{X}(t, \alpha)$ – ожидаемый сигнал; $\mathbf{X}(t, \alpha_c)$ – принятый сигнал (при этом принятый сигнал полагают поданным на вход устройства обработки в отсутствие какой-либо помехи).

Наряду с МФР (7), часто вводят нормированную функцию рассогласования:

$$\rho(\alpha_c, \alpha) = \Psi(\alpha_c, \alpha) / \sqrt{\Psi(\alpha_c, \alpha_c) \Psi(\alpha, \alpha)}.$$

Каждое значение $\rho = \rho(\alpha_c, \alpha)$ характеризует нормированное сигнальное напряжение на выходе детектора, после устройства оптимальной обработки при рассогласовании параметров α_c и α .

Для простоты будем анализировать функцию рассогласования по времени ($\Delta\tau = t - t_r$) и одной угловой координате ($\Delta\theta = \theta - \theta_0$), полагая рассогласование по прочим параметрам равным нулю.

Перепишем принятый сигнал с учетом отсутствия внутренних шумов:

$$\mathbf{X}(t, \theta_0) = f(t, \theta_0) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta_0)} \\ \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(L-1)d \sin(\theta_0)} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Тогда МФР (7), с учетом (4), (6) и (8), примет вид:

$$\Psi(\Delta\tau, \Delta\theta) = |F(\Delta\tau, \Delta\theta)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} f(t, \theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}nd \sin(\Delta\theta)} \right] u^*(t - \Delta\tau) dt \right|, \quad (9)$$

где $u^*(t)$ – сигнал, комплексно-сопряженный закону модуляции ЗС.

Сечение функции рассогласования (9) плоскостью $\Delta\theta = 0$ дает результат внутрипериодной обработки, а сечение плоскостью $\Delta\tau = 0$ – форму приемной ДНА.

Кроме того, по виду выражения функции рассогласования можно построить структуру пространственно-временной обработки (см. выражение (9) и рис. 4).

Теперь, опираясь на структуру РЛС с АФАР, рассмотрим ММО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами.

1.2. ММО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами. По аналогии с РЛС с АФАР (см. рис. 3) определим передающую структуру для ММО РЛС (см. рис. 5).

По ИЗП сигнал с генератора опорного колебания (ГОК) поступает на K ФЗС, которые формируют систему K взаимно ортогональных сигналов [23]:

$$\dot{u}_m(t) = \dot{U}_m(t)e^{j2\pi f_0 t + \varphi_0} \quad m = \overline{1, K};$$

$$\begin{cases} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}_m(t) \dot{u}_n^*(t) dt \approx 0, & m, n = \overline{1, K}; m \neq n; \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}_m(t) \dot{u}_n^*(t) dt = 1, & m = n. \end{cases} \quad (10)$$

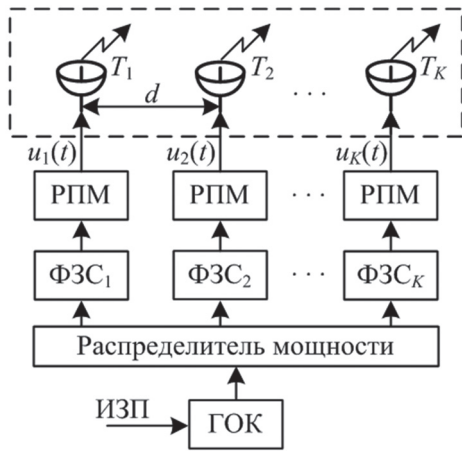


Рис. 5. Вариант передающей структуры МИМО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами

Как видно из рисунка 5, в передающей структуре МИМО, в отличие от РЛС с АФАР (см. рис. 3), отсутствует домножение на весовые коэффициенты $\dot{a}_m(\theta_0)$. Фазовые набеги, приобретаемые сигналами относительно передающей АР (см. выражение (11)), компенсируются при пространственно-временной обработке на приеме (см. рис. 6).

Каждый из K взаимно ортогональных сигналов излучается своим передающим элементом антенны $T_m, m = \overline{1, K}$. В каждом угловом направлении θ излученные сигналы (10) суммируются, образуя аддитивную сумму. Тогда, по аналогии с (3), запишем излучаемое пространственно-временное поле как:

$$\dot{u}_{\Sigma \text{ рпу}}(t, \theta) = D_{\text{и}}(\theta) \sum_{m=1}^K \dot{u}_m(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d \cdot \sin(\theta)}. \quad (11)$$

Запишем выражение для аддитивной суммы (11), отраженной от цели с углового направления θ_0 :

$$f(t, \theta_0) = D_{\text{и}}(\theta_0) \cdot \dot{M}(t) \cdot \dot{u}_{\Sigma \text{ рпу}}(t - t_r, \theta_0, \theta_0) \times e^{j2\pi F_{\text{дс}} t} = D_{\text{и}}^2(\theta_0) \cdot \dot{M}(t) \cdot e^{j2\pi(f_0 + F_{\text{дс}})t} \times \sum_{m=1}^K \dot{U}_m(t - t_r) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d \cdot \sin(\theta_0)}. \quad (12)$$

Тогда сигнал, в n -м элементе L -элементной приемной АР ($R_n, n = \overline{1, L}$) с учетом фазовых набегов, можно записать как:

$$f_n(t, \theta_0) = f(t, \theta_0) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin(\theta_0)} + h_n(t), \quad n = \overline{1, L}.$$

Чтобы получить приемную структуру МИМО РЛС, по аналогии с (9), определим вид двумерной функции рассогласования.

Принятый сигнал с учетом отсутствия внутренних шумов можно записать аналогично (8). Тогда, по аналогии с (9), можно записать функцию рассогласования на выходе m -го ($m = \overline{1, K}$) согласованного фильтра для m -го сигнала, выделенного из аддитивной суммы (12):

$$\Psi_m(\Delta\tau, \Delta\theta) = |F_m(\Delta\tau, \Delta\theta)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} f(t, \theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\Delta\theta)} \right] u_m^*(t - \Delta\tau) dt \right|, \quad (13)$$

где $\dot{u}_m^*(t)$ – сигнал, комплексно-сопряженный m -му закону модуляции ЗС.

Аналогичная функция рассогласования будет на выходах остальных $K-1$ СФ.

Сигналы с выходов СФ можно когерентно накопить с учетом фазовых набегов относительно передающей решетки (см. выражение (11)). Тогда функция рассогласования примет вид:

$$\Psi(\Delta\tau, \Delta\theta) = \left| \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} F_m(\Delta\tau, \Delta\theta) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} m d \sin(\Delta\theta)} \right|. \quad (14)$$

Из функции рассогласования (14), путем математических преобразований, можно получить ряд возможных структур пространственно-временной обработки в МИМО РЛС. При этом необходимо учитывать то, что сумму по K нельзя вносить под знак интеграла, т.к. информация о фазовых набегах относительно передающей АР может быть получена только после разделения сигналов в СФ.

На рисунке 6 представлен вариант приемной структуры МИМО, полученный в соответствии с (14).

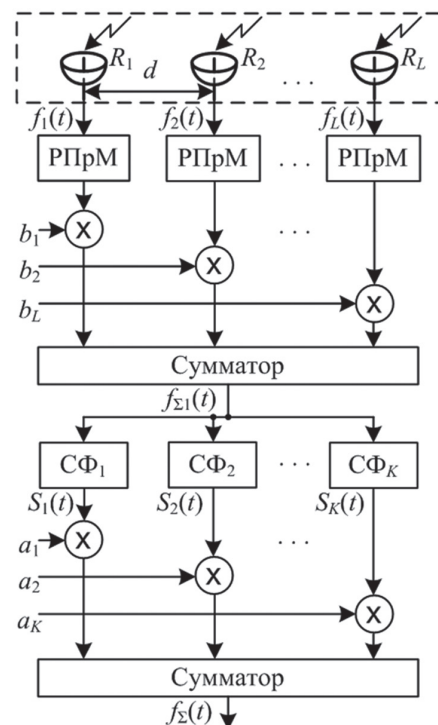


Рис. 6. Вариант приемной структуры МИМО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами

На первом сумматоре осуществляется пространственное когерентное накопление аддитивной суммы (12) по приемной решетке:

$$f_{\Sigma 1}(t) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{n=1}^L f_n(t, \theta_0) \cdot \dot{b}_n(\theta_0), \quad (15)$$

где комплексные весовые коэффициенты \dot{b}_n рассчитываются в соответствии с (6).

Результат поступает на K согласованных фильтров, импульсная характеристика каждого из которых согласована со своим сигналом (10). На блоке СФ сигналы из аддитивной суммы (11) разделяются ($S_m(t)$) и поступают на второй весовой сумматор, где осуществляется обработка, эквивалентная пространственному когерентному накоплению по передающей решетке:

$$f_{\Sigma}(t) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{m=1}^K S_m(t, \theta_0) \cdot \dot{a}_m(\theta_0), \quad (16)$$

где комплексные весовые коэффициенты \dot{a}_m определяются в соответствии с (2).

Теперь проведем анализ некоторых тактико-технических характеристик для рассмотренных вариантов РЛС с АФАР и ММО.

2. ШИРИНА ДНА И КОЭФФИЦИЕНТ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ

Для упрощения анализа, будем рассматривать линейную антенную решетку и, соответственно, ДНА в одной плоскости $D(\theta)$.

Выражение для амплитудной ДНА линейной эквидистантной (с расстоянием между элементами $d \approx 0.5\lambda$) L -элементной АР (см. рис. 7) имеет вид [24]:

$$D(\theta) = \left| \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} A_n e^{j(\frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\theta) - \varphi_n)} \right|, \quad (17)$$

где A_n и φ_n – амплитуда и фаза возбуждения n -го излучателя соответственно.

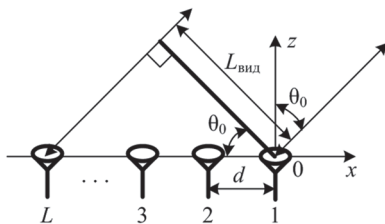


Рис. 7. Линейная эквидистантная АР

При этом будем считать, что амплитудное распределение на антенной решетке равномерное, а излучатели изотропны.

Чтобы получить ДНА на передачу для РЛС с АФАР (см. рис. 3), подставим (2) и экспоненциальную часть (3) в (17):

$$D_K(\theta) = \left| \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} \dot{a}_m(\theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} m d \sin(\theta)} \right|. \quad (18)$$

Очевидно, что приемная ДНА (см. рис. 4 и выражение (5)) рассчитывается аналогично (18):

$$D_L(\theta) = \left| \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \dot{b}_n(\theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\theta)} \right|. \quad (19)$$

Приемо-передающая ДНА будет определяться как произведение $D_K(\theta)$ на $D_L(\theta)$.

Ширина ДНА прямо пропорциональна длине волны и обратно пропорциональна видимому раскрытию апертуры $L_{\text{вид}}$ (см.рис. 7) [24]:

$$\Delta\theta = 51^\circ \frac{\lambda}{L_{\text{вид}}} = 51^\circ \frac{\lambda}{Ld \cdot \cos(\theta_0)}. \quad (20)$$

На рисунке 8 представлены передающая (приемная) и приемо-передающая ДНА для РЛС с АФАР при $K = L = 4$, и с межэлементным интервалом $d = 0.5\lambda$.

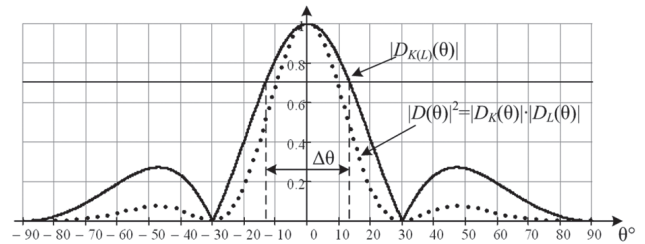


Рис. 8. Приемная (передающая) и приемо-передающая ДНА РЛС с АФАР

При равномерном амплитудном распределении коэффициент направленного действия L -элементной АР можно оценить по формуле [25]:

$$G = L \cdot G_{\text{и}}, \quad (21)$$

где $G_{\text{и}}$ – КНД одного излучателя АР.

В соответствии с (21), для рассмотренного варианта РЛС с АФАР (см. рис. 3 и 4), КНД на передачу пропорционально K , а на прием – L .

Для ММО АР, ввиду излучения взаимно ортогональных сигналов, нельзя сформировать такое понятие как передающая ДНА, т.к. оно не имеет физического смысла. Можно говорить о передающей ДНА, которая соответствует ДН одного излучателя, для m -го сигнала.

Также сложно для ММО сформировать понятие приемной ДНА.

Из (15), зафиксировав время, можно получить выражение для условной приемной ДНА, которое будет аналогично (19).

После первого сумматора аддитивная сумма (12) разделяется в СФ. Сигналы на выходах СФ содержат информацию о фазовых набегках, которые сигналы приобрели при распространении от передающих элементов до цели (см. выражение (11)).

По аналогии с сигналом на выходе первого сумматора, из выражения (16), можно получить функцию от θ , которая будет соответствовать (18). Эту функцию условно можно назвать передающей ДНА. Физически, на втором сумматоре осуществляется весовое пространственное когерентное накопление K сигналов.

В целом, зависимость сигнала на выходе второго сумматора от углового направления θ , бу-

дет определяться как произведение (18) на (19), что по форме соответствует приемо-передающей ДНА РЛС с АФАР (см. рис. 8).

Таким образом, под приемной ДНА МІМО РЛС (в случае изотропного излучателя – приемо-передающей) будем понимать сечение функции рассогласования (14) плоскостью $\Delta\tau = 0$.

В соответствии с таким определением, для упрощения, под приемной ДНА МІМО также можно понимать произведение «условной» приемной ДНА (19) и «условной» передающей (18).

Ширина приемной ДНА МІМО будет в $\sqrt{2}$ раз меньше значения, полученного в соответствии с (20).

Прежде чем определить значение КНД для приемной ДНА МІМО РЛС, рассмотрим возможность формирования более узкой приемной ДНА при неизменном числе передающих и приемных элементов АР [26].

Как видно из (20), с увеличением раскрыва апертуры, ширина ДНА уменьшается. При фиксированном значении длины волны, а также числа передающих и приемных элементов, увеличить размер антенны можно только увеличением межэлементного интервала. Однако это влечет за собой появление интерференционных максимумов.

Как было показано выше, приемную ДНА МІМО АР можно рассматривать как произведение $D_K(\theta)$ на $D_L(\theta)$. Тогда, задав, например, в приемной решетке межэлементный интервал $d_r = d$, обеспечивающий единственность главного лепестка, можно увеличить интервал между передающими элементами d_t так, чтобы интерференционные максимумы $D_K(\theta)$ попадали в нули $D_L(\theta)$.

Диаграмма направленности L -элементной АР имеет $L-1$ нулей [24], положение которых $\theta_{\text{нуль}}$ можно определить как:

$$\sin \theta_{\text{нуль}} = p \cdot \frac{\lambda}{Ld_r}, \quad (22)$$

где $p = \pm 1, \pm 2, \dots$ номер нулевого излучения.

Положение главных лепестков θ_{max} определяется как [24]:

$$\sin \theta_{\text{max}} = p \cdot \frac{\lambda}{d_t}, \quad (23)$$

где $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ номер главного лепестка.

Из выражений (22) и (23) видно, что для обеспечения единственности главного лепестка общей приемной диаграммы, необходимо обеспечить:

$$d_t = L \cdot d_r. \quad (24)$$

При этом ширина общей приемной ДНА будет эквивалентна ДН решетки с KL элементами. Более детально алгоритм синтеза геометрической структуры МІМО АР рассмотрен в [26].

На рисунке 9 представлен результат моделирования приемной ДН МІМО для $K = L = 4$, ин-

тервалом между приемными элементами $d_r = 0.5\lambda$, и интервалом между передающими $d_t = Ld_r = 2\lambda$.

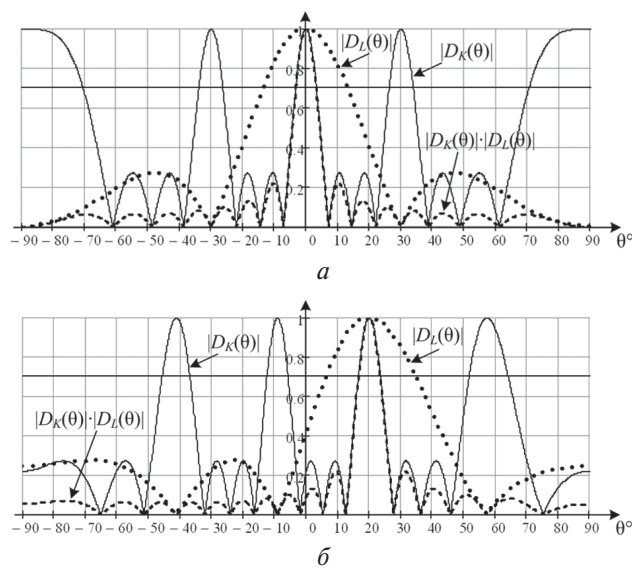


Рис. 9. Приемная ДНА МІМО АР при:
а — направлении главного максимума по нормали;
б — при отклонении максимума на $\theta_0 = 20^\circ$

Из рисунка 9 видно, что при разнесении передающих элементов на расстоянии Ld , интерференционные максимумы $D_K(\theta)$ попадают в нули $D_L(\theta)$.

Однако, в данном случае возникает вопрос о КНД. В классической теории антенн, КНД обратно пропорционально ширине ДНА. Но для МІМО АР КНД не изменится, т.к. число элементов решетки осталось неизменным. Применение разреженной решетки целесообразно с точки зрения улучшения разрешения по угловой координате.

Тогда под КНД приемной ДНА МІМО РЛС будем понимать КНД пропорциональное числу приемных элементов (см. выражение (21)).

3. СПОСОБЫ ОРГАНИЗАЦИИ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА

Как оговаривалось в п. 3, мы рассматриваем линейную АР, а соответственно и обзор по одной угловой координате.

В литературе, как правило, рассматривается три вида обзора пространства [27]: последовательный, одновременный и смешанный (последовательный по одной координате и одновременный по другой). Так как мы рассматриваем обзор по одной координате, то будем анализировать только последовательный и одновременный обзоры.

В дальнейшем примем равными, для всех рассматриваемых вариантов, величину сектора обзора $\theta_{\text{обз}}$ и время обзора данного сектора $T_{\text{обз}}$. При этом величина сектора обзора $\theta_{\text{обз}}$ должна быть согласована с шириной ДНА одного элемента АР.

Рассмотрим последовательный обзор.

Для рассмотренных в п. 2 структур РЛС с АФАР и ММО последовательный обзор может быть организован как показано на рис. 10 (на рисунке штрихпунктирной линией показан сектор обзора, штриховой – передающая ДНА, сплошной – приемная).

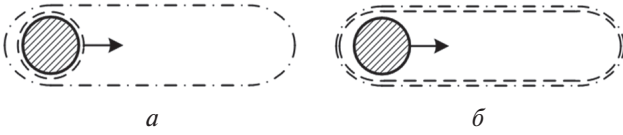


Рис. 10. Последовательный обзор пространства: а – для РЛС с АФАР; б – для ММО РЛС

В соответствии с рисунком 10, в РЛС с АФАР узкий приемно-передающий луч с КНД $KG_{и}$ и подводимой мощностью KP_0 (см. п.2 и п.3), последовательно во времени просматривает сектор сканирования $\theta_{обз}$.

В ММО РЛС каждый из K взаимно ортогональных сигналов с мощностью P_0 , через свой элемент АР с КНД $G_{и}$ облучает весь сектор, а узкая приемная ДНА осуществляет его последовательный обзор.

Определим количество раздельно разрешаемых секторов (элементов разрешения по угловой координате), просматриваемых за время обзора [27]:

$$m_{\theta} = \frac{\theta_{обз}}{\Delta\theta_p}, \quad (25)$$

где $\Delta\theta_p$ – ширина ДНА на уровне половинной мощности.

В соответствии с п.3 можно сказать, что для ММО РЛС этот параметр будет идентичен. А соответственно будут одинаковыми и время облучения одного сектора:

$$t_{обл} = \frac{T_{обз}}{m_{\theta}} = T_{обз} \frac{\Delta\theta_p}{\theta_{обз}}. \quad (26)$$

Время облучения одного сектора непосредственно связано с числом накапливаемых импульсов, а соответственно и эффективностью устройств накопления отраженного сигнала.

Хоть и реализация последовательного обзора проще, но она существенно ограничивает количество накапливаемых импульсов (см. выражение (26)). В литературе это назвали «импульсным голодом» [27].

Рассмотрим одновременный обзор.

При реализации одновременного (или параллельного) обзора, на прием, как правило, формируют веер лучей, перекрывающий весь сектор сканирования (см. рис. 11). Веер приемных лучей можно реализовать, например, при помощи матрицы Батлера [28]. На передачу наиболее распространены два варианта [27]: формирование широкой ДНА, как правило, косеконсной формы (см. рис. 11, а), либо формирование веера передающих лучей при помощи той же матрицы Батлера (см. рис. 11, б).

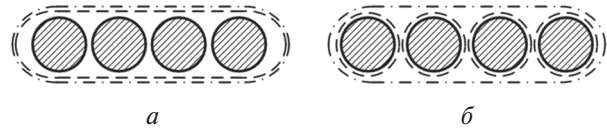


Рис. 11. Одновременный обзор пространства: а – для РЛС с АФАР с широкой передающей ДНА (для ММО РЛС); б – для РЛС с АФАР с веером лучей на передачу

Чтобы реализовать в РЛС с АФАР широкую ДНА на передачу, необходимо конструктивное изменение передающей антенны. При этом, при сохранившейся подводимой мощности KP_0 , мы теряем в КНД ($G_{и}$).

При реализации на передачу веера из K лучей [28], мы сохраняем КНД ($KG_{и}$), но теряем мощность в каждом луче (P_0), опять же при условии одинаковой подводимой мощности.

Однако, как показано в [27], мы размениваем эти потери на большее время облучения, а значит и число накапливаемых импульсов.

Для ММО РЛС реализация одновременного обзора значительно проще. В ней уже каждый сигнал облучает весь сектор. Остается лишь сформировать веер лучей на прием. При этом, энергетические параметры остаются неизменными, в отличие от РЛС с АФАР.

Вариант модификации приемной структуры рис. 6, для реализации веера лучей на прием, представлена на рис. 12.

Структура рис. 12 отличается от рассмотренной ранее структуры лишь тем, что пространственное когерентное накопление по приемной решетке (выход первого сумматора, см. рис. 6) осуществляется одновременно для L угловых направлений. Далее в каждом канале реализован идентичный блок обработки с K согласованными фильтрами и пространственным когерентным накоплением по передающей решетке. При этом все энергетические соотношения сохраняются такими же, как и для структуры рис. 6.

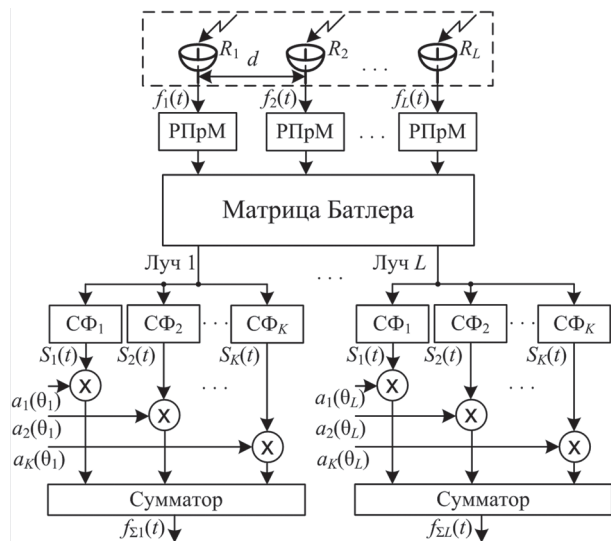


Рис. 12. Вариант приемной структуры ММО РЛС при реализации одновременного обзора

Также в этом пункте стоит оговорить одну особенность ММО РЛС.

Принципы ММО РЛС позволяют синтезировать ДНА на передачу требуемой формы [1, 5, 29]. Это можно использовать, например, для постановки прицельных по пространству активных шумовых помех, или, как предложено в [5], в медицинской отрасли для ультразвукового гипертермического лечения.

ДН передающей антенны по мощности можно записать в векторно-матричной форме [1]:

$$P(\theta) = \mathbf{a}(\theta)^{*T} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{a}(\theta), \quad (27)$$

где

$\mathbf{a} = \left\| \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot T_{x_1} \sin \theta\right\}, \dots, \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot T_{x_K} \sin \theta\right\} \right\|^T$ – вектор, определяющий направление излучения передающей антенны; T_{x_m} – координата m -го передающего элемента.

$1/T_0 \int u_m(t) \cdot u_n^*(t) dt = R_{mn} \quad m, n = \overline{1, K}$ – элемент нормированной корреляционной матрицы \mathbf{R} излучаемых сигналов.

Из (27) видно, что для синтеза ДН на передачу требуемой формы, при заданном расположении элементов АР (значение вектора \mathbf{a}), необходимо найти нормированную корреляционную матрицу излучаемых сигналов \mathbf{R} . Для определения матрицы \mathbf{R} из (27) используют, например, метод решения системы уравнений способом QR разложения [29]. После определения матрицы \mathbf{R} , можно найти структуру системы зондирующих сигналов:

$$\mathbf{U}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{Y}(t), \quad (28)$$

где $\mathbf{U}(t) = \|U_1(t) \dots U_K(t)\|^T$ – векторная функция K синтезированных взаимно-коррелированных узкополосных шумовых ЗС;

$\mathbf{Y}(t) = \|Y_1(t) \dots Y_K(t)\|^T$ – векторная функция K опорных взаимно-ортогональных узкополосных шумовых сигналов; $\mathbf{H} = \mathbf{R}^{1/2}$ – квадратный корень из матрицы \mathbf{R} .

Однако, данный принцип вряд ли применим в активных РЛС. Из (28) очевидно, что требуемая форма ДНА достигается за счет внесения в исходные взаимно ортогональные сигналы частичной корреляции. А это будет ухудшать эффективность разделения аддитивной суммы таких сигналов согласованными фильтрами (см. рис. 6), что, в свою очередь, негативно повлияет на формирование приемной ДНА и ОСШ.

4. ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ-ШУМ

В работах, посвященных ММО РЛС, анализу такой важнейшей характеристики, как ОСШ уделяется крайне мало внимания. При этом в некоторых работах (см., например, [6]) говорится об ухудшении ОСШ, но не оговаривается для какой структуры ММО РЛС проводится сравнение.

Цель данного пункта – проверить, как соотносятся ОСШ для рассмотренных в п. 1 ММО

РЛС и РЛС с АФАР при организации последовательного и одновременного обзоров. Значения ОСШ будем рассматривать: для РЛС с АФАР – на выходе СФ, а для ММО – на выходе устройства весовой пространственной обработки (выход второго сумматора) (см. рис. 4, 6 и 12).

4.1. Последовательный обзор. Определим ОСШ для РЛС с АФАР.

Сперва запишем плотность потока мощности у цели, создаваемую одним элементом АР [18]:

$$P_{ц1} = \frac{P_0 \cdot G_{ц}}{4\pi \cdot r_{ц}^2}. \quad (29)$$

Тогда плотность потока мощности у цели, создаваемой K -элементной АР:

$$P_{ц} = \frac{(K \cdot P_0) \cdot (K \cdot G_{ц})}{4\pi \cdot r_{ц}^2} = \frac{K^2 \cdot P_0 \cdot G_{ц}}{4\pi \cdot r_{ц}^2}. \quad (30)$$

Плотность потока мощности у приемной антенны:

$$P_{пр} = \frac{K^2 \cdot P_0 \cdot G_{ц} \cdot \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 \cdot r_{ц}^4}. \quad (31)$$

Площадь приемной L -элементной АР:

$$S_{пр} = \frac{\lambda^2 \cdot (L \cdot G_{ц})}{4\pi}. \quad (32)$$

Тогда принятая мощность на выходе сумматора (см. рис. 4):

$$\sigma_{са}^2 = P_{пр} \cdot S_{пр} = \frac{K^2 L P_0 G_{ц}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4}. \quad (33)$$

Отношение сигнал-шум на выходе устройства внутрипериодной обработки определяется как [18]:

$$\gamma = \frac{\sigma_{са}^2 \cdot T_0}{N_0}, \quad (34)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности (СПМ) внутренних шумов на выходе устройства пространственной обработки.

При этом, из (5) можно увидеть, что СПМ внутренних шумов на выходе сумматора (см. рис. 4), будет равна СПМ шумов в одном приемном канале, которая, в свою очередь, определяется коэффициентом шума РПРУ одного канала.

Тогда ОСШ для РЛС с АФАР:

$$\gamma_{афар} = \frac{K^2 L P_0 T_0 G_{ц}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4 N_0}. \quad (35)$$

Теперь определим ОСШ для ММО РЛС.

Плотность потока мощности у цели, создаваемая m -м элементом передающей АР ($m = \overline{1, K}$), будет аналогична (29). Так как излучаемые сигналы взаимно ортогональны, то считать суммарную плотность потока мощности у цели, с точки зрения ОСШ, некорректно. По аналогии с (31), определим плотность потока мощности у приемной АР, создаваемую m -м излучателем:

$$P_{пр1} = \frac{P_0 \cdot G_{ц} \cdot \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 \cdot r_{ц}^4}. \quad (36)$$

Тогда принятая мощность от m -го излучателя на выходе первого сумматора (см. рис. 6):

$$\sigma_{cm1}^2 = \Pi_{пр1} \cdot S_{пр} = \frac{LP_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4}. \quad (37)$$

Отношение сигнал шум на выходе m -го СФ можно определить как:

$$\gamma_{mimo1} = \frac{LP_0 T_0 G_{и} \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4 N_0} \cdot \alpha_{СФ}, \quad (38)$$

где $\alpha_{СФ}$ – потери на дешифрацию, возникающие при суммировании на выходах СФ боковых остатков автокорреляционной функции с остатками взаимно корреляционных функций других сигналов.

При одновременном излучении K взаимно ортогональных сигналов, ОСШ (38) будет на выходах каждого из K СФ. На втором сумматоре (см. рис. 6) осуществляется пространственное когерентное накопление, а соответственно ОСШ увеличится в K раз. Тогда ОСШ на выходе второго сумматора можно определить как:

$$\gamma_{mimo} = K \cdot \gamma_{mimo1} = \frac{KLP_0 T_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4 N_0} \cdot \alpha_{СФ}. \quad (39)$$

Из (35) и (39) получим отношение ОСШ РЛС с АФАР к ММО:

$$\frac{\gamma_{афар}}{\gamma_{mimo}} = K \cdot \alpha_{СФ}. \quad (40)$$

Если пренебречь потерями на дешифрацию, то из (40) видно, что при организации последовательного обзора ОСШ ММО РЛС в K раз хуже, чем в РЛС с АФАР. Это обусловлено отсутствием в ММО РЛС диаграммы направленности передающей решетки.

4.2. Одновременный обзор. При одновременном обзоре, без потери общности, ОСШ будем рассматривать в одном луче.

Определим ОСШ для РЛС с АФАР при одновременном обзоре.

Как оговаривалось в п.4, при реализации одновременного обзора в РЛС с АФАР, появляются потери либо в КНД, либо в мощности. Проведем сравнение для случая формирования на передачу широкой ДНА (см. рис. 15,а).

Тогда, по аналогии с (31), плотность потока мощности у цели, создаваемой K -элементной АР, равна:

$$\Pi_{ц} = \frac{(K \cdot P_0) \cdot G_{и}}{4\pi \cdot r_{ц}^2} = \frac{K \cdot P_0 \cdot G_{и}}{4\pi \cdot r_{ц}^2}. \quad (41)$$

Плотность потока мощности у приемной антенны:

$$\Pi_{пр} = \frac{K \cdot P_0 \cdot G_{и} \cdot \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 \cdot r_{ц}^4}. \quad (42)$$

Тогда, с учетом (32), принятая мощность на выходе сумматора (см. рис. 4):

$$\sigma_{ca}^2 = \Pi_{пр} \cdot S_{пр} = \frac{KLP_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4}. \quad (43)$$

Тогда ОСШ для РЛС с АФАР:

$$\gamma_{афар} = \frac{KLP_0 T_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4 N_0}. \quad (44)$$

Для ММО РЛС значение ОСШ не изменится. А соответственно отношение ОСШ, с учетом (39) и (44):

$$\frac{\gamma_{афар}}{\gamma_{mimo}} = \alpha_{СФ} \approx 1. \quad (45)$$

Таким образом, при реализации одновременного обзора ОСШ РЛС с АФАР и ММО можно считать равными.

4.3. Возможности по компенсации потерь в ОСШ. Ухудшение ОСШ при последовательном обзоре обсуждалось в некоторых работах [1, 2]. Для частичной компенсации данного эффекта в [1] предлагалось увеличивать время наблюдения за счет реализации одновременного обзора.

Значение ОСШ на выходе устройства когерентного накопления можно записать как [18]:

$$\rho = \gamma \cdot v_{кн} = \gamma \cdot F_{п} / \Delta F_{п} \approx \gamma \cdot L_{кн}, \quad (46)$$

где $v_{кн}$ – эффективность устройства когерентного накопления (КН); $F_{п}$ – частота повторения импульсов; $\Delta F_{п}$ – ширина АЧХ устройства когерентного накопления; $L_{кн}$ – число когерентно накапливаемых импульсов.

Тогда, для компенсации потерь в ОСШ за счет КН, необходимо увеличивать число накапливаемых импульсов в $L_{кн}$ раз. Для случая «дружных» флуктуаций отраженного сигнала $L_{кн} \approx K$.

Однако, для реализации КН на всем интервале наблюдения требуется значительное усложнение РЛС (длительная когерентность аппаратуры и т.п.) [22]. В [2] предлагалось перейти к некогерентному накоплению (НН) на всем интервале наблюдения. Но, как известно, это сопровождается энергетическими потерями (см., например, [27]).

Определим энергетические потери НН в сравнении с КН. При этом, в качестве предельного случая, рассмотрим эти потери для сигнала в отсутствии флуктуаций.

Чтобы определить энергетические потери, например, можно при заданном значении вероятности ложной тревоги F , построить характеристики обнаружения для КН и НН на всем интервале наблюдения. Далее, задав вероятность правильного обнаружения D , по кривым обнаружения опередить отношение ОСШ, при котором обеспечивается заданная вероятность при НН и КН.

Вероятность правильного обнаружения, при КН N импульсов в отсутствии флуктуаций, определяется через Q-функцию Маркума ($Q[N\gamma, \ln(1/F)]$) [22]:

$$D(N\gamma) = Q[N\gamma, \ln(F^{-1})] = e^{-N\gamma - \ln(F^{-1})} \cdot \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(N\gamma)^k}{k!} \sum_{l=0}^k \frac{(\ln(F^{-1}))^l}{l!}, \quad (47)$$

где γ – ОСШ на выходе устройства внутрипериодной обработки.

Вероятность правильного обнаружения, при N импульсов в отсутствии флуктуаций, определяется через модифицированную функцию Бесселя первого рода ($I_{N-1}(u)$) [22]:

$$D(N\gamma) = \int_{s_0}^{+\infty} (s/N\gamma)^{(N-1)/2} e^{-(s+N\gamma)} I_{N-1}(2\sqrt{sN\gamma}) ds, \quad (48)$$

где s_0 – значение порогового уровня, определяемое через вероятность ложной тревоги и отношение неполной $\Gamma(n, x)$ и полной $\Gamma(n)$ гамма-функций:

$$F(N) = \Gamma(N, s_0) / \Gamma(N). \quad (49)$$

На рисунке 13 представлена зависимость энергетических потерь от числа импульсов для различных D и F .

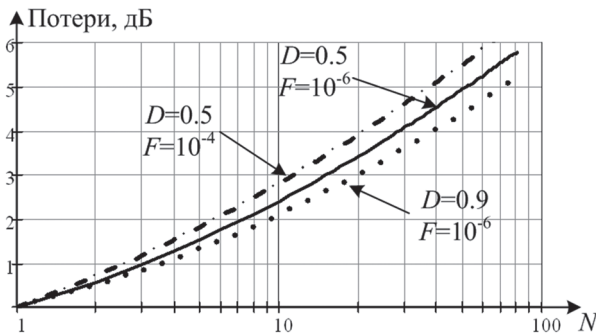


Рис. 13. Кривые потерь некогерентного накопления по сравнению с когерентным в отсутствии флуктуаций

В соответствии с (40) потери в ОСШ при последовательном обзоре $\approx K$. Тогда, для компенсации потерь необходимо увеличить количество когерентно накапливаемых импульсов в K раз. При этом, если их копировать некогерентно, потери определяются в соответствии с кривыми потерь (см. рис. 13).

Без потери общности, можно сказать, что расчет энергетических потерь рисунка 13 можно применить для пространственного накопления на втором сумматоре в ММО РЛС (см. рис. 6), т.е. если суммировать сигналы по передающей решетке некогерентно. Это позволит не усложнять передающую аппаратуру с целью обеспечения когерентности излучаемых сигналов.

5. СКРЫТНОСТЬ

Проблема скрытного радиолокационного зондирования или LPI проблема (Low Probability of interception – низкая вероятность перехвата), неоднократно обсуждалась в ряде работ [22, 30, 31]. Рассмотрим, как соотносятся характеристики скрытности в РЛС с АФАР и ММО.

В качестве критерия для оценки энергетической скрытности работы РЛС используем отношение дальности обнаружения РЛС $r_{обн}$ к дальности разведки ЗС РЛС средствами РТР противника в режиме обнаружения $r_{ртр}$ [30]:

$$Q = \frac{r_{обн}}{r_{ртр}}. \quad (50)$$

Определим коэффициент скрытности для РЛС с АФАР и ММО, при организации в обеих системах последовательного обзора.

Для упрощения, под дальностью обнаружения РЛС будем понимать дальность обнаружения в свободном пространстве в отсутствии накопления отраженного сигнала [18], тогда для РЛС с АФАР, учетом (35):

$$r_{обнАФАР} = \sqrt[4]{\frac{K^2 LP_0 T_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 N_0 \cdot \gamma_{ртр}}}, \quad (51)$$

где $\gamma_{ртр}$ – ОСШ на выходе устройства внутрипериодной обработки, требуемое для обеспечения заданных D и F .

Дальность РТР определяется через требуемое ОСШ на выходе приемника станции РТР $\gamma_{ртр}$ [32], с учетом (30):

$$r_{ртрАФАР} = \sqrt{\frac{K^2 P_0 G_{и} G_{ртр} \lambda^2 T_a}{(4\pi)^2 \gamma_{ртр} \cdot N_{0ртр}} \cdot K_{пот} \eta_{бок}}, \quad (52)$$

где $G_{ртр}$ – КНД приемной антенны станции разведки, $K_{пот}$ – коэффициент потерь в условиях априорной неопределенности структуры разведываемого сигнала; T_a – длительность временного наблюдения сигнала станцией РТР (время анализа); $N_{0ртр}$ – СПМ внутренних шумов приемника станции РТР; $\eta_{бок}$ – уровень боковых лепестков (УБЛ) ДНА РЛС.

Дальность обнаружения в свободном пространстве для ММО определяется с учетом (39):

$$r_{обнММО} = \sqrt[4]{\frac{KLP_0 T_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 N_{0\Sigma} \cdot \gamma_{ртр}}}. \quad (53)$$

Соответственно дальность РТР:

$$r_{ртрММО} = \sqrt{\frac{KP_0 G_{и} G_{ртр} \lambda^2 T_a}{(4\pi)^2 \gamma_{ртр} \cdot N_{0ртр}} \cdot K_{пот} \eta_{бок1}}, \quad (54)$$

где KP_0 – суммарная импульсная мощность передатчика, полученная некогерентным сложением взаимно ортогональных сигналов с K передающих элементов; $\eta_{бок1}$ – УБЛ ДНА одного элемента АР.

Подставим (51), (52) и (53), (54) в (50), и определим отношение коэффициентов скрытности ММО системы и РЛС с АФАР:

$$\frac{Q_{ММО}}{Q_{АФАР}} = \sqrt[4]{K \cdot \left(\frac{\eta_{бок}}{\eta_{бок1}}\right)^2}. \quad (55)$$

Для главного лепестка $\theta = \theta_0$ ($\eta_{бок} / \eta_{бок1} = 1$), можно сказать, что скрытность ММО РЛС в $\sqrt[4]{K}$ раз лучше, чем в РЛС с АФАР. Однако, для $\theta \neq \theta_0$ значение (55) будет зависеть от соотношения УБЛ передающей K -элементной АР (для РЛС с АФАР) и ДН одного элемента (для ММО) в заданном угловом направлении θ .

Определим отношение коэффициентов скрытности ММО системы и РЛС с АФАР с различными амплитудными распределениями по АР. В качестве исходных данных примем: длина волны $\lambda = 3$ см; межэлементный интервал, обеспечивающий единственность главного лепестка $d = 0.5\lambda$; число элементов АР $K = L = 9$; тип одного излучателя АР – полуволновой вибратор с КНД $G_{и} = 3.5$; типы амплитудного распределения – равномерное, косинусоидальное (окно Ханна) и комбинированное (окно Хэмминга).

Введем в (55) зависимость от углового направления θ :

$$\Delta Q(\theta) = \frac{Q_{\text{ММО}}(\theta)}{Q_{\text{АФАР}}(\theta)} = 4 \sqrt{K' \cdot \left(\frac{|D(\theta)|^2}{|D_{и}(\theta)|^2} \right)^2},$$

где K' – отношение мощностей ЗС РЛС с АФАР к ММО (K для равномерного амплитудного распределения, $< K$ для других распределений); $D(\theta)$ – нормированная к единице ДН АФАР; $D_{и}(\theta)$ – нормированная к единице ДН полуволнового вибратора.

Результат расчета зависимости отношения коэффициентов скрытности ММО системы и РЛС с АФАР представлен на рис. 14.

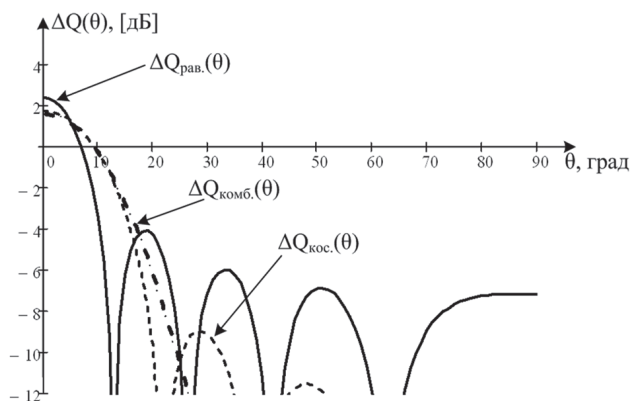


Рис. 14. Зависимость отношения $Q_{\text{ММО}}$ к $Q_{\text{АФАР}}$ от углового направления θ для различных амплитудных распределений

Из рис. 14 видно, что коэффициент скрытности у ММО РЛС лучше лишь в пределах главного лепестка ДН АФАР, что объясняется значительно большим УБЛ одного излучателя в сравнении с УБЛ АФАР.

Теперь определим коэффициент скрытности для РЛС с АФАР и ММО, при организации в обеих системах одновременного обзора.

В соответствии с (45) можно сказать, что дальности обнаружения будут одинаковыми.

При одновременном обзоре в РЛС с АФАР формируется веер передающих лучей или широкая передающая ДНА (см. п. 4), согласованная с сектором сканирования, который в свою очередь, должен быть согласован с ДН одного элемента. Тогда можно сказать, что при организации одновременного обзора скрытность РЛС с АФАР и ММО одинаковы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный в работе анализ некоторых тактико-технических характеристик узкополосной ММО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами позволил сделать следующие выводы.

1. В ММО системе цель облучается аддитивной суммой K взаимно ортогональных сигналов, излученных K передающими элементами, а L -элементная приемная решетка обеспечивает одновременный прием и обработку этих сигналов.

2. Для ММО РЛС сложно сформировать понятия передающей и приемной ДНА. Передающую ДНА можно рассматривать лишь как ДН одного элемента АР для m -го сигнала. Под приемной ДНА ММО понимается сечение двумерной функции рассогласования (14) плоскостью $\Delta\tau = 0$. Кроме того, принципы ММО РЛС позволяют получать более узкую приемную ДНА, за счет формирования разреженной передающей (приемной) решетки.

3. ММО систему наиболее целесообразно применять для реализации одновременного обзора по угловым координатам. В РЛС с АФАР, чтобы реализовать одновременный обзор, необходимо на передачу формировать веер передающих лучей, либо широкую ДНА, перекрывающую весь сектор, что сопровождается энергетическими потерями. В ММО РЛС, изначально каждый сигнал облучает весь сектор. Остается лишь сформировать веер лучей на прием. При этом, энергетические параметры остаются неизменными, в отличие от РЛС с АФАР.

5. При реализации последовательного обзора в ММО РЛС отношение сигнал-шум на выходе устройства пространственно-временной обработки примерно в K раз хуже, чем в РЛС с АФАР, что обусловлено ненаправленным излучением на передачу. При одновременном обзоре, ОСШ в обеих системах примерно одинаковы, т.к. энергетические характеристики РЛС с АФАР ухудшаются (примерно в K раз), а у ММО – остаются неизменными, что говорит в пользу применения ММО при одновременном обзоре по угловым координатам.

6. При организации последовательного обзора ММО РЛС обеспечивает лучшую скрытность радиолокационного наблюдения, чем РЛС с АФАР в области главного лепестка ДН АФАР, но в области боковых лепестков скрытность ММО хуже, что объясняется значительно большим УБЛ одного излучателя в сравнении с УБЛ АФАР. При этом, при одновременном обзоре, скрытность обеих систем можно считать примерно одинаковой.

7. Одно из направлений применения ММО РЛС – повышение живучести, чего можно добиться разнесением элементов передающей АР в пространстве.

Литература

- [1] Черняк В.С. О новом направлении в радиолокации: ММО РЛС. // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – № 7. – С.34–46.
- [2] Черняк В.С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе ММО РЛС. // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 8. С. 29–45.
- [3] Li J., Stoica P., Xie Y. On probing signal design for MIMO radar // IEEE Trans. on Signal Processing. Vol. 55, No. 8. P. 4151–4161.
- [4] Frazer G.J., Abramovich Y.I., Johnson B.A., and Robey F.C. Recent Results in MIMO Over-the-Horizon Radar. // Proc. 2008 IEEE Radar Conf. Rome, Italy. P. 789–794.
- [5] Jiane Li, Petre Stoica MIMO radar signal processing. New Jersey: A John Wiley & sons inc., 2009. – 448 p.
- [6] Fred Daum, Jim Huang. MIMO Radar: Snake Oil or Good Idea MIMO РЛС. // IEEE A&E Systems Magazine, May 2009.
- [7] Dorey J., Blanchard Y., Christophe F. Le projet RIAS, une approche nouvelle du radar de surveillance айrienne // Colloque International dur le radar. 1984. Versailles, France.
- [8] Dorey J., Garnier G., Auvray G. RIAS, synthetic impulse and antenna radar // Proc. Int. Conf on Radar. 1989. Paris, P 556–562.
- [9] Alamouti S.M. A simple transmit diversity technique for wireless communications // J. Sel. Areas Commun. 1998. Vol.16, No. 8. – P. 1451–1458.
- [10] Foshini G.J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas // Bell Labs. Tech. J. 1996. Vol. 1, No. 2. – P. 41–59.
- [11] Tarokh V., Seshadri N., and Calderbank A. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction //IEEE Trans. Inf. Theory. 1998. Vol. 44, No. 2. –P. 744–765.
- [12] Rabideau D.J., Parker P.A. Ubiquitous MIMO Multifunction Digital Array Radar...and the Role of Time-Energy Management in Radar. Project Report DAR-4. Lincoln Laboratory Massachusetts Institute of Technology, 2004.
- [13] Rabideau D.J., Parker P. Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar // Conference Records of the 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA. USA. 2003. Vol. 1. – P. 1057–1064.
- [14] Fishler E. et al. MIMO radar: an idea whose time has come. //Proc. of the IEEE Radar Conf. April 2004, Philadelphia, USA. – P.71–78.
- [15] Hongbin Li, Braham Himed. Transmit Subaperturing for MIMO Radars With Co-Located Antennas. // IEEE journal of selected topics in signal processing, vol. 4, no.1, february 2010.
- [16] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
- [17] Многопозиционные радиотехнические системы / В.С. Кондратьев, А.Ф. Котов, Л.Н. Марков; Под. ред. проф. В.В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
- [18] Охрименко А.Е. Теоретические основы радиолокации и РЭБ. Часть I. – М.: Воениздат, 1983.
- [19] Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004.
- [20] Пистолькорс А.А. Антенны. – М.: Государственное издательство литературы по вопросам радио и связи, 1947.
- [21] Вовшин Б.М. Сверхширокополосные РЛС обнаружения и классификации воздушных объектов с безынерционным обзором пространства: диссертация доктора технических наук: 05.12.14. – М., 2005. – 360 с.
- [22] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп./ Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.
- [23] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000.
- [24] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. Д.И. Воскресенского. 3-е изд. доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2003.
- [25] Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ. (в четырех томах) под общей ред. К.Н.Трофимова. Том 2. Радиолокационные антенные устройства. Под ред. П.И. Дудника. – М., «Сов. радио», 1977.
- [26] Горшков С.А., Оргиш П.И. Алгоритм синтеза геометрической структуры антенной решетки ММО РЛС. // Мн: «Доклады БГУИР», 2012, №8 (70). – С. 93–99.
- [27] Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. Учебное пособие для ВУЗов – М.: «Советское радио», 1970.
- [28] Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием / Под ред. Л.Д. Бахраха. – М.: 2001.
- [29] Горшков С.А., Оргиш П.И. Синтез временной структуры системы шумовых сигналов ММО РЛС по заданной характеристике направленности АФАР на передачу. // Мн: «Доклады БГУИР», 2011, № 6 (60). – С. 26–33.
- [30] Ткаченко В.П. Комплексное решение проблемы обнаружения, опознавания, распознавания целей, помехозащищенности и живучести радиолокационного вооружения на основе синтеза шумоподобных сигналов. – СПб.: МВАА, 2008. – 260 с.
- [31] К вопросу о сигналах с минимальными и максимальными вероятностями обнаружения в радиолокации / Я.Д. Ширман, В.М. Орленко, // Прикладная радиоэлектроника. 2002. №1. – С. 27–35.
- [32] Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М. 2001.

Поступила в редколлегию 21.06.2013

Горшков Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент. В настоящее время начальник кафедры радиолокации и приемопередающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение, измерение и распознавание локационных сигналов.





Оргиш Павел Иванович, магистр технических наук. В настоящее время аспирант кафедры радиолокации и приема-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: МИМО (Multiple Input Multiple Output) радиолокационные системы, повышение скрытности и живучести средств активной локации.

УДК 621.396.96

Аналіз характеристик МИМО РЛС / П.І. Оргиш, С.А. Горшков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 387–399.

У статті розглянуто аналіз деяких тактико-технічних характеристик МИМО РЛС. Показано переваги МИМО РЛС у кутовому розмірі цілей, що досягаються формуванням розрідженої антенної решітки. Також у роботі показано, що МИМО РЛС найбільш до-

цільно застосовувати для реалізації одночасного огляду за кутовими координатами.

Ключові слова: МИМО радіолокаційна система, активна фазована решітка.

Іл.: 14. Бібліогр.: 32 найм.

UDC 621.396.96

Analysis of MIMO radar characteristics / P.I. Orgish, S.A. Gorshkov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 387-399.

The MIMO (Multiple – Input – Multiple – Output) radar has been actively discussed in the literature in the last ten years. The authors consider a number of advantages of such systems: improvement of angular resolution and accuracies of evaluating angular coordinates, the best abilities to adapt etc. However, not all agree to the merits of MIMO systems, mainly because of the losses in the signal-noise ratio. The paper presents an analysis of some MIMO radar characteristics and compares the said characteristics with a radar having an ordinary active phased array.

Keywords: MIMO radar, active phased array.

Fig.: 14. Ref.: 32 items.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА МЕТОДОМ ESPRIT С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ СУРРОГАТНЫХ ДАННЫХ

В.И. ВАСИЛИШИН

В работе рассматривается задача адаптивной коррекции предварительной обработки наблюдаемого на фоне шума сигнала, состоящего из совокупности гармонических компонент, при его спектральном анализе методом ESPRIT с использованием технологии суррогатных данных. Применение этой технологии позволяет повысить точность оценивания частот гармонических компонент сигнала при низких значениях отношения сигнал-шум.

Ключевые слова: собственноструктурные методы, метод ESPRIT, суррогатные данные.

ВВЕДЕНИЕ

Спектральный анализ — важная задача, возникающая в ряде приложений [1–6]. Во многих случаях спектральный анализ приходится производить при низком отношении сигнал-шум и (или) имея в распоряжении короткие записи данных (в радиолокации, например, в каждом отраженном импульсе может содержаться всего несколько отсчетов). Традиционные методы спектрального анализа, основанные на алгоритме быстрого преобразования Фурье (БПФ), характеризуются высокой вычислительной эффективностью. Однако имеет место ограничение разрешающей способности величиной, обратной времени наблюдения, и эффект маскирования спектральных линий слабых сигналов боковыми лепестками спектральных линий более сильных сигналов [1, 2]. Применение современных методов спектрального анализа в определенных условиях позволяет преодолеть свойственные традиционным методам недостатки и получить достаточно высокую разрешающую способность (выше релейского предела) при сравнительно короткой последовательности данных.

Задача «сверхразрешения» по частоте является актуальной радиолокационной задачей (например, «сверхразрешения» по частоте Доплера отраженных от групповых целей сигналов в импульсно-доплеровских радиолокаторах, при распознавании целей, обработке изображений, полученных бортовой радиолокационной станцией с синтезированием апертуры и т.д.), которая может решаться методами спектрального анализа [1–4]. При оценивании частоты Доплера интервал наблюдения ограничен, т. к. увеличение длительности наблюдения часто приводит к «размазыванию» спектра сигнала вследствие более быстрого изменения частот Доплера по сравнению с длительностью наблюдения. Также важной является задача «сверхразрешения» по угловой координате — при оценивании угловых координат источников излучения, формирующих одновременно сигналы, несущие частоты которых одинаковы. При этом имеет место ограничение на размер апертуры антенной решетки.

Среди современных методов спектрального анализа со «сверхразрешением» особенное место занимают так называемые собственноструктурные методы (Писаренко, MUSIC, Root-MUSIC, ESPRIT, Min-Norm, FINE и другие) [1, 2, 4–8]. Собственноструктурные (СС) методы используют информацию о измеряемых параметрах источников сигналов, которая содержится в собственных векторах (СВ) и значениях (СЗ) ковариационной матрицы наблюдения.

Применительно к задаче оценивания частот компонент гармонического сигнала они обеспечивают лучшие характеристики разрешения-измерения, чем методы, основанные на БПФ [1]. Задача разрешения (оценки числа) гармонических компонент сигнала при этом обычно решается перед применением СС методов с помощью критериев АIC, MDL и других методов [1, 2, 4–5].

СС методы также называют методами, основанными на использовании подпространств (subspace-based methods), что обусловлено выполнением после разложения ковариационной матрицы (КМ) наблюдений по СЗ и СВ (eigenvalue decomposition- EVD) разделения СЗ и СВ на соответствующие подпространству сигналов (ППС) и подпространству шума (ППШ). Указанное разделение производится на основании оценки числа источников излучения (числа гармонических компонент сигнала при оценивании частоты).

Задача поиска СЗ и СВ КМ наблюдений возникает также в разложении Карунена — Лозва, анализе главных компонент (principal component analysis- PCA) [9–11], факторном анализе, предложенных в статистике и получивших широкое распространение в цифровой обработке сигналов.

В реальных для практики условиях низкого отношения сигнал-шум (ОСШ) и (или) малого числа отсчетов данных эффективность спектрального анализа (точность оценивания, разрешающая способность) СС методами также может ухудшаться. Это явление известно как пороговый эффект (threshold effect) и встречается в результате появления аномальных оценок (outliers) при оценивании частот гармонических компо-

нент сигнала (направлений прихода (НП) сигналов) [5, 12]. Наличие аномальных оценок при спектральном анализе СС методами часто связывают с эффектом перекачки (swarp) подпространств, когда измеренные данные лучше аппроксимируются некоторыми СВ ППШ выборочной КМ, чем некоторыми СВ ППС [2, 5].

Среди работ, направленных на понижение порогового ОСШ СС методов при оценивании НП нескольких сигналов, наблюдаемых на выходах антенной решетки (АР) в присутствии шума, особого внимания заслуживают работы, которые основываются на новом классе технологий, объединенных общим термином «численный ресамплинг» (resampling) [13–16]. Наиболее известными методами этой технологии являются метод «складного ножа» (jackknife) и бутстреп (bootstrap). Эти подходы позволяют формировать так называемые «псевдовыборки» в случае, когда нет возможности повторно получить истинные наблюдения (увеличить объем выборки). В приложениях обработки сигналов также возможно осуществление ресамплинга СВ КМ, применение к одному ансамблю данных нескольких методов спектрального анализа, отличающихся своими характеристиками, добавлением псевдослучайного шума к исходным данным и т.д. Так стратегия совместного оценивания (joint estimation strategy – JES) направлений прихода нескольких сигналов [17] (комбинированной пеленгации) подразумевает использование различных методов (формирование «банка» методов -bank) и их применение к ансамблю данных (связанной с ним выборочной ковариационной матрице). В [18] представлена псевдослучайная стратегия совместного оценивания НП (pseudo-random JES – PR-JES). При этом выполняется ресамплинг СВ ППШ выборочной КМ. Одна из реализаций стратегии совместного оценивания (ССО) НП источников сигналов, использующая методы Root-MUSIC и обобщенный Root-Min-Norm, рассмотрена в [16]. Особенности реализации ССО с использованием несобственноструктурных методов пространственно-временного спектрального анализа на основе адаптивных решетчатых фильтров показаны в [20]. В [21–24] использован вариант бутстрепа, в котором псевдовыборки формируются добавлением псевдослучайного шума к исходным данным. При этом дисперсия псевдошума изменяется в соответствии с изменением дисперсии шума измерения. Особенностью вышеприведенных подходов является выполнение цензурирования оценок спектральных компонент и использование дополнительной априорной информации о возможном интервале их значений.

Развитием методов «численного ресамплинга» является технология суррогатных данных (surrogate data) [25, 26], используемая при нелинейном анализе временных рядов. Среди алгоритмов формирования суррогатных данных, обычно

выделяют алгоритмы, сохраняющие статистические свойства наблюдений, и сохраняющие статистические и динамические свойства входных сигналов. К алгоритмам первой группы относятся алгоритм со случайным перемешиванием входного массива данных (random shuffle algorithm), алгоритм с рандомизацией фазы Фурье-спектра наблюдений (random phase (RP) algorithm), алгоритм с подгонкой амплитуды после преобразования Фурье (amplitude adjusted Fourier transform algorithm); к алгоритмам второй группы – ATS-алгоритм (attractor trajectory surrogates) – алгоритм формирования суррогатных данных, сохраняющих траекторию аттрактора [27] исходного сигнала (исходных данных), алгоритм формирования псевдопериодических суррогатных данных (pseudo-periodic surrogate) [26].

Некоторые приложения технологии суррогатных данных к задачам обработки сигналов были рассмотрены в работах [28–31]. ATS-алгоритм и его модификации использовались в работах [28–30] для эмпирической оценки отношения правдоподобия [28], повышения качества оценки параметров регулярных и хаотических сигналов, наблюдаемых на фоне аддитивного шума [29], уменьшения влияния шума в наблюдении хаотической несущей при передаче бинарного сообщения [30]. Однако, в [29] при анализе применения метода суррогатных данных к регулярным сигналам рассмотрен частный случай оценивания одного гармонического сигнала в шуме.

Алгоритм с рандомизацией фазы Фурье-спектра наблюдений использовался для адаптивной коррекции предварительной обработки наблюдаемых на фоне шума сигналов при их спектральном анализе методом Root-MUSIC [31].

На сегодняшний день метод ESPRIT (оценивание параметров сигнала посредством вращательной инвариантности) обладает наименьшей вычислительной сложностью среди СС методов [5]. Известно, что при оценивании НП сигналов данный метод уступает в точности методу Root-MUSIC (MUSIC), в то время как при оценивании частот гармонических компонент сигнала точность оценок частот, получаемых данным методом, немного выше, чем у MUSIC [32]. Но при низких значениях ОСШ и (или) малом числе выборок эффективность данного метода также характеризуется наличием порогового эффекта. Поэтому целью данной работы является демонстрация возможности неадаптивной и адаптивной коррекции спектрального анализа методом ESPRIT за счет использования суррогатных данных, полученных рандомизацией фаз Фурье-спектра наблюдения.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

Последовательность результатов наблюдения $y(n)$, состоящая из взятых через равные промежутки времени отсчетов V гармонических

колебаний $x_v(n) = \alpha_v \sin(\omega_v n + \phi_v)$ и белого гауссовского шума $e(n)$ описывается выражением [31, 33],

$$y(n) = \sum_{v=1}^V x_v(n) + e(n) = s(n) + e(n). \quad (1)$$

Здесь $n = 0, \dots, N-1$, α_v – амплитуда, $\omega_v = 2\pi f_v$ – частота, а ϕ_v – фаза v -й гармонической компоненты сигнала. Частота f_v связана с частотой аналогового сигнала (сигнала до дискретизации) f_{va} соотношением $f_v = f_{va}/f_d$, где f_d – частота дискретизации сигнала.

Используя метод спектрального анализа (в рассматриваемой работе метод ESPRIT) по наблюдению $\{y(n)\}_{n=0}^{N-1}$ необходимо дать оценки значениям частот $\omega_v, v = 1, \dots, V$. Оценку числа гармонических компонент сигнала обычно получают перед применением метода спектрального анализа одним из известных методов – Акаике (AIC), Шварца – Риссанена (MDL) и др. [34–37].

Полагаем, что ϕ_v – случайные независимые величины, равномерно распределенные на интервале $[0, 2\pi)$, $\omega_v \in [0, \pi)$, а шум $e(n)$ имеет нулевое математическое ожидание и дисперсию σ^2 .

Для обеспечения ранга КМ наблюдения равного или превышающего число гармонических компонент сигнала наблюдение разбивается на перекрывающиеся сегменты. Вектор входных данных длиной N представим в виде K векторов размером $m > 2V$ [33] вида

$$y(n) = [y(n) \dots y(n+m-1)]^T, \quad (2)$$

где $K = N - m + 1$, $n = 1, \dots, K$. В случае оценивания НП в АР в качестве сегментов обычно выступают снимки данных (при обработке сигналов в АР имеется дополнительная степень свободы, отсутствующая при обработке временных рядов).

Выражение (1) можно представить в матричном виде [33]

$$y(n) = \mathbf{B}x(n) + e(n) = \mathbf{g}(n) + e(n), \quad (3)$$

где $x(n) - 2V \times 1$ вектор вида

$$x(n) = \begin{bmatrix} \alpha_1 \sin(\omega_1 n + \phi_1) \\ \alpha_1 \cos(\omega_1 n + \phi_1) \\ \vdots \\ \alpha_V \sin(\omega_V n + \phi_V) \\ \alpha_V \cos(\omega_V n + \phi_V) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$\mathbf{B} = [\mathbf{A}(\omega_1) \dots \mathbf{A}(\omega_V)] - m \times 2V$ матрица, в которой матрицы $\mathbf{A}(\omega_v) = [\mathbf{a}_c(\omega_v) \quad \mathbf{a}_s(\omega_v)]$ состоят из двух векторов – $\mathbf{a}_c(\omega_v) = [1 \cos(\omega_v) \dots \cos((m-1)\omega_v)]^T$ и $\mathbf{a}_s(\omega_v) = [0 \sin(\omega_v) \dots \sin((m-1)\omega_v)]^T$, а вектор шума $e(n) = [e(n) \dots e(n+m-1)]^T$. Здесь $()^T$ означает транспонирование. Отметим, что при обработке сигналов в антенных решетках матрица \mathbf{B} – матрица амплитудно-фазового распределения (АФР) источников излучения.

С учетом представления (3) КМ $y(n)$ имеет вид

$$\mathbf{R} = E[y(n)y^T(n)] = \mathbf{B}\mathbf{S}\mathbf{B}^T + \sigma^2\mathbf{I}, \quad (5)$$

где E – символ математического ожидания,

$$\mathbf{S} - \text{КМ сигнала, } \mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \alpha_1^2 \mathbf{I}_{2 \times 2} & & \\ & \ddots & \\ & & \alpha_V^2 \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \mathbf{I}_{2 \times 2} -$$

единичная матрица размером 2×2 .

Выбор $m > 2V$ определяет применимость СС методов. Кроме того, величина m влияет на качество оценки КМ и точностные характеристики СС методов [2, 38].

Оценка ковариационной матрицы размером $m \times m$ имеет следующий вид

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K y(n)y^T(n) = \frac{1}{K} \mathbf{Y}\mathbf{Y}^T, \quad (6)$$

где $\mathbf{Y} = [y(1), \dots, y(K)] - m \times K$ матрица данных.

Для матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ справедливо следующее разложение по СВ и СЗ

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{q=1}^m \hat{\gamma}_q \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{u}}_q^T = [\hat{\mathbf{U}}_s \quad \hat{\mathbf{U}}_n] \begin{bmatrix} \hat{\Lambda}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\Lambda}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{U}}_s^T \\ \hat{\mathbf{U}}_n^T \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $\gamma_1 > \gamma_2 > \dots > \gamma_{\hat{V}}$ и $\gamma_{\hat{V}+1} = \gamma_{\hat{V}+2} = \dots = \gamma_m$ – СЗ ППС и ППШ, $\hat{\mathbf{U}}_s = [\hat{\mathbf{u}}_1 \dots \hat{\mathbf{u}}_{\hat{V}}]$ – $m \times \hat{V}$ матрица СВ ППС, $\hat{\mathbf{U}}_n - m \times (m - \hat{V})$ матрица СВ ППШ, $\hat{\Lambda}_s$ – диагональная матрица, которая содержит \hat{V} сигнальных (наибольших) СЗ, а $\hat{\Lambda}_n$ – диагональная матрица, которая содержит $m - \hat{V}$ СЗ ППШ, а \hat{V} является оценкой числа гармонических компонент сигнала. В случае с вещественными синусоидами $\hat{V} = 2V$ [1]. Однако, известны варианты методов AIC, MDL, которые учитывают «вещественность» модели (в отличие от случая комплексного представления данных). В этом случае $\hat{V} = V$ и это необходимо учесть при разделении СВ и СЗ на соответствующие ППС и ППШ (например, к СЗ ППС будут относиться СЗ $\gamma_1 > \gamma_2 > \dots > \gamma_{2\hat{V}}$).

2. МЕТОД ESPRIT

Ввиду того, что исходный метод ESPRIT разработан для комплексного представления сигнала, покажем особенности реализации метода для рассматриваемого случая действительного гармонического сигнала.

При оценивании НП сигналов метод ESPRIT предполагает наличие двух идентичных подрешеток, смещенных относительно друг друга на известное расстояние Δ [7, 39–45]. Подрешетки могут быть как независимыми (отдельными АР), так и формироваться из одной АР. По аналогии временной ряд может быть рассмотрен как состоящий из двух сегментов.

Особенность оценивания частот гармонических компонент сигнала – исходный временной ряд обычно разбивается на сегменты размером m еще на этапе формирования КМ (ана-

логом чему является процедура пространственного сглаживания при обработке сигналов в АР). Эквивалентом числа АЭ можно считать величину m . Для реализации метода ESPRIT считаем, что сегмент может быть представлен в виде подсегментов (термин подсегмент использован по аналогии с термином подрешетка (subarray)). При максимальном перекрытии подсегментов первый подсегмент содержит первые $m-1$ компоненты сегмента, а второй — последние $m-1$ компоненты. Математически формирование подсегментов (отбор элементов сегмента) описывают с помощью матриц выбора $\mathbf{J}_{1\tilde{m}} = [\mathbf{I}_{\tilde{m} \times \tilde{m}} \mathbf{0}_{\tilde{m} \times 1}]$ и $\mathbf{J}_{2\tilde{m}} = [\mathbf{0}_{\tilde{m} \times 1} \mathbf{I}_{\tilde{m} \times \tilde{m}}]$ [42-45], которые «отбирают» определенные компоненты сегмента (первые $m-1$ и последние $m-1$). Здесь $\mathbf{0}_{\tilde{m} \times 1}$ — нулевая матрица размером $\tilde{m} \times 1$, где $\tilde{m} = m-1$ — число элементов в подсегменте.

Первому и второму подсегменту можно поставить в соответствие матрицы $\mathbf{B}_1 = \mathbf{J}_{1\tilde{m}} \mathbf{B}$ и $\mathbf{B}_2 = \mathbf{J}_{2\tilde{m}} \mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \mathbf{\Phi}$ (при обработке в АР это матрицы АФР источников для первой и второй подрешетки). Информация о частотах гармонических компонент сигнала может быть получена из диагональной матрицы $\mathbf{\Phi}$, определяемой из матричного уравнения $\mathbf{J}_{1\tilde{m}} \mathbf{B} \mathbf{\Phi} = \mathbf{J}_{2\tilde{m}} \mathbf{B}$. Для рассматриваемой модели данных она будет иметь следующий вид

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1) & \sin(\omega_1) & & & \mathbf{0} \\ -\sin(\omega_1) & \cos(\omega_1) & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & \cos(\omega_V) & \sin(\omega_V) \\ \mathbf{0} & & & -\sin(\omega_V) & \cos(\omega_V) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

При большом отношении сигнал — шум и (или) числе обучающих выборок справедливо равенство $\mathbf{U}_s = \mathbf{B} \mathbf{T}$, где \mathbf{U}_s — матрица сигнальных СВ КМ \mathbf{R} , \mathbf{T} — некоторая несингулярная матрица [1, 2]. На его основании определяют соотношения $\mathbf{U}_{s1} = \mathbf{B}_1 \mathbf{T}$ и $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{B}_2 \mathbf{T} = \mathbf{B}_1 \mathbf{\Phi} \mathbf{T}$ [5], в которых матрицы $\mathbf{U}_{s1} = \mathbf{J}_{1\tilde{m}} \mathbf{U}_s$, $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{J}_{2\tilde{m}} \mathbf{U}_s$. Подстановка соотношения $\mathbf{B}_1 = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{T}^{-1}$ в $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{B}_1 \mathbf{\Phi} \mathbf{T}$ дает $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Phi} \mathbf{T} = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{\Xi}$. Оценки частот гармонических компонент сигнала методом ESPRIT получают из СЗ матрицы $\mathbf{\Xi}$ — решения матричного уравнения $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{\Xi}$.

Матрица $\mathbf{\Xi}$ — вещественная матрица, поэтому ее СЗ появляются в комплексно-сопряженных парах (на одну гармоническую компоненту сигнала приходится два комплексно-сопряженных СЗ) следующего вида: $\cos(\omega_v) + j \sin(\omega_v)$ и $\cos(\omega_v) - j \sin(\omega_v)$. Поэтому, для каждой гармонической компоненты сигнала вначале осуществляется отбор одного СЗ из пары комплексно-сопряженных СЗ. Затем оценка частоты гармонической компоненты сигнала может быть получена вычислением фазового угла для комплексного СЗ и деления на 2π .

Для решения уравнения $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{\Xi}$ используют метод наименьших квадратов (НК-least squares), обобщенных НК (TLS total least squares) и другие [12]. Использование того или иного метода обуславливает название метода спектрального анализа — LS-ESPRIT, TLS-ESPRIT и т.д.

3. АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ МЕТОДА ESPRIT С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ СУРРОГАТНЫХ ДАННЫХ

Рассмотрим особенности коррекции метода ESPRIT (используемой им КМ) с помощью алгоритма формирования суррогатных данных с рандомизацией фаз компонент Фурье-спектра наблюдения [25]. В этом алгоритме суррогатные данные формируются выполнением таких операций: 1) дискретного преобразования Фурье

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi nk/N},$$

$k = 0, \dots, N-1$; 2) рандомизации фаз $\{\varphi_k\}_{k=0}^{N-1}$ полученного массива путем замены их значений на равномерно распределенные в интервале $[0, 2\pi]$ случайные величины; 3) обратного ДПФ. При этом, чтобы обратное преобразование Фурье было вещественным, необходимо произвести симметрирование фаз. Индексу k соответствует физическая $\omega_k = k2\pi f_d / N$ или нормированная частота $\bar{\omega}_k = k2\pi / N$.

В [46] рандомизацию фаз Фурье-спектра наблюдения предложено выполнять следующим образом

$$\varphi_{randcontr}(\omega_k) = \varphi(\omega_k) + \xi \varphi_{rand}(\omega_k), \quad (9)$$

где $\omega_k = k2\pi f_d / N$ — частоты анализа (бины) ДПФ, $\varphi(\omega_k)$ — фазы Фурье-спектра наблюдения, $\varphi_{rand}(\omega_k) \in [0, 2\pi]$ — случайные числа с равномерным законом распределения, $\xi \in [0, 1]$ — параметр, изменяющий эффективность (в [46] strength-силу, интенсивность) рандомизации фаз Фурье-спектра наблюдения.

В [31] объединены идеи [21–24, 46] и ξ изменяется пропорционально к ОСШ. При увеличении ОСШ, когда точность оцениваемых параметров СС методами и так высока, необходимо уменьшать эффективность рандомизации.

Мощность гармонических компонент в ряде работ предполагают фиксированной, т. е. ОСШ определяется дисперсией шума и равно $10 \log_{10}(1/\sigma^2)$ [1, 2, 47]. В этом случае для формирования суррогатных данных согласно (9) определяется дисперсия шума $\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{(M-V)} \text{trace}(\hat{\Lambda}_n)$,

где $\text{trace}()$ — след матрицы, и принимается $\xi = \hat{\sigma}$. Если мощности гармонических компонент неизвестны — необходимо их вычислять одним из известных методов [2, 3, 48], а затем определять ξ .

По ансамблю из N_s векторов суррогатных данных формируется ансамбль соответствующих им КМ и оценивается усредненная КМ $\hat{\mathbf{R}}_{sur} = (1/N_s) \sum_{i=1}^{N_s} \hat{\mathbf{R}}_{sur,i}$, содержащая необходимую

информацию для спектрального анализа с использованием метода ESPRIT.

Преимущество предлагаемого подхода по сравнению с [17–24] состоит в меньшем объеме вычислений (вычисляется лишь один метод, а не банк методов), отсутствии потребности предварительных оценок частот сигналов.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Экспериментальное исследование полученного метода оценивания частот гармонических компонент сигнала проведено методом математического моделирования.

В ходе моделирования предполагалось, что сигнал состоит из двух равномошных гармонических компонент с $f_1 = 0.2$ и $f_2 = 0.215$. Кроме того, $N = 64$, $m = 45$, $N_s = 50$. Предел разрешения по Рэлею для рассматриваемого случая $(1/N) = 0.0156$ и частотное расстояние $\Delta f = 0.015 < (1/N)$. Предполагалось, что определение числа гармонических компонент выполнено на этапе обнаружения и равно $V = 2$ (т. к. использование усредненной КМ приводит к повышению точности оценивания частот гармонических компонент сигнала, то можно предположить, что использование этой КМ позволит повысить качество определения числа компонент методом AIC или MDL). Выполнялось $L = 1000$ независимых повторений процедур спектрального оценивания для различных ОСШ = $10 \log_{10}(1/\sigma^2)$.

Суммарная среднеквадратическая ошибка оценивания (RMSE) для выбранного метода спектрального оценивания V компонент сигнала может определяться выражением

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{LV} \sum_{l=1}^L \sum_{v=1}^V [(f_{v,l} - f_v)^2]} \quad (10)$$

где $\hat{f}_{v,l}$ – оценка частоты v -й гармонической компоненты, полученная в l -м повторении, f_v – истинное значение частоты.

Для целей моделирования использовался LS-ESPRIT, что обусловлено его меньшей вычислительной сложностью по сравнению с TLS-ESPRIT.

На рис. 1 показаны зависимости среднеквадратических ошибок (СКО) оценок частот от ОСШ, полученных методом Root-MUSIC, методом Root-MUSIC по суррогатным реализациям с рандомизацией фаз (randomization of phases-RP) компонент Фурье-спектра наблюдения без адаптации к ОСШ (Root-MUSIC with ACM- RP), методом Root-MUSIC при адаптивной коррекции (Root-MUSIC with ACM- RP (ADAPTIVE)) [31], методом LS-ESPRIT, методом LS-ESPRIT при неадаптивной коррекции (LS-ESPRIT with ACM- RP) и адаптивной коррекции КМ (LS-ESPRIT with ACM- RP (ADAPTIVE)).

Использование усредненной КМ (averaged covariance matrix –ACM) в англоязычных назва-

ниях методов на рис. 1 отмечено словами «with ACM».

Метод MUSIC вычислялся согласно выражения

$$P_{MUSIC}(\omega) = 1 / \left(\sum_{g=2^{*V}+1}^m |a^H(\omega)u_g|^2 \right), \quad (11)$$

где $a(\omega) = a_c(\omega) + ia_s(\omega)$. Так как вектор $a(\omega) = [1, \exp(j\omega), \dots, \exp(j(m-1)\omega)]^T$, то для упрощения вычисления (11) использовалось БПФ. Число точек БПФ выбрано равным 512.

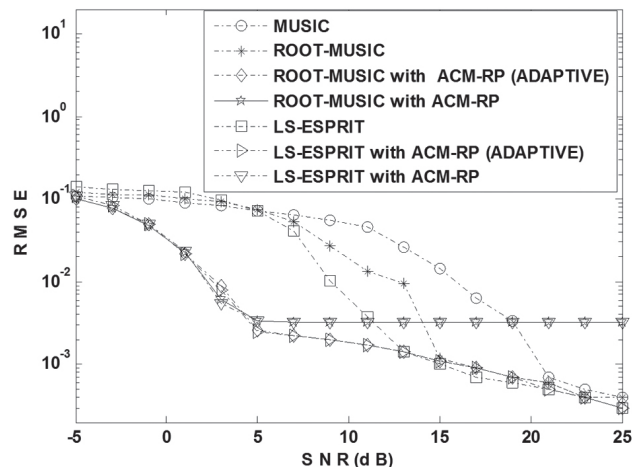


Рис. 1. Зависимости СКО оценивания частот гармонических компонент сигнала от ОСШ

Оценки частот гармонических компонент метода Root-MUSIC получались вычислением корней полинома [3, 9, 31]:

$$P_{rm}(z) = a^T(z^{-1}) \hat{U}_n \hat{U}_n^H a(z), \quad (12)$$

где $a(z) = [1, z, \dots, z^{M-1}]^T$, $z = \exp(j\omega)$. Так как $U_n U_n^H = (I - U_s U_s^H)$ [1, 2, 5], то (12) можно представить как $P_{rm}(z) = a^T(z^{-1})(I - \hat{U}_s \hat{U}_s^H) a(z)$. Такое представление целесообразно при небольшом числе гармонических компонент сигнала (в этом случае при разложении по СЗ и СВ КМ ищут только сигнальные СЗ и СВ). По аналогии с методом ESPRIT одной гармонической компоненте сигнала соответствует два комплексно-сопряженных корня полинома, что обуславливает потребность отбора для каждой гармонической компоненты одного корня из пары корней. Оценки частот получают по фазам $\hat{V}/2$ корней с наибольшими модулями ($z_v, v = 1, \dots, \hat{V}/2$) $\hat{f}_v = f_0 \arg(z_v) / 2\pi$.

Сравнение зависимостей, показанных на рис. 1, позволяет сделать следующие выводы. Использование суррогатных данных, полученных рандомизацией фаз компонент Фурье-спектра наблюдения, приводит к уменьшению СКО оценок частот гармонических компонент сигнала методами ESPRIT и Root-MUSIC при ОСШ, ниже порогового ОСШ (на рис. 1 кривые с надписями LS-ESPRIT with ACM- RP и Root-MUSIC with ACM- RP). Однако, имеет

место насыщение (saturation) СКО оценок при увеличении ОСШ выше определенного значения (на рис. 1 около 5 дБ), когда вклад суррогатного шума [30, 31] в точность спектрального анализа становится преобладающим.

Адаптивное изменение эффективности рандомизации при формировании суррогатных данных с рандомизацией фаз Фурье-спектра наблюдений позволяет ослабить ограничение коррекции методов спектрального анализа на примере методов LS-ESPRIT и Root-MUSIC (на рис. 1 кривые с надписью LS-ESPRIT with ACM-RP (ADAPTIVE) и Root-MUSIC with ACM-RP (ADAPTIVE)), которое проявляется насыщением величины СКО оценок спектральных компонент. Из анализа рис. 1 также видно, что в случае высокого ОСШ обычный метод ESPRIT имеет наименьшую СКО. Таким образом, коррекция метода ESPRIT целесообразна при низких ОСШ.

ВЫВОДЫ

В работе метод ESPRIT, разработанный для комплексного представления сигнала, обобщен на случай действительного гармонического сигнала. Использование суррогатных данных, сформированных при адаптации эффективности рандомизации фаз Фурье-спектра наблюдения к ОСШ, позволяет уменьшить вклад шума в наблюдении и улучшить точность оценок частот гармонических сигналов методом ESPRIT при низких ОСШ, когда измерительный шум доминирует над так называемой суррогатной помехой. При высоких ОСШ точность исходного ESPRIT и с адаптивной коррекцией сравнимы. Адаптивная коррекция спектрального анализа может быть осуществлена и при использовании таких методов спектрального анализа как Min-Norm, MODE [49]. Представляет интерес использование технологии суррогатных данных в задачах оценивания НП сигналов источников излучения, при оценивании параметров сложно-модулированных радиолокационных сигналов (с фазовой манипуляцией и линейной частотной модуляцией) и других задачах. Также целесообразным является применение рассмотренного подхода к оригинальной версии метода ESPRIT [41], часто называемой методом поворота подпространств (методом понижения ранга).

Литература

- [1] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. / С.Л. Марпл. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
- [2] Stoica P. Introduction to spectral analysis / P. Stoica, R.L. Moses. – Prentice hall, 1997. – 320p.
- [3] Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я.Д. Ширман. – М.: Сов. радио, 1974.
- [4] Radar array processing. Ed. S. Haykin, J. Litva, T.J. Shepherd. – Springer Verlag Berlin, 1993.
- [5] Trees H. L. V. Optimum array processing. Part IV of Detection, Estimation and modulation theory / H. L. V. Trees. – Wiley-interscience, 2002.
- [6] Ширман Я.Д. Некоторые этапы развития и проблемы теории и техники разрешения радиолокационных сигналов / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос, Д.И. Леховицкий // Радиотехника. – 1997. – № 1. – С. 31–42.
- [7] Roy R.H. ESPRIT- estimation of signal parameters via rotational invariance techniques/ R.H.Roy, T. Kailath // IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing. – 1989. – Vol. 37. – P. 984–995.
- [8] Barabell A. J. Improving the resolution performance of eigenstructure based direction-finding algorithms/ A. J. Barabell // ICASSP: int. conf., Boston, MA: proc. of conf. – 1983, – P. 336–339.
- [9] Jolliffe I.T. Principal Component Analysis/ I.T. Jolliffe. – Springer, 2002. – 487 p.
- [10] Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов/ К.Фукунага. – М.: Наука, 1979. – 368с.
- [11] Haikin S. Adaptive filter theory/ S. Haikin. – Prentice Hall, 1996.
- [12] Леховицкий Д.И. Статистический анализ «сверхразрешающих» методов пеленгации источников шумовых излучений при конечном объеме обучающей выборки/ Д.И. Леховицкий // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – Том 8, № 4. – С. 527–540.
- [13] Эфрон Б. Нетрадиционные методы многомерного статистического анализа/ Б.Эфрон. – М.: Финансы и статистика, 1988. – 263 с.
- [14] Орлов А.И. Эконометрика/ А.И. Орлов. – М.: Экзамен, 2002. – 576 с.
- [15] Шитиков В.К. Рандомизация и бутстреп: статистический анализ в биологии и экологии с использованием R / В.К. Шитиков, Г.С. Розенберг. – Тольятти, 2013. – 290 с.
- [16] Zoubir A. M. The Bootstrap: Signal Processing Applications/ A. M. Zoubir, B. Boashash //IEEE Signal Processing Magazine . – 1998. – Vol.15. – P. 56–76.
- [17] Gershman A. B., Bohme J. F Improved DOA estimation via pseudo-random resampling of spatial spectrum/ A. B. Gershman, J. F. Bohme // IEEE Signal Processing Lett. – 1997. – Vol. 4. – P. 54–57.
- [18] Gershman A. B. Pseudo-randomly generated estimator banks: A new tool for improving the threshold performance of direction finding // IEEE Trans. Signal Processing. 1998, Vol. 46. – P. 1351–1364.
- [19] Vasylyshyn V.I. Direction finding with superresolution using root implementation of eigenstructure techniques and joint estimation strategy/ V.I. Vasylyshyn // European Conference on Wireless Technology: conf, 2004, Netherlands: proc. of conf. – 2004. – P. 317–320.
- [20] Леховицкий Д.И. Сравнение разрешающей способности комбинированных пеленгаторов различного типа в приемных системах с неидентичными каналами/ Д. И. Леховицкий, Д. В. Атаманский, В. В. Джус, Ф. Ф. Мысик // Антенны. – 2003. – Вып. 12(79). – С. 9–15.
- [21] Gershman A. B. A pseudo-noise approach to direction finding/ A. B. Gershman, J. F. Bohm // Signal Processing. – 1998. – Vol. 71. – P. 1–13.
- [22] Vasylyshyn V.I. Improving the Performance of Root-MUSIC via Pseudo-Noise Resampling and Conventional Beamformer/ V.I. Vasylyshyn // Third Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium: int. conf., 2011, Kyiv (Ukraine). – P. 246–249.

- [23] *Vasylyshyn V.I.* Improved Beamspace ESPRIT-based DOA Estimation via Pseudo-Noise Resampling / V.I. Vasylyshyn // European Radar Conference: int.conf., 2012, Amsterdam (Netherlands). – P. 238–241.
- [24] *Vasylyshyn V.* Removing the outliers in root-MUSIC via pseudo-noise resampling and conventional beamformer / V. Vasylyshyn // Signal processing. – 2013. – Vol. 93. – P. 3423–3429.
- [25] *Theiler J.* Testing for nonlinearity in time series: The method of surrogate data/ J. Theiler, S. Eubank, A. Longtin, B. Galdrikian, J. D. Farmer // Physica D 58. – 1992. – P. 77–94.
- [26] *Small M.* Applied Nonlinear Time Series Analysis Applications in Physics, Physiology and Finance/ M. Small. – World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2005. – 245 p.
- [27] *Левин Б.Р.* Вероятностные модели и методы в системах связи и управления / Б.Р. Левин, В. Шварц. – М.: Радио и связь, 1985.
- [28] *Костенко П.Ю.* Непараметрический BDS-обнаружитель хаотических сигналов на фоне белого шума/ П.Ю. Костенко, К.С. Васюта, С.Н. Симоненко, А.Н. Барсуков // Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54, № 1. – С. 23–31.
- [29] *Костенко П.Ю.* Использование суррогатных сигналов для повышения качества оценки параметров регулярных и хаотических сигналов, наблюдаемых на фоне аддитивного шума/ П.Ю. Костенко, К.С. Васюта, В.В. Слободянюк, Д.С. Яковенко // Системы управления, навигации та зв'язку. – Х.: ХУПС. – 2010. – Вып. 4(16). – С. 28–32.
- [30] *Костенко П.Ю.* Повышение эффективности когерентной обработки хаотических сигналов при передаче бинарных сообщений с использованием суррогатных сигналов/ П.Ю. Костенко, В.И. Василишин, С. Н. Симоненко, О.В. Высоцкий, Д.С. Яковенко // Радиоэлектроника. – 2012. – Т. 55, №7. – С. 24–33.
- [31] *Василишин В.И.* Адаптивная коррекция предварительной обработки сигналов с использованием технологии суррогатных данных в задачах спектрального анализа/ В.И. Василишин // Системы обработки информации: зб. наук. пр. – Харків: ХУПС, 2013. – Вып. 2 (109). – С. 15–20.
- [32] *Stoica P.* Statistical analysis of MUSIC and subspace rotation estimates of sinusoidal frequencies/ P. Stoica, T. Soderstrom // IEEE Trans. on SP. – 1991. – Vol.39, No.8. – P. 1836–1847.
- [33] *Stoica P.* MUSIC estimation of real-valued sine wave frequencies/ P. Stoica, A. Eriksson // Signal Processing. – 1995. – Vol. 42, No.4. – P. 139–146.
- [34] *Wax M.* Detection of Signals by Information Theoretic Criteria/ M. Wax, T. Kailath // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing. – 1985. – Vol. 33, No. 2. – P. 387–392.
- [35] *Reddy V. U.* SVD based information theoretic criteria for detection of the number of damped/undamped sinusoids and their performance analysis/ V. U. Reddy, L. Biradar // IEEE Trans. on SP. – 1993. – Vol. 41, No.9. – P. 2872–2971.
- [36] *Djuric P. M.* A model selection rule for sinusoids in white gaussian noise/ P. M. Djuric // IEEE Trans. on SP. – 1996. – Vol. 44, No. 1. – P. 1744–1751.
- [37] *Fuchs J.-J.* Estimating the number of sinusoids in additive white noise/ J.J. Fuchs // IEEE Trans. on ASSP. – 1988. – Vol. 36. – P. 1846–1853.
- [38] *Василишин В.И.* Эффективность модифицированного метода пространственного сглаживания / В.И. Василишин, М.В. Грушенко, А.Н. Колесников // Збірник наукових праць ХУПС. – 2005. – Випуск 1(1). – С. 89–93.
- [39] *Hua Y.* On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencils in noise/ Y. Hua, T. Sarkar // IEEE Trans. Signal Processing. – 1991. – Vol. 39. – P. 892–899.
- [40] *Kung S.Y.* State space and SVD-based approximation methods for the harmonic retrieval problem/ S.Y. Kung, K.S. Arun, D.V. Bhaskar Rao // J. Opt. Soc. Amer. – 1983. – Vol.73. – P. 1799–1811.
- [41] *Полрадэ А.* Оценивание параметров сигнала методом поворота подпространства/ А. Полрадэ, Р. Рой, Т. Кайлатх // ТИИЭР. – 1986. – Т. 74, № 7. – С. 165–166.
- [42] *Манжос В.Н.* Многоцелевой моноимпульсный пеленгатор / В.Н. Манжос, М.Л. Руднев // Изв. Вуз. Радиоэлектроника. – 1989. – № 4. – С. 69–73.
- [43] *Vasilishin V.I.* ULA in superresolution mode by modified unitary ESPRIT algorithm/ V.I. Vasilishin, A.N. Kolesnikov // ICATT: int.conf., Sevastopol: proc. of conf. – 1999. – P. 254–255.
- [44] *Vasilishin V.I.* DOA estimation via unitary TLS -ESPRIT algorithm with structure weighting/ V.I. Vasilishin // XXVIIth URSI GA: int.conf., Maastricht, the Netherlands. – 2002. CD, report 0086.
- [45] *Василишин В.И.* Пеленгация источников шумового излучения со сверхразрешением на основе центрально - симметричных ФАР модифицированным унитарным алгоритмом ESPRIT/ В.И. Василишин // Прикладная радиоэлектроника. – 2006. – Т. 5, №2. – С. 230–237.
- [46] *Dahlhaus R.* Mathematical methods in signal processing and digital image analysis/ R. Dahlhaus, J. Kurths, P. Maass, J. Timmer. Springer-Verlag Berlin, 2008.
- [47] *Тафтс Д.У.* Оценивание частот суммы нескольких синусоид: Модификация метода линейного предсказания, сравнимая по эффективности с методом МП/ Д.У. Тафтс, Р. Кумаресан // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70, № 9. – С. 77–94.
- [48] *Vasylyshyn V.I.* Beamspace root estimator bank for DOA estimation with an improved threshold performance/ V.I. Vasylyshyn // ICATT: int.conf., 2013, Odessa, Ukraine: proc. of conf. – 2013. – P. 280–282.
- [49] *Gershman A.* New MODE-based techniques for direction finding with an improved threshold performance/ A.Gershman, P. Stoica // Signal Processing. – 1999. – Vol. 76. – P. 221–235.

Поступила в редколлегию 23.08.2013



Василишин Владимир Иванович, кандидат технических наук, доцент, докторант Харьковского университета Воздушных Сил. Научные интересы: пространственно-временная обработка сигналов в информационных системах различного назначения.

УДК 621.391

Підвищення ефективності спектрального аналізу методом ESPRIT з використанням технології сурогатних даних / В.І. Васишин // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 400–407.

У статті розглядається задача адаптивної корекції попередньої обробки спостережуваного на фоні шуму сигналу, що складається із сукупності гармонічних компонент, в ході його спектрального аналізу методом ESPRIT з використанням технології сурогатних даних. Застосування цієї технології дозволяє підвищити точність оцінювання частот гармонічних компонент сигналу при низьких значеннях відношення сигнал-шум.

Ключові слова: власноструктурні методи, метод ESPRIT, сурогатні дані.

Іл.: 01. Бібліогр.: 49 найм.

UDC 621.391

Increase of efficiency of spectral analysis by ESPRIT method with using of surrogate data technology / V.I. Vasylyshyn / Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 400–407.

The adaptive correction problem of preliminary processing of a signal which consists of a set of harmonic components and which is observed against the noise background in the process of spectral analysis of the signal by ESPRIT method when using the surrogate data technology is considered in the paper. The application of this technology allows to increase the estimation accuracy of harmonic components of a signal in the case of low values of signal-to-noise ratio.

Keywords: eigenstructure methods, ESPRIT method, surrogate data.

Fig.: 01. Ref.: 49 items.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СИНХРОННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ ИМПУЛЬСНЫХ РЭС С ШУМОВОЙ И ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ СИГНАЛОВ

К.А. ЛУКИН, В.М. КАНЦЕДАЛ

Приведены результаты сравнения оценок помехоустойчивости корреляционных приемников радиолокаторов, использующих последовательности коротких ЛЧМ и некоррелированных шумовых импульсов с широкими спектрами (с базой ~ 50) при воздействии двукратных синхронных импульсных помех с различной внутриимпульсной модуляцией, создаваемых группой РЭС в рабочем диапазоне частот. Уточнены с применением парного метода анализа ЭМС особенности маскирующего и имитирующего воздействия этих помех. Оценки порогов помехоустойчивости исследуемых приемников и результатов сравнения их помехоустойчивости получены с применением совокупности статистических показателей изменений формы взаимных корреляционных функций в условиях помех. Показано преимущество в помехоустойчивости корреляционного приемника шумовых импульсов при воздействии синхронных импульсных помех с широким спектром и внутриимпульсной ЛЧМ.

Ключевые слова: шумовой импульсный радиолокатор, широкополосный корреляционный приемник, помехоустойчивость, активная помеха.

ВВЕДЕНИЕ

Насыщенность пространства излучающими средствами приводит к затруднениям при выполнении требований территориального, частотного и временного разносов группы радиолокационных средств (РЭС). Это вызывает необходимость поиска методов, обеспечивающих электромагнитную совместимость (ЭМС) одновременной работы группы РЭС с перекрытием рабочих диапазонов частот. Одним из таких методов является применение шумовых сигналов с широкими спектрами [1, 2].

Оценка помехоустойчивости радиолокатора при воздействии взаимных помех является первым этапом анализа его ЭМС, суть которого состоит в выявлении методами парной или групповой оценки недопустимых взаимных помех, создаваемых РЭС группы [3, 4]. На практике выделяют наиболее сложные помеховые условия, основанные на априорном знании свойств излучений группы РЭС и предполагающие взаимодействие помех и полезного эхо-сигнала при совпадении или малых различиях их поляризационных, пространственных, временных и частотных параметров [4]. При этом решающую роль в оценке помехоустойчивости корреляционного приемника сигналов РЭС играет структурная селекция, характеризующаяся изменениями взаимно корреляционной функции (ВКФ).

Анализ влияния сигналоподобных взаимных помех группы РЭС на помехоустойчивость широкополосных корреляционных приемников шумового и ЛЧМ импульсных радиолокаторов, рассматриваемой в статье, является продолжением исследований характера и степени воздействия различных видов активных помех на форму ВКФ при использовании непрерывного и импульсного шумовых сигналов [5–7]. При этом синхронные импульсные помехи (СИП) с широкополосной внутриимпульсной модуляцией являются с точки

зрения радиоэлектронного подавления [8] энергетически выгодными и наиболее опасными помехами. Их сигналоподобная структура может породить большое число ложных выбросов ВКФ, которые без специальных мер защиты перегрузят систему извлечения радиолокационной информации. В то же время следует отметить важное преимущество шумового импульсного радиолокатора, которое состоит в неповторяемости формы его излучения от импульса к импульсу, что создает определенные трудности постановки ему имитирующих помех на периоде повторения зондирующих импульсов [1, 10]. Поэтому важно проанализировать воздействие маскирующих СИП. Особенности их воздействия, в отличие от непрерывных активных помех, заключаются в большем разнообразии их сосредоточенного по времени запаздывания (локального) воздействия на выходной сигнал корреляционного приемника, например, при накрытии помеховым импульсом полезного эхоимпульса и/или создание вокруг него «частотокола» помеховых импульсов. Тем самым, на выходе коррелятора формируются условия, затрудняющие однозначное выделение полезного выброса ВКФ и порождающие прохождение на дальнейшую обработку ложных выбросов ВКФ. Локальность воздействия СИП усложняет анализ ВКФ при извлечении радиолокационной информации, но в то же время создает свободные от их воздействия области интервала ожидаемых значений времени запаздывания. В этих областях имеется возможность дифференцированного задания порогов обнаружения при проверке различных гипотез об обнаруживаемых целях.

Особенностью воздействия СИП является также невозможность использования фильтрующего свойства межпериодного накопителя в корреляционном приемнике, в отличие от случая воздействия несинхронных и хаотических импульсных помех.

Целью работы является сравнительный анализ характера и степени воздействия имитирующих и маскирующих синхронных импульсных помех с различной внутриимпульсной модуляцией на широкополосные корреляционные приемники шумового и ЛЧМ импульсных радиолокаторов.

Следует также отметить, что выполненный в [10] сравнительный анализ технических характеристик корреляционных приемников шумовых и ЛЧМ сигналов не затрагивает количественных оценок помехоустойчивости таких приемников.

1. МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ

Используется методика, которая предполагает вначале анализ характеристик входных и выходных сигналов, а также внутренних шумов исследуемых корреляционных приемников в отсутствие воздействия внешних активных помех. Затем для каждого вида сигнала осуществляется формирование заданных входных смесей сигнала, внутренних шумов и исследуемых видов помех, вычисление соответствующих оценок ВКФ в условиях воздействия этих помех и расчет статистических характеристик входных и выходных сигналов приемника. Полученные результаты подвергаются анализу с целью выявления характерных особенностей характера и степени изменений ВКФ под воздействием заданных видов помех, а также сравнения помехоустойчивости приемников. Методика учитывает вклад в оценку помехоустойчивости сигнальной составляющей ВКФ. Основное отличие рассматриваемой методики от изложенной в [5] состоит в применении компьютерной модели (рис. 1), формировании ее имитаторами различных видов внешних видов импульсных активных помех и создании более сложной сигнально-помеховой обстановки на входах корреляционных приемников.

При этом алгоритм корреляционной обработки описывается выражением

$$B(\tau) = \left| \sum_{m=1}^M \int_0^T [s_{\text{эхо}}(t - mT - \tau) + N_j(t) + n_{\text{эхо}}(t)] \times [s_{\text{оп}}(t - mT - \tau_i) + n_{\text{оп}}(t)] dt \right| / MT_i, \quad (1)$$

где $B(\tau)$ — оценка модуля ВКФ; $s_{\text{эхо}}(t)$ — принимаемые шумовые (ШИ) или ЛЧМ импульсы (ЛЧМИ), параметры которых приведены в табл. 1 на промежуточной частоте; T — период повторения зондирующих импульсов; m — номер периода; τ — время распространения зондирующего сигнала до цели и обратно; τ_i — дискретное время запаздывания опорного импульса $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$, устанавливаемое с помощью коррелятора; $s_{\text{оп}}(t)$ — опорный шумовой импульс; $n_{\text{эхо}}(t)$ и $n_{\text{оп}}(t)$ — внутренние шумы приемного и опорного каналов корреляционного приемника с прямоугольными амплитудно-частотными характеристиками; T_i — длительность импульса; M — количество импульсов в пачке, которое являлось в экспери-

менте переменным; $N_j(t)$, $j=1-5$ — импульсная синхронная взаимная помеха j -го вида.

Данный алгоритм соответствует многоканальному коррелятору с квадратурной обработкой сигналов и когерентным межпериодным накоплением и является оптимальным для случая приема последовательности некоррелированных импульсов, отраженных неподвижной точечной целью, на фоне гауссовой помехи с равномерным спектром в полосе пропускания приемника.

При компьютерном моделировании рассматривалась группа РЭС, состоящая из исследуемых шумового и ЛЧМ импульсных радиолокаторов и других РЭС, которые создают корреляционным приемникам радиолокаторов имитирующие и маскирующие двукратные СИП с одинаковой импульсной мощностью, различной внутриимпульсной модуляцией и соотношением ширин равномерных спектров помех и сигналов $\Delta f_{N_j} / \Delta f_c = 1$. Набор мешающих имитирующих и маскирующих излучений группы РЭС и их дополнительные параметры представлены в табл. 2 на промежуточной частоте $f_{\text{оп}} = 118$ МГц. В указанных помехах первый импульс принимается одновременно с отраженным от одиночной точечной цели сигналом с периодом повторения $T_{\text{повт}}$, а второй — в условиях отсутствия отраженного сигнала в пределах заданного интервала времен запаздывания эхоимпульса $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$. Значения τ_{\min} и τ_{\max} в эксперименте выбираются на периоде $T_{\text{повт}}$ так, чтобы обеспечить вычисление и анализ оценки ВКФ, обусловленной принятой смесью эхоимпульса с первым импульсом СИП и ее вторым импульсом. Изменение входного отношения сигнал/помеха $(C/P)_{\text{вх}}$ осуществлялось за счет изменения интенсивности импульсной помехи при фиксированных значениях параметров полезных эхоимпульсов.

Маскирующие двукратные СИП при снижении $(C/P)_{\text{вх}}$ приводят на выходе корреляционного приемника к локальному на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ маскирующему и/или имитирующему воздействиям в соответствии со структурой СИП.

Маскирующее воздействие вызывает только ухудшение качества полезной информации на выходе корреляционного приемника из-за искажения основного лепестка ВКФ и роста уровня ее боковых выбросов, создающих определенный импульсный фон при его однозначном выделении.

Имитирующее воздействие маскирующей двукратной СИП при дальнейшем снижении $(C/P)_{\text{вх}}$ формируется также локально на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ в областях существования сигнальной и помеховой составляющих ВКФ.

Это воздействие вызывает, наряду с искажением полезной информации, появление ложной информации на выходе корреляционного приемника (ложные обнаружения и пропуски сигнала) из-за одновременного порогового ослабления и разрушения основного лепестка ВКФ, а

также неоднозначного его выделения при росте числа и уровней боковых выбросов, близких к уровню главного лепестка ВКФ

Имитирующие двукратные СИП характеризуются частичным или полным совпадением реализаций и близостью параметров мешающих импульсов и отраженного от точечной цели сигнала на входе корреляционного приемника, а также формированием на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ в соответствии со структурой СИП оценок $B(\tau)$, подобной полезной. Имитирующая помеха не содержит на уровне сигнальной обработки отличительных признаков и вносит в выходной сигнал ложную информацию практически при любых значениях $(C/P)_{\text{вх}}$ (вплоть до значений, когда имитирующее воздействие не превышает порога обнаружения, обычно устанавливаемого в условиях маскирующего воздействия помех). Заметим, что рассмотрение возможности постановки имитирующих взаимных помех шумовой РЛС является больше модельной, чем практической задачей.

Наиболее опасной помехой считается та помеха, применение которой ведет к максимальному изменению полезной информации.

В методике используется совокупность показателей помехоустойчивости корреляционного приемника [5], характеризующих характер и степень изменений формы ВКФ в условиях воздействия заданных видов помех при наблюдении точечной неподвижной цели в различных областях интервала $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$. Данный интервал разбит на 4 смежные области, являющиеся характерными: 1) высокой корреляции $[\tau_{\text{и}}, \tau_{\text{и}} + \Delta\tau/2]$, где $\tau_{\text{и}}$ — время запаздывания от цели, $\Delta\tau = 1/\Delta f_c$ — ширина интервала корреляции; 2) ближних боковых лепестков (от границы интервала корреляции до времени запаздывания, равного 10 интервалам корреляции); 3) дальних боковых лепестков ВКФ (от дальней границы области 2 до конца области существования сигнальной составляющей ВКФ); 4) выбросов только помеховой составляющей ВКФ (от границы области существования сигнальной составляющей до границы интервала $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$).

Показатели для области основного лепестка ВКФ:

– $(C/P)_{\text{вх}}$ — оценка входного отношения сигнал/помеха как квадрат отношения усреднен-

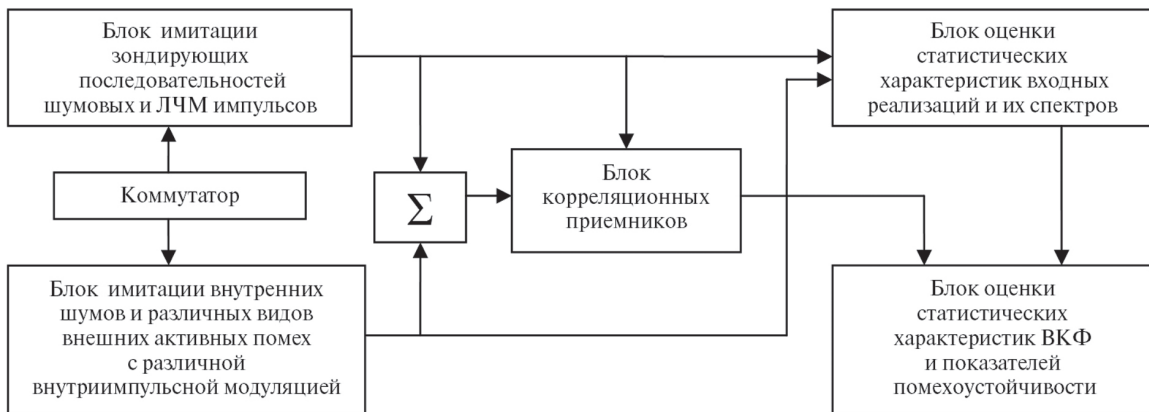


Рис. 1. Блок-схема компьютерной модели оценки помехоустойчивости корреляционных приемников шумового и ЛЧМ импульсных радиолокаторов в условиях воздействия импульсных взаимных помех

Таблица 1

Вид и параметры зондирующего сигнала

Вид внутриимпульсной модуляции зондирующего сигнала	Средняя частота спектра f_{0c} , МГц	Ширина спектра Δf_c , МГц	Длительность импульса $T_{\text{и}}$, нс	Период повторения импульсов $T_{\text{повт}}$, нс	База импульса $\Delta f_c T_{\text{и}}$
Шумовая или ЛЧМ	118	236	200	2250	~50

Таблица 2

Вид и параметры помехи

Тип РЭС	Вид помехи и внутриимпульсной модуляции	Длительность импульса $T_{\text{и}}$, нс	Взаимный временной сдвиг импульсов двукратной СИП Δt , нс
РЭС 1	N_1 — СИП ЛЧМ1 имитирующая	200	1000
РЭС 2	N_2 — СИП шумовая имитирующая	200	1000
РЭС 3	N_3 — СИП ЛЧМ1	400	1200
РЭС 4	N_4 — СИП шумовая	200	1000
РЭС 5	N_5 — СИП ЛЧМ2	200	1000

ного максимального значения \bar{B}_{\max} (область 1) к среднеквадратичному уровню $\text{СКУ}_{\text{пом}}$ выбросов помеховой составляющей ВКФ (область 4);

– $K_{\text{под}}$ — коэффициент подавления помехи, равный отношению $(C/\Pi)_{\text{вых}}$ к входному отношению $(C/\Pi)_{\text{вх}}$ при неизменном зондирующем сигнале (без учета множителя $1/\Delta f_c T_n$);

Показатели для областей вне основного лепестка ВКФ:

– $\bar{B}_{\max}/\bar{B}_{\text{бл max}}$ — отношение усредненных максимальных значений основного лепестка и близких боковых выбросов ВКФ (область 2);

– $\bar{B}_{\max}/\text{СКУ}_{\text{бок}}$ — отношение усредненного максимального значения основного лепестка к среднеквадратичному уровню дальних боковых выбросов ВКФ в области ее сигнальной составляющей (область 3);

– $\bar{B}_{\max}/\text{СКУ}_{\text{пом}}$ — отношение усредненного максимального значения основного лепестка к среднеквадратичному уровню выбросов помеховой составляющей ВКФ (область 4).

Для характеристики устойчивости корреляционного приема к имитирующему воздействию заданной маскирующей помехи используется понятие порога помехоустойчивости [9, 11] в виде защитного значения $(C/\Pi)_{\text{вх, пор}}$, при котором начинается проявление ее имитирующего воздействия на ВКФ. Методика позволяет исследовать зависимости порога помехоустойчивости от вида помехи, соотношений ее параметров с параметрами полезного сигнала при известном количестве периодов накопления M . Сравнение помехоустойчивости рассматриваемых корреляционных приемников проводится на основе сравнения характеров и представленных выше показателей изменений ВКФ при воздействии заданного вида помехи с известными соотношениями ее параметров с параметрами сигналов, а также порогов их помехоустойчивости.

2. ХАРАКТЕР ИЗМЕНЕНИЙ ВЗАИМНО КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ПОМЕХ

При рассмотрении воздействий заградительных по частоте видов СИП на характер изменений ВКФ должно быть принято во внимание, что:

– эти помехи обладают в соответствии с информационным критерием значительной энтропией (неопределенностью) и являются опасными с точки зрения радиоэлектронного подавления (РЭП) [8];

– процедура обработки эхоимпульса (1) остается оптимальной (с точки зрения обеспечения максимума выходного отношения сигнал/помеха [9]). Но при этом в заданных для анализа ВКФ областях 1–4 интервала $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ наблюдается их разнообразное воздействие на ВКФ. Разнообразие характеров поведения выбросов $B(\tau)$ при воздействии СИП $N_j(t)$, $j=1-5$ определяется структурой помехи (числом импуль-

сов, их взаимным запаздыванием на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$, различиями между видами и параметрами воздействующих импульсных помех, между помехами и полезными сигналами, принадлежностью боковых выбросов $B(\tau)$ к областям 2, 3, 4 на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ и наличием имитирующего или маскирующего их воздействия.

Спектрально-временные параметры реализаций маскирующих СИП (табл. 1) намеренно выбраны близкими к аналогичным параметрам последовательностей полезных эхоимпульсов для того, чтобы показать различный характер проявления имитирующих и маскирующих помех и оценить предельную помехоустойчивость исследуемых широкополосных корреляторов.

В табл. 3 выборочно представлены характерные оценки $B(\tau)$ при приеме последовательностей ШИ и ЛЧМИ и помех $N_1 - N_5$ на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ (столбцы 1 и 3) и в области существования ее сигнальной составляющей (столбец 2) для указанных отношений $(C/\Pi)_{\text{вх}}$ и количества накапливаемых импульсов M .

Сравнение характеров поведения $B(\tau)$ при воздействии имитирующих помех N_1 (табл. 2, строка 1), N_2 (табл. 2, строка 2) и входном отношении $(C/\Pi)_{\text{вх}} = 11,3$ дБ показал, что эти помехи вызывают в этих приемниках искажения сигнальной составляющей ВКФ при накрытии первым импульсом помехи полезного эхоимпульса с временем запаздывания $\tau_1 = \tau_n$, а также имитацию вторым импульсом с временем запаздывания $\tau_2 = \tau_1 + \Delta t$ ложного корреляционного выброса, подобного полезному. Смещение первого имитирующего импульса относительно τ_n больше чем на $\Delta\tau$ также вызовет появление ложного выброса $B(\tau)$.

Воздействие двукратной маскирующей СИП ЛЧМ1 N_3 на приемник ЛЧМ РЛС (табл. 2, строка 3) отличается от воздействия имитирующей помехи N_1 не только значением $(C/\Pi)_{\text{вх}} = -10$ дБ, но и меньшей скоростью перестройки частоты ЛЧМ, что сказывается на характере воздействия помехи. Сравнение локальных на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ воздействий помех СИП ЛЧМ1 N_3 и СИП шумовая N_4 (табл. 2, строка 4) на приемник ЛЧМИ показывает более сильное влияние помехи N_3 в областях боковых выбросов ВКФ без возможности уменьшения их при увеличении количества накапливаемых импульсов M .

Воздействие маскирующей СИП ЛЧМ1 N_3 на приемник ЛЧМИ (табл. 2, строка 3) отличается от воздействия имитирующей помехи N_1 не только значением $(C/\Pi)_{\text{вх}} = -10$ дБ, но и меньшей скоростью перестройки частоты ЛЧМ, что сказывается на характере воздействия помехи. Сравнение локальных на интервале $[\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ воздействий помех СИП ЛЧМ1 N_3 и СИП шумовая N_4 (табл. 2, строка 4) на приемник ЛЧМ РЛС показывает более сильное влияние помехи N_3 в областях боковых выбросов ВКФ без возможности уменьшения их при увеличении количества импульсов накопления M .

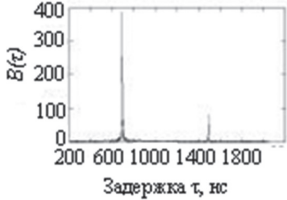
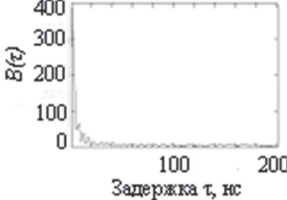
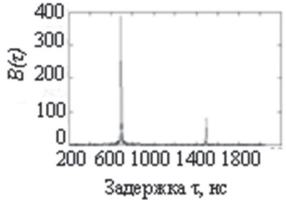
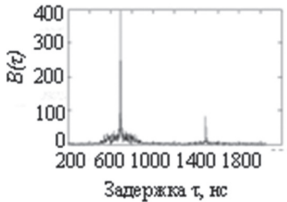
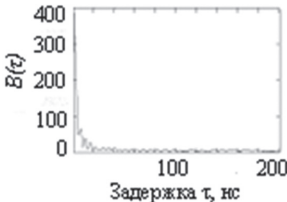
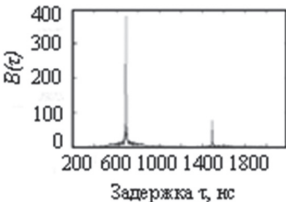
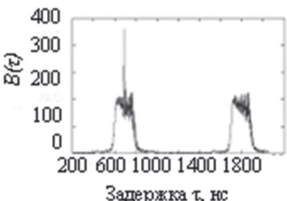
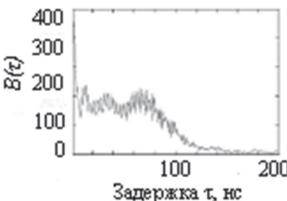
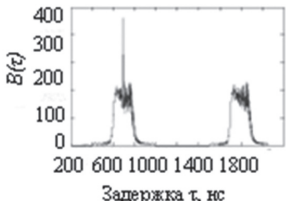
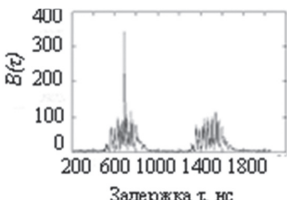
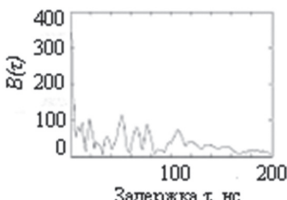
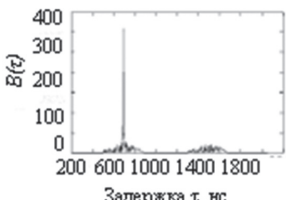
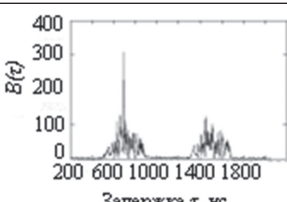
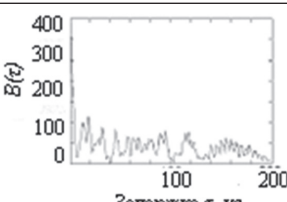
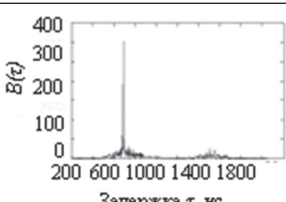
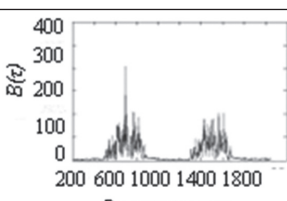
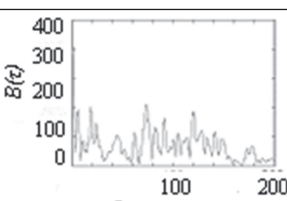
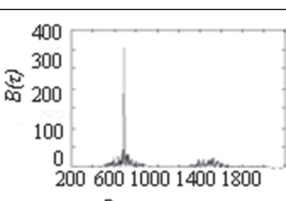
Рост боковых выбросов вызывает ложные обнаружения, а также пропуски сигнала за счет ослабления основного лепестка ВКФ под действием помех. Учитывая особую важность влияния на помехоустойчивость приемника боковых выбросов ВКФ в области существования ее сигнальной составляющей, показан характер их влияния на форму ВКФ под воздействием помех. При снижении входного отношения сигнал–помеха до значений $(C/P)_{вх} < 1$ изменение их уровней характеризуется переходом от маскирующего воздействия помехи к имитирующему, а их форма определяется помеховой составляющей ВКФ – видом и параметрами помехи. Так,

отметим наличие пьедестала с постоянным уровнем для боковых выбросов при воздействии СИП ЛЧМ1. Боковые выбросы ВКФ совпадают по форме с ее основным выбросом вследствие равенства ширин спектров СИП и зондирующих импульсов.

Для реализации преимуществ использования рассматриваемого вида шумового сигнала, можно применять уплотненную последовательность с коротким периодом повторения зондирующих импульсов, учитывая статистическую независимость шумовых импульсов в последовательности и возможность устранения неоднозначности измерения дальности при этом.

Таблица 3

Оценки ВКФ при воздействии двукратных СИП

		$M = 5$		$M = 125$
		1	2	3
$(C/P)_{вх} = 11,3$ дБ	ЛЧМ1 – N_1			
$(C/P)_{вх} = 11,3$ дБ	ШИ – N_2			
$(C/P)_{вх} = -10$ дБ	ЛЧМ1 – N_3			
$(C/P)_{вх} = -10$ дБ	ЛЧМ1 – N_4			
$(C/P)_{вх} = -10$ дБ	ШИ – N_5			
$(C/P)_{вх} = -10$ дБ	ШИ – N_4			

3. ОЦЕНКА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

3.1. Воздействие маскирующих помех. Рассчитанные по ВКФ зависимости показателей помехоустойчивости исследуемых корреляционных приемников шумовых и ЛЧМ импульсов от вида и параметров сигналов и маскирующих СИП $N_3 - N_5$, $(C/P)_{\text{вх}}$ при $M = 125$, $M = 5$ представлены на рис. 2, 3 для области высокой корреляции ВКФ и для областей 2 – 4 на интервале $[\tau_{\text{min}}, \tau_{\text{max}}]$ – на рис. 4, а и 4, б.

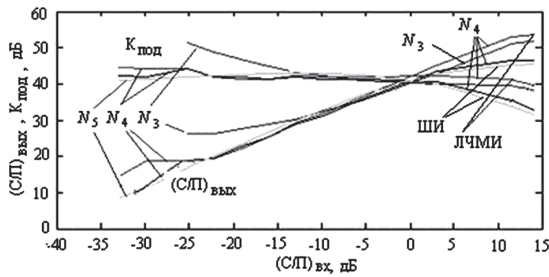


Рис. 2. Зависимости показателей помехоустойчивости корреляционных приемников шумовых и ЛЧМ импульсов в области основного лепестка ВКФ от $(C/P)_{\text{вх}}$ при $M = 125$ и воздействии рассматриваемых видов двукратных синхронных импульсных помех $N_3 - N_5$

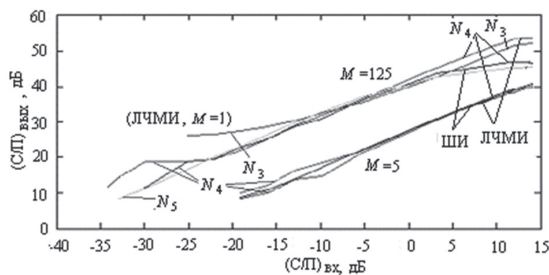


Рис. 3. Зависимости выходного отношения сигнал/помеха корреляционных приемников шумовых и ЛЧМ импульсов от $(C/P)_{\text{вх}}$ при $M = 5$, $M = 125$ и воздействии рассматриваемых видов двукратных синхронных импульсных помех $N_3 - N_5$

Результаты анализа изменений формы ВКФ в области высокой корреляции, значений показателей помехоустойчивости для двух видов корреляционных приемников при воздействии помех $N_3 - N_5$, показали наличие областей устойчивости формы основных лепестков при уменьшении $(C/P)_{\text{вх}}$ до значений $\sim (0 - 5)$ дБ для приемника ШИ и 10 дБ для приемника ЛЧМИ. При дальнейшем уменьшении $(C/P)_{\text{вх}}$ наблюдается практически одинаковое линейное уменьшение показателей $(C/P)_{\text{вх}}$ с сохранением формы основных лепестков и стабилизация поведения коэффициентов подавления помехи $K_{\text{под}}$, независимо от указанных видов помех. Подавление основных лепестков ВКФ в этом случае происходит при значениях $(C/P)_{\text{вх}}$ около -30 дБ. При этом увеличение числа периодов накопления с $M = 5$ до $M = 125$ улучшает отношение $(C/P)_{\text{вых}}$ для семейства кривых, смещая его вверх и влево примерно на 15 дБ (рис. 2). Исключение составляет поведение по-

казателей $(C/P)_{\text{вых}}$ и $K_{\text{под}}$ при воздействии СИП ЛЧМ1– N_3 на приемник ЛЧМИ. Так, изменение $(C/P)_{\text{вых}}$ не зависит от M , а разрушение формы основного лепестка $B(\tau)$ происходит при уменьшении $(C/P)_{\text{вх}}$ до значения -12 дБ.

Поведение боковых выбросов $B(\tau)$ на интервале $[\tau_{\text{min}}, \tau_{\text{max}}]$ связано с локальным и различным характером поведения боковых лепестков в обл. 2, 3 и 4, интервала $[\tau_{\text{min}}, \tau_{\text{max}}]$ в виде маскирующего и имитирующего воздействий.

Маскирующее воздействие N_4 , N_5 на приемник ШИ (рис. 4, а) и N_4 на приемник ЛЧМИ (рис. 4, б) описывается областями устойчивости уровней боковых выбросов ВКФ с малыми изменениями отношений $\bar{B}_{\text{max}}/\bar{B}_{l, \text{max}}$; $\bar{B}_{\text{max}}/\text{СКУ}_{\text{бок}}$ (рис. 4, кривые $N_j - 2$ для обл. 2 и $N_j - 3$ для обл. 3) и существенным уменьшением $\bar{B}_{\text{max}}/\text{СКУ}_{\text{пом}}$ (рис. 4, кривые $N_j - 4$ для обл. 4) при уменьшении $(C/P)_{\text{вх}}$. Это воздействие практически не зависит от вида этих помех и имеет место при $(C/P)_{\text{вх}} > -15$ дБ и $M = 125$ для приемника ШИ и $(C/P)_{\text{вх}} > -5$ дБ для приемника ЛЧМИ.

Проявление имитирующего воздействия помех при дальнейшем снижении $(C/P)_{\text{вх}}$, характер его развития зависит не только от вида принимаемого сигнала, но и вида воздействующей помехи. На кривых $\bar{B}_{\text{max}}/\text{СКУ}_{\text{бок}}$ от $(C/P)_{\text{вх}}$ для $N_4 - 3$, $N_5 - 3$ можно выделить две характерные точки. Первая определяется окончанием пологого участка и характеризует начало проявления имитирующего эффекта помех. Вторая находится в точках слияния кривых для областей 3, 4 и свидетельствует об уменьшении роли сигнальной составляющей ВКФ для области 3. С этого момента наблюдается их последующий спад с приблизительно одинаковой крутизной, учитывая встречный характер изменений основного лепестка и боковых выбросов ВКФ. Для определения условий гарантированного начала порогового проявления имитирующего действия для каждого из рассматриваемых видов помех могут служить точки слияния зависимостей показателей $\bar{B}_{\text{max}}/\text{СКУ}_{\text{пом}}$ и $\bar{B}_{\text{max}}/\text{СКУ}_{\text{бок}}$. Эти условия выполняются при $M = 125$ и снижении $(C/P)_{\text{вх}}$ до значений: -15 дБ для приемника ШИ при воздействии N_4 , N_5 и -5 дБ для приемника с ЛЧМИ при воздействии N_4 . Этими значениями $(C/P)_{\text{вх}}$ при $M = 125$ практически определяются пороги помехоустойчивости $(C/P)_{\text{вх, пор}}$ исследуемых корреляционных приемников [5, 7, 9] при воздействии рассмотренных видов СИП. Уменьшение показателей $\bar{B}_{\text{max}}/\bar{B}_{\text{бл, max}}$ (кривые обл. 2) до значений, при которых подавляется основной лепесток ВКФ, уточняет значения $(C/P)_{\text{вх}}$, определяющих крутизны порогового проявления имитирующего воздействия помех.

При воздействии детерминированной СИП ЛЧМ1 N_3 на приемник ЛЧМИ наблюдалась особенность, состоящая в крутом изменении показателей помехоустойчивости для областей 2–3 при

Таблица 4

Пороги помехоустойчивости

Вид СИП	(С/П) _{вх} , дБ			
	Прием ШИ		Прием ЛЧМИ	
	Нач., (С/П) _{вх пор}	Кон.	Нач., (С/П) _{вх пор}	Кон.
N_3			5	-25
N_4	-15	-30	-5	-30
N_5	-15	-30		

уменьшении $(С/П)_{вх}$. Характер этих изменений похож на изменение показателя $\bar{B}_{max} / SKU_{пом}$ ($N_3 - 4$) и не зависит от изменения M (табл. 2, строка 3). Кривые $\bar{B}_{max} / SKU_{пом}$, $\bar{B}_{max} / SKU_{бок}$ и $\bar{B}_{max} / \bar{B}_{бл max}$ ($N_3 - 2$) изменяются, не пересекаясь в отличие от их поведения для предыдущих случаев, когда применялись либо шумовой сигнал, либо СИП с шумовым заполнением. В этом случае начало проявления имитирующего воздействия можно фиксировать точками окончания участка более пологого изменения $\bar{B}_{max} / \bar{B}_{бл max}$ (кривая $N_3 - 2$) при $(С/П)_{вх} \gg 1$ и начал участков наибольшей схожести изменений показателей $\bar{B}_{max} / SKU_{бок}$ и $\bar{B}_{max} / \bar{B}_{бл max}$. Порог помехоустойчивости в этом случае имеет значение около $(С/П)_{вх} = 5$ дБ.

На практике нормальное функционирование корреляционных приемников предполагает отсутствие проявления имитирующего воздействия маскирующих СИП. Экспериментальные оценки порогов помехоустойчивости $(С/П)_{вх}$ (N_j , вид сигнала) при $M=125$, и значений $(С/П)_{вх}$, при которых подавляется основной лепесток $B(\tau)$, — начала и конца проявления имитирующего воздействия помех, характеризующих его крутизну, приведены в табл. 4. Пороги помехоустойчивости корреляционного приемника шумовой импульсной РЛС характеризуются существенно более низкими значениями $(С/П)_{вх}$ (N_j), чем у корреляционного приемника РЛС с ЛЧМИ, при воздействии взаимных маскирующих двукратных СИП $N_3 - N_5$, и могут быть улучшены за счет увеличения количества периодов накопления M .

В отличие от этого, характер воздействия детерминированной маскирующей импульсной помехи с широким спектром на выходной сигнал корреляционного приемника РЛС с ЛЧМ импульсами не зависит от увеличения числа M , что определяет его проигрыш в помехоустойчивости для этой помеховой ситуации в сравнении с корреляционным приемником шумовой импульсной РЛС при значении $M = 125$.

Воздействие имитирующих помех. Количество ложных выбросов ВКФ, формируемых имитирующими СИП, их расположение на интервале $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ определяется числом и взаимным запаздыванием импульсов в структуре помехи. Ниже показана возможность применения используемых выше показателей помехоустойчивости для оценки помехоустойчивости исследуемых корреляционных приемников в рассматриваемом частном случае воздействия имитирующих СИП N_1 и N_2 (табл. 3, строки 1 и 2). В табл. 5 представлена оценка показателей степени искажений сигнальной составляющей ВКФ в ЛЧМ импульсной РЛС при воздействии первого импульса двукратной имитирующей СИП N_1 с временем запаздывания $\tau_1 = \tau_и$ для указанных значений $(С/П)_{вх}$ и M .

Таблица 5

Показатели помехоустойчивости приемника ЛЧМИ

M	Показатели помехоустойчивости	$(С/П)_{вх}$, дБ		
		11,3	-10	-16
5, 125	$(С/П)_{вых}$, дБ	23,3	23,1	22
	$K_{под}$, дБ	34,6	33,2	38
	$\bar{B}_{max} / \bar{B}_{бл max}$	6	5,9	6
	$\bar{B}_{max} / SKU_{бок}$	107	107	107,3
	$\bar{B}_{max} / SKU_{пом}$	54	14,4	12,7

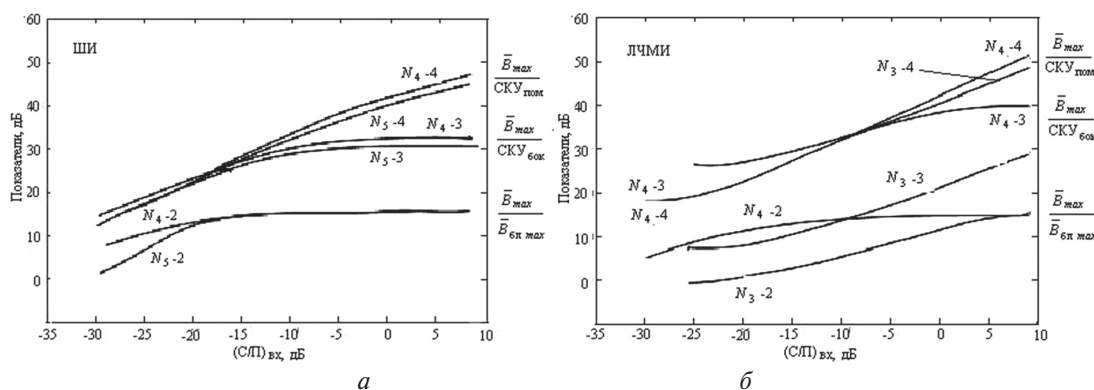


Рис. 4. Зависимости показателей помехоустойчивости корреляционных приемников шумовых (рис. 4, а) и ЛЧМ (рис. 4, б) импульсов, характеризующих боковые выбросы ВКФ в области: 2 – ближних, 3 – дальних выбросов и 4 – выбросов ее помеховой составляющей от $(С/П)_{вх}$ при $M = 125$ и воздействии рассматриваемых видов двукратных синхронных импульсных помех $N_3 - N_5$

Показатели $(C/P)_{\text{вых}}$, $K_{\text{под}}$, $\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{пом}}$ в этом случае зависят от $(C/P)_{\text{вх}}$ и не зависят от значения M . Показатели $\bar{B}_{\text{max}}/\bar{B}_{\text{бл max}}$, $\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{бок}}$ не зависят от изменения значений $(C/P)_{\text{вх}}$ и M .

Аналогичные показатели помехоустойчивости при воздействии двукратной имитирующей СИП N_2 на выход корреляционного приемника шумовой импульсной РЛС приведены в табл. 6.

Таблица 6

Показатели помехоустойчивости приемника ШИ

M	Показатели помехоустойчивости	$(C/P)_{\text{вх}}$, дБ		
		11,3	- 10	- 16
5	$(C/P)_{\text{вых}}$, дБ	22,1	22,4	21,2
	$K_{\text{под}}$, дБ	33,5	32,4	37,3
	$\bar{B}_{\text{max}}/\bar{B}_{\text{бл max}}$	4,5	4,5	4,5
	$\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{бок}}$	22,6	23,3	23,5
	$\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{пом}}$	47	13,2	11,5
125	$(C/P)_{\text{вых}}$, дБ	23	23	22
	$K_{\text{под}}$, дБ	34,3	33	38
	$\bar{B}_{\text{max}}/\bar{B}_{\text{бл max}}$	5,6	5,7	5,7
	$\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{бок}}$	42	47	48
	$\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{пом}}$	52	14,3	12,5

Показатели $(C/P)_{\text{вых}}$, $K_{\text{под}}$, $\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{пом}}$ в данном случае зависят от $(C/P)_{\text{вх}}$ и M . Показатели $\bar{B}_{\text{max}}/\bar{B}_{\text{бл max}}$, $\bar{B}_{\text{max}}/СКУ_{\text{бок}}$ не зависят от изменения значений $(C/P)_{\text{вх}}$, но растут при увеличении M .

ВЫВОДЫ

1. Выполнен на основе выбранной совокупности показателей помехоустойчивости широкополосного корреляционного приемника импульсных шумовой и ЛЧМ РЛС анализ оценок ВКФ в условиях воздействия сигналоподобных двукратных синхронных импульсных помех (СИП) с различной внутриимпульсной модуляцией. Получены графики ВКФ и зависимостей совокупности показателей помехоустойчивости, которые характеризуют характер и степень изменения ВКФ в различных областях ее существования на интервале ожидаемых времен запаздывания в зависимости от сочетания видов полезных сигналов и СИП, а также отношений их параметров.

2. Показан выигрыш в помехоустойчивости исследуемого корреляционного приемника шумовых импульсов в условиях воздействия рассмотренных видов маскирующих СИП: более широкие интервалы значений входного отношения сигнал–помеха с устойчивой формой основного лепестка ВКФ (на 5 – 10 дБ) и устойчивым уровнем ее боковых выбросов (на ~ 10 дБ), независимо от вида СИП (рис. 1–3); более низкие

значения порогов помехоустойчивости (табл. 4); возможность улучшения показателей помехоустойчивости за счет увеличения количества периодов накопления. Наибольший выигрыш достигается в области боковых выбросов при воздействии СИП с широкополосной внутриимпульсной ЛЧМ вследствие особенности характера ее воздействия и независимости его и соответствующих показателей помехоустойчивости от количества периодов накопления. Области устойчивости формы ВКФ при воздействии данной СИП на приемник ЛЧМ импульсов отсутствуют.

3. Количественно оценен и детально проанализирован разнообразный и существенный вклад боковых выбросов ВКФ в определение помехоустойчивости рассматриваемых приемников. Разнообразие характера встречного изменения основного и боковых выбросов ВКФ, локального поведения боковых выбросов в различных областях интервала $[\tau_{\text{min}}, \tau_{\text{max}}]$ при воздействии рассматриваемых СИП зависит от их структуры и вида внутриимпульсной модуляции, вида полезного сигнала, соотношений параметров импульсов помехи и сигнала и количества накапливаемых импульсов. Получены значения порогов помехоустойчивости исследуемых корреляционных приемников, которые характеризуются следующими значениями входного отношения сигнал–помеха (при числе периодов накопления 125): –15 дБ при воздействии помех СИП шумовая (N_4) и СИП ЛЧМ1 (N_3) в случае приема шумового сигнала; 5 дБ и –5 дБ при приеме смесей ЛЧМ сигнала и СИП ЛЧМ2 (N_5), N_4 , соответственно. Подавление основного лепестка наблюдалось при различном характере имитирующего влияния помех для значений входного отношения сигнал–помеха: –30 дБ при приеме шумового сигнала и помехи N_4 или N_3 ; –25 дБ и –30 дБ при приеме смесей ЛЧМ сигнала и помех N_5 , N_4 , соответственно.

4. Для реализации преимуществ рассматриваемого вида шумового сигнала, целесообразно уплотненную последовательность зондирующих импульсов с коротким периодом повторения, учитывая их статистическую независимость и возможность устранения неоднозначности измерения дальности при этом.

5. Показана возможность применения предложенной совокупности показателей помехоустойчивости при воздействии имитирующих СИП. При этом отмечается зависимость показателей изменений ВКФ для области основного лепестка и независимость показателей для области существования боковых лепестков ее сигнальной составляющей от изменения входного отношения сигнал–помеха. Только показатели помехоустойчивости корреляционного приемника шумового импульсного сигнала зависят от изменения количества накапливаемых импульсов и при его увеличении улучшаются.

Используемая методика оценки помехоустойчивости и полученные результаты могут быть использованы при анализе ЭМС совместно функционирующих в произвольных диапазонах длин волн шумовых и ЛЧМ импульсных радиолокаторов.

Авторы выражают благодарность канд. физ.-мат. наук В.В. Кулику за помощь и обсуждение результатов работы.

Литература

- [1] Лукин К. А. Шумовая радарная технология / К. А. Лукин // Радиофизика и электроника: сб. науч. трудов. — Харьков: ИРЭ НАНУ, 1999. — Т. 4, № 3. — С. 105–111.
- [2] Винокуров В.И. и др. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных устройств. Л., Судостроение, 1986.
- [3] Теория и методы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. Под ред Ю.А. Феоктистова. — М., Радио и связь, 1988. — 216 с.
- [4] Kantsedal V.M. Estimation of Mutual Interferences at the Receiver Input of Noise radars Operating Simultaneously as Electronic Facility Group. Proceedings of International Radar Symposium IRS 2006, 24 - 26 May, Krakow, Poland, pp. 565–568.
- [5] Лукин К.А., Канцедал В.М., Кулик В.В., Коновалов В.М., Могила А.А., Паламарчук В.П., Сущенко П.Г. Экспериментальная оценка помехоустойчивости шумового импульсного радиолокатора ближнего действия в условиях воздействия непрерывных активных помех // Радиофизика и электроника— Харьков: ИРЭ НАНУ, 2011. — Т. 2 (16), № 2. — С. 77–89.
- [6] Lukin K.A., Kantsedal V.M., Kulyk V.V., Konovalov V.M., Suschenko P.G. Results of Computer Imitation Modeling of Immunity of Correlator Affected by Active Continues Interferences at the Processing of Wideband Noise or LFM Sequences of Pulses. MSMW'07, Symposium Proceeding. — Kharkov, Ukraine, June 25 - 30, 2007, Vol. 1. — P. 487–489.
- [7] Lukin K.A., Mogyla A.A., Kovalenko N.P. and R.P. Kovalenko. Comparative study of SAR image generation using liner FM and Noise waveforms // Proceedings 4th European Conference on Synthetic Aperture Radar, 4-6 June 2002, Cologne, Germany. — P. 511–514.
- [8] Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. — М.: Сов. радио, 1968. — 448 с.
- [9] Радиотехнические системы. Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др. Под ред. Ю.М. Казаринова. — М.: Высш. шк., 1990. — 496 с.
- [10] A. G. Stove. Using Noise Modulation in Practical Radar Systems - Including a Comparison. with FMCW Modulation // Proceedings of II-th International Radar Symposium IRS-2010, VILNIUS, LITHUANIA JUNE 16-18, 2010. VOLUME 2. — P. 340–343.
- [11] Диксон Р.К Широкополосные системы. Пер. с англ./Под ред. В.И. Журавлева. — М.: «Связь», 1979. — 304 с.

Поступила в редколлегию 22.07.2013



Лукин Константин Александрович, доктор физ.-мат. наук, профессор, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Научные интересы: широкополосная шумовая радиолокация и радиосвязь, генерация, синтез и обработка хаотических и псевдослучайных сигналов.

Канцедал Валерий Михайлович, канд. техн. наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Научные интересы: помехозащищенность широкополосной радиолокации, средства радиоэлектронного противодействия радиотехнической разведке и защиты радиолокаторов от активных помех.



УДК 621.396.96: 621.391

Оцінка впливу синхронних імпульсних перешкод на завадостійкість ширококуглових кореляційних приймачів імпульсних РЛС із шумовою та лінійною частотною модуляцією сигналів / К.О. Лукін, В.М. Канцедал // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2013. — Том 12. — № 3. — С. 408–416.

Наведено результати порівняння оцінок завадостійкості кореляційних приймачів радіолокаторів, які використовують послідовності коротких ЛЧМ і некорельованих шумових імпульсів з широким спектром (з базою ~50) при дії двократних синхронних імпульсних завад з різною внутрішньоімпульсною модуляцією, які створюються групою РЕС у робочому діапазоні частот. Уточнено парним методом аналізу ЕМС особливості маскуючого та імітуючого впливів цих завад. Оцінки порогів завадостійкості досліджуваних приймачів та результати порівняння їх завадостійкості отримані із застосуванням сукупності статистичних показників змін форми взаємно кореляційних функцій в умовах завад. Показано перевагу у завадостійкості кореляційного приймача шумових імпульсів в умовах дії синхронних імпульсних завад з широким спектром і внутрішньоімпульсною ЛЧМ.

Ключові слова: шумовий імпульсний радіолокатор, ширококугловий кореляційний приймач, завадостійкість, активна завада.

Табл.: 06. Іл.: 04. Бібліогр.: 11 найм.

UDC 621.396.96: 621.391

Estimation of synchronous pulse interferences influence on interference immunity of wideband correlative receivers of pulse radars with noise and LFM of signals / K. A. Lukin, V. M. Kantsedal // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2013. — Vol. 12. — № 3. — P. 408–416.

Some results of comparative analysis of resistance against jamming for radar correlation receivers of sequences of short LFM pulses and noise pulses with power spectral density providing the signal base ~ 50 are presented. The influence of double synchronous pulsed jamming signals with various frequency modulation, created by a RES group in a operation frequency range has been studied. Features of masking and imitating influence of these interferences are specified using reliable methods of the EMC analysis. Estimations of thresholds of a noise resistance of the receivers under investigation and results of comparison of their noise stability have been obtained using a set of statistical parameters of mutual correlation functions shapes under jamming conditions. An advantage of noise radar in resistance against jamming with synchronous (coherent) wideband LFM pulses is shown.

Keywords: noise pulse radar, wideband correlation receiver, interference immunity, active pulse interference.

Tab.: 06. Fig.: 04. Ref.: 11 items.

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 551.508.85.9

СПЕКТР ФЛУКТУАЦИЙ НЕКОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ МЕЛКОМАСШТАБНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ТРОПОСФЕРЫ

Е.Н. БЕЛОВ, О.А. ВОЙТОВИЧ, А.В. ЗАЦЕРКЛЯНАЯ, Г.А. РУДНЕВ, Г.И. ХЛОПОВ, С.И. ХОМЕНКО

Приведены результаты годичного экспериментального исследования спектров флуктуаций некогерентных сигналов, отраженных от мелкомасштабных неоднородностей тропосферы. Результаты дистанционного зондирования подтверждают вывод о том, что ширина спектра Брэгговских отражений в большей степени зависит от температуры и скорости ветра. Одной из причин образования таких турбулентностей в приземном слое тропосферы могут быть особенности конкретного рельефа местности.

Ключевые слова: Брэгговское отражение, спектр флуктуаций, турбулентность, «ангел-эхо».

ВВЕДЕНИЕ

Отражения от оптически невидимых объектов в тропосфере («ангел-эхо») играют важную роль в интерпретации сигналов с выхода мощных РЛС. Как показывают результаты исследований [1–3], указанные отражения часто образуются из-за возникновения неоднородностей показателя преломления воздуха в турбулентной тропосфере, причем основной вклад дают неоднородности с масштабом порядка половины длины волны (дифракция Брэгга).

Турбулентности могут вызываться различными причинами: сдвигом ветра, термической конвекцией, деформацией воздушных течений горами, распадом гравитационных волн [4] и др. В результате этого в атмосфере постоянно существуют турбулентные вихри разного масштаба и на различных высотах. При этом крупные вихри постепенно распадаются на более мелкие, пока кинетическая энергия вихря не превратится в тепло из-за влияния вязкости.

Это явление может использоваться как дополнительная информация для выявления опасных явлений природы, включая прохождение фронтов гроз, шквалов и сдвига ветра, которые представляют значительную опасность для авиации и наносят ущерб сельскому хозяйству.

Исследования «ангел-эхо» проводились на протяжении длительного времени [2, 3], в основном, в длинноволновой части СВЧ диапазона ($\lambda \geq 10$ см). Однако, как показывают результаты теоретических исследований [5], мелкомасштабные турбулентности могут иметь размеры до 4 мм и создавать значительные пассивные помехи при работе РЛС на длине волны $\lambda=8$ мм.

При этом одной из информативных характеристик «ангел-эхо» является энергетический спектр отраженных сигналов, который описывает диссипацию турбулентной энергии при распаде крупных вихрей на более мелкие. Однако опубликованные к настоящему времени работы

содержат результаты спектрального анализа некогерентных сигналов, отраженных от ясного неба, в то время как большинство штатных метеорологических РЛС работают в некогерентном режиме.

Поэтому целью настоящей работы является исследование спектральных характеристик некогерентных сигналов, отраженных от мелкомасштабных неоднородностей приземного слоя тропосферы.

1. ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для измерения характеристик неоднородностей тропосферы использовался аппаратно-программный комплекс [6], в состав которого входит (рис. 1) модернизированный радар типа МРЛ-1 с дополнительным оборудованием, предназначенным для управления ориентацией главного максимума диаграммы направленности (ДН) антенны, калибровки энергетического потенциала радара, расширения динамического диапазона приемного устройства и цифровой обработки принятых сигналов.

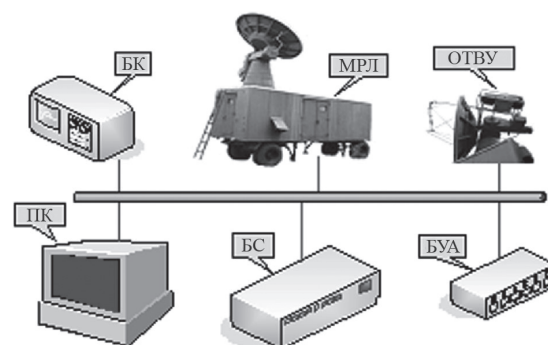


Рис. 1. Радиофизический комплекс для дистанционного зондирования «ангел-эхо»

Комплекс состоит из некогерентного двухчастотного радара МРЛ-1, работающего на дли-

Таблица 1

Параметры радиофизического комплекса

№	Параметр	Канал 3 см
1	Импульсная мощность, кВт	250
2	Длительность импульса, мкс	1
3	Частота повторения, Гц	600
4	Предельная чувствительность, дБ/Вт	-132
5	Полоса пропускания, МГц	1
6	Линейный динамический диапазон, дБ	45
7	Коэффициент усиления антенны, дБ	46
8	Диаметр антенны, м	3
9	Уровень боковых лепестков, дБ	-21
10	Ширина луча антенны по уровню - 3 дБ, град	0,75
11	Энергетический потенциал, дБ	215
12	Частота дискретизации, МГц	2,5
13	Количество отсчетов в одной ячейке дальности	4
14	Интерфейс связи с ПК	RS-232

нах волн 8 мм и 3,2 см, оптико-телевизионного устройства (ОТВУ) для визуального наблюдения исследуемых объектов, блока управления антенной (БУА), блока калибровки приемного устройства (БК), блока сопряжения (БС) радара с персональным компьютером (ПК). ПК предназначен для управления подсистемами комплекса, а также обработки отраженных сигналов и отображения информации.

Радар включает в себя приемо-передающее устройство с зеркальной антенной диаметром 3 м, блок управления и индикации, а также синхронно-следающий привод для управления положением максимума ДН антенны по азимуту и углу места.

Для визуального наблюдения исследуемых метеорологических объектов на механическом приводе антенны закреплено ОТВУ, оптическая ось которого совмещена с электрической осью антенны. Выход визира подключен к телевизионным мониторам, которые установлены в кабине радара и рядом с ПК. На экране монитора формируется оптическое изображение метеорологических объектов с пространственным разрешением в режиме широкого (6 угл. град.) и узкого (1 угл. град.) поля зрения, что дает возможность координировать работу операторов ПК и радара при проведении измерений.

Блок управления антенной предназначен для сканирования лучом антенны в соответствии с заданным оператором режимом, а блок калибровки обеспечивает формирование импульсного СВЧ-сигнала эталонной мощности для измерения энергетического потенциала радара.

Блок сопряжения предназначен для формирования импульсов запуска передающего устройства радара, управления положением антенны по азимуту и углу места, а также преобразования отраженных сигналов с выхода радара в цифровую форму с последующей обработкой в персональном компьютере.

Основные характеристики радара и системы обработки сигналов приведены в таблице 1.

2. ОБРАБОТКА ДАННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

В работе [7] приведены результаты исследования отражения сигналов 3-см диапазона, обусловленные объемным рассеянием от локально-изотропных неоднородностей в случае, когда метеорологические образования оптически не наблюдались. На рис. 2 представлен пример радиолокационного изображения подобных отражений на экране монитора ПК в координатах «высота-дальность» при сканировании антенны МРЛ по углу места.

Одновременно с дистанционным зондированием проводилось визуальное наблюдение за состоянием тропосферы в районе проведения эксперимента. При этом высота насекомых, птиц и аэрозоль не превышает 600 м, в то время

как отражения сигналов наблюдались на высотах до 2–3 км. Это позволило сделать вывод о том, что отражение сигналов обусловлено, в основном, неоднородностями показателя преломления тропосферы.

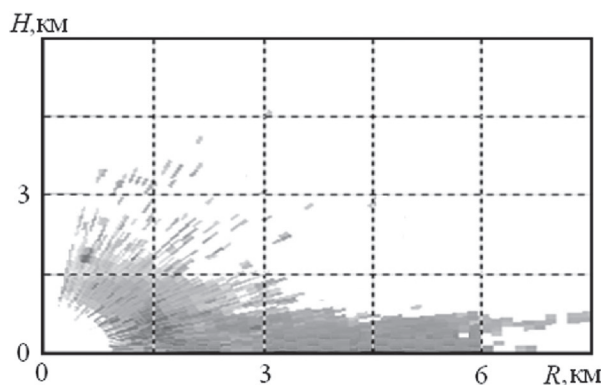


Рис. 2. Радиолокационное изображение объемного рассеяния в тропосфере («высота-дальность»)

Кроме того, как было показано в [7], отражения имеют статистическую природу и сильно флуктуируют во времени. При этом сигналы с выхода некогерентной РЛС содержат постоянную составляющую и флуктуационную компоненту $U(t) = U_0 + \Delta U(t)$, что видно из рис. 3, где показан пример временной структуры нормированного сигнала, отраженного от объемного рассеивателя, находящегося на дальности ~2,85 км.

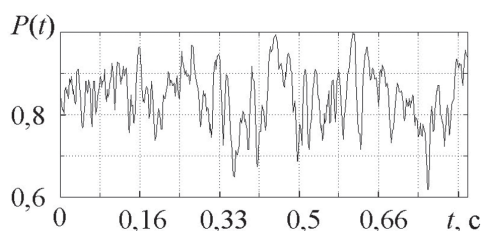


Рис. 3. Временная структура отраженных сигналов

Энергетический спектр такого сигнала можно представить в виде суммы двух составляющих

$$S(\omega) = S_1(\omega) + S_2(\omega), \quad (1)$$

где
$$S_1(\omega) = \frac{1}{T} \left| \int_0^T U_0 e^{-j\omega t} dt \right|^2 = T \cdot U_0^2 \left[\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right]^2; \quad (2)$$

$$S_2(\omega) = \left| \int_0^T \Delta U(t) e^{-j\omega t} dt \right|^2; \quad (3)$$

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота; T – длительность реализации.

Первое слагаемое в (1) представляет собой спектр постоянной составляющей (2), амплитуда которой существенно превышает флуктуационную компоненту (3). Поэтому полный спектр $S(\omega)$ – рис. 4 содержит в начале координат пик значительной амплитуды шириной $\Delta f \approx T^{-1}$, который в значительной мере маскирует информацию о спектре флуктуаций показателя преломления в тропосфере.

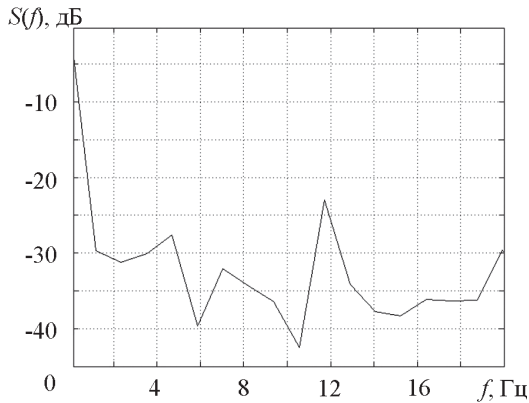


Рис. 4. Спектр сигналов, отраженных от мелкомасштабных неоднородностей в тропосфере

В то же время, если из полного сигнала вычесть его постоянную составляющую $\Delta U(t) = U(t) - U_0$, то полученный при этом энергетический спектр флуктуаций $S_2(\omega)$ полностью относится к флуктуирующей составляющей отраженного сигнала (рис. 5, время реализации – 0,83 с).

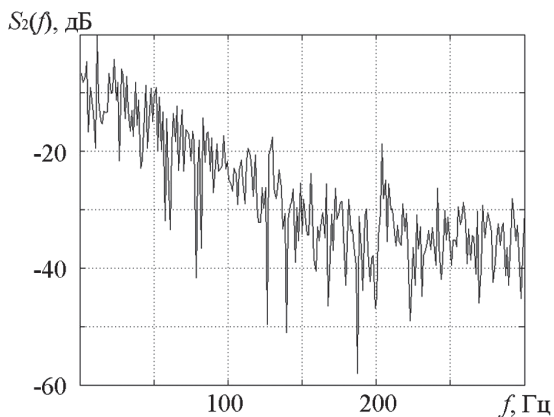


Рис. 5. Энергетический спектр флуктуаций сигнала, отраженного от неоднородностей тропосферы

В силу стохастического характера принятых сигналов их спектр отличается сильной изрезанностью, поэтому в работе использовалось усреднение по ансамблю реализаций N_r . Здесь важно установить необходимое для усреднения количество реализаций. На рис. 6 приведен вид энергетического спектра в зависимости от количества усредняемых реализаций. Видно, что при $N_r > 80$ спектр флуктуаций становится достаточно гладким.

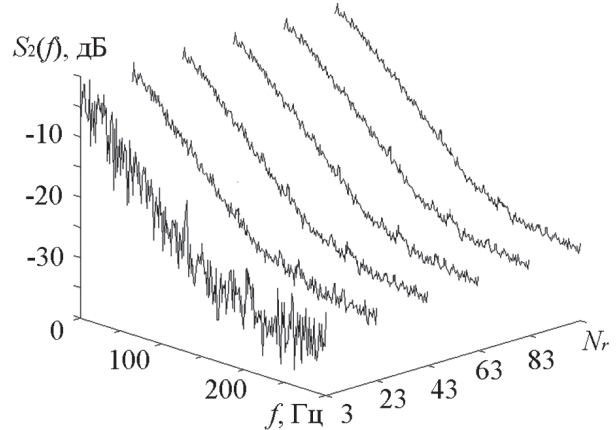


Рис. 6. Влияние количества усредняемых реализаций на энергетический спектр

На рис. 7 приведен пример энергетического спектра флуктуаций, усредненного по ансамблю из 100 реализаций, который позволяет оценивать информативные параметры спектра, в частности его ширину.

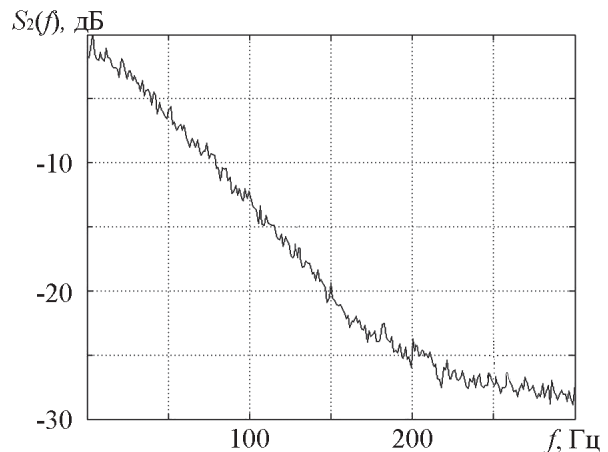


Рис. 7. Энергетический спектр флуктуаций сигнала, усредненный по 100 реализациям

На рис. 8 представлены данные о нормированных значениях ширины спектра мелкомасштабных флуктуаций и метеопараметров, полученные в каждом из проведенных экспериментов. По горизонтальной оси отложен порядковый номер эксперимента. При этом максимальные значения измеренных характеристик составляют: для ширины спектра $\Delta f_{\max} = 155,3$; температуры воздуха $T_{\max} = 31,0$; влажности $W_{\max} = 100$; давления $P_{\max} = 757$ и средней скорости ветра $V = 4,3$.

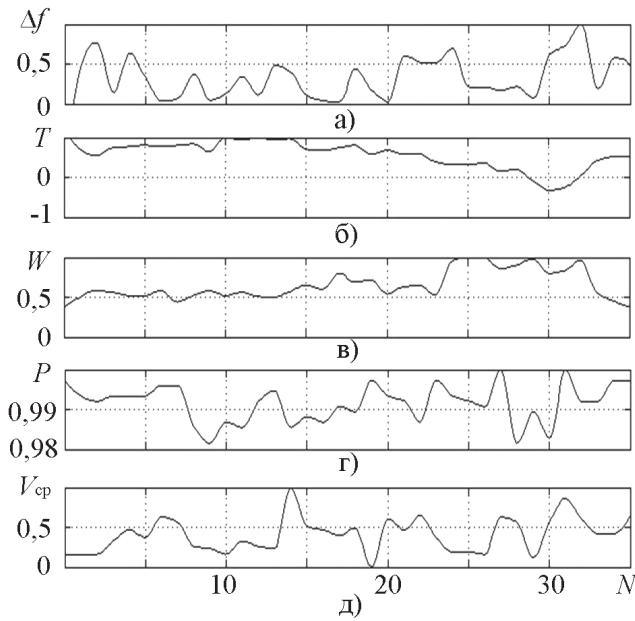


Рис. 8. Ширина спектра мелкомасштабных флуктуаций (а), температура (б), влажность (в), давление (г), средняя скорость ветра (д)

При этом метеопараметры измерялись вблизи поверхности в отличие от спектральных характеристик флуктуаций тропосферы, что, безусловно, сказывается на надежности сопоставления этих характеристик. Тем не менее, представляет интерес оценить статистическую связь ширины спектра флуктуаций с метеорологическими параметрами приземного слоя тропосферы.

В табл. 2 приведены результаты вычисления коэффициента взаимной корреляции между шириной спектра флуктуаций отраженных сигналов и температурой, влажностью, давлением и средней скоростью ветра (столбцы 1–4 соответственно).

Таблица 2

Коэффициенты корреляции ширины спектра и метеопараметров

Коэффициенты корреляции			
$K(\Delta f, T)$	$K(\Delta f, W)$	$K(\Delta f, P)$	$K(\Delta f, V_{cp})$
-0,33	0,1	0,16	0,18

Невысокие значения коэффициентов корреляции, по-видимому, обусловлены тем, что измерения метеопараметров и спектральных характеристик проводились на разных высотах. Тем не менее, можно сделать вывод о том, что ширина спектра флуктуаций в большей степени определяется температурой и средней скоростью ветра (коэффициенты корреляции соответственно равны -0,33 и 0,18), в то время как влияние влажности и давления несколько меньше.

На рис. 9 представлены результаты измерений ширины спектра флуктуаций отраженных сигналов на разной наклонной дальности вдоль луча РЛС при его ориентации под углом места 10 градусов.

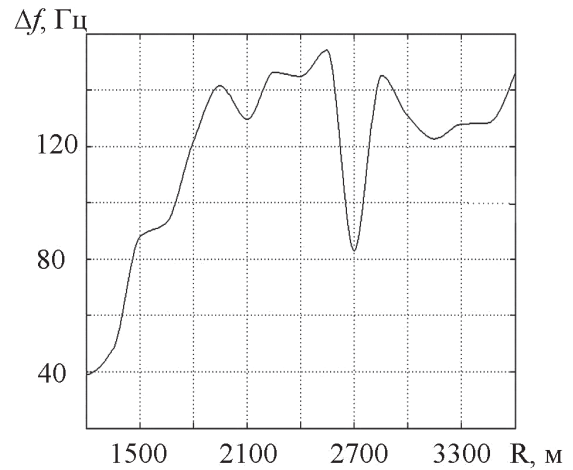


Рис. 9. Ширина спектра флуктуаций отраженных сигналов на разных дальностях

Можно предположить, что исследованная мелкомасштабная турбулентность обусловлена термическими и орографическими причинами (образование турбулентных вихрей на неоднородностях профиля подстилающей поверхности), что косвенно подтверждается профилем местности, над которой производились измерения (рис. 10, H – высота относительно антенны МРЛ, L – дальность). Холмистый характер местности способствует образованию атмосферных неоднородностей под воздействием ветра [5], что отражается на параметрах флуктуации отраженных сигналов.

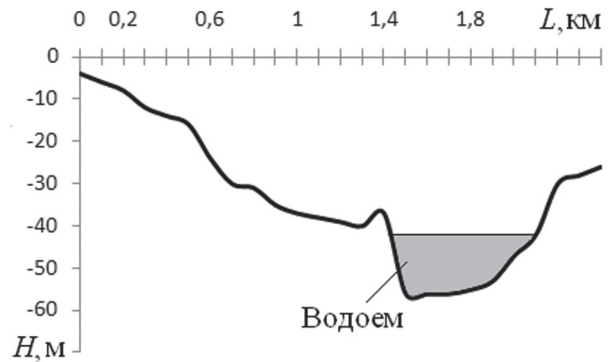


Рис. 10 Высотный профиль трассы

При этом план местности в направлении излучения включает в себя преимущественно одиночные деревья с кустарником и редкие строения (рис. 11), включая высоковольтную линию электропередач (ЛЭП) и объекты городской энергетики, которые при работе выделяют значительное количество тепла. Это, по-видимому, приводит к нагреву приземного слоя и формированию восходящих конвективных потоков воздуха.

С другой стороны, наличие озера, в принципе, также способствует образованию турбулентных вихрей, однако, необходимо отметить, что «ангел-эхо» в описанном районе наблюдались не только в теплое время года (весна-лето), но и в осенне-зимний период.

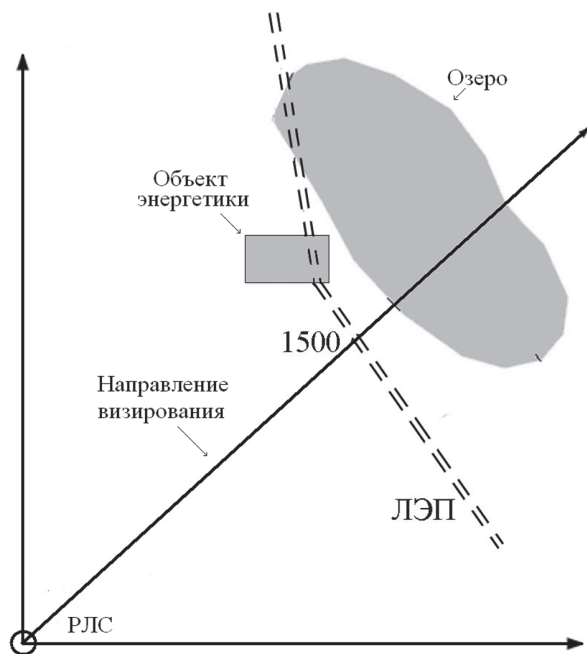


Рис. 11. План местности

Поэтому можно предположить, что в данном случае образованию «ангел-эхо» способствует как термическая конвекция так и орографический фактор.

ВЫВОДЫ

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Модернизирован радиофизический комплекс на основе метеорологического радара типа МРЛ-1 в части увеличения чувствительности и калибровки приемного устройства, а также системы обработки отраженных сигналов. Это позволило проводить исследования амплитудных флуктуаций сигналов, отраженных от мелкомасштабных неоднородностей тропосферы («ангел-эхо»), которые возникают из-за изменения показателя преломления воздуха.

2. Проведен годичный цикл экспериментальных исследований отражений от мелкомасштабной турбулентности тропосферы совместно с наблюдением метеоданных. Наибольшее влияние на ширину спектра флуктуаций оказывает температура воздуха и скорость ветра.

3. На основе анализа профиля местности, над которой проводились исследования, сделано предположение о ведущей роли термического и орографического факторов при формировании неоднородности в приземном слое тропосферы.

Литература

- [1] Ottersten Hans. Atmospheric structure and radar backscattering in clear air // Radio Science, vol. 4, N 12, 1969. – P. 1179–1193.
- [2] James P.K. A review of radar observations of the troposphere in clear conditions // Radio Science, vol. 15, N 2, 1980. – P. 151–175.
- [3] Чедуик Р., Госсард Э.Э. Радиолокационное дистанционное зондирование ясного неба: обзор тр. Ин-

та инж. по электротехнике и радиоэлектронике // ТИИЭР, т. 71, № 6, 1983. – С. 59–78.

- [4] Татарский В.Н. Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967. – 548 с.
- [5] Воронцов В.А. Турбулентность и вертикальные токи в пограничном слое атмосферы. – Л.: Гидрометеоиздат, 1966. – 295 с.
- [6] Белов Е.Н., Войтович О.А., Макулина Т.А., Руднев Г.А., Хоменко С.И., Хлопов Г.И. Аппаратурно-программный комплекс для исследования радиолокационных отражений от метеобразований // Радиофизика и электроника: Сб. научн. тр. / НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. – Харьков, 2009. – 14, №1. – С. 57–63.
- [7] Е.Н. Белов, О.А. Войтович, Г.А. Руднев, Т.А. Ткачева, Г.И. Хлопов, С.И. Хоменко. Радиолокационное зондирование мелкомасштабной турбулентности в пограничном слое атмосферы // Радиофизика и электроника: Сб. научн. тр. / НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. – Харьков, 2012. – 3, № 1. – С. 30–35.

Поступила в редколлегию 22.07.2013



Белов Евгений Николаевич, кандидат технических наук, доцент, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, научный сотрудник отдела физических основ радиолокации. Научные интересы: практика создания радиолокационных систем.



Войтович Олег Антонович, кандидат технических наук, доцент, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, старший научный сотрудник отдела физических основ радиолокации. Научные интересы: дистанционное зондирование атмосферы.



Зацеркляная Анна Витальевна, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, инженер отдела физических основ радиолокации. Научные интересы: изучение спектральных характеристик отражений от метеобъектов.



Руднев Геннадий Алексеевич, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, младший научный сотрудник отдела физических основ радиолокации. Научные интересы: спектральная обработка радиолокационных сигналов.



Хлопов Григорий Иванович, доктор технических наук, старший научный сотрудник, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, заведующий отделом физических основ радиолокации. Научные интересы: теория и практика создания радиотехнических систем.



Хоменко Станислав Иванович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, старший научный сотрудник отдела физических основ радиолокации. Научные интересы: распространение радиоволн.

УДК 551.508.85.9

Спектр флуктуаций некогерентних сигналів, відбитих від малорозмірних неоднорідностей тропосфери / Є.М. Белов, О.А. Войтович, А.В. Зацеркляна, Г.О. Руднев, Г.І. Хлопов, С.І. Хоменко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2013. — Том 12. — № 3. — С. 417–422.

Викладено результати дослідження спектрів флуктуацій некогерентних сигналів, відбитих від дрібномасштабних неоднорідностей тропосфери. Експерименти проводилися протягом року. Результати дистанційного зондування свідчать про те, що ширина спектра Брегівського відбиття найбільше залежить від температури та швидкості вітру. Причиною створення

таких турбулентностей у приземному шарі тропосфери можуть бути особливості конкретного рельєфу місцевості.

Ключові слова: Брегівське відбиття, спектр флуктуацій, турбулентність, «ангел-ехо».

Іл.: 11. Табл.: 02. Бібліогр.: 7 найм.

UDK 551.508.85.9

Spectrum of fluctuations of incoherent signals reflected from small dimensions troposphere inhomogeneities / Ye.N. Belov, O.A. Voitovich, A.V. Zatserklyanaya, G.A. Rudnev, G.I. Khlopov, S.I. Khomenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2013. — Vol. 12. — № 3. — P. 417–422.

The results of one-year experimental study of fluctuations spectra of incoherent signals, reflected from small scale irregularities of the troposphere are given. The results of remote sensing show that the spectrum width of Bragg reflections mainly depend on the wind speed. The peculiarities of a terrain profile may be one of the causes of such turbulences in the surface layer of the troposphere.

Keywords: Bragg reflection, spectrum of fluctuations, turbulence, «angel-echo».

Fig.: 11.Tab.: 02. Ref.: 7 items.

УДК 621.372

МИНИМИЗАЦИЯ ЧАСТИЧНО ОПРЕДЕЛЕННЫХ БУЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ В ОРТОГОНАЛЬНОЙ ФОРМЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

Ю.А. КОЧКАРЕВ, С.В. БУРМИСТРОВ, С.Ф. АКСЕНОВ

Описан новый метод направленного доопределения частично определенных булевых функций, заданных в ортогональной форме представления путем пошагового параллельного разложения с целью получения полностью определенной булевой функции, которая имеет наименьшие показатели сложности реализации в виде минимальной дизъюнктивной нормальной формы. Данный метод является результатом исследований особенностей строения ортогональной формы представления булевых функций. Существенно заметить, что доопределение осуществляется без полнопереборных процедур, направленным путем пошагового доопределения с автоматическим получением минимальной дизъюнктивной нормальной формы на основании исходной частично определенной булевой функции.

Ключевые слова: независимые аппаратные экспертные системы прогнозирования процессов, частично и полностью определенные булевы функции, ортогональная форма представления булевой функции.

ВВЕДЕНИЕ

Актуальной проблемой на протяжении последних десятилетий является оптимизация структурных блоков вычислительной техники. Данная проблема является достаточно сложной и многоуровневой. Она решается путем оптимизации и поиска оптимальных решений на всех уровнях реализации решения проблемы. Успехи современных микро- и нанотехнологий, технологические возможности усовершенствования цифровой аппаратуры путем повышения плотности размещения структурных элементов и повышения рабочей частоты работы сейчас приближаются к своему физическому пределу, и, как следствие, увеличивают в геометрической прогрессии значение коэффициента отношения стоимости оборудования для изготовления компонентов цифровой вычислительной техники к их прогнозируемой производительности.

Поэтому постоянно приковано пристальное внимание развитию методов символической логики, с помощью которых описывают современные модели устройств современной цифровой техники. Вследствие прямой зависимости между простотой формулы БФ и компактностью схемы в этом случае получают схему с наилучшими показателями сложности реализации. Уровень сложности устройства в варианте формульного представления булевой функции определяется формой представления БФ.

Практические исследования в области создания независимых экспертных аппаратных цифровых систем для прогнозирования результатов развития определенных процессов, явлений и событий показывают, что в основе устройства указанных экспертных систем, как правило, лежат аппаратные цифровые системы, постро-

енные на основе комбинационных схем, заданных таблицей истинности (ТИ) БФ, в которых часть строчек ТИ не определена. Значение данных строк может быть -0 или 1 . Данные БФ называются неполностью или частично определенными (ЧО БФ) [1].

Степень (коэффициент) определенности ЧО БФ – это отношение количества известных строк (определенных наборов в столбце результата) в ТИ к полному количеству строк в таблице истинности. Если булева функция $f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$ не определена на m наборах аргументов, то степень определенности БФ равен:

$$k = \frac{2^n - m}{2^n} \cdot 100\%.$$

Если $k = 100\%$, БФ является полностью определенной (ПО БФ). Чем ниже степень определенности БФ, тем большее множество ПО БФ охватывает указанная ЧО БФ. Путем доопределения заданной ЧО БФ можно получить 2^m различных полностью определенных БФ. Как правило, соответствующим отсутствующим строкам ТИ придают такие значения, при которых можно построить наиболее простую схему. В этом случае доопределение БФ целесообразно производить таким образом, чтобы ее коэффициенты сложности реализации имели бы наименьшее значение из всех возможных вариантов доопределения.

В настоящее время как один из путей решения данной задачи активно реализуются результаты исследований так называемой ортогональной формы представления (ОРФП) БФ, предложенной в [2, 3]. Данная форма является многовариантной, обобщением известных форм представления БФ. Общеизвестная классическая

форма представления (КФП) является одним из частных случаев ОРФП.

Принципиальным отличием в представлении БФ ОРФП от КФП является форма булевой функции $y = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$ в виде конечного ряда сумм конъюнкций (1), каждый член которого состоит из двух частей: Φ_i – базисная часть БФ от k аргументов ($0 \leq k \leq n-1$), и Q_i – информационная часть от $n-k$ аргументов.

$$y = \bigcup_{i=0}^{2^k-1} Q_i \cdot \Phi_i. \quad (1)$$

Соотношение между количеством аргументов в базисной и информационной части члена ряда регулируется коэффициентом K . Согласно определению, один аргумент не может находиться одновременно и в базисной и информационной части. Коэффициент K указывает на количество аргументов, которое входит в базисную часть. Например, при $K=1$ ряд состоит из двух членов, в каждом из которых базисная часть состоит из одного любого i -го аргумента из общего числа n :

$$y = x_i \wedge Q_{i0}(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_n) \vee \bar{x}_i \wedge \wedge Q_{i1}(x_1, \dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots, x_n).$$

Соответственно, при $K=2$ базисная часть члена ряда состоит из двух аргументов, при $K=3$ – из трех аргументов и т.д. Информационная часть БФ – булева функция от аргументов, которые не попали в базисную часть, и может быть представлена как независимая БФ соответственно с указанным числом аргументов.

Для получения минимальной формы представления (ФП) нужно сделать определенное число разложений, другими словами, выбрать для каждого члена ряда такое значение K (назовем это значение – оптимальным значением K для конкретного члена ряда, а булеву функцию, в которой все члены ряда имеют оптимальное значение K – оптимальной формой БФ), при котором суммарные показатели сложности реализации данной БФ являются минимальными.

Исследования по определению оптимального значения коэффициента K для булевой функции показали, что указанное значение является разным для каждого члена ряда. Данный вывод привел к созданию нового метода минимизации БФ, суть которого сводится к определению оптимального коэффициента K для каждого члена ряда. В этом случае информационная часть члена ряда БФ в результате минимизации становится константой (если равно единице – остается только базисная часть члена ряда, если равно нулю – указанный член ряда выпадает из ряда). В результате указанных действий из уравнения, заданного в ортогональной ФП, получают минимальную дизъюнктивную нормальную форму (ДНФ) в классической ФП. Особенности реализации данного метода с успехом могут быть параллельно расширены для направленного доопределения ЧО БФ.

Особый интерес представляет доопределение частично определенных БФ, которые имеют большое количество аргументов (10 и выше) и низкий коэффициент определенности БФ (10% и ниже). При низкой степени определенности БФ возможен случай, когда возможно получение нескольких вариантов ПО БФ с одинаковыми коэффициентами сложности реализации БФ. Данный результат является следствием последовательности и пути доопределения ЧО БФ. Под разными путями доопределения в данном методе нужно понимать априорность выбора аргументов при доопределении БФ.

В данной работе предложен метод направленного доопределения ЧО БФ в ортогональной ФП. Предложен подход к решению поставленной задачи путем направленного пошагового параллельного доопределения ЧО БФ и получения из всего множества булевых функций, принадлежащего данной ЧО БФ, одной или несколько БФ, которые имеют минимальную ДНФ, в которой число слагаемых в булевой функции было бы минимальным, т. е., кратчайшим [1].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Целью данной работы является описание сути метода направленного доопределения ЧО БФ на основе метода минимизации БФ в ортогональной ФП [4]. В результате параллельного пошагового направленного доопределения исходной частично определенной БФ с помощью критерия определения оптимального значения K для каждого члена ряда в ОРФП получают полностью определенную БФ, которая имеет наименьшее значение коэффициентов сложности реализации, другими словами минимальную ДНФ в классической ФП из всего множества ПО БФ.

В предложенном в данной работе методе доказана возможность доопределения ЧО БФ в ОРФП с показателями сложности реализации не хуже, чем другими известными методами. Существенно заметить, что доопределение ЧО БФ осуществляется направленно без полнопереборных процедур, и в результате получают полный список ПО БФ (одна или несколько БФ), которые принадлежат множеству исследуемой БФ и имеют для БФ данного множества минимальное значение уровня сложности реализации БФ.

В процессе разработки указанного метода был сформирован и протестирован алгоритм доопределения ЧО БФ в ортогональной ФП. Данный метод показал наилучшие показатели, во-первых, качества и полноты доопределения ЧО БФ, а во-вторых, трудоемкости и скорости реализации метода для конкретной ЧО булевой функции. На основе алгоритма создана программа СНОВФ_ORFP, с помощью которой был протестирован метод, получены положительные результаты и сравнена скорость получения результата по сравнению с другими известными классическими методами.

МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ЧАСТИЧНО ОПРЕДЕЛЕННЫХ БУЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ В ОРТОГОНАЛЬНОЙ ФОРМЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

Таблица 2

Расширенная таблица истинности для доопределения
частично определенных булевых функций

Метод доопределения и минимизации ЧО булевых функций в ОРФП состоит из двух параллельных действий, которые выполняются синхронно. С одной стороны, определяется полный список полностью определенных БФ (одна или несколько БФ) из всего множества, которое покрывает исследуемая ЧО БФ, которые при разных путях доопределения для данной булевой функции дают минимальную ДНФ. С другой стороны, для каждой доопределенной БФ из списка синхронно определяется минимальная ДНФ. Из полученного множества минимальных ДНФ определяют конечный результат для каждой из полученных в результате доопределения ПО БФ.

Двоичный код строк аргументов	№ арг.
1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010	x_1
0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101 0101	$\overline{x_1}$
1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100	x_2
0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011 0011	$\overline{x_2}$
1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000	x_3
0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111	$\overline{x_3}$
1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000	x_4
0000 0000 1111 1111 0000 0000 1111 1111	$\overline{x_4}$
1111 1111 1111 1111 0000 0000 0000 0000	x_5
0000 0000 0000 0000 1111 1111 1111 1111	$\overline{x_5}$

Суть метода и алгоритм доопределения частично определенной БФ целесообразно объяснить на примере. Пусть задана ЧО БФ, которая, например, состоит из 5 аргументов ($n = 5$) и имеет номер в двоичной системе – троичный бинарный вектор $01^{**}0^{****}1^{****}1^{*****}0^{*}1^{***}1^{***}01_2$ (значком «*» обозначены значения строки результата в ТИ, которые нужно доопределить). Даная БФ имеет степень определенности – 31,25%.

4. Определить, для каких строк аргументов выполнено только условие БФ – единичное соответствие ($1 \rightarrow 1$) и для каких строк аргументов выполнено только нулевое условие БФ – соответствие ($1 \rightarrow 0$). Если присутствует одна или несколько таких строк, которые не противоречат друг другу – исполняют одно общее доопределение ЧО БФ. Если есть результаты, которые противоречат друг другу, их записывают и доопределяют параллельно как независимые.

Алгоритм доопределения и минимизации состоит из следующих этапов:

5. Доопределение БФ проводить по правилу:

1. Сформировать начальную таблицу истинности заданной БФ. Для удобства и компактности, ТИ повернуть на 90° так, как показано в табл. 1:

Таблица 1

Таблица истинности для доопределения
частично определенных булевых функций

Двоичный код строк аргументов	№ арг.
1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010 1010	x_1
1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100	x_2
1111 0000 1111 0000 1111 0000 1111 0000	x_3
1111 1111 0000 0000 1111 1111 0000 0000	x_4
1111 1111 1111 1111 0000 0000 0000 0000	x_5

5.1 В случае единичного соответствия ($1 \rightarrow 1$) всех единичных битов указанной строки аргумента всем единичным битам строки БФ доопределить булеву функцию, заменив в строке БФ соответствие ($1 \rightarrow *$) на соответствие ($1 \rightarrow 1$) (заменить значки «*» на «1»). При этом записать название строки аргумента для исследуемой БФ в промежуточный результат для получения минимальной ДНФ и вычеркнуть в последующих таблицах все строки, в которых присутствует данная комбинация аргументов.

2. Расширить таблицу истинности путем формирования дополнительных строк с инверсными значениями аргументов, как показано в табл. 2. Для определенности все полученные строки назовем строками аргументов.

5.2 При нулевом соответствии ($1 \rightarrow 0$) всех единичных бит строки аргумента всем нулевым битам строки БФ – доопределить булеву функцию, заменив в строке БФ соответствие ($1 \rightarrow *$) на соответствие ($1 \rightarrow 0$) (заменить значки «*» на «0»). При этом вычеркнуть в последующих таблицах все строки, в которых присутствует данная комбинация аргументов.

3. Добавить в табл. 2 первой строкой номер исследуемой БФ в двоичной системе (для определенности данную строку назовем строкой булевой функции) и осуществить побитно операции сравнения строчек аргументов расширенной ТИ со строкой БФ (см. табл. 3). Последовательно проверить наличие одного из описанных ниже соответствий (соответствие типа ($1 \rightarrow *$) не учитывать ни для одного из вариантов):

6. В указанном примере только одна строка соответствует критерию п.5.1 (см. табл. 3). Поэтому на данном этапе нужно доопределить БФ – в строке БФ нужно заменить все биты вместо всех значков «*» на «1» напротив которых в строке аргументов $\overline{x_1}$ стоит цифра «1». В промежуточный результат внести значение $\overline{x_1}$ и в последующих таблицах вычеркнуть все строки, в которых в строке аргументов присутствует аргумент $\overline{x_1}$.

- всех единичных бит каждой строки аргумента соответственным единичным битам строки БФ – единичное соответствие ($1 \rightarrow 1$);
- всех единичных бит каждой строки аргумента соответственным нулевым битам строки БФ – нулевое соответствие ($1 \rightarrow 0$).

Таблица 3

Побитовая операция сравнения строк аргументов со строкой булевой функции

Двоичный код строки БФ и строк аргументов	№ арг.	
01**0****1****1*****0*1***1***01	Исходный троичный вектор	
0†*10†*1*†*1*11†*1*10†11*11†*10†	Доопределенный троичный вектор	
10101010101010101010101010101010	$\overline{x_1}$	-
0†010†010†0†010†010†010†010†010†0†	$\overline{x_1}$	+ (1→1)
11001100110011001100110011001100	$\overline{x_2}$	-
00110011001100110011001100110011	$\overline{x_2}$	-
11110000111100001111000011110000	$\overline{x_3}$	-
00001111000011110000111100001111	$\overline{x_3}$	-
11111111000000001111111100000000	$\overline{x_4}$	-
00000000111111110000000011111111	$\overline{x_4}$	-
11111111111111110000000000000000	$\overline{x_5}$	-
00000000000000001111111111111111	$\overline{x_5}$	-

7. Из аргументов (табл. 2), сформировать следующую таблицу побитовой операции сравнения (см. табл. 4), которая состоит из вдвоенных комбинаций конъюнкций аргументов, кроме комбинаций аргументов строк единичного соответствия БФ (1→1) и нулевого соответствия БФ (1→0) из предыдущих таблиц (в данном случае отсутствуют все комбинации конъюнкций аргументов, которые содержат $\overline{x_1}$), и с ней выполняются аналогичные действия по поиску строк соответствия БФ (1→1) и БФ (1→0).

8. Поскольку булева функция содержит 5 аргументов, на следующих этапах формируются последовательно таблицы побитовых операций сравнения, которые состоят из строенных конъюнкций (см. табл. 5), счетверенных конъюнкций (см. табл. 6), и т.д. вплоть до полных конъюнкций – конъюнкций, которые содержат 5 аргументов (см. табл.7).

9. Полное количество строк в таблицах побитовой операции сравнения строк аргументов со строкой булевой функции, для функций, которые состоят из пяти аргументов, равно:

- при $K=1 \rightarrow 10$,
- при $K=2 \rightarrow 40$,
- при $K=3 \rightarrow 80$,
- при $K=4 \rightarrow 80$,
- при $K=5 \rightarrow 32$.

10. Вероятность сокращения информационной части члена ряда составляет для полного множества $L(n)$ всех БФ от n аргументов величину 2^{1-2^n} . Даная величина существенно возрастает с уменьшением числа аргументов, при $n = 5 - 0,466 \cdot 10^{-7}\%$, при $n = 4 - 0,00305\%$, при $n = 3 - 0,78\%$, при $n = 2 - 12,5\%$, при $n = 1 - 50\%$.

11. На каждом шаге к конечному промежуточному ответу добавляются комбинации конъюнкций аргументов соответствия БФ типа (1→1).

Таблица 4

Побитовая операция сравнения строк конъюнкций из двух аргументов со строкой булевой функции

Двоичный код строки БФ и строк аргументов	№ арг.	
01*101*1*1*1*111*1*10111*111*101	Исходный троичный вектор	
0†1*10†*1Q†*1Q†11Q†*10†11Q†11Q†10†	Доопределенный троичный вектор	
†000†000†1000†1000†000†1000†1000	x_2x_1	$\begin{matrix} + \\ (1 \rightarrow 0) \end{matrix}$
0010001000100010001000100010	$\overline{x_2x_1}$	-
10100000101000001010000010100000	x_3x_1	-
00001010000010100000101000001010	$\overline{x_3x_1}$	-
10101010000000001010101000000000	x_4x_1	-
00000000101010100000000010101010	$\overline{x_4x_1}$	-
10101010101010100000000000000000	x_5x_1	-
00000000000000001010101010101010	$\overline{x_5x_1}$	-
11000000110000001100000011000000	x_3x_2	-
00001100000011000000110000001100	$\overline{x_3x_2}$	-
11001100000000001100110000000000	x_4x_2	-
00000000110011000000000011001100	$\overline{x_4x_2}$	-
11001100110011000000000000000000	x_5x_2	-
00000000000000001100110011001100	$\overline{x_5x_2}$	-
00110000001100000011000000110000	x_3x_2	-
00000011000000110000001100000011	$\overline{x_3x_2}$	-
00110011000000000011001100000000	x_4x_2	-
00000000001100110000000000110011	$\overline{x_4x_2}$	-
00110011001100110000000000000000	x_5x_2	-
00000000000000000011001100110011	$\overline{x_5x_2}$	-
11110000000000001111000000000000	x_4x_3	-
00000000111100000000000011110000	$\overline{x_4x_3}$	-
11110000111100000000000000000000	x_5x_3	-
00000000000000001111000011110000	$\overline{x_5x_3}$	-
00001111000000000000111100000000	x_4x_3	-
00000000000011110000000000001111	$\overline{x_4x_3}$	-
00001111000011110000000000000000	x_5x_3	-
00000000000000000000111100001111	$\overline{x_5x_3}$	-
11111111000000000000000000000000	x_5x_4	-
00000000000000001111111100000000	$\overline{x_5x_4}$	-
00000000111111110000000000000000	x_5x_4	-
00000000000000000000000011111111	$\overline{x_5x_4}$	-

В данном примере для вдвоенных конъюнкций такие строки отсутствуют (табл. 4), для строенных конъюнкций таких строк шесть (табл. 5), для счетверенных (табл. 6) и спятеренных конъюнкций (табл. 7) такие строки отсутствуют. При условии сокращения информационных частей, количество строк в таблицах существенно уменьшается.

Таблица 5

Побитовая операция сравнения строк конъюнкций из трех аргументов со строкой булевой функции

Двоичный код строки булевой функции и строк аргументов	№ арг.	
01*101*+01*+01+0+1+01+01+0101	Исходная строка БФ	
01*101+01+01+0+1+01+01+0101	Доопределенная строка БФ	
00100000010000001000000100000	$\overline{x_3 x_2 x_1}$	-
00000010000001000000100000010	$\overline{x_3 x_2 x_1}$	-
0010001000000000010001000000000	$\overline{x_4 x_2 x_1}$	-
0000000001000100000000000100010	$\overline{x_4 x_2 x_1}$	-
0010001000100010000000000000000	$\overline{x_5 x_2 x_1}$	-
0000000000000000010001000100010	$\overline{x_5 x_2 x_1}$	-
1010000000000000101000000000000	$\overline{x_4 x_3 x_1}$	-
000000010100000000000010100000	$\overline{x_4 x_3 x_1}$	-
10100001010000000000000000000	$\overline{x_5 x_3 x_1}$	-
0000000000000001010000010100000	$\overline{x_5 x_3 x_1}$	-
00001010000000000010100000000	$\overline{x_4 x_3 x_1}$	-
000000000001010000000000001010	$\overline{x_4 x_3 x_1}$	-
00001010000010100000000000000	$\overline{x_5 x_3 x_1}$	-
00000000000000000010100001010	$\overline{x_5 x_3 x_1}$	-
10101010000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_1}$	-
0000000000000001010101000000000	$\overline{x_5 x_4 x_1}$	-
00000001010101000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_1}$	-
0000000000000000000000010101010	$\overline{x_5 x_4 x_1}$	-
11000000000000011000000000000	$\overline{x_4 x_3 x_2}$	-
00000001100000000000011000000	$\overline{x_4 x_3 x_2}$	-
11000001100000000000000000000	$\overline{x_5 x_3 x_2}$	-
00000000000000011000001100000	$\overline{x_5 x_3 x_2}$	-
00001100000000000110000000000	$\overline{x_4 x_3 x_2}$	-
00000000000110000000000001100	$\overline{x_4 x_3 x_2}$	-
00001100000110000000000000000	$\overline{x_5 x_3 x_2}$	-
0000000000000000011000001100	$\overline{x_5 x_3 x_2}$	-
11001100000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_2}$	-
0000000000000001100110000000000	$\overline{x_5 x_4 x_2}$	-
00000001100110000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_2}$	-
00000000000000000000011001100	$\overline{x_5 x_4 x_2}$	-
00110000000000001100000000000	$\overline{x_4 x_3 x_2}$	-
0000000001+000000000000+0000	$\overline{x_4 x_3 x_2}$	+ (1→1)
00110000011000000000000000000	$\overline{x_5 x_3 x_2}$	-
00000000000000001+000000+0000	$\overline{x_5 x_3 x_2}$	+ (1→1)
0000001+000000000000+00000000	$\overline{x_4 x_3 x_2}$	+ (1→1)
00000000000011000000000000011	$\overline{x_4 x_3 x_2}$	-
0000001+00000+000000000000000	$\overline{x_5 x_3 x_2}$	+ (1→1)

000000000000000000001100000011	$\overline{x_5 x_3 x_2}$	-
00110011000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_2}$	-
0000000000000000+00+00000000	$\overline{x_5 x_4 x_2}$	+ (1→1)
0000000001+00+000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_2}$	+ (1→1)
000000000000000000000000110011	$\overline{x_5 x_4 x_2}$	-
11110000000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3}$	-
0000000000000001111000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3}$	-
00000001111000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3}$	-
000000000000000000000011110000	$\overline{x_5 x_4 x_3}$	-
00001111000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3}$	-
0000000000000000000111100000000	$\overline{x_5 x_4 x_3}$	-
00000000000111100000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3}$	-
000000000000000000000001111	$\overline{x_5 x_4 x_3}$	-

Таблица 6

Побитовая операция сравнения строк конъюнкций из четырех аргументов со строкой булевой функции

Двоичный код строки БФ и строк аргументов	№ арг.	
01*10111011101110111011101110101	Исходная строка БФ	
01010111011101110111011101110101	Доопределенная строка БФ	
00100000000000001000000000000	$\overline{x_4 x_3 x_2 x_1}$	-
00100000010000000000000000000	$\overline{x_5 x_3 x_2 x_1}$	-
000000000000100000000000010	$\overline{x_4 x_3 x_2 x_1}$	-
00000000000000000000100000010	$\overline{x_5 x_3 x_2 x_1}$	-
00100010000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_2 x_1}$	-
000000000000000000000100010	$\overline{x_5 x_4 x_2 x_1}$	-
1+000000000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_1}$	+ (1→0)
00000000000000101000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_1}$	-
00000001010000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_1}$	-
00000000000000000000010100000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_1}$	-
00001010000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_1}$	-
00000000000000000010100000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_1}$	-
00000000000000000000+0+0	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_1}$	+ (1→0)
11000000000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	-
00000000000000011000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	-
00000001100000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	-
00001100000000000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	-
00000000000000000110000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	-
00000000000110000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	-
000000000000000000000001100	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	-
000000000000000000000000011	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	-
0000001+00000+000000000000000	$\overline{x_5 x_4 x_3 x_2}$	+ (1→1)

Таблица 7

Побитовая операция сравнения строк конъюнкций из пяти аргументов со строкой БФ

Двоичный код строки БФ и строк аргументов	№ арг.
01010111011101110111011101110101	Исходная строка БФ
01010111011101110111011101110101	Доопределенная строка БФ
00+0000000000000000000000000000	$x_5 \overline{x_4} x_3 \overline{x_2} x_1$ $\begin{matrix} + \\ (1 \rightarrow 0) \end{matrix}$
0000000000000000000000000000+0	$x_5 x_4 x_3 \overline{x_2} x_1$ $\begin{matrix} + \\ (1 \rightarrow 0) \end{matrix}$

Таким образом, после всех побитовых сравнений получено из всего множества БФ одну ПО БФ с номером 01010111011101110111011101110101₂ (1467447187₁₀). Данная булева функция имеет наименьшие показатели сложности реализации. На основании 7 конъюнктивных наборов аргументов, которые входят в промежуточный результат, нужно составить минимальную ДНФ для данной БФ: один – для единичного набора аргументов и шесть для строенных конъюнктивных наборов ($\overline{x_1}$, $x_5 x_4 x_2$, $x_5 x_3 x_2$, $\overline{x_5 x_4 x_2}$, $x_4 x_3 x_2$, $\overline{x_5 x_3 x_2}$, $x_4 x_3 x_2$), на основании которого формируется конечный ответ (см. табл. 8).

Таблица 8

Перечень промежуточных результатов и последовательность доопределения булевой функции

Вид доопределенной БФ		
Оптимальное значение К	Вид соответствия	Перечень промежуточных результатов
		01**0***1**1*1*****0*1**1**01
K=1	(1→1)	$\overline{x_1}$
		01*101*1*1*1*111*1*0111*111*101
K=2	(1→0)	$x_2 x_1$
		01*101*101*1011101*1011101110101
K=3	(1→1)	$x_4 x_3 x_2$, $x_5 x_4 x_2$, $x_5 x_3 x_2$, $x_5 x_3 x_2$, $x_4 x_3 x_2$, $x_5 x_4 x_2$
		01*10111011101110111011101110101
K=4	(1→0)	$x_5 x_4 x_3 x_1$, $x_5 x_4 x_3 x_1$
		01010111011101110111011101110101
K=5	(1→0)	$x_5 x_4 x_3 x_2 x_1$, $x_5 x_4 x_3 x_2 x_1$
		01010111011101110111011101110101

Конечный ответ формируется с помощью таблицы для получения конечного результата (см. табл. 9).

Дальнейшее формирование конечного ответа осуществляется в следующем порядке:

1. Из табл. 9 удалить те столбцы, в которых ПО БФ равна нулю (в строке БФ). После этого подсчитать в каждом столбце количество чисел 1, которые стоят в строках наборов аргументов (см. табл. 10).

Таблица 9

Таблица для получения конечного результата минимизации

Двоичный код строки БФ и строк аргументов	№ импл.
01010111011101110111011101110101	Строка БФ
010101010101010101010101010101	$\overline{x_1}$
00000000001100000000000000110000	$\overline{x_4 x_3 x_2}$
0000000000000000000011000000110000	$\overline{x_5 x_3 x_2}$
00000011000000000000001100000000	$x_4 x_3 x_2$
00000011000000110000000000000000	$x_5 x_3 x_2$
0000000000000000000011001100000000	$\overline{x_5 x_4 x_2}$
00000000001100110000000000000000	$x_5 x_4 x_2$

Таблица 10

Уплотненная таблица для получения конечного результата минимизации булевой функции

Двоичный код строки БФ и строк аргументов	№ импл.
1111111111111111111111111111	Строка БФ
11101101101101101101101111	$\overline{x_1}$
000000110000000000001100	$\overline{x_4 x_3 x_2}$
00000000000001100001100	$\overline{x_5 x_3 x_2}$
000110000000000011000000	$x_4 x_3 x_2$
000110000110000000000000	$x_5 x_3 x_2$
000000000000011011000000	$\overline{x_5 x_4 x_2}$
000000110110000000000000	$x_5 x_4 x_2$
1112312312312312312311	К-во «1» в столбцах

2. В конечный результат в первую очередь вносятся строки, которые имеют только одну единицу в столбце. В данном случае это только одна строка $\overline{x_1}$. Эта строка удаляется из таблицы, и вместе с нею удаляются все столбцы табл. 10, в которых строка $\overline{x_1}$ имеет единицы (т.к. этими единицами уже покрыта строка БФ).

3. В результате получаем табл. 11, в которой строка БФ содержит 6 оставшихся непокрытых единиц и 6 строк с трехбуквенными конъюнкциями, которыми необходимо покрыть строку БФ.

Таблица 11

Уплотненная таблица для получения конечного результата минимизации булевой функции

Двоичный код строки БФ и строк аргументов	№ импл.
111111	Строка БФ
010001	$\overline{x_4 x_3 x_2}$
000101	$\overline{x_5 x_3 x_2}$
100010	$x_4 x_3 x_2$
101000	$x_5 x_3 x_2$
000110	$\overline{x_5 x_4 x_2}$
011000	$x_5 x_4 x_2$

4. Из табл. 11 следует, что частично определенная БФ $01**0***1***1****0*1***1***01_2$ имеет одну полностью определенную БФ с наименьшим показателем сложности реализации $(0101011101110111011101110101_2)$. Данная булева функция имеет два равноценных варианта, каждый из которых является минимальной ДНФ булевой функции:

$$Y_1 = \overline{x_1} \vee \overline{x_5} \overline{x_3} \overline{x_2} \vee \overline{x_4} \overline{x_3} \overline{x_2} \vee \overline{x_5} \overline{x_4} \overline{x_2};$$

$$Y_2 = \overline{x_1} \vee \overline{x_5} \overline{x_4} \overline{x_2} \vee \overline{x_4} \overline{x_3} \overline{x_2} \vee \overline{x_5} \overline{x_4} \overline{x_2}.$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В предложенной статье описан новый метод доопределения булевых функций на основе метода минимизации в ортогональной форме представления. Данный метод предполагается положить в основу для создания независимой аппаратной экспертной системы прогнозирования результатов развития определенных процессов, явлений и событий с целью направленного выбора оптимального пути развития исследуемой системы.

2. Достоинством рассмотренного метода является отсутствие в процессе доопределения и минимизации частично определенной булевой функции промежуточных результатов, которые нужно дополнительно минимизировать, как того требуют метод Квайна и метод Квайна – Мак-Класки.

3. Результаты, полученные предложенным методом, являются идентичными по показателям сложности реализации булевых функций S_{ad} , S_b , S_s результатам, полученным методами Квайна, Квайна – Мак-Класки, и методом построения карт Карно.

4. Тестирование программы $CHOBF_ORFP$ показало, что по скорости доопределения и минимизации данный метод имеет преимущество над другими аналогичными программами, построенными на других известных алгоритмах доопределения частично определенных булевых функций, за счет использования уже готовых, предварительно созданных внешних таблиц побитовой операции сравнения строк конъюнкций со строкой БФ для указанного числа аргументов (указанные таблицы являются одинаковыми для конкретного числа аргументов), а также за счет параллельного направленного доопределения булевой функции в процессе минимизации.

5. Внешние таблицы побитовой операции сравнения являются эффективным средством для доопределения и минимизации частично определенных булевых функций, которые имеют до восьми аргументов включительно. При минимизации булевых функций, которые имеют больше восьми аргументов, используют таблицы, которые состоят только из списка базисных частей членов ряда. Такое усовершен-

ствование метода дает возможность существенно увеличить возможности метода по минимизации булевых функций с большим числом аргументов.

6. В результате получен результат в минимальной ДНФ в классической форме представления булевых функций на основе ортогональной формы представления, что доказывает, что классическая форма представления булевых функций есть только частный случай ортогональной формы представления.

Литература

- [1] Закревский А.Д. Полиномиальная реализация частичных булевых функций и систем / А.Д. Закревский, Н.Р. Торопов. – М: Наука. 2012. – 200 с.
- [2] Kochkarev Y.A. Ortogonal forms of presentation of boolean functions in device blocks / Y.A. Kochkarev, I.I. Osipenkova, E.N. Panasko // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2009. – Спецвипуск. – С. 39–42.
- [3] Кочкарев Ю.А. Возможности реализации логических функций в ортогональной форме представления / Ю.А. Кочкарев, Е.Н. Панаско, И.В. Синько // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2011. – № 1. – С. 45–49.
- [4] Кочкарев Ю.А. Минимизация булевых функций по частям / Ю.А. Кочкарев, С.В. Бурмистров, С.Ф. Аксенов // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2012. – № 4. – С.110–116.

Поступила в редколлегию 5.09.2013



Кочкарев Юрий Александрович, докт. техн. наук, профессор кафедры информатики и информационной безопасности Черкасского государственного технологического университета. Научные интересы: исследование альтернативных форм представления булевых функций.



Бурмистров Сергей Владиславович, аспирант кафедры информатики и информационной безопасности Черкасского государственного технологического университета, преподаватель Черкасского государственного бизнес-колледжа. Научные интересы: исследование альтернативных форм представления булевых функций.



Аксенов Сергей Федорович, студент Черкасского государственного технологического университета. Научные интересы: машинная обработка альтернативных форм представления булевых функций.

УДК 621.372

Мінімізація частково визначеної булевої функції в ортогональній формі представлення / Ю.О. Кочкар'юв, С.В. Бурмістров, С.Ф. Аксьонов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 423–430.

Описано новий метод направлено до визначення частково визначених булевих функцій, заданих в ортогональній формі представлення, шляхом покрокового паралельного розкладання булевої функції з метою отримання повністю визначеної булевої функції, яка має найменші показники складності реалізації у вигляді мінімальної диз'юнктивної нормальної форми. Даний метод є результатом дослідження особливостей будови ортогональної форми представлення булевих функцій. Суттєво зауважити, що до визначення здійснюється без повноперевірних процедур направленим шляхом покрокового до визначення з автоматичним отриманням мінімальної диз'юнктивної нормальної форми для вихідної частково визначеної булевої функції.

Ключові слова: незалежні апаратні експертні системи прогнозування процесів, частково і повністю визначені булеві функції, ортогональна форма представлення булевої функції.

Табл.: 11. Бібліогр.: 4 найм.

UDC 621.372

Minimization of partially defined Boolean functions in the orthogonal form of presentation / Yu.A. Kochkharev, S.V. Burmistrov, S.F. Aksyonov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 423–430.

The paper describes a new method of directional extension of a definition of partially defined Boolean functions given in the orthogonal form of presentation of Boolean functions by a step-by-step parallel expansion in order to obtain a fully defined Boolean function which has the lowest implementation complexities in the form of a minimum DFN. This method is the result of studying the peculiarities of the structure of an orthogonal representation form of Boolean functions. It is substantial to note that the extension of a definition is realized without fully exhaustive procedures, by the directional way of a step-by-step extension of a definition with automatic acquirement of the minimum DNF on the basis of the initial partially defined Boolean function.

Keywords: hardware independent expert systems for forecasting processes, partially and fully defined Boolean functions, orthogonal form of representation of Boolean functions.

Tab.: 11. Ref.: 4 items.

WIRELESS SENSOR NETWORK WITH RANDOMLY CONTROLLED ACCESS TO EXPERIMENTAL BOTANICAL FIELDS MONITORING

S. RAJBA

The paper presents a probabilistic method to control access to the wireless sensor network (WSN). The presented network is used for monitoring a botanical field experiment. The proposed network is single-hop with a one-way transmission of network nodes to the base station using only one radio channel. In the model of the network we use Poisson arrivals see time averages (PASTA) with the parameter lambda divided into 3 groups. For these conditions we obtain the probability of collision of transmitted radio packets as the basic criterion for the correct operation of WSN networks.

Keywords: wireless sensor network, Poisson arrivals see time averages (PASTA system), collision probability, random control, monitoring.

1. PROBLEM FORMULATION

This paper presents the problem of the use of WSN to monitor botanical experimental fields. WSN network is a special type of random access control. Poisson stream treatments utilize the modeling of the network [1–5]. This type of organization of network traffic (network access control) perfectly suited to the task of monitoring environmental parameters botanical experimental field because most environmental parameters change very slowly. Since the rate of change of the size of the respondents are very small and for this difference in rate of change between the two values are very large, the paper proposes a slightly different approach to access control. Depending on the size of the rate of change to produce three test groups. The first group contains nodes equipped with sensors that take measurements very slowly changing the physical size of the environment. In the second group of network nodes are equipped with sensors to measure extremely low frequency changes. In the third group are the nodes to which sensors attached to measure the size of the changing faster. This means that some nodes suitable measurement information to the base station to carry out the average time T_1 , the second group of the time T_2 , a group 3 with the time T_3 . This approach will allow you to achieve a higher quality realized by radio transmission. The measure of the quality of transmission and provided the correct operation of the network is the probability of a collision of radio signals. We say that a collision occurred, if at the time of the emissions of a single measurement protocol at least one other node also started broadcasting. Of course, this situation is unacceptable and causes loss of information. The WSN network of single - hop random access control using one-way radio transmission from nodes to the base station, with a rare broadcasting manage to get a good transmission quality [4]. If further reduce the transmission rate of the nodes (creating 3 groups), we can expect a significant improvement in the quality or reduce the likelihood of collisions. This approach requires the development of a new model of communication in relation to the previous works [4, 6, 7] has been done in this work.

2. EVALUATION OF RECENT PUBLICATIONS IN THE EXPLORED ISSUE

WSN network is characterized by a specific architectural and communication specifics associated with one hand, and on the other with the requirements of the radio propagation conditions. May be mentioned, among others mobility of network nodes, change the configuration variables measuring environmental conditions, complex algorithms of (single-hop and multi-hop), often self-learning [2, 8, 9]. Basically, the use of WSN in specific applications often requires individual solutions to many complex problems [10]. A specific class of network WSN are using some probabilistic solutions that can be applied to both randomized algorithms access, process control network [11] and probabilistic analysis of the wireless network [12]. Randomized algorithms play an important role in any type of distributed system, they lead to faster and simpler solutions [13]. In wireless networks can be considered essentially four main topics probabilistic analysis: 1) related to energy saving [14], (2) design and analysis - random access or sending random [15], (3) probabilistic network performance analysis assuming random network topology, and (4) probabilistic analysis of randomized algorithms [3, 16] the issue of WSN networks of single-hop one-way radio transmission that uses a radio frequency was studied in [4, 6, 7]. Ownership of the network, that is, in particular, the independence of the nodes that support sensors (plug and play), one-way transmission on one frequency providing software “with this simplicity and hardware nodes, extremely narrow band radio networks needed to support pretend it to be used in the monitoring of environmental parameters on need for botanical research the experimental field. This is a special type of WSN network in which nodes are transmitting measurement completely independent from the base station and base station can not communicate with them or not organized in the space of radio traffic at extremely simplifies the implementation of each of the network, making it cheap and easily accessible.

3. PROBABILISTIC NETWORK MODEL

In order to determine the specific requirements for the implementation of network monitoring environmental parameters are based on the expectations of the research team of botanists Table 1, in which the expectations formulated for deploying WSN Problem solving based on different average PASTA for scheduling nodes. The problem extended to several variants of the division into groups of nodes with different transmission times (3 groups) and different number of nodes in each group. This broadens the issues presented in the context of monitoring transmission quality for a wider range of variables. The obtained results allow us to infer that the extended use of the proposed WSN model of random network access control.

We analyze a network consisting of n nodes which are able to send information about the measured physical magnitude on one selected radio frequency to the receiving base, quite independently of each other. Duration of communication protocol is t_p , the nodes send the information to the receiving point in randomly selected moments, every T_s at an average.

Beginning and cessation of transmission of a particular node takes place in random moments of time but these moments are relatively rare. It is a one-way transmission, i.e. from nodes to the receiving base. The nodes are completely independent of one another and their on or off state is of no influence on the operation of the network. All the nodes or a part of them may be mobile provided that their nodes have been left within the radio range of the receiving base. If one or more nodes start sending while protocol transmission of time is going on from another node, then such a situation is called collision. Collision excludes the possibility of the correct receiving of information by

the receiving base. Such a disturbed signal is ignored. The receiving base rejects the erroneous message and waits for a retransmission to be made after the average time. We must accept a certain loss of information in exchange for simplicity in respect of both system and equipment.

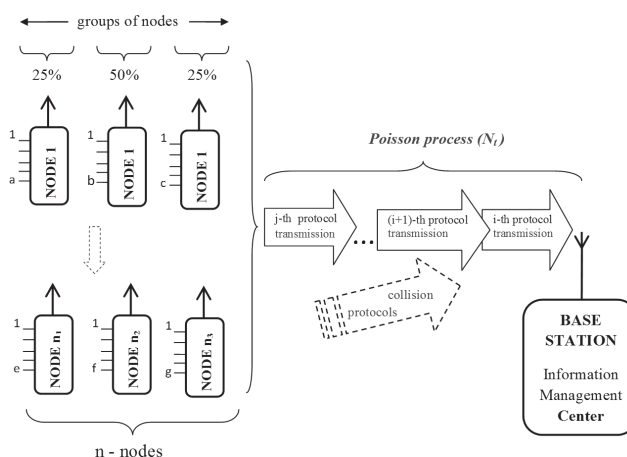


Fig. 1. Poisson modeling of network transmission protocols in WSN

As mentioned in the Introduction, we used to modeling our wireless network a Poisson process. Mathematically the process N is described by so called counter process N_t or $N(t)$ of rate $\lambda > 0$ (see [4, 6]). The counter tells the number of events that have occurred in the interval $[0, t]$ ($t \geq 0$). N has independent increments (the number of occurrences counted in disjoint intervals are independent from each other), such that $N(t) - N(s)$ has the Poisson ($\lambda(t-s)$) distribution (mean $\lambda(t-s)$), for $t \geq s \geq 0, j = 0, 1, 2, \dots$,

$$P\{N(t) - N(s) = j\} = e^{-\lambda(t-s)} \frac{[\lambda(t-s)]^j}{j!}. \quad (1)$$

Table 1

Requirements for the experimental fields botanical

№	Type of measurement (the number of nodes needed /sensors)	Study monitored the frequency of size [s]	Frequency of sending a message [s]					
			Very slowly varying environmental parameters (T_1) [s]	Number of nodes (n_1)	Slowly varying environmental parameters (T_2) [s]	Number of nodes (n_2)	Quick-environmental parameters (T_3) [s]	Number of nodes (n_3)
percentage of nodes in the group of time			25%	11	50%		25%	10
1	air Temperature / 5/5-10	900			900	5		
2	The temperature in the soil/5/5-10	3600	3600	5				
3	Humidity/5/5-10	900			900	5		
4	Moisture in the soil /5/5-10	3600	3600	5				
5	Atmospheric pressure /1/1	3600	3600	1				
6	Rainfall /1/5	900			900	5		
7	Wind Speed /5/5-10/	10					30	5
8	Wind Direction / 5/5-10	10					30	5
9	Insolation	300			900	1		
10	Selected size physicochemical /5/10	900			900	5		
Total nodes				11		21		10
The total number of nodes				42				

Let us state our main assumptions. Consider two cases, in the first case, the average time between transmissions all n nodes is the same. In the latter case, the nodes are divided into groups, each group with a different average transmission time.

Consider the first case. There are n identical nodes observing a dynamical system and reporting to a central location over the wireless node network with one radio channel. For simplicity, we assume our sensor network to be a single hop network with star topology. We also assume every node always has packet ready for transmission. We assume that nodes send probe packets at Poissonian times. The average time between transmissions (the wake-up- times) of a nodes is T (the epoch period), and the duration of the on-time t_p (the awake interval). Assume that the wake-up- times corresponding to nodes are independent each of other. Let N be the Poisson process representing the time counter of sending nodes. We say that a collision occurs in the time interval of t_p length, if at least two nodes start sending within this interval. We say that a collision occurs in time interval s , if there exist at least two nodes which start sending within this interval with the difference between the beginning of their sending time not exceeding the value of t_p . Then the Poisson process N has the rate $\lambda = n/T$. By (1)

$$P(N(t) = j) = e^{-\lambda t} \frac{[\lambda t]^j}{j!} \quad (j = 0, 1, \dots), \quad (2)$$

where $\lambda = n/T$. In [4, 6, 7] we give the following theorem on the probability of collisions in the interval of s length in the case $s > t_p$.

Theorem 1. Let n be the number of nodes and let T be the average time between transmissions of a node. Then the probability of collisions in the interval of s length ($s > t_p$) is given by

$$P(A_s) = \sum_{j=2}^{\infty} e^{-\lambda s} \frac{(\lambda s)^j}{j!} [1 - (1 - j \frac{t_p}{s})^j], \quad (3)$$

where $\lambda = \frac{n}{T}$ and t_p is the duration time of a protocol.

Consider the second case. Let $N(t)$ be the Poisson process representing the time counter of sending nodes. We assume that there is n nodes, such, that $n = \sum_{i=1}^k n_i$ ($1 \leq k \leq n$) and n_i is the number of nodes for which T_i is the average time between transmissions of a node ($i = 1, \dots, k$). Let $X_{(i)}(t)$ ($i = 1, \dots, k$) be the Poisson process representing the time counter of sending nodes for which T_i is average time between transmissions of a node. Then $X_{(i)}(t)$ has the rate $\frac{n_i}{T_i}$ ($i = 1, \dots, k$). Note, that $N(t) = \sum_{i=1}^k X_{(i)}(t)$, consequently the Poisson process $N(t)$ has the rate $\lambda = \sum_{i=1}^k \frac{n_i}{T_i}$. In [17] we give the following theorem on the probability of collisions in the case, when the average times between transmissions of nodes are not necessarily the same.

Theorem 2. Let n be the number of nodes, $n = \sum_{i=1}^k n_i$ and n_i be the number of nodes such that T_i is the average time between transmissions of a node, $1 \leq k \leq n$ is the number of groups. Then the probability of collisions in the interval of s length ($s > t_p$) is given by

$$P(A_s) = \sum_{j=2}^{\infty} e^{-\lambda s} \frac{(\lambda s)^j}{j!} [1 - (1 - j \frac{t_p}{s})^j], \quad (4)$$

where $\lambda = \sum_{i=1}^k \frac{n_i}{T_i}$ and t_p is the duration time of a protocol.

4. DISCUSSION OF THE RESULTS

The obtained theoretical correlation was used to present the results graphically. The division of nodes into groups according to the average time between transmissions overall transmission quality is improved using a smaller probability of a collision. The result is consistent with the expected dependence resulting from the earlier work described in [4, 6], indicating that the longer the average time between T transmissions nodes, the network works better (with fewer collisions). An important condition is that the duration of the protocol was much less than the average time between nodes transmissions T . In the present task duration protocol Fig. 2 shows the probability of collision for the measurement conditions specified in Table 1 So a group of sensor nodes supporting (a ... e) of the slowly changing measurement values with an average working time of granting 3600s (1 hour) accounts for about 25% of all nodes. The second group of nodes connected supports detectors (b ... f) with an average time of transmission 900s and accounts for 50% of all nodes. The third group of nodes connected to the nodes support sensors (c ... g) of varying sizes quickly measuring the average time between transmissions 30s. The conditions applicable to the field of experimental monitoring total number of nodes $n = 42$ pc (Characteristic P(As1) in Fig. 2). For these particular conditions used Usage of this solution is the possibility of collision on the level $0,7 \cdot 10^{-4}$. This result is very good, allowing for highly efficient monitoring. As can be seen by comparing the results of [6], $P(A_s) = 1,0 \cdot 10^{-2}$ we obtain improvement by about two orders of magnitude, by dividing the total number of nodes in a group at different times between transmissions better suited to handle a particular task network.

Is shown on fig. 2: $T_1 = 3600s$, $T_2 = 900s$, $T_3 = 30s$. P(As1) – when the network is running 25% of the nodes with an average transmission time of 3600s, 50% of the nodes running the middle 900s broadcasting time and 25% of network nodes operating with an average time between transmissions 30s. P (As2) - When the network is working 40% of the nodes with an average time between transmissions 3600s, 50% of the nodes is working with an average time between transmissions 900s and 10% nodes running with an

average time between transmissions 30s. P (As3) - When the network is working 50% of the nodes with an average time between transmissions 3600s, 25% of the nodes is working with an average time between transmissions 900s and 25% nodes running with an average time between transmissions 30s. P (As4) - When the network is working 50% of the nodes with an average time between transmissions 3600s, 40% of the nodes is working with an average time between transmissions 900s and 10% nodes running with an average time between transmissions 30s. Attention: P (As2) and P (As4) almost overlap.

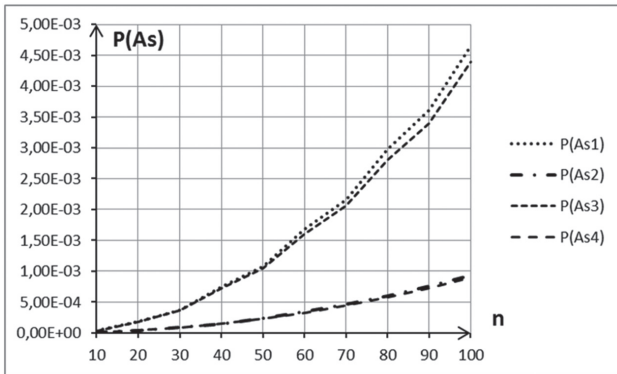


Fig. 2. Probability of collision

Using the derived relationships and calculations made for a wider range of other considerations secondary transmission times. Figure 3 shows the dependence $T_1 = 10800s$, $1800s = T_2$, $T_3 = 60s$, and in Figure 4 when $T_1 = 1800s$, $T_2 = 600s$, $T_3 = 15s$. In each figure shows four characteristics, respectively, P (As1) shows a situation where a group of nodes have 25% of the nodes broadcast with the longest average time of transmission (T_1), 50% of nodes with an average transmission time (T_2) and 25% with the shortest transmission time (T_3). Characteristic (curve) P (As2) is appropriate for divisions in groups of 40% / 50% / 10%. Curve P (As3) is appropriate for divisions in groups of 50% / 25% / 25%, the curve P (As4) is appropriate for divisions in groups of 50% / 40% / 10%.

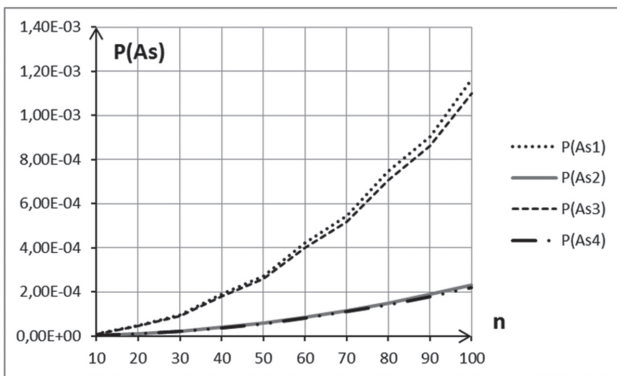


Fig. 3. Collision probability

Is shown on fig. 3: $T_1 = 10800s$, $T_2 = 1800s$, $T_3 = 60s$. P (As1) - when the network is working 25% of the nodes with an average transmission time 10800s, 50% of the nodes running the middle 1800s broadcast-

ing time and 25% of network nodes operating with an average time of transmission 60s. P (As2) - When the network is working 40% of the nodes with an average transmission time 10800s, 50% of the nodes running the middle 1800s broadcasting time and 10% nodes running with an average time of transmission 60s. P (As3) - When the network is working 50% of the nodes with an average transmission time 10800s, 25% of the nodes running the middle 1800s broadcasting time and 25% of network nodes operating with an average time of transmission 60s. P (As4) - When the network is working 50% of the nodes with an average transmission time 10800s, 40% of the nodes running the middle 1800s broadcasting time and 10% nodes running with an average time of transmission 60s. Attention: P (As2) and P (As4) almost overlap.

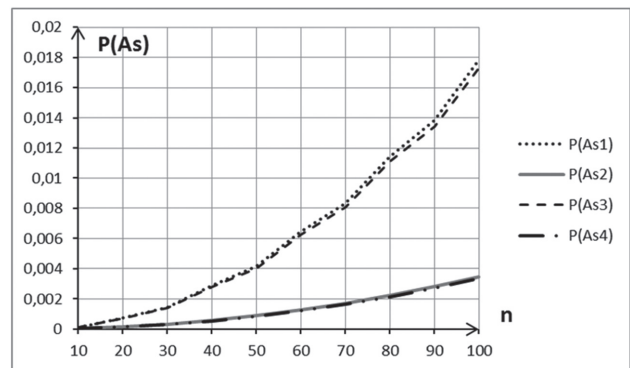


Fig. 4. Collision probability

Is shown on fig. 4: $T_1 = 1800s$, $T_2 = 600s$, $T_3 = 15s$. P (As1) - when the network is working 25% of the nodes with an average transmission time of the 1800s, 50% of the nodes running the middle 600s broadcasting time and 25% nodes running an average transmission time of 15 seconds. P (As2) - When the network is working 40% of the nodes with an average transmission time of the 1800s, 50% of the nodes running the middle 600s broadcasting time and 10% nodes running an average transmission time of 15 seconds. P (As3) - When the network is working 50% of the nodes with an average transmission time of the 1800s, 25% of the nodes running the middle 600s broadcasting time and 25% nodes running an average transmission time of 15 seconds. P (As4) - When the network is working 50% of the nodes with an average transmission time of the 1800s, 40% of the nodes running the middle 600s broadcasting time and 10% nodes running with an average time of transmission 15s. Attention: P (As2) and P (As4) almost overlap.

CONCLUSIONS

In this paper we presented the model of the wireless sensor network in application to monitoring the experimental field. We presented the network model, the mathematical model and numerical simulation (verification of the presented mathematical model). The mathematical model was based on Poisson Arrivals See Time Averages (PASTA). The solution proposed helped expand the range of applications of

WSN solutions by introducing a group of nodes with different average transmission times. This results in a better quality of transmission at a certain required number of nodes. The presented mathematical model has been positively verified by performed numerical simulations.

References

- [1] Akyildiz I. F. Wireless sensor networks: a survey / I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, E. Cayirci // Computer networks. – 2002. – Vol. 38, No 4. – P. 393–422.
- [2] Culler D. Overview of sensor networks / D. Culler, D. Estrin, M. Srivastava // IEEE Computer. – 2004. – Vol. 37, No 8. – P. 41–49.
- [3] Baccelli F. The Role of PASTA In Network Measurement / F. Baccelli, S. Machiraju, D. Veitch, J. Bolot // Computer Communication Review, Proceedings of ACM Sigcomm. – 2006 Vol. 36, No 4. – P. 231–242.
- [4] Rajba S. Wireless sensor converge cast based on random operations procedure / S. Rajba, T. Rajba // PAK. – 2010. – Vol. 56, Nr 3. – P. 255–258.
- [5] Курітнік І. П. Безпроводна трансляція інформації / І. П. Курітнік, М. Карпінський. – Тернопіль: Крок. – 2010. – 376 с.
- [6] Rajba S. The probability of collisions in Wireless Sensor Network with random sending / S. Rajba, T. Rajba // Przegląd Elektrotechniczny. – 2012. – Vol. 88, Nr 9a. – P. 243–246.
- [7] Rajba S. Wireless sensor network with a random control / S. Rajba // Вісник Національного університету „Львівська політехніка”. Серія: Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2012. – № 738. – С. 106–111.
- [8] Misra S. Algorithmic and theoretical aspects of wireless ad hoc and sensor networks / S. Misra, C. S. Misra, I. Woungang // Computer Communications. – 2008. – Vol. 31, No 4. – P. 655–658.
- [9] Zorzi M. Error control and energy consumption in communications for nomadic computing / M. Zorzi, R. R. Rao // IEEE Transactions on Computers. – 1997. – Vol. 46, No 3. – P. 279–289.
- [10] Jang W.-S. Wireless sensor networks as part of a web-based building environmental monitoring system / W. M. Healy, M. J. Skibniewski // Automation in Construction. – 2008, Vol. 17 – P. 729-736.
- [11] Jurdzinski T. Probabilistic Algorithms for the Wake-Up Problem in Single-Hop Radio Networks / T. Jurdzinski, G. Stachowiak // Theory Comput. Syst. – 2005. – Vol. 38, No 3. – P. 347–367.
- [12] Wattenhofer H. Algorithms for Wireless Sensor Networks (Tutorial) / H. Wattenhofer // Proc. European Workshop on Wireless Sensor Networks. – 2006.
- [13] Gupta P. The capacity of wireless networks / P. Gupta, P. R. Kumar // IEEE Transactions on Information Theory. – 2000. – Vol. 46. – P. 388–404.
- [14] Chen B. Span: An Energy-Efficient Coordination Algorithm for Topology Maintenance / B. Chen, K. Jamieson, H. Balakrishnan, R. Morris // Ad Hoc Wireless Networks. ACM Wireless Networks. – 2002. – Vol. 8, No 5. – P. 481–494.
- [15] Joo C., Performance of Random Access Scheduling Schemes in Multi-Hop Wireless Networks / C. Joo, N. B. Shro // Proc. IEEE International Conference on Computer Communications. – 2007. – P. 19–27.
- [16] Elson J. Random, ephemeral transaction identifiers in dynamic sensor networks / J. Elson, D. Estrin // Proceedings 21st International Conference on Distributed Computing Systems, Mesa, AZ. – 2001. – P. 459–468.
- [17] Rajba S. Wireless Sensor Networks in Application to Patients Health Monitoring / T. Rajba, P. Raif, M. Mahmud // Preprint ATH Bielsko-Biala. – December 2012. – No 26.



Manuscript received April, 8, 2013

Rajba Stanislaw, Ph.D., assistant professor in the Department of Electrical Engineering and Automation at the University of Bielsko-Biala. Fields of research interests: telecommunications, computer networks, information technology, wireless sensor networks, telecommunication systems.

УДК 004.94: 003.26: 004.056

Беспроводная сенсорная сеть со случайно контролируемым доступом для мониторинга экспериментальных ботанических полей / С. Райба // Прикладная радиоэлектроника: научно-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 431–435.

В статье приведено вероятностный метод управления доступом к беспроводной сенсорной сети (БСС). Представленная сеть применяется для мониторинга экспериментального ботанического поля. Предлагаемая сеть является однопереприемной с односторонней передачей от сетевых узлов к базовой станции, используя только один радиоканал. В модели сети применено среднее значение за время наблюдения поступления пуассоновского потока (PASTA) с разделением параметра лямбда на 3 группы. Для этих условий определено вероятность коллизии передаваемых радиопакетов в качестве основного критерия для правильного функционирования сети БСС.

Ключевые слова: беспроводная сенсорная сеть, среднее значение за время наблюдения поступления пуассоновского потока (система PASTA), вероятность коллизии, случайное управление, мониторинг.

Ил.: 4. Библиогр.: 17 назв.

УДК 004.94: 003.26: 004.056

Беспровідна сенсорна мережа з випадково контрольованим доступом до моніторингу експериментальних ботанічних полів / С. Райба // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 431–435.

У статті наведено імовірнісний метод керування доступом до безпроводної сенсорної мережі (БСМ). Дана мережа застосовується до моніторингу експериментального ботанічного поля. Пропонована мережа є однопереприймною з односторонньою передачею від мережних вузлів до базової станції, використовуючи тільки один радіоканал. У моделі мережі застосовано середнє значення за час спостереження надходження пуассонівського потоку (PASTA) з поділом параметру лямбда на 3 групи. Для цих умов визначено імовірність колізії радіопакетів, які передаються, як основного критерію для правильного функціонування мережі БСМ.

Ключові слова: безпроводна сенсорна мережа, середнє значення за час спостереження надходження пуассонівського потоку (система PASTA), ймовірність колізії, випадкове керування, моніторинг.

Іл.: 4. Бібліогр.: 17 найм.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 535.016

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ЛАЗЕРНАЯ ДОПЛЕРОВСКАЯ АНЕМОМЕТРИЯ ОБЪЕКТОВ СО СВЕТОВОЗВРАЩАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

Г.Н. ДОЛЯ, А.М. КРЮКОВ, В.Г. МУДРИК

Проведен анализ диаграмм рассеяния когерентного светового излучения на световозвращающих покрытиях. Изложены особенности реализации прямого, инверсного и двойного дифференциальных методов лазерной доплеровской анемометрии, получены выражения для разностной частоты доплеровских сдвигов взаимодействующих волн. Приведены результаты экспериментального исследования указанных методов на лабораторной установке.

Ключевые слова: дифференциальная лазерная доплеровская анемометрия, световозвращающее покрытие.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ И АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ

Лазерные методы дистанционного зондирования в технике и экологии – интенсивно развивающаяся область измерительной техники. Это связано с тем, что использование лазерных источников излучения позволяет на качественно новом уровне реализовывать традиционные оптические методы, а также создавать принципиально новые методы измерения [1, 2]. Показательным примером такого использования лазеров можно считать создание лазерных доплеровских анемометров (ЛДА), имеющих важное практическое значение, например, для диагностики потоков жидкостей и газов, состояния турбулентности атмосферы и т.д. [3–5]. При широком разнообразии схем практической реализации ЛДА интерес представляют дифференциальные схемы измерений, основанные на измерении разности доплеровских сдвигов частот взаимодействующих лучей, распространяющихся в пространстве по различным направлениям по отношению к движущемуся объекту.

Однако возможности применения таких методов часто бывают ограничены малым значением принимаемой мощности излучения, рассеянного диффузно-отражающим объектом. Для преодоления такого рода трудностей, связанных с малым отношением сигнал/шум на выходе измерительного преобразователя, в ряде случаев оказывается возможным нанесение световозвращающего покрытия (СВП) (retroreflecting sheet), состоящего из совокупности микропризм-тетраэдрических ретрорефлектов либо микростеклошариков, характерные размеры которых составляют нескольких десятков микрометров [6]. Так как диаграмма рассеянного лазерного излучения на такого рода поверхностях имеет свои специфические особенности [7], то представляет интерес рассмотреть с их учетом возможные реализации дифференциальных схем ЛДА, что и является предметом данной работы.

Цель статьи – исследование особенностей и установление закономерностей реализации методов и схем дифференциальной ЛДА при зондировании объектов со СВП.

Для определенности будем рассматривать СВП на основе микростеклошариков, хаотически расположенных на поверхности (рис. 1) и имеющих примерно одинаковые размеры порядка 50 мкм. Диаграмма рассеяния когерентного светового излучения на совокупности таких элементов в дальней зоне дифракции представляет собой хаотическую совокупность локальных максимумов, описываемых функцией $f(U)$, промодулированной регулярной функцией $F(U)$ [8]. Вид функции $F(U)$ определяется закономерностями дифракции на одном элементе круглой формы (светлая точка на рис. 1), а вид функции $f(U)$ определяется количеством освещенных элементов и характером их текущего расположения на зондируемой поверхности в пределах освещенной области. Характерное распределение локальных максимумов (спеклов) $f(U)$ в пределах максимума нулевого порядка функции $F(U)$ получено путем фоторегистрации и представлено на рис. 2. Основная мощность рассеянного излучения содержится в пределах именно этого пятна с угловыми размерами θ порядка единиц градусов.

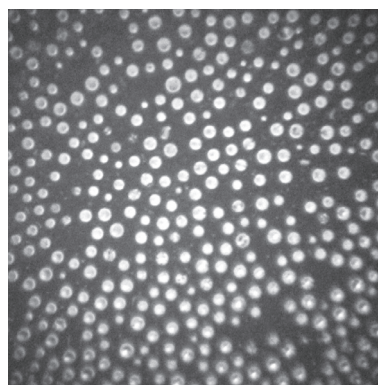


Рис. 1. Структура СВП

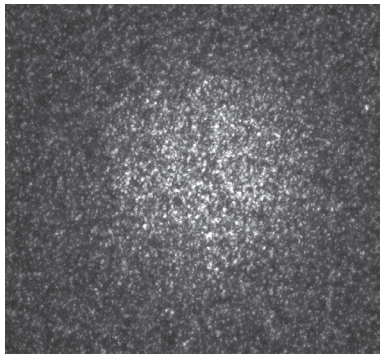


Рис. 2. Распределение спеклов

Даже при нормальном падении плоской монохроматической волны с циклической частотой f на поверхность движущегося объекта со СВП при условии направления движения вдоль этой поверхности со скоростью v (рис. 3), лучи в пределах диаграммы направленности, рассеянные в направлениях θ_1, θ_2 , отличных от нормального, будут иметь частотные сдвиги $\Delta f(\theta_1), \Delta f(\theta_2)$, зависящие от направления рассеяния в соответствии с эффектом Доплера.

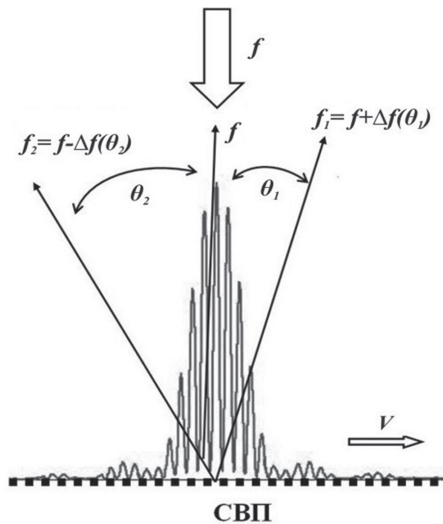


Рис. 3. Лучи, рассеянные в пределах диаграммы направленности

Рассмотрим далее более детально особенности различных оптических схем реализации дифференциальной ЛДА, следуя терминологии использованной в [2].

1. ПРЯМОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД

Пусть зондирующие лучи A и B падают на элемент поверхности СВП, движущийся в пространстве со скоростью v , в плоскости, содержащей лучи A и B , как это показано на рис. 4. В направлении A распространяется электромагнитная волна, электрическая составляющая которой имеет комплексное значение \underline{E}_A , а фаза меняется во времени по гармоническому закону с циклической частотой f . При отражении от элемента движущейся поверхности частота волны меняется в соответствии с законом Доплера [3, 8]:

$$f_A = f \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha}{1 - \frac{v}{c} \cos \varphi} = f \left(1 - \frac{v}{c} \cos \alpha \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \varphi \right) = f \left[1 - \frac{v}{c} (\cos \alpha - \cos \varphi) \right], \quad (1)$$

где углы падения α и рассеяния φ определены в соответствии с рис. 4, а скорость движения v предполагается значительно меньшей скорости света c .

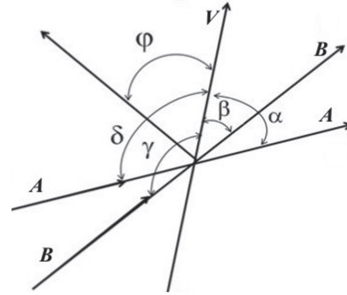


Рис. 4. Схема хода зондирующих лучей

Аналогичным образом может быть записано выражение для частоты волны \underline{E}_B после отражения её от поверхности:

$$f_B = f \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \beta}{1 - \frac{v}{c} \cos \varphi} = f \left(1 - \frac{v}{c} \cos \beta \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \varphi \right) = f \left[1 - \frac{v}{c} (\cos \beta - \cos \varphi) \right]. \quad (2)$$

Эти две волны, рассеянные в направлении φ , при детектировании формируют электрический ток, сила которого пропорциональна интенсивности суммарного поля:

$$J \propto |\underline{E}_\Sigma|^2 = |\underline{E}_A + \underline{E}_B|^2 = |\underline{E}_A|^2 + |\underline{E}_B|^2 + \underline{E}_A \underline{E}_B^* + \underline{E}_A^* \underline{E}_B. \quad (3)$$

В правой части этого равенства первые два слагаемых создают постоянное значение силы тока при усреднении при детектировании по времени, значительно превышающем период световых колебаний $T \gg 1/f$. Частота колебаний третьего слагаемого определяется соотношением

$$\Delta f = f - f_B = \frac{fv}{c} (\cos \alpha - \cos \beta), \quad (4)$$

а частота биений, описываемых четвертым слагаемым, отрицательна, поэтому в дальнейшем рассматриваться не будет (заметим, что модуль ее также определяется выражением (4)).

Соотношение (4) отражает тот известный факт, что разностная частота Δf доплеровских сдвигов взаимодействующих волн может быть использована для определения той составляющей скорости движения объекта, которая лежит в плоскости взаимодействующих волн. Эта величина зависит также от условий пространственного расположения взаимодействующих волн по

отношению к вектору скорости. Отметим также, что Δf не зависит от угла φ .

Сформулированные выше закономерности проверялись экспериментально на лабораторной установке, схема которой представлена на рис. 5.

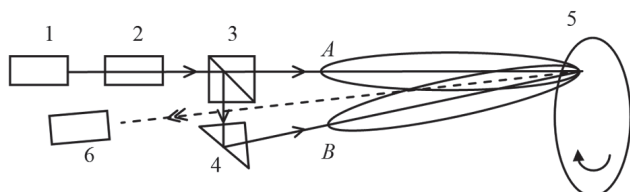


Рис. 5. Схема реализации прямого дифференциального метода

Излучение гелий-неонового лазера 1 (типа ЛГ-212) через коллиматор 2 направлялось на светоделительный куб 3, в результате чего с помощью также призмы 4 формировались зондирующие лучи A и B . Эти лучи подавались затем на вращающийся диск 5, на поверхность которого было нанесено СВП на основе микростеклошариков (см. рис. 1). Угловое рассогласование лучей A и B выбиралось таким образом, чтобы оно было меньше угловой величины нулевого порядка дифракции лазерного излучения на СВП, т.е. $\alpha - \beta < \theta$ (рис. 2, 3).

Таким образом на фотоприемник 6 (фотоэлектронный умножитель ФЭУ-28) попадало суммарное излучение (получаемое в результате отражения лучей A и B), формируя его выходной сигнал, частота которого определяется в соответствии с соотношением (4). Этот сигнал затем подавался на линейный вход звуковой карты компьютера и анализировался с помощью программы *Cool Edit*. Можно сказать, что в этом случае использовался активный интерферометр «на передачу» и одноканальный прием.

Характерные спектрограммы фототока приведены на рис. 6, 7. Положение максимумов на спектрограммах соответствует частотам разностных доплеровских сдвигов (см. (4)) и может быть использовано для определения скорости движения объекта V . Так, для начального положения точки сведения лучей (кривая 1 рис. 6) наблюдается максимум спектрограммы в области 4 кГц. При смещении точки сведения лучей по поверхности диска в радиальном направлении от центра при неизменной угловой скорости увеличивалась линейная скорость v , что приводило к адекватному смещению вправо положения максимума на спектрограмме в область 8 кГц (кривая 2).

В случае точного совмещения лучей отношение сигнал/шум составляло порядка 30 дБ (кривая 1, рис. 7). Однако при пространственном рассогласовании лучей вдоль вектора скорости на расстоянии порядка радиуса светового пятна на поверхности СВП значение максимума уменьшалось (кривая 2). При пространственном рассогласовании лучей поперек вектора скорости наблю-

далось как изменение значения максимума на спектрограмме, так и смещение его по оси частот (кривая 3). Уменьшение амплитуды колебаний фототока не может быть объяснено падением интенсивности взаимодействующих волн и является следствием антенной теоремы Зигмана [9], а смещение по частоте обусловлено изменением значений скоростей и углов α, β , входящих в (4).

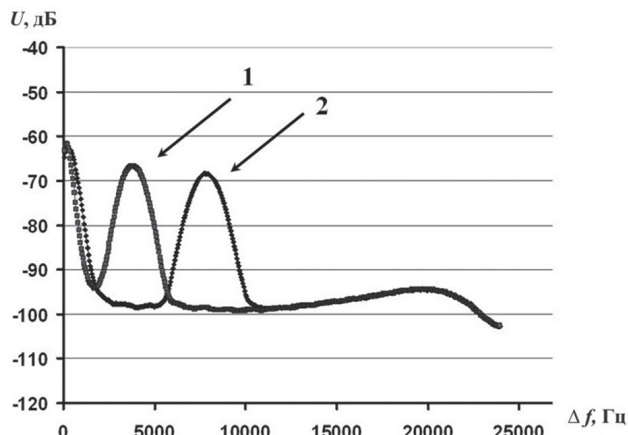


Рис. 6. Спектрограммы фототока для различных значений линейной скорости объекта

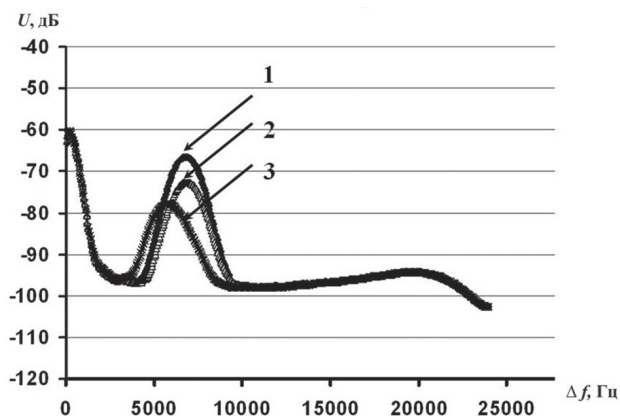


Рис. 7. Спектрограммы фототока для различных степеней пространственного рассогласования лучей

Другая особенность реализации данного метода заключается в необходимости точного выбора направления приема суммарного рассеянного излучения. Как уже отмечалось, для уверенной регистрации биений на спектрограмме необходимо обеспечить выполнение условия $\alpha - \beta < \theta$. В противном случае (при произвольном выборе угла φ) из-за особенностей световозвращения значения амплитуд E_A и E_B в третьем слагаемом выражения (3) становились незначительными, и определение разностной доплеровской частоты на спектрограмме становилось невозможным из-за малого отношения сигнал/шум.

2. ИНВЕРСНО-ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД

В соответствии с терминологией, принятой в [3], в данном случае осуществляется однолучевое зондирование объекта под углом φ к вектору

скорости, а прием отраженного излучения осуществляется по двум направлениям *A* и *B*.

На лабораторной установке (рис. 8) это осуществлялось с помощью зондирования объекта лазером 1 через коллиматор 2 с последующим совмещением для анализа отраженных лучей на апертуре фотоприемника 6.

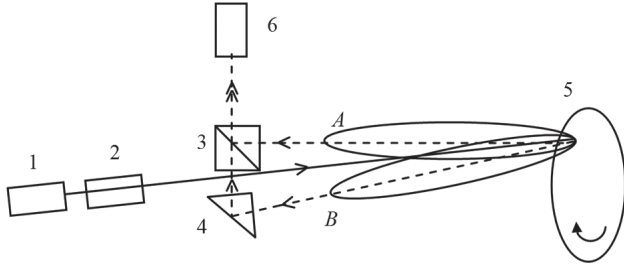


Рис. 8. Схема реализации инверсно-дифференциального метода

Эта схема обратна (инверсна) рассмотренной выше (рис. 5), при этом значения доплеровских сдвигов частот для каждого из каналов описываются соотношениями 5 и 6, а разностная доплеровская частота также определяется соотношением 4.

$$f_A = f \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \varphi}{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha} = f \left(1 - \frac{v}{c} \cos \varphi \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \alpha \right) = f \left[1 - \frac{v}{c} (\cos \varphi - \cos \alpha) \right], \quad (5)$$

$$f_B = f \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \varphi}{1 - \frac{v}{c} \cos \beta} = f \left(1 - \frac{v}{c} \cos \varphi \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \beta \right) = f \left[1 - \frac{v}{c} (\cos \varphi - \cos \beta) \right]. \quad (6)$$

Таким образом, как и в первом случае, разностная частота Δf не зависит от направления зондирования, т.е. от угла φ , однако практические наблюдения показывают, что как и ранее, заметная амплитуда колебаний на разностной частоте, т.е. заметный максимум на спектрограмме наблюдается лишь в случае, когда угол φ достаточно близок к углам γ и δ . Прочие закономерности реализации данного метода весьма близки к таковым для предыдущего метода, однако, особенностью его является относительная сложность юстировки осей визирования пассивного интерферометра «на прием» [3].

3. ДВОЙНОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД

Рассмотрим ситуацию, когда движущийся объект облучается двумя пучками *A* и *B*, выполняется условие $\alpha - \beta < \theta$, а прием излучения осуществляется фотоприемником 6. В этом случае мы имеем интерферометр «на передачу» и одновременно «на прием», объединяя две предыдущие схемы в одну (рис. 9).

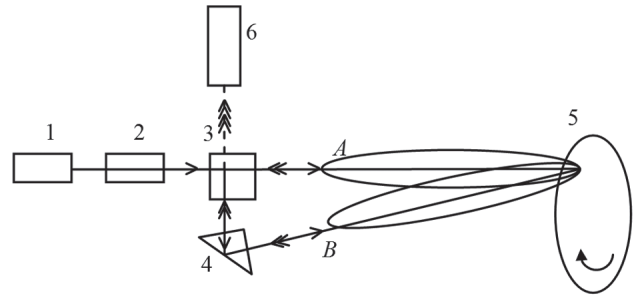


Рис. 9. Схема реализации двойного дифференциального метода

При этом суммарная волна \underline{E}_Σ в плоскости приема будет формироваться не двумя, как в предыдущих двух случаях, а четырьмя волнами. Первая из них (волна \underline{E}_{AA}) получена в результате падения лазерного излучения на объект с направления *A* и рассеяния его также в направлении *A*. Аналогично волна \underline{E}_{BB} получена в результате облучения объекта с направления *B* и рассеяния лазерного излучения также в направлении *B*. Так как разностный угол $\alpha - \beta$ лежит внутри угла θ , то существуют также волны \underline{E}_{AB} и \underline{E}_{BA} , которые формируются в результате падения волны с направления *A* и рассеяния её в направлении *B* и наоборот. Частотные сдвиги для волн \underline{E}_{AA} , \underline{E}_{AB} , \underline{E}_{BB} и \underline{E}_{BA} определяются соотношениями (7) – (10) соответственно. При выполнении преобразований были учтены также соотношения $\delta = \pi - \alpha$ и $\gamma = \pi - \beta$.

$$f_{AA} = f \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha}{1 - \frac{v}{c} \cos \delta} = f \left(1 - \frac{v}{c} \cos \alpha \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \delta \right) = f \left[1 - \frac{v}{c} (\cos \alpha - \cos \delta) \right] = f \left(1 - \frac{2v}{c} \cos \alpha \right), \quad (7)$$

$$f_{AB} = f \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha}{1 - \frac{v}{c} \cos \gamma} = f \left(1 - \frac{v}{c} \cos \alpha \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \gamma \right) = f \left[1 - \frac{v}{c} (\cos \alpha + \cos \beta) \right], \quad (8)$$

$$f_{BB} = f \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \beta}{1 - \frac{v}{c} \cos \gamma} = f \left(1 - \frac{v}{c} \cos \beta \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \gamma \right) = f \left[1 - \frac{v}{c} (\cos \beta - \cos \gamma) \right] = f \left(1 - \frac{2v}{c} \cos \beta \right), \quad (9)$$

$$f_{BA} = f \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \beta}{1 - \frac{v}{c} \cos \delta} = f \left(1 - \frac{v}{c} \cos \beta \right) \left(1 + \frac{v}{c} \cos \delta \right) = f \left[1 - \frac{v}{c} (\cos \alpha + \cos \beta) \right]. \quad (10)$$

По аналогии с соотношением (3) можно получить следующее выражение для сигнала на выходе фотоприемника:

$$\begin{aligned}
 J_{\infty} |E_{\Sigma}|^2 = & |E_{AA} + E_{AB} + E_{BB} + E_{BA}|^2 = |E_{AA}|^2 + \\
 & + |E_{AB}|^2 + |E_{BB}|^2 + |E_{BA}|^2 + E_{AA} E_{AB}^* + \\
 & + E_{AA}^* E_{AB} + E_{AA} E_{BB}^* + E_{AA}^* E_{BB} + E_{AA} E_{BA}^* + \\
 & + E_{AA}^* E_{BA} + E_{AB} E_{BB}^* + E_{AB}^* E_{BB} + E_{AB} E_{BA}^* + \\
 & + E_{AB}^* E_{BA} + E_{BB} E_{BA}^* + E_{BB}^* E_{BA}.
 \end{aligned} \quad (11)$$

Это выражение содержит в правой части 16 слагаемых, первые 4 из которых имеют нулевую частоту и не являются информативными для измерения скорости объекта. Воспользовавшись соотношениями (7) – (10) для слагаемых с номерами 5–16, можно получить следующие выражения для разностных доплеровских частот:

$$\Delta f_5 = f_{AA} - f_{AB} = \frac{fv}{c}(\cos \alpha - \cos \beta) \quad (12)$$

$$\Delta f_7 = f_{AA} - f_{BB} = \frac{2fv}{c}(\cos \alpha - \cos \beta) \quad (13)$$

$$\Delta f_6 = -\Delta f_5, \quad \Delta f_9 = \Delta f_{11} = \Delta f_{15} = \Delta f_5, \quad \Delta f_{13} = 0,$$

$$\Delta f_8 = -\Delta f_7, \quad \Delta f_{10} = \Delta f_{12} = \Delta f_{16} = \Delta f_6, \quad \Delta f_{14} = 0.$$

В соответствии с этими выражениями следует ожидать, что на спектрограмме будут присутствовать два максимума, частоты которых отличаются в 2 раза. Это предположение было проверено экспериментально.

Результаты измерений представлены на рис. 10, который полностью подтверждает высказанное выше предположение (кривая 1). При этом, так же как и ранее, эти два максимума смещаются синхронно вправо либо влево при изменении скорости объекта. Однако при пространственном рассогласовании лучей на СВП (кривая 2) второй максимум незначительно смещался по частоте (за счет соответствующего изменения углов α и β), но не менял своей амплитуды, в то время как максимум на частоте Δf_5 (см. (12)) быстро уменьшался по амплитуде и исчезал со спектрограммы, как и при реализации прямого дифференциального метода.

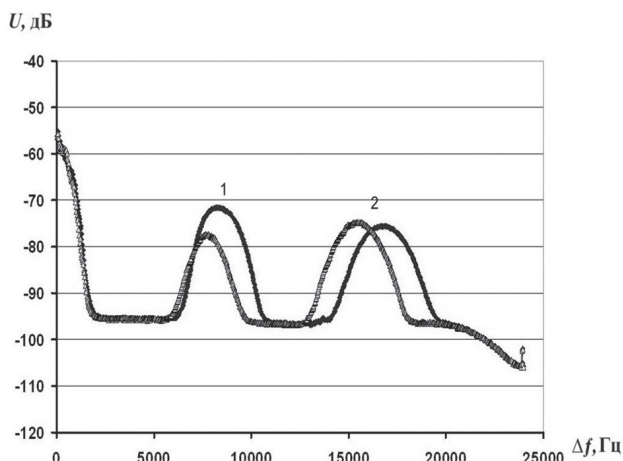


Рис. 10. Спектрограмма фототока при реализации двойного дифференциального метода

Устойчивость амплитуды максимума на частоте Δf_7 может быть пояснена особенностями световозвращения, а именно постоянством углов сведения в пространстве лучей E_{AA} и E_{BB} на апертуре фотоприемника 6 вне зависимости от направления распространения лучей A и B в пространстве после светоделителя 3. Можно заметить, что схема на рис. 9 по существу представляет собой самонастраивающийся за счет эффекта световозвращения интерферометр Майкельсона. Такая особенность двойного дифференциального метода ЛДА, на первый взгляд, делает его весьма привлекательным с точки зрения практических применений, однако для определения его реальных возможностей и ограничений требуются дополнительные исследования.

ВЫВОДЫ

Проведено теоретическое и экспериментальное исследование особенностей методов дифференциальной ЛДА при зондировании объектов со СВП. Показано, что наряду с общими закономерностями, особенности световозвращения играют важную роль при реализации измерительных схем. В частности, для обеспечения большого отношения сигнал/шум целесообразно выбирать угол наблюдения рассеянных волн, не превышающим нескольких градусов в пределах ширины диаграммы эффективного световозвращения. При реализации методов ЛДА необходимо обеспечивать высокую точность совмещения в пространстве зондирующих лучей (прямой метод) или диаграмм световозвращения (инверсная схема), что накладывает ограничения на практические возможности этих методов.

При реализации двойного дифференциального метода на спектрограмме наблюдается два максимума, отличающихся по частоте в два раза, что обусловлено увеличением количества взаимодействующих волн на приемной апертуре. Амплитуды этих максимумов имеют различную устойчивость к разделению лучей в пространстве, амплитуда максимума на удвоенной частоте, в отличие от максимума с меньшей частотой, не чувствительна к пространственному рассогласованию лучей на СВП. Это обстоятельство позволяет высказать предположение о более широких возможностях двойного дифференциального метода при реализации практических схем ЛДА.

Литература

- [1] Лазерные измерительные системы / Под ред. Д.П. Лукьянова. — М. Радио и связь, 1981. — 456 с.
- [2] Каталог-справочник по странам СНГ «Лазерные измерения и диагностика в технике и экологическом контроле». — М.: Научно-технический информационно-учебный центр Лазерной ассоциации, 2000.
- [3] Ринкевичюс Б.С. Лазерная диагностика потоков / Под ред. В.А. Фабриканта. — М.: Издательство МЭИ, 1990. — 88 с.

- [4] Лазерная анемометрия, дистанционная спектроскопия и интерферометрия. Справочник. В.П. Клочков, Л.Ф. Козлов, И.В. Потыкевич, М.С. Соскин. – Киев: Наукова думка, 1985. – 759 с.
- [5] Доля Г.Н., Катунин А.Н., Садовый К.В. Шматков С.И. Спекл-интерферометрический метод анемометрии турбулентных потоков // Збірник наукових праць «Вісник Харківського національного університету ім.В.Н.Каразіна» № 756. Серія «Радіофізика та електроніка», вип №11. Харків, 2007. – С.118–122.
- [6] John Lloyd. A brief history of retroreflective sign face sheet materials. The principles of retroreflection. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rema.org.uk/pdf/history-retroreflective-materials.pdf>.
- [7] Доля Г.Н., Мазанов В.Г. Надь О.А. Анализ структуры лазерного излучения, рассеянного на световозвращающем покрытии для измерения скорости объекта // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Серия: «Автомобиле- и тракторостроение». – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2012. – № 60 (966). – С. 59–66.
- [8] Дитчберн Р. Физическая оптика: Пер. с англ. под ред. И.А. Яковлева. – М.: Наука. Главн. ред. физико-математической литературы, 1965. – 631 с.
- [9] Протопопов В.В., Н.Д. Устинов Лазерное гетеродинамирование / Под ред. Н. Д. Устинова. – М.: Наука, 1985. – 288 с.

Поступила в редколлегию 26.04.2013

Доля Григорий Николаевич, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры теоретической и прикладной системной техники ХНУ им. В.Н. Каразина. Научные интересы: методы формирования и обработки световых полей при дистанционном зондировании объектов.



Крюков Александр Михайлович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедры вооружения и специальной техники Академии ВВ МВД Украины. Научные интересы: метрологическое обеспечение, измерительный контроль параметров технических объектов.



Мудрик Вадим Геннадьевич, адъюнкт Академии ВВ МВД Украины. Научные интересы: измерительный контроль параметров стрелкового оружия.

УДК 535.016

Диференційна лазерна доплерівська анемометрія об'єктів зі світлоповертаючою поверхнею / Г.М. Доля, О.М. Крюков, В.Г. Мудрик // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 436–441.

Проведено аналіз діаграм розсіювання когерентного світлового випромінювання на світлоповертаючих покриттях. Викладено особливості реалізації прямого, інверсного та подвійного диференціальних методів лазерної доплерівської анемометрії, отримано вирази для різницевої частоти доплерівських зсувів взаємодіючих хвиль. Наведено результати експериментального дослідження зазначених методів на лабораторній установці.

Ключові слова: диференційна лазерна доплерівська анемометрія, світлоповертаюче покриття.

Л.: 10. Бібліогр.: 09 найм.

UDC 535.016

Differential Doppler laser anemometry of objects with retroreflecting surface / G.N. Dolya, A.M. Kryukov, V.G. Mudrik // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 436–441.

Diagrams of coherent light radiation dispersion on retroreflecting sheets have been analyzed. The peculiarities of realization of direct, inverse and dual differential methods of laser Doppler anemometry are described, the expressions of difference frequency of Doppler shift of interacting waves are derived. Experimental research results of the above-mentioned methods on a laboratory setup are presented.

Keywords: differential Doppler laser anemometry, retroreflecting sheet.

Fig.: 10. Ref.: 09 items.

ПОВЕРХНОСТНОЕ УПРОЧНЕНИЕ СТАЛЕЙ ЛАЗЕРАМИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

О.В. АФАНАСЬЕВА, Н.А. ЛАЛАЗАРОВА

Применение лазеров малой мощности в импульсном режиме для поверхностной закалки стали является перспективным. Работа посвящена определению влияния длительности импульса на свойства упрочнённого слоя для сталей различных марок.

Ключевые слова: импульсное лазерное излучение, лазерная закалка стали, микротвёрдость.

ВВЕДЕНИЕ

Промышленная обработка материалов стала одной из областей наиболее широкого использования лазеров. Основными техническими характеристиками, определяющими характер обработки, являются энергетические параметры лазера — энергия, мощность, плотность энергии, длительность импульса, пространственная и временная структура излучения, пространственное распределение плотности мощности излучения в пятне фокусировки, условия фокусировки, физические свойства материала (отражательная способность, теплофизические свойства, температура плавления и т. д.).

Среди основных достижений в области прогрессивных технологий упрочнения материалов можно выделить одно из наиболее перспективных направлений повышения эксплуатационных характеристик поверхности деталей — лазерную обработку, которая посредством целенаправленного изменения структуры материалов лазерным лучом позволяет получать специфические нетрадиционные комбинации физических, химических и механических свойств в поверхностных рабочих слоях.

Термическое упрочнение лазерным излучением основано на локальном нагреве участка поверхности под воздействием излучения и охлаждения этого участка со сверхкритической скоростью после прекращения воздействия за счет теплоотвода во внутренние слои металла. Лазерное термическое упрочнение характеризуется малым временем воздействия и обеспечивает отсутствие деформации деталей. Технологические возможности лазерной закалки позволяют использовать этот процесс в качестве заключительной операции без последующей механической обработки [1, 2].

Мощность и энергия излучения являются основными параметрами лазерного пучка. Для поверхностной обработки материалов до настоящего времени применялись твердотельные или газоразрядные CO_2 -лазеры мощностью более 1кВт, надежные в эксплуатации, с автома-

тизированной системой управления технологического комплекса. Высокая стоимость таких комплексов и их низкая производительность ограничивают применение лазерного термического или химико-термического упрочнения [3]. Твердотельные лазеры на алюмоиттриевом гранате (Nd^{3+} :YAG-лазеры) имеют по сравнению с газовыми ряд преимуществ. Они более компактны, имеют более высокие значения коэффициента полезного действия. Одновременно с этим YAG-лазеры являются более дорогими и требуют больших эксплуатационных расходов. Для термической обработки используются YAG-лазеры мощностью 1...5 кВт, работающие как в непрерывном, так и в импульсном режиме.

На сегодняшний день наиболее перспективными технологическими инструментами являются волоконные лазеры. К числу преимуществ волоконных лазеров следует отнести высокую эффективность (до 50%), что ведет к более низким эксплуатационным расходам; небольшие размеры позволяют легко встраивать их в существующие системы производства. Однако их стоимость пока остаётся очень высокой, что также не позволяет говорить об их широком использовании.

Несмотря на преобладающее мнение [1, 2] о том, что непрерывный режим более подходит для проведения термической обработки, можно предположить, что использование импульсного излучения позволит снизить мощность используемых лазерных устройств. Малая длительность импульсов и возможность фокусировки излучения в пятно малого диаметра позволяют создавать плотности мощности, достаточные для нагрева обрабатываемой поверхности до температур выше фазовых превращений.

Таким образом, целью настоящей работы является разработка режимов упрочнения поверхности деталей и инструмента с использованием YAG-лазеров малой мощности (10...50Вт), работающих в импульсном режиме.

При обработке поверхности деталей из сталей и сплавов импульсным лазерным излуче-

нием проявляется ряд особенностей по сравнению с непрерывным. Во-первых, благодаря меньшей длине волны импульсное излучение больше поглощается поверхностью материалов. Во-вторых, за счет уменьшения диаметра пятна фокусировки лазерного луча, при одной и той же мощности лазера можно добиться значительного повышения плотности мощности в импульсе. Температура нагрева материала значительно возрастает, и тугоплавкие соединения, имеющиеся в структуре поверхностного слоя, расплавляются. И, в-третьих, скорости охлаждения поверхности материалов после импульсной обработки в 100...1000 раз выше аналогичных для непрерывного излучения. В результате получают уникальные структуры и свойства обработанной поверхности.

1. МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ

В качестве материалов исследований выбраны углеродистые стали с различным содержанием углерода: сталь 20, 45 и У12. Образцы подвергались предварительной термической обработке – закалке с охлаждением в воде и отпуску при температуре 600 °С (улучшение, режим 1) и нормализации (режим 2). С целью увеличения поглощательной способности поверхности образцов после отпуска не полировались.

Лазерное упрочнение проводилось с использованием неодимового лазера YAG:Nd³⁺ мощностью 10 Вт. Скорость сканирования составляла 1...2 мм/с. Частота следования импульсов 20 Гц. Основными варьируемыми параметрами были скорость сканирования и длительность импульса.

В качестве параметра контроля свойств упрочненного слоя была выбрана микротвердость. Измерение микротвердости проводилось с помощью микротвердомера ПМТ-3 при нагрузке 100 г. Ширина упрочненной дорожки оценивалась на микроскопе МБС-9 и составляла 0,7 ... 0,8 мм.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Целью настоящей работы является разработка режимов упрочнения поверхности деталей и инструмента с использованием YAG-лазеров малой мощности. Для достижения поставленной цели изучили влияние скорости сканирования, длительности импульса излучения и исходной структуры на микротвёрдость поверхностного слоя после лазерной обработки.

Оценка влияния скорости лазерного сканирования проводилась на стали 20 при постоянной длительности импульса 0,4 мс. Образец устанавливался на двухкоординатный столик и перемещался вместе с ним со скоростью 15, 7,5, 5 и 2,5 мм/с (дорожки 1, 2, 3 и 4 соответственно). Фотография обработанных дорожек приведена на рис. 1.

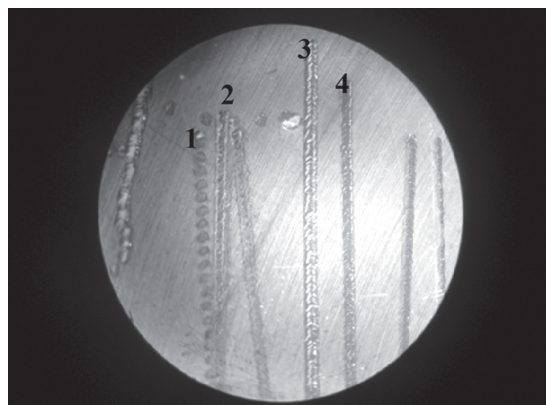


Рис. 1. Сталь У12, длительность импульса 0,4 мс, $\times 30$

Скорость перемещения образца увеличивалась от дорожки к дорожке справа налево. На всех режимах, даже в том случае, когда скорость перемещения слишком высока и вместо дорожки наблюдаются отдельные точки, видны следы проплавления и вспенивания металла. Таким образом, изменяя скорость перемещения образца, для данных условий нельзя добиться нагрева без оплавления. В дальнейшем исследование режимов лазерной закалки проводилось при постоянной скорости сканирования, равной 5 мм/с.

Результаты исследований микротвердости приведены на рис. 2.

Анализ полученных результатов показывает, что предварительная термическая обработка (исходная структура) оказывает значительное влияние на структуру поверхностных слоев после лазерной закалки и их свойства. Улучшение (режим 1) формирует структуру сорбит отпуска (феррито-цементитная смесь со сфероидизированными карбидами). Структура сталей 20 и 45 после нормализации – феррит и перлит (пластинчатые карбиды), стали У12 – перлит и цементит.

Последующая лазерная закалка в импульсном режиме приводит к образованию закалочных структур – мартенсита. При этом для каждой стали существует определенное значение длительности импульса, позволяющее получить максимальную твёрдость (рис. 2, а). Полученные данные неплохо согласуются с результатами работ [1, 2]. При повышении содержания углерода оптимальная длительность импульса увеличивается с 0,2 (сталь 20) до 0,3 мс (сталь У12).

Сравнение полученных значений с микротвёрдостью контрольных образцов (объемная закалка) показывает, что лазерное упрочнение дает более высокие значения, причем максимальный прирост микротвердости достигается на низкоуглеродистой стали 20 (см. табл. 1).

С увеличением количества углерода микротвердость упрочненного слоя возрастает (рис. 2, а).

Предварительная обработка по режиму 2 (рис. 2, б) дает значительно более неоднозначные результаты. Во-первых, особенностью та-

кого режима является отсутствие зависимости между содержанием углерода в стали и оптимальной длительностью импульса при ее лазерной закалке. Во-вторых, микротвердость упрочненных лазерной закалкой слоев сталей 45 и У12, предварительно обработанных по режиму 2, значительно выше, чем на образцах, подвергнутых улучшению (режим 1).

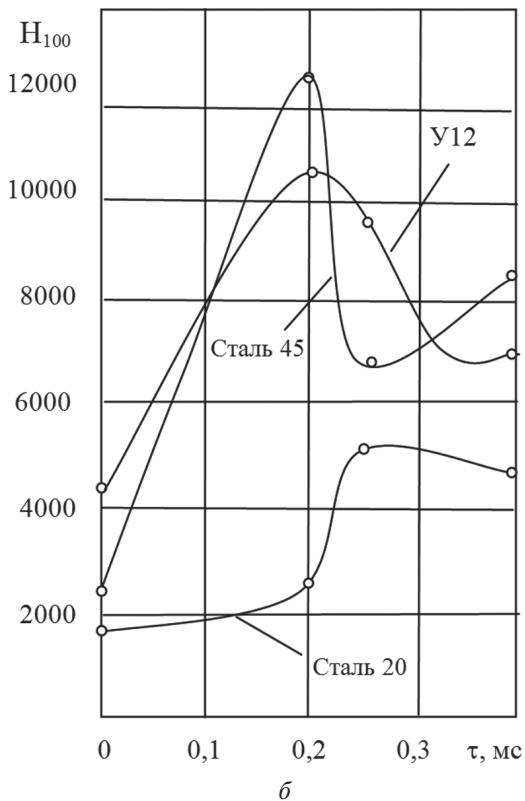
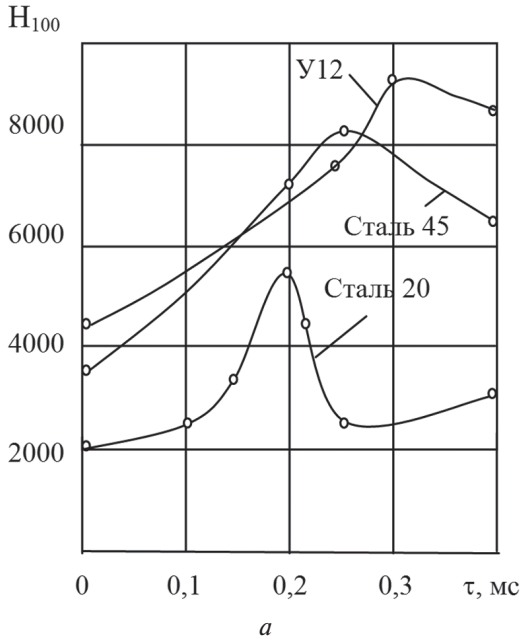


Рис. 2. Зависимость микротвердости углеродистых сталей от длительности импульса:
 а – режим 1 (предварительная термическая обработка – закалка и высокий отпуск);
 б – режим 2 (предварительная термическая обработка – нормализация)

Таблица 1

Влияние лазерной закалки на микротвёрдость сталей различных марок по сравнению с объёмной закалкой

Марка стали	Прирост микротвёрдости после лазерной закалки по сравнению с объёмной, %	
	Режим 1	Режим 2
Сталь 20	275	275
Сталь 45	76	14
Сталь У12	15	0

Эти результаты не согласуются с результатами, полученными в работе [4], где максимальную твёрдость имеют образцы с более дисперсной исходной структурой (тритит). Вероятно, объяснение кроется в условиях обработки, в частности в кратковременности температурного воздействия [5]. Неодимовый лазер позволяет получать импульсы очень малой длительности с большой плотностью энергии. Размеры области облучения (нагрева) очень малы, поэтому происходит сверхскоростное охлаждение металла. Можно предположить, что в таких условиях процессы, связанные с аустенизацией и расплавлением стали, растворением карбидов, затвердеванием и последующим $\gamma \rightarrow \alpha$ -превращением не успевают завершиться в полном объёме, что и приводит к противоречивым результатам, которые не согласуются с полученными при обработке более мощными импульсными лазерами и лазерами непрерывного действия.

Неожиданным результатом является более высокая микротвёрдость стали 45 по сравнению со сталью У12 (рис. 2, б). Известно, что с повышением содержания углерода в стали её твёрдость после закалки увеличивается. Эти противоречивые результаты нуждаются в дальнейших исследованиях и объяснении.

Все исследованные режимы вызывают нагрев обрабатываемой поверхности выше температуры плавления. Однако при длительности импульса 0,3...0,4 мс наблюдается не только плавление, но и вспенивание металла, а после кристаллизации на поверхности образуются микротрещины (рис. 3). Образцы, обработанные при длительности импульса 0,1...0,2 мс, этих недостатков лишены.

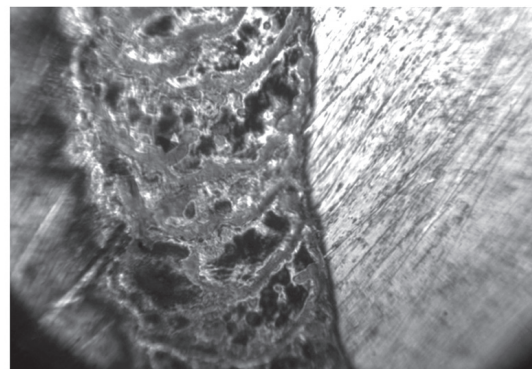


Рис. 3. Сталь У12, длительность импульса 0,4 мс

Если рассмотреть поперечное сечение упрочненной лазерным излучением дорожки, то в нем можно выделить несколько зон (рис. 4): зону оплавления (зону закалки из жидкого состояния), зону закалки, зону отпуска и исходную структуру материала.

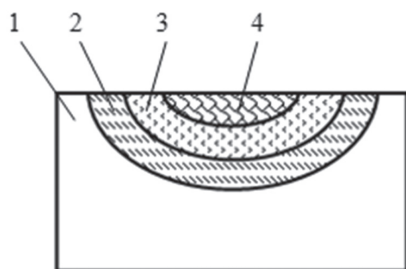


Рис. 4. Схема поперечного сечения зоны лазерной обработки: 1 — исходный металл, 2 — зона отпуска, 3 — зона закалки, 4 — зона закалки из жидкого состояния

В ряде частных случаев некоторые из этих зон могут отсутствовать (например, может отсутствовать зона оплавления при закалке без оплавления поверхности или зона отпуска при закалке предварительно отожженного металла).

Каждая зона в свою очередь может состоять из нескольких слоев и иметь по своему сечению различия в микроструктуре, элементном составе, соотношении составляющих ее фаз и т. п. В сталях типичным является дендритное строение зоны оплавления, причем дендриты растут перпендикулярно границе раздела в направлении отвода тепла в тело образца. Карбиды при этом обычно растворяются, и основной структурной составляющей является мартенсит.

На рис. 5 представлена структура зоны лазерного воздействия.

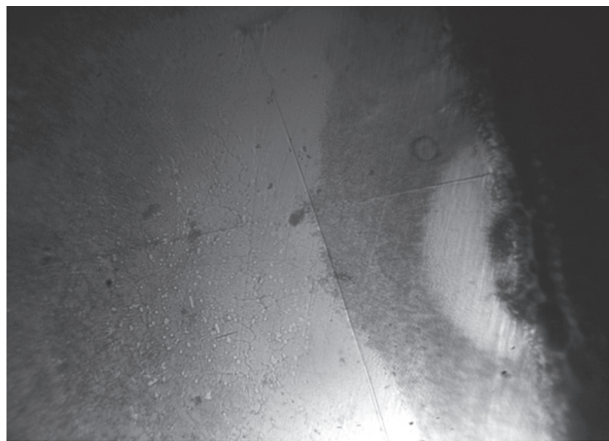


Рис. 5. Структура зоны лазерного воздействия стали У12

Четко различимы зоны плавления, закаленная (светлая), переходная, основного металла. Глубина закаленной зоны составляет примерно 150 мкм, что является весьма хорошим результатом для импульсного режима. Измерение микротвердости в переходной зоне не фиксирует раз-

упрочнения — микротвердость переходной зоны ниже, чем в закаленной зоне, но выше микротвердости основного металла.

Таким образом, на основе проведенных исследований можно сделать вывод о возможности поверхностного упрочнения сталей лазерами малой мощности при использовании импульсного режима. Однако производительность такого процесса низкая, что не позволяет упрочнять поверхности деталей большой площади. Исходя из вышесказанного, можно предположить, что наиболее перспективными направлениями применения лазеров малой мощности будут: локальное упрочнение деталей в местах их износа с сохранением исходных свойств в остальном объеме, создание «пятнистого» поверхностного упрочнения, при котором не образуется сплошного хрупкого слоя, склонного к растрескиванию и отслаиванию. Необходимо продолжить исследования влияния исходной структуры и параметров излучения импульсных лазеров малой мощности на свойства закаленных слоёв.

ВЫВОДЫ

1. Использование импульсного режима позволяет производить поверхностную закалку стальных изделий лазерами малой мощности.
2. Для каждой марки стали существует оптимальная длительность импульса, позволяющая получать наиболее высокую твердость упрочненного слоя.
3. Оптимальная длительность импульса зависит от содержания углерода в стали.
4. Лазерная закалка позволяет получать значительно более высокую твердость, чем объемная, причём наибольший эффект получен на низкоуглеродистой стали.
5. Регулировать величину твердости поверхностного слоя можно изменением времени воздействия или подбором исходных структур.

Литература

- [1] Упрочнение и легирование деталей машин лучом лазера / В.С. Коваленко, Л.Ф. Головкин, В.С. Черненко. — К.: Техника, 1990. — 192 с.
- [2] Основы лазерного термоупрочнения сплавов / А.Г. Григорьянц, А.Н. Сафонов; Под ред. А.Г. Григорьянца. — М.: Высшая школа, 1988. — 159 с.
- [3] Авсиевич Е.А. Лазеры в промышленной технологии. — М.: Знание, 1978. — 63 с.
- [4] Владимиров О.В. Упрочнение рабочих поверхностей деталей и измерительного инструмента высокой точности с помощью CO₂-лазера // Металловедение и термическая обработка. 1983. — №5. — С. 17–18.
- [5] Бураков В.А., Федосиенко С.С. Формирование структур повышенной износостойкости при лазерной закалке металлообрабатывающего инструмента // Металловедение и термическая обработка. 1983. — № 5. — С. 16–17.

Поступила в редколлегию 27.05.2013



Афанасьева Ольга Валентиновна, канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры физических основ электронной техники ХНУРЭ. Научные интересы: лазерные промышленные технологии и материаловедение.



Лалазарова Наталья Алексеевна, канд. техн. наук, доцент кафедры технологии металлов и материаловедения ХНАДТУ. Научные интересы: материаловедение и обработка материалов.

УДК 620.378.325

Поверхневое змцнення сталей лазерами малої потужності / О.В.Афанасьева, Н.О. Лалазарова // При-

кладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 442–446.

Використання лазерів малої потужності в імпульсному режимі для поверхневого гартування сталі є перспективним. Робота присвячена визначенню впливу тривалості імпульсу на властивості змцненого шару для сталей різних марок.

Ключові слова: імпульсне лазерне випромінювання, лазерне гартування сталі, мікротвердість.

Л.: 5. Табл.: 1. Бібліогр.: 5 найм.

UDC 620.378.325

Surface hardening of steels by low-power lasers / O.V. Afanasieva, N.A. Lalazarova // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 442–446.

Using of low-power lasers in impulse mode for steel surface hardening is perspective. The paper is devoted to determining the effect that pulse time produces on properties of hardened layers for various steels.

Keywords: pulsed laser radiation, laser hardening of steel, microhardness.

Fig.: 5. Tab.: 1. Ref.: 5 items.

ОПИСАНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ КВАНТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С АМОРФНЫМИ ПЛЕНОЧНЫМИ СТРУКТУРАМИ

А.С. МАЗИНОВ, В.А. БАХОВ, М.А. БЫКОВ

В данной статье предложена модель, описывающая квантовое взаимодействие оптической волны с аморфными плёночными полупроводниковыми структурами. Установлено, что коэффициент поглощения активных слоев пленочных полупроводниковых приборов представляется как сумма псевдокристаллической и аморфной составляющих. Показано, что для плёночных структур размерами рабочих слоев порядка 100 нм необходимо учитывать влияние переходного слоя кристалл – аморфный кремний. В зависимости от разности шагов атомных решеток и степени шероховатости исходных поверхностей подложек, переходная область может составлять от 5 до 100 нм.

Ключевые слова: коэффициент поглощения, плёночные полупроводниковые структуры, аморфный кремний.

ВВЕДЕНИЕ

Неотъемлемыми материалами современной оптоэлектроники являются аморфные структуры, которые используются в качестве приемных и преобразующих матриц фотоэлектрических элементов. Однако получение аморфных полупроводников с оптимальными оптическими свойствами является сложной задачей. Тем не менее, реализация этой задачи заключается в важности применения данных материалов в полупроводниковой промышленности. Необходимо решить ряд проблем, связанных с пониманием протекающих процессов в матрице материала и получением структур с оптимальными параметрами.

Целью данной работы является описание квантовой структуры активных слоев оптоэлектронных приборов посредством детерминирования энергетического спектра в хвостах запрещенной зоны и определение коэффициента поглощения аморфного материала. Для полного понимания процесса необходимо теоретическое обоснование на основе микро и макропараметров, а также согласование с экспериментальными результатами.

Для объяснения оптических и электрофизических процессов в аморфных структурах нами была предложена модель описания оптоэлектронных характеристик аморфной матрицы, основанная на стехиометрических и структурных параметрах.

1. СОСТАВЛЯЮЩИЕ ПОГЛОЩЕНИЯ

Использование аморфных активных слоев в оптоэлектронике, в первую очередь, интересно генерацией избыточного электрона, для описания волновой функции которого можно применить блоховскую функцию [1]:

$$\psi_{n\vec{k}}(\vec{r}) = \exp\left[-\frac{i}{\hbar}\varepsilon_n(\vec{k})t\right] u_{n\vec{k}}(\vec{r}) \exp i\vec{k}\vec{r}, \quad (1)$$

где n – номер зоны, \vec{k} – приведённый волновой вектор электрона, $\varepsilon_n(\vec{k})$ – энергия электрона,

$u_{n\vec{k}}(\vec{r})$ – периодическая функция с периодом решетки, t – время, \hbar – постоянная Планка.

Матричный элемент энергии возмущения, связанный с поглощением фотона, для перехода $k_1 \rightarrow k_2$ можно описать:

$$\langle n_2, \vec{k}_2 | \hat{H}' | n_1, \vec{k}_1 \rangle = \int d^3r \psi_{n_2\vec{k}_2}^* \hat{H}' \psi_{n_1\vec{k}_1},$$

где \hat{H}' – гамильтониан взаимодействия фотонов с полупроводниковой структурой.

При рассмотрении поглощения в аморфном материале энергетический периодический потенциал $u_{n\vec{k}}(r)$ в (1) может быть заменен набором независимых функций, отвечающих за псевдокристаллическую периодичность каждого из дефектов разупорядоченной структуры. В этом случае для каждой из симметрий можно определить свой гамильтониан взаимодействия [2, 3]:

$$\hat{H}' = \sum_i \left(-\frac{\hbar^2}{2m} \Delta_i\right) + \sum_a \left(-\frac{\hbar^2}{2M} \Delta_a\right) + \frac{1}{2} \sum_i \sum_j \frac{e^2}{r_{ij}} + V_0(R_1, R_2, \dots, R_N) + U(r_1, r_2, \dots, r_n, R_1, R_2, \dots, R_N).$$

Следовательно, энергетический спектр собственных функций, описывающих поведение электронов проводимости в неупорядоченных системах, можно представить:

$$\begin{cases} E_{d_1} = (E_a + E_{a-1}) / 2 + C_{d_1} + \xi_1 \\ \dots \\ E_{d_j} = (E_a + E_{a-1}) / 2 + C_{d_j} + \xi_j, \\ \dots \\ E_{d_m} = (E_a + E_{a-1}) / 2 + C_{d_m} + \xi_m \end{cases}$$

где E_{d_j} – дискретный j -й энергетический уровень в аморфной составляющей матрице материала; E_a – энергия a -й энергетической зоны в изолированном атоме; C_{d_j} – изменение положения j -го энергетического уровня под влиянием матрицы материала.

В простейшем приближении подобное распределение характеризует энергетическую структуру разупорядоченного материала с конечным числом неоднородностей, каждая из

которых вступает в взаимодействие с квантовой волной. Первое уравнение формирует зону проводимости и фактически определяет оптические прямые и не прямые переходы. Последующие уравнения дают количественную и качественную оценку встроенных дефектных подсимметрий. Последовательное смещение по $E_{dj} = (E_a - E_{a-1})/2 + C_{dj} + \xi_j$ в E_g для j -типа дефекта дает спектр локализованных центров. Зонная диаграмма, описывающая структуры и квантовые переходы, может быть представлена на примере рис. 1.

Первая периодическая составляющая, которую можно назвать псевдокристаллической, описывает непрерывные зоны. Вторая, дефектная, представлена периодически расположенными неоднородностями, на которых происходит локализация электронов.

Коэффициент поглощения такой структуры для точности описания необходимо первоначально разбить на две составляющие, первая, из которых отвечает за переходы в псевдокристаллической периодичности. Вторая дает возможность описать широкополосное поглощение на дефектной части материала.

Для определения каждой из составляющих необходимо понять влияние процессов формирования тонкой структуры при её росте, особенно в начальный момент, когда закладывается основная геометрия атомного строения полупроводника.

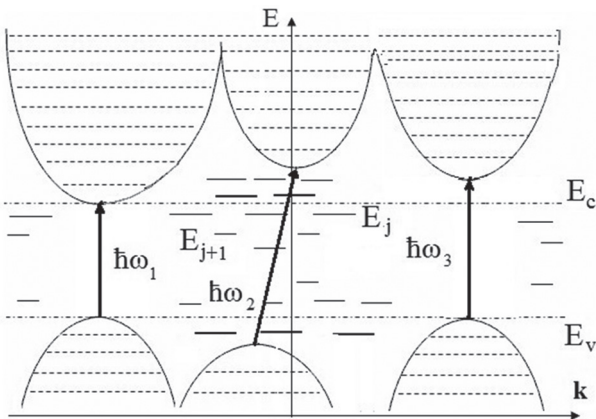


Рис. 1. Энергетическая зона аморфной матрицы

Известно, что при напылении формирование матрицы плёнки материала от слоя к слою неоднородно до некоторой толщины, зависящей как от шероховатости подложки, так и от её структуры. Кроме этого оказывают влияние рабочие режимы осаждающей установки и применяемые технические приёмы [2,3].

При напылении тонких пленок, одним из важнейших эффектов является меняющаяся плотность атомов в каждом последующем слое. Это обуславливает различное расстояние между атомами в разных слоях до выхода на определенную толщину плёнки, после которой матрица материала имеет одинаковую плотность по срав-

нению с нижними слоями до толщины d , не зависящую от толщины.

Различие в плотности означает разное расстояние между атомами, которое формирует разную ширину запрещенной зоны. Исходя из [4], взаимосвязь выражается зависимостью энергетического уровня от волнового вектора k вблизи абсолютных минимумов зоны проводимости как (рис. 1):

$$E(\vec{k}) = E(k_0) + \frac{\hbar^2[(k_x - k_{0x})^2 + (k_y - k_{0y})^2]}{2m_1} + \frac{\hbar^2(k_z - k_{0z})^2}{2m_2},$$

где m – масса электрона, $E(k_0)$ – энергия электрона в точке k_0 .

Сложность и громоздкость описания таких пленок обусловлена еще и тем, что в процессе роста периодичность построения атомов выше лежащих слоев зависит от структуры в нижних слоях. Но в процессе формирования верхние слои также воздействуют на организацию периодичности в нижних слоях, приводя к изменению ширины запрещенной зоны в них. Для упрощения дальнейших вычислений можно брать некоторую среднюю ширину запрещенной зоны. Это упрощение дает возможность описать генерацию носителей зарядов как среднестатистическую генерацию по всем слоям.

2. ПОГЛОЩЕНИЕ, ОБУСЛОВЛЕННОЕ ПЕРЕХОДАМИ ВАЛЕНТНАЯ ЗОНА – ЗОНА ПРОВОДИМОСТИ

Описанные выше предположения рассмотрения дефектов в атомной структуре как периодические позволяют использовать хорошо отработанную теорию поглощения кристаллов. В этом случае разрешенные переходы обуславливают коэффициент поглощения [1]:

$$\alpha = \frac{1}{\pi} \frac{e^2}{m^2 c n \omega} \int d^3 k |\vec{e} \vec{p}_{cv}|^2 \delta[\epsilon_c(\vec{k}) - \epsilon_v(\vec{k}) - \hbar\omega], \quad (2)$$

где \vec{e} – единичный вектор, \vec{p}_{cv} – матрица перехода для импульса, e – заряд электрона, c – скорость света, n – коэффициент преломления материала, ϵ_c – энергия зоны проводимости, ϵ_v – энергия зоны проводимости, $\hbar\omega$ – энергия перехода.

Однако необходимо определить условия, при которых эта теория работает. Принятая симметрия в структуре полупроводника должна обеспечивать эллипсоидность для поверхностей постоянной энергии электрона и дырок вблизи своих экстремумов. Допуская наличие энергетических эллипсоидов с параллельными осями в полупроводниковой пленке, мы можем записать энергии электронов и дырок в соответствующих зонах как:

$$\epsilon_c(\vec{k}) = \epsilon_c(\vec{k}_0) + \frac{\hbar^2}{2} \times \left[\frac{(k_1 - k_{01})^2}{m_{c1}} + \frac{(k_2 - k_{02})^2}{m_{c2}} + \frac{(k_3 - k_{03})^2}{m_{c3}} \right], \quad (3a)$$

$$\varepsilon_v(\vec{k}) = \varepsilon_v(\vec{k}_0) + \frac{\hbar^2}{2} \times \left[\frac{(k_1 - k_{o1})^2}{m_{v1}} + \frac{(k_2 - k_{o2})^2}{m_{v2}} + \frac{(k_3 - k_{o3})^2}{m_{v3}} \right]. \quad (3b)$$

Главные оси эллипсоидов 1, 2, 3 имеют свои эффективные массы электронов m_{ci} и m_{vi} .

Объединив эффективные массы электронов и дырок в приведенный тензор эффективных масс с компонентами $\mu_i = m_{ci} \cdot m_{vi} / (m_{ci} + m_{vi})$, можно аргумент функции δ в интеграле (2) представить в виде:

$$\varepsilon_c(\vec{k}) - \varepsilon_c(\vec{k}_0) - \hbar\omega = \frac{\hbar^2}{2} \times \left[\frac{(k_1 - k_{o1})^2}{\mu_1} + \frac{(k_2 - k_{o2})^2}{\mu_2} + \frac{(k_3 - k_{o3})^2}{\mu_3} \right] - (\hbar\omega - \varepsilon_0). \quad (4)$$

В случае разрешенного перехода, когда значения k приближаются к k_0 :

$$\vec{e}_{p_{cv}}(\vec{k}) = \vec{e}_{p_{cv}}(\vec{k}_0). \quad (5)$$

Интегрирование (2), при условиях (3a,b), (4) и (5), дает сумму по всем элементам матрицы перехода импульса, которую компактно можно представить, введя новую переменную $k_i^? = (k_i - k_{io}) / \mu_i^{1/2}$:

$$\alpha'_{per} = \frac{4\sqrt{2}e^2}{m^2cn\omega} \sum_{k_0} |\vec{e}_{p_{cv}}(\vec{k}_0)|^2 \frac{\sqrt{\mu_1\mu_2\mu_3}}{\hbar^3} (\hbar\omega - \varepsilon_0)^{1/2},$$

где ε_0 — энергия уровня перехода, а $1/\mu_i$ — сумма отношений к единицам приведенных компонентов тензоров эффективных обратных масс m_{ci} , m_{vi} .

Для начала рассмотрим разрешенные переходы. Так как α_{per} определяется вещественной частью удельной электропроводности σ , которая изотропна по направлению вектора k в области одного структурного элемента, при разделении кристаллической и аморфной матриц, вероятность поглощения имеет вид:

$$\sum_{k_0} |\vec{e}_{p_{cv}}(k_0)|^2 = 4 \frac{p_{cux}^2 + p_{cuy}^2 + p_{cuz}^2}{3}.$$

В случае стандартной зоны в точке $k_0 = 0$ однородной области псевдокристалла коэффициент поглощения приобретает вид:

$$\alpha'_{per} = \frac{2e^2}{m^2cn\omega} |\vec{e}_{p_{cv}}(0)|^2 \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{3/2} (\hbar\omega - \varepsilon_0)^{1/2},$$

где $\mu = \mu_1 = \mu_2 = \dots = \mu_i$ на основании однородности перехода по направлениям.

Переходя к поглощению в единичном объеме для j -й области псевдокристалла матрица перехода для импульса будет связана с матрицей перехода по единичному объему $\vec{p}_{cvj}(\vec{k}_0)$ интегрированием:

$$\int_v |\vec{e}_{p_{cv}}(0)|^2 dr = |\vec{e}_{p_{cvj}}(0)|^2.$$

Одним из подходов, позволяющих учесть поглощения в хвостах, образованных кристаллической частью, есть возможность суммирования комбинации от разных центров.

Так как коэффициент поглощения, обусловленный прямыми межзонными переходами, а число поглощённых в 1 см^3 в 1 с фотонов равен числу переходов W_{vc} , и если при этом через эту область проходит N_{ν} фотонов, то:

$$\alpha_{per} = \frac{W_{vc}}{N_{\nu}} = \frac{W_{vc1}}{N_{\nu}} + \frac{W_{vc2}}{N_{\nu}} + \dots + \frac{W_{vcj}}{N_{\nu}},$$

$$\alpha(\omega)_{per} = \alpha_1(\omega) + \alpha_2(\omega) + \dots + \alpha_j(\omega),$$

где α_j — коэффициент поглощения от j типа центра.

При рассмотрении всех энергетических комбинационных центров имеем:

$$\alpha_{per} = \frac{2e^2}{m^2cn\omega} |\vec{e}_{p_{cv1}}(0)|^2 \left(\frac{2\mu_1}{\hbar^2} \right)^{3/2} (\hbar\omega - \varepsilon_{01})^{1/2} + \frac{2e^2}{m^2cn\omega} |\vec{e}_{p_{cv2}}(0)|^2 \left(\frac{2\mu_2}{\hbar^2} \right)^{3/2} (\hbar\omega - \varepsilon_{02})^{1/2} + \dots + \frac{2e^2}{m^2cn\omega} |\vec{e}_{p_{cvR}}(0)|^2 \left(\frac{2\mu_j}{\hbar^2} \right)^{3/2} (\hbar\omega - \varepsilon_{0R})^{1/2}.$$

Приводя подобные получаем:

$$\alpha_{per} = \frac{2e^2}{m^2cn\omega} \sum_{j=1}^R |\vec{e}_{p_{cvj}}(0)|^2 \left(\frac{2\mu_j}{\hbar^2} \right)^{3/2} (\hbar\omega - \varepsilon_{0j})^{1/2}.$$

В случае рассмотрения тензора эффективных обратных масс, т. к. принята модель периодического поля в структуре, можно предположить её однородность для разных комбинационных центров в псевдокристалле:

$$\sum_{j=1}^R \left(\frac{2\mu_j}{\hbar^2} \right)^{3/2} f = \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{3/2} \sum_{j=1}^R f,$$

где μ является средним значением, которое можно получить экспериментально. Тогда коэффициент поглощения представляется как:

$$\alpha_{per} = \frac{2e^2}{m^2cn\omega} \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{3/2} \sum_{j=1}^R |\vec{e}_{p_{cvj}}(0)|^2 (\hbar\omega - \varepsilon_{0j})^{1/2}.$$

Вид зон, валентной и проводимости, обусловливается наличием неоднородностей, следовательно существуют зависимости $p_{cvj} \sim b_j$, а $\varepsilon_{0j} \sim \xi_{\phi}$. Однако, при рассмотрении плёнок аморфных материалов следует учитывать, что существует зависимость ширины запрещенной зоны от ее толщины. Эта зависимость особенно от нулевой до некоторой толщины L , в которую поместится t атомных слоёв. Исходя из того, что параметры каждого слоя несильно меняются от слоя к слою, выполняется утверждение:

$$\varepsilon_{0j(n)} - \varepsilon_{0j(n-1)} \approx \varepsilon_{0j(n+1)} - \varepsilon_{0j(n)=\Delta} \varepsilon_{0j} \rightarrow 0.$$

Таким образом, если у нас имеется t атомных слоёв материала, а z количество атомных слоёв в единице объёма, то:

$$\alpha_{per} = \frac{2ze^2}{m^2 c t n \omega} \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{3/2} \sum_{n=1}^t \sum_{j=1}^R |\vec{e} \vec{p}_{cvjn}(0)|^2 (\hbar\omega - \varepsilon_{0jn})^{1/2}. \quad (6)$$

В случае с запрещенными переходами для однородной структуры:

$$\alpha_{for} = \frac{2e^2}{3m^2 c n \omega} \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{5/2} \left| \frac{\partial}{\partial k} \vec{e} \vec{p}_{cv}(0) \right|^2 (\hbar\omega - \varepsilon_0)^{3/2}.$$

Используя модельные представления о разрешенных переходах, получаем для коэффициента поглощения:

$$\alpha_{for} = \frac{2e^2}{3m^2 c n \omega} \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{5/2} \sum_{j=1}^{R'} \left| \frac{\partial}{\partial k} [\vec{e} \vec{p}_{cvj}(0)] \right|^2 (\hbar\omega - \varepsilon_{0j})^{3/2},$$

а для плёнки слоёв:

$$\alpha_{for} = \frac{2ze^2}{3m^2 c t n \omega} \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{5/2} \times \sum_{n=1}^t \sum_{j=1}^{R'} \left| \frac{\partial}{\partial k} [\vec{e} \vec{p}_{cvjn}(0)] \right|^2 (\hbar\omega - \varepsilon_{0nj})^{3/2}. \quad (7)$$

Таким образом, для кристаллической составляющей коэффициент поглощения в упрощённой модели будет:

$$\alpha_c = \alpha_{per} + \alpha_{for}.$$

3. ПОГЛОЩЕНИЕ, ПРОИСХОДЯЩЕЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УРОВНЕЙ В ЗАПРЕЩЕННОЙ ЗОНЕ

На рис. 2 продемонстрированы переходы с использованием дефектной составляющей, которые дают свой вклад в процесс рекомбинации светового потока.

Изменение ширины запрещенной зоны в зависимости от формирования плёнки вносит в некоторые типы дефектов изменения, связанные с внешним энергетическим распределением поля.

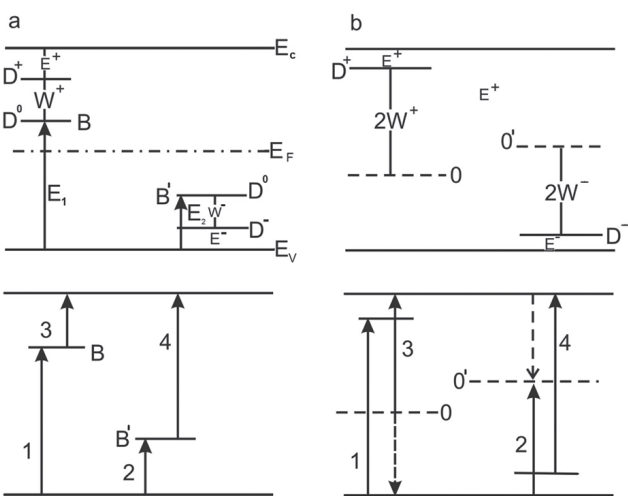


Рис. 2. Энергетические уровни в запрещённой зоне полупроводника, содержащего дефекты D+ и D- (слева показаны тепловые переходы, а справа – оптические переходы)

Таким образом, поглощающая возможность каждого из центров аморфной структуры может быть представлена как [5]:

$$\alpha_a(\lambda) = \frac{4\pi e^2 \Delta N_{nm} \omega^2 \gamma}{c m [(\omega_{nm}^2 - \omega^2)^2 + \omega^2 \gamma^2]},$$

где γ — коэффициент, характеризующий затухание, ΔN_{nm} — разность населённостей уровней n и m , которая определяется:

$$\Delta N_{nm} = N_m - (g_m / g_n) N_n,$$

где g_m и g_n — статистические веса заселённости уровней.

Таким образом, для j -го центра мы получаем:

$$\alpha_{aj}(\lambda) = \frac{4\pi e^2 \Delta N_j \omega^2 \gamma_j}{c m [(\omega_j^2 - \omega^2)^2 + \omega^2 \gamma_j^2]}, \quad (8)$$

здесь $\omega_j = \omega_{nm}$ и $\Delta N_j = \Delta N_{nm}$.

Так как поглощение аморфной составляющей является суммой поглощения каждого из дефектов,

$$\alpha_a(\lambda) = \sum_{j=1}^K \alpha_{aj}(\lambda), \quad (9)$$

где K — количество центров поглощения в аморфной составляющей.

Объединяя (8) и (9), получаем:

$$\alpha_a(\lambda) = \sum_{j=1}^K \frac{4\pi e^2 \Delta N_j \omega^2 \gamma_j}{c m [(\omega_j^2 - \omega^2)^2 + \omega^2 \gamma_j^2]}.$$

При рассмотрении поглощения аморфной составляющей имеем:

$$\Delta N_j = s_j b_j,$$

где s_j — функция, связывающая количество данной моды колебания b_j с разностью населённостей уровней n и m , получаем:

$$\alpha_a(\lambda) = \sum_{j=1}^K \frac{4\pi e^2 s_j b_j \omega^2 \gamma_j}{c m [(\omega_{nmj}^2 - \omega^2)^2 + \omega^2 \gamma_j^2]}.$$

А также, используя модельные представления энергетических переходов между уровнями ξ_j дефектной составляющей плёнки [3], коэффициент поглощения можно представить как:

$$\alpha_a(\lambda) = \sum_{j=1}^K \frac{4\pi e^2 s_j b_j \omega^2 \gamma_j}{c m \left[\left(\left(\xi_j + \frac{E_g}{2} \right)_j^2 - \omega^2 \right)^2 + \omega^2 \gamma_j^2 \right]}.$$

При рассмотрении плёнки, т. к. некоторые типы дефектов зависят от окружающего их потенциала, влияние которого можно учесть смещением на величину $\Delta \xi_{nj}$, для t слоёв получаем:

$$\alpha_a(\lambda) = \sum_{n=1}^t \sum_{j=1}^K \frac{4\pi e^2 s_{jn} b_j \omega^2 \gamma_{jn}}{c m_0 \left[\left(\left(\xi_j + \frac{E_{gn}}{2} + \Delta \xi_{nj} \right)_{jn}^2 - \omega^2 \right)^2 + \omega^2 \gamma_{jn}^2 \right]}. \quad (10)$$

ВЫВОДЫ

Таким образом, вышеприведённая физико-математическая модель показывает, что коэффициент поглощения аморфных полупроводников, используемых в качестве активных слоёв оптоэлектронных приборов, возможно представить, как сумму псевдокристаллической и аморфной составляющих.

Для плёночных структур, размеры рабочих слоев которых составляют порядка 100 нм, необходимо учитывать влияние переходного слоя кристалл – аморфный материал. В зависимости от разности шагов атомных решеток и степени шероховатости исходной поверхности переходная область может составлять от 5 до 100 нм, давая при этом градиент псевдозапрещенной зоны. В этом случае необходимо учитывать изменения ширины запрещенной зоны E_{gn} , градиент которой можно определить как предел:

$$\lim_{x \rightarrow L} \frac{dE_{gn}}{dx} \rightarrow 0,$$

стремящийся к нулю при приближении к некоторой характеристической длине L . В этом случае запрещенная зона E_{gn} становится равной $E_g = \text{const}$ псевдокристаллической части плёнки, а суммирование всех составляющих (6), (7) и (10):

$$\begin{aligned} \alpha = & \frac{2ze^2}{m^2 c t n \omega} \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{3/2} \sum_{n=1}^t \sum_{j=1}^R |\vec{e} \vec{p}_{cvjn}(0)|^2 (\hbar\omega - \varepsilon_{0jn})^{1/2} + \\ & + \frac{2ze^2}{3m^2 c t n \omega} \left(\frac{2\mu}{\hbar^2} \right)^{5/2} \sum_{n=1}^t \sum_{j=1}^{R'} \left| \frac{\partial}{\partial k} [\vec{e} \vec{p}_{cvjn}(0)] \right|^2 (\hbar\omega - \varepsilon_{0nj})^{3/2} + \\ & + \frac{4\pi e^2}{c m_0} \sum_{n=1}^t \sum_{j=1}^K \frac{s_{jn} b_j \omega^2 \gamma_{jn}}{t} \left[\left(\left(\xi_j + \frac{E_{ng}}{2} + \Delta \xi_{nj} \right)_{nmjn}^2 - \omega^2 \right)^2 + \omega^2 \gamma_{jn}^2 \right] \end{aligned}$$

даёт общий коэффициент поглощения сложной аморфной структуры активного слоя полупроводникового прибора.

Литература

- [1] Ансельм И.А. Введение в теорию полупроводников. – М.: Наука, 1978.
- [2] Мазинов А.С., Лисовец Е.В., Каравайников А.В. Влияние концентрации водорода в магнетронной камере на гидрирование кремниевой аморфной пленки // Вестник СумГУ. – 2004. – Т.10. – С. 101–106.
- [3] Мазинов А.С., Бахов В.А. Наздеркин Е.А. Локализованные состояния наноразмерных полупроводниковых структур //19-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009) : материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 14 - 18 сент. 2009 г.). – Севастополь: Вебер. – 2009. – Т. 2. – С. 623–624.
- [4] Рыбкин В.В., Титов В.А., Смирнов С.А. Физика твёрдого тела. Иваново.– 2001.
- [5] Королёв Ф.А. Теоретическая оптика. – М., 1966.

Поступила в редакцию 22.07.2013



Мазинов Алим Сейт-Аметович, канд. тех. наук, доцент кафедры радиофизики и электроники ТНУ. Научные интересы: тонкопленочные структуры, наноразмерная электроника.



Бахов Валерий Андреевич, аспирант каф. радиофизики и электроники ТНУ. Научные интересы: тонкопленочные аморфные структуры.



Быков Михаил Александрович, канд. физ.-мат. наук, ассистент каф. Прикладной механики, физики и математики ЮФ НУБиП Украины «Крымский агротехнологический университет». Научные интересы: аморфные тонкопленочные фотопреобразователи.

УДК 519.713

Опис взаємодії фотонів з аморфними плівковими структурами / А.С. Мазинов, В.А. Бахов, М.О.Быков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 447–451.

У цій статті запропоновано модель, що описує квантову взаємодію фотонів з аморфними плівковими напівпровідниковими структурами. Встановлено, що коефіцієнт поглинання активних шарів плівкових напівпровідникових приладів представляється як сума псевдокристалічної і аморфної складової. Показано, що для плівкових структур розмірами робочих шарів близько 100 нм необхідно враховувати вплив перехідного шару кристал – аморфний кремній. Залежно від різниці кроків атомних решіток і шорсткості початкових поверхонь підкладок, перехідна область може складатися від 5 до 100 нм.

Ключові слова: коефіцієнт поглинання, плівкові напівпровідникові структури, аморфний кремній.

Л.: 02. Бібліогр.: 05 найм.

UDC 519.713

Description of interaction of quantum radiation with amorphous film structures / A.S. Mazinov, V.A. Bahov, M.A. Bykov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 447–451.

This paper proposes a model describing the quantum interaction of an optical wave with amorphous thin-film semiconductor structures. It is found that the coefficient of absorption of active layers of film semiconductor devices appears as a sum of pseudocrystalline and amorphous components. It is shown that film structures having about 100 nm working layers require taking into account the influence of a transitional crystal – amorphous silicon layer. Depending on the difference of steps of atomic lattices and degree of roughness of initial surfaces of substrates, a transitional area can make up from 5 to 100 nm.

Keywords: coefficient of absorption, film semiconductor structures, amorphous silicon.

Fig.: 02. Ref.: 05 items.

ВЫСОКОЛОКАЛЬНЫЙ СВЧ НАГРЕВ ПОЛУПРОВОДНИКОВ И ДИЭЛЕКТРИКОВ

Ю.Е. ГОРДИЕНКО, Д.А. ПОЛЕТАЕВ, А.М. ПРОКАЗА, Н.И. СЛИПЧЕНКО

Предложены принципы осуществления высоколокального СВЧ нагрева полупроводниковых материалов с целью их сканирующего перелегирования, оксидирования, отжига и других термических модификаций, которые используются в микро- и нанотехнологиях. Показана возможность создания СВЧ ближнеполевого аппликатора на основе конусного коаксиального зонда. Проведены численные исследования пространственно-временного распределения температуры в области воздействия такого аппликатора в зависимости от электрофизических параметров полупроводникового материала и конструктива зонда.

Ключевые слова: СВЧ модификация, тепловыделение, конусный коаксиальный СВЧ зонд, апертура, аппликатор.

ВВЕДЕНИЕ

Применение энергии СВЧ электромагнитного поля для нагревания различных сред широко известно и всесторонне исследовано [1]. Как правило, перед разработчиками различных направлений практического использования этого метода стояли задачи обеспечения пространственно однородного СВЧ нагрева. Задача локализации возникала реже, например, при гипертермии опухолей, и имела макроразмерный характер. Микроразмерный разогрев может стать актуальным в интересах модификации микрообъектов и, в особенности при микро- и нанотехнологиях для микро- и наноэлектроники [2]. Практическая возможность микролокализации СВЧ нагрева появилась с разработкой ближнеполевых источников СВЧ излучения, в частности, для сканирующей микроволновой микроскопии [3, 4].

В работах [5] впервые экспериментально осуществлен СВЧ локальный разогрев различных материалов с целью сверления малоразмерных отверстий в них, а в [6] впервые показана возможность перелегирования кремния СВЧ локальным. Эти работы дают основание считать реальной перспективу использования указанных источников СВЧ излучения в технологии микро- и наноэлектроники. Однако, для достижения микронных и субмикронных локализаций СВЧ разогрева необходимо решать проблему оптимального тепловыделения и теплоотвода. Для этого необходима приемлемая теория метода, адаптированного к специфике ближнеполевых СВЧ излучателей с коаксиальной апертурой [7].

Целью данной работы является теоретическое исследование особенностей локализации СВЧ разогрева полупроводниковых и диэлектрических объектов на основе совместного решения электродинамической и тепловой задач для ближнеполевых источников СВЧ излучения с коаксиальной апертурой.

В задачи исследований входило:

- установление пространственного распределения энергии ближнего СВЧ поля коаксиально апертурных излучателей в зависимости от геометрии апертуры и электрофизических параметров полубесконечной среды;
- нахождение пространственно-временного распределения температуры в объекте при различных длительностях СВЧ воздействия.

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Практика постановки и развития СВЧ томографии и сканирующей СВЧ микроскопии показала, что для достижения высокой локальности взаимодействия датчика с объектом исследования перспективно использовать так называемый ближнеполевой вывод зондирующего СВЧ излучения. Физическая природа такого вывода не является волновой, в связи с чем локализация не ограничивается принципом Аббе. Наиболее эффективными ближнеполевыми СВЧ зондами оказались коаксиальные структуры с открытым торцом и центральным проводником, заканчивающимся острием. Локальность такого зонда определяется сечением острия и слабо зависит от диаметра наружной части коаксиала.

В работах по микроволновой микроскопии обоснована целесообразность использования конусных коаксиальных зондов [8]. На рис. 1 схематично изображен такой зонд, который может также использоваться для высоколокального СВЧ воздействия на различные объекты. Подчеркнем, что конусность коаксиала в этом применении позволяет согласовать СВЧ источник с объектом в широком частотном диапазоне, а также в диапазоне возможных изменений электрофизических параметров объекта.

Электродинамическое функционирование такого зонда в деталях обсуждалось в цитированных выше статьях. Применительно к поставлен-

ным в данной работе задачам необходимо исследовать его функционирование как нагревателя. Теоретические аспекты могут охватывать физику процессов СВЧ тепловыделения и установления распределения температуры в объекте, а также количественные оценки зависимости этих процессов от параметров СВЧ зонда и электрофизических свойств объекта.

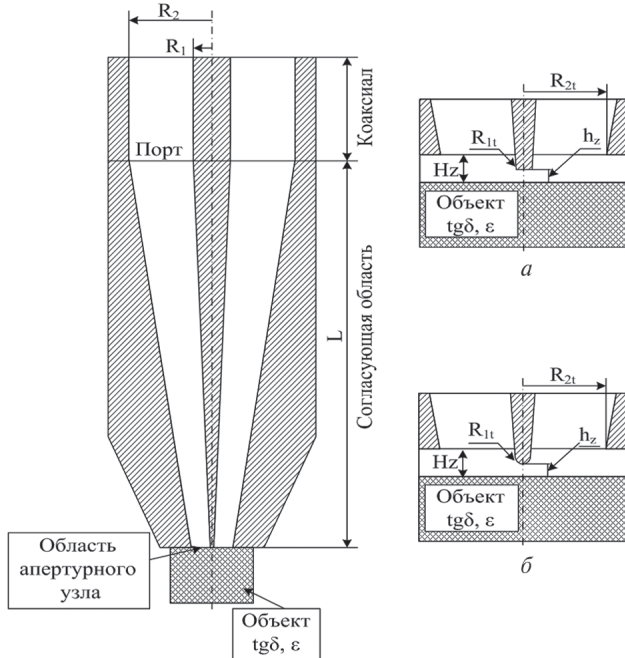


Рис. 1. Схематическое изображение конусного коаксиального излучателя и его апертурного узла с различной формой острия: а – плоское; б – сферическое

Ввиду сложности аналитического описания такой системы теоретические исследования возможны только лишь численными методами.

В частности, исходя из осесимметричности геометрии зонда и целесообразности его работы на низшем типе волны в питающей и согласующих частях коаксиала, электродинамическое моделирование СВЧ поля во всей системе может базироваться на аналитической формулировке в виде следующей записи уравнений Максвелла:

$$\frac{\partial E_r}{\partial t} = (\epsilon\epsilon_0)^{-1} \left(\frac{\partial H_\phi}{\partial z} + \sigma E_r \right); \quad (1)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = (\epsilon\epsilon_0)^{-1} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial(rH_\phi)}{\partial r} - \sigma E_z \right); \quad (2)$$

$$\frac{\partial H_\phi}{\partial t} = (\mu\mu_0)^{-1} \left(\frac{\partial E_z}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{\partial z} \right), \quad (3)$$

где ϵ_0 и μ_0 — диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума; E_r , H_r , E_z , H_z — напряженности СВЧ поля в свободном пространстве и исследуемой среде.

Для нахождения пространственно-временного распределения СВЧ поля в объекте под зондом, необходимо учитывать следующие граничные условия.

На проводящих стенках коаксиального волновода:

$$E_\tau(R_{ст}, z) = \frac{1+j}{\sigma\delta_{ст}} [\vec{H}, \vec{n}_0];$$

$$[\vec{H}, \vec{n}_0] = \vec{J}_s, \quad (4)$$

где E_τ — тангенциальная составляющая напряженности СВЧ электрического поля; \vec{J}_s — вектор поверхностной плотности тока; \vec{n}_0 — вектор нормали к границе;

На границе «свободное пространство — полупроводник»:

$$E_{1n} = \epsilon_2 E_{2n}; \quad E_{1\tau} = E_{2\tau};$$

$$[\vec{n}_0, (\vec{H}_1 - \vec{H}_2)] = \sigma \vec{E}_2 = \omega\epsilon\epsilon_0 \operatorname{tg}\delta \vec{E}_2, \quad (5)$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость; σ — удельная электропроводимость материала стенок; $\delta_{ст}$ — глубина скин-слоя в стенках.

Для расчета тепловых процессов в объекте, подвергнутом локальному СВЧ воздействию, необходимо решать нестационарное уравнение теплопроводности с тепловыми источниками, которые распределяются в нем исходя из решения предыдущей электродинамической задачи. С учетом осесимметричности рассматриваемой модели это уравнение имеет вид:

$$c\rho \frac{\partial T(r, z)}{\partial t} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[\lambda r \frac{\partial T(r, z)}{\partial r} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\lambda \frac{\partial T(r, z)}{\partial z} \right] + q(r, z, t), \quad (6)$$

где $T(r, z)$ — искомое пространственное распределение температуры в объеме; c — удельная теплоемкость материала объекта; λ — коэффициент теплопроводности; ρ — его удельная плотность; $q(r, z, t)$ — удельная мощность тепловых источников.

При решении этого уравнения на границах объекта должны выполняться условия:

$$\frac{\partial T}{\partial n} \Big|_{гр} = -\frac{\alpha}{\lambda} (T_{пов} - T_{о,ср}), \quad (7)$$

где α — коэффициент теплопередачи поверхности объекта; $T_{пов}$ — температура поверхности объекта; $T_{о,ср}$ — температура окружающей среды.

Удельная мощность тепловыделения источников выражается соотношением:

$$q(r, z, t) = \sigma (E_r^2 + E_z^2). \quad (8)$$

В общем случае параметры ϵ , σ , $\operatorname{tg}\delta$, c , λ , α могут зависеть как от координат, так и от температуры. При исследованиях процессов локального СВЧ теплового воздействия следует выделять их температурную зависимость, влияние которой может проявляться в так называемом режиме с обострением [9, 10].

Однако в общем виде подобная задача оказывается сложной даже при постановке об-

щего направления решения. Поэтому на первом этапе будем исключать как пространственную, так и временную зависимость этих параметров. Ограничимся только установлением особенностей пространственно-временного распределения температуры в объекте с учетом неоднородного тепловыделения. Важным проявлением этих особенностей, исходя из практических задач, следует считать минимизацию локальности нагрева и достижимость заданного диапазона температуры. Очевидно, что локализация нагрева в первую очередь определяется локализацией источников и нивелируется теплопроводностью. Скорость увеличения температуры максимальна в области источников и контролируется произведением ($c \cdot \rho$). Однако, в связи с высокой локализацией источников и неоднородностью их распределения от центра к периферии необходима количественная детализация этих процессов для понимания возможного направления решения указанных выше практических задач. Учитывая недостаточность исследований по локализации СВЧ поля до микронного и субмикронного масштаба и решению тепловых задач для таких областей, в данной работе выполнены численные исследования путем совместного решения уравнений (1–3, 6) методом конечных элементов [11].

2. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИСТОЧНИКОВ

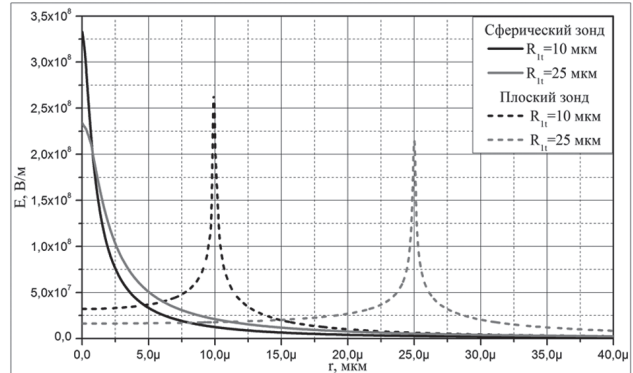
Из соотношения (8) следует, что распределение тепловых источников при исследуемом локальном СВЧ нагреве одновременно определяется пространственно-временным распределением СВЧ поля в объекте под воздействием на него зондом, так и электрофизическими параметрами ϵ и $\text{tg} \delta$ материала объекта в этой области. Параметр $\text{tg} \delta$ в смысле влияния его величины на сканирование является более общим по сравнению с удельной электропроводностью σ . Он позволяет учитывать как разогрев материала за счет СВЧ колебаний решетки, так и за счет повышения энергии свободных носителей заряда

$$\text{tg} \delta = \text{tg} \delta_{\text{реш}} + \frac{\sigma}{\omega \epsilon \epsilon_0} . \tag{9}$$

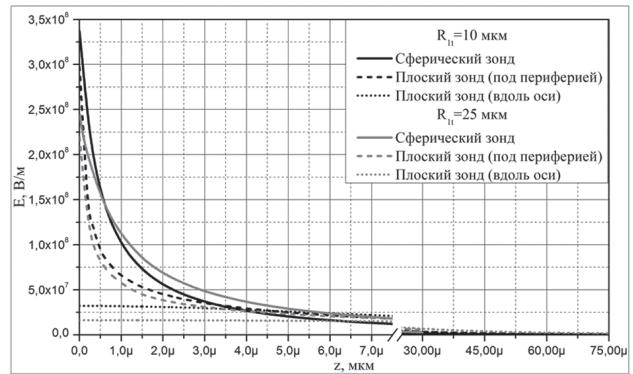
Из работ по исследованию распределения поля в апертуре наиболее высоколокальных трехмерных СВЧ излучателей коаксиального типа [12] известно, что его характер существенно зависит от формы острия апертурно образующего центрального проводника коаксиала. Это физическое обстоятельство обуславливает значительные отличия пространственного распределения соответствующих тепловых источников для различных зондов. Будем, как и в микроволновой микроскопии, условно характеризовать форму острия по доли сферичности и плоскостности при заданном значении радиуса R_{1t} сечения выходящего конца центрального проводника. Весь спектр ожидаемых распределений СВЧ поля бу-

дет располагаться между сферическим и плоским остриями.

На рис. 2 а, б приведено в сравнении для одинакового значения питающей СВЧ мощности распределение напряженности электрического СВЧ поля по поверхности объекта (а) и по его глубине вдоль оси зонда (б) при $\epsilon = 12$ и $\text{tg} \delta = 0,1$ для двух значений радиуса острия.



а



б

Рис. 2. Сравнение распределения СВЧ электрического поля для различных форм острий зонда

Численные исследования выполнялись на частоте 8 ГГц для следующей геометрии зонда: $L = 81$ мм; $R_1 = 1,9$ мм; $R_2 = 8$ мм; $R_{1t} = 10$ мкм и 25 мкм; $R_{2t} = 600$ мкм; $h_z = 10$ мкм; $\epsilon = 12$; $\text{tg} \delta = 0,1$.

Из представленных данных видно, что в случае сферического острия распределение поля близко к полусферическому, а в случае плоского острия существенно не сферическое (называемое нами «трубчатым»). Следовательно, для реальных острий распределение СВЧ поля нельзя считать сферическим.

На рис. 3 представлено влияние ϵ и $\text{tg} \delta$ материала объекта на распределение СВЧ электрического поля зонда вдоль радиуса объекта (рис. 3, а) и вдоль его оси (рис. 3, б) при сферическом острии радиусом $R_{1t} = 25$ мкм. Из него видно, что увеличение $\text{tg} \delta$ ослабляет поле в объекте, как и увеличение диэлектрической проницаемости ϵ . Однако, проявление зависимости от $\text{tg} \delta$ начинается только при $\text{tg} \delta > 0,1$ и особенно усиливается при $\text{tg} \delta > 1$. Для полупроводников при этом бу-

дет одновременно играть роль ослабление поля носителями заряда за счет потерь энергии на них и экранирования.

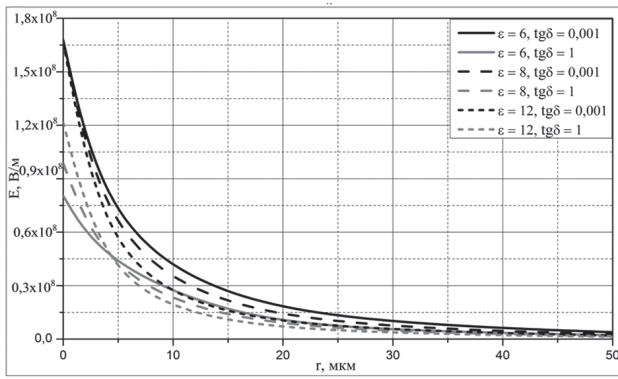
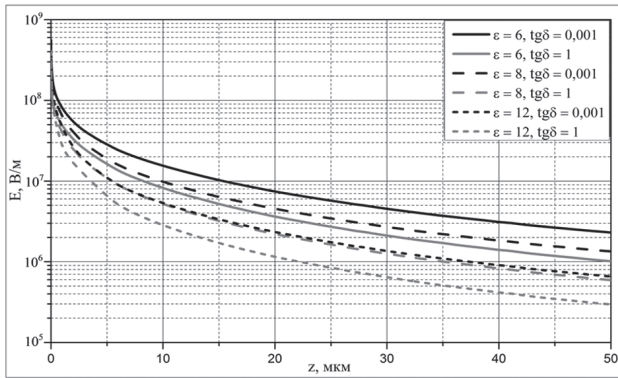


Рис. 3. Влияние параметров объекта на пространственное распределение СВЧ электрического поля зонда

Особенно сильно влияет на распределение поля зонда в области объекта величина зазора h_z . На рис. 4 показано это влияние при сферической форме острия зонда с $R_{1r} = 10$ мкм. В первую очередь это влияние проявляется в ослаблении поля по глубине (рис. 4, а) Влияние зазора на распределение поля в объекте ($z = +0$) по радиусу отражается только через общее его ослабление зазором (рис. 4, б).

Соответствующее этим особенностям распределение тепловых источников, создаваемых в объекте исследуемым СВЧ зондом с коаксиальной апертурой, представлено на рис. 5 и рис. 6.

Из них видно, что пространственное распределение тепловыделения качественно повторяет при различных $tg\delta$ (рис. 5) распределение СВЧ поля. Влияние $tg\delta$ проявляется количественно. Влияние радиуса и формы острия, как и должно следовать из соотношения (8) несет отпечаток зависимости поля E от этих параметров.

Следует обратить внимание на то, что при сферической форме острия уменьшение его сечения (R_{1r}) способствует увеличению тепловыделения по центру апертуры и уменьшения его периферии. Другими словами, локализация тепловыделения таким способом увеличивает одновременно энергетику в центре. Для плоской

формы острия это не характерно даже в “пиках” распределения поля.

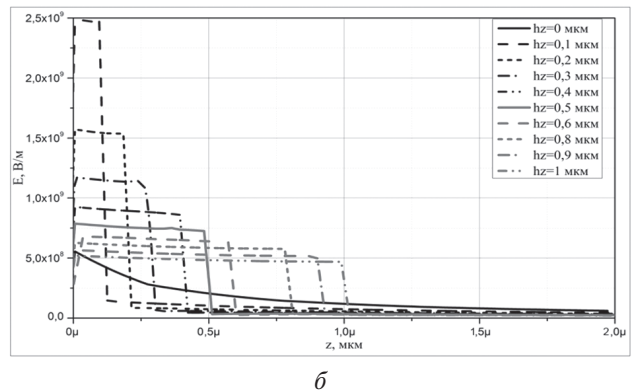
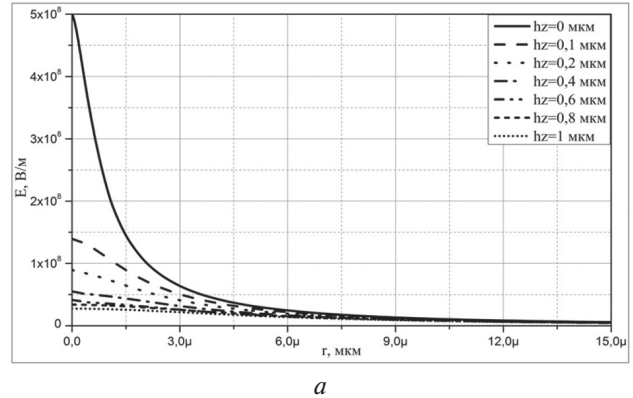


Рис. 4. Влияние величины зазора на пространственное распределение СВЧ поля

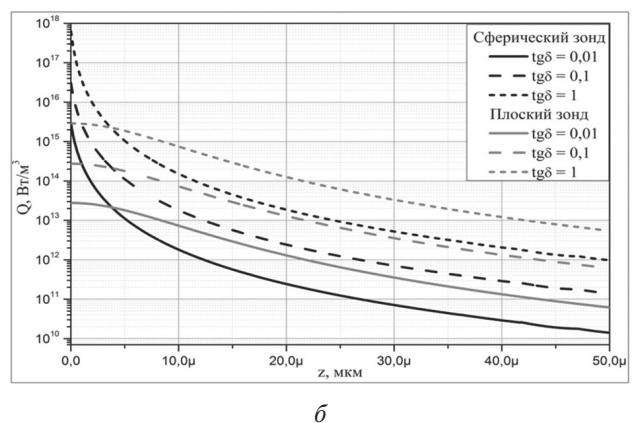
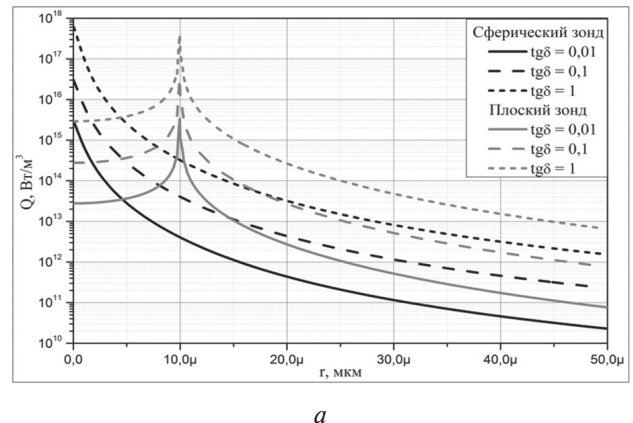
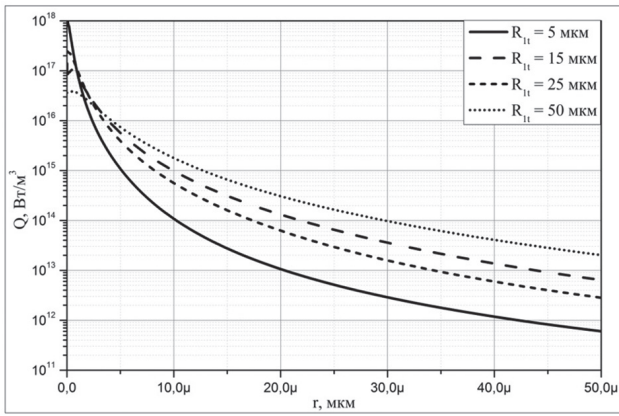
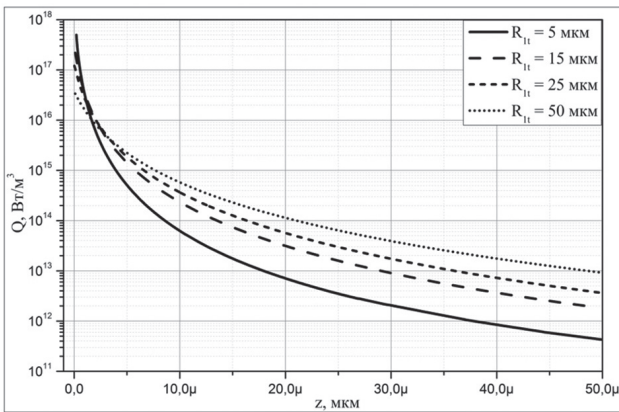


Рис. 5. Пространственное распределение СВЧ тепловыделения на поверхности объекта (а) и вдоль его оси (б) при различной форме острия



а



б

Рис. 6. Пространственное распределение тепловыделения на поверхности объекта (а) и вдоль его оси (б) в зависимости от радиуса сферического острия при $\epsilon = 12$ $\text{tg} \delta = 1$

3. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

Численное исследование процессов установления распределения температуры в объекте при локальном СВЧ воздействии зондом с коаксиальной апертурой осуществлено решением уравнения (6) при оговоренных граничных условиях. Соответствующие результаты иллюстрируют исследование пространственно-временного распределения температуры приведенными ниже рисунками.

Прежде всего представляет интерес исследовать динамику времени установления температуры в характерных точках объекта под зондом. Такими точками являются те, что относятся к предполагаемому максимуму температуры: $r = 0; z = 0$ для сферичного острия и $r = R_{1t}; z = 0$ для плоского острия. В этих точках, как показано выше, имеет место максимум тепловыделения. В точках $r = R_{1t}; z = 0$ и $r = 0; z = R_{1t}$ будут отражаться количественно временные особенности установления температуры за счет переноса выделенного в указанных выше точках тепла путем теплопроводности. Рис. 7, б показывает эти особенности и демонстрирует возможности определения соответствующих характеристических времен при использовании сферического острия

радиусом $R_{1t} = 10$ мкм и параметров материала $\epsilon = 12, \text{tg} \delta = 0.1$.

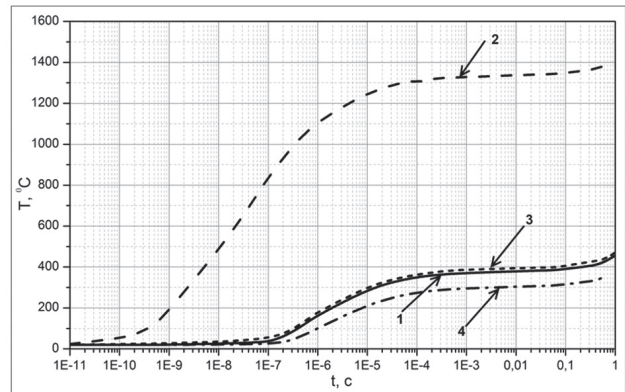
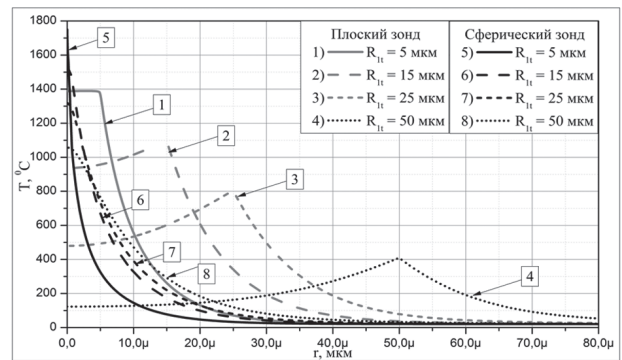
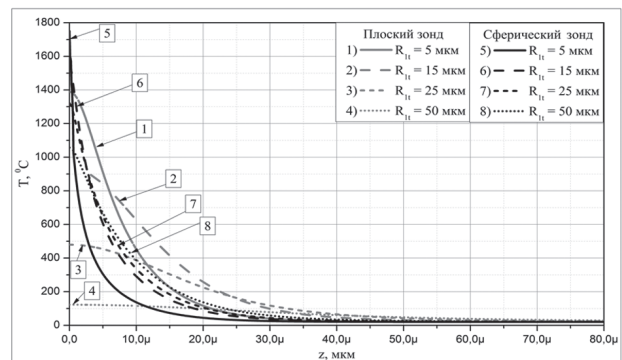


Рис. 7. Динамика установления пространственного распределения температуры в различных точках объекта 1) $r = 0, z = 10$ мкм; 2) $r = 0, z = 0$; 3) $r = 10$ мкм, $z = 0$; 4) $r = 10$ мкм; $z = 10$ мкм

Особенности пространственного распределения температуры представлены на рис. 8, а, б для сферической и плоской формы острия. Эти результаты получены при времени воздействия больше необходимого для установления динамического равновесия ($t = 1$ мкс). Для сферической формы острия размеры области нагрева существенно меньше зависят от радиуса R_{1t} по сравнению с плоской формой. При этом для плоской формы характерно достижение менее высоких температур по сравнению со сферическим острием.



а



б

Рис. 8. Пространственное распределение температуры по поверхности объекта (а) и по его глубине вдоль оси (б) для различных значений радиуса сферического и плоского острий

Влияние величины зазора на распределение установившейся температуры, как и предполагалось выше, оказывается очень существенным уже в диапазоне от 0 до 1,0 мкм (рис. 9, а, б).

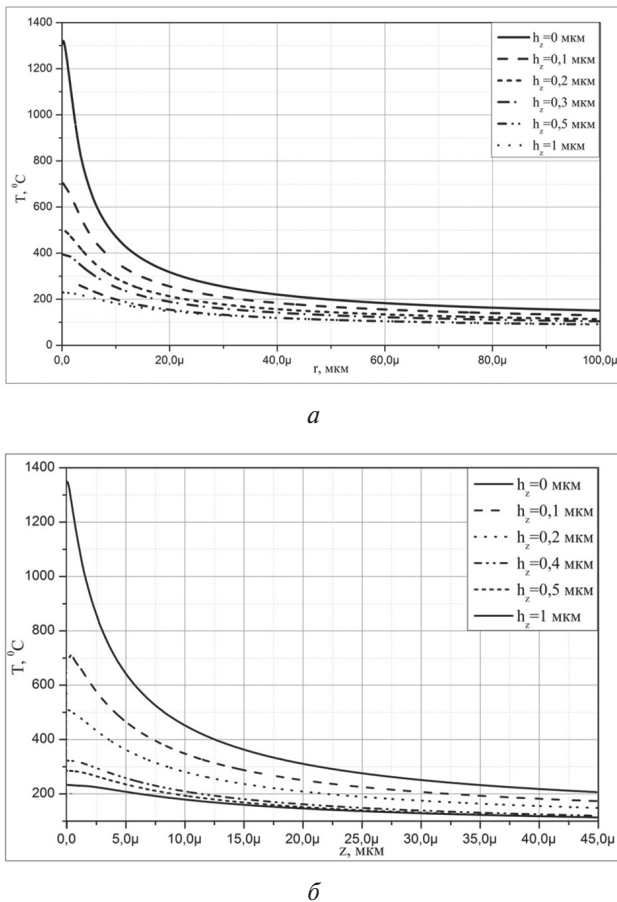


Рис. 9. Влияние зазора на распределение температуры вдоль радиуса объекта (а) и вдоль его оси (б)

При этом с увеличением зазора проявляется резкое снижение достигаемой температуры, как на поверхности, так и в объеме объекта.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований показана возможность создания на основе конусного коаксиального СВЧ зонда, свойства которого широко изучены, СВЧ ближнеполевого аппликатора для высокочастотной (менее 10 мкм²) модификации различных материалов в технологии микро- и нанoeлектроники. Представлено и проанализировано пространственно-временное распределение как тепловыделения ближнеполевого СВЧ излучения, так и установление температуры, вызванное его воздействием в зависимости от электрофизических параметров модифицируемого материала и геометрии зонда аппликатора.

Определены граничные температуры разогрева от 50 °С до 10⁴ °С, которые регулируются СВЧ мощностью от 10 до 10³ Вт разной длительности воздействия. Выбором длительности и

скважности импульса можно обеспечить оптимальный режим разогрева до нужной температуры без ухудшения локальности, которая определяется размерами и формой острия СВЧ аппликатора. Возможность работы в режиме “с обострением” по-видимому позволит повысить локальность модификации и снижение рабочей СВЧ мощности.

Литература

- [1] Диденко А.Н. СВЧ энергетика: Теория и практика // М.: Наука, 2003. — 446 с.
- [2] Thompson K., Booske J. H., Ives R.L., Lohr J., Gorelov Y., Kajiwara K. Millisecond microwave annealing: Driving microelectronics nano // J. Vac. Sci. Technol. B 23 3, May/June 2005. — P. 970–977.
- [3] Anlage S.M., Talanov V.V., Schwartz A.R. Principles of Near-Field Microwave Microscopy // Scanning Probe Microscopy: Electrical and Electromechanical Phenomena at the Nanoscale, V. 1, SpringerVerlag, New York, 2007. — P. 215–253.
- [4] Гордиенко, Ю.О. Сканирующая микровольновая микроскопия як інтелектуальна вимірювальна система / Інтелектуальні вимірювальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління: монографія // за ред. Лепіха Я.І., Романова В.О. — Одеса: Астропринт, 2011. — С. 176–246.
- [5] Jerby E., Dikhtyar V. Drilling into hard non-conductive materials by localized microwave radiation // Trends in Microwave and HF Heating, Springer Verlag, 2002. — P. 1–9.
- [6] Livshits P., Dikhtyar V., Anberg A., Shahadi A., Jerby E. Local doping of silicon by a point-contact microwave applicator // Microelectronic Engineering. — 2011. — Vol. 88. — P. 2831–2836.
- [7] Гордиенко Ю.О., Ларкин С.Ю., Ленков Я.І., Проценко В.О., Ваків М.М. Теоретичні аспекти моделювання та проектування резонаторних зондів для скануючої микровольнової микроскопії // Сенсорна електроніка і мікросистемні технології, 2011, Т. 2 (8), № 3. — С. 97–107.
- [8] Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Яцкив А.М. Ближнеполевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора // Радиотехника: науч.-тех. сб. — Х.: ХНУРЭ, 2009. — Вып. 159. — С. 309–314.
- [9] Jerby E., Aktushev O., Dikhtyar V. Theoretical analysis of the microwave-drill near-field localized heating effect // Journal of Applied Physics. — 2004. — Vol. 97.
- [10] Meir Y., Salzberg A., Jerby E. Hotspot induced by low-power microwave drill — transistor-based localized heaters and their new applications // Proc. Ampere 13th Int'l Conf., Toulouse, France, 2011. — P. 201–204.
- [11] Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР // М., 2008. — 276 с.
- [12] Gordienko Yu.E., Larkin S.Yu., Prokaza A.M. Quantitative estimation of physical processes at a contactless scanning microwave microscopy // Telecommunications and Radio Engineering, 2012. Vol. 71, № 3. — P. 265–276.

Поступила в редколлегию 26.07.2013



Гордиенко Юрий Емельянович, доктор физико-математических наук, профессор, главный научный сотрудник кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: СВЧ диагностика материалов, сред и объектов; сканирующая микроволновая микроскопия проводников, полупроводников и диэлектриков, СВЧ модификация полупроводниковых материалов.



Полетаев Дмитрий Александрович, кандидат физико-математических наук, старший преподаватель кафедры радиопизики и электроники Таврического национального университета имени В.И. Вернадского, Симферополь. Научные интересы: численное моделирование физических процессов, микроволновая диагностика, СВЧ влагометрия и диагностика параметров биообъектов, радиоэлектроника, микроконтроллерные комплексы, нанoeлектроника и нанотехнологии, взаимодействие мощных электромагнитных полей со слоистыми структурами и полупроводниковыми элементами, биосенсорика, биофизика, энергосберегающие технологии и альтернативные источники энергии.



Проказа Александр Михайлович, аспирант кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: сканирующая микроволновая микроскопия проводников, полупроводников и диэлектриков, СВЧ модификация полупроводниковых материалов, микро- и нанoeлектроника.



Слипченко Николай Иванович – доктор физико-математических наук, профессор кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств, проректор по научной работе ХНУРЭ. Научные интересы: СВЧ диагностика материалов, сред и объектов; сканирующая микроволновая микроскопия проводников, полупроводников и диэлектриков, солнечная энергетика и технологии.

УДК 537.533.35

Високолокальний НВЧ нагрів напівпровідників і діелектриків / Ю.О. Гордієнко, Д.О. Полетаєв, О.М. Проказа, М.І. Сліпченко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 452–458.

У статті запропоновано принципи здійснення високолокального НВЧ нагріву напівпровідникових матеріалів з метою їх скануючого перелегування, оксидування, відпаалу та інших термічних модифікацій, які використовуються в мікро- і нанотехнологіях. Показано можливість створення НВЧ ближньопольового аплікатора на основі конусного коаксіального зонда. Проведено чисельні дослідження просторово-часового розподілу температури в області дії такого аплікатора в залежності від електрофізичних параметрів напівпровідникового матеріалу та конструктиву зонда.

Ключові слова: НВЧ модифікація, тепловиділення, конусний коаксіальний НВЧ зонд, апертура, аплікатор.

Л.: 9. Бібліогр.: 12 найм.

UDC 537.533.35

Highly localized microwave heating of semiconductors and dielectrics / Yu.E. Gordienko, D.A. Poletaev, A.M. Prokaza, N.I. Slipchenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 452–458.

The paper suggests some principles of realizing highly localized microwave heating of semiconductor materials with the aim of their scanning realloying, oxidizing, annealing and other thermal modifications that are used in micro- and nanotechnologies. A possibility of creating a near-field microwave applicator on the basis of a tapered coaxial microwave probe is shown. Numerical studies of space-time temperature distribution in the area of influence of such an applicator depending on electrophysical parameters of a semiconductor material and the probe design are given.

Keywords: microwave modification, heat generation, tapered coaxial microwave probe, aperture, applicator.

Fig. 9. Ref.: 12 items.

УДК 612.74:615.47

РАЗРАБОТКА МЕТОДА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ТЕСТИРОВАНИЯ МЕЛКОЙ МОТОРИКИ ВЕДУЩЕЙ РУКИ НА ГРАФИЧЕСКОМ ПЛАНШЕТЕ

О.Г. АВРУНИН, К.Г. СЕЛИВАНОВА

В работе описан метод компьютерного тестирования мелкой моторики ведущей руки на графическом планшете. Приведены предварительные результаты экспериментального исследования испытуемых. Описана методика оценки тонкой моторики рук. Показаны основные параметры, служащие критерием оценки эффективности методики. Оценку качества выполнения заданий проводят компьютерной обработкой результатов тестирования с использованием специализированной программы, позволяющей определять уровень развития моторики на основе количественных оценок.

Ключевые слова: моторика, мелкая моторика, ведущая рука, тестирование, графический планшет.

ВВЕДЕНИЕ

У каждого человека свойства мелкой моторики рук индивидуальны, к которым относятся письмо и рисование, сила нажима ручкой, жесты, различные манипуляции с мелкими предметами, манера работы на клавиатуре и др. [5]. Под мелкой моторикой следует понимать последовательность тонких движений рук, которые необходимы для выполнения какой-либо определённой задачи [3, 11]. В настоящее время оценка мелкой моторики рук основана на сборе и анализе факторов, отражающих уровень развития различных аспектов мануальной деятельности — рисование, выполнение различных графических заданий, копирование — испытуемый выполняет движения ведущей рукой, которые оценивает сам экспериментатор, фиксируя показатели выполнения заданий на подготовленных бланках и опросных листах. К сожалению, в данном случае оценка параметров (неровность линий, скорость проведения линий, сила нажима) носит субъективный характер и дает адекватный результат только при наличии значительного опыта у использующего их специалиста [5].

1. АКТУАЛЬНОСТЬ ТЕМЫ, ЦЕЛЬ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В последнее время наблюдается рост числа людей с теми или иными двигательными нарушениями, имеющими различную этиологию и патогенез. Многие двигательные расстройства на ранних стадиях проявляются в виде нарушений тонкой моторики рук. Поэтому весьма актуальна задача, как можно раньше выявить у людей возможные отклонения мелкой моторики. Для этого должны существовать методики экспресс-оценки, которые могли бы объективно и быстро оценить уровень развития моторики. Применение компьютерных технологий в данном виде исследований позволяет снизить роль субъективного фактора [16]. Исходя из вышеиз-

ложенного, целью нашей работы является разработка метода автоматизированного тестирования мелкой моторики ведущей руки на цифровом графическом планшете высокого разрешения [16].

2. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ РАБОТЫ

Значительное разнообразие методов, позволяющих оценить уровень развития двигательных навыков, обусловлено взаимосвязью мелкой моторики с развитием межполушарной специализации и когнитивных показателей (речь, память, внимание, логика и т.д.). Отдельные элементы оценки мелкой моторики руки являются составной частью способов диагностики двигательных расстройств и контроля особенностей нейропсихологического развития человека. Объем информативных показателей о состоянии мелкой моторики достаточно ограничен. Он определяется конкретной исследовательской задачей и методическими подходами к его осуществлению [5].

Для оценивания индивидуальных особенностей тонкой моторики ведущей руки было разработано специализированное программное средство, которое реализуется на обычном персональном компьютере (ПК) со стандартным цифровым графическим планшетом высокого разрешения в комплекте с беспроводным пером. Базовыми исследованиями для разработки послужили работы П.П. Григала [2, 5], Н.И. Хорсевой [5, 16], М.Г. Супруна [15], Е.П. Ильина [6]. Материалом для проведения эксперимента послужили исследования С.Я. Рубинштейна [11], М.М. Кольцовой [7], Л.А. Рожковой [10] в области психомоторики и анализа моторных функций детей и взрослых. Метод тестирования разрабатывался на базе работ специалистов по мелкой моторике. К ним относятся Н.И. Озерский [9], С.Е. Большакова [4], О.В. Трошин, И.Г. Халецкий и О.В. Халецкая [1].

Техническим оснащением послужило использование стандартного цифрового графического планшета высокого разрешения – устройства ввода информации в компьютер беспроводным пером. Работа с графическим планшетом обеспечивает развитие мелкой моторики рук, т. к. навигация пером удобна и эргономична, мышцы кисти и руки в целом всегда расслаблены, пальцы и ладонь в движении. Перо – естественный инструмент для человеческой руки, поэтому навигация и работа на ПК с пером удобна и точна. Также, на развитие моторики влияют те факты, что от силы нажатия на перо увеличивается или уменьшается интенсивность линии, пером можно производить штриховку, некоторые модели графических планшетов чувствительны к рисованию пальцами. Для проведения эксперимента был использован графический планшет Wacom Bamboo One CTF-430/S-Ru (рис. 1), который имеет максимальную простоту работы и широкую функциональность для исследования тонкой моторики рук при выполнении беспроводным пером ряда последовательных тестов в виде различного рода линейных задач. Планшет Wacom Bamboo One формата А6 (4:3) имеет 512 уровней чувствительности к нажатию, разрешающая способность его составляет 1040 линий на дюйм, точность ± 0.5 мм, рабочая область – 127.6 x 92.8 мм, скорость передачи данных 100 точек в секунду; подключение к ПК – через интерфейс USB [17].

В работах [12, 13] описаны первые полученные результаты исследований индивидуальных особенностей мелкой моторики рук, графических навыков и тонических движений участников эксперимента. Тестирование проводилось как провокационная проба перед письмом и после него, представляя собой доклинические испытания. Для объективности оценивания уровня развития мелкой моторики ведущей руки, каждому испытуемому предоставлялась возможность тренировки с техническим средством.



Рис. 1. Изображение цифрового графического планшета Wacom Bamboo One CTF-430 с беспроводным пером

Первый этап экспериментально-практического исследования моторной сферы проводился на базе внедрения тестирования в лабораторный практикум среди учащихся 4 и 5 курсов университета на протяжении учебного года. В эксперименте приняли участие 34 условно здоровых

человека (15 женщин и 19 мужчин) в возрасте 20–23 лет, из них у 33 человек ведущей рукой была правая, и лишь у одного участника – левая [12, 13, 14]. На рис. 2 представлена рабочая область и возможности цифрового графического планшета [17].

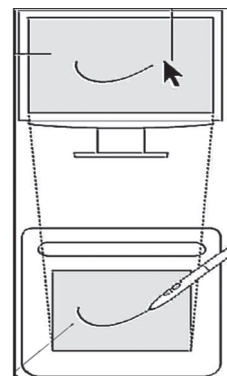


Рис. 2. Иллюстрация рабочей области планшета

Каждый человек проходил испытание индивидуально в абсолютно одинаковых условиях тестирования, предложенные графические задания выполнялись самостоятельно и технически правильно. В процессе доклинического испытания использовались следующие методы: опрос испытуемых на наличие жалоб, наблюдение, тестирование с помощью специализированного программного средства. На рис. 3 представлено необходимое положение пишущей руки и самого испытуемого во время тестирования [17]. Каждому участнику эксперимента помогают принять комфортное положение, так чтобы графический планшет находился на уровне локтевого сгиба на горизонтальной поверхности без наклона, руки свободно находились на столе, а ноги касались опоры. Комфортная поза во время тестирования является важным условием, поскольку позволяет адекватно определить количественные характеристики движения кисти ведущей руки, не искаженными возможными напряжениями, связанными с неудобным положением рук и туловища [16].

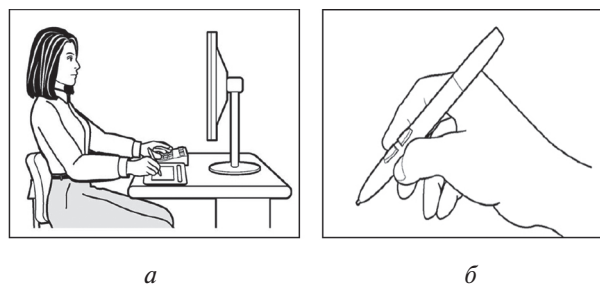


Рис. 3. Положение испытуемого во время эксперимента (а) и его пишущей руки (б)

Опрос испытуемых проводился в форме записи жалоб на возможные причины возникновения дрожаний: стресс, нарушение сна, длительный прием лекарственных средств, алкогольное

и наркотическое действие, регулярные физические и психо-эмоциональные нагрузки на организм, переломы костей рук. Наблюдение за учащимися осуществлялось за тем, как выполнялось задание, при этом регистрировалась скорость и время выполнения теста, сила нажима на беспроводное перо.

Каждому участнику был присвоен индивидуальный код с информацией о возрасте, пола, ведущей руки, результатах опроса состояния здоровья и порядкового номера.

Тестирование включало в себя выполнение 20 шаблонов заданий – рисование прямых линий различной длины с разным углом наклона и про странственной ориентацией.

Проведение эксперимента должно удовлетворять следующим техническим требованиям: высокая контрастность цветовой гаммы, средняя (не утомляющая зрение) яркость экрана, оптимальная продолжительность выполнения одного задания – одна минута. Компьютерная программа автоматически регистрирует число просмотренных (А), правильно выполненных (В), пропущенных (С), ошибочно выполненных (D) шаблонов заданий. На основании этих показателей рассчитывались критерии точности выполнения заданий (Т) (1) и оценки уровня развития мелкой моторики ведущей руки (Р) (2) [16]:

$$T = \frac{A}{A+B+C+D}; \quad (1)$$

$$P = A \cdot T. \quad (2)$$

Заданные прямые являются графиком линейной функции (3), которая имеет вид [13]:

$$y = ax + b, \quad (3)$$

где x – независимая переменная, y – зависимая переменная, a – угловой коэффициент, b – величина сдвига прямой.

При этом фиксировалась заданная и экспериментальная длина линий; проводился автоматизированный подсчет отклонений от исходного значения; регистрировалась сила нажатия беспроводного пера на графический планшет при рисовании линий; строились графики отклонения координат x (4) и y (5) заданных линий при проведении тестирования [13]:

$$X = \frac{x \cdot Width}{w}; \quad (4)$$

$$Y = Height - \frac{y \cdot Height}{h}, \quad (5)$$

где x, y – координаты пера в координатах устройства Bamboo; w, h – количество точек по горизонтали и вертикали в Bamboo; X, Y – координаты пера в координатах устройства отображения; $Width$ – ширина рабочего экрана планшета; $Height$ – высота рабочей области экрана планшета.

При регистрации силы давления на беспроводное перо, изменялась толщина линий в зависимости от нажима [13]:

$$LineWidth = 1 + \frac{pressure}{100}, \quad (6)$$

где $LineWidth$ – толщина линии, а $pressure$ – давление из устройства.

Выполнение заданий на графическом планшете представляет собой сложный координированный процесс, как и акт письма, т. к. включает ряд факторов: общий тонический фон пишущей руки и всей рабочей позы, а также вибрационную иннервацию мышц предплечья, запястья и пальцев, которая очень ритмична и монотонна [13]. У испытуемых, в ходе длительного выполнения задания, наблюдается утомляемость мышц ведущей руки и синкинезии – результат недостаточной дифференцированности движений, когда при выполнении требуемого действия включаются «ненужные» мышцы [5]. Изучение таких двигательных отклонений является важным для определения различных нарушений моторной деятельности, что послужит перспективной работой. Для этого предполагается внедрить в программное средство дополнительное задание – рисование спирали Архимеда как наиболее подходящего графического объекта определения синкинезий. Сначала испытуемый ведет пером на планшете спираль Архимеда в направлении по часовой стрелки (левая спираль) и против нее (правая), при этом выполняя задание «раскручивание» данной спирали. Затем, с целью выявления утомляемости мышц ведущей руки, необходимо вести спираль на «закручивание», т. к. это графическое движение сложнее в выполнении, чем в «раскручивании».

Обобщенная Архимедова спираль определяется как кривая r , которая задается в полярных координатах уравнением [8]:

$$r = a \cdot \varphi, \quad (7)$$

где a – смещение по лучу вектора OP (рис. 5, б) против часовой стрелки – правая спираль, если смещение по часовой – левая; φ – полярный угол наклона вектора OP к полярной оси.

Общий вид графика спирали Архимеда, описываемый формулой (7) в полярных координатах, представлено на рис. 4 [8].

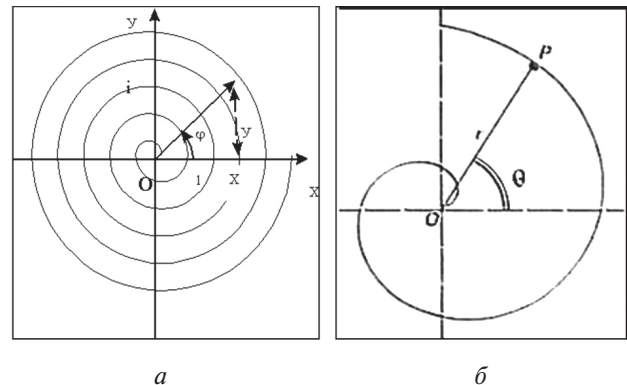


Рис. 4. Спираль Архимеда: общий вид (а) и ее фрагмент (б)

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Для определения уровня развития тонкой моторики ведущей руки результаты тестирования оценивались по восьми критериям (характер, длина, угол наклона, отклонение и правильность рисования линий), при этом регистрировалось время и точность выполнения заданий.

Результаты первого этапа исследований сравнивались между собой для установления достоверности данных и контроля показателей нормы, при этом учитывался опрос испытуемых, т. к. у 12 человек из 34 были жалобы на различные сбои моторной сферы в силу своей деятельности, что было подтверждено экспериментом.

Продолжительность выполнения одного задания – 1 минута. Время, потраченное на рисование одной линии, зависит от ее исходной длины. Чем больше длина заданной прямой, тем больше времени понадобится испытуемому на выполнение теста. При этом регистрируются 8 показателей: время выполнения каждого теста, длина исходной и экспериментальной линии, количество правильно выполненных и с некоторыми техническими неточностями заданий, число пропущенных тестов, при этом отображаются в графическом виде сила нажима и отклонение координат прямых. Таким образом, время тестирования одного участника эксперимента в среднем составляет не более 10 минут, с учетом того, что некоторые испытуемые достаточно медленно выполняют тест.

На рис. 5 изображены результаты тестирования испытуемых (линии различной длины, угла наклона и пространственной ориентации), у которых были некоторые жалобы на сбои моторной сферы, в силу своей дополнительной деятельности. Предлагаемый набор данных для анализа достаточный для отображения общего функционального состояния мелкой моторики человека. Из рисунка хорошо видно, что у испытуемых слабый нажим, есть ошибки при рисовании линий, невысокая точность, много заданий было пропущено, поэтому у них оказался средний и низкий уровень развития тонкой моторики ведущей руки. Анализ неточностей при выполнении тестов показал, что участники испытаний с теми или иными двигательными затруднениями делали одинаковые ошибки, а также отмечается напряжение при удержании пера, замедленный темп движений.

На рис. 6 показаны данные тестирования в норме первых семи шаблонов заданий на примере одного из участников эксперимента. Данный испытуемый во время тестирования выполнил 10 заданий технически верно, 7 заданий – с некоторыми неточностями, а 3 задания пропустил. Пятое и шестое задания выполнены с максимальной степенью точности, первое и второе – правильно, а при выполнении тре-

тьего и четвертого заданий наблюдаются некоторые ошибки рисования (поданы в укрупненном масштабе, так длины линий меньше остальных). Полученные результаты тестов находятся в пределах нормы, что было подтверждено дальнейшей компьютерной обработкой.

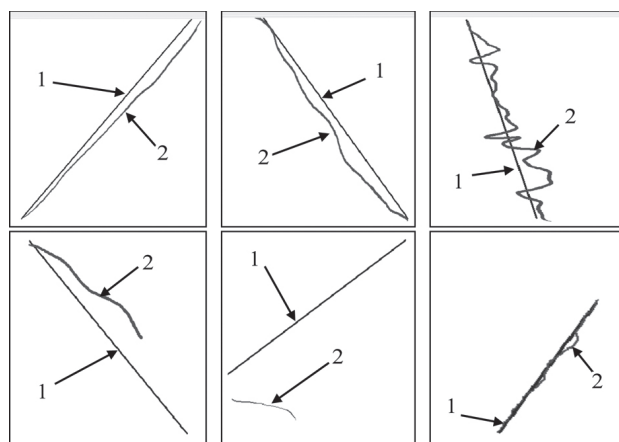


Рис. 5. Схематическое отображение результатов выполнения тестов с небольшими отклонениями от нормы на примере трех участников эксперимента (1 – заданная линия, 2 – экспериментальная)

Автоматизированный анализ характеристик двигательной деятельности позволяет представить данные тестирования в форме параметров состояния мелкой моторики ведущей руки в графическом виде. Графическое отображение позволяет наглядно представить результаты исследования и выделить закономерности в динамике.

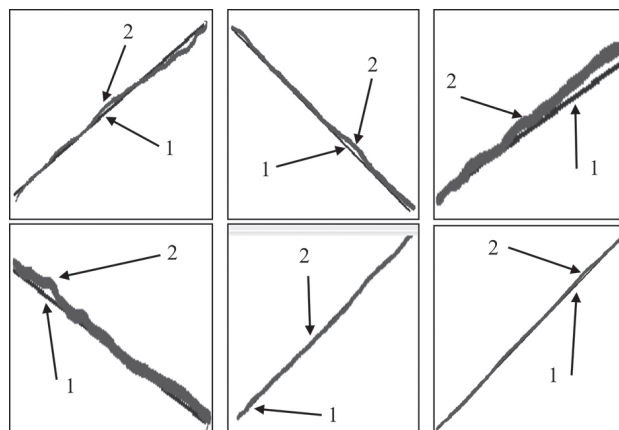


Рис. 6. Схематическое отображение результатов выполнения первых шести шаблонов заданий в норме на примере одного испытуемого (1 – заданная линия, 2 – экспериментальная)

На рисунках 7 и 8 показана автоматизированная оценка результатов тестирования испытуемого на примере обработки первых шести шаблонов заданий. На первом графике отображается сила нажима беспроводным пером при рисовании, на втором и третьем – отклонения координат x и y соответственно исходных линий и экспериментальных.

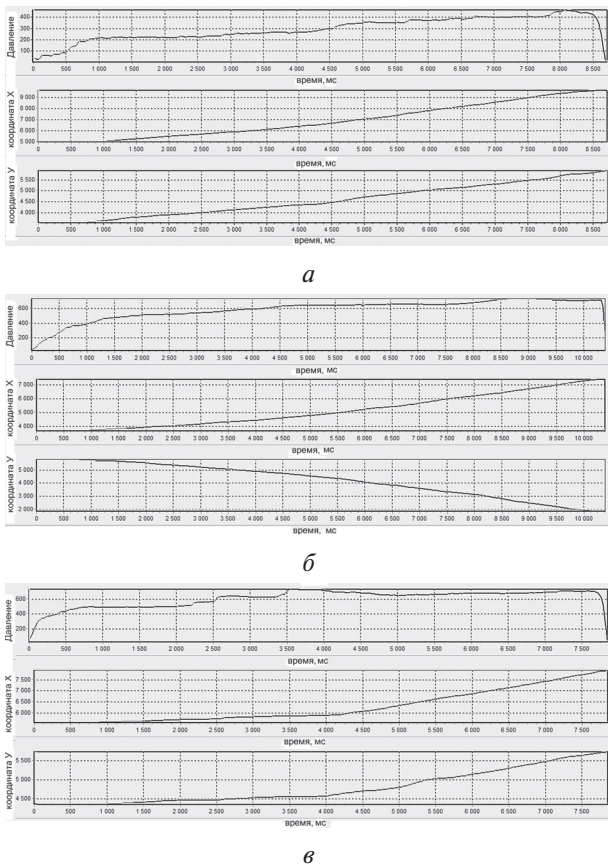


Рис. 7. Автоматизированная оценка результатов тестирования испытуемого в графическом виде 1-го (а), 2-го (б), 3-го (в) заданий

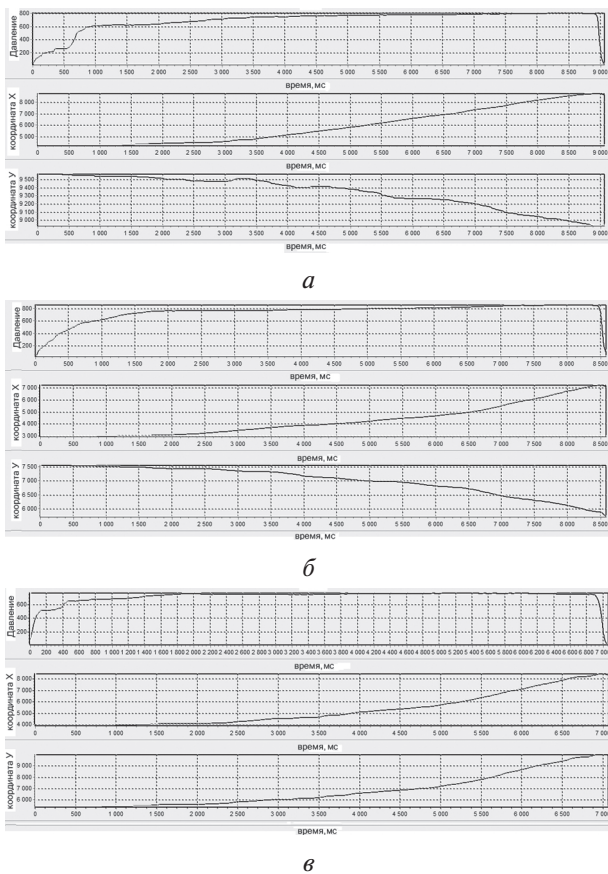


Рис. 8. Автоматизированная оценка результатов тестирования испытуемого в графическом виде 4-го (а), 5-го (б), 6-го (в) заданий

При наблюдении за выполнением заданий у данного испытуемого не было обнаружено синкинезий, отсутствовали какие-либо жалобы по состоянию здоровья, которые могли бы стать предпосылками возникновения тремора или других двигательных нарушений. Как видно на рисунках 7 и 8, сила нажима небольшая, находится на определенном уровне, при этом сильно не изменяется, что свидетельствует об отсутствии каких-либо двигательных нарушений. Отклонение координат заданных и экспериментальных прямых носит характер монотонного убывания или возрастания, что тоже является нормой. Среднее время выполнения одного задания составляет 7,52 с, максимально потраченное время – 13 с (т. к. максимальная длина линии 894 пикселей), а минимальное – 2,2 с (длина – 25 пикселей). Средняя разница между исходной и экспериментальной длинами прямых составляет 52,71 пиксел, максимальная разница – 80, минимальная – 21. Точность выполнения составляет: $T = \frac{17}{17+10+3+7} = 0,46$. Уровень развития

тонкой моторики составляет: $P = 17 \cdot 0,46 = 7,81$, что представляет собой высокий уровень. Таким образом, проанализировав все параметры, уровень развития мелкой моторики ведущей руки данного участника эксперимента – высокий. В работе [13] наведены данные уровня развития мелкой моторики испытуемых по результатам опроса, наблюдения, качества выполнения заданий и т.д. В таблице приведены результаты анализа тестирования при расчетах точности выполнения T и уровня развития моторики P , которые должны отличаться от показанных в работе [13], т. к. в основу положены другие дополнительные расчеты.

В таблице показано, что 20 человек имеет высокий уровень развития моторики, что составляет 58,82% из общего количества участников эксперимента; у 9-ти человек – средний (26,47%), и у 5-ти людей оказался низкий уровень (14,71%). Таким образом, у большинства испытуемых данные тестирования оказались в пределах нормы, и лишь у пятерых человек обнаружено отклонения от нормы, что объясняется техническими неточностями при выполнении заданий и их пропуском.

ВЫВОДЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАБОТЫ

На основании полученных результатов, можно сделать вывод, что разработанный метод автоматизированного тестирования позволяет провести качественный и количественный анализ индивидуальных особенностей тонкой моторики рук на примере здоровых людей, участвующих в эксперименте. Для этого было разработано специализированное программное средство, которое выполняет автоматизированную оценку уровня развития мелкой моторики ведущей руки испытуемых.

Таблица

Анализ результатов тестирования испытуемых при расчетах точности и уровня развития моторики

№ п\п	<i>T</i>	<i>P</i>	Уровень развития моторики
1	0,46	7,82	высокий
2	0,5	10	высокий
3	0,33	3,3	низкий
4	0,5	10	высокий
5	0,49	9,26	высокий
6	0,46	7,81	высокий
7	0,43	6,42	средний
8	0,47	8,46	высокий
9	0,47	8,46	высокий
10	0,43	6,43	средний
11	0,47	8,46	высокий
12	0,39	5,12	средний
13	0,35	3,9	низкий
14	0,49	8,76	высокий
15	0,47	8,46	высокий
16	0,5	5	средний
17	0,46	7,81	высокий
18	0,49	9,26	высокий
19	0,44	7,11	средний
20	0,47	8,46	высокий
21	0,39	5,12	средний
22	0,49	9,26	высокий
23	0,46	7,81	высокий
24	0,31	2,79	низкий
25	0,44	3,56	низкий
26	0,46	7,81	высокий
27	0,47	8,46	высокий
28	0,49	9,26	высокий
29	0,16	0,67	низкий
30	0,44	7,11	средний
31	0,39	5,12	средний
32	0,49	9,26	высокий
33	0,41	5,76	средний
34	0,46	7,81	высокий

Следующим этапом исследований является внедрение в тестирование изображений нелинейных объектов (например, спираль Архимеда), цель которого заключается в выявлении утомляемости мышц ведущей руки и тремора. Качество выполнения различных заданий на графическом планшете комплексно отражает функциональное состояние моторной зоны коры головного мозга и межполушарных связей, вследствие чего это может послужить тренажером для развития или совершенствования уровня моторной деятельности.

Таким образом, с помощью специализированного программного средства имеется возможность выявить изменения мелкой моторики ведущей руки, количественно оценить уровень двигательных навыков. В дальнейшем, при те-

стировании нескольких групп людей (норма, стресс, различные нарушения моторной сферы) возникнет возможность установления диагностической достоверности (валидности) предлагаемого метода. Сравнение показателей нормы со значениями, соответствующими различным степеням отклонения, позволяет объективно оценить состояния мелкой моторики.

Литература.

- [1] Патент РФ №2171625 на изобретение от 10.08.2001. Способ диагностики отклонений нервно-психического развития детей. Авторы: Трошин О. В., Халецкий И. Г. Халецкая О. В.
- [2] Патент РФ №2314743 на изобретение от 11.04.2006. Способ диагностики мелкой моторики руки. Авторы: Григал П. П., Хорсева Н. И.
- [3] Бернштейн Н.А. Очерки о физиологии движений и физиологии активности. — М.: Наука, 1966. — 335 с.
- [4] Большакова С. Е. Формирование мелкой моторики рук: Игры и упражнения. — М.: ТЦ Сфера, 2008.
- [5] Григал П.П., Хорсева Н.И. Десятипальцевый хаотичный теппинг: возрастные особенности мелкой моторики руки детей. // Труды МФТИ, том 1, №1, 2009. — С. 46–52.
- [6] Ильин Е.П. Психомоторная организация человека. — СПб.: Питер, 2003.
- [7] Кольцова М.М. Двигательная активность и развитие функций мозга ребенка. — М., 1973. — 193 с.
- [8] Корн Г.А., Корн Т.М. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: «Наука», 1974. — 832 с.
- [9] Озерецкий Н.И. Методика исследования психомоторики. — М. Л.: Госмедиздат, 1930.
- [10] Рожкова Л.А., Переслени Л.И. Нейрофизиологические критерии оценки уровня развития механизмов когнитивной деятельности у детей в аспекте проблем дифференциальной диагностики. // Дефектология. 2001, №4. — С. 3–11.
- [11] Рубинштейн С.Я. Экспериментальные методики патопсихологии. — М.: ЭКСМО – ПРЕСС, 1999. — 414 с.
- [12] Селиванова К.Г. Возможности исследования тонкой моторики рук в динамике с помощью графического планшета // Сборник материалов докладов «Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы», Биомедсистемы, 2012. — С. 164–166.
- [13] Селиванова К.Г. Экспериментальное исследование тонкой моторики рук с помощью цифрового графического планшета // Вестник НТУ «ХПИ», № 18 (991), 2012. — С. 137–143.
- [14] Селиванова К.Г. Оценка исследований мелкой моторики рук в динамике с применением графического планшета // Сборник материалов докладов «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», 2013. — С. 218–219.
- [15] Супрун М.Г. Коррекция моторики кисти ведущей руки. Ростов н/Д: ГинГО, 2001.
- [16] Хорсева Н. И., Захарова И. Е. Психофизиологические показатели как критерий оценки эффективности коррекционной работы логопеда. // Горизонты образования. № 3 (33), 2011. — С. 87–92.

- [17] Wacom Bamboo One. Руководство пользователя для Windows и Macintosh. Русская версия 1.0, 2007. – 55 с.

Поступила в редколлегию 22.07.2013



Аврунин Олег Григорьевич, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры биомедицинской инженерии ХНУРЭ. Научные интересы: методы интраскопической диагностики и хирургического планирования оперативных вмешательств на головном мозге человека; методы и средства медицинских навигационных систем; медицинские информационные системы; методы и средства диагностики и планирования оперативных вмешательств в оториноларингологии; методы визуализации, автоматизированной обработки и анализа медицинских изображений и биосигналов.



Селиванова Карина Григорьевна, аспирант кафедры биомедицинской инженерии ХНУРЭ. Научные интересы: компьютерная обработка биосигналов, исследование индивидуальных особенностей мелкой моторики рук.

УДК 612.74:615.47

Розробка методу автоматизованого тестування дрібної моторики провідної руки на графічному планшеті / О.Г. Аврунін, К.Г. Селіванова // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 459–465.

У статті розглянуто метод дослідження індивідуальних особливостей тонкої моторики провідної руки за допомогою тестування на графічному планшеті. Розроблено спеціалізований програмний засіб, що реалізує автоматизовану оцінку рівня розвитку тонкої моторики.

Ключові слова: моторика, дрібна моторика, ведуча рука, тестування, графічний планшет.

Табл.: 01. Іл.: 09. Бібліогр.: 17 найм.

UDC 612.74:615.47

Developing a method of automated testing of leading hand fine motor skills on graphic tablet / O.G. Avrunin, K.G. Selivanova // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 459–465.

The paper describes a method of computer testing of leading hand fine motor skills on a graphic tablet. Preliminary results of the experimental study of the tessees are given. Methods of evaluating the fine motor skills of hands are described. The main parameters serving as a criterium of evaluating the efficiency of the methods are shown. A specialized program which performs automatic assessing of the level of development of fine motor skills on the basis of quantitative estimations has been developed.

Keywords: motor skills, fine motor skills, leading hand, testing, graphic tablet.

Tab.: 01. Fig.: 09. Refs.: 17 items.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛАЗЕРНЫХ ИСТОЧНИКОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ПРИ ЛАЗЕРНОМ ЗАХВАТЕ НАНОЧАСТИЦ

Ю.П. МАЧЕХИН, Е.Г. МЕРКУЛОВ

В статье представлены результаты экспериментальных исследований распределения плотности мощности в лазерном пучке. Проведен анализ условий манипулирования диэлектрическими микрочастицами с помощью лазерного излучения. В работе было показано, что благодаря использованию серийно выпускаемых твердотельных лазерных источников можно добиться необходимой плотности мощности и градиента излучения в поперечном сечении для захвата диэлектрических частиц.

Ключевые слова: оптический пинцет, твердотельный лазер, плотность мощности излучения, фокусировка, ПЗС-линейка.

ВВЕДЕНИЕ

В классической оптике основные законы взаимодействия света с веществом описывают такие явления как отражение, преломление или поглощение света на границе двух оптически прозрачных сред. Основываясь на электромагнитную теорию света, Максвелл провел расчеты величины механического воздействия света на материальные объекты. Полагая, что свет передает часть своего импульса материальному телу, он оказывает давление на материальный объект. В 1899 году, с помощью крутильных весов, помещенных в вакуумную камеру, российскому физики П.Н. Лебедеву удалось на фоне конвекционных потоков остаточного газа выделить и измерить величину давления света на механическое устройство. Многие десятилетия эксперименты Лебедева оставались единственными, в которых была продемонстрирована реальность условий, при которых возможна фиксация механического воздействия оптического излучения на вещество. Поскольку в экспериментах использовался естественный свет, с малым уровнем плотности мощности, то эти результаты не нашли применения на практике и рассматривались как реализация фундаментальных физических законов, которые не имели практического значения.

Почти через семьдесят лет в 1968 году В.С. Летохов [1] теоретически показал, при каких условиях и при каких параметрах лазерного излучения можно перемещать атомы в пространстве. Первоначально, Летохов анализировал ситуацию, каким образом с помощью лазерного излучения можно было бы охлаждать температуру атомов или ионов. Это была фундаментальная задача, решение которой позволило бы создавать естественные частотные реперы, свойства которых не зависят от тепловых скоростей атомов (ионов).

В 1987 году А. Эшкин [2] теоретически и экспериментально продемонстрировал возможность удержания диэлектрической частицы в заданной области пространства при помощи сфокусированного пучка лазерного излучения. Свои

опыты он проводил с маленькими пластмассовыми частицами (шариками из латекса), находящимися в воде.

Помещенная в лазерный пучок микрочастица приобретает индуцированный дипольный момент (аналогично тому, как это делает атом или молекула, попав в неоднородное электромагнитное поле). В связи с тем, что распределение интенсивности в поперечном сечении лазерного пучка неоднородно, интенсивность оптического излучения на оси пучка выше, чем на периферии, то под действием градиента интенсивности излучения частица затягивается в центральную область лазерного пучка. Можно теоретически показать, выписав уравнение для силы Лоренца, что сила, действующая на частицу, зависит от поляризуемости частицы и направлена в сторону увеличения напряженности поля.

Исследование явления взаимодействия лазерного излучения с микро- и нанообъектами сопряжено с необходимостью учитывать соотношение между длиной волны излучения и характерным размером объекта.

Из электродинамики известно, что при изучении процессов рассеяния электромагнитных волн на локальных материальных объектах, выделяется два предельных случая. Первый — режим Ми-рассеяния, когда длина волны излучения много меньше размеров частицы и можно использовать приближение геометрической оптики. Второй — соответствует условию, когда длина волны много больше размеров объекта. Если размер частицы меньше длины волны электромагнитного излучения (Релеевское рассеяние), то ее можно рассматривать как точечный диполь в электромагнитном поле.

Условия захвата оптическим излучением микрочастиц, размеры которых могут быть несколько десятков микрон, описываются режимом Ми-рассеяния. Поскольку показатель преломления частицы обычно выше, чем у окружающей среды, поэтому преломленные лучи отклоняются ближе к ее оси, изменяя направление своего распространения. По закону сохранения

импульса должна возникнуть сила, компенсирующая это отклонение луча (оно эквивалентно передаче импульса частице или давлению света). Если показатель преломления частицы будет меньше показателя преломления среды, градиентная сила будет направлена от оси пучка, и частица будет выталкиваться из него. Как только частица оказалась в фокусе лазерного пучка, ее можно двигать вместе с лазерным лучом. С помощью оптического пинцета можно передвигать частицы размером от 10 нм до 10 мкм и собирать из них различные структуры.

Очевидно, что для диэлектрических частиц, ввиду малости величины диэлектрической проницаемости, эта сила меньше, чем для частиц металлических. Что касается размеров частицы, то, чем меньше частица, тем меньше атомов вносят свой вклад в индуцированный дипольный момент и тем меньше ее поляризуемость, а значит, и меньше сила, которая действует на частицу. То есть для меньших частиц с большой диэлектрической проницаемостью необходимы сильные поля, чтобы удержать эти частицы в ловушке лазерного пинцета. Поэтому подбираемая мощность лазера, для пленения диэлектрических частиц, возрастает с уменьшением их размера [3]. При взаимодействии электромагнитного излучения с металлическими наночастицами, электроны проводимости согласованно смещаются относительно положительно заряженных ионов решетки. Флуктуации плотности заряда создают электрическое поле, стремящееся восстановить электронейтральность. Величина возвращающей силы пропорциональна величине смещения, так же как и для типичного осциллятора, поэтому можно говорить о наличии собственной частоты коллективных колебаний электронов в частице. Если частота колебаний падающего света совпадает с собственной частотой колебаний свободных электронов вблизи поверхности металлической частицы, наблюдается резкое увеличение амплитуды колебания «электронной плазмы», квантовым аналогом которой является плазмон.

Условием возникновения плазмонного резонанса является обращение в нуль действительной части знаменателя поляризуемости металлической наночастицы. Если частота лазера точно настроена на частоту ППР, произойдет резкое увеличение частоты поверхностной моды частицы, таким образом резонансно увеличивая силу воздействия внешнего поля на частицу. На частоте плазмонного резонанса металлическая частица выталкивается из области фокуса. Это объясняется преобладанием одной из двух сил — отрицательной градиентной силы или силы рассеяния. Мода может испытывать изменение фазы колебаний на 180° , таким образом, мгновенно меняя направление действия силы. Уменьшая частоту лазера, можно добиться затягивания металлической наночастицы в область фокуса или ее выталкивания.

Первоначально считалось, что управлять металлическими наночастицами с помощью лазерного пинцета невозможно из-за высокого коэффициента отражения. В 1992 году К.Свобода и С.Блок провели эксперимент [4], показывающий, что 40 нм золотые наночастицы можно захватить оптическим пинцетом с длиной волны излучения, не совпадающей с длиной волны поверхностного плазмонного резонанса. По сравнению с диэлектрическими частицами такого же размера, золотые поляризуются сильнее (обусловлено высокой величиной диэлектрической проницаемости), а значит, для их удержания оптическим пинцетом требуются более сильные поля. Для того чтобы снизить мощность лазерных источников для удержания металлических наночастиц, можно попробовать изменить иммерсионную жидкость, в которой находятся частицы. С увеличением показателя преломления иммерсионной жидкости жесткость ловушки возрастет, это значит, что можно будет использовать менее мощные лазеры, но при этом удерживать частицу пинцетом с той же силой. Следует отметить, что в поле непрерывного лазерного излучения использование сильно поглощающих металлических частиц приводит к значительным тепловым эффектам.

Целью настоящей работы было изучение условий взаимодействия лазерного излучения с микрообъектами в двумерном пространстве. В этом случае, возможно создание пространственной двумерной оптической сетки, которая удерживает нано- или микрочастицы, необходимые, например, для запоминания и хранения информации в оптическом компьютере.

ЗАХВАТ И УДЕРЖАНИЕ ОДИНОЧНЫХ МИКРООБЪЕКТОВ

Рассмотрим основные условия захвата микрочастиц излучением серийно выпускаемого твердотельного лазера. Отдельный узел оптической сетки, как одиночная оптическая ловушка, формируется с помощью лазерного пучка с гауссовым распределением интенсивности в поперечном сечении. Такие «пинцеты», как было описано выше, применяются при работе с одиночными частицами, например, в биологии и медицине. Чтобы удержать большое количество частиц в определенной геометрии, необходимо использовать другую конфигурацию захвата частиц. Ниже представлены исследования пучков излучения двух серийно выпускаемых твердотельных лазеров с полупроводниковой накачкой, которые могут обеспечить захват одиночных частиц.

Следуя основному условию взаимодействия сфокусированного лазерного излучения с микро- и нанообъектами, сила воздействия этого излучения на частицу прямо пропорциональна градиенту мощности излучения в поперечном сечении лазерного пучка [5]:

$$F = \frac{1}{2} \alpha \cdot \nabla E^2. \quad (1)$$

Из (1) следует, что для захвата и удержания микрообъекта в оптической ловушке необходим большой градиент мощности излучения в поперечном сечении пучка, поскольку коэффициент α имеет довольно малое значение. Чтобы оценить возможность использования твердотельных лазеров для формирования пучков, которые необходимы для захвата частиц, был разработан и создан экспериментальный стенд, схема которого показана на рис. 1.

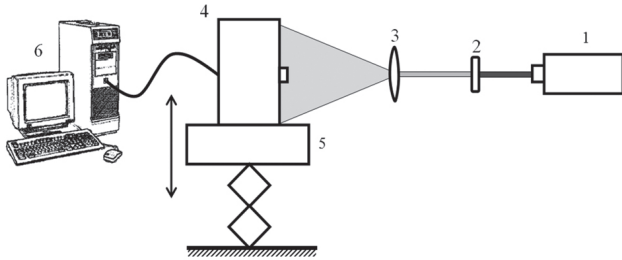


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для измерения распределения мощности лазерного излучения в поперечном сечении луча:
1 – твердотельный лазер; 2 – светофильтр; 3 – оптика расфокусирования пучка; 4 – ПЗС – линейка;
5 – координатный столик; 6 – компьютер

Экспериментальный стенд, представляет собой конструкцию, в которой излучение лазера 1, проходит через светофильтр 2 и преобразуется элементом 3 (при этом внутреннее распределение плотности мощности в поперечном сечении пучка не изменяется, а только увеличивается расходимость). Для регистрации распределения плотности мощности в поперечном сечении пучка, последний регистрируется ПЗС-линейкой. ПЗС-линейка 4 крепится на координатном столике 6, который позволяет перемещать ПЗС-линейку в трех направлениях. Управление ПЗС-линейкой и регистрации информационных сигналов осуществляются в режиме реального времени, с помощью персонального компьютера.

На рис. 2 показано как перемещение по вертикальной оси ПЗС линейки позволяет регистрировать распределение плотности мощности в горизонтальном направлении в разных сечениях в вертикальном направлении.

Используемая ПЗС-линейка имеет 3000 пикселей, расположенных на участке длиной 30 мм, что позволяет проводить измерения с точностью ≈ 10 мкм при шаге перемещения ≈ 5 мкм.

На стенде были исследованы два твердотельных лазера с диодной накачкой с длинами волн 440 и 532 нм.

В результате проведения эксперимента, а именно снятия зависимости показаний ПЗС-линейки по высоте ее расположения был получен ряд графиков, представляющих собой

зависимость интенсивности от номера пикселя в линейке. На рис. 3 представлен один из графиков.

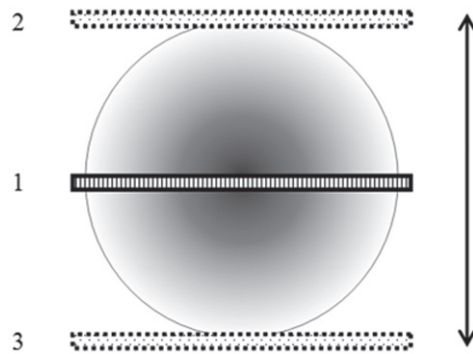


Рис. 2. Излучение лазера, попадающее на ПЗС – линейку в зависимости от ее положения:
1 – ПЗС-линейка на оси пучка;
2, 3 – крайние положения ПЗС-линейки

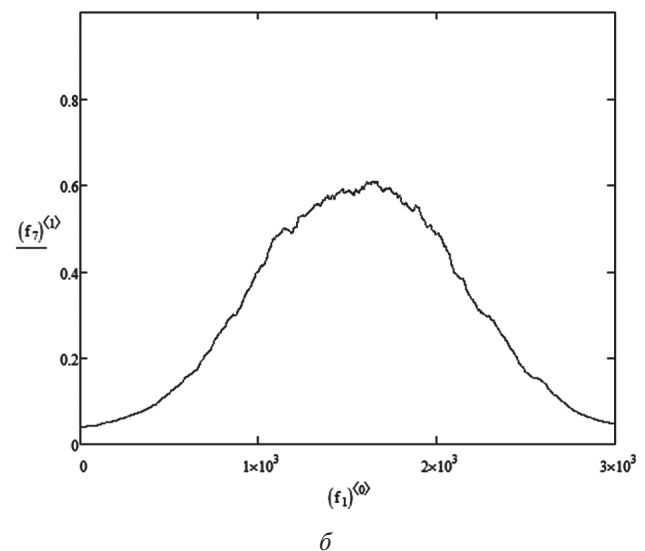
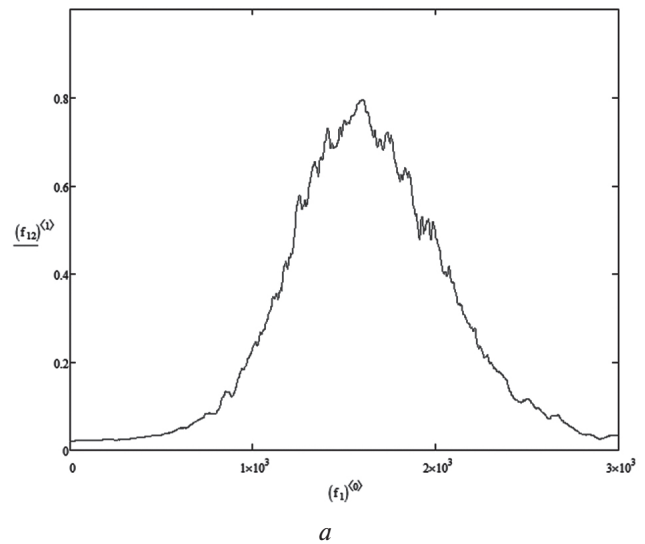
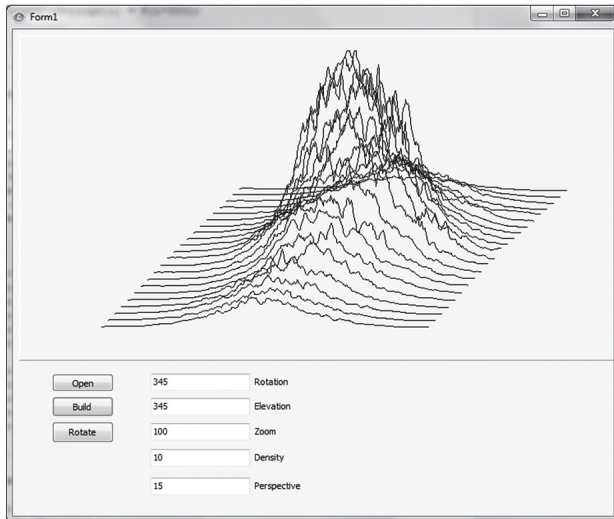
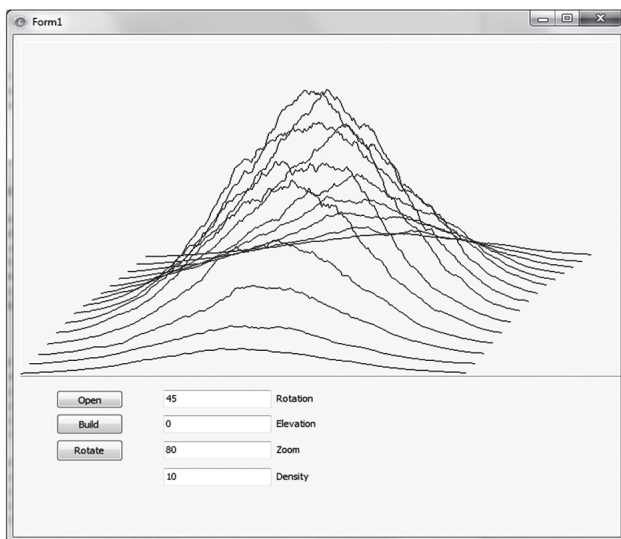


Рис. 3. Графики зависимости плотности мощности лазерного излучения от номера пикселя ПЗС-линейки:
а – для лазера с длиной волны $\lambda = 473$ нм;
б – для лазера с длиной волны $\lambda = 532$ нм

Для экспериментов с различными параметрами было получено большое количество двумерных графиков (как на рис. 3). С целью повышения качества анализа полученных результатов было разработано программное обеспечение, которое позволяет отображать изменение плотности мощности лазерного луча в поперечном сечении в виде трехмерного графика, в зависимости от положения линейки. Результаты таких построений представлены на рис. 4.



а



б

Рис. 4. Распределения плотности мощности лазерного излучения в поперечном сечении луча при различных положениях линейки:
а – для лазера с длиной волны $\lambda = 473$ нм;
б – для лазера с длиной волны $\lambda = 532$ нм

Второй по важности задачей в изучении лазерного пучка системы захвата и удержания микрочастиц с помощью сфокусированного лазерного излучения является исследование физических размеров формируемой перетяжки.

Для проведения этого эксперимента была также разработана и создана экспериментальная установка, схема которой показана на рис. 5.

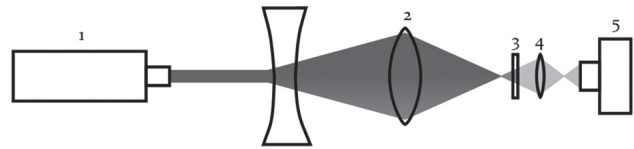


Рис. 5. Схема экспериментальной установки для изучения физических размеров формируемой перетяжки: 1 – лазер; 2 – объектив; 3 – светофильтр; 4 – микрообъектив; 5 – ПЗС-матрица

Согласно схеме, излучение лазера 1 фокусируется с помощью объектива 2 и, проходя через светофильтр 3 и микрообъектив 4, попадает на ПЗС-матрицу 5.

Суть эксперимента заключается в подстановке в экспериментальную установку различных объективов и регистрации распределения мощности лазерного излучения в поперечном сечении пучка с помощью ПЗС-матрицы, на ПК.

Таким образом, в ходе проведения исследований были изучены свойства перетяжек, формируемых различными объективами совместно с различными лазерными источниками.

Физический размер перетяжки составил 3 пикселя, что при учете размера пикселя в 10 мкм дает размер перетяжки в 30 мкм.

Данный эксперимент позволил определить схему объектива, при использовании которой получается наименьшая перетяжка, а также установить предел минимальной частицы, которая может быть захвачена с помощью данного объектива. Исследованную систему можно использовать для захвата диэлектрических частиц размером от 2 до 10 мкм, что позволяет сделать вывод о возможности использования серийно выпускаемых лазеров для захвата микрочастиц при условии подбора соответствующей оптики.

ВЫВОДЫ

С целью создания компактного устройства для захвата диэлектрических микрочастиц в работе были изучены параметры излучения твердотельных лазеров с полупроводниковой накачкой. Были разработаны и созданы экспериментальные стенды с использованием ПЗС-линейки, которые обеспечили оценку поперечных размеров пучка, а также распределения плотности мощности излучения в поперечном сечении луча для использования в устройстве лазерного пинцета.

Литература

- [1] Letokhov, V. S. Cooling and trapping of atoms and molecules by a resonant laser field / V. S. Letokhov // Opt. Commun. – 1976. – № 19.
- [2] Ashkin, A. Observation of a single-beam gradient force optical trap for dielectric particles. / A. Ashkin, J. M. Dziedzic, J. Bjorkholm, S. Chu // Opt. Lett. – 1986. – № 11. – P. 288–290.
- [3] Dienerowitz, M. Optical manipulation of nanoparticles: a review / M. Dienerowitz, M. Mazilu // J. Nanophoton. – 2008. – № 2.

- [4] Svoboda, K. Optical trapping of metallic Rayleigh particles / K. Svoboda, S. Block // Opt. Lett. – 1994. – № 19. – P. 930–932.
- [5] Gordon J. P, Radiation forces and Momenta in Dielectric Media / J. P. Gordon // Phys. Rev. – 1973. – № 8.

Поступила в редколлегию 19.08.2013



Мачехин Юрий Павлович, доктор технических наук, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, заслуженный метролог Украины, академик Академии наук прикладной радиоэлектроники, заведующий кафедрой физических основ электронной техники Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: лазерная измерительная техника и оптоэлектронные приборы.



Меркулов Евгений Геннадиевич, аспирант кафедры физических основ электронной техники Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: взаимодействие лазерного излучения с микро- и нанообъектами, компьютерное моделирование физических процессов, лазерная и оптоэлектронная техника и ее применение.

УДК 535.214:535.247.4

Дослідження лазерних джерел, які застосовуються при лазерному захопленні наночастинок / Ю.П. Мачехін, Є.Г. Меркулов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 466–470.

У статті наведено результати експериментальних досліджень розподілу щільності потужності в лазерному пучку. Проведено аналіз умов маніпулювання діелектричними мікрочастинками за допомогою лазерного випромінювання. У роботі показано, що завдяки використанню твердотільних лазерних джерел, які випускаються серійно, можна досягти необхідної щільності потужності і градієнта випромінювання в поперечному перерізі для захоплення діелектричних частинок.

Ключові слова: оптичний пінцет, твердотілий лазер, щільність потужності випромінювання, фокусування, ПЗС-лінійка.

Л.: 05. Бібліогр.: 05 найм.

UDC 535.214:535.247.4

Investigation of laser sources used in laser capture of nanoparticles / Yu.P. Machehin, E.G. Merkulov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Том 12. – № 3 – P. 466–470.

The paper presents the results of experimental studies of the distribution of power density in the laser beam. An analysis of the conditions of manipulating dielectric microparticles has been carried out using laser radiation. It is shown in the work that one can achieve the necessary power density and the gradient of radiation in the cross section for capturing dielectric particles thanks to using commercially produced solid-state laser sources.

Keywords: optical tweezer, solid-state laser, radiation power density, focusing, CCD-line.

Fig. 05. Ref.: 05 items.

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

УДК 629.78: 004.056.5

Уязвимость спутниковых технологий

А.В. МИШУРОВ, С.П. ПАНЬКО, С.А. РЯБУШКИН, В.В. СУХОТИН, В.А. ШАТРОВ

В статье рассмотрены возможные варианты уязвимости спутниковых технологий на современном уровне развития техники в результате действий злоумышленников. Обращается внимание на возможный международный характер деструктивной деятельности, способной нарушить работу спутниковых систем, вплоть до потери космического аппарата. Проводится анализ технической деятельности злоумышленников и рассматриваются методы противодействия.

Ключевые слова: спутниковые технологии, космический аппарат, кибератаки, защита информации, частотный ресурс ретранслятора, хакер.

ВВЕДЕНИЕ

Спутниковые технологии и системы давно стали неотъемлемой частью информационной структуры как отдельных стран, так и мирового сообщества в целом. Интеграция спутниковых коммуникаций в бизнес, образование, системы национальной безопасности и реагирования на чрезвычайные ситуации непрерывно развивается. Спутниковые технологии передачи информации и связи, наблюдения покровов Земли, контроля погоды, а также спутниковой навигации являются важнейшими компонентами современного информационного пространства.

Передача команд на исполнительные приборы и системы Космического Аппарата (КА), а также контроль состояния КА осуществляются персоналом Наземного Комплекса Управления (НКУ) в автоматическом, либо ручном режиме с помощью двух радиолиний: up link для передачи команд и полетных заданий на борт КА и down link для передачи телеметрии с борта КА в НКУ независимо от функционального назначения КА. Телеметрическая информация о состоянии бортовых систем и приборов и выполняемых ими функций являются единственным источником информации, позволяющим персоналу НКУ достаточно адекватно оценить работоспособность КА.

Большинство опубликованных исследований по Satellite Telemetry, Tracking and Control Subsystems [1..10] посвящено процедурам анализа потока телеметрических данных с позиций возможно более раннего распознавания аномального поведения узлов и систем КА. Наиболее распространенным способом прогноза является процедура Out-Of-Limits (OOL), при которой значение параметра сопоставляется с двумя порогами — верхним и нижним. Если

значение параметра выходит за пределы, то это должно явиться поводом к пристальному вниманию персонала к этому событию. Нарушение деятельности КА возможно как в результате непреднамеренных помех, так и в случае активных действий. Привлекательность мишени для кибератак со стороны хакеров — злоумышленников, преступников, террористов приводит к необходимости анализа уязвимости спутниковых технологий и систем. Поэтому необходима классификация помех естественного и умышленного происхождения спутниковым технологиям и разработка методов уменьшения их влияния на выполнение функциональной задачи КА.

Задача, так или иначе, рассматривалась в зарубежной и отечественной научно-технической литературе, начиная примерно с последней декады 20 века [2], однако это относилось исключительно к пиратскому захвату ресурсов телекоммуникационного КА. Проблема помехозащищенности и надежности командного управления, сбора и передачи телеметрической информации КА существует на протяжении всей эпохи становления и развития отрасли [6]. В настоящее время спектр возможных злоумышленных действий относительно КА значительно расширился. К ним можно отнести следующие.

ПИРАТСКИЙ ЗАХВАТ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Пятно, покрываемое радиосигналом коммуникационного КА, зафиксированного на геостационарной орбите в точке стояния 80° вост. долготы, занимает площадь от Берлина до Камчатки и от Таймыра до Юго-Восточной Азии, включая Ближний Восток и Японию. Злоумышленники ориентируют свои Земные станции (ЗС) на те-

лекоммуникационный геостационарный КА и излучают свой сигнал, как правило, более мощный, чем легитимные пользователи, не обращая внимания на занятость частотного ресурса [12]. Владелец КА терпит двойные убытки, поскольку легитимный пользователь не имеет возможности воспользоваться телекоммуникационной услугой, а злоумышленник не оплачивает аренду ресурса КА, пользуясь безнаказанностью. Для такой деятельности хакеру необходимо соответствующее оборудование, но современные технические возможности делают эту задачу тривиальной. Одним из решений этой задачи является определение координат мешающей ЗС с целью принятия управленческих мер внутреннего, либо международного характера.

Теоретические основы определения координат месторасположения пиратской ЗС проработаны в [7] на основе методики фазовой пеленгации и основаны на использовании виртуальной антенной решетки. Это достигается при учете естественных признаков, поскольку геостационарный КА движется по эллиптической орбите с малой эллиптичностью и в плоскости, несколько смещенной относительно плоскости экватора.

АТАКА НА КОСМИЧЕСКИЙ АППАРАТ ИЛИ НАЗЕМНЫЙ КОМПЛЕКС УПРАВЛЕНИЯ

Цель — физическое уничтожение. В доступной печати подобные акты не описывались, кроме как случайное столкновение разных КА [13].

УПРАВЛЕНИЕ КОНФИГУРАЦИЕЙ И ФУНКЦИЯМИ КА

Осуществление возможно путем имитации хакером командной линии и передачи по ней ложных директив, направленных на изменение функций КА и/или его ориентации. Действия могут привести к катастрофическим последствиям, вплоть до потери КА. В настоящее время единственной методикой защиты командной и телеметрической линий является использование кодирующего (скрывающего) преобразования информации и использование процедуры аутентификации [9–11]. Очевидно, что эти методики обладают конечной глубиной защиты командного сигнала от постороннего вмешательства и необходим поиск других признаков, позволяющих повысить качество защиты. К таким может относиться упомянутое выше [7] определение координат источника сигнала средствами, размещенными на борту КА, и игнорирование сигнала, если координаты его источника отличны от разрешенных и хранимых в бортовой памяти КА.

ПЕРЕХВАТ И ДЕШИФРИРОВАНИЕ СИГНАЛА

Цель состоит во вскрытии функционального потока передаваемой информации, что особенно актуально при использовании спутникового сегмента в линиях передачи закрытой информации.

Единственным средством защиты этого канала является использование специальных технологий закрывающего кодирования.

ИСКАЖЕНИЕ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Данный вид злоумышленных действий производится с целью вызова неадекватной реакции обслуживающего персонала НКУ. Задача защиты телеметрического канала до настоящего времени не ставилась в опубликованных источниках, несмотря на ее важность, поскольку действия персонала, основанные на неадекватной информации, могут привести к серьезным последствиям. Постановка искажающих помех возможна при использовании многолучевого распространения путем ретрансляции телеметрического сигнала с помощью средств аэрокосмического базирования. В [4] рассмотрены вопросы борьбы с влиянием многолучевого распространения применительно к спутниковым технологиям.

Справедливости ради следует отметить, что на семинаре Стэнфордского университета в октябре 2007 г. [8] было предложено решение проблемы защиты спутниковых технологий от вмешательства путем многоуровневой группировки микроспутников, т.е. введения избыточности в слой передачи информации. В [11] предложено обеспечивать защиту путем анализа амплитудно-фазового спектра принимаемого сигнала, что при полной имитации сигнала не имеет смысла.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проблема защищенности спутниковых технологий, справедливо относимых к критическим [5], должна стать предметом специальных исследований с целью разработки методик, техники и технологий эффективной борьбы с деятельностью злоумышленников в этой сфере. Важно подчеркнуть необходимость международного сотрудничества в этой сфере.

Признание

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в Сибирском федеральном университете и ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (Договор № 02.G25.31.0041

Литература

- [1] *J. Heras, A. Donati*. Method and apparatus for monitoring an operational state of a system on the basis of telemetry data. ESA Patent 572, 2013.
- [2] *В. Колубакин В.* Конференция в Дубне. ТЕЛЕ-Спутник, май, 1999. — С.40
- [3] *B. Lewis*. The Nature of Threat to Satellite Information Assurance. <http://www.intelsatgeneral.com/blog>. May 8, 2013.
- [4] *M.Z. Bhuiyan, E.S. Lohan*. Advanced Multipath Mitigation Techniques for Satellite-Based Positioning Applications. International Journal of Navigation and Observation. V.2010 (2010), Article ID 412393. Tampere University of Technology.

- [5] Don Wilcoxson. Advanced Commercial Satellite Systems Technology for Protected Communications. The 2011 Military Communications Conference, Track 6. Department of Defense Programs.
- [6] R.C. Jr, Chapman, G.F.; Critchlow, H. Mann. Command and Telemetry Systems. BSTJ 42: 4. July 1963.
- [7] С.П. Панько, В.В. Сухотин. Определение координат земных передатчиков в спутниковой связи. Журнал «Радиотехника» № 10, 2005 г.
- [8] <http://cisac.stanford.edu/events>
- [9] C. J. Keesee. Satellite Telemetry, Tracking and Control Subsystems. Massachusetts Institute of Technology. 2003.
- [10] D. Blanchard, et al. Selective Downlink Data Encryption System for Satellite. US Patent Appl. 20130077788, March, 2013.
- [11] H. Rosen. Satellite command link protection system. US Pat 4612546, 1986.
- [12] L. Francis, K.M. Sirett, K. Mayes, K Markantonakis. Countermeasures for Attacks on Satellite TV Cards using Open Receivers. In Proc. Third Australasian Information Security Workshop (AISW 2005), Newcastle, Australia. CRPIT, 44. Safavi-Naini, R., Montague, P. and Sheppard, N., Eds. ACS. 153-158.
- [13] <http://interfax.ru/news.asp?id=62662>

Поступила в редколлегию 29.08.2013



Мишуrow Андрей Валериевич, аспирант кафедры «Радиоэлектронные системы» Сибирского федерального университета. Научные интересы: телеметрические системы, телекоммуникации, спутниковые системы, приборостроение.



Панько Сергей Петрович, доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектронные системы» Сибирского федерального университета. Научные интересы: космические технологии, передача информации, медицинское приборостроение.



Рябушкин Станислав Анатольевич, начальник отдела проектирования и испытаний аппаратуры БКУ КА ОАО «Информационные спутниковые системы». Научные интересы: командно-измерительные системы, системы контроля и управления, спутниковые технологии.



Сухотин Виталий Владимирович, канд. техн. наук, доцент кафедры «Радиоэлектронные системы» Сибирского федерального университета. Научные интересы: радиодальнометрия, радиопеленгация, информационная безопасность, спутниковые системы.



Шатров Виталий Альбертович, инженер-конструктор, ОАО «Информационные спутниковые системы». Научные интересы: телекоммуникации, радиоэлектронные системы, повышение точности и помехоустойчивости передачи РТ сигналов.

УДК 629.78: 004.056.5

Уязвимость спутниковых технологий / А.В. Мишуrow, С.П. Панько, С.А. Рябушкин, В.В. Сухотин, В.А. Шатров // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 471–473.

У статті розглянуто можливі варіанти уразливості спутникових технологій на сучасному рівні розвитку техніки в результаті дій зловмисників. Звертається увага на можливий міжнародний характер деструктивної діяльності, здатної порушити роботу спутникових систем, аж до втрати космічного апарату. Проводиться аналіз технічної діяльності зловмисників і розглядаються методи протидії.

Ключові слова: спутникові технології, космічний апарат, кібератаки, захист інформації, частотний ресурс ретранслятора, хакер.

Бібліогр.: 13 найм.

UDC 629.78: 004.056.5

Vulnerability of satellite technologies / A.V. Mishurov, S.P. Pan'ko, S.A. Ryabushkin, V.V. Suhotin, V.A. Shatrov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3 – P. 471–473.

The paper considers possible variants of vulnerability of satellite technologies at the modern level of technology as a result of intruders' actions. Attention is paid to a possible international character of destructive activities capable of disturbing the operation of satellite systems, up to the loss of a spacecraft. The analysis of the technical activities of criminals is done and methods of counteraction is done.

Keywords: satellite technologies, spacecraft, cyber attacks, information security, transponder frequency resource, attacker.

Ref.:13 items.

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 535.42:534.321.9

СВОЙСТВА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВТОРОГО ПОРЯДКА БРЭГГОВСКОЙ ДИФРАКЦИИ В ПРОМЕЖУТОЧНОМ РЕЖИМЕ ПРИ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ СВЕТА С УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ВОЛНОЙ ПОД ДВОЙНЫМ УГЛОМ БРЭГГА

Л.Ф. КУПЧЕНКО, А.С. РЫБЬЯК, О.В. ЕФИМОВА

Исследуются селективные свойства пространственных составляющих второго порядка при взаимодействии света и звука под двойным углом Брэгга в промежуточном режиме дифракции. Значения дифракционной эффективности определялись с помощью численного решения системы связанных дифференциальных уравнений Рамана-Ната методом непрерывных дробей. Приведены результаты вычислений зависимостей дифракционной эффективности составляющих первого и второго порядков от частоты ультразвука при различных значениях волнового параметра.

Ключевые слова: акустооптика, второй порядок брэгговской дифракции, промежуточный режим дифракции

ВВЕДЕНИЕ

Большинство работ, посвященных исследованиям акустооптического взаимодействия, связаны с изучением брэгговского режима дифракции, который реализуется при взаимодействии света с ультразвуковой волной под углом Брэгга, причем наиболее существенными при этом оказываются пространственные компоненты первого или минус первого порядка [1, 2].

В работе [3] с использованием метода непрерывных дробей получены аналитические выражения для составляющих первого, второго и третьего порядков дифракции. Показано, что величина этих составляющих может быть соизмерима с величиной падающего на звуковую волну светового излучения, если взаимодействие происходит под углами, кратными углу Брэгга θ_B , $2\theta_B$, $3\theta_B$ и т.д. Определены условия, при которых амплитуда составляющих высших порядков максимальна и по величине соизмерима с амплитудой падающего излучения. Эти условия получили название брэгговских резонансов первого, второго и третьего порядков [4].

Высшие порядки обладают большей угловой дисперсией, что позволяет в результате их использования повысить разрешающую способность акустооптических устройств спектрального анализа радиотехнических сигналов. Исследования показали, что образование дифракционных составляющих высших порядков обусловлено многократным рассеянием света на ультразвуковой волне и поэтому они обладают большей угловой и спектральной селективностями, а также имеют ограниченный диапазон анализируемых частот [4]. Однако в ряде случаев, наряду с высокой разрешающей способностью, возникает необходимость полосы анализируемых частот сделать как можно шире, что невозможно обеспечить, изменив условия взаимодей-

ствия света с ультразвуковой волной, в частности использовать промежуточный режим дифракции.

При объемном взаимодействии света с периодическими структурами, в том числе, созданных ультразвуковой волной, различают три режима дифракции. Обычно считают, что режим брэгговской дифракции проявляется, когда волновой параметр $Q \geq 4\pi$, а режим Рамана-Ната при $Q \leq 0,3$ ($Q = k_0^2 l / k$, где k и k_0 – волновые числа звуковой и световой волн соответственно, l – длина взаимодействия). Переходная область, где $0,3 \leq Q \leq 4\pi$ – промежуточный режим.

Промежуточный режим дифракции может быть реализован путем уменьшения частоты ультразвука или длины взаимодействия. Он характеризуется, во-первых, снижением селективности брэгговского синхронизма, что позволяет расширить полосу анализируемых частот. Во-вторых, в промежуточном режиме реализуется многоволновый режим, когда помимо основных пространственных компонент дифрагированных полей первого и нулевого порядков присутствуют составляющие и других порядков. В простейшем случае возникают три пространственные составляющие светового поля с амплитудами E_0 , E_1 и E_{-1} .

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Настоящая статья является продолжением работы [5], в которой обсуждаются выбор условий взаимодействия света с ультразвуковой волной для акустооптических спектроанализаторов радиотехнических сигналов, использующих брэгговские резонансы второго порядка. Определено, что в промежуточном режиме дифракции света на ультразвуковой волне под двойным углом Брэгга следует считать трехволновый

режим, когда основными дифракционными порядками являются нулевой и второй, а дополнительным – первый. Установлено, что в промежуточном режиме дифракции при взаимодействии света и звука под двойным углом Брэгга при некоторых значениях частоты ультразвука и амплитуды ультразвуковых колебаний существуют такие условия взаимодействия, при которых амплитуда дифракционных составляющих второго порядка максимальна, а первого – минимальна.

Показано, что в промежуточном режиме при выполнении условий второго брэгговского резонанса происходит расширение полосы частот, в пределах которой выполняются условия брэгговского синхронизма. Однако в этой работе отсутствуют количественные оценки селективных свойств пространственных составляющих второго порядка в промежуточном режиме.

Целью настоящей статьи является изучение селективных свойств составляющих второго порядка дифракции при взаимодействии световой и ультразвуковой волн в промежуточном режиме вблизи второго брэгговского резонанса

В настоящей работе исследуются зависимость дифракционной эффективности пространственных компонент второго порядка от частоты ультразвука при выполнении условий второго брэгговского резонанса. Для сравнительной оценки селективных характеристик при традиционных условиях взаимодействия – первый брэгговский резонанс, проведен расчет и построены графики зависимости дифракционной эффективности составляющей первого порядка при различных значениях волнового параметра.

Аналитические выражения для пространственных составляющих дифракции, полученные при взаимодействии света с ультразвуком под углами кратными углу Брэгга, справедливы при малых значениях параметра Рытова ($q \ll 1$, где $q = \Delta n/n_0 (k/k_0)^2$, $\Delta n/n_0$ – относительное изменение коэффициента преломления среды в звуковом поле). В этом случае реализуется объемное взаимодействие и существенными являются составляющие нулевого и первого порядков [4]. В промежуточном режиме, при котором значение параметра Рытова $q \leq 1$, получить аналитические выражения сложно и следует использовать численные методы расчета.

В настоящей работе расчетные значения дифракционной эффективности определялись с помощью численного решения системы связанных дифференциальных уравнений Рамана-Ната для комплексных амплитуд пространственных дифракционных составляющих [6].

Методика основана на использовании метода непрерывных дробей, который предусматривает сведение системы дифференциальных уравнений к системе алгебраических уравнений с дальнейшим нахождением разрешенных направ-

лений пространственных компонент и их амплитуд. Методика представляет собой дальнейшее развитие метода непрерывных дробей и не предполагает малость параметра Рытова ($q \ll 1$), а также не требует полного соблюдения условий брэгговского резонанса.

МЕТОДИКА ЧИСЛЕННОГО РАСЧЕТА

Методика численного расчета дифракционных компонент с использованием метода непрерывных дробей состоит в том, что дифференциально-разностные уравнения Рамана-Ната, представляемые обычно в виде

$$\Psi'_n - (n^2 - nz)\Psi_n + q(\Psi_{n-1} + \Psi_{n+1}) = 0, \quad (1)$$

где $n = 0; \pm 1; \pm 2 \dots$; $\Psi' = d\Psi_n/d\tau$; $\tau = iax$; $a = k_0^2/2k \cos\theta$, сводятся после введения параметра $\Psi_n = A_n e^{\lambda\tau}$ (λ – дисперсионный параметр) к системе линейной алгебраических уравнений следующего вида:

$$\Lambda_n A_n + q(A_{n-1} + A_{n+1}) = 0, \quad (2)$$

где $\Lambda_n = \lambda - n^2 + nz$, а коэффициенты $A_{\pm n}$ определяются рекуррентными формулами

$$A_{\pm n} = -\frac{q}{\Lambda_{\pm n} - \frac{q^2}{\Lambda_{\pm n+1} - \frac{q^2}{\Lambda_{\pm 2n+1}}}} A_{\pm n-1}. \quad (3)$$

Как следует из (3), на величину коэффициентов A_n непосредственно влияют смежные с ними составляющие $A_{n\pm 1}$. Поэтому при исследовании взаимодействия света с ультразвуковой волной под двойным углом Брэгга помимо основных составляющих A_2 и A_0 в промежуточном режиме следует учитывать составляющие A_1 , A_{-1} , и A_3 . Тогда система уравнений (2) при выполнении условий брэгговского синхронизма ($z = 2$) для составляющих второго порядка будет иметь следующий вид [5]:

$$\begin{aligned} (\lambda - 3)A_{-1} + qA_0 &= 0, \\ qA_{-1} + \lambda A_0 + qA_1 &= 0, \\ qA_0 + (\lambda + 1)A_1 + qA_2 &= 0, \\ qA_1 + \lambda A_2 + qA_3 &= 0, \\ qA_2 + (\lambda - 3)A_3 &= 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Решая систему (4), найдем значения λ_j ($j = 1, \dots, 5$). Это означает, что каждая из комплексных амплитуд дифракционных порядков будет определяться пятью компонентами и может быть представлена в следующем виде:

$$E_n(x) = \psi_n(x) = \sum_{j=1}^5 A_{nj} e^{i\lambda_j \frac{k_0^2 x}{2k}},$$

где $A_{nj} = A_0 T_{nj}$, а коэффициенты T_{nj} находятся из системы уравнений (4) и для рассматриваемого случая определяются выражениями:

$$T_{-1,j} = -\frac{q}{\lambda_j - 1 - z},$$

$$T_{1,j} = -\frac{q}{\lambda_j - 1 + z - \frac{q^2}{\lambda_j - 4 + 2z - \frac{q^2}{\lambda_j - 9 + 3z}}},$$

$$T_{2,j} = -\frac{q}{\lambda_j - 4 + 2z - \frac{q^2}{\lambda_j - 9 + 3z}} T_{1,j},$$

$$T_{3,j} = -\frac{q}{\lambda_j - 9 + 3z} T_{2,j}.$$

Методика численного расчета амплитуды пространственной компоненты второго порядка позволяет получить достоверный результат для промежуточного режима акустооптического взаимодействия. Она учитывает многоволновый характер дифракции света на ультразвуковой волне, что позволяет использовать данную методику для изучения свойств пространственных составляющих как первого, так и второго порядков.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Ниже приведены результаты численного расчета селективных свойств составляющих второго порядка дифракции при взаимодействии световой и ультразвуковой волн в промежуточном режиме дифракции вблизи второго брэгговского резонанса. С использованием вышеизложенной методики проведены расчеты и построены графики (рис. 1), иллюстрирующие зависимость нормированной дифракционной эффективности второго порядка ($\eta_{2n} = |E_2/A|^2$, где A – амплитуда падающей волны) от частоты ультразвука при изменении значений волнового параметра в достаточно широких пределах $Q = 10 \dots 100$.

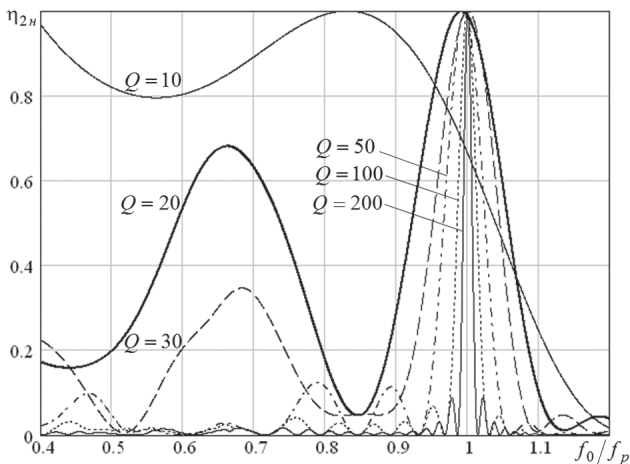


Рис. 1. Частотная зависимость нормированной дифракционной эффективности составляющей второго порядка при различных значениях волнового параметра

Расчеты проведены при следующих параметрах акустооптического взаимодействия: среднее значение частоты ультразвука – 50 МГц; длина световой волны – 0,633 мкм; относительное изменение коэффициента преломления среды, вызванное акустической волной $\Delta n/n_0$ для первого резонанса, составляла $7 \cdot 10^{-6}$, а для второго – $6 \cdot 10^{-5}$; значение длины взаимодействия изменялось от 0,09 до 1,7 см.

Из анализа амплитудно-частотных характеристик пространственных составляющих второго порядка следует, что с уменьшением волнового параметра Q (с приближением условий взаимодействия к промежуточному режиму) полоса возможных анализируемых частот увеличивается.

Для оценки достоверности полученных результатов с использованием этой методики вычислены амплитудно-частотные характеристики составляющих первого порядка ($\eta_{1n} = |E_1/A|^2$, где A – амплитуда падающей волны) при взаимодействии света и звука под углом Брэгга (рис. 2). Эти графики качественно совпадают с амплитудно-частотными характеристиками, полученными другими методами, например, в работе [7].

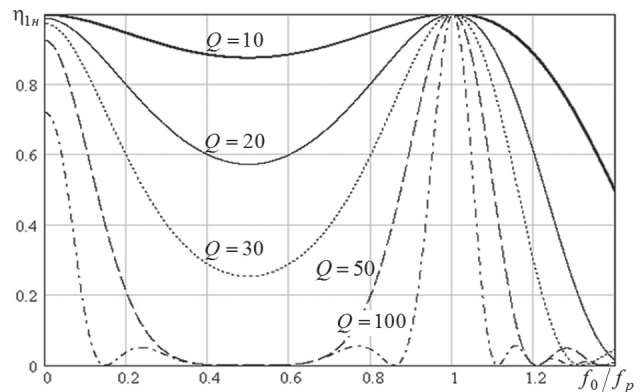


Рис. 2. Частотная зависимость нормированной дифракционной эффективности составляющей первого порядка при различных значениях волнового параметра

ВЫВОДЫ

В статье исследуются частотные характеристики пространственных составляющих второго порядка при взаимодействии света и звука под двойным углом Брэгга в промежуточном режиме дифракции. Графики, иллюстрирующие зависимость дифракционной эффективности составляющих первого и второго порядков от частоты ультразвука при различных значениях волнового параметра, свидетельствуют о том, что в промежуточном режиме полоса частот, в пределах которой выполняются условия брэгговского резонанса, увеличивается.

Полученные нормированные значения дифракционной эффективности при втором брэгговском резонансе могут быть использованы для определения селективных свойств акустооптических процессоров на основе вторых порядков дифракции.

Литература

- [1] Купченко Л.Ф., Плахов Ю.М., Ефимова О.В. и др. Выбор условий акустооптического взаимодействия для процессоров, использующих составляющие величины второго порядка брэгговской дифракции // Радиофизика и радиоастрономия. — 2002. — Т. 7. №2. — С. 201–207.
- [2] Гуляев Ю.В., Проклов В.В., Шкердин Г.Н. Дифракция света на звуке в твердых телах // Успехи физических наук. — 1978. — Т. 124. Вып. 1. — С. 161–111.
- [3] Борн М., Вольф Э. Основы оптики. Изд. 2-е.: Пер. с англ. — М.: Наука, 1973. — 856 с.
- [4] Зильберман Г.Е., Сидоров И.Н., Купченко Л.Ф. К теории дифракции света на ультразвуке // Радиотехника и электроника. — 1982. — Т. 27. №2. — С. 241–247.
- [5] Акустооптические эффекты при сильном взаимодействии. Теория и эксперимент (Метод непрерывных дробей при решении акустооптических задач) Под ред. Л.Ф. Купченко: Монография. — Х.:ООО «ЭДЕНА» 2009. — 264 с.
- [6] Плахов Ю.М. Методика расчета рабочего режима акустооптического дисперсионного элемента // Система обработки информации. НАНУ, ХВУ. — 1998. — С. 41–47.
- [7] Балакий В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е. Физические основы акустооптики. — М.: Радио и связь, 1985. — 280 с.

Поступила в редколлегию 21.05.2013



Купченко Леонид Федорович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры Харьковского университета Воздушных Сил. Научные интересы: акустооптика, акустоэлектроника, изображающая спектроскопия, оптико-электронные системы.



Рыбьяк Анатолий Степанович, кандидат технических наук, научный сотрудник Харьковского университета Воздушных Сил. Научные интересы: акустооптика, акустоэлектроника, изображающая спектроскопия, оптико-электронные системы.



Ефимова Ольга Васильевна, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры Харьковского университета Воздушных Сил. Научные интересы: акустооптика, акустоэлектроника.

УДК 535.42:534.321.9

Властивості просторових складових другого порядку брегівської дифракції в проміжному режимі дифракції при взаємодії світла з ультразвуковою хвилею під подвійним кутом Брега / Л.Ф. Купченко, А.С. Риб'як, О.В. Єфімова // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2013. — Том 12. — № 3. — С. 474–477.

Досліджуються селективні властивості просторових складових другого порядку при взаємодії світла і звуку під подвійним кутом Брега в проміжному режимі дифракції. Значення дифракційної ефективності визначалися за допомогою числового розв'язання системи зв'язаних диференціальних рівнянь Рамана-Ната методом неперервних дробів. Наведено результати обчислення дифракційної ефективності складових першого та другого порядків від частоти ультразвуку при різних значеннях хвильового параметра.

Ключові слова: акустооптика, другий порядок брегівської дифракції, проміжний режим дифракції.

Лл.: 2. Бібліогр.: 7 найм.

UDC 535.42:534.321.9

Features of space components of the second order of Bragg's diffraction in intermediate mode with light-ultrasonic wave interaction under Bragg's double angle / L.F. Kupchenko, A.S. Rubyak, O.V. Efimova // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2013. — Vol. 12. — № 3. — P. 474–477.

The paper studies selective qualities of the second order space components with light-sound interaction under Bragg's double angle in intermediate diffraction. The values of diffraction efficiency have been estimated by mathematical calculation of the system of connected differential Raman-Nath equations using the method of continued fractions. Results of the calculations of the diffraction efficiency dependencies for the components of the first and second orders on ultrasonic frequency under the different values of a wave parameter are given.

Keywords: acoustooptics, the second order of Bragg's diffraction, intermediate diffraction mode.

Fig.: 2. Ref.: 7 items.



МИХАИЛ ФЕДОРОВИЧ БОНДАРЕНКО

(1944–2013)

1 сентября 2013 г. на 69-м году жизни после тяжелой и продолжительной болезни ушел из жизни **Михаил Федорович Бондаренко** — Почетный гражданин Харькова, ректор Харьковского национального университета радиоэлектроники, Президент Академии наук прикладной радиоэлектроники, доктор технических наук, профессор, член-корреспондент НАН Украины, Заслуженный деятель науки и техники Украины, Лауреат государственной премии Украины в области науки и техники, основатель научной школы, которая ориентирована на разработку теории искусственного интеллекта, распознавание речи и создания информационных систем и технологий.

Михаил Федорович родился 30 ноября 1944 г. в с. Крутоярровка Кегичевского района Харьковской области. С отличием закончил Харьковский институт радиоэлектроники и прошел в его стенах все ступени профессионального роста ученого и организатора в сфере образования и науки.

Благодаря деятельности М.Ф. Бондаренко по созданию современной материально-технической базы, реализации кадровой, научной, образовательной и инновационной политики Харьковский национальный университет

радиоэлектроники два года подряд занимает первое место среди технических высших учебных заведений Украины.

С 2000 года Михаил Федорович возглавлял Академию наук прикладной радиоэлектроники, уделяя непрерывно этой работе большое внимание. Выдающиеся заслуги М.Ф. Бондаренко были отмечены многими наградами, среди которых — ордена «За заслуги» III и II степеней, «За трудовые достижения» и «Почетный Крест».

Михаил Федорович владел уникальным мышлением, был выдающимся специалистом, целенаправленным руководителем и образцом самоотверженного служения науке, образованию, университету. Его вклад в организацию и развитие Харьковского национального университета радиоэлектроники, Академии наук прикладной радиоэлектроники, в воспитании научно-педагогических кадров — неоценимый.

Михаил Федорович Бондаренко навсегда запомнится нам искренним человеком, талантливым ученым и педагогом.

Светлая память и искренняя любовь к Михаилу Федоровичу навсегда останется в сердцах коллег, учеников, студентов и всех, кто его знал.

Президиум АН ПРЭ

ПАМЯТИ МИХАИЛА ФЕДОРОВИЧА БОНДАРЕНКО

1 сентября 2013 г. после продолжительной тяжелой болезни ушел из жизни Президент Академии наук прикладной радиоэлектроники, ректор Харьковского национального университета радиоэлектроники, профессор, доктор технических наук, член-корреспондент НАН Украины Михаил Федорович Бондаренко.

Михаил Федорович родился 30 ноября 1944 года. В 1969 году закончил ХИРЭ, а через год в возрасте 25 лет защитил кандидатскую диссертацию, в 1985 — докторскую. Многие годы М.Ф. Бондаренко заведовал кафедрой программного обеспечения ЭВМ (сегодня — программной инженерии). Почти 20 лет Михаил Федорович руководил нашим университетом. За эти годы он внес огромный вклад в совершенствование учебного процесса, развитие материально-технической базы университета, повышение уровня научных исследований. Итогом всей этой работы явилось то, что в эти годы наш университет дважды возглавлял рейтинг лучших технических ВУЗов Украины. Да и сам Михаил Федорович в эти годы был удостоен Государственной премии Украины и выбран членом-корреспондентом НАН Украины.

С 2000 года Михаил Федорович возглавлял Академию наук прикладной радиоэлектроники, уделяя непрерывно этой работе большое внимание. Под его руководством АН ПРЭ выросла почти вдвое и является на сегодня одним из крупных научных центров Украины, объединяющей ученых Украины, Российской Федерации и Республики Беларусь, других стран ближнего и дальнего зарубежья.

Михаил Федорович заслуженно пользовался авторитетом и уважением как внутри университета, так и вне его в Харькове и в Украине. Он был почетным гражданином нашего города, награж-

ден несколькими орденами, почетной Грамотой Верховного Совета Украины, знаком лауреата регионального рейтинга «Харьковчанин столетия».

Михаил Федорович был добрым и отзывчивым человеком. Я хотел бы отметить лишь два факта, свидетельствующих о высоких человеческих качествах Михаила Федоровича. В 2005 году моя родная Вторая Санкт-Петербургская гимназия отмечала свой 200-летний юбилей. Директор гимназии прислал на имя Михаила Федоровича письмо с просьбой командировать меня с женой на недельные юбилейные торжества. Михаил Федорович по-человечески, с пониманием отнесся к этому делу, и просьба директора гимназии была полностью удовлетворена. Через год после этого в 2006 году я обратился к Михаилу Федоровичу с пространственным письмом, в котором отметил ряд существенных (на мой взгляд) недостатков в работе университета. Вряд ли такое могло доставить удовольствие руководителю. Тем не менее, Михаил Федорович на протяжении пяти часов вместе со мной обсуждал это письмо и, в конечном счете, согласился с основными его положениями. Но самое удивительное в этой истории то, что после этого наши дружеские отношения стали еще более теплыми.

Я не могу не отметить также неизменное внимание, уделяемое Михаилом Федоровичем, ветеранам Великой Отечественной Войны.

Уход Михаила Федоровича — это огромная потеря как для коллектива университета, так и для коллектива АН ПРЭ, для развития и процветания которых он так много сделал. Светлая память о Михаиле Федоровиче навсегда останется в наших сердцах.

*Профессор,
член Президиума АН ПРЭ
Я.С. Шифрин*

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

Е. Б. Исаева

Корректор

Б. П. Косиковская

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 26.09.2013 р.).

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки
(протокол № 24 від 27.09.2013 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 27.09.2013. Формат 60 × 84 ¹/₈.
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 12,5. Облік.-вид. арк. 12,0.
Тираж 300 прим. Ціна договірна.

Віддруковано в ТОВ «ДРУКАРНЯ МАДРИД»
61024, м. Харків, вул. Ольмінського, 11. Тел.: (057) 756-53-25
www.madrid.in.ua, e-mail: info@madrid.in.ua