

Государственный военно-промышленный комитет  
Республики Беларусь

**7-я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ  
ПО ВОЕННО-ТЕХНИЧЕСКИМ ПРОБЛЕМАМ,  
ПРОБЛЕМАМ ОБОРОНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ,  
ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ТЕХНОЛОГИЙ ДВОЙНОГО  
ПРИМЕНЕНИЯ**

(Минск, 20–22 мая 2017 г.)

Сборник научных статей

В трех частях

Часть 3



МИНСК  
ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЧЕТЫРЕ ЧЕТВЕРТИ»  
2017

УДК 623(082)  
ББК 68.8я43  
С28

**С28 7-я Международная** научная конференция по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения (Минск, 20–22 мая 2017 г.) : сборник научных статей. В 3 ч. Ч. 3 / Государственный военно-промышленный комитет Республики Беларусь. — Минск : Четыре четверти, 2017. — 250 с.

ISBN 978-985-581-108-5 ч. 3

В сборник включены материалы 7-й Международной конференции по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения (20–22 мая 2017 г., Минск, Беларусь), на которой представлены доклады по военно-техническим аспектам обороны и безопасности, теории вооружения и военной техники, перспективным решениям создания, модернизации и утилизации ВВТ, а также использованию технологий двойного применения.

**УДК 623(082)  
ББК 68.8я43**

The collection includes materials of the 7th International scientific conference for military and technical issues, defence and security problems, application of double-purpose technologies (May 20–22, 2017, Minsk, Belarus), that presents reports on military and technical aspects of defence and security, theory of weapons and military hardware, perspective solutions for production, modernization and utilization of weapons and military equipment, and also on application of double-purpose technologies.

**ISBN 978-985-581-108-5 (ч. 3)  
ISBN 978-985-581-105-4**

© Оформление. ООО «Лаборатория интеллекта», 2017



## ОГЛАВЛЕНИЕ

### ОТЕЧЕСТВЕННАЯ ЭЛЕКТРОННО-КОМПОНЕНТНАЯ БАЗА – ОСНОВА СОЗДАНИЯ КОНКУРЕНТОСПОСОБНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ

#### **ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ СВЧ МОДУЛИ АФАР НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ В ВИДЕ 3D-МИКРОСХЕМ С ИНТЕГРАЛЬНОЙ ФОТОНИКОЙ**

Даниленко Д.А., Воронцов Л.В., Шилин В.Г. 7

#### **ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ПО ФОТОНИКЕ**

Дураев В.П., Медведев С.В. 13

#### **ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ФОТОВОЛЬТАИКИ В БЕЛАРУСИ**

Казак Н.С., Залесский В.Б., Малютина - Бронская В.В., Ходин А.А. 19

#### **МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН**

Копшай А.А., Гусинский А.В. 27

#### **ЛАВИННЫЕ ФОТОДИОДЫ БЕЛОРУССКОГО ПРОИЗВОДСТВА: ИЗГОТОВЛЕНИЕ И ХАРАКТЕРИСТИКИ**

Малышев В.С., Сорока С.А., Лемешевская А.М., Залесский В.Б.,  
Ходин А.А., Малютина-Бронская В.В. 31

#### **ОДИНОЧНЫЕ И МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ СВЕТО- И ФОТОДИОДЫ НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОСТРУКТУР InAsSbP/InAs(Sb) ДЛЯ СРЕДНЕГО ИК- ДИАПАЗОНА СПЕКТРА**

Матвеев Б.А., Ременный М.А., Гаврилов Г.А., Сотникова Г.Ю. 37

#### **РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ПОПЕРЕЧНЫМ ПРИЛОЖЕНИЕМ УПРАВЛЯЮЩЕГО ПОЛЯ**

Пилипович В.А., Конойко А.И., Гончаренко И.А. 44

#### **ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИК ИЗЛУЧЕНИЯ НА БАЗЕ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ ФАБРИ-ПЕРО**

Пилипович В.А., Залесский В.Б., Конойко А.И., Кравченко В.М., Решников К.А. 52

#### **ОПЫТ РАЗРАБОТКИ, ИЗГОТОВЛЕНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ УСТАНОВКИ МОС-ГИДРИДНОЙ ЭПИТАКСИИ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ГЕТЕРОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ НИТРИДА ГАЛЛИЯ ДЛЯ ПРИБОРОВ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ И ФОТОНИКИ**

Цацульников А.Ф., Лундин В.В., Сахаров А.В., Заварин Е.Е., Закгейм Д.А.,  
Николаев А.Е., Земляков В.Е., Егоркин В.И., Парнес Я.М.<sup>3</sup>, Великов-  
ский Л.Э., Устинов В.М. 60



---

## СИСТЕМЫ И СРЕДСТВА РАДИОСВЯЗИ

---

<b>МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ АНТЕННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КВ РАДИОСТАНЦИЙ</b> Васильев А.Д., Терех В.Г.	66
<b>ПОДХОДЫ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ РАДИОСТАНЦИЙ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ УЗЛОВ СВЯЗИ</b> Водчиц А.А.	68
<b>СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К СОЗДАНИЮ АППАРАТУРЫ ВНУТРЕННЕЙ СВЯЗИ И КОММУТАЦИИ</b> Высоцкий Р.А.	70
<b>АНТЕННЫЕ СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ КВ РАДИОСВЯЗИ</b> Ковалевич Д.А.	72
<b>СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ПРИ РАДИОЭЛЕКТРОННОМ ПРОТИВОДЕЙСТВИИ</b> Крейдик Е. Л.	74
<b>ДИНАМИЧЕСКИЙ СПОСОБ ОБРАБОТКИ ТРАФИКА ГОЛОСОВЫХ СЕРВИСОВ МАРШРУТИЗАТОРАМИ</b> Машкин Е.В., Бысов А.А.	77
<b>ОПТИМИЗАЦИЯ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА СЕГМЕНТА СТАЦИОНАРНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ</b> Обух А.В.	79
<b>АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА РАДИОЛИНИИ С УЧЕТОМ ВОЗМОЖНОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ</b> Троцкий Т.П., Машкин Е.В.	80
<b>МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ПОВЫШЕНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ, ЛИНЕЙНОСТИ И КПД ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ УКВ И СВЧ РАДИОСИГНАЛОВ С ПЕРЕМЕННОЙ ОГИБАЮЩЕЙ</b> Хатьков Д.А., Ткаченко А.П.	82



## СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ВОЕННОГО И ДВОЙНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

<b>ВЫБОР СТРУКТУРЫ И МЕТОДА ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АУТОНОМНОГО ОБЪЕКТА</b> Войтенко К.Ю., Коновалов С.И., Шиш А.Л.	84
<b>ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЭВРИСТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ ВОЗМОЖНОСТНОЙ КЛАСТЕРИЗАЦИИ В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ВОЙСКАМИ И ОРУЖИЕМ</b> Вятчинин Д.А., Дудкин А.А.	93
<b>ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ПРОДУКЦИИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ</b> Гринкевич А.В., Савенко С.А.	101
<b>ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ПОМЕХ САМОПРИКРЫТИЯ СОВРЕМЕННЫХ АВИАЦИОННЫХ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ</b> Давыденко И.Н., Кирячек Г.В.	111
<b>ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НАД ПОВЕРХНОСТЬЮ ЗЕМЛИ</b> Калинин А.А., Лавор Т.Э.	118
<b>ТЕНДЕНЦИИ ПОСТРОЕНИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ ИМПУЛЬСНО- ДОПЛЕРОВСКИХ РЛС</b> Костюкевич К.А.	128
<b>КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ПОТОКОВ ВНУТРИ РАБОЧЕЙ КАМЕРЫ МИКРОТУРБИНЫ ДЛЯ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КОНСТРУКЦИИ ТУРБОАГРЕГАТА</b> Крот А.М., Ткачева П.П., Демко В.М., Спагар И.Н.	136
<b>ОСОБЕННОСТИ ПИТАНИЯ ОБМОТОК ДВУХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ОТ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С МОСТОВЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ</b> Ледник Г. В.	141
<b>ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИНЕРЦИАЛЬНО-СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НАВЕДЕНИЯ ВЫСОКОТОЧНОГО ОРУЖИЯ</b> Малкин В.А., Мелец А.Ф., Иванишин П.В., Сенько А.Я.	151
<b>АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ СЕРВИСНОЙ СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ И РЕМОНТА ВОЕННОЙ ПРОДУКЦИИ И ИЗДЕЛИЙ ДВОЙНОГО НАЗНАЧЕНИЯ</b> Пархоменко А.В.	156



<b>МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ, РАБОТАЮЩИХ В ЗАДАННОМ ДИАПАЗОНЕ ВЫХОДНЫХ КООРДИНАТ</b> Русакович А.Н.	167
<b>РАЗРАБОТКА ТРЕХМЕРНОЙ МОДЕЛИ ФОНО-ЦЕЛЕВОЙ ОБСТАНОВКИ В ВИДИМОМ И ИК-ДИАПАЗОНАХ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ</b> Сенько А.Я., Иванишин П.В., Малкин В.А., Мелец А.Ф.	175
<b>ТЕНДЕНЦИИ ПОСТРОЕНИЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ</b> Солонович Д.А.	185
<b>ВЫСОКОТОЧНАЯ СИСТЕМА ПОДЪЕМА И ГОРИЗОНТИРОВАНИЯ ОПОРНОЙ ПЛАТФОРМЫ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ</b> Стрижнев А.Г.	193
<b>РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ ЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ</b> Тумащик В.А., Савенко С.А., Гринкевич А.В.	200
<b>ГЕОИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ. СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ</b> Утекало В.К., Крючков А.Н., Сотикова Е.Е.	211
<b>ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЯ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКОГО СОВЕРШЕНСТВА ОБРАЗЦОВ ВООРУЖЕНИЯ И ВОЕННОЙ ТЕХНИКИ</b> Чугай К.Н., Косачев И.М.	218
<b>УПРОЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОГО ГОРИЗОНТИРОВАНИЯ ТРАНСПОРТНОЙ ПЛАТФОРМЫ</b> Шихов А.А.	228
<b>РАЗРАБОТКА НОВЫХ СТРУКТУР ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ ПРИБОРОВ СВЧ</b> Шиш А.Л., Коновалов С.И., Войтенко К.Ю.	236
<b>ОБОСНОВАНИЕ СТРАТЕГИИ МОДЕРНИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ВООРУЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕЧЕТКОЙ СИТУАЦИОННОЙ СЕТИ</b> Шуляк А.В., Савенко С.А.	246



## ОТЕЧЕСТВЕННАЯ ЭЛЕКТРОННО-КОМПОНЕНТНАЯ БАЗА – ОСНОВА СОЗДАНИЯ КОНКУРЕНТОСПОСОБНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ

УДК 629.7.052; 629.7.054.07

### ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ СВЧ МОДУЛИ АФАР НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ В ВИДЕ 3D-МИКРОСХЕМ С ИНТЕГРАЛЬНОЙ ФОТОНИКОЙ

Даниленко Д.А., Воронцов Л.В., Шилин В.Г.

*Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега», Москва*

**Актуальность.** В начальный период фазированные антенные решетки (ФАР) находили применение исключительно в военной аппаратуре [1]. В настоящее время ФАР и другие варианты антенн с электронным сканированием широко используются в различных видах и невоенной радиоаппаратуры — это радионавигационных системах обеспечения аэропортов, системах спутникового вещания и связи с искусственными спутниками земли, системах связи с подвижными объектами и системах обеспечения безопасности движения автомобиля. Компоненты СВЧ-диапазона являются базовыми для приемо-передающих модулей (ППМ АФАР). Прогноз аналитического доклада Forecast International от 9 ноября 2007 года обозначил, что до конца 2017 года стоимость глобального рынка радаров с АФАР превысит 50 млрд. долларов США [2]. В каждой АФАР в среднем используется 1000 приемо-передающих модулей (ППМ АФАР). Таким образом, к концу 2017 году будет произведено около 15 млн. ППМ АФАР.

Количество зарубежных статей, освещающих достижения в области микрофотоники и их применения, а также выполняемые научными и производственными организациями программы с внушительным объемом инвестиций - свидетельствуют о том, что решения микрофотоники будут в составе почти каждого вида микроэлектронной и радиоэлектронной продукции последующих поколений [3]. В качестве примера можно привести некоторые проекты: FIREFLY, MIRAGE, PARADIGM, PhoxTroT, PHOSFOS. Проект PhoxTroT (завершен в конце 2016 года) объединил 18 европейских партнеров, координатор – Fraunhofer Institute.

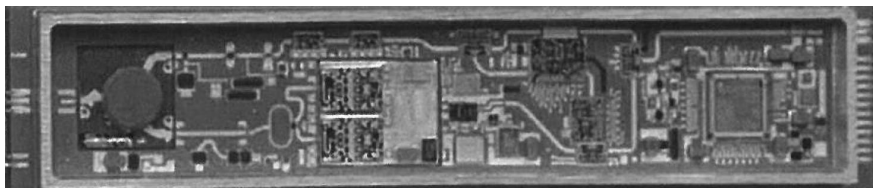
**Цель исследования.** Перспективными изделиями (изделиями нового поколения) принято называть изделия с существенно улучшенными по сравнению с существующими образцами характеристиками, такими как: масса, габариты, помехозащищенность, устойчивость к различного вида внешним воздействиям и пр.

Очевидна необходимость в принципиально новом подходе как конструирования, так и изготовления таких изделий, т.е. иная компонентная база, топологические нормы, технологии сборки/получения и материалы.

Целью исследования является обозначение технологико-конструктивных подходов для создания ППМ нового поколения на основании анализа существующих тенденций дальнейшего развития радиоэлектронной аппаратуры, а также представление выбранных технологических режимов, определение узких мест, предложения для их решения.

Введение термина «технологико-конструктивный» связано с тем, что именно возможности и результаты применения новых технологических подходов для изготовления радиоэлектронного модуля определяют конструкцию этого модуля.

Разрабатываемые в настоящее время варианты ППМ АФАР на относительно новой электронной базе - полупроводниковые высокотемпературные соединения нитрида галлия (GaN) - не решают полностью вопрос с высокой тепловой нагрузкой на антенное полотно АФАР (Рис.1). Указанный вопрос определяет необходимость в жидкостной системе охлаждения, что увеличивает и габаритные размеры, и массу изделия. Дополнительным недостатком является увеличение ИК-заметности такой АФАР из-за увеличенного градиента температур антенного полотна.



*Рис.1 - Образец ППМ АФАР*

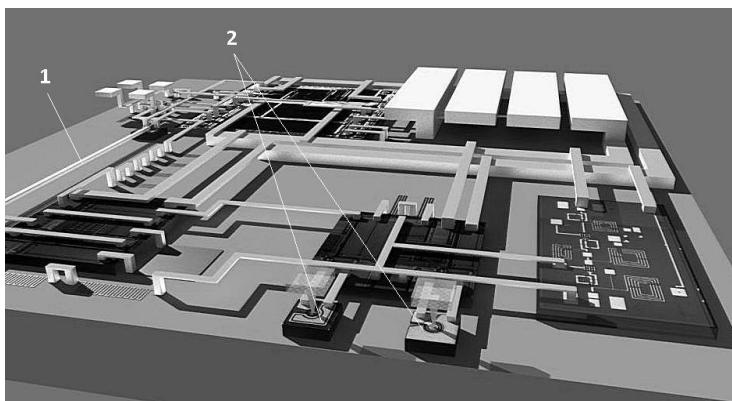
Первым шагом на пути решения вышеуказанных проблем стало решение о переводе работы как элементов, так и всех блоков АФАР в оптический диапазон частот на фотонную элементную базу с последующим преобразованием их в радиочастоты для излучения и приема радиочастотными излучателями. Предложено конструктивно разнести антенное полотно и основные источники тепловыделения при помощи оптических линий передачи, а также использовать технологию нанофотонных интегрально-оптических схем. Имеющиеся на сегодняшний день разработки АФАР с технологиями радиофотоники представляют собой в некотором роде макетные образцы или прототипы для предлагаемого решения, заключающегося в переходе на принципиально новые технологико-конструктивные решения. Именно новые технологические процессы определяют будущую конструкцию модуля/изделия с высокими эксплуатационными характеристиками.

Второй шаг сводится к использованию технологий создания высокоплотных электронных модулей, известных как 3DMS-технологий (объемных микросистем). Элементной базой 3DMS-технологий являются кристаллы самого различного типа и назначения: от кристалла процессора и СВЧ-кристалла до кристалла полупроводникового лазера. В печатных платах и интегральных схемах





использование кристаллов было возможно лишь в корпусированном виде, что удорожало его, как минимум в 3 раза. Пассивные элементы и межсоединения являются интегрированными в тело модуля и создаются в процессе его послойного «выращивания». В качестве основы модуля используется подложка из различных материалов: Al, Si, SiC и др. Работа кристаллов сопровождается выделением тепла, из-за чего возникает необходимость в его теплоотводе. В процессе работы температура отдельных кристаллов способна достигать значений 140...150 °С. Наиболее рациональным, по мнению авторов, способом отведения тепла является обеспечение непосредственного контакта кристалла с подложкой, материал которой выбирается с максимально возможным значением коэффициента теплопроводности, через тонкий слой теплопроводящего клея. Пассивные RLC-элементы являются тонкопленочными и образуются в слоях при формировании модуля. На Рис.2 представлена модель модуля, созданного по 3DMS-технологиям.



*Рис. 2 - Модель модуля, созданного по 3DMS-технологиям*

Позиция 1 – интегрированный в структуру модуля оптический волновод, позиция 2 - кристаллы полупроводникового лазера и приемника излучения.

Особенностью структуры такого модуля является его монолитность, т.е. отсутствие воздушных полостей. Основные преимущества 3DMS-модулей по сравнению с модулями, изготовленными по технологиям печатных плат:

- снижение массогабаритных параметров в десятки раз;
- работоспособность при перегрузках до 2000 г;
- увеличение помехоустойчивости и помехозащищенности;
- снижение энергопотребления;
- увеличение показателей отказоустойчивости и наработки на отказ.

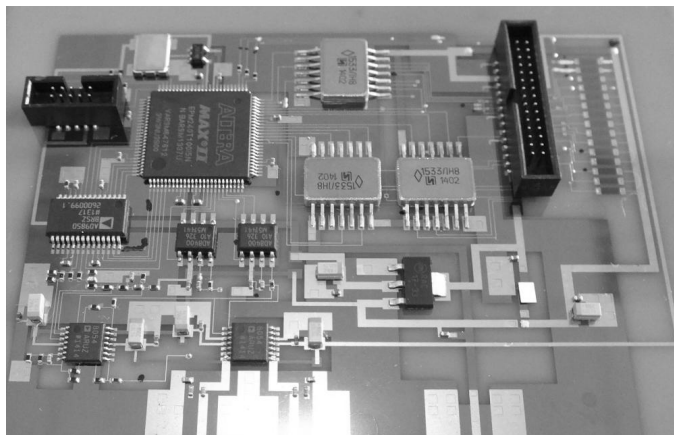
Результаты отработки технологических операций в АО «Концерн «Вега» для создания ППМ АФАР по технологиям 3D-микросистем сведены в таблицу.



Таблица. Результаты обработки технологических операций для создания 3DMS

Наименование параметра	Значение
Разрешающая способность фотолитографических процессов, не менее, мкм	5,3
Неравномерность толщин проводниковых и диэлектрических покрытий, не хуже, мкм	3
Кратность повторения чередующихся технологических процессов нанесения слоев, не менее	12
Материал токопроводящих слоев	Al, Cu
Остаточное содержание водных технологических растворов, не более, %	0
Изменение размеров образца в ходе технологического процесса, не более, мкм/100 мм	5
Минимальная ширина проводника, мкм	8,9
Минимальный зазор между проводниками, мкм	5,3
Удельное объемное электрическое сопротивление изолирующих слоев, не менее, Ом·см	7,8×1015
Количество коммутационных слоев, не менее	5
Предельное отклонение толщины изолирующего слоя, не более, %	2
Толщина образца, не более, мм	0,52
Размер образца в плане, не менее, мм	350×350
Теплопроводность технологической подложки образца, не менее, Вт·м/К	181,6
Локальная удельная способность отвода тепла от электрорадиоэлементов (ЭРЭ), не менее, Вт/см <sup>2</sup>	80
Электрическая прочность изолирующего слоя, не менее, В/мм	505
Коэффициент температурного линейного расширения технологической подложки образца, 10 <sup>-6</sup> ·°C <sup>-1</sup>	4,5–5,0
Материал теплопроводящей подложки	Нитрид алюминия
Диапазон рабочих температур, °C	от –65 до 185

С использованием разработанных технологически решений были, в частности, изготовлены комбинированные образцы, в которых наряду с элементами, выполненными по 3DMS-технологиям, использовались компоненты для поверхностного монтажа и стандартные разъемы внешнего интерфейса (Рис.3).



*Рис. 3 - 3DMS-модуль с компонентами поверхностного монтажа и стандартные разъемы внешнего интерфейса*

В ходе проведения исследовательской и экспериментальной работ были предложены и закреплены патентами варианты образования внутримодульного оптического канала: отдельный оптический слой в качестве среды распространения оптических сигналов внутри модуля [4]; формирование оптической микросистемы штампом с использованием наноимпринтной фотолитографии [5]; применение микропризмы для групповой передачи оптических сигналов [6].

Таким образом, на основе нового технологического-конструктивного подхода к разработке и созданию радиоэлектронных модулей были получены прототипы и опытные образцы модулей нового поколения для изготовления приемопередающих СВЧ модулей АФАР нового поколения. При этом использовались технологические операции и оборудование, применяемые в микроэлектронике и микрофотонике, что позволило существенно увеличить эксплуатационные характеристики и уменьшить себестоимость конечной продукции.

**Выводы.** Дальнейшее повышение эксплуатационных и тактико-технических характеристик АФАР связано с применением принципиально новых технологий изготовления как ПППМ, так и антенны в целом. Одним из таких решений является применение 3DMS-технологий. Оптические каналы передачи информации в изделиях, изготовленных по таким технологиям, будут представлять собой интегрированные оптические волноводы, конструктивно расположенные в одном из слоев электронного модуля монолитного исполнения; в качестве активных элементов фотоники будут применяться соответствующие кристаллы и системы на кристаллах.

#### **Список литературы:**

1. Вендик О.Г., Парнес М.Д. под ред. Бахраха Л.Д. Антенны с электронным движением луча. Введение в теорию. Б.и., 2001. — 252 с.



2. Зайцев Д.Ф. Приемо-передающие модули АФАР на основе аналоговой фотоники // Информационно-аналитический журнал - Фазотрон. 3(22)/2013. С. 6-13.

3. Maurizio Zuffada. "Low Cost Silicon Photonics Technology Platform: Plans, Perspectives and Roadmap" // ECOC 2013 – Workshop on PICs.

4. Способ соединения между электронными модулями для передачи оптических сигналов [Текст] : пат. 2537510 РФ: МПК7 Н 04 В 10/00 / Воронцов Л.В., Даниленко Д.А.; заявитель и патентообладатель АО "Концерн радиостроения "ВЕГА". – № 2013109387 ; заявл. 30.10.12 ; зарег. 12.11.14, Госреестр изобретений РФ.

5. Способ формирования канала для передачи оптического сигнала между электронными модулями на одной печатной плате [Текст]: пат. 2536790 РФ: МПК7 В 82 В 3/00, G 03 F 7/00 / Воронцов Л.В., Даниленко Д.А.; заявитель и патентообладатель АО "Концерн радиостроения "ВЕГА". – № 2013109387 ; заявл. 04.03.13 ; зарег. 28.10.14, Госреестр изобретений РФ.

6. Способ образования канала для передачи оптического сигнала между компонентами электронного модуля [Текст] : пат. 2561202 РФ: МПК7 В 81 В 7/02, G 02 В 5/04 / Верба В.С., Воронцов Л.В., Даниленко Д.А., Слонимский А.Д.; заявитель и патентообладатель АО "Концерн радиостроения "ВЕГА". – № 2014122939 ; заявл. 05.06.14 ; зарег. 05.08.15, Госреестр изобретений РФ.



УДК 621.373.826

## ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ПО ФОТОНИКЕ

Дураев В.П., Медведев С.В.

ЗАО «Нолатех»

Представлены результаты исследований, разработки и промышленного выпуска отечественных оптоэлектронных компонентов для волоконно-оптических линий связи и фотоники (одномодовых одночастотных перестраиваемых полупроводниковых лазеров, передающих оптических модулей, полупроводниковых оптических усилителей, приемных модулей). Приведены основные их характеристики. Дан перечень основных изделий, выпускаемых отечественной промышленностью.

Современные информационные сети нельзя себе представить без применения в них элементов оптоэлектроники. Примером тому является то, что полупроводниковые лазеры, приёмные и передающие оптические модули и усилители нашли самое широкое применение в современных волоконно-оптических линиях связи, заменив проводные и кабельные линии.

### 1. Лазерные модули

В основу физических принципов создания полупроводниковых лазеров для телекоммуникаций заложены следующие основные требования: непрерывный и импульсный режимы работы, низкий пороговый ток, широкая полоса модуляции, линейная зависимость мощности излучения от тока накачки, малые шумы, большой ресурс работы, одномодовый и одночастотный режим работы.

Активные элементы представленных приборов изготавливались из квантово-размерных эпитаксиальных структур на основе арсенида галлия или фосфида индия (в зависимости от длины волны излучения) с использованием МОС-гидридной эпитаксии. Конструктивно активные элементы имели полосковый волновод, что обеспечивает локализацию света и носителей тока в канале шириной 2...3 мкм. Эти лазеры позволяют реализовать генерацию одной моды и снизить пороговый ток до 5 мА [1].

Наиболее полно требованиям телекоммуникаций отвечают лазеры с длиной волны излучения 1,3 и 1,55 мкм. Лазеры работают до температуры плюс 85 градусов без охлаждения и имеют мощность излучения до 100 мВт и более.

Важной экономической и технической проблемой является введение волоконно-оптических систем связи в каждую квартиру. Для этих целей требуются неохлаждаемые лазеры, обладающие малой себестоимостью. Для этих целей используются также лазеры с длиной волны 1300 нм и 1550 нм. Минимальное значение порогового тока на этих лазерах достигнуто 1-3 мА. По спектральному составу используемые лазеры в связи могут иметь как многомодовый, так и одномодовый в пределах одночастотный режим генерации в зависимости от скорости и дальности передачи информации [2].

Основными элементами лазерного модуля являются лазерный диод, элемент Пельтье, фотодиод обратной связи, оптический изолятор, одномодовый световод со сферической или с цилиндрической линзой на конце световода, оптический разъем [3].

Большинство лазеров для связи имеют резонаторы типа Фабри-Перо (ФП). Однако в последние годы для многих применений используются одночастотные лазеры, в частности, магистральных линиях связи со спектральным уплотнением каналов стали использоваться одночастотные лазеры с резонаторами на основе волоконно-брэгговских решеток (ВБР) или с распределенной обратной связью (РОС) с шириной излучения 1МГц и менее.

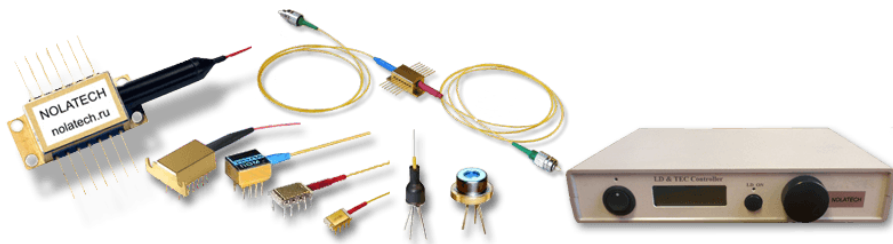
ВБР-лазер – это лазер с внешним резонатором, в котором положительная обратная связь создана волоконно-брэгговской решеткой и задней гранью активного элемента полупроводникового оптического усилителя (ПООУ) [4].

Согласно данным, опубликованным в работе [5], лазеры с распределенной обратной связью (РОС), или DFB-лазеры (distributed feedback laser), обладают большим чирпом, чем ВБР-лазеры (излучатель с волоконной брэгговской решеткой). Таким образом, ВБР-лазер более подходит для передачи данных на короткие и средние расстояния с использованием DWDM (технология мультиплексирования с разделением по длине волны – Dense Wavelength Division Multiplexing) при использовании прямой модуляции, чем DFB-лазер. При этом ВБР-лазер не требует включения в свою конструкцию дополнительного устройства для стабилизации частоты, и это делает систему передачи данных с использованием ВБР-лазера проще и дешевле.

Перестройка длины волны ВБР-лазера до 2 нм возможна за счет сжатия/растяжения решетки с помощью пьезокерамики [6,7].

Большинство одиночных полупроводниковых лазеров для многих применений выпускаются в конструкции типа 8-pin DIL, 14pin DIL, Butterfly и коаксиальном корпусе.

Конструкции представленных в данной работе оптоэлектронных приборов, выпускаемых отечественной промышленностью, показаны на рис.1.



*Рис.1- Конструкции оптоэлектронных приборов.*

Основные характеристики выпускаемых лазеров с резонатором Фабри-Перо представлены в таблице 1.



Таблица 1

Длина волны, нм	Мощность, мВт	Ширина линии, нм
405-445	1..20	1-2
520-525	1..20	1-2
630-670	1..20	1-2
700-790	1..20	1-3
800-850	1..40	1-3
900-980	1..100	1-3
1020-1090	1..100	1-3
1270-1330	1..50	1-3
1510-1570	1..200	1-9
1620-1650	1..100	1-9

Основные характеристики полупроводниковых лазеров на длину волны 1550 нм с различными типами резонаторов представлены в таблице 2.

Таблица 2

Тип модуля	FPL-1550	DFB-1550	BLD-1550	TLD-1550
Резонатор	ФП	РОС	ВБР	ВБР
Мощность	1-200	1-10	1-100	1-100
Рабочий ток, мА	20-700	20-100	20-700	20-700
Пороговый ток, мА	10-50	5-10	10-40	10-40
Напряжение, В	2	2	2	2
Ширина линии излучения	2-9 нм	1-20 МГц	0,1-1 МГц	0,1-1 МГц
Перестройка длины волны, нм	-	2,5	-	2
Чирп	Большой	Большой	Малый	Малый

Ресурс работы составляет более 500 тыс. часов. Ширина линии излучения 10...500 КГц. Диапазон плавной перестройки длины волны 0,1...0,3 нм.

## 2. Полупроводниковые оптические усилители

Усиление оптических сигналов рассматривалось первоначально как сопутствующее явление, наблюдаемое при исследовании процессов в лазерных устройствах. Однако с развитием волоконно-оптической техники и технологии оно стало самостоятельным направлением развития оптической техники [7,8].

ПОУ применяются в качестве: усилителей мощности выходного излучения; линейных усилителей для компенсации потерь в линиях связи при передаче информации по волокну; оптических предусилителей для повышения чувствительности фотоприемников; основы для полупроводниковых кольцевых лазеров, гироскопов и волновых конвертеров; оптических модуляторов; для съема информативного сигнала в его электрической цепи по электрическому отклику на оптический сигнал, проходящий через активную среду; оптических коммутаторов и т.д.



Современные оптические усилители обладают следующими характеристиками:

- Коэффициент усиления слабого сигнала – 20 - 27 дБ;
- Максимальная выходная мощность на выходе усилителя – 13 дБм;
- Минимальная мощность входного сигнала (чувствительность) – минус 20 дБм;
- Мощность насыщения – 8 - 10 дБм;
- Шум-фактор – 7 - 8 дБ;
- Ширина полосы усиления – 30-40 нм.

Основные характеристики полупроводниковых оптических усилителей приведены в табл.3.

Таблица 3

Тип ПОУ	Длина волны (нм)	Коэффициент усиления (дБ)	Ширина линии усиления (нм)
ПОУ-670	650...680	10...30	7...9
ПОУ-780	760...790	10...30	20...40
ПОУ-830	800...840	10...30	20...40
ПОУ-905	900...915	10...30	20...40
ПОУ-976	970...980	10...30	20...40
ПОУ-1030	1020...1050	10...30	20...40
ПОУ-1060	1060...1090	10...30	20...40
ПОУ-1300	1270...1310	10...30	20...40
ПОУ-1550	1510...1550	10...30	20...40

### 3. Суперлюминесцентные диоды

Отечественные суперлюминесцентные диоды (СЛД) выпускаются в диапазоне длин волн 650-1650нм с мощностью излучения от 0,1 до 10 мВт. Ширина спектра излучения СЛД составляет 20-70 нм [7].

Основные характеристики суперлюминесцентных диодов приведены в таблице 4.

Таблица 4

Длина волн излучения СЛД, нм	Мощность излучения, мВт	Спектральная ширина контура излучения СЛД, нм	Ток накачки, мА
670-680	2-5	8-9	не более 300
780-810	2-10	20-30	не более 300
820-850	2-10	20-60	не более 300
890-930	2-10	20-50	не более 300
960-990	2-10	20-50	не более 250
1020-1064	2-10	20-50	не более 300
1290-1335	2-10	20-30	не более 300
1510-1560	2-5	30-40	не более 300
1610-1650	2-5	30-40	не более 300





#### 4. Приемники оптического излучения

Наряду с полупроводниковыми лазерами в оптических системах большое место занимают приемники оптического излучения. В настоящее время отечественной промышленностью созданы приемники излучения в спектральном диапазоне от ультрафиолета до глубокой инфракрасной области [7].

Наиболее широкое применение в волоконно-оптических линиях связи нашли приемные оптические модули на основе р-и-n фотодиодов с длиной волны излучения 600 до 1700нм.

Основные параметры приемного модуля на основе InGaAs фотодиода представлены в таблице 5.

Модули имеют волоконно-оптический выход с коннектором типа FC/PC как в одномодовом, так и в многомодовом исполнении.

Таблица 5

Температура		25 °С		
		Мин	Тип	Макс
Чувствительность	А/Вт	0.9	0.95	1.0
Темновой ток	нА	0.5	1	2
Обратное напряжение	В	5	10	30
Длина волны	нм	1000		1650
Емкость	пФ	0.5	1	2

#### 5. Кольцевые лазеры

Полупроводниковый кольцевой лазер (ПКЛ) представляет собой полупроводниковый оптический усилитель (ПОУ), замкнутый кольцом оптического волокна, которое выступает в роли резонатора.

Интерес к полупроводниковым кольцевым лазерам (ПКЛ) возникает вследствие наличия широкого спектра оптических явлений в полупроводниках, возможности управления излучением таких лазеров простыми методами, а также относительной дешевизной изготовления таких лазеров. ПКЛ могут быть использованы в оптических линиях связи, в составе различных устройств полностью оптической обработки информации, в навигационных системах, в составе лазерного гироскопа, в качестве задающего генератора в СВЧ генераторах, и во многих других устройствах. На основе ПКЛ возможно создание одночастотных и многочастотных (с заданным спектральным интервалом) лазеров [9,10].

**Закключение.** Таким образом, в работе изложены основные характеристики выпускаемых отечественной промышленностью одномодовых, перестраиваемых одночастотных полупроводниковых лазеров, приемно-передающих модулей, полупроводниковых оптических усилителей, суперлюминесцентных диодов и кольцевых лазеров. Приведены их основные конструктивные и эксплуатационные характеристики. Передающие и приемные модули, полупроводниковые оптические усилители, суперлюминесцентные диоды работают в широком интервале длин волн (450...1650нм), имеют мощность излучения от единицы до 100 мВт, ресурс работы составляет более 500 тыс. часов и по своим параметрам соответствуют лучшим зарубежным образцам.



### Список литературы:

1. Дураев В.П., Неделин Е.Т., Недобывайло Т.П., Сумароков М.А., Климов К.И. Квантовая электроника, 31, № 6 (2001), с.529-530.
2. Волоконно-оптическая техника (история, достижения, перспективы). Под редакцией Дмитриева С.А., Слепова Н.Н., Москва, 2000 г.
3. Дураев В.П., Неделин Е.Т., Недобывайло Т.П., Сумароков М.А., Климов К.И. Квантовая электроника, 31, № 6, 2001, с.529-530.
4. В.П. Дураев, С.В. Медведев. Перестраиваемые одночастотные полупроводниковые лазеры. Физика и техника полупроводников, 2014, том 48, вып. 1.
5. Hashimoto J.I. et al. J. Lightwave Technol, 2003, v.21, p. 2002.
6. В.Дураев, С.Медведев. Одночастотные полупроводниковые лазеры на основе двухпроходных усилителей. Фотоника № 6, 54, 2015.
7. В.П. Дураев, С.В. Медведев. Элементная база фотоники для систем передачи и защиты информации. Обзорение прикладной и промышленной математики, выпуск 1, том 23, 2016.
8. В. П. Дураев, С. В. Медведев. Полупроводниковые ортические усилители в диапазоне длин волн 840–1550 нм. Научное приборостроение, 2012, том 22, № 3, с. 53–57.
9. В.П.Дураев, С.В.Медведев. Полупроводниковый лазер с кольцевым волоконным резонатором. Квантовая электроника, 43, № 10, 2013.
10. В. В. Акпаров, В. П. Дураев, С. В. Медведев. Датчики вращения на основе полупроводникового оптического усилителя. Приборы и техника эксперимента, 2013, № 2, с. 84–88.



УДК 621.383:621.311.25

## ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ФОТОВОЛЬТАИКИ В БЕЛАРУСИ

**Казак Н.С., Залесский В.Б., Малютина - Бронская В.В., Ходин А.А.**

*Государственное научно-производственное объединение «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника», Минск*

**Введение.** В Концепции энергетической безопасности Республики Беларусь от 25 декабря 2015г. №1084 выделена необходимость "развития собственной энергосырьевой базы на основе экономически обоснованного использования местных видов топлива, прежде всего возобновляемых источников энергии", к которым, в частности, относится и фотовольтаика. В этой связи целесообразно создание приоритетных направлений развития фотоэлектрической отрасли как альтернативного, собственного, возобновляемого источника тепловой и электрической энергии.

Известно [1], что по данным гидрометеослужбы "пасмурных дней (по общей облачности) в Беларуси от 175 на северо-западе до 135 на юго-востоке, ясных дней на северо-западе – 30–35 за год, на юго-востоке до 40–42. В то же время, из сравнения данных по общей инсоляции европейских стран видно, что Беларусь по общему количеству падающей на ее территорию солнечной энергии превосходит такую страну, как Германия, которая является лидером среди европейских стран по объемам использования солнечной энергии. Важнейшим фактором этого развития в Германии явилась государственная поддержка как частных фирм, занимавшихся разработкой и промышленным освоением всей номенклатуры изделий, обеспечивающих создание и эксплуатацию солнечных электростанций, так и потребителей в виде введения льготного закупочного тарифа, обеспечивающего стимулы для закупки и эксплуатации таких станций.

Таким образом, в Германии и ряде других стран появился новый вид промышленности, обеспечивающий с одной стороны создание новых рабочих мест, с другой - создание нового продукта, конкурентноспособного как на внутреннем, так и на зарубежных рынках, с третьей – обеспечение страны собственными энергоносителями. Исходя из этого, встает вопрос о наиболее рациональном использовании солнечной энергии в Беларуси. В настоящее время в Республике наблюдается рост числа компаний, занимающихся установкой солнечных батарей и станций как для автономных потребителей, так и коммерческих, занимающихся поставкой "зеленого" электричества в сеть по повышенным тарифам. Понятно, что для страны это не очень выгодно, т.к. не соблюдаются два первых вышеприведенных условия, что приводит фактически к финансированию зарубежных производителей из средств белорусской экономики. Чтобы изменить данную ситуацию необходимо выработать определенные приоритеты в выборе направлений развития фотоэнергетики. В частности, для примера, можно предложить пути развития альтернативных источников энергии, принятых в РФ.

В Концепции энергетической стратегии РФ до 2035 г. [2] предлагается не финансировать покупку «зеленой энергии», закачанной в сеть, а компенсировать затраты на строительство генерирующих станций, если они построены из материалов, комплектующих и блоков, изготовленных в РФ. Это позволяет создать свою энергетическую промышленность, подготовить специалистов, производственную базу и стимулировать их развитие.

Таким образом, в данной работе рассмотрены основные составляющие, которые будут в перспективе направлены на максимальную генерацию электроэнергии с единицы площади.

**Обсуждение результатов исследования.** Известно, что солнечная электростанция состоит из модулей солнечных элементов и электронных блоков – инверторов, преобразующих постоянное напряжение от солнечных батарей в переменное, контроллеров заряда аккумуляторных батарей, самих аккумуляторных батарей, коннекторов и другого электрического оборудования, которое за рубежом поясняется одним термином Balance of System (BOS). На рисунке 1 приведен прогноз изменения стоимости установленных фотовольтаических систем в зависимости от стоимости комплектующих [3]. Целью этих работ является достижение стоимости всей гелиостанции в 1 доллар за Ватт установленной мощности, которая обеспечивает ценовой паритет с существующими станциями на традиционных энергоносителях.

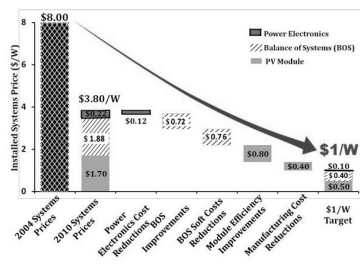


Рис. 1- Прогноз изменения стоимости фотовольтаических систем в зависимости от стоимости комплектующих их изделий

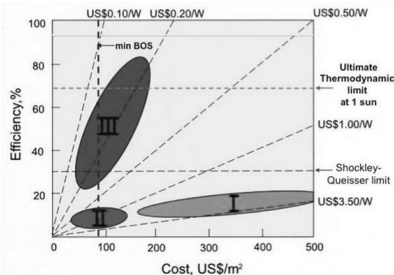


Рис. 2- Сравнение солнечных элементов на различных материалах по стоимости

В настоящее время разрабатываются солнечные элементы (СЭ) на различных материалах, которые условно можно разбить на 3 группы (рисунок 2). В первую группу относятся СЭ на монокристаллических полупроводниках (кремний, соединения  $A_3B_5$ ), которые обладают высоким коэффициентом полезного действия (КПД), но и большой стоимостью.

Ко второй группе относятся тонкопленочные солнечные элементы (на основе различных модификаций кремния, соединениях  $Cu(InGa)Se_2$ ,  $CdS-CdTe$ , тройных и четверных соединениях  $A_3B_5$ ), обладающих меньшим КПД, но и меньшей стоимостью. СЭ третьей группы находятся на стадии разработки и ожидается, что они обеспечат высокий КПД при низкой стоимости. В третью



группу включают исследования по разработке СЭ на органических материалах, красителях, квантовых ямах и т.п. Имеются еще и гибриды, сочетающие технические решения 1-ой и 2-ой групп, 1-ой и 3-ей, 2-ой и 3-ей, обеспечивающие значительное увеличение КПД при небольшом изменении стоимости СЭ. В качестве примера таких СЭ можно привести группу солнечных элементов из монокристаллического кремния с нанесенными на поверхность слоями альфа- и мульти- кремния, что обеспечило создание СЭ с КПД более 20%. Такие тонкопленочные элементы помимо цены обладают еще и существенными преимуществами перед традиционными кремниевыми. В первую очередь сюда относится существенная экономия полупроводникового материала (в 50-100 раз), меньшее падение эффективности от температуры, возможность организации монолитной технологии изготовления, обеспечивающая организацию высокой скорости нанесения слоев СЭ на большие площади и тем самым обеспечивающая низкую себестоимость производства. Еще одним преимуществом таких структур, в силу их зернистости, является работа при малых интенсивностях света, рассеянном свете и частичном затенении фоточувствительной площади. откуда следует, что даже при меньшей эффективности солнечных батарей из таких материалов годовое количество электричества может быть больше, чем из монокристаллического кремния, что актуально для Республики Беларусь.

Существенно снизить себестоимость «солнечной энергии» можно несколькими путями:

Существенным повышением КПД, долговечности и надежности без значительного увеличения себестоимости солнечных батарей.

Использованием более дешевого сырья.

Снижением стоимости оборудования по производству фотоэлементов и модулей, а также косвенных затрат (размеры и требования к чистоте производственных помещений и т. д.).

Снижением стоимости текущего обслуживания оборудования (включая снижение потребления энергии при производстве фотоэлементов, отказ от использования дорогостоящих химикатов, стоимость сервиса, экологическую чистоту производства и т. д.).

Первые две задачи можно решить за счет совершенствования дизайна самих солнечных элементов и использования новых конструкторских решений, а вот решение третьей и четвертой задач может быть достигнуто только за счет применения новых технологий производства и совершенствования оборудования, используемого в производстве фотоэлементов.

Наряду с разработкой новых видов СЭ с повышенной эффективностью, предлагаются конструкции на основе серийных СЭ, также обеспечивающие увеличение энергосбора за счет увеличения продолжительности времени работы в определенный период времени- сутки, сезон, год. Так. На рисунке 3 приведены результаты предложенных Миннесотским технологическим институтом (MIT) технических решений, позволяющим более чем на 60% поднять выработку электроэнергии с единицы площади.

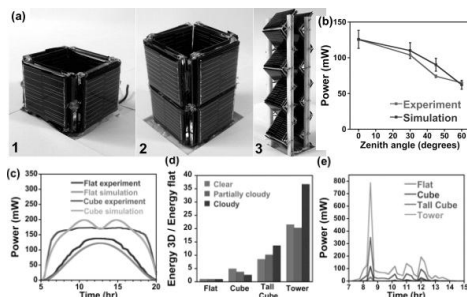


Рис. 3- 3D солнечные модули (a) и их характеристики (b-e)

Компания Solarphases представила новый тип солнечных панелей, которые не только эффективно вырабатывают электричество, но и украшают город (рисунок 4). Панели под названием Sentinel имеют необычную конусовидную конструкцию, что позволяет экономить место и поглощать максимальное количество солнечного света. Конусы высотой 1 и шириной 1,2 метра, в отличие от традиционных плоских панелей, не затеняют друг друга и позволяют создать энергостанцию с большой площадью солнечных ячеек на небольшом участке дорогостоящей городской земли. Кроме того, коническая форма значительно снижает ветровую нагрузку, что позволяет размещать Sentinel на крышах высотных зданий.



Рис. 4- Солнечные панели компании Solarphases

Новый тип солнечных панелей:

имеет мощность 1-3,5 кВт,

позволяет создавать мощные электростанции, состоящие из десятка конических модулей,

производят переменный ток, поэтому нет необходимости использовать дорогостоящие инверторы, которые к тому же приводят к потерям энергии,

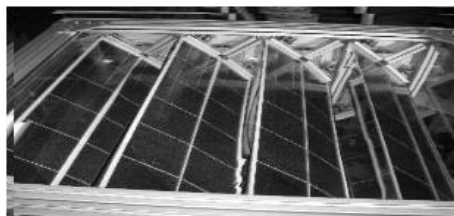
преобразуют в электроэнергию и солнечное тепло, которое снижает эффективность обычных кремниевых солнечных ячеек.

Благодаря оригинальной конструкции, по сравнению с плоскими солнечными панелями Sentinel вырабатывает на 40% больше электроэнергии в течение дня и на 60% - в течение года. В целом, при одинаковой площади земли, занимаемой обычной плоской и конусовидной солнечными панелями, последняя улавливает в 4 раза больше света. При этом цена киловатт-часа, вырабатывае-



мого Sentinel, составляет около 18 центов, что почти в 2 раза дешевле традиционных панелей и только в 2,2 раза дороже энергии газовой электростанции. Устройство V3 Solar Spin Cell, оборудованное концентрирующей линзой, электроникой последнего поколения, динамично вращаясь, производит почти в 20 раз больше энергии, чем его плоские аналоги. Данное устройство имеет две конусообразные части. Нижняя часть покрыта множеством треугольных фотоэлементов. Внешний конус увеличивает эффективность батареи, концентрируя солнечный свет на фотоэлементах. Такое положение модулей захватывает солнечные лучи гораздо лучше, чем обычные батареи.

3D Solar, Inc. разработала и запатентовала технологию трёхмерной солнечной панели, которая генерирует свыше 25% больше мощности на солнечный элемент. (Данная производительность была независимо протестирована и произведена при стандартных тестовых условиях рядом расположенных модулей). Т.к. 3D солнечные панели производят больше мощности от каждого солнечного элемента, использовано меньше элементов и панели стоят меньше в производстве. Запатентованная конструкция даёт типичную экономию 8-10%. Экономия зависит от технологии используемых солнечных элементов (то есть более эффективные солнечные элементы дают больше экономии). Данная технология работает с любой существующей технологией солнечных элементов. На рисунке 5 приведена конструкция солнечного модуля, в котором все элементы расположены под разными углами по отношению к Солнцу.



*Рис. 5 – Солнечная панель компании 3D Solar, Inc*

Проектирование новых фотоэлектрических энергетических установок (ФЭУ) определяется использованием солнечных батарей с улучшенными технико-экономическими показателями и реализацией режима автоматического слежения солнечных батарей за Солнцем. Наведение солнечных батарей на Солнце позволяет повысить энергетическую эффективность ФЭУ не менее чем на 30 %- 40%. [4].

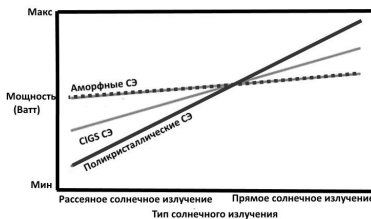
В то же время, затраты электроэнергии на управление шаговыми двигателями, необходимость их обслуживания приводят к поиску альтернативных методов, выполняющих ту же функцию.

С целью уменьшения размеров используемых полупроводниковых панелей, а следовательно уменьшения цены солнечных батарей (СБ) и цены за ватт произведенной электрической энергии, в таких установках обычно применяются линзовые, призмные или зеркальные концентраторы энергии, позволяющие существенно уменьшить площадь кремниевых панелей без снижения объ-

емов производимой электрической энергии. Такие концентраторы характеризуются концентрирующей способностью порядка 100 (при этом концентрируется весь спектр, а не та его часть, которая участвует в преобразовании энергии), они громоздки, тяжелы. Совершенно новый и оригинальный подход в устранении недостатков солнечных энергетических установок заключается в использовании голографического концентратора в конструкции СБ. Стоимость таких СБ составляет лишь 25% от стоимости традиционных солнечных энергетических установок, отличается низкой стоимостью одного ватта выходной мощности. Основа новой солнечной панели – плоский голографический концентратор. Концентрация света здесь достигается не столь высокая, как в системах с зеркалами, призмами или линзами – всего до 10 раз. Зато, в отличие от упомянутых старых типов концентраторов, голограммный обладает рядом достоинств: позволяет снизить расход кремния на одну панель заданной мощности; позволяет сохранить толщину, лёгкость и конструктивную простоту обычных солнечных панелей; позволяет отказаться от систем слежения за Солнцем; позволяет выделять наиболее эффективный для преобразования в электрическую энергию диапазон солнечного излучения и отсекал тепловое излучение, обуславливающее необходимость отвода тепла от кремниевых фотоприемных панелей. Кроме того, ряд конструкций таких концентраторов эффективно работает и при рассеянном излучении.

Сравнение (рисунок 6) выработки аморфных и кристаллических модулей – большая выработка при низкой освещенности и при рассеянном свете. Модули из аморфного кремния могут работать при освещенностях, при которых кристаллические модули уже прекращают генерацию энергии, поэтому при слабом и рассеянном солнечном свете работа фотоэлектрических модулей из аморфного кремния намного лучше, чем моно- и поликристаллических кремниевых панелей. В пасмурную и дождливую погоду тонкопленочные солнечные батареи генерируют на 10-20% больше энергии, чем кристаллические панели.

Недостаток у тонкопленочных модулей один, но зачастую он перекрывает их достоинства – примерно в 2 меньший КПД по сравнению с поликристаллическими модулями. В качестве подложки для тонкопленочных модулей можно использовать как стекло, так и другие гибкие прозрачные материалы. Есть модули на гибкой основе, которые используются в качестве гибкой черепицы, есть модули, которые можно скатывать в рулоны для транспортировки, есть интегрированные в различные бытовые предметы – одежду, сумки, головные уборы и т.п.







*Рис.6- Сравнительная характеристика различного типа солнечных элементов от условий освещенности*

Дальнейшие области исследования - разработки сверхвысокоэффективных солнечных элементов (СВЭСЭ), где в основе лежит преобразование всего спектра солнечного излучения, падающего на определенную поверхность, путем использования набора СЭ, преобразующих соответствующие части солнечного спектра, с последующим суммированием полученной электрической энергии. Реализация этой идеи осуществляется путем изготовления:

каскадных (тандемных, многопереходных, многозонных) СВЭСЭ;

многоспектральных СВЭСЭ, преобразующих разложенные на спектральные полосы солнечного света с помощью соответствующих СЭ, с последующим суммированием полученной электрической энергии;

однопереходных СВЭСЭ на основе композитного полупроводникового материала.

В настоящее время основным « хитом » солнечной энергетики явилась конструкция, разработанная фирмой Sanyo, ("heterojunction with intrinsic thin layer" - гетеропереход с тонким слоем аморфного кремния ( $\alpha$ -Si:H) собственной проводимости). в которой совмещены технологии моно- и  $\alpha$ -Si:H - кремния. КПД равный 24.7% это на абсолютных 0.8% выше предыдущего рекорда и на 0.5% выше рекорда для "традиционной" кремниевой технологии. Толщина кремниевой пластины: 98 мкм, площадь солнечного элемента около 100 кв. см.

**Заключение.** Исходя из вышеизложенного для условий Республики Беларусь можно рекомендовать следующие технические решения для последующей коммерциализации:

1. В связи с малым количеством солнечных дней целесообразно использовать или тонкопленочные или гибридные СЭ с микрокристаллическим или аморфным верхним слоем (преимущественно НЖТ – структуры).

В связи с большим количеством профильных предприятий и специалистов по созданию как самих солнечных элементов, так и соответствующих компонентов для комплектации солнечных станций, необходимо объединение усилий для обеспечения РБ и других стран перспективными видами высокоэффективных солнечных батарей.

В РБ в ряде институтов НАН Беларуси и ВУЗов в течение длительного времени велась работы по созданию новых видов СЭ и соответствующих компонентов. Однако, на данный момент нет предприятия, которое могло бы организовать серийный выпуск готовой для потребителя «под ключ» отечественной продукции. В Беларуси нет подготовленного рынка сбыта и нет продукции, конкурентоспособной на внешних рынках, поэтому необходимо создание научно – производственного центра, объединившего как производственные подразделения, так и научные и учебные центры (по типу NREL) и формирование научно-технической программы. Исходя из того, что такая программа может потребовать большое количество денег, целесообразно объединить усилия с РФ и другими заинтересованными сторонами.

### Список литературы:

- 1 Республиканский гидрометеорологический центр, Беларусь, Минск - <http://hmc.by/>
- 2 Энергетическая стратегия России на период до 2035 года (основные положения) - <http://ac.gov.ru/files/content/1578/11-02-14-energostrategy-2035-pdf.pdf>
- 3 Solar Photovoltaics, Volume 1: Power Sector, Issue 4/5 Renewable energy technologies: Cost analysis series.- June 2012.- ([https://www.irena.org/DocumentDownloads/Publications/RE\\_Technologies\\_Cost\\_Analysis-SOLAR\\_PV.pdf](https://www.irena.org/DocumentDownloads/Publications/RE_Technologies_Cost_Analysis-SOLAR_PV.pdf)).
- 4 Шиняков Ю. А., Шурыгин Ю. А., Аржанов В. В., Осипов А.В., Теушаков О. А., Аржанов К.В. Повышение энергетической эффективности автономных фотоэлектрических энергетических установок// Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – №2 (24). – Ч. 1. – С. 282–287.
- 5 Barnham K.W.J., Bushnell D.B., Connolly J.P. et.al. // High Efficiency III-V Solar Cells // Phys. Lett. – 2000. 76. – P.143.
- 6 Partain L.D. Solar Cells and Their applications// John Wiley and Sons Inc. – 1995.
- 7 Smith M.A. Solar Cell for NASA Rainbow Concentrator// Proc. 28th PVSC, Anchorage, Alaska. – 2000. – 1139 p.
- 8 Fan J.C.C., Bozler C.O., McClelland R.W. Thin-film GaAs Solar cells // 15-th IEEE Photovoltaic Spec. Conference (Kissimmee, Fla, 1981): Conf. Rec. – New York, 1981. – 375-377 p.
- 9 A. Barnett, D. Kirkpatrick, C. Honsberg at.al. Milestones toward 50% efficient solar cell modules// 22 nd European Photovoltaic Solar Energy Conference, 3 September, 2007. – Milan, Italy.



УДК 621.317.74

## МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Копшай А.А., Гусинский А.В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск

**Введение.** Задача освоения новых радиочастотных диапазонов является сегодня одной из наиболее важных в отрасли радиотехники сверхвысоких частот. Ключевым фактором в решении данной задачи является создание точных и надёжных измерительных приборов. Одним из прорывов в данной области является создание новой компонентной базы, основанной на использовании твердотельных элементов в области частот до 40 ГГц и выше, что, вкупе с использованием умножителей частоты и смесителей на гармониках, позволяет отказаться от использования электровакуумных приборов в качестве источника измерительного сигнала. Использование многократного умножения частоты позволяет достичь любого диапазона частот, однако приводит к появлению в спектрах сигналов множества побочных гармоник и интермодуляционных искажений, которые не учитываются в математических моделях и, соответственно, в схемах измерения параметров СВЧ цепей [1]. В таких случаях, для создания корректно работающей математической модели целесообразно воспользоваться специальными пакетами для системотехнического моделирования.

**Описание методики исследования.** В качестве исходных данных для моделирования используется функциональная схема измерителя комплексных параметров в диапазоне частот 118-178 ГГц, представленная на рисунке 1.

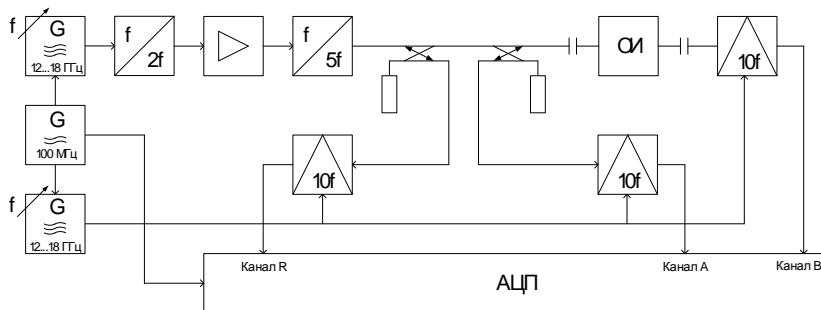


Рис. 1 – Функциональная схема измерителя

Измеритель построен по гетеродинной схеме, которая позволяет достичь большего динамического диапазона измерения коэффициента передачи за счёт использования двух источников сигнала СВЧ [2]. В роли источника сигнала выступает твердотельный синтезатор частот с петлёй ФАПЧ, обладающий су-

существенно более низкими параметрами нестабильности частоты и фазового шума, чем электровакуумные генерирующие приборы того же диапазона.

Моделирование измерителя проводилось в программном пакете SystemVue разработки компании Keysight. Данный пакет предназначен для исследования радиотехнических систем и позволяет рассчитывать амплитуды гармонических и шумовых составляющих сигналов в каждом узле функциональной схемы. Следует отметить, что в модели не учитываются особенности распространения сигнала в линиях передачи.

При построении модели системы используются модели отдельных функциональных узлов из стандартной библиотеки пакета. Каждый узел обладает уникальным набором параметров и характеристик, которые можно задавать и изменять в процессе моделирования. В качестве исходных берутся данные, полученные при непосредственном измерении параметров узлов, планируемые к использованию в конечном устройстве, либо их паспортные данные. Модели отдельных структурных элементов измерительного тракта представлены на рисунках 2, 3.

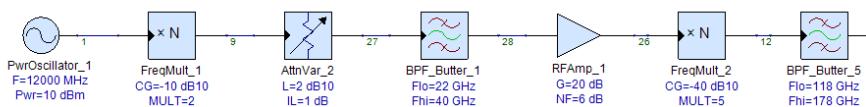


Рис. 2 – Модель генератора измерительного сигнала

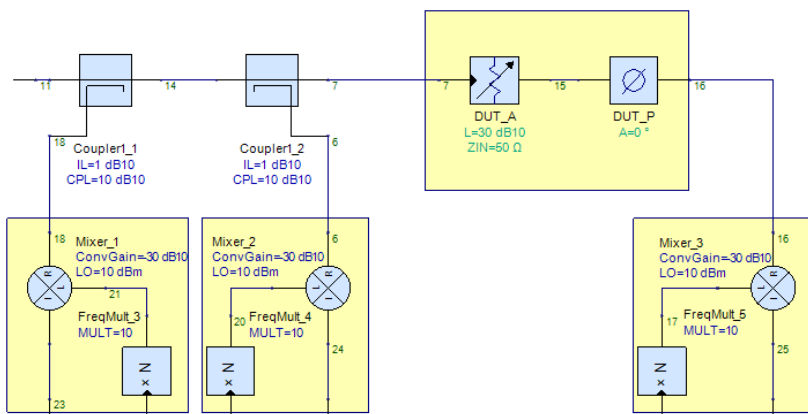


Рис. 3 – Модель измерительного тракта

Результатом моделирования системы в целом является таблица частот и амплитуд мощности всех существенных гармонических и шумовых составляющих сигналов в каждом узле схемы, а также их зависимость от указанных



параметров отдельных узлов. Для проведения дополнительных расчётов в пакете предусмотрен встроенный интерпретатор языка Matlab.

Основной задачей данного исследования было получение модельных метрологических характеристик данной схемы, в частности значений погрешностей измерения комплексных параметров отражения и передачи  $S_{11}$  и  $S_{21}$ . Коэффициент отражения объекта измерения (ОИ)  $S_{11}$  менялся в пределах от 0 дБ до -30 дБ изменением входного сопротивления  $Z_{in}$ . Коэффициент передачи ОИ  $S_{21}$  менялся в пределах от 0 дБ до -100 дБ изменением коэффициента затухания  $A$ . Также в схему случайным образом вносилось рассогласование между элементами, эквивалентное значению КСВН, равному 1,1.

**Результаты моделирования.** Процесс моделирования происходил в два этапа. На первом этапе моделировалась схема, построенная по исходным данным, затем по полученным результатам строился график зависимости погрешности измерения коэффициентов передачи и отражения от параметров ОИ. Анализ спектров опорного и измерительных сигналов позволил выделить основные источники погрешности измерений: для  $S_{11}$  – просачивание отражённого сигнала в тракт опорного сигнала, обусловленное неидеальностью направленного ответвителя, для  $S_{21}$  – высокий уровень шумов на выходе УПЧ. На втором этапе исходная схема была скорректирована для устранения описанных выше источников погрешностей: добавлен вентиль между направленными ответвителями, смеситель и УПЧ были заменены на аналогичные с улучшенными шумовыми характеристиками. Ожидаемые погрешности измерения коэффициентов передачи и отражения для исходной и скорректированной схем приведены на рисунках 4, 5

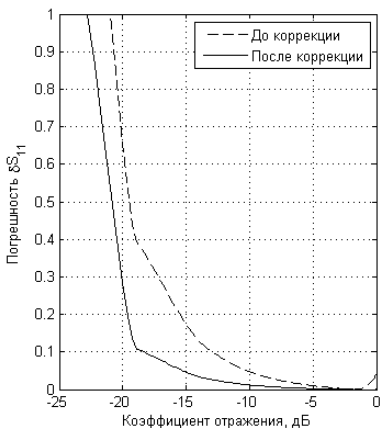


Рис. 4 – Погрешность измерения  $S_{11}$

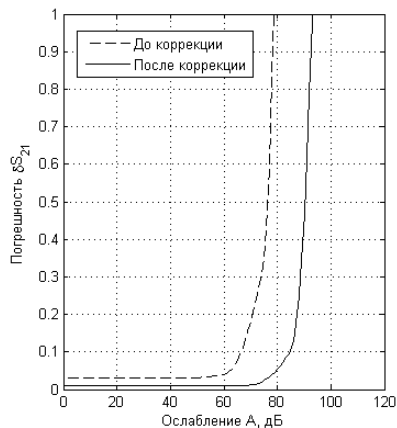


Рис.5 – Погрешность измерения  $S_{21}$



**Выводы.** Результаты моделирования показывают, что при построении измерителя комплексных коэффициентов отражения и передачи в диапазоне частот 118-178 ГГц по гетеродинной схеме с использованием твердотельных источников сигнала можно достичь погрешности измерения амплитуды коэффициента отражения не менее  $\pm 0,1S_{11}$  в диапазоне от 0 до -18 дБ, коэффициента передачи – не менее  $\pm 0,1S_{21}$  в диапазоне от 0 до -84 дБ. Для дальнейшего повышения точности измерения необходимо уделить особое внимание созданию более качественных направленных ответвителей данного диапазона.

#### Список литературы:

1. Гусинский, А. В. Векторные анализаторы цепей миллиметровых волн : монография. В 3 ч. Ч. 3 (кн.1) / А. В. Гусинский, Г. А. Шаров, А. М. Кострикин. – Минск: БГУИР, 2008. – С. 240.
2. Гусинский, А. В. Векторные анализаторы цепей миллиметровых волн : монография. В 3 ч. Ч. 3 (кн.1) / А. В. Гусинский, Г. А. Шаров, А. М. Кострикин. – Минск: БГУИР, 2008. – С. 74.



УДК 621.383.523

## ЛАВИННЫЕ ФОТОДИОДЫ БЕЛОРУССКОГО ПРОИЗВОДСТВА: ИЗГОТОВЛЕНИЕ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

Малышев В.С.<sup>1</sup>, Сорока С.А.<sup>1</sup>, Лемешевская А.М.<sup>1</sup>, Залесский В.Б.<sup>2</sup>, Ходин А.А.<sup>2</sup>, Малютин-Бронская В.В.<sup>2</sup>

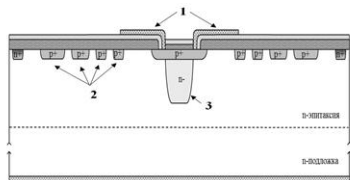
<sup>1</sup>Филиал Научно-технический центр «Белмикросистемы» ОАО «ИНТЕГРАЛ», Минск; <sup>2</sup>Государственное научно-производственное объединение «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника», Минск

**Введение.** В последние годы в мире возрос интерес к разработке приборов, включающих оптоэлектронные компоненты. В технических приложениях (атомная энергетика, астрономия, оптика и др.) существует необходимость регистрации и детектирования очень слабых световых потоков малой интенсивности. Поскольку обычные фотодиоды не позволяют решать подобные задачи, возникает необходимость использования других средств. Один из подходов заключается в применении оптических детекторов на эффекте лавинного умножения [1]. Лавинные фотодетекторы или фотодиоды (ЛФД) обеспечивают внутреннее усиление регистрируемого сигнала в объёме полупроводника в  $50 \div 1000$  раз. Отличительными особенностями приборов данного типа являются компактные размеры, высокая чувствительность даже к малым световым сигналам, хорошая квантовая эффективность, низкая стоимость, а также возможность использования как в качестве дискретного прибора, так и в качестве диодных матриц. Области применения ЛФД – оптическая локация и дальнометрия, регистрация ионизирующих излучений в физике частиц высоких энергий, ядерная физика, дозиметрия.

Использование данных приборов приводит к снижению размеров аппаратуры и улучшению пороговой чувствительности и позволяет существенно упростить системы регистрации и обработки сигналов. Кроме того, ЛФД могут использоваться во всех областях, где требуется регистрация предельно слабых световых импульсов в качестве современной альтернативы фотозлектронным умножителям, имеющим значительные габариты, вес и требующим питание в несколько киловольт.

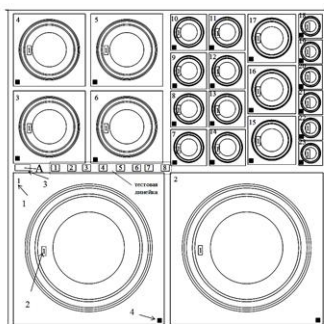
Настоящая работа посвящена исследованию фотоэлектрических характеристик опытных образцов лавинных фотодиодов с охранными областями разработанными совместно с НТЦ «Белмикросистемы» ОАО Интеграл г. Минск, РБ, с целью получения необходимых данных для разработки и производства, коммерческих образцов.

**Конструкция ЛФД, изготовление и методы исследования.** Каждый лавинный фотодиод (ЛФД) окружен четырьмя охранными областями, расстояние между которыми составляло 6 мкм или более, растягивающими электрическое поле боковой поверхности р-п перехода таким образом, чтобы максимальная напряжённость поля создавалась только в плоской части диода, где создаётся более высокая концентрация примеси п- типа (рис. 1а) путём имплантации фосфора (карман п-типа) и его разгонки.



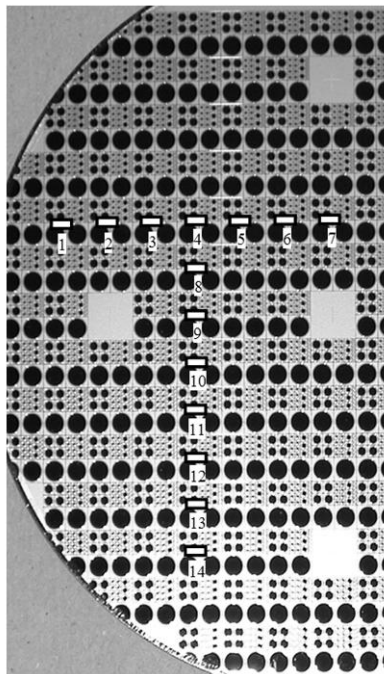
1 – полевая обкладка; 2 – охранные кольца; 3 – область «кармана»

а



1 – порядковый номер ЛФД в тестовой матрице; 2 – контактная площадка, для измерения ВАХ; 3 – метки совмещения; 4 – технологическая маркировка;

б



б

Рис. 1- Вертикальный разрез типовой структуры лавинного фотодиода с охранными кольцами ( $p^+-n-p^+$ ) (а); вид сверху конструкции тестовой матрицы ЛФД (б) и внешний вид с точками замера тестовых элементов ЛФД на пластине (б)

Важной особенностью изготовления фотодиода является необходимость использования кремния, свободного от примесей и дефектов, вызывающих повышенные токи утечки (темновые токи).

Тестовая матрица диодов с охранными областями (рис. 1б), изготовленными с применением технологии глубокой диффузии, представляла собой набор ЛФД круглой формы. Размер области поглощения ЛФД варьировался от 200 мкм в диаметре до 4,1 мм вместе с тестовыми элементами, позволяющими оценить наличие омического контакта к высоколегированным областям, сопротивление легированных областей и пробивные напряжения р-п переходов различной конфигурации.

Примеси и дефекты также обладают сильными рекомбинационными свойствами, снижающими время жизни неравновесных носителей, вызванных излучением. Однако даже чистый кремний может подвергаться загрязнению





металлами в технологическом маршруте на стадии изготовления диода. Особенно важно при изготовлении использовать как можно меньше высокотемпературных обработок, причем, если на первой высокотемпературной обработке может быть использовано геттерирование, то последующие термообработки должны проводиться при значительно меньших температурах.

Поскольку разрабатываемая конструкция планируется для работы с длинами волн  $\lambda=900\div1000\text{Å}$  в максимуме спектральной чувствительности, то, следовательно, толщина обеднённой области поглощения кремния должна составлять  $40\div80\text{ мкм}$  [1].

Для диода с высокой обнаружительной способностью должно соблюдаться условие, по которому коэффициент ионизации электронов должен быть значительно больше коэффициента ионизации дырок, что достигается созданием электрического поля  $E=1\div2\cdot10^5\text{ В/см}$  [2] путём выбора необходимого профиля примеси, формирующего р-п переход фотоактивной области лавинного диода.

Для изготовления ЛФД с охранными областями была выбрана эпитаксиальная структура типа 52КЭФ21 на подложке КЭС  $0.007\pm0.002$  на пластинах диаметром  $D=\varnothing150\text{ мм}$ ), используемая для изготовления в серийном производстве высоковольтных МОП транзисторов. В эпитаксиальной пленке в области фотодиода путем имплантации и последующей высокотемпературной разгонки при  $T=1200^\circ\text{C}$  создавался «карман» n-типа с целью создания области максимального электрического поля в донной части диода. Сама же р+ область диода вместе с охранными областями создавалась при меньшей температуре  $T=1000^\circ\text{C}$ . Вся периферийная область диода была покрыта слоем осажденного при низком давлении фосфоро-силикатного стекла, толщиной  $\sim0.9\text{ мкм}$ . Просветляющее покрытие представляло собой двухслойную пленку из термически выращенного диоксида кремния и осажденного нитрида кремния.

Исследование вольтамперных характеристик изготовленных ЛФД проводилось на приборе Tektronix в режиме утечки. ВАХ были измерены после полного прохождения пластин по маршруту изготовления, т.е. с нанесёнными алюминиевыми электродами. Также были измерены пробивные напряжения  $V_b$  фотодиодов в тестовой матрице.

Исследование фоточувствительности лавинных фотодиодов с охранными областями проводились при длине волны излучения  $\lambda=915\text{ нм}$  с последовательно включенным резистором  $R=50\text{ Ом}$ . Калибровка осуществлялась с помощью PIN фотодиода (InGaAs/InP) с известной чувствительностью  $S_a=0,22\text{ А/Вт}$  с диаметром фоточувствительной области  $D=200\text{ мкм}$ . Излучение фокусировалось на фоточувствительной площади диаметром  $\sim100\text{ мкм}$ .

**Результаты исследования и их обсуждение.** Результаты измерений световой и темновой ВАХ ЛФД приведены на рисунке 2. Из рисунка видно, что ток обратно смещённого перехода при отсутствии света не превышает единиц наноампер вплоть до напряжения пробоя.

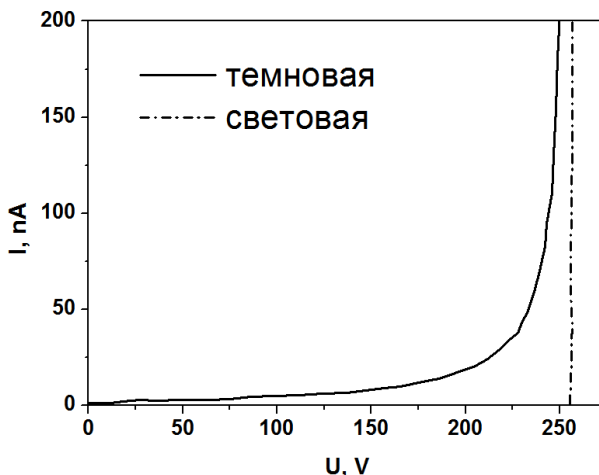


Рис.2- Вольтамперные характеристики диода (Темная линия – ток при воздействии света, светлая – в темноте)

При измерении ВАХ были измерены пробивные напряжения  $V_b$  фотодиодов в тестовой матрице.

Все ВАХ тестовых элементов и фотодиодов показывают резкий пробой на уровне тока 10 мкА. При этом тестовые элементы характеризуются уровнем утечки тока обратного смещения не более 1 нА при всех напряжениях вплоть до напряжений, близких к пробивному напряжению  $V_b$ . Само напряжение пробоя  $V_b$  для выбранного режима изготовления и выбранной подложки изменяется от  $\sim 80$  В до  $\sim 140$  В для резистора  $P^+$  и от 250 В до 500 В для собственно  $P^+n$ -диода. Разница пробивных напряжений связана с радиусом кривизны  $P^+$  области, задаваемой её топологией, а также концентрацией примеси  $n$ - типа, формируемой способом изготовления пластин. Кроме того, в собственно фотодиоде пробивное электрическое поле определяется структурой охранных колец и наличием полевой обкладки из  $Me(Al)$ , на которую и подаётся обратное напряжение смещения.

Однако, при этом ток утечки этих элементов, при подаче обратного напряжения смещения, не превышает 1 нА вплоть до напряжения пробоя при измерении тока в режиме утечки.

В таблице 1 представлены средние значения измеренных величин параметров ЛФД с максимальным размером области поглощения (фоточувствительной области).

Темновой ток на диоде не превышает 10 нА, указывает на хорошие условия производства диодов на пластинах, диаметром 150 мм, где не происходит загрязнения кремния металлами, создающими рекомбинационные центры в запрещённой зоне полупроводника. Такие диоды могут обладать высокой чувствительностью к излучению.



Таблица 1- Средние значения, полученные при измерении параметров лавинных фотодиодов.

№ п/п	Измеряемый параметр ЛФД	Значение параметра
1.	Темновой ток при напряжении $U = 0,1 U_{пр}$ , нА	9,6
2.	Световой ток при напряжении $U = 0,1 U_{пр}$ , нА	760,9
3.	Пробивное напряжение ( $U_{пр}$ ), В	258,1
4.	Расчетанный коэффициент умножения (М)	93,5

После сборки кристаллов лавинных фотодиодов в алюминиевый корпус была измерена спектральная чувствительность  $S$  (А/Вт), т.е. зависимость выходного тока от длины волны  $\lambda$ , приведённая к единице падающей мощности излучения при различных напряжениях смещения. Результаты приведены на рисунке 3.

Максимум спектральной чувствительности диода находится в области  $\lambda=839$  нм и составляет  $S = 0,26$  А/Вт при нулевом смещении.

Наилучшие характеристики по фоточувствительности имеет диод с диаметром фоточувствительной области  $D=500$  мкм ( $S_a \sim 120 \div 200$  А/Вт при напряжении смещения  $\sim 231$ -236 В). Можно предположить, что именно у него реализуется пробой по всей области донной части, что и приводит к высокой фоточувствительности.

Было проведено сравнение основных характеристик разработанных ЛФД с охранными кольцами с ЛФД Hamamatsu S 6045-03 (таблица 2). Как видно из таблицы напряжение пробоя и частота разработанных ЛФД с охранными кольцами превосходят значения ЛФД Hamamatsu S 6045-03, что говорит о перспективности разработанной конструкции ЛФД.

Таблица 2- Параметры лавинных фотодиодов при нагрузке 1 кОм (сравнение с ЛФД фирмы Hamamatsu S 6045-03)

Параметр	Обозначение ЛФД		
	№1	№2	S 6045-03
Активная область, мкм	1200	500	1000
Напряжение пробоя $U_{пр}$ , В	300	285	250
Предельная частота, $F_{max}$ , МГц	14.4	18.5	13.9

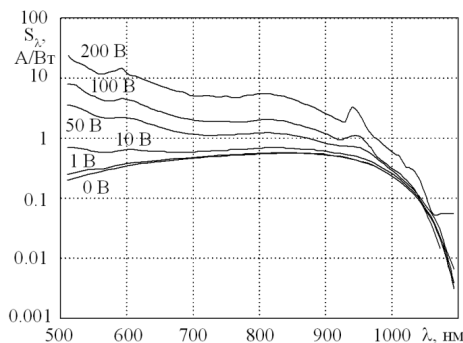


Рис.3- Спектральная чувствительность лавинного фотодиода с охранными кольцами при нулевом смещении

**Заключение.** Исследование показало, что наилучшие характеристики по фоточувствительности имеет лавинный фотодиод с охранными кольцами ( $p^+ - n - n^+ - p^+$ ) с диаметром фоточувствительной области  $D=500$  мкм: максимум спектральной чувствительности диода находится в области  $\lambda=839$  нм и составляет  $S_a \sim 120 \div 200$  А/Вт при напряжении смещения  $\sim 231-236$  В. Напряжение пробоя и частота разработанных ЛФД с охранными кольцами превосходят значения ЛФД Hamamatsu S 6045-03. Разработанная конструкция лавинного фотодиода является перспективной для использования в оптической локации и дальнометрии, регистрации ионизирующих излучений и других областях.

#### Список литературы:

- 1 Полупроводниковые фотоприемники. Ультрафиолетовый, видимый и ближний инфракрасный диапазоны спектра/ И. М. Викулин, И. Д. Анисимова, Ф. А. Заитов, Ш. Д. Курмашев; под.ред. В.И. Стафеева.-М.: Радио и связь, 1984-216 с. (стр.-16).
- 2 Розеншер, Э. Оптоэлектроника/ Э. Розеншер, Б. Винтер. – М.: Техносфера, 2004. – 416 с.
- 3 Зи, С. Физика полупроводниковых приборов/ С. Зи. – М.: Мир, 1984. – Т.2. - 456 с.
- 4 Коротко Н.Н. Исследование характеристик лавинных фотодиодов с охранными областями / Н.Н. Коротко, и др.// Материалы 2-ой Международной конференции “Приборостроение-2009”, Минск, Республика Беларусь, 11-13 ноября 2009г.



УДК 621.383.4/5

## ОДИНОЧНЫЕ И МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ СВЕТО- И ФОТОДИОДЫ НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОСТРУКТУР $\text{InAsSbP}/\text{InAs}(\text{Sb})$ ДЛЯ СРЕДНЕГО ИК- ДИАПАЗОНА СПЕКТРА

Матвеев Б.А.<sup>1,2</sup>, Ременный М.А.<sup>1</sup>, Гаврилов Г.А.<sup>1</sup>, Сотникова Г.Ю.<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе РАН, С.Петербург;

<sup>2</sup> ООО «ИоффеЛЕД», С.Петербург

Инфракрасная спектрометрия закономерно занимает прочное место среди надежных и экспрессных методов качественного и количественного анализа состава газовых, жидких и твердых смесей веществ. В последние годы активно развивается также новый экспериментальный метод оптической пирометрии - спектральная пирометрия. Новые измерительные возможности вышеперечисленных методов обусловлены появлением эффективных свето-(СД) и фотодиодов (ФД), работающих в спектральном диапазоне 3-8 мкм [1,2].

В докладе приводятся и анализируются фотоэлектрические характеристики и рабочие параметры одиночных, сдвоенных (двухспектральных) и монокристаллических односпектральных ФД/СД линеек и матриц форматов  $1 \times 4$ ,  $1 \times 64$ ,  $3 \times 3$ ,  $8 \times 8$  и  $8 \times 64$  на основе гетероструктур  $\text{InAs}/\text{InAsSbP}$  и  $\text{InAs}(\text{Ga})(\text{Sb})/\text{InAsSbP}$  с фактором оптического заполнения (fill-factor) 0.6-0.8, полученных эпитаксиальным выращиванием на подложках  $n(n^+)\text{-InAs}$  (100) и собранных методом флип-чип монтажа [3, 4,5, 6], и даются оценки возможностей использования таких линеек в низкотемпературной пирометрии и для качественного и количественного анализа смесей, имеющих полосы поглощения в области 3 мкм (углеводороды ( $\text{C}_n\text{H}_m$ ), анестетики) и 4 мкм ( $\text{CO}_2$ ), а также в качестве тест-объектов для испытания фотоприёмных систем.

### Описание образцов

Гетероструктуры на основе  $\text{P-InAsSbP}/n\text{-InAsSbP}$  ( $\lambda_{\text{max}}^{300\text{K}} \approx 2.7\text{-}3$  мкм),  $\text{P-InAsSbP}/n\text{-InAs}$  ( $\lambda_{\text{max}}^{300\text{K}} \approx 3.3$  мкм),  $\text{P-InAsSbP}/n\text{-InGaAsSb}$  ( $\lambda_{\text{max}}^{300\text{K}} \approx 3.7$  мкм)  $\text{P-InAsSbP}/n\text{-InAsSb}$  ( $\lambda_{\text{max}}^{300\text{K}} \approx 4.2, 4.7, 7$  мкм) были аналогичны описанным нами ранее в [3-6], т.е. включали фотоактивный узкозонный слой толщиной 3-10 мкм, контактный (ограничивающий) широкозонный слой  $\text{P-InAsSbP}(\text{Zn})$  толщиной 2-3 мкм, выращенные методом ЖФЭ на подложках  $\text{InAs}$  (100)  $n$ - ( $n = 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ) или  $n^+$ - типа ( $n^+ = (2\div 4) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ ), имеющих сдвинутый в коротковолновую область край поглощения из-за эффекта Мосса-Бурштейна.

Методами многостадийной стандартной фотолитографии и “мокрого” химического травления были изготовлены структуры с макрорельефом на эпитаксиальной стороне, включающие круглые (для одиночных или сдвоенных ФД/СД) или прямоугольные (для матричных ФД/СД) мезы с поперечным размером от 20 до 400 мкм и высотой ~20 мкм. Элементы в различных типах линеек и матриц были мультиплицированы с шагом 50, 100, 200 или 500 мкм. Общий для всех элементов катод располагался сбоку от элементов линейки так, чтобы не затенять их. Сборка диодов на контактную плату осуществлялась ме-

тодом флип-чип, при этом, как и во всех ФД типа «back-side illuminated» (BSI), неравновесное излучение вводилось/выводилось через подложку, как показано стрелками на Рис.1. Особенностью такой конструкции являлось то, что диодные линейки могли работать как в фотовольтаическом, так и в светодиодном режиме, т.е. как генераторы фототока, а при прямом смещении как источники ИК излучения. Такой «дуализм» свойств в ряде случаев оказывается полезным, например, при разработке алгоритма работы фотометров [7]. При этом максимум спектра электролюминесценции (ЭЛ) приблизительно совпадает с максимумом фототока, а полуширина спектра ЭЛ составляет  $\sim 1.8$  кТ, где  $k$  - постоянная Больцмана, а  $T$  - температура.

В таблице 1 приведены основные геометрические параметры матриц и сборок с указанием рабочего спектрального диапазона и обнаружительной способности для комнатной температуры рабочего элемента диода.

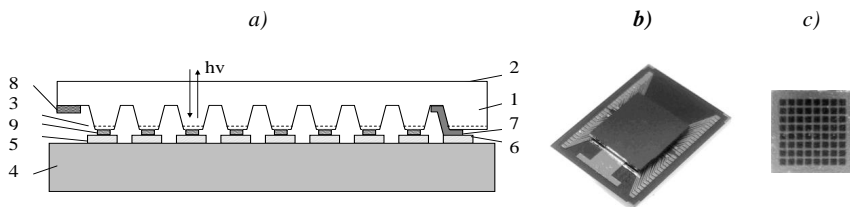


Рис. 1- а) схема сечения фотодиодной матрицы  $8 \times 8$ , где 1- гетероструктура P-InAsSbP/n-InAs/n+-InAs, 2 – поверхность n+- InAs, 3 – стенки мезы (p-n переход – показан штриховой линией), 4 – контактная плата из кремния, 5 – площадки для припаивания анодов, 6 – площадка для припаивания катода, 7 – контакт к n+-InAs, 8 – второй (кольцевой) контакт к n+-InAs, 9 – индивидуальные контакты к аноду. В данной матрице позиции 7 и 8 закорочены; схема сечения справедлива и для диодных линеек (например, имеющих формат  $1 \times 8$ ). б) фотография матрицы, смонтированной на кремниевый носитель, в) ИК изображение матрицы при подаче обратного смещения (режим ОЛ, параллельное соединение элементов).

На Рис. 2 а приведена фотография эпитаксиальной (контактной) поверхности линейки  $1 \times 4$ ; там же приведены ИК изображения вышеуказанной поверхности (Рис.2 б, в), и ИК изображения смонтированных чипов со стороны подложки (Рис. 2 д, е) (режим регистрации соответствует показанным на Рис.1 стрелкам), полученные с помощью инфракрасного микроскопа, изготовленного в Институте физики полупроводников СО РАН (Новосибирск, Россия) на основе гибридной микросхемы охлаждаемого (77 К) матричного фотоприемного устройства InAs  $128 \times 128$  с шагом элементов 50 мкм [8] и максимумом чувствительности при 2.9 мкм. Измерения проводились в равновесных условиях (Рис.2 б), при подаче смещения на элементы (Рис.2, д, е) и при использовании внешней подсветки с помощью светодиода с длиной волны в максимуме спектра излучения 2.9 мкм LED29Sc [9], питаемого постоянным током 20 мА (Рис. 2 в).



Таблица 1

№	Формат	Размер чувствительного элемента, мкм	Поперечный размер чувствительной области в фокальной плоскости, мм	Рабочий спектральный диапазон, мкм	$D_{\lambda_{\max}}^{300\text{K}} \text{ см Гц}^{0.5} \text{ Вт}^{-1}$	Источник
1	1×4	130×130	0.6	3-3.9	-	[3]
2	1×64	20×220	3.2	2.6-4.5	109	[4]
3	3×3	280×280	1.5	3.4	1.7·10 <sup>10</sup>	[5]
4	8×8	190×190	2.5	2.7-3.6	3·10 <sup>9</sup>	[6]
5	1×1	Иммерсионная линза	D=3.2 мм	2.7-3.6, 3-4.5	1010, 2·10 <sup>9</sup>	[10]

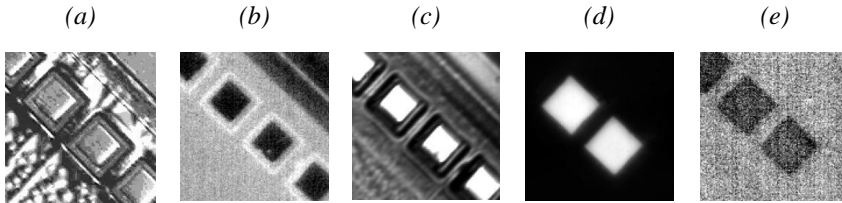


Рис.2 - Изображения линейки диодов в видимом (а) и инфракрасном (b, c, d, e) диапазоне спектра. Темный фон соответствует низкой «эффективной» температуре (излучательной способности), белый цвет соответствует высокой эффективной температуре/излучательной способности (b-e). Условия регистрации: a,b,c – со стороны эпитаксиальных слоев, d, e – со стороны подложки n+InAs, при освещении внешним источником  $\lambda=2.9$  мкм (c), и подаче прямого смещения одновременно на два (d) и обратного смещения одновременно на три элемента линейки (e). Параллельное подключение элементов (d, e)

На Рис. 3 представлены типичные спектры фотоответа для двух видов матриц/одиночных ФД при различных температурах. Нетрудно видеть, что с помощью ФД (матриц) на основе InAsSb можно анализировать интенсивность излучения в широком диапазоне длин волн от 3 до 4.5 мкм. Вместе с тем при необходимости иметь предельную чувствительность в коротковолновой области (3 мкм)/высокое отношение сигнал-шум предпочтительным является использование ФД (матриц) на основе InAs, в которых обнаружительная способность более, чем на порядок, превышает таковую для ФД (матриц) из InAsSb.

### Экспериментальные результаты Спектры пропускания углеводородов

Для измерений спектров пропускания углеводородов была использована стандартная оптическая схема спектрометра, состоявшего из плоской дифракционной решетки (200 штр./мм, 60×60 мм), вогнутого зеркала (f=22 см), 15-элементной диодной линейки с индивидуальной адресацией элементов, имеющих поперечный размер 450×450 мкм и максимум излучения вблизи 3.3 мкм и широкополосного фотоприемника, как показано на Рис.4.

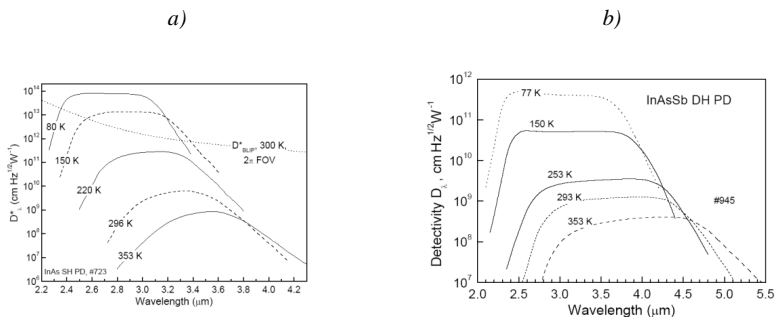


Рис. 3 - Спектры обнаружительной способности для матричных ФД на основе гетероструктур  $p\text{-InAsSbP}/n\text{-InAs}/n^+\text{-InAs}$  (а, формат  $8 \times 8$ ) и  $p\text{-InAsSbP}/n\text{-InAsSb}/n^+\text{-InAs}$  (b, формат  $1 \times 64$ ) для нескольких значений температур.

Нетрудно видеть, что измерение с помощью линейки, осуществляемое за доли секунды, позволяет уверенно распознавать тип вещества, находящегося на оптическом пути спектрометра, поскольку в эксперименте спектры пропускания существенно различаются (Рис.5). Для анализа смесей, состоящих из двух и более компонент, можно применять стандартные алгоритмы обработки в сочетании с известными базами данных о спектрах пропускания исходных веществ. Отметим, что приведенная на Рис.4 схема спектрометра может иметь весьма малые размеры, поскольку размеры спектрометра могут быть уменьшены пропорционально размеру излучающего/фотоприемного элемента без потери оптического разрешения, например, они могут быть уменьшены в 20 раз при использовании описанных в линейке с поперечным размером элементов в 20 мкм, т.е. иметь размеры «спичечного коробка» [11].

### Измерение температуры удаленного объекта.

Для измерения температуры были разработаны двухспектральные ФД на основе односпектральных ФД-структур [12], чувствительных в областях 3 и 4 мкм (позиция 5 в таблице 1). Для первого по ходу лучей ФД (ФД1) чувствительного в области 3 мкм, фоточувствительный слой  $n\text{-InAs}$  выполняет роль оптического фильтра для второго по ходу лучей ФД (ФД2) с чувствительным слоем  $\text{InAsSb}$  (см. спектральные характеристики на Рис.3). На основе предложенного в [12] двухспектрального модуля были изготовлены макеты пирометров (ИК-термометров), предназначенных для измерений характеристик теплового излучения удаленного объекта с использованием зеркальной оптики (диаметр главного зеркала 60 мм, коэффициент визирования 1:100) (Рис.6) и оптоволоконна (сапфир, халькогенидное стекло; диаметр жилы 400-600 мкм,  $NA \approx 0.2..0.3$ ) [13, 14]. Пирометры обеспечивают детектирование теплового сигнала одновременно в двух спектральных каналах в полосе от 0 до 300 кГц (соответствует максимально-быстродействию пирометрической системы порядка 30 мкс), аналого-цифровое преобразование (14 разрядов) и on-line передачу данных в канал связи для последующей обработки. Для повышения точности измерений в области температур ниже 200 °С в сенсоре предусмотрено сужение полосы детектирования





сигнала. На Рис.7 приведены экспериментальные значения передаточной характеристики сенсора - выходных сигналов (токов ФД,  $I_{\text{ФД}}$ ) от температуры исследуемого объекта в диапазоне от -10 до 250 °С и значения отношения этих токов, т.е. безразмерной величины "R", используемой для расчета температуры объекта. Градуировка проводилась на сенсоре без дополнительной оптики (только с иммерсионной кремниевой линзой, установленной на ФД, угол сбора излучения порядка 15 град.[15]), при быстродействии сенсора 1 мс и линейных размерах исследуемого объекта 5 мм. Сплошными линиями представлены соответствующие данным спектральным линиям интерполяционные функции, полученные на основе монохроматического закона Планка.

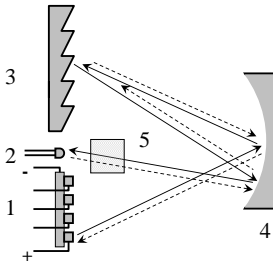


Рис.4 - Оптическая схема спектрометра. 1- линейка СД (→) (или ФД (- -> ), показано только 4 элемента), 2 – широкополосный фотоприемник излучения (или СД), 3 - дифракционная решетка, 4 – вогнутое зеркало, 5 – прозрачная кювета с анализируемым веществом/фильтр.

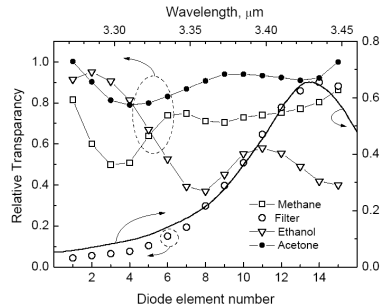


Рис.5 - Спектры пропускания ацетона (◆), метана (◻), этанола (▽) и узкополосного интерференционного фильтра (●) и измеренные с помощью последовательного включения элементов диодной линейки в составе спектрометра (левая шкала) и с помощью Фурье-спектрометра (правая шкала).

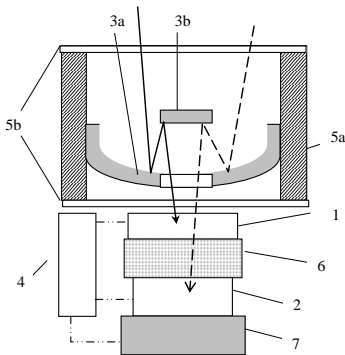


Рис.6 - Схема (слева) и фотография (справа) двухдиапазонного радиационного термометра [ ], где 1- ФД на основе InAs, 2- ФД на основе InAsSb (см.позицию 5 в таблице 1)

, 3а – сферическое зеркало, 3б – плоское зеркало, 4 – считывающая электроника и цепи управления термоэлектрическим охладителем (ТЭО), A/D преобразователь и дисплей, 5а – герметически закрытый корпус, заполненный углекислым газом, 5б – входные окна, 6- оптический клей из халькогенидного стекла, 7- ТЭО. (Иммерсионная линза из кремния диаметром 3.5 мм не показана).

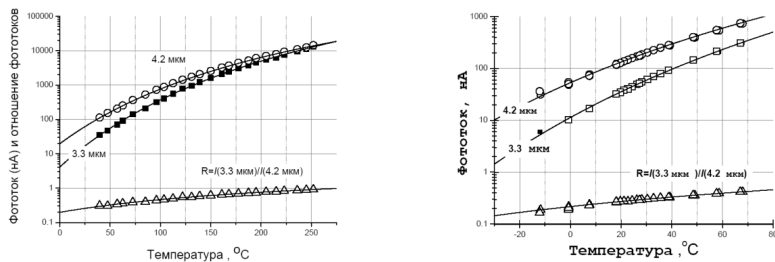


Рис. 7 - Экспериментальные значения (точки) и монохроматическая интерполяция (сплошные линии) выходных токов двухспектрального пирометрического сенсора ( $Af=1$  кГц, площадь объекта  $\approx 0,25$  см<sup>2</sup>).

Передаточная характеристика сенсора для диапазона температур  $-20$ – $60$  °C выделена в отдельный график (Рис.7, правая панель), т.к. представляет наибольший интерес для медицинских применений. Хорошее совпадение экспериментальных данных с теоретическими зависимостями подтверждает достаточно высокую спектральную селективность указанных ФД, что дает возможность аналитического описания их работы в качестве ИК-термометров и открывает пути их калибровки непосредственно на рабочем месте. Экспериментально измеренные значения дисперсии шумов ФД сенсора в полосе 1 кГц (быстродействие 1 мс), составили 1 и 3 нА для спектрального/измерительного канала 3.3 мкм (ФД1) и 4.2 мкм (ФД2) соответственно что позволяет говорить о нижнем температурном пороге детектирования разработанного двухспектрального пирометрического сенсора, близком к 0 °C.

Одним из существенных преимуществ двухспектрального метода измерения температуры является отсутствие зависимости результатов расчетов от площади измеряемого объекта, что существенно повышает точность пирометрических измерений и расширяет область их использования, т.к. позволяет использовать ИК-термометры в условиях, отличных от тех при которых проводилась их градуировка.

**Заключение.** Таким образом, разработана технология создания эффективных свето- и фотодиодов на основе гетероструктур InAsSbP/In(Ga)As(Sb) в важной для практики спектральной области спектра 3-5 мкм, ряд из которых (иммерсионные СД/ФЛ) уже нашли ряд технических применений в аналитической аппаратуре [1]. Высокие эксплуатационные характеристики матричных ФД/СД также позволяют прогнозировать появление в ближайшем будущем «матричных» аналитических инструментов для измерений температуры, состава атмосферы, технического зрения и других применений.



### Список литературы:

1. Светодиоды средневолнового ИК-диапазона на основе гетероструктур АЗВ5 в газоаналитическом приборостроении. Возможности и применения / Б.А. Матвеев // Фотоника. – 2014. – Т.6. Вып. 48. С. 80-91.
2. Threshold sensitivity of the mid-IR sensors / S.E. Aleksandrov [ и др .]// Physics Procedia. – 2015.- Т.73. С. 177 – 182
3. InGaAsSb LED arrays ( $\lambda = 3.7 \mu\text{m}$ ) with Photonic Crystals / B.A. Matveev [ и др .] // Proc. of SPIE.-2010.- Т. 7609. С. 76090I—5.
4. Дiodные матрицы формата 3x3 на основе одиночных гетероструктур p-InAsSbP/n-InAs / Н. Д. Ильинская [ и др .] // Прикладная физика. – 2014.- т. 6. С. 47-51.
5. Фотодиодная линейка 1x64 на основе двойной гетероструктуры p-InAsSbP/n-InAs<sub>0.92</sub>Sb<sub>0.08</sub>/n+-InAs / Н.Д. Ильинская [ и др .] // Физика и техника полупроводников.- 2016.- т. 50. Вып. 5. С. 657 -662
6. P-InAsSbP/n-InAs single heterostructure back-side illuminated 8 x 8 photodiode array / P.N. Brunkov [ и др .] // Infrared Physics & Technology.-2016.- Т. 78. С. 249–253.
7. Фотометр / Александров С. Е. [ и др .] // Патент РФ № 2610073 с приоритетом от 01.03.2013.
8. Инфракрасный микроскоп / Базовкин В.М. [ и др .] // Прикладная Физика. -2005. - N 2. С.97.N 2. С.97.
9. [www.ioffeled.com](http://www.ioffeled.com)
10. InAs – InAsSb двухспектральные фотодиодные сенсоры для низкотемпературной пирометрии / Сотникова Г.Ю. [ и др .] // Труды 24-ой Международной научно-технической конференции по фотоэлектронике и приборам ночного видения. 24-27 мая 2016 года, Москва, С.155-159.
11. Nondispersive and multichannel analyzers based on mid-IR LEDs and arrays / J. Malinen [ и др .] // Proc. SPIE.- 1993. - Т.2069. С. 95-101.
12. Многоканальный фотоприемный модуль / Матвеев Б. А., Ременный М. А. // Заявка на изобретение # 2014107335 с приоритетом от 25.02.2014
13. Пирометр / С. Е.Александров [ и др .] // Заявка на изобретение №2016120127 от 25.05.2016
14. Устройство для бесконтактного измерения температуры объекта / С. Е.Александров [ и др .] // Заявка на изобретение №2016 119 278 с приоритетом от 18.05.2016
15. Low voltage episide down bonded mid-IR diode optopairs for gas sensing in the 3.3-4.3  $\mu\text{m}$  spectral range / М А Remennyi [ и др .] // Sensors & Actuators B: Chemical. – 2003.- Т. 91. Вып. 1-3. С. 256-261
16. Dual band radiometric temperature measurements using InAs and InAsSb based photodiodes / B.A.Matveev [ и др .] //Abstracts of the 13th International Conference on Mid-Infrared Optoelectronics: Materials and Devices (MIOMD-XIII), Beijing, 18-22 September, 2016, С. 178-179



## **РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ПОПЕРЕЧНЫМ ПРИЛОЖЕНИЕМ УПРАВЛЯЮЩЕГО ПОЛЯ**

**Пилипович В.А.<sup>1</sup>, Конойко А.И.<sup>1</sup>, Гончаренко И.А.<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника», Минск, <sup>2</sup>ГУО «Университет гражданской защиты Министерства по чрезвычайным ситуациям Республики Беларусь», Минск

В высокоскоростных магистральных системах оптической связи, широкополосных системах оптической обработки информации амплитудная модуляция светового излучения осуществляется с помощью внешних оптических модуляторов разного типа. Повышение информационной емкости этих систем может быть достигнуто, и за счет расширения частотного диапазона амплитудной модуляции. Для осуществления модуляции света наиболее перспективными в плане быстродействия считаются методы, основанные на явлении изменения показателя преломления среды под действием электрического поля. Быстродействие существующих электрооптических амплитудных модуляторов света поляризационного [1], интерференционного [2] и абсорбционного [3] типов определяется частотными свойствами канала подачи управляющего сигнала, которые ограничены емкостными характеристиками электрической схемы модулятора и рассогласованием между электрической (СВЧ) и световой волнами. В настоящее время при помощи электроабсорбционных модуляторов с электродами типа бегущей волны достигнуты частоты модуляции более 40 ГГц [4] и указывается, что при оптимизации их параметров частота модуляции может достигать порядка 100 ГГц.

Поэтому представляет интерес рассмотреть методы электрооптической амплитудной модуляции, позволяющие преодолеть ограничение, накладываемое параметрами канала управления, и получить модуляцию оптического излучения, как минимум, с вдвое большей рабочей частотой по сравнению с другими модуляторами при той же частоте управляющего электрического поля.

### **Волоконно-оптический модулятор с параллельными каналами модуляции на базе брэгговских решетках**

Основным элементом такого модулятора является дифракционная брэгговская решетка, записанная на электрооптическом планарном либо волоконном волноводе. Например, на изготовленные в кристаллах ниобата лития планарные волноводы может быть записана фоторефрактивная дифракционная брэгговская решетка [5]. Кроме того, из этих кристаллов можно изготовить и волоконные световоды [6]. Электрооптическим эффектом обладают оптические волокна, изготовленные из специальных полимерных материалов [7] а также из легированного кварцевого стекла с помощью метода оптического полинга [8].

В волоконно-оптической брэгговской решетке (ВБР) на определённой длине волны возникает связь между модами, распространяющимися в прямом и



обратном направлении, и её коэффициент отражения достигает максимума в узком спектральном интервале (порядка долей нм). Зависимость длины волны, при которой отражение максимально (брэгговской длины волны), от эффективного показателя преломления  $n_{эф}$  решётки имеет вид:

$$\lambda_{БР} = 2 n_{эф} \Lambda,$$

где  $\Lambda$  - период ВБР. Таким образом, спектральное положение функции отражения ВБР зависит от показателя преломления материала решётки. Изменяя показатель преломления волноводной среды, можно смещать функцию отражения ВБР по спектру и, тем самым, изменять амплитуду пропускаемого оптического излучения. Быстродействие амплитудной модуляции с помощью ВБР будет определяться скоростью переключения электрического напряжения и крутизной ее переходной характеристики.

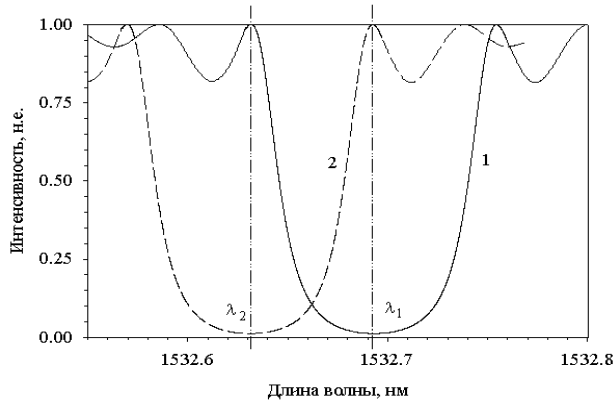
На рисунке 1а показана спектральная зависимость функции пропускания ВБР, записанной на волноводном электрооптическом волокне, в отсутствие управляющего напряжения (кривая 1) и при его подаче (кривая 2). Расчет функции пропускания проводился с помощью метода линий [10]. Период решётки с колоколообразной функцией аподизации равняется 0.524 мкм, а её длина составляет примерно 1 см. Как видно из рисунка, при подаче электрического напряжения функция отражения решетки смещается по спектру. Таким образом, подавая электрическое напряжение, можно переключить решетку из режима полного отражения в режим пропускания, если модулируется оптический сигнал на длине волны  $\lambda_1$ , либо, наоборот – от полного пропускания до полного отражения, при модулировании оптического сигнала на длине волны  $\lambda_2$ . Зависимость функции пропускания решетки от подаваемого напряжения для обеих длин волн представлена на рисунке 1б соответственно кривыми 1 и 2.

Временные характеристики электрооптического модулятора на базе ВБР при подаче синусоидального электрического поля:

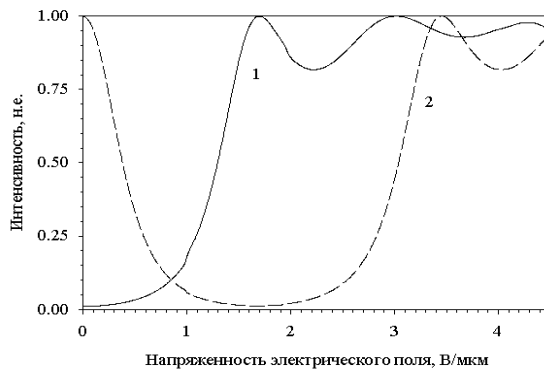
$$U(t) = U_m \sin(2\pi\omega t), \quad (1)$$

где  $U_m$  – максимальная амплитуда электрического поля,  $\omega$  – его частота, показаны на рисунке 2. Частотные свойства модулятора оцениваются при подаче синусоидального напряжения, так как в широкополосных системах обработки оптической информации обычно используются спектрально-ограниченные сигналы управления. Величина  $U_m$  определяется из рисунка 1б и при условии получения максимального контраста переключения составляет примерно 1,8 В/мкм. Частота управляющего электрического поля принималась равной 10 ГГц, при этом тактовая частота полученных оптических импульсов оказалась в два раза выше. Рисунки 2а и 2б получены соответственно для оптических сигналов на несущих длинах волн  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ . При работе на длине волны  $\lambda_2$  можно существенно уменьшить максимальную величину управляющего напряжения при незначительном уменьшении контраста переключения за счет того, что при максимальном напряжении переключение происходит на пологом участке функции пропускания ВБР вблизи ее минимума (рисунок 1а). Уменьшения управляющего напряжения можно также добиться, если подавать электрический сигнал в виде

$$U(t) = U_m (1 + \sin(2\pi\omega t)), \quad (2)$$



а)



б)

Рис. 1 - Функция пропускания электрооптической брэгговской решетки в зависимости от а) длины волны при отсутствии (кривая 1) и при подаче управляющего напряжения (кривая 2); б) подаваемого напряжения на длине волны  $\lambda_1$  (кривая 1) и  $\lambda_2$  (кривая 2)

На рисунке 2а показаны временные характеристики модуляции при подаче напряжения вида (2) кривой 2 с частотой 10 ГГц, а кривой 3 – частотой 20 ГГц. Как видно из рисунка, временные характеристики модуляции при подаче напряжения вида (2) значительно хуже, чем при подаче напряжения в виде (1), и тактовая частота оптических импульсов уменьшается вдвое. Однако управляющее напряжение при этом уменьшается в два раза, что приводит к четырехкратному уменьшению управляющей электрической мощности.

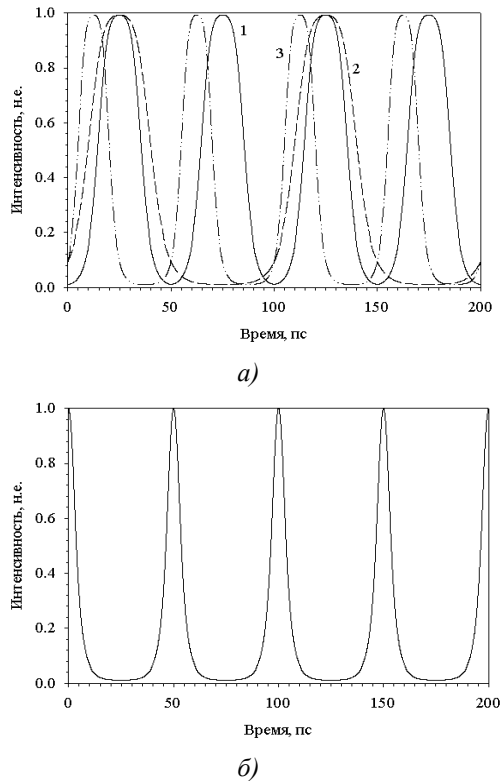


Рис. 2 – Временные модуляционные характеристики электрооптической ВБР на длинах волн  $\lambda_1$  (а) и  $\lambda_2$  (б). Кривые 1, изображенные сплошной линией, получены при подаче электрического поля вида (1) с частотой 10 ГГц, кривые 2 (штриховые линии) - при подаче напряжения вида (2) с частотой 10 ГГц, а кривые 3 (штрих-пунктирные линии) – частотой 20 ГГц.

Необходимо отметить, что модуляция оптического сигнала на длине волн  $\lambda_2$  будет осуществляться лишь при подаче положительной части управляющего напряжения вида (1), когда функция пропускания смещается в область более коротких длин волн. Отрицательная часть синусоиды (1) дает смещение функции пропускания в область более длинных длин волн, т.е. в сторону ее побочных максимумов, где изменение амплитуды оптического сигнала будет незначительным (рисунок 1а). Таким образом, модуляция излучения будет производиться только при подаче электрического сигнала с положительным значением, что приведет к снижению частоты модулированного оптического сигнала в два раза. Чтобы избежать этого, волоконно-оптическая решетка должна состоять из двух участков. Функции пропускания участков смещены по спектру друг относительно друга.

Суммарная функция пропускания такой двойной решетки представлена на рисунке 3. При подаче управляющего напряжения вида (1) на двойную решетку, смещение ее функции пропускания происходит симметрично в коротко- и длинноволновый диапазоны при положительной и отрицательной частях синусоиды. Таким образом, модуляция оптического излучения будет осуществляться с частотой, равной удвоенной частоте управляющего электрического сигнала, аналогично поляризационным модуляторам [1].

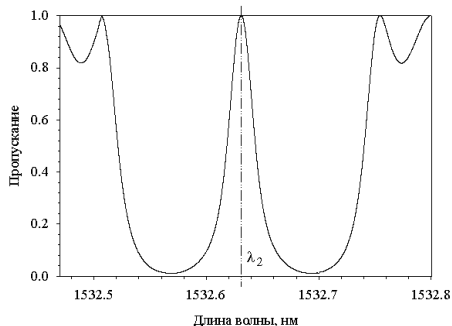


Рис. 3 – Суммарная функция пропускания волоконно-оптической решетки, состоящей из двух участков со смещенными по спектру функциями пропускания

Из рисунка 2 следует, что оптические импульсы на несущей длине волны  $\lambda_2$ , где при подаче напряжения происходит переключение ВБР от пропускания к отражению, короче, чем импульсы на несущей длине волны  $\lambda_1$ , полученные в режиме переключения от отражения к пропусканию. Это объясняется тем, что модуляция света на длине волны  $\lambda_2$  происходит в соответствии с верхней частью функции пропускания ВБР, которая имеет большую крутизну, чем ее нижняя часть. Однако расстояние между максимумами оптических импульсов в обоих случаях одинаково. Таким образом, при модуляции света на длине волны  $\lambda_2$  происходит временное сжатие выходных оптических импульсов по сравнению с входными электрическими, и скважность полученной последовательности оптических импульсов позволяет провести их дальнейшее временное уплотнение. Уплотнение (удвоение частоты следования) оптических импульсов можно получить, суммируя две последовательности импульсов, полученные от двух одинаковых модуляторов, сдвинутых по времени друг относительно друга на четверть периода управляющей электрической волны.

На рисунке 4 представлены две возможные структурные схемы электрооптического модулятора на управляемых волоконных брэгговских решетках. В первом варианте (рисунок 4а) оптическое излучение на несущей длине волны делится на две равные по интенсивности части в волоконно-оптическом разветвителе Y-типа и поступает на электрически управляемые ВБР. Модулирующее напряжение подается на электроды двух ВБР со сдвигом по времени, соответствующим фазовому сдвигу  $\pi/2$ . Таким образом, каждая ВБР осуществляет не-





зависимую модуляцию оптического излучения. При этом выходные последовательности оптических импульсов от двух ВБР смещены на тот же временной интервал, что и модулирующие сигналы.

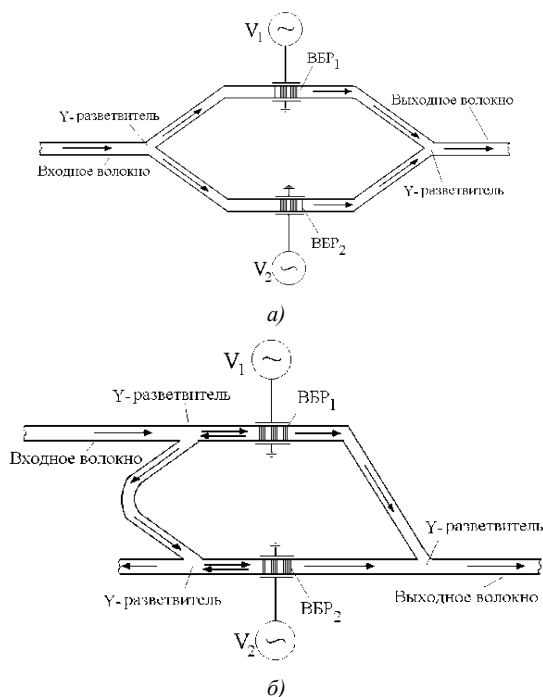


Рис. 4 – Структурные схемы электрооптического модулятора на управляемых волоконных брэгговских решетках

Оптический сигнал от двух ВБР объединяется во втором разветвителе. Оптические пути обоих плеч такого модулятора должны быть одинаковы. Описанный вариант модулятора является наиболее простым, однако интенсивность полученного в нем оптического сигнала уменьшается вдвое по отношению к интенсивности входного излучения. Этого недостатка лишен электрооптический модулятор, изображенный на рисунке 4б. В такой схеме Y-образный волоконно-оптический разветвитель с разделением 99:1 включен в обратном направлении. Таким образом, на вторую ВБР оптический сигнал поступает лишь в том случае, когда полоса пропускания первой ВБР смещена по спектру и решетка отражает оптический сигнал на несущей длине волны. В момент прихода оптического сигнала на вторую ВБР полоса ее пропускания должна соответствовать несущей длине волны. Если первая ВБР сигнал пропускает, то излучение на вторую ВБР не попадает. Управляющее напряжение при такой структуре модулятора должно подаваться на электроды обеих ВБР с временным сдвигом

$\tau_1 + \tau_2$ , где  $\tau_1$  – время задержки оптического излучения при проходе от первой ВБР ко второй,  $\tau_2$  – временная задержка, соответствующая четверти периода управляющей электрической волны. Отраженное от второй ВБР излучение необходимо удалить из информационного канала, чтобы оно не искажало сигнал на первой ВБР. Для этого перед второй ВБР достаточно поместить оптический изолятор либо волоконно-оптический Y-разветвитель с разделением 99:1, аналогичный разветвителю перед первой ВБР. Для более удобной работы модулятора в оптическом пути от первой ВБР ко второй должно быть предусмотрено устройство управляемой оптической задержки.

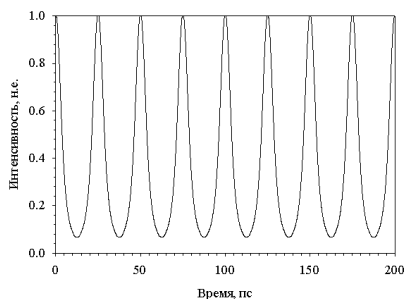


Рис. 5 – Модуляционная характеристика комбинированного электрооптического модулятора

Суммарная модуляционная характеристика комбинированного электрооптического модулятора представлена на рисунке 5. Как видно из рисунка, при подаче управляющего напряжения с частотой 10 ГГц тактовая частота промодулированного оптического сигнала в 4 раза выше и составляет 40 ГГц. Глубина модуляции снижается с 99% до 96% по сравнению с исходными последовательностями оптических импульсов от отдельных ВБР за счет их сложения, однако имеет достаточно хорошие значения.

При геометрических размерах электрооптической ВБР: длина 1 см, ширина 3 мкм, ширина электродов 1 мкм, ее электрическая емкость составляет 0,04 пф. Соответственно электрическая мощность, необходимая для подачи управляющего напряжения на частоте 10 ГГц, равна единицам милливатт. Приведенные в работе значения не являются предельными.

Максимальная амплитуда подаваемого напряжения в электрооптическом модуляторе на базе ВБР имеет тот же порядок, что и для электроабсорбционных или интерференционных модуляторов. Таким образом, для генерации управляющего сигнала можно использовать аналогичные электрические схемы и подавать электрическое поле той же частоты. При этом частота следования полученных оптических импульсов будет в два раза выше, чем после электроабсорбционных модуляторов.

#### Список литературы:

1. Мустель Е.П., Парыгин В.Н. Методы модуляции и сканирования света. - М.: Наука, 1970. - 296 с.



2. Shimotsu S., Oikawa S., Saitou T., Mitsugi N., Kubodera K., Kawanishi T., Izutsu M. Single side-band modulation performance of a  $\text{LiNbO}_3$  integrated modulator consisting of four-phase modulator waveguides // IEEE Photonics Technology Letters. - 2001. - Vol.13, No.4. - P.364-366.

3. Chiu Yi-Jen, Kaman V., Zhang S.Z., Bowers J.E. Distributed effects model for cascaded traveling-wave electroabsorption modulator // IEEE Photonics Technology Letters. - 2001. - Vol.13, No.8. - P.791-793.

4. Takeuchi T., Saitoh T., Ito H. High-speed electroabsorption modulators with traveling-wave electrodes // Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference (OFC-2002). March 17-22, 2002. - Anaheim, California. - P.336-338.

5. Becker C., Greiner A., Oesselke T. et al. Integrated optical  $\text{Ti:Er:LiNbO}_3$  distributed Bragg reflector laser with a fixed photorefractive grating // Optics Letters. -1998. -Vol.23. -P.1194.

6. Dai J.D., Jen C.K. Analysis of cladde uniaxial single-crystal fibers // J. Opt. Soc. Am. A. -1991. -Vol.8. -P.2021-2025.

7. Welker D.J., Tostenrude J., Garvey D.W., Canfield B.K., Kuzyk M.G. Fabrication and characterization of single-mode electrooptic polymer optical fiber // Optics Letters. -1998. -Vol.23. -P.1826-1828.

8. Matsumoto S., Fujiwara T., Ikushima A.J. Large second-order optical non-linearity in Ge-doped silica glass // Optical materials. - 2001. - Vol.18. - P.19-22.

9. Fujiwara T., Wong D., Zhao Y., Fleming S., Grishina V., Poole S. UV-excited poling and electrically tunable Bragg gratings in a germanosilicate fiber // Proceedings OFC'95. San Diego, California, Februar 26 – March 3, 1995. Postdeadline paper PD6-1.

10. Goncharenko I.A., Helfert S.F., Pregla R. J. General analysis of fibre grating structures. // J. Opt. A: Pure and Applied Optics. -1999. -Vol.1, No.1. -P.25-31.



## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИК ИЗЛУЧЕНИЯ НА БАЗЕ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ ФАБРИ-ПЕРО

**Пилипович В.А., Залесский В.Б., Конойко А.И., Кравченко В.М., Реши-  
ков К.А.**

*ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника», Минск*

Наиболее перспективным методом получения информации имеющейся в разных спектральных оптических диапазонах для технического зрения является метод преобразования информации из одной области спектра в другую, например, из ИК области в более коротковолновую [1]. Этот метод дает наибольшую чувствительность при помощи использования матриц микрорезонаторов Фабри-Перо, которые можно изготавливать на базе технологий микроэлектроники. Он использует излучение, падающее от какого-либо объекта, как воздействующее на материал микрорезонатора (его материал должен поглощать это излучение), и излучение в видимой оптической части спектра – как зондирующее, считывающее (поглощение должно отсутствовать). Высокая чувствительность микрорезонаторов Фабри-Перо является следствием того, что принцип их работы базируется на физическом явлении многолучевой интерференции. Общим недостатком эталонов Фабри-Перо является их чувствительность к условиям работы, например, изменение температуры окружающей среды, что также приводит к изменению оптической базы резонатора [2,3], как и влияние ИК излучения. Это приводит к смещению спектральной характеристики их коэффициента пропускания или отражения, что ухудшает их эксплуатационные характеристики [4].

Целью исследования является метод минимизации влияния температурных флуктуаций окружающей среды на работу микрорезонатора Фабри-Перо, являющегося элементом преобразующим информацию из одной области спектра в другую.

Сущность метода минимизации влияния температурных флуктуаций окружающей среды на работу резонатора Фабри-Перо состоит в использовании для преобразования ИК излучения в более коротковолновое резонатора Фабри-Перо, работающего на пропускание или отражение зондирующего излучения, причем его начальная рабочая точка должна соответствовать максимуму величины изменения интенсивности зондирующего излучения от температуры.

Основным термочувствительным элементом термооптического преобразователя является матрица пленочных микрорезонаторов Фабри-Перо, которая работает в режиме пропускания или отражения зондирующего излучения. Такая матрица представлена на рисунке 1.

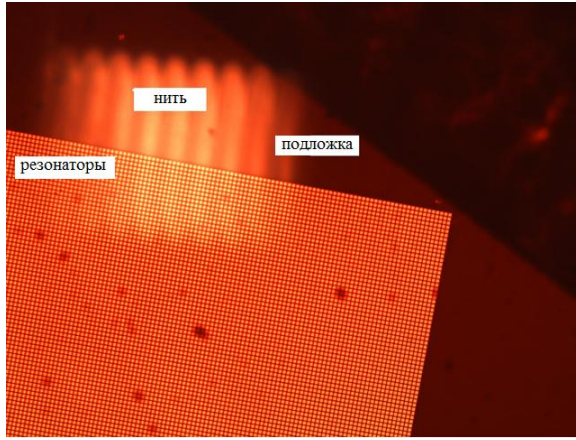


Рис. 1 – Матрица микрорезонаторов Фабри-Перо (увеличенное изображение)

Если на резонатор падает излучение со спектральным распределением интенсивности  $I_0$ , то выражения для нахождения интенсивности прошедшего  $I_{t0}$  и отраженного  $I_{r0}$  излучения будет иметь следующий вид:

$$I_{t0} = I_0 \frac{T_1 T_2 T}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1 R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi)} \quad (1)$$

$$I_{r0} = I_0 \frac{R_1 + T^2 R_2 \left( -A_1 \right) - 2T \sqrt{R_2} \sqrt{R_1} \left( -A_1 \right) \cos(\Phi + \Delta\varphi)}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1} \sqrt{R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi)}; \quad (2)$$

Если на резонатор падает излучение со спектральным распределением интенсивности  $I_0$ , то выражения для нахождения интенсивности прошедшего  $I_{t0}$  и отраженного  $I_{r0}$  излучения будет иметь следующий вид:

$$I_{t0} = I_0 \frac{T_1 T_2 T}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1 R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi)} \quad (1)$$

$$I_{r0} = I_0 \frac{R_1 + T^2 R_2 \left( -A_1 \right) - 2T \sqrt{R_2} \sqrt{R_1} \left( -A_1 \right) \cos(\Phi + \Delta\varphi)}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1} \sqrt{R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi)}; \quad (2)$$

А при воздействии на него ИК излучения выражения (1) и (2) примут вид

$$I_{t1} = I_0 \frac{T_1 T_2 T}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1 R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi + \delta\varphi)} \quad (1a)$$

$$I_{r1} = I_0 \frac{R_1 + T^2 R_2 \left( -A_1 \right) - 2T \sqrt{R_2} \sqrt{R_1} \left( -A_1 \right) \cos(\Phi + \Delta\varphi + \delta\varphi)}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1} \sqrt{R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi + \delta\varphi)}; \quad (2a)$$

где  $R_1, R_2, T_1, T_2$  – коэффициенты отражения и пропускания зеркал резонатора;  $T$  – коэффициент пропускания среды между зеркалами;  
 $\Phi + \Delta\varphi = \frac{4\pi \ln \cos(\beta)}{\lambda} + \alpha_p(T)$      $\Phi + \Delta\varphi + \delta\varphi = \frac{4\pi \ln \cos(\beta)}{\lambda} + \alpha_p(T + \delta T)$  – раз-

ность фаз между интерферирующими световыми волнами, наводимая, соответственно, в невозбужденном и в возбужденном резонаторе;  $\lambda$  – длина волны зондирующего излучения;  $l$  – база микрорезонатора;  $n$  – показатель преломления материала между зеркалами;  $\beta$  – угол падения зондирующего излучения;  $\alpha_p$  – коэффициент температурного преобразования оптической базы резонатора;  $\Delta T$  – величина изменения температуры в невозбужденном резонаторе;  $\delta T$  – величина изменения температуры под воздействием ИК излучения.

Таким образом, светомодуляционные характеристики микрорезонатора определяются коэффициентом температурного преобразования базы резонатора и величиной изменения его температуры.

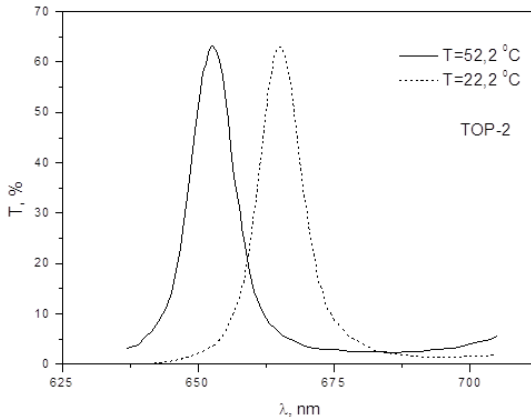
Величину коэффициента температурного преобразования базы резонатора, которая определяется в основном физическими свойствами активного слоя расположенного между зеркалами резонатора, можно определить из выражений (1a), (2a)

$$\alpha_p = \alpha_l + \alpha_n \approx \frac{1}{\delta T} \frac{\Delta \lambda}{\lambda}; \quad (3)$$

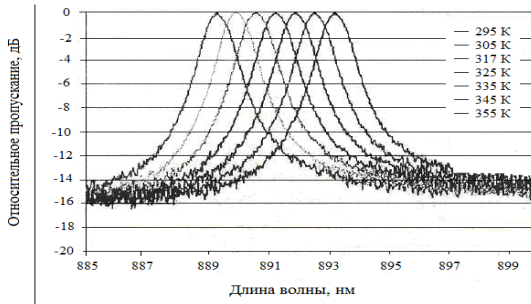
где:  $\alpha_l$  – температурный коэффициент линейного расширения материала активного слоя;  $\alpha_n$  – температурный коэффициент изменения показателя преломления активного слоя;  $\Delta \lambda$  – величина спектрального смещения максимума коэффициента пропускания резонатора, то есть определяется в основном физическими свойствами активного слоя расположенного между зеркалами резонатора.

Подставляя в это выражение параметры найденные из спектральных зависимостей, представленных на рисунке 2, получим, что для рассматриваемой матрицы микрорезонаторов величина коэффициента температурного преобразования базы резонатора  $\alpha_p = 6,266 \cdot 10^{-4} \text{ Град}^{-1}$ , что в 6,949 раза превышает данные приведенные в литературе [4].

Таким образом, светомодуляционные характеристики каждого микрорезонатора рассматриваемой определяются величиной изменения его температуры, величиной спектрального смещения максимума коэффициента пропускания резонатора и длиной волны зондирующего излучения.



а)



б)

Рис. 2 – Спектральная характеристика коэффициента пропускания матрицы микрорезонаторов Фабри-Перо а) – разрабатываемого образца полученной при температуре 1 – 22,2 °C и 2 – 52,2 °C и б) – из литературы

Если на резонатор падает излучение со спектральным распределением интенсивности  $I_{\text{пад}}(\lambda)$ , то выражения для нахождения интенсивности прошедшего  $I_{\text{т0}}(\lambda)$  и отраженного  $I_{\text{р0}}(\lambda)$  излучения будут иметь следующий вид:

$$I_{\text{т0}}(\lambda) = I_{\text{пад}}(\lambda) \frac{T_1 T_2 T}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1 R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi)} \quad (3)$$

$$I_{\text{р0}}(\lambda) = I_{\text{пад}}(\lambda) \frac{R_1 + T^2 R_2 (-A_1)^2 - 2T \sqrt{R_2} \sqrt{R_1} (-A_1) \cos(\Phi + \Delta\varphi)}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1} \sqrt{R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi)} \quad (4)$$

А при воздействии ИК излучения выражения (3) и (4) примут вид

$$I_{\text{т1}}(\lambda) = I_{\text{пад}}(\lambda) \frac{T_1 T_2 T}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1 R_2} \cos(\Phi + \Delta\varphi + \delta\varphi)} \quad (1a)$$

$$I_{r1}(\lambda) = I_{\text{лпз}}(\lambda) \frac{R_1 + T^2 R_2 \left( -A_1 \right) - 2T \sqrt{R_2} \sqrt{R_1} \left( -A_1 \right) \cos(\varphi + \Delta\varphi + \delta\varphi)}{1 + T^2 R_1 R_2 - 2T \sqrt{R_1} \sqrt{R_2} \cos(\varphi + \Delta\varphi + \delta\varphi)}; \quad (2a)$$

Тогда величину проходящего или отраженного светового потока в том и другом случае  $\Phi_{ji}$  (где  $j = t; r$  и  $i = 0; 1$ ) и ее изменение  $\Delta\Phi_j$  можно определить из соотношений

$$\Phi_{ji} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} I_{ji}(\lambda) d\lambda; \quad \Delta\Phi_j = \Phi_{j1} - \Phi_{j0}.$$

На рисунках 3,4 представлены зависимости, соответственно, величины светового потока  $\Phi_{ji}$  и изменения величины светового потока  $\Delta\Phi_j$ , прошедшего а также отраженного резонатором без и под воздействием ИК излучения от величины изменения начальной температуры резонатора  $\Delta T$ . Эти зависимости соответствуют случаю, когда максимальная длина волны лазерного излучения при начальной температуре соответствует спектральному максимуму пропускания резонатора.

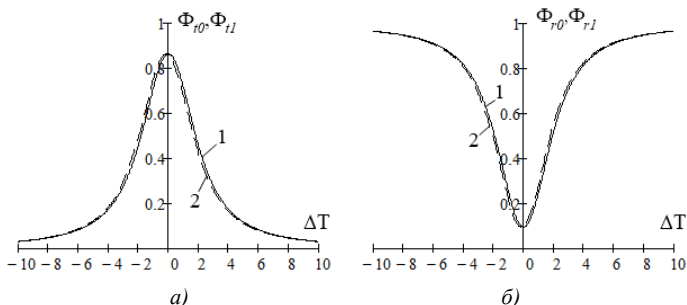


Рис. 3 – Зависимости величины светового потока  $\Phi_{ji}$  а) – прошедшего и б) – отраженного резонатором без (кривая 1) и под воздействием ИК излучения (кривая 2) от величины изменения начальной температуры  $\Delta T$

Из приведенных зависимостей следует, что при воздействии ИК излучения, максимум или минимум зависимости светового потока  $\Phi_{ji}$  от величины изменения начальной температуры резонатора  $\Delta T$  смещается относительно  $0^\circ$ , что приводит к изменению величины светового потока  $\Delta\Phi_j$ . Вблизи точки  $\Delta T = 0^\circ$  изменение величины светового потока  $\Delta\Phi_j$  имеет линейный характер, это и обуславливает температурную нестабильность работы резонатора.



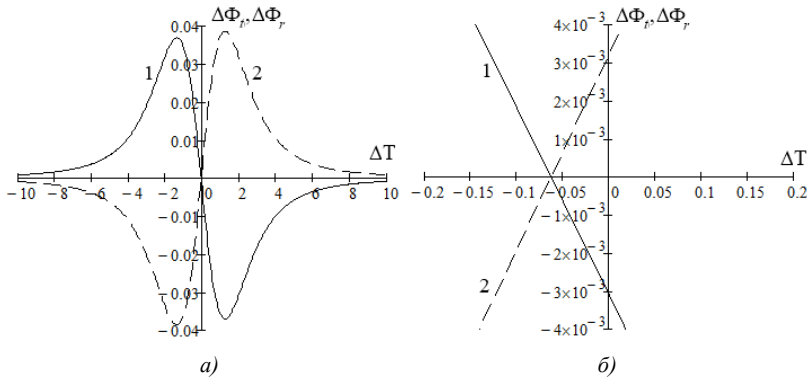


Рис. 4 – Зависимости величины изменения светового потока  $\Delta\Phi_j$  прошедшего (кривая 1) и отраженного (кривая 2) резонатором под воздействием ИК излучения от величины изменения начальной температуры резонатора  $\Delta T$  светового потока а) – общий вид; б) – увеличенный вид зависимости вблизи начала координат

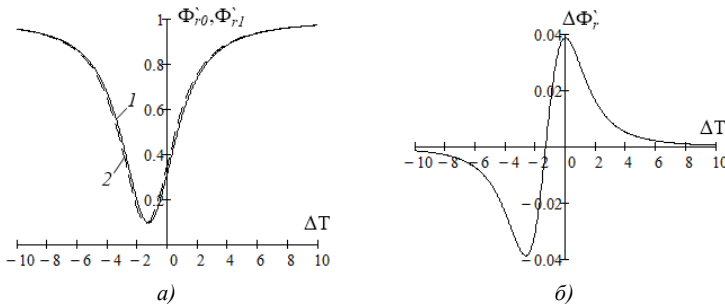


Рис. 5 – Зависимости величины а) – светового потока зондирующего излучения отраженного резонатором без  $\Phi_{r0}$  и под воздействием ИК излучения  $\Phi_{r1}$ , б) – изменения светового потока отраженного резонатором  $\Delta\Phi_r$  под воздействием ИК излучения от величины изменения начальной температуры резонатора  $\Delta T$

Из приведенных зависимостей следует, что при воздействии ИК излучения, максимум или минимум зависимости светового потока  $\Phi_{ji}$  от величины изменения начальной температуры резонатора  $\Delta T$  смещается относительно  $0^\circ$ , что приводит к изменению величины светового потока  $\Delta\Phi_j$ . Вблизи точки  $\Delta T = 0^\circ$  изменение величины светового потока  $\Delta\Phi_j$  имеет линейный характер, это и обуславливает температурную нестабильность работы резонатора.

Зависимости величины изменения светового потока  $\Delta\Phi_j$  от изменения начальной температуры резонатора  $\Delta T$  обладают экстремумами, вблизи которых величина его изменения, по абсолютной величине максимальна и для рассматриваемого резонатора практически не меняется в диапазоне  $\pm 0,2^\circ$ . Поэтому, для

получения более температуростабильной работы резонатора необходимо, чтобы его начальная температура соответствовала экстремуму зависимости изменения светового потока от температуры. Чтобы реализовать это достаточно нагреть резонатор до соответствующей температуры. Тогда, например, зависимости величины светового потока  $\Phi_{ji}$ , изменения величины светового потока  $\Delta\Phi_j$  отраженного резонатором зондирующего излучения без и под воздействием ИК излучения от величины изменения начальной температуры резонатора  $\Delta T$  будут иметь вид изображенный на рисунке 5.

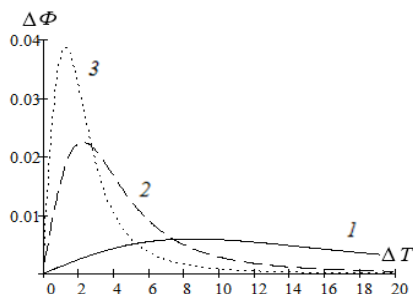


Рис. 6 – Зависимости величины изменения величины светового потока, отраженного резонатором находящимся под воздействием ИК излучения от величины изменения начальной температуры  $\Delta T$  материала резонатора при базе резонатора 1 – равной  $\lambda$ ; 2 –  $4\lambda$ ; 3 –  $8\lambda$

На рисунке 6 представлены графики зависимости величины изменения светового потока  $\Delta\Phi$ , отраженного резонатором находящимся под воздействием ИК излучения от величины изменения начальной температуры  $\Delta T$  материала резонатора при базе резонатора равной 1 –  $\lambda$ ; 2 –  $4\lambda$ ; 3 –  $8\lambda$ . Как видно из графиков температурный диапазон при котором величина изменения светового потока  $\Delta\Phi$  практически постоянна зависит от величины базы резонатора и может составлять (для минимальной базы резонатора) порядка десяти градусов. Он является динамическим температурным диапазоном микрорезонатора.

Таким образом, для получения более температуростабильной работы резонатора, работающего в режиме преобразования информации из ИК области спектра в другую, например, более коротковолновую необходимо, чтобы его начальная температура соответствовала экстремуму зависимости изменения светового потока от температуры. А динамический температурный диапазон микрорезонатора может составлять в зависимости от величины оптической базы резонатора от десяти до десятых долей градуса, при этом соответственно меняется чувствительность.

#### Список литературы:

1. В.В.Тарасов, Ю.Г.Якушенков. Современные проблемы инфракрасной техники. М., Изд. МИИГА и К, 2011. 84 с.



2. Е.П. Мустель, В.Н. Парыгин. Методы модуляции и сканирования света. М., Наука, 1970. 296 с.
3. Ярив, А. Оптические волны в кристаллах. М., Мир, 1987. 616 с.
4. MMing Wu, Cook I., DeVito R. et al. Novel low-cost uncooled infrared camera. - SPIE Proc., V.5783 (2005), P.69401I-1.

## ОПЫТ РАЗРАБОТКИ, ИЗГОТОВЛЕНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ УСТАНОВКИ МОС-ГИДРИДНОЙ ЭПИТАКСИИ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ГЕТЕРОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ НИТРИДА ГАЛЛИЯ ДЛЯ ПРИБОРОВ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ И ФОТОНИКИ

Цацульников А.Ф.<sup>1</sup>, Лундин В.В.<sup>1,2</sup>, Сахаров А.В.<sup>1,2</sup>, Заварин Е.Е.<sup>2</sup>, За-  
гейм Д.А.<sup>2</sup>, Николаев А.Е.<sup>2</sup>, Земляков В.Е.<sup>4</sup>, Егоркин В.И.<sup>4</sup>, Парнес Я.М.<sup>3</sup>,  
Великовский Л.Э.<sup>5</sup>, Устинов В.М.<sup>1</sup>

<sup>1</sup> НТЦ Микроэлектроники РАН, Санкт-Петербург, <sup>2</sup> ФТИ им. А.Ф. Иоффе,  
Санкт-Петербург, <sup>3</sup> АО «Светлана-Электронприбор», Санкт-Петербург, <sup>4</sup>  
Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, <sup>5</sup> ЗАО «НПФ  
«Микран»», Томск

Ключевой технологией получения гетероструктур на основе InAlGaN для микроэлектроники и фотоники является МОС-гидридная эпитаксия, которая стала промышленно используемой технологией в ведущих мировых компаниях, работающих в данной области. Уникальность текущей ситуации на рынке эпитаксиального оборудования в мире состоит в том, что ведущие производители при разработке новых серий установок МОС-гидридной эпитаксии учитывают только потребности крупных промышленных компаний, как основных покупателей. Линейка номенклатуры установок эпитаксиального роста является очень узкой, и фактически разработку технологии эпитаксии новых структур и оптимизацию уже существующей технологии необходимо проводить на промышленном оборудовании максимального размера, что могут позволить себе только очень крупные корпорации (OSRAM, CREE, Samsung...). Каждое последующее поколение установок позволяло получать более совершенные материалы и приборные структуры. Однако, драйвером развития установок является рынок синих светодиодов и оно идет по пути «больше подложек в реакторе, чем у конкурента» (рисунок. 1).

От поколения к поколению с 1995 года постоянно оптимизируется дизайн реакторов, повышается совершенство материала и приборных структур. Увеличиваются как максимальные размеры реакторов в пределах поколения (с 6 до 120 подложек 2"), так и минимальные размеры реакторов в пределах поколения (с 1 подложки 2" до 1 подложки 200 мм).

Однако, для эффективной разработки технологии и организации мелко- и среднесерийного производства (несколько тысяч эпитаксиальных пластин в год), которое, например, характерно для России для вертикально-интегрированных компаний, работающих в области производства СВЧ транзисторов и светодиодов на основе нитрида галлия, необходима разработка и производство семейства МОС-гидридных установок с ограниченным размером реактора. При этом наиболее важно, что данное семейство должно иметь общие принципы функционирования, позволяющие легко переносить технологию.

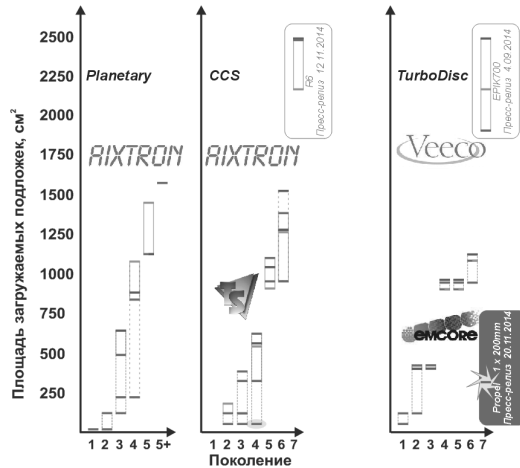


Рис. 1 - Эволюция емкости реакторов AIXTRON и Veeco (до 2004 - Emcore) для МОС-гидридной эпитаксии III-N материалов.

Группой авторов данной работы был разработан российский экспериментальный образец установки МОС-гидридной эпитаксии Dragon-125 для опытного производства гетероструктур на основе соединений нитрида галлия (рисунк 2), который позволяет проводить процессы на подложках размером 2''-4''. Разработанная установка имеет следующие характерные особенности. Давление в реакторе изменяется в диапазоне 100 – 1600 мбар, то есть установка позволяет работать при давлении выше атмосферного, что невозможно в коммерчески доступных установках. Установка обладает горизонтальным реактором, металлическим корпусом реактора и индукционным нагревом. Диаметр зоны осаждения составляет 125 мм (3\*2'' или 1\*4''). Установка оснащена собственной системой контроля эпитаксиального процесса, включающей 3 *in-situ* датчика отражения (для контроля скорости роста и кривизны подложки). Используется собственное программное обеспечение. На данной установке в течении нескольких последних лет проводился комплекс работ по оптимизации технологии эпитаксиального роста гетероструктур различного типа на подложках сапфира, карбида кремния и кремния. Для традиционных GaN/AlN/AlGaIn гетероструктур на подложках сапфира была получена подвижность более 1300  $\text{см}^2/\text{В} \times \text{с}$  при концентрации в канале  $1.6 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$ . Среднеквадратичное отклонение проводимости по подложке составило 1-3%, среднеквадратичное отклонение толщины 3-4% при полной толщине структуры 2.7 микрона. На подложках кремния была достигнута подвижность более 1600  $\text{см}^2/\text{В} \times \text{с}$  при концентрации в канале  $1.2 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$ . На подложках карбида кремния была достигнута подвижность более 2000  $\text{см}^2/\text{В} \times \text{с}$  при концентрации в канале  $1.3-1.4 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$ .

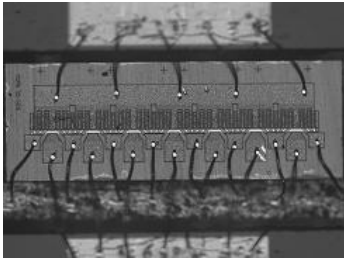


*Рис. 2 - Установка МОС-гидридной эпитаксии опытного производства гетероструктур на основе нитрида галлия.*

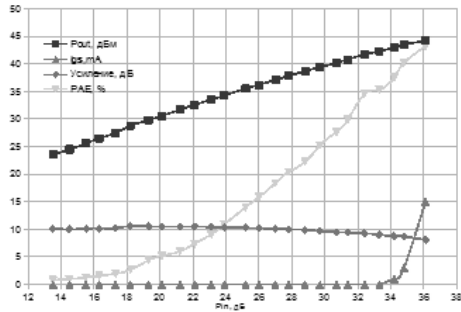
Были проведены сравнения свойств транзисторных гетероструктур, выращенных на коммерчески доступных подложках карбида кремния и на подложках карбида кремния, изготовленных АО «Светлана-Электронприбор». Было показано, что слоевое сопротивление HEMT гетероструктур AlGaIn/GaN составляет 270-300 Ом.кв со среднеквадратичным отклонением 1-2% на подложках карбида кремния как от стороннего коммерческого производителя, так и российского производства, что находится на хорошем современном уровне. Была разработана технология in-situ (непосредственно в процессе эпитаксиального роста) пассивации поверхности гетероструктуры слоем  $\text{Si}_3\text{N}_4$  толщиной от 0.5-1 нм до ~100 нм. Показано, что использование  $\text{Si}_3\text{N}_4$  in-situ пассивации GaN/AlIn/AlGaIn гетероструктур позволяет улучшить параметры HEMT транзисторов. На транзисторах были достигнуты токи насыщения до 1000 мА/мм, крутизна 220 мС/мм, удельная мощность 5-6 Вт/мм и выходная мощность 20 Вт на частоте 3 ГГц.

В НИФ Микран из выращенных гетероструктур на подложках карбида кремния были созданы транзисторы для диапазона частот 2.4 ГГц, имеющие в импульсном режиме выходную мощность 36 Вт, при плотности мощности 4 Вт/мм и КПД 34% (рисунок 3) [1].

Импульсные измерения удельных параметров СВЧ транзисторов на пластине, проведенные на частоте 10 ГГц методом согласованных нагрузок (Load Pull) показали удельные параметры, близкие к параметрам технологий ведущих производителей СВЧ GaN приборов. Для транзисторов с периферией затвора 200 мкм при напряжениях питания  $V_{ds}=33\div38\text{В}$  были получены значения плотности выходной мощности  $P_{3dB}=5\div6\text{ Вт/мм}$ . КПД по добавленной мощности составил более 45% при коэффициенте усиления – более 14 дБ.



(a)



(b)

Рис. 3 - Внешний вид транзисторов в оснастке для СВЧ измерений (a). Динамические характеристики транзистора с периферией затвора 10.5 мм при импульсном СВЧ сигнале ( $F=2.5$  ГГц,  $V_{ds}=28$  В,  $V_{gs}=-4$  В, длительность импульса 20 мкс, скважность 50) (b)

Проведены исследования легирования буферных слоев AlGaIn на подложках SiC атомами углерода и железа. Было показано улучшение изолирующих свойств буферных слоев в случае такого легирования. В НИИ Микран были получены мощные СВЧ транзисторы с напряжением пробоя  $120 \div 130$  В (при расстоянии исток-сток 5 мкм). Низкий уровень напряжения пробоя в транзисторах является основным ограничивающим фактором для получения высоких уровней выходной мощности СВЧ транзисторов. Достижение значений напряжения пробоя на уровне  $160 \div 180$  В, вполне достижимое при развитии данной технологии, позволит рассчитывать на достижение мощностных параметров ведущих мировых производителей СВЧ GaN транзисторов.

В работе проведены сравнительные исследования дизайна и технологии эпитаксиального роста гетероструктур InAlN/AlN/GaN и AlGaIn/AlN/GaN. Увеличение подвижности и концентрации носителей заряда в HEMT гетероструктурах  $Al_xGa_{1-x}N/AlN/GaN$  для получения максимальных выходных характеристик требует повышения содержания алюминия  $x$  и оптимизации толщины барьерного слоя. Увеличение содержания Al в слое AlGaIn вызывает рост упругих напряжений, приводящих к снижению качества получаемого материала, что в свою очередь, ухудшает параметры и уменьшает срок службы транзисторов. В гетероструктурах, в которых вместо AlGaIn используется слой InAlN, можно создавать как решеточно-согласованные гетероструктуры со слоями  $In_yAl_{1-y}N$  при  $y \approx 0.18$ , не содержащие упругих напряжений [2, 3], так и гетероструктуры с управляемыми напряжениями при отклонении содержания индия от данного значения. Изменение составов слоев AlGaIn и InAlN позволяет получить слои имеющие растягивающую/сжимающую деформацию, что дает возможность управления концентрацией носителей заряда. К сожалению, МОС-гидридная эпитаксия тройного соединения InAlN сильно затруднена принципиально различными оптимальными условиями роста алюминий- и индий-содержащих

Были проведены предварительные исследования эпитаксиального роста структур графен на сапфире для исследования возможностей создания приборных структур на основе графена. Были выращены слои графена на подложках диаметром до 100 мм и толщиной 1-7 монослоев. Формирование графена подтверждалось данными по комбинационному рассеянию света. Промедемстрирована высокая однородность свойств графена по площади подложки.

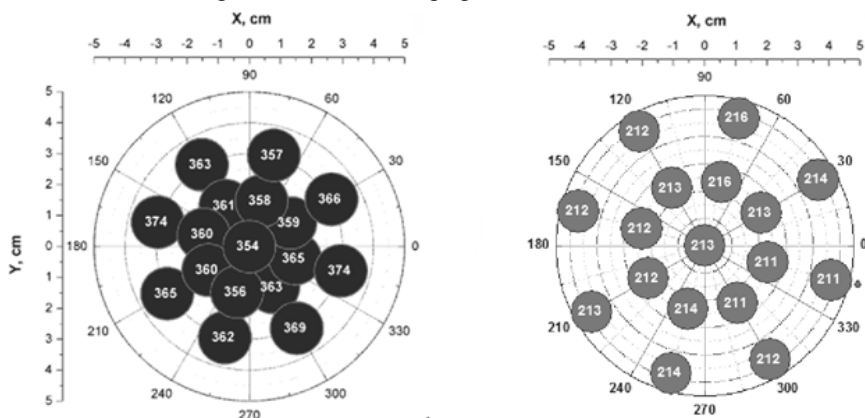


Рис. 4 - Карта слоевого сопротивления  $AlGaN/AlN/GaN$  (а) и  $InAlN/AlN/GaN$  (б) гетероструктуры HEMT, выращенной на сапфировой подложке диаметром 100 мм.

### Список литературы:





1. Цацульников А.Ф. и др. / Материалы Второй российско-белорусской научно-технической конференции «Элементная база отечественной радиоэлектроники: импортозамещение и применение» им. О. В. Лосева. Нижний Новгород, ННГУ им. Н. И.Лобачевского, 17-19 ноября 2015, стр.254-257.

2. Neuburger M., Zimmermann T. et. Al, Int. J. Hi. / Spe. Ele. Syst. – 2004. - № 14. – P. 785.

3. Vurgafman I., Meyer J.R., Ram-Mohan L.R. / Journ. of Appl. Phys. – 2001. – № 89. – P. 5815.

## СИСТЕМЫ И СРЕДСТВА РАДИОСВЯЗИ

УДК 621.372.512

### МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ АНТЕННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КВ РАДИОСТАНЦИЙ

**Васильев А.Д., Терех В.Г.**

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь», Минск*

Одним из критериев качества ВЧ тракта передатчика радиостанции являются величина в полосе усиления коэффициента передачи мощности (КПМ), определяемого как отношение мощности, передаваемой по ВЧ тракту, к максимально возможной мощности, которая может быть передана. Наиболее остро стоит проблема согласования усилителя мощности с передающей антенной, имеющей комплексное частотно-зависимое сопротивление.

Существующие отечественные антенны радиостанций старого парка работали в узкой полосе частот (на фиксированной рабочей частоте), поэтому задача их согласования решалась просто. С появлением режима ППРЧ в современных радиостанциях возникла необходимость широкополосного согласования выхода усилителя мощности со входом передающей антенны. В радиостанциях КВ диапазона для обеспечения необходимой надежности радиосвязи используется несколько антенн и задача их широкополосного согласования усложняется: необходимо спроектировать перестраиваемое антенное широкополосное согласующее устройство (АШСУ), которое в зависимости от выбранной антенны и диапазона частот изменяло бы свои характеристики, обеспечивая наибольший КПМ.

Существующие конструкторские решения антенных широкополосных согласующих устройств (АШСУ) для КВ радиостанций представляют собой простейшие Т или П-образные схемы фиксированной структуры с одним реактивным элементом (набор индуктивностей или емкостей с различными номиналами) в каждом плече. Однако обоснования выбранной структуры АШСУ для заданных антенн и диапазонов в известной авторам литературе отсутствуют, поэтому данная работа является актуальной.

Целью работы является разработка методики определения структуры антенного широкополосного согласующего устройства для перспективных радиостанций КВ диапазона. Методика включает в себя 2 этапа:

1) расчет множества АШСУ для заданных антенн в заданных диапазонах частот по методике, предложенной в работе [1] по критерию наибольшего КПМ;



2) анализ структур рассчитанных АШСУ и выбор из них оптимальной по критерию наибольшего количества ее появления в результате расчетов.

В качестве исходных данных для расчетов используются комплексные сопротивления антенн, известные в заданных частотных диапазонах согласования.

На примере комплекта антенн радиостанции Р-140М [2] (V2×46, Д2×11, Д2×40, Т2×11, Т2×40, АШ-4, АШ-10, АЗИ) по предложенной методике была определена наиболее оптимальная структура АШСУ для перспективной отечественной КВ радиостанции Р-183.

#### **Список литературы:**

1. Васильев, А.Д. Структурно-параметрический синтез четырехполосников при широкополосном согласовании и моделировании на основе аппарата Т-матриц: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / А.Д. Васильев. – Минск, 2010. – 121 л.

2. Бабич, В.Д. Радиостанция Р-140М / В.Д. Бабич, А.С. Брагин, П.Н. Иващенко. – Киев.: КВВИУС, 1980. – 203 с.



## ПОДХОДЫ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ РАДИОСТАНЦИЙ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ УЗЛОВ СВЯЗИ

**Водчиц А.А.**

*ОАО «АГАТ-СИСТЕМ», Минск*

Мобильные узлы связи, как правило, характеризуются большим количеством оборудования (в том числе связного), расположенного на малой площади. Малая площадь объектов заставляет радиостанции узла связи работать либо на близко расположенные антенны, либо на одну антенну с помощью развязывающих устройств типа блока антенных фильтров. Как следствие – радиосредства работают в сложной электромагнитной обстановке. Данная электромагнитная обстановка обуславливает определенный уровень требуемых параметров радиостанций, позволяющих им работать в составе мобильных узлов связи.

При работе на одну антенну взаимная развязка радиосредств с помощью развязывающих устройств типа Р-168 БАФ-25У, Р-168 БАФ-100У [1], Р-181-БАФ составляет 20-40 дБ. При работе на отдельные антенны, находящиеся на расстоянии 1,5-4 м. относительно друг друга, развязка в диапазоне боевого управления (30 – 108 МГц) составляет 15-35 дБ [2]. Чувствительность приемных трактов современных радиостанций составляет минус 107-120 дБмВт. Выходная мощность возимых радиостанций, как правило составляет от десятков до сотни ватт (44-50 дБмВт). При этом необходимое значение уровня восприимчивости по блокированию при необходимой отстройке (как правило 10%) трактов радиосредств достигает 150 дБ [3]. Уровень внеполосных составляющих (как шумовых так и сосредоточенных) при работе на передачу также не должен превышать значений минус 130-150 дБ относительно несущей на частотах допустимой отстройки одновременно работающих радиостанций [3]. Носимые радиостанции не обладают достаточными параметрами по избирательности и уровню внеполосных излучений для совместного их размещения и работы в одном объекте [4]. При их совместной работе без дополнительных мер фильтрации предельная дальность радиосвязи может значительно снижаться (в несколько раз).

При решении задачи создания радиостанции для мобильных узлов связи существует различные подходы:

1. проектирование моноблочной возимой радиостанции, удовлетворяющей требованиям по внеполосным шумам передающего и избирательности приемного трактов [3];
2. создание возимой радиостанции путем комплексирования носимой радиостанции и внешнего усилителя с встроенным фильтром Р-181-УМУ-Ф, RF-5800-РА [5];
3. создание возимой радиостанции путем комплексирования носимой радиостанции, внешнего усилителя и внешнего фильтра.



Все из данных подходов находят применение в существующих образцах мобильных узлов связи. Каждый из подходов имеет как преимущества, так и недостатки. Наиболее простым компоновочным решением является первый вариант. Наиболее гибким и масштабируемым вариантом является третий. Второй и третий варианты подразумевают использование носимой радиостанции в качестве приемопередатчика возимой станции, выходная мощность которой доводится до необходимого уровня внешним усилителем.

В старом парке возимого оборудования задача совместной работы радиостанций решалась, как правило, наличием на выходе радиостанции механически перестраиваемого фильтра. Данный способ наиболее правильный, но неприемлем в современных радиостанциях в режимах с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) и в режиме двухчастотного симплекса, так как скорость перестройки подобных фильтров крайне низкая (несколько секунд). Электронно-перестраиваемые фильтры уступают механическим по вносимому затуханию, и допустимой проходной мощности, но способны осуществлять перестройку за десятки микросекунд.

Электронно-перестраиваемые (переключаемые) полосовые фильтры предлагается устанавливать между внешним усилителем и радиостанцией и вносить в состав усилителя мощности. Фильтр при этом снижает уровень внеполосных шумов радиостанции в режиме передачи и увеличивает уровень восприимчивости по блокированию путем получения дополнительной селекции. Таким образом достигается минимизация количества внешних соединений с сохранением преимущества по универсальности применения радиостанции. Данное решение опробовано с радиостанцией Р-181-5ВУ, применив усилитель с перестраиваемым фильтром Р-181-УМУ-Ф, доводящий выходную мощность радиостанции до уровня 50 Вт и осуществляющий дополнительную фильтрацию в режиме приема и передачи.

### Список литературы:

1. [http://srzudm.ru/index.php?option=com\\_content&view=category&layout=blog&id=21&Itemid=62](http://srzudm.ru/index.php?option=com_content&view=category&layout=blog&id=21&Itemid=62)
2. Report ITU-R M.2141 «Study of the isolation between VHF land mobile radio antennas in close proximity» 2009.
3. [http://srzudm.ru/index.php?option=com\\_content&view=article&id=93:-168-5&catid=21:2011-06-29-06-02-25&Itemid=62](http://srzudm.ru/index.php?option=com_content&view=article&id=93:-168-5&catid=21:2011-06-29-06-02-25&Itemid=62)
4. [http://srzudm.ru/index.php?option=com\\_content&view=article&id=182:-168-5-2&catid=21:2011-06-29-06-02-25&Itemid=62](http://srzudm.ru/index.php?option=com_content&view=article&id=182:-168-5-2&catid=21:2011-06-29-06-02-25&Itemid=62)
5. [https://www.harris.com/sites/default/files/rf-5800v-pa\\_112\\_web\\_tcm26-9143.pdf](https://www.harris.com/sites/default/files/rf-5800v-pa_112_web_tcm26-9143.pdf)



## СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К СОЗДАНИЮ АППАРАТУРЫ ВНУТРЕННЕЙ СВЯЗИ И КОММУТАЦИИ

**Высоцкий Р.А.**

*ОАО «АГАТ-СИСТЕМ», Минск*

Аппаратура внутренней связи и коммутации (далее – АВСК), находящаяся на данный момент на вооружении, является аналоговой. Основные ее недостатки это громоздкость, низкая помехозащищенность, невысокое качество передаваемой речевой информации, отсутствие возможности масштабирования сети.

Чтобы соответствовать общим мировым тенденциям развития телекоммуникационных технологий и систем связи военного назначения необходимо постоянно производить модернизацию имеющегося оборудования, переходить на цифровую элементную базу. АВСК должна иметь богатый расширяемый функционал, быть надежной и удобной в эксплуатации, также должна быть совместима с имеющимся на вооружении оборудованием.

Разрабатываемые на данный момент АВСК являются аппаратно-программными комплексами. Они предназначены для обеспечения внутренней связи между членами экипажа в подвижных объектах технических средств связи и коммутации каналов передачи данных на различные каналобразующие средства объекта. Комплекс АВСК должен предоставить возможность каждому члену экипажа (должностному лицу) выходить со своего рабочего места на внешнюю связь через средства радио- и проводной связи объекта.

Современные подходы к созданию АВСК можно определить на основе анализа существующих систем различных мировых производителей. Можно выделить следующие основные принципы:

1. Использование технологии Ethernet для связи между составными блоками АВСК [1];
2. Использование цифровой передачи голоса и данных для повышения помехозащищенности [2];
3. Использование технологии Power over Ethernet для подачи питающего напряжения на составные части АВСК, что позволяет использовать один кабель для питания устройств и передачи полезной информации [3];
4. Использование различных аудио кодеков со сжатием и без сжатия передаваемой речевой информации;
5. Использование аналоговых и цифровых интерфейсов для связи с радиостанциями;
6. Осуществление программной настройки и обновления оборудования через простой пользовательский интерфейс на базе ПК.

Актуальность АВСК, разработанной ОАО «АГАТ-СИСТЕМ», заключается в том, что при ее создании учитывались вышеприведенные современные подходы и данная отечественная разработка учитывает общемировые тенденции построения систем передачи данных, такие как передача данных на базе



стека протоколов TCP/IP и обеспечение голосовых сессий связи с использованием протокола IP-телефонии.

### Список литературы:

1. [1] ICC-201 & ICC-251 Intercom Systems [Электронный ресурс] : Datasheet / EID – Режим доступа: [http://eid2.simbiotic.net/documentos\\_&\\_icc-251\\_digital\\_intercoms.pdf](http://eid2.simbiotic.net/documentos_&_icc-251_digital_intercoms.pdf).
2. [2] TADIRAN VIC-500I [Электронный ресурс] : Datasheet / Elbit Systems. – Режим доступа : <http://www.elbitsystems.com/Elbitmain/files/VIC-500I.pdf>.
3. [3] RF-7800I IntercoM System [Электронный ресурс] : Datasheet / Harris. – Режим доступа : [http://rf.harris.com/media/RF-7800I\\_FullSystemRemote-Alrms\\_tcm26-21711.pdf](http://rf.harris.com/media/RF-7800I_FullSystemRemote-Alrms_tcm26-21711.pdf).



УДК 621.396.6

## АНТЕННЫЕ СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ КВ РАДИОСВЯЗИ

**Ковалевич Д.А.**

*ОАО «Агат-Систем», Минск*

Основной проблемой при эксплуатации КВ радиостанции малой и средней мощности на мобильных узлах связи является то, что параметры используемых антенн обусловлены условиями их развертывания и не могут быть статичными. Это требует неоднократного проведения процедуры согласования импеданса антенны с выходными каскадами усилителя мощности при помощи антенных согласующих устройств.

В большинстве случаев современные автоматические согласующие устройства используют принцип итерационного поиска оптимального состояния согласующих элементов. В своем составе они содержат измеритель и одну либо несколько матриц реактивных элементов. Цикл работы такого согласующего устройства состоит из настройки антенны на заданной частоте с сохранением значений в память заранее подготовленных каналов (ЗПК), и загрузки из памяти ЗПК по команде радиостанции значений матриц.

Средства КВ радиосвязи старого парка характеризуются небольшим количеством ЗПК. Поэтому настройка антенного согласующего устройства не вызывает никаких трудностей не только в автоматическом (1-8 сек/частота), но и в ручном режиме (1-2 минуты/частота) поиска оптимальных параметров согласующих элементов.

В современных средствах КВ радиосвязи прослеживается тенденция к увеличению числа ЗПК, которое может достигать нескольких сотен. К тому же для режимов автоматической установки соединения (АУС) и псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) в одном ЗПК может храниться достаточно большой массив рабочих частот (до 256). В этом случае настройка антенны при развертывании антенного поля мобильного пункта связи поисковым автоматическим способом становится затруднительной (может достигать нескольких часов), а в ручном режиме практически невозможной. К тому же режим поискового согласования сопровождается множественными переключениями коммутационных элементов под напряжением, что значительно снижает их ресурс, а большая длительность этого процесса является серьезным демаскирующим фактором.

Целью исследования является анализ возможности уменьшения времени настройки согласующего устройства. Предлагается использовать новый подход к согласованию антенн с выходными каскадами усилителей мощности. Он заключается в измерении импеданса антенны на текущей частоте с высокой точностью, и математическому расчету параметров согласующих элементов. Были определены условия для успешного согласования без итерационного поиска – наличие идеального источника мощности, точного измерителя импеданса и идеальных согласующих реактивных элементов.





В процессе исследования было установлено, что даже в случае точного измерения и правильного расчета требуемых параметров матрицы успешное согласование не может быть достигнуто. Ограничение заключается в том, что реальные элементы согласующих матриц не являются в чистом виде емкостями и индуктивностями. Их параметры являются распределенными, и предсказать заранее их влияние на произвольной частоте на импеданс антенны не представляется возможным.

Только итерационный поиск обеспечивает достижение требуемого результата. В рамках предложенного подхода итерационный поиск оптимальных значений согласующих матриц осуществляется уже не при помощи переключений коммутационных элементов реальных матриц, а виртуально – при помощи математической модели согласующего устройства. И только конечный результат такого поиска загружается в матрицы.

Это позволяет значительно уменьшить итоговое время процесса согласования, увеличить время жизни коммутационных элементов и практически ликвидировать демаскирующий фактор. В зависимости от выбранной сложности математической модели и наличия либо отсутствия верификации результата согласования, время настройки на одной частоте может варьироваться от единиц до 100 мс.

Данный метод налагает определенные требования на вычислительную мощность аппаратной части согласующего устройства и точность измерений. При использовании современных быстродействующих процессоров в вычислительном модуле и элементов эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) в измерителе, удалось получить требуемые параметры аппаратной части для реализации предлагаемого подхода.

## СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ПРИ РАДИОЭЛЕКТРОННОМ ПРОТИВОДЕЙСТВИИ

**Крейдик Е. Л.**

*ОАО «АГАТ-СИСТЕМ», Минск*

При решении задач структурного синтеза помехозащищенных средств радиосвязи (СРС) с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), необходимо оценить потенциальные возможности станции ответных помех (СОП).

Ответные помехи для СРС с ППРЧ, учитывая энергетический потенциал СОП, являются наиболее действенными. Однако СОП имеет ряд ограничений, обусловленных скоростью перестройки рабочей частоты СРС.

Основные предельные возможности СОП при подавлении СРС с ППРЧ детально изложены в [1], в том числе рассмотрена селекция сигналов по времени прихода с использованием вероятностно-временной модели (ВВМ), основанной на допущении, что интервал между скачкообразной перестройкой частотных элементов, генерируемых одним передатчиком, постоянный.

Данная ВВМ учитывает действие сигналов  $N$  СРС с ППРЧ и обнаружение их СОП. Таким образом, при достаточной мощности обнаруживаемых сигналов на входе измерительного приемника, аппаратура радиотехнической разведки (РТР) определяет длительность частотного элемента (ЧЭ). Для выделения следующих ЧЭ подавляемого СРС аппаратура РТР устанавливает временное окно с длительностью  $6\sigma_i$ , симметричное относительно переднего фронта выделяемого ЧЭ, где  $\sigma_i$  обозначает среднее квадратическое отклонение оценки времени прихода  $i$ -го ЧЭ. Временная селекция ЧЭ осуществляется с высокой вероятностью и если более, чем один ЧЭ приходит в установленное окно, станции СОП, игнорирует их всех.

Таким образом, если ЧЭ от других  $N-1$  устройств, как предполагается, придут независимо в случайные моменты времени в пределах  $T_d$  и  $\sigma_i \leq T_d/6$ , и не придут в установленное окно  $6\sigma_i$ , тогда  $P_i$  является верхней границей вероятности селекции по времени прихода  $i$ -го ЧЭ и определяется выражением [1]:

$$P_i \leq \left(1 - \frac{6\sigma_i}{T_{dw}}\right)^{N-1}, \quad (1)$$

где  $T_{dw} = T_h - T_{sw}$  интервал времени, в течении которого ЧЭ имеет полную амплитуду и передаются информационные и кодовые символы,  $T_h$  - длительность скачка частоты,  $T_{sw}$  - интервал переключения.



Из неравенства Крамера-Рао [1], следует, что несмещенная оценка времени прихода ЧЭ, в присутствии белого гауссова шума, должны удовлетворять выражению [2]:

$$\sigma_i \geq \left( \frac{E}{N_0} \Delta f_s^2 \right)^{-1/2}, \quad (2)$$

где  $\Delta f_s^2$  - эффективная ширина спектра ЧЭ, которая определяется для сигнала при равномерном спектре [2, 3] в пределах полосы  $F$ , как

$$\Delta f_s^2 = \frac{\pi^2 F^2}{3} \quad (3)$$

С учетом выражения:

$$E_i/N_0 = \rho_i F T_n, \quad (4)$$

где  $T_n$  - длительность интервала наблюдения ЧЭ,  $E_i$  - энергия перехваченного ЧЭ на интервале наблюдения  $T_n$  [4],  $\rho_i$  - отношение сигнал/шум на входе аппаратуры РТР,  $N_0$  - односторонняя спектральная плотность мощности шума и  $F$  - полоса сигнала ЧЭ (полоса пропускания частотного канала СРС).

Время наблюдения  $T_n$  меньше времени срабатывания СОП:  $T_n \leq T_{cp}$ , где  $T_{cp}$  - время срабатывания (реакции), которое затрачивает СОП на выполнение требуемых функций для создания помех [1,4], в следствии этого, заменим в формуле (4)  $T_n$  на  $T_{cp}$ .

Рассмотрев предложенную в [1] ВВМ, подставим в формулу (1) вместо  $\sigma_i$  формулу (2), выполним при этом преобразование правой части формулы (2) с помощью подстановки в нее формул (3) и (4), и получим верхнюю границу вероятности селекции ЧЭ, как необходимое условие для успешного подавления:

$$P_i \leq \left( 1 - \frac{6}{\pi T_{dw}} \sqrt{\frac{3}{\rho_i T_{cp} F^3}} \right)^{N-1}, \quad (5)$$

Выполним расчет  $P_i$  для типовых значений  $T_{cp}$  в КВ и УКВ диапазонах.

Таблица. Расчет  $P_i$  для типовых значений  $T_{cp}$ .

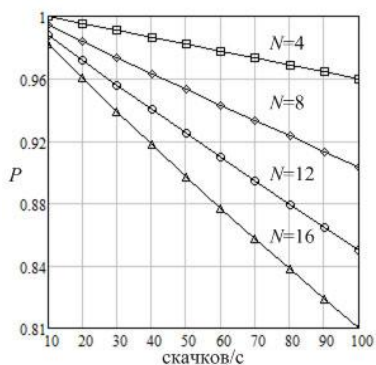


Рис. 1 - Зависимость  $P_i$  от скорости ППРЧ в ВЧ (КВ) диапазоне при различных значениях  $N$  ( $\rho_i = 10$  дБ), где  $T_{cp} = 2$  мс;  $F = 3$  кГц

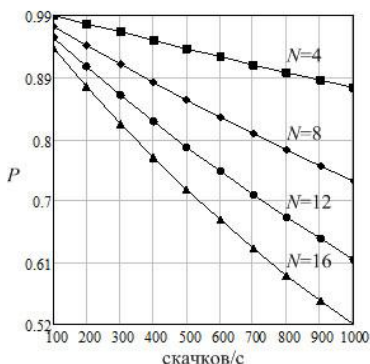


Рис. 2 - Зависимость  $P_i$  от скорости ППРЧ в СВЧ/УВЧ (УКВ) диапазоне при различных значениях  $N$  ( $\rho_i = 10$  дБ), где  $T_{cp} = 0,3$  мс;  $F = 12,5$  кГц

Для упрощения расчетов принимаем допущение, что скорость перестройки всех СРС с ППРЧ одинакова и определена как  $1/T_{dw}$ . (без учета затрат времени на переключение -  $T_{sw} = 0$ )

Представленные зависимости на рис. 1 и на рис. 2 позволяют сделать вывод, что  $P_i$  верхняя граница вероятности селекции по времени прихода  $i$  ЧЭ уменьшается с возрастанием количества сигналов СРС с ППРЧ, а также с возрастанием скорости ППРЧ.

Различные допущения, при селекции по времени прибытия  $P_i$ , упрощают анализ, если намеченные к подавлению СРС [1] используют переменный интервал, то селекцию по времени прибытия выполнить гораздо сложнее, также обеспечить неточную границу  $P_i$  может  $T_{cp}$ , так как время срабатывания СОП может быть значительно больше, чем длина интервала наблюдения  $T_n \leq T_p$ .

### Список литературы:

1. Torrieri, D.J. Fundamental Limitations on Repeater Jamming of Frequency-Hopping Communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 7, No. 4, May 1989, pp. 569–575.
2. Torrieri, D.J. Principles of Secure Communication Systems. Dedham. MA.: Artech House, Inc., 1985. - 453 p.
3. Дулевич, В. Е и др. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В. Е. Дулевича. - М.: Сов. радио, 1964. - 732 с
4. Борисов, В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации / В.И. Борисов. – М.: Наука, 2009. – 358 с.



УДК 061.68

## ДИНАМИЧЕСКИЙ СПОСОБ ОБРАБОТКИ ТРАФИКА ГОЛОСОВЫХ СЕРВИСОВ МАРШРУТИЗАТОРАМИ

**Машкин Е.В., Бысов А.А.**

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»*

В настоящее время основным направлением совершенствования системы связи Вооруженных Сил является постепенный переход на цифровые аппаратно-программные средства пакетной коммутации и маршрутизации. Основными элементами перспективной цифровой системы связи военного назначения являются маршрутизаторы, предназначенные для передачи сетевого трафика между узлами сети.

Сеть связи военного назначения имеет следующие особенности функционирования:

- применение аппаратуры индивидуального шифрования,
- необходимость организации взаимодействия между сегментами системы связи, функционирующими по принципам коммутации каналов и пакетов;
- преобладание сервисов реального времени в структуре мультисервисного трафика;

- высокая мобильность пользователей;

- возникновение перегрузок на отдельных участках сети из-за воздействия противника на систему связи и случайной миграции абонентов.

Использование сервисов реального времени привело к необходимости выполнения требований по обеспечению качества обслуживания (QoS). Использование стандартизированных протоколов модели взаимодействия открытых систем без дополнительных механизмов обеспечивает предоставление услуги пользователю по возможности сети, а не по необходимости абонента, что является необходимым требованием для сетей связи военного назначения. Данное противоречие привело к необходимости исследования интеллектуальных функций устройств коммутации и маршрутизации и разработке способов обработки трафика, учитывающих приоритет абонентов и требования к качеству обслуживания информационных пакетов.

Основой динамического способа обработки пакетов является принцип локальной приоритезации трафика. Перераспределение ресурсов в данном случае осуществляется путем назначения каждой информационной посылке приоритетной метки на основе прогнозирования односторонней задержки передачи пакетов в сети. Модель прогнозирования использует математический аппарат эконометрических моделей проинтегрированного скользящего среднего с дробным порядком интегрирования (ARFIMA).

Логическая схема динамического способа обработки представлена на рисунке 1.

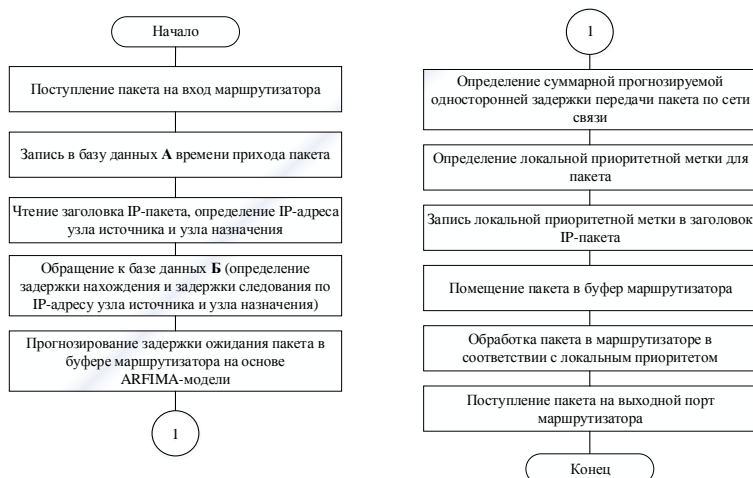


Рис. 1 – Логическая схема динамического способа обработки голосового пакетного трафика

Для оценки эффективности способа обработки пакетов голосового трафика создана имитационная модель маршрутизатора военного назначения П-320 в прикладном пакете MATLAB Simulink и проведен эксперимент на имитационной модели.

Результаты эксперимента показали, что разработанный динамический способ обработки голосового пакетного трафика центрами коммутации цифровых сетей связи позволяющий снизить число пакетов, задержка передачи которых превышает пороговое значение 275 мс на 33,7%.

#### Список литературы:

1. Вегешна, Ш. Качество обслуживания в сетях IP / Ш. Вегешна. – СПб.: Питер, 2003. – 52 с.
2. Петров, В.В. Структура телетрафика и алгоритм обеспечения качества обслуживания при влиянии эффекта самоподобия: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / В.В. Петров. – М., 2004. – 192 л.



## ОПТИМИЗАЦИЯ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА СЕГМЕНТА СТАЦИОНАРНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

**Обух А.В.**

*ГУ «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь»*

Центральное место в принятии решения на организацию связи занимает обоснование структуры системы связи и ее транспортной подсистемы. Важная роль при этом отводится территориальной системе связи (ТСС), которая предназначена для обеспечения управления войсками при их повседневной деятельности, в угрожаемый период, а также является базой развертывания системы связи в начальный период военных действий, обеспечивает высвобождение части полевых средств связи и повышает ее устойчивость.

Основная задача синтеза ТСС связана с формированием ее потоковой структуры в соответствии с изменениями структуры системы управления.

Применяемые на практике методы формирования потоковой структуры предполагают распределение потоков информации между узлами связи в зависимости от группы важности информационных направлений и звена управления. Такой подход прост, но при его применении решение задачи распределения потоков с заданными требованиями может быть не найдено, несмотря на его существование, что может быть показано с помощью методов оптимизации [1].

Для сети связи оптимизационные методы решения задач формирования потоковой структуры нашли применение в задаче о максимальном многопродуктовом потоке и задаче о допустимости. Способы построения и условия функционирования системы военной связи не позволяют их использовать без соответствующей модификации.

Для формирования потоковой структуры ТСС предлагается модифицированный метод [2], заключающийся в совместном решении задачи о максимальном многопродуктовом потоке и задачи о допустимости. Это обеспечивает формирование маршрутов между корреспондирующими парами узлов (КПУ) при удовлетворении требований по пропускной способности между каждой КПУ в режиме одновременной связи.

### Список литературы:

1. Сергиенко, И.В. Математические модели и методы решения задач дискретной оптимизации / И. В. Сергиенко. – Киев: Наук. думка, 1985. – 383 с.
2. Обух, А.В. Распределение канального ресурса территориальной системы связи методом ветвей и границ / А. В. Обух // Наука и военная безопасность. – Минск, 2016. – № 3. – С. 39-43.



УДК 621.391.812

## АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА РАДИОЛИНИИ С УЧЕТОМ ВОЗМОЖНОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ С ПРОГРАММНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

**Троцкий Т.П., Машкин Е.В.**

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»*

Одной из составляющих современной цифровой системы связи Вооруженных сил Республики Беларусь является сеть радиосвязи, построенная на радиосредствах из состава комплекса радиостанций Р-181. Одним из основных режимов работы данных радиостанций является режим программной перестройки рабочей частоты (ППРЧ).

Основными особенностями реализации данного режима являются:

- использование «медленной» ППРЧ (длительность работы на одной частоте больше длительности символьной посылки);
- назначение рабочих частот для ППРЧ производится в ручном режиме во всем диапазоне работы радиостанции.

Отсутствие возможности автоматического назначения диапазона рабочих частот для режима ППРЧ существенно усложняет работу специалиста, использующего данную радиостанцию.

Для обеспечения требуемого качества радиосвязи необходимо учитывать особенности распространения радиоволн в различных поддиапазонах работы, а также условия окружающей среды (тип местности: город, пригород, открытое пространство; состояние подстилающей поверхности).

Обобщенный вид модели сети радиосвязи в режиме ППРЧ имеет следующий вид

$$\begin{cases} P_d \geq P_{д.треб}; \\ T_{св} \leq T_{св.треб}; \\ P_{ппрч} \geq P_{ппрч\,треб.} \end{cases}$$

где  $P_d$  – вероятность обеспечения заданного уровня вероятность битовой ошибки,

$T_{св}$  – время доставки сообщения,

$P_{ппрч}$  - вероятность работы сети радиосвязи в режиме ППРЧ с учетом влияния окружающей среды и используемого поддиапазона частот.

Существуют различные модели энергетического расчета радиолинии, которые по имеющимся исходным данным позволяют определить уровень сигнала в точке приема.

Основными из них являются:

- модель распространения радиосигнала в свободном пространстве;
- двухлучевая модель распространения радиосигнала;
- модель Окомура-Хата;





- рекомендация международного союза электросвязи ITU-R P.1546.

Модель распространения радиосигнала в свободном пространстве характеризует затухание сигнала при распространении в воздухе, при этом мощность принимаемого сигнала обратно пропорциональна квадрату расстояния между передатчиком и приемником.

Двухлучевая модель распространения радиосигнала учитывает прямой и отраженный от поверхности земли лучи. При больших расстояниях мощность сигнала обратно пропорциональна четвертой степени расстояния.

Модель Окомура-Хата основана на эмпирических данных, полученных при измерении затухания сигнала на территории с неровной поверхностью. Она позволяет получить достаточно точные данные при следующих ограничениях исходных данных:

- частота сигнала  $f = 100\text{--}3000$  МГц;
- дальность связи  $1\text{--}300$  км;
- высота подъема антенны базовой станции  $30\text{--}200$  м;
- высота подъема антенны мобильной станции  $1\text{--}10$  м.

При этом в модели применяется классификация типов местности (крупный город, средний город, пригород, сельская или открытая местность).

Рекомендация ITU-R P.1546 содержит метод прогнозирования распространения радиоволн основанный на интерполяции/экстраполяции полученных эмпирическим путем кривых напряженности поля, которые представляют собой функции от расстояния, высоты антенны, частоты и процента времени. Ограничения по исходным данным:

- частота  $30\text{--}3000$  МГц;
- дальность связи  $1\text{--}1000$  км;
- эффективная высота передающей антенны – менее  $3000$  м. [1]

Из представленных моделей наиболее приемлемой по диапазону исходных данных является рекомендация ITU-R P.1546. Однако, как показано в [2], при расчете трасс прямой видимости данная методика дает завышенные результаты затухания сигнала, в связи с чем, необходимо применять поправочный коэффициент.

Таким образом, используя комбинацию приведенных моделей энергетического расчета радиолинии в зависимости от условий распространения радиоволн можно провести оптимизацию ширины диапазона частот работы радиостанции в режиме ППРЧ с учетом обеспечения заданного уровня качества обслуживания.

### Список литературы:

1. International Telecommunications Union. – ITU-R Recommendation P.1546.
2. Василенко, Г. Оценка ослабления сигналов сетей подвижной связи на коротких трассах прямой видимости / Г. Василенко // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – №4. – С. 72- 74.
3. Модель Окомура-Хата [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://matlab.exponenta.ru/forum/post63846.html#p63846>

## МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ПОВЫШЕНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ, ЛИНЕЙНОСТИ И КПД ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ УКВ И СВЧ РАДИОСИГНАЛОВ С ПЕРЕМЕННОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

Хатьков Д.А.<sup>1,2</sup>, Ткаченко А.П.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ОАО «АГАТ-СИСТЕМ», Минск <sup>2</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск

Высокая линейность стала важным свойством современных систем связи, базирующихся на линейных высокоэффективных способах модуляции таких, как: QPSK, 64QAM, OFDM. Использование этих видов модуляции предъявляет высокие требования к линейности усилителей мощности систем цифровой связи и к цифровому телевидению, в частности. Требованиям высокой линейности удовлетворяет лишь режим класса А, который способен обеспечить уровень взаимной модуляции не более минус 55...60 дБ. Однако КПД не превышает 15 %.

Обеспечение требований взаимной модуляции не более минус 45 дБ при высоком среднем КПД системы не может быть обеспечено без применения специальных методов повышения линейности.

Известно достаточно много эффективных способов линеаризации характеристик высокочастотных (ВЧ) усилителей мощности, их можно разделить на несколько групп, представленных на рис. 1 [1].

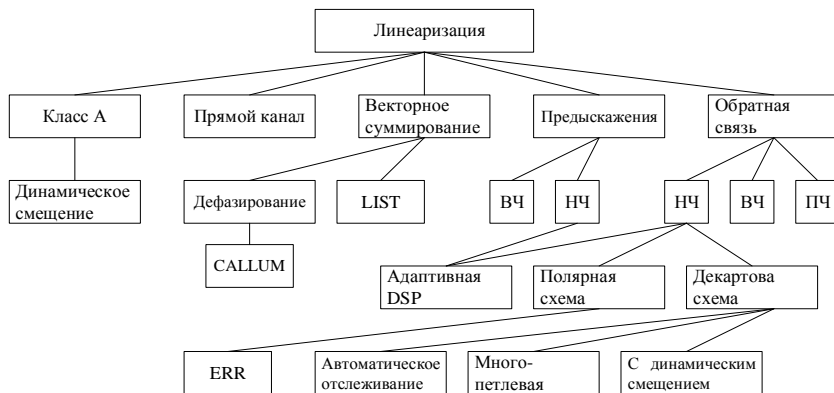


Рис. 1 - Методы повышения линейности

Класс А с динамическим смещением был введен Салехом [2] как средство, с помощью которого была повышена эффективность усилителя класса А на FET-транзисторах, работающего с линейно-модулированными сигналами. Достоинствами являются высокая линейность, соответствующая режиму класса А при низком значении тока потребления в режиме молчания, повышенном среднем КПД и способности сохранять работоспособность при изменении нагрузки



от холостого хода до короткого замыкания. Недостаток - низкий КПД в непрерывном режиме.

Схема с прямым каналом была предложена как средство уменьшения искажений в телефонных ретрансляторах в 1923 году Блэком [3]. Эта схема используется непосредственно на ВЧ. Данный способ позволяет создать устойчивый усилитель с хорошими показателями линейности (на уровне 20...40 дБ) в относительно широкой полосе (3...50 МГц).

Метод дефазирования [4] был впервые предложен М. Ширексом еще в 30-х годах как один из эффективных способов амплитудной модуляции на высоком уровне мощности. Однако он в те годы практического распространения не получил. Метод позволяет получить высокий КПД линейных усилителей мощности. Недостаткам метода дефазирования следует отнести то, что, в большинстве случаев, требуется, чтобы оба ВЧ тракта имели практически идентичные частотные характеристики во избежание неточности восстановления исходного сигнала.

Метод CALLUM предложенный Бейтменом [5] исключает необходимость использовать сложные схемы DSP с одновременным решением проблемы амплитудной и фазовой асимметрии в двух каналах схемы. Бейтменом было получено подавление интермодуляционных искажений величиной 55 дБ для сигнала с модуляцией QPSK. Следует отметить, что система CALLUM использует петлю обратной связи, которая может быть нестабильна и вносить ошибки из-за разброса параметров компонентов петли.

Метод LIST [6] подобно LINC в том, что при этом используются два сигнала с постоянными амплитудами, которые суммируются на выходе для получения требуемого линейно-усиленного сигнала. Главное отличие от LINC в том, что каждый из двух сигналов может иметь два дискретных значения фазы и складываться друг с другом как квадратуры. Метод позволяет подавить интермодуляционные продукты на 40 дБ для двухтонового сигнала в схеме усилителя на 70 МГц [6]. Преимущество метода является относительная простота формирования двух сигналов с постоянной амплитудой.

Применение этих методов при построении передающего тракта современных телекоммуникационных и вещательных систем, позволит существенно повысить его линейность и энергетическую эффективность, а в ряде случаев, также отказаться от применения дорогих усилительных приборов, предназначенных для линейного усиления.

### Список литературы:

1. Briffa M. A. Linearization of RF Power Amplifiers. Australia, 1996.
2. Saleh A. A. M., Cox D. C. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1989. vol. 31. P. 51 - 56.
3. Black H S. Translating System / Patent U.S. No. 1686792.
4. Ширекс М. // Научно-технический сборник. ЛЭИС. 1963. № 13.
5. Bateman A. // Proceedings of the 42nd IEEE Vehicular Technology Conference. Denver, USA, May 1992. P. 759-763.
6. Cox D. C. // IEEE Transactions on Communications. 1975. Vol. 23. P. 793-798.

## СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ВОЕННОГО И ДВОЙНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

### ВЫБОР СТРУКТУРЫ И МЕТОДА ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АВТОНОМНОГО ОБЪЕКТА

**Войтенко К.Ю., Коновалов С.И., Шиш А.Л.**

*НПООО «ОКБ ТСП»*

Система электропитания (СЭП) является неотъемлемой частью любого автономного объекта (АО), содержащего комплекс РЭА. К таким объектам, в частности, относятся: комплексы воздушно-космической обороны, многофункциональные РЛС различного назначения, навигационные системы, системы связи, беспилотные летательные аппараты и т.д. СЭП, выполняя функцию обеспечения электропитанием различных систем сложного АО, не должна ухудшать его функциональные возможности и показатели качества, основными из которых являются: надежность, энергетические и массогабаритные показатели, КПД, электромагнитная совместимость (ЭМС), безопасность эксплуатации и удобство обслуживания.

Системный подход в ходе разработки СЭП позволяет учесть взаимное влияние систем электроснабжения, вторичного электропитания и нагрузки. Накопленный на предприятии опыт разработки и эксплуатации сложных подвижных АО для жестких условий эксплуатации показывает, что в процессе разработки таких систем требуется решать взаимосвязанные энергетические, структурные, конструкторско-технологические и системные задачи миниатюризации [1].

Одним из важных этапов разработки СЭП АО является этап выбора структуры и оптимизации параметров компонентов, позволяющий существенно сократить общее время на разработку эффективной, экономичной и малогабаритной системы. Например, создание современных систем импульсного электропитания приборов СВЧ для передающих устройств РЛС АО требует тщательного выбора или разработки новых структур силовых импульсных преобразователей электроэнергии с улучшенными КПД и массогабаритными показателями [2]. Способы преобразования электроэнергии и структура современных импульсных преобразователей оказывают существенное влияние на показатели качества всей СЭП. Сложность решения задачи оптимизации параметров компонентов СЭП АО вызвана тем, что показатели качества СЭП в общем случае связаны друг с другом нелинейными соотношениями, которые трудно поддаются точной математической формулировке. Для решения задачи разработки СЭП АО целесообразно применить дивергентно-конвергентный метод оптимизации, сочетающий в себе эвристический и математико-аналитические принци-



пы оптимизации [3]. При этом на начальном этапе на основании имеющихся исходных данных должна быть сформулирована задача общей оптимизации с использованием основных критериев, которая затем распадается на ряд задач частичной оптимизации. Решение задач частичной оптимизации позволяет на определенном этапе вернуться к общей задаче и осуществить проверку полученных решений. Таким образом, метод оптимизации структуры и параметров компонентов СЭП АО может быть сведен к последовательному решению следующих взаимосвязанных задач (этапов):

1. Обоснование множества исходных данных и постановка общей задачи оптимизации.
2. Обоснование вариантов упрощения общей задачи и решение задач частичной оптимизации.
3. Выбор возможных вариантов структуры СЭП на основании полученных решений задач частичной оптимизации.
4. Постановка и решение задач оптимизации параметров выбранных структур СЭП.
5. Сравнение полученных решений, возврат к общей задаче или выбор оптимального варианта СЭП.

Первый этап ограничивается решением двух подзадач: обоснованием множества исходных данных и определением вида целевого функционала (критерия предпочтения) при совокупности ограничений. Этот этап предназначен для облегчения постановки частных задач, которые уже могут быть решены математически.

Множеством исходных данных для постановки общей задачи оптимизации является: совокупность условий  $\{Y\}$ , в которых находится СЭП АО; совокупность ограничений  $\{Os\}$  на структуру и параметры СЭП; состав вектора  $K$  показателей качества и множество ограничений  $\{Ok\}$  на компоненты вектора показателей качества.

Среди условий определяющими являются: характеристики первичного сетевого напряжения; характеристики РЭА (потребителей электроэнергии); климатические условия эксплуатации; допустимая температура перегрева компонентов СЭП и варианты систем охлаждения; уровни кондуктивных и радиопомех, создаваемых СЭП и потребителями электроэнергии. К характеристикам первичного сетевого напряжения относятся: номинальное значение и допустимые отклонения; вид и параметры переходного процесса при внешних и внутренних возмущениях; максимальное время прерывания сетевого напряжения; его частота и пределы ее изменения; коэффициент несимметрии фаз для трехфазной сети; уровень и частота модуляции; параметры кратковременных импульсных помех. Характеристики РЭА определяются количеством и видами потребителей, их потребляемой мощностью и питающими напряжениями (постоянные или переменные), характером потребляемого тока (импульсный или непрерывный).

Совокупность ограничений на структуру и параметры СЭП сводятся к выбору способов генерации и преобразования параметров электроэнергии (им-

пульсный, непрерывный или комбинированный), заданию показателей надежности, номинальных значений выходных напряжений СЭП, диапазона их регулировки, допустимой нестабильности, уровня пульсаций, параметров переходного процесса для выходных напряжений при изменениях нагрузки и сети, наличию гальванической развязки, защиты от перегрузок и превышений выходных напряжений и другие виды ограничений.

Состав вектора показателей качества СЭП АО выберем следующий:

$K_1$  – коэффициент мощности СЭП, определяемый в виде:

$$K_1 = P_{\text{сэп}} / S_{\text{сэп}} = \xi \cdot \cos \varphi, \text{ где}$$

$P_{\text{сэп}}$  – активная составляющая потребляемой из первичной сети мощности;

$S_{\text{сэп}}$  – полная потребляемая из первичной сети мощность;

$\xi = I_1 / I$  – коэффициент искажений, где  $I_1$  – действующее значение основной (первой) гармоники потребляемого тока;  $I$  – действующее значение потребляемого тока;

$\cos \varphi = P_1 / S_1$  – коэффициент мощности по основной гармонике первичного напряжения, где  $P_1$  – активная составляющая потребляемой мощности по основной гармонике,  $S_1$  – полная потребляемая мощность по основной гармонике.

$K_2$  – удельная по объему мощность СЭП, определяемая в виде:

$$K_2 = P_{\text{н сэп}} / V_{\text{сэп}}, \text{ где}$$

$P_{\text{н сэп}}$  – выходная мощность СЭП;  $V_{\text{сэп}}$  – объем СЭП;

$K_3$  – КПД СЭП, определяемый в виде:

$$K_3 = P_{\text{н сэп}} / P_{\text{сэп}} = P_{\text{н сэп}} / (P_{\text{н сэп}} + \Delta P), \text{ где}$$

$P_{\text{н сэп}}$  – выходная мощность СЭП;  $P_{\text{сэп}}$  – входная мощность СЭП;  $\Delta P$  – мощность потерь в СЭП.

$K_4$  – показатель безотказности СЭП, определяемый как среднее время наработки на отказ.

Множество ограничений, налагаемых на компоненты вектора показателей качества:  $K_i \geq K_{i \text{ доп}}$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$ , где  $K_{i \text{ доп}}$  – заранее заданные допустимые минимальные значения показателей качества.

Для решения задачи необходимо разработать критерий предпочтения  $F = f(K_1, K_2, K_3, K_4)$ , связывающий между собой компоненты вектора  $K$  показателей качества или воспользоваться методами скаляризации векторного критерия.

Таким образом, общую задачу оптимизации структуры и параметров компонентов СЭП АО можно сформулировать следующим образом. Требуется определить структуру и параметры компонентов СЭП АО, которые удовлетворяют множеству исходных данных и обладают при этом значением вектора  $K = \{K_1, K_2, K_3, K_4\}$  показателей качества наилучшим в смысле заранее выбранного критерия предпочтения  $F = f(K_1, K_2, K_3, K_4)$ .

Решить поставленную задачу напрямую, используя критерии векторной оптимизации, не представляется возможным. Это вызвано тем, что в состав вектора показателей качества входят показатели, оценка которых может быть выполнена только после того, когда структура СЭП и параметры всех состав-



ных частей СЭП определены. Методы скаляризации при решении общей задачи также не могут быть применены, поскольку на начальном этапе невозможно установить связь всех показателей качества между собой или получить их зависимости от заданных совокупностей ограничений. Однако, выход может быть найден в поэтапном проведении процедуры оптимизации. Для этого, на втором этапе целесообразно обоснованно упростить поставленную задачу путем частичного игнорирования наименее информативных показателей качества. Из оставшихся показателей один выбирается главным и для него составляется критерий предпочтения, а остальные, связанные с ним, сводятся в разряд ограничений. Для сформулированной общей задачи наиболее информативным и важным показателем качества является показатель  $K_2$  - удельная по объему мощность СЭП. Так как мощность нагрузки входит в состав множества исходных данных, задача сводится к минимизации объема СЭП АО.

Рассмотрим постановку задачи и ее решение для СЭП АО, содержащего многофункциональную РЛС с активной фазированной антенной решеткой (АФАР) и первичным автономным генератором трехфазного переменного напряжения. Система электропитания передающих модулей (ПМ) или приемопередающих модулей (ППМ) антенного полотна с АФАР является одной из самых энергопотребляющих (в среднем до 35% всей мощности станции) и вносит значительный вклад в массогабаритные параметры РЛС. Поэтому выбор варианта организации электропитания является одним из важных этапов построения всего комплекса [4].

В общем виде объем СЭП АО содержит три основных составляющих:

$$V_{\text{сэп}} = V_{\text{эсэ}} + V_{\text{свэп}} + V_{\text{со}}, \text{ где}$$

$V_{\text{эсэ}}$  - объем системы электроснабжения, состоящий из источника механической энергии (двигателя) и первичного генератора;

$V_{\text{свэп}}$  - объем системы вторичного электропитания (СВЭП);

$V_{\text{со}}$  - объем системы охлаждения.

Из теории электрических машин известна связь между главными размерами машины и электромагнитными нагрузками [5]. Упростив полученные в [5] математические выражения, для объема системы электроснабжения, содержащей приводной двигатель и генератор, можно записать:

$$V_{\text{эсэ}} = K_d S_{\text{нг}} + K_r (K_{\text{пт}} S_{\text{нг}})^{3/4}, \text{ где}$$

$K_d$  - коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции и мощности двигателя;

$S_{\text{нг}}$  - полная номинальная мощность первичного генератора;

$K_r$  - коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции, потребляемой мощности и требований по допустимым искажениям напряжений фаз при максимальной нагрузке генератора;

$K_{\text{пт}}$  - коэффициент потерь в генераторе.

Активная составляющая мощности нагрузки генератора будет содержать три составляющих:

$$P_{\text{нг}} = P_{\text{н свэп}} / \eta_{\text{свэп}} + P_{\text{со1}} + P_{\text{со2}}, \text{ где}$$

$P_{\text{н свэп}}$  - мощность нагрузки СВЭП;

$\eta_{\text{свэп}}$  – КПД СВЭП;

$P_{\text{co1}}$  – активная мощность, потребляемая системой охлаждения СВЭП;

$P_{\text{co2}}$  – активная мощность, потребляемая системой охлаждения функциональной аппаратуры (ФА).

Известно, что температура перегрева охлаждаемой поверхности прямо пропорциональна мощности потерь и обратно пропорциональна произведению площади поверхности и коэффициента теплоотдачи. Активная мощность, потребляемая системой охлаждения из первичной сети, при заданных по условиям задачи температуре перегрева будет определяться мощностью потерь и коэффициентом теплоотдачи [8].

В этом случае активная мощность, потребляемая системой охлаждения СВЭП, может быть определена в виде:

$$P_{\text{co1}} = K_{\text{co1}} P_{\text{н свэп}} (1 - \eta_{\text{свэп}}) / (\eta_{\text{свэп}} (\Delta T_1 S_{\text{то1}})^n), \text{ где}$$

$n = 1, 2 \dots 1,5$  – показатель степени, зависящий от конструктивных параметров системы охлаждения;

$K_{\text{co1}}$  – конструктивный коэффициент пропорциональности системы охлаждения СВЭП;

$\Delta T_1$  – заданная температура перегрева поверхности источников вторичного электропитания (ИВЭП);

$S_{\text{то1}}$  – площадь поверхности, необходимая для рассеивания 1 Вт мощности, в ИВЭП.

Для системы охлаждения ФА:

$$P_{\text{co2}} = K_{\text{co2}} P_{\text{вых ФА}} (1 - \eta_{\text{ФА}}) / (\eta_{\text{ФА}} (\Delta T_2 S_{\text{то2}})^n), \text{ где}$$

$P_{\text{вых ФА}}$  – выходная мощность ФА АО (для РЛС – это мощность излучения в пространство);

$\eta_{\text{ФА}}$  – КПД ФА;

$n = 1, 2 \dots 1,5$  и зависит от конструктивных параметров системы охлаждения;

$K_{\text{co2}}$  – конструктивный коэффициент пропорциональности системы охлаждения ФА;

$\Delta T_2$  – заданная температура перегрева для ФА.

$S_{\text{то2}}$  – площадь поверхности, необходимая для рассеивания 1 Вт мощности, в ФА.

Тогда полную номинальную мощность первичного генератора можно определить в виде:

$$S_{\text{нг}} = P_{\text{нг}} / \varepsilon_{\text{гэ}}, \text{ где}$$

$\varepsilon_{\text{гэ}}$  – эквивалентный коэффициент мощности генератора, обеспечивающего электропитанием СВЭП, систему охлаждения СВЭП и систему охлаждения ФА.

Для генераторов АО, с целью снижения их габаритов и обеспечения требований ЭМС СЭС и СВЭП, эквивалентный коэффициент мощности не должен быть ниже 0,8...0,85 при коэффициенте гармоник напряжений фаз не более 5% и форме потребляемого тока, близкой к синусоидальной.





В настоящее время с целью миниатюризации ИВЭП находят применение планарные интегральные технологии наряду с увеличенными удельными нагрузками компонентов: размахом магнитной индукции, плотности тока в обмотках, а также рабочей частоты преобразования. Однако с ростом удельных нагрузок происходит снижение КПД ИВЭП, что приводит к увеличению мощности и габаритов системы охлаждения СВЭП. Поэтому имеет место некоторый оптимальный объем ИВЭП и СВЭП, при котором объем всей СЭП будет минимальным.

Для преобразователей, выполненных по гибридно-пленочной технологии, объем конструкции определяется только рассеиваемой в преобразователе мощностью и условиями теплоотвода [6]. Это справедливо для СВЭП АФАР многофункциональной РЛС. При этом выражение для объема СВЭП, состоящей из идентичных ИВЭП в корпусах формы параллелепипеда примет вид:

$$V_{\text{свэп}} = P_{\text{н свэп}} h^3 \left( (1+S_{\text{то1}} P_{\text{н}}(1 - \eta_{\text{свэп}}) / (2h^2 \eta_{\text{свэп}}))^{1/2} - 1 \right)^2 / (P_{\text{н}} K_{\text{ип}}^3),$$

где

$P_{\text{н}}$  – мощность нагрузки ИВЭП;

$h$  – высота корпуса ИВЭП;

$K_{\text{ип}}$  – коэффициент использования охлаждающей поверхности ИВЭП.

Объем системы охлаждения в общем случае может быть представлен в виде:

$$V_{\text{со}} = K_{\text{дсо}} S_{\text{н со}} + K_{\text{рсо}} h_{\text{р}}^3 \left( (1+S_{\text{то2}} P_{\text{вых фА}}(1 - \eta_{\text{фА}}) / (2h_{\text{р}}^2 \eta_{\text{фА}}))^{1/2} - 1 \right)^2,$$

где

$K_{\text{дсо}}$  – коэффициент пропорциональности, зависящий от вида и конструкции электродвигателей системы охлаждения;

$K_{\text{рсо}}$  – коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции радиатора охлаждения ФА;

$h_{\text{р}}$  – высота радиатора охлаждения ФА;

$S_{\text{н со}}$  – полная потребляемая мощность системой охлаждения, определяемая выражением:

$$S_{\text{н со}} = (P_{\text{со1}} + P_{\text{со2}}) / \alpha_{\text{со}}, \text{ где}$$

$\alpha_{\text{со}}$  – эквивалентный коэффициент мощности системы охлаждения СВЭП и системы охлаждения ФА.

В такой постановке задача сводится к отысканию значений трех переменных  $S_{\text{то1}}$ ,  $S_{\text{то2}}$  и  $h$ , доставляющих минимум функции  $V_{\text{сэп}} = f(S_{\text{то1}}, S_{\text{то2}}, h)$  и ограничениях вида:

$$h \leq A; h \geq B; h^2 \left( (1+S_{\text{то1}} P_{\text{н}}(1 - \eta_{\text{свэп}}) / (2h^2 \eta_{\text{свэп}}))^{1/2} - 1 \right)^2 \geq S_{\text{кз}} K_{\text{кз}}, \text{ где}$$

$S_{\text{кз}}$  – площадь, занимаемая элементами ИВЭП;

$K_{\text{кз}}$  – коэффициент конструктивного запаса.

Ограничение  $h \leq A$  определяется заданным диапазоном рабочих частот АФАР и условием связи габаритных размеров приемо-передающих модулей (ППМ) АФАР с половиной минимальной длины волны излучения [7]. Ограничение  $h \geq B$  определяется предельными возможностями миниатюриза-



ции ИВЭП. Все необходимые для решения задачи варьируемые параметры выбираются согласно заданным условиям  $\{ \mathbf{Y} \}$ .

Для сформулированной задачи не удастся получить обобщенные математические выражения искомых переменных. Однако использование программы MathCAD позволяет рассчитать и построить графические зависимости объема СЭП, а также отыскать оптимальные значения переменных путем решения задачи минимизации. В качестве примера была решена задача поиска минимального объема СЭП для АФАР с выходной мощностью излучения 10 кВт, мощностью одного ППМ 20 Вт с КПД 45%, при равных температурах перегрева ИВЭП и ФА 30 град.С. Параметры СВЭП были выбраны следующие: выходная мощность – 25 кВт; КПД 80%; для отдельного ИВЭП высота корпуса  $h=1$  см, что является минимальным значением для большинства современных корпусов импульсных преобразователей, выполненных по планарной интегральной технологии для заданного диапазона выходной мощности.

### Пример решения оптимизационной задачи.

Исходные данные:

$$\begin{aligned} K_d &:= 3 \cdot 10^{-6} \frac{\text{м}^3}{\text{В} \cdot \text{А}} & K_{co1} &:= 1 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2} \\ K_r &:= 0.5 \cdot 10^{-4} \frac{\text{м}^3}{\text{м}^2} & K_{co2} &:= 2 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2} \\ K_{пг} &:= 1.05 \frac{1}{\text{В} \cdot \text{А}} & P_{вых\text{ФА}} &:= 10 \cdot 10^3 \text{ Вт} \\ \eta_{кз} &:= 0.85 & \eta_{\text{ФА}} &:= 0.45 \\ P_{нсв\text{эп}} &:= 25 \cdot 10^3 \text{ Вт} & P_{\text{н}} &:= 20 \text{ Вт} \\ \eta_{св\text{эп}} &:= 0.8 \end{aligned}$$

Конструктивное ограничение:

$$h^2 \cdot \left[ 1 + \frac{0.005 \cdot P_{\text{н}} \cdot (1 - \eta_{св\text{эп}})}{2 \cdot h^2 \cdot \eta_{св\text{эп}}} \right]^{\frac{1}{2}} - 1 \geq S_3 \cdot K_{кз} \quad \begin{matrix} h < A \\ h \geq B \end{matrix}$$

$$\begin{aligned} K_{dco} &:= 0.5 \cdot 10^{-4} \frac{\text{м}^3}{\text{В} \cdot \text{А}} & S_3 &:= 1 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2 \\ A &:= 0.1 \text{ м} & \eta_{св\text{эп}} &:= 0.85 \\ B &:= 0.01 \text{ м} & & \\ n &:= 1.5 & h_p &:= 0.01 \\ \Delta T_1 &:= 30 \text{ град С} & K_{рco} &:= 10 \\ \Delta T_2 &:= 30 \text{ град С} & h &:= 0.01 \\ K_{кз} &:= 1.3 & & \\ k_{пг} &:= 0.6 & & \end{aligned}$$

Выражения для нахождения объема СО, объема СВЭП, объема СЭС:

$$\begin{aligned} V_{co}(Sto1, Sto2) &:= K_{dco} \cdot \frac{K_{co1} \cdot P_{нсв\text{эп}} \cdot (1 - \eta_{св\text{эп}}) + K_{co2} \cdot P_{вых\text{ФА}} \cdot (1 - \eta_{\text{ФА}})}{\eta_{св\text{эп}} \cdot (\Delta T_1 \cdot Sto1)^n + \eta_{\text{ФА}} \cdot (\Delta T_2 \cdot Sto2)^n} + K_{рco} \cdot h_p^3 \cdot \left[ 1 + \frac{[Sto2 \cdot P_{вых\text{ФА}} \cdot (1 - \eta_{\text{ФА}})]^{\frac{1}{2}}}{2 \cdot h_p^2 \cdot \eta_{\text{ФА}}} \right]^2 - 1 \\ V_{св\text{эп}}(Sto1, Sto2) &:= P_{нсв\text{эп}} \cdot \left( \frac{h}{k_{пг}} \right)^3 \cdot \left[ 1 + \frac{Sto1 \cdot P_{\text{н}} \cdot (1 - \eta_{св\text{эп}})}{2 \cdot h^2 \cdot \eta_{св\text{эп}}} \right]^{\frac{1}{2}} - 1 \\ V_{с\text{эс}}(Sto1, Sto2) &:= K_d \cdot \frac{\left( \frac{P_{нсв\text{эп}}}{\eta_{св\text{эп}}} \right) + K_{co1} \cdot P_{нсв\text{эп}} \cdot (1 - \eta_{св\text{эп}})}{\eta_{св\text{эп}} \cdot (\Delta T_1 \cdot Sto1)^n} + \frac{K_{co2} \cdot P_{вых\text{ФА}} \cdot (1 - \eta_{\text{ФА}})}{\eta_{\text{ФА}} \cdot (\Delta T_2 \cdot Sto2)^n} + K_r \cdot K_{пг} \cdot \frac{\left( \frac{P_{нсв\text{эп}}}{\eta_{св\text{эп}}} \right) + K_{co1} \cdot P_{нсв\text{эп}} \cdot (1 - \eta_{св\text{эп}})}{\eta_{св\text{эп}} \cdot (\Delta T_1 \cdot Sto1)^n} + \frac{K_{co2} \cdot P_{вых\text{ФА}} \cdot (1 - \eta_{\text{ФА}})}{\eta_{\text{ФА}} \cdot (\Delta T_2 \cdot Sto2)^n} \end{aligned}$$

Построение двумерной функции объема СЭП:

$$V_{с\text{эп}}(Sto1, Sto2) := V_{co}(Sto1, Sto2) + V_{св\text{эп}}(Sto1, Sto2) + V_{с\text{эс}}(Sto1, Sto2)$$



Нахождение экстремума (минимума)  $V_{\text{свп}}$ :

$$V_{\text{свп}}(Sto1, Sto2) := V_{\text{co}}(Sto1, Sto2) + V_{\text{свпн}}(Sto1, Sto2) + V_{\text{свс}}(Sto1, Sto2)$$

$$Sto1 := 0.005$$

$$Sto2 := 0.005$$

Нахождение оптимальных значений удельных площадей  $Sto1, Sto2$ :

$$\text{Minimize}(V_{\text{свп}}, Sto1, Sto2) = \begin{pmatrix} 1.006 \times 10^{-3} \\ 8.958 \times 10^{-4} \end{pmatrix}$$

Значение функции  $V_{\text{свп}}$  при оптимальных  $Sto1, Sto2$ :

$$V_{\text{свп}}(1.006 \times 10^{-3}, 8.958 \times 10^{-4}) = 1.331 \times 10^0$$

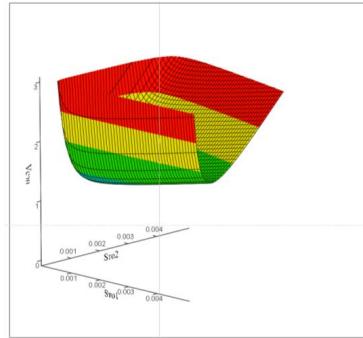


Рис. 1 - Функция объёма СЭП

На рисунке 1 показан график двумерной функции объема СЭП при фиксации третьей переменной  $h$  и заданных исходных данных. Полученные в результате решения задачи оптимальные значения  $S_{\text{то1}}$  и  $S_{\text{то2}}$  позволяют при заданных, согласно условиям  $\{Y\}$ , допустимых температурах перегрева ИВЭП и ФА выбрать на начальной стадии проектирования тот или иной способ охлаждения. С этой целью следует воспользоваться логарифмическими диаграммами зависимости температуры перегрева от удельной тепловой нагрузки, которая обратно пропорциональна  $S_{\text{то1}}$  или  $S_{\text{то2}}$  [8]. Выбранное в результате расчета значение  $h$  позволяет рассчитать требуемые габаритные размеры ИВЭП из состава СВЭП. Также можно рассчитать объемы СЭС, СВЭП и системы охлаждения, обеспечивающие минимум объема всей СЭП.

Дальнейший этап решения предполагает выбор структуры СЭП. В общем случае возможны три вида структур СВЭП и СЭП: централизованные, децентрализованные и комбинированные.

Выводы. Полученные математические выражения для объемов СЭС, СВЭП и системы охлаждения позволяют на начальной стадии проектирования оценить влияние параметров ИВЭП и условий охлаждения на объем СЭП. Предложенный метод оптимизации параметров по критерию минимума объема СЭП дает возможность выполнить рациональное построение СЭП АО.

### Список литературы:

1. Источники вторичного электропитания / С.С. Букреев, В.А. Головацкий и др.; Под ред. Ю.И. Конева. – Радио и связь, 1983.
2. Евразийский патент 019111, МПК H02M7/10. Импульсный модулятор с формирователем ступенчатого напряжения. / С.И.Коновалов, Ю.А.Полынкин, Г.В.Кирычок, Т.В.Бондаровец (РБ); Заявл. 23.08.2011; Опубл. 30.01.2014.
3. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. - М.: Сов.радио, 1975.
4. Воробьев С. Выбор элементной базы для систем вторичного электропитания приемо-передающих модулей АФАР // Журнал «Компоненты и технологии». 2014. №10, стр.36-40.



5. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины.- М.: Энергия, 1980.
6. Мелешин В.И. Проектирование оптимальных по объему силовых электронных устройств.- Электронная техника в автоматике.- Вып.11 / Под ред. Конева Ю.И. – М.: Сов.радио, 1980.- с. 55-64.
7. Гончаров А.Ю. Матричные системы электропитания – новый этап развития АФАР // Журнал «Современная электроника». 2015. №6, стр.62-65.
8. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / В.В. Авдеев, В.Г. Костиков, А.М. Новожилов, В.И. Чистяков; Под ред. В.Г. Костикова. – М.: Радио и связь, 1990. – 192 с.



## ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЭВРИСТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ ВОЗМОЖНОСТНОЙ КЛАСТЕРИЗАЦИИ В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ВОЙСКАМИ И ОРУЖИЕМ

Вятчин Д.А., Дудкин А.А.

*Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси*

В условиях скоротечности современного боя, ввиду быстро меняющейся обстановки, особую роль играют системы поддержки принятия решений и автоматизированные системы управления войсками и оружием. Данное обстоятельство приобретает доминирующий характер в силу неточности, неоднозначности и неопределенности имеющихся данных, являющихся следствием динамики боя и неполноты разведывательной информации. В автоматизированных системах управления, как правило, используются методы кластеризации, используемые также методами автоматической классификации либо распознаванием образов с самообучением, причем, ввиду различных видов неопределенности классифицируемых данных резко возрастает роль нечетких методов кластеризации [1]. Как и в традиционных методах кластеризации [2], алгоритмы нечеткой кластеризации, подробно рассмотренные в работах [3], [4], [5], условно объединяются в эвристическое, оптимизационное и иерархическое направления к решению задачи автоматической классификации [6]. Наиболее общим направлением в решении нечеткой модификации задачи кластер-анализа являются алгоритмы, составляющие оптимизационное направление [3], [4], сущность которых заключается в поиске экстремума некоторого функционала  $Q(P)$ , так что нахождение классификации состоит в решении оптимизационной задачи

$$Q(P) \rightarrow \text{extr}_{P \in \Pi}, \quad (1)$$

при ограничении на целевую функцию  $Q(P)$ , определяемом условием нечеткого  $c$ -разбиения

$$\sum_{l=1}^c u_{li} = 1, \quad (2)$$

где  $\Pi$  – множество всех возможных нечетких  $c$ -разбиений  $P(X) = \{A^1, \dots, A^c\}$  классифицируемого множества объектов  $X = \{x_1, \dots, x_n\}$ ,  $u_{li}$  – значение принадлежности элемента  $x_i \in X$  нечеткому кластеру  $A^l$ ,  $l = 1, \dots, c$ .

Если же для семейства нечетких кластеров  $\{A^1, \dots, A^c\}$ , определенных на множестве  $X = \{x_1, \dots, x_n\}$ , выполняется условие

$$\sum_{l=1}^c u_{li} \geq 1, \quad (3)$$

то нечеткие кластеры  $\{A^1, \dots, A^c\}$  образуют нечеткое покрытие  $C(X)$  исследуемой совокупности  $X = \{x_1, \dots, x_n\}$  [7]. Построение нечеткого покрытия является сущностью алгоритмов эвристического направления в решении нечеткой модификации задачи кластеризации.

В работе [8] Р. Кришнапурамом и Дж. Келлером был предложен возможностный подход к решению задачи автоматической классификации, получивший впоследствии широкое распространение. Сущность оптимизационных процедур возможностной кластеризации заключается в нахождении оптимального, в смысле критерия  $Q(Y)$ , так называемого возможностного разбиения  $Y(X) = \{A^1, \dots, A^c\}$ , описываемого условием

$$\sum_{i=1}^c \mu_{ii} > 0, \quad (4)$$

где символом  $\mu_{ii}$  обозначается значение возможностной принадлежности элемента  $x_i \in X$  нечеткому кластеру  $A^l$ ,  $l = 1, \dots, c$ , именуемого также в специальной литературе значениями типичности  $i$ -го элемента исследуемой совокупности для  $l$ -го нечеткого кластера возможностного разбиения  $Y(X)$ . Главными отличиями возможностного и нечеткого подходов к решению задачи кластер-анализа являются, во-первых, более гибкое (4) ограничение на целевую функцию, чем условие нечеткого разбиения (2), а, во-вторых, то обстоятельство, что в возможностном подходе к решению задачи автоматической классификации, в силу особенностей целевой функции, значения типичности  $\mu_{ii}$  зависят от прототипа  $\tau^l$  только одного нечеткого кластера  $A^l \in Y(X)$ , тогда как в нечетком подходе значения принадлежности  $u_{ii}$  зависят от прототипов всех нечетких кластеров нечеткого  $c$ -разбиения  $P(X) = \{A^1, \dots, A^c\}$ , так что значения типичности  $\mu_{ii}$  интерпретируются как значения функции распределения возможностей [9] принадлежности  $i$ -го элемента множества  $X$   $l$ -му нечеткому кластеру возможностного разбиения  $Y(X)$ . Следует также отметить, что, в силу указанных причин, в отличие от возможностного разбиения  $Y(X)$ , отвечающего условию (4), нечеткое  $c$ -разбиение  $P(X)$ , отвечающее условию (2), иногда в специальной литературе именуют вероятностным разбиением.

В работе [10] в рамках возможностного подхода к решению задачи кластер-анализа было предложено эвристическое направление в возможностном подходе к решению задачи кластер-анализа, заключающееся в построении единственного так называемого распределения  $R_c^*(X) = \{A_{(\alpha)}^1, \dots, A_{(\alpha)}^c\}$  объектов исследуемой совокупности  $X = \{x_1, \dots, x_n\}$  по нечетким  $\alpha$ -кластерам, представляющим собой нечеткие множества уровня  $\alpha$ ,  $\alpha \in (0, 1]$ , порожденные нечетким отношением сходства  $T$ , именуемым также нечеткой толерантностью, определенной на множестве  $X = \{x_1, \dots, x_n\}$  и описывающей геометрическую структуру исследуемой совокупности. Значения типичности  $\mu_{ii}$ ,  $l = 1, \dots, c$ ,  $i = 1, \dots, n$  объектов для нечетких  $\alpha$ -кластеров распределения  $R_c^*(X)$  также определяются формулой (4). Здесь уместно отметить, что изначально первый алгоритм эвристического направления в возможностной кластеризации позиционировался как эвристическая нечеткая кластер-процедура [11], и лишь позднее получил теоретико-возможностное обоснование [12], так что распределение



$R_c^*(X)$  объектов исследуемой совокупности  $X$  является частным случаем возможностного разбиения  $Y(X)$ , элементами которого являются нечеткие  $\alpha$ -кластеры  $A_{(\alpha)}^l$ ,  $l=1, \dots, c$ ,  $\alpha \in (0,1]$  в смысле введенного строгого математического определения.

Как и все кластер процедуры, независимо от подхода к решению задачи автоматической классификации, эвристические алгоритмы возможностной кластеризации условно делятся, в зависимости от вида матрицы исходных данных, на реляционные и атрибутивные. Группа реляционных эвристических кластер-процедур, матрицей исходных данных для которых служит матрица нечеткого отношения сходства  $T = [\mu(x_i, x_j)]$ ,  $i, j = 1, \dots, n$ , включает:

D-AFC(c)-алгоритм: построение распределения  $R_c^*(X)$  исследуемой совокупности  $X$  по априори заданному числу  $c$  частично разделенных нечетких  $\alpha$ -кластеров [10];

D-PAFC(c)-алгоритм: построение главного распределения  $R_p^*(X)$  исследуемой совокупности  $X$  по априори неизвестному наименьшему числу  $c$  полностью разделенных нечетких  $\alpha$ -кластеров [10];

D-AFC-PS(c)-алгоритм: построение распределения  $R_c^*(X)$  исследуемой совокупности  $X$  по априори заданному числу  $c$  частично разделенных нечетких  $\alpha$ -кластеров при наличии помеченных объектов [10];

D-AFC( $\alpha$ )-алгоритм: построение распределения  $R_c^*(X)$  исследуемой совокупности  $X$  по априори неизвестному числу  $c$  частично разделенных нечетких  $\alpha$ -кластеров в соответствии с априори заданным минимальным значением порога сходства  $\alpha$  объектов в нечетких  $\alpha$ -кластерах [13];

D-AFC(u)-алгоритм: построение распределения  $R_c^*(X)$  исследуемой совокупности  $X$  по априори неизвестному числу  $c$  частично разделенных нечетких  $\alpha$ -кластеров в соответствии с априори заданным максимальным значением  $u$  числа элементов в носителях нечетких  $\alpha$ -кластеров [14].

Кроме того, в работе [15] предложен FG-AFC-алгоритм классификации на нечетких графах, строящий иерархию распределений, каждое из которых представляет собой множество компонент исходного графа, описываемого матрицей нечеткой толерантности  $T$ .

В свою очередь, семейство атрибутивных эвристических алгоритмов возможностной кластеризации, матрицей исходных данных для которых служит матрица «объект-признак» [7], включает [16]:

D-AFC-TAGA-алгоритм: построение распределения  $R_c^*(X)$  исследуемой совокупности  $X$  по априори неизвестному числу  $c$  полностью разделенных нечетких  $\alpha$ -кластеров;

D-PAFC-TAGA-алгоритм: построение главного распределения  $R_p^*(X)$  исследуемой совокупности  $X$  по априори неизвестному наименьшему числу  $c$  полностью разделенных нечетких  $\alpha$ -кластеров;

D-AFC-TAGA( $\alpha$ )-алгоритм: построение распределения  $R_c^*(X)$  исследуемой совокупности  $X$  по априори неизвестному числу  $c$  полностью разделенных нечетких  $\alpha$ -кластеров в соответствии с априори заданным минимальным значением порога сходства  $\alpha$  объектов в нечетких  $\alpha$ -кластерах.

В работе [10] также предложен иерархический H-AFC-TC-алгоритм, строящий иерархию распределений  $R_{\alpha_0}^*(X) \supseteq \dots R_{\alpha_i}^*(X) \supseteq \dots \supseteq R_{\alpha_z}^*(X)$  по полностью разделенным нечетким  $\alpha$ -кластерам.

Указанные атрибутивные алгоритмы основаны на вычислении прототипов нечетких  $\alpha$ -кластеров и используют TAGA-алгоритм [17], строящий транзитивную аппроксимацию в соответствии с тем или иным выбранным оператором, либо автоматически выбирает транзитивную аппроксимацию, наиболее близкую к исходной нечеткой толерантности. Так как транзитивное замыкание нечеткой толерантности [18] представляет собой одну из разновидностей транзитивной аппроксимации нечеткой толерантности, то все прямые кластер-процедуры, основанные на вычислении прототипов, изложенные в [10], оказываются частными случаями перечисленных выше кластер-процедур, основанных на использовании алгоритма TAGA.

Помимо распределения  $R_c^*(X)$  по априори известному, либо нет, числу  $c$  нечетких  $\alpha$ -кластеров, результатом работы всех эвристических алгоритмов возможностной кластеризации является также вычисляемое автоматически значение  $\alpha$ ,  $\alpha \in (0,1]$  порога сходства элементов в нечетких  $\alpha$ -кластерах, при котором данное распределение получено. Кроме того, необходимо указать, что, в силу деформации исходной геометрической структуры, являющейся следствием использования транзитивной аппроксимации нечеткой толерантности  $T$ , кластер-процедуры, основанные на вычислении прототипов, используются преимущественно при разведочном анализе данных, тогда как аппарат реляционных алгоритмов используется для получения точных классификаций. Кроме того, если кластер-процедуры, основанные на вычислении прототипов, применимы к матрице обычных данных типа «объект-признак» с выбором в качестве параметра какого-либо расстояния между нечеткими множествами [18], то реляционные алгоритмы могут использоваться для обработки нечетких данных, то есть данных, где либо сами объекты, либо их признаки могут описываться нечетким числом, неопределенных данных, то есть данных, где значения признаков объектов представляют собой интервал, тринепротивоположных данных, описываемых полиматрицей вида «объект-признак-состояние», а также интуиционистских нечетких данных, то есть данных, где объекты исследуемой совокупности описываются интуиционистским нечетким множеством в смысле К. Атанассова [19] на универсуме признаков, либо матрицей интуиционистской нечеткой толерантности.

Эвристические алгоритмы возможностной кластеризации, кроме решения таких задач, как отбор наиболее информативных признаков, построение частично обучающих выборок и классификация асимметричных данных [10], применяются и в таких задачах управления, как быстрое прототипирование нечет-





ких классификаторов, построение группового решения, а также выбор единственного критического пути в задаче сетевого планирования с неопределенными продолжительностями работ. Очевидно, что подобные задачи актуальны в военной области, в частности, при разработке перспективных автоматизированных систем управления войсками и оружием.

Касательно задачи быстрого прототипирования нечетких классификаторов типа Мамдани [20], следует указать, что предложенный в [10] подход к генерированию нечетких правил вида

$$\text{Если } \epsilon^l \text{ есть } B_l^1 \text{ и } \dots \text{и } \epsilon^{m_l} \text{ есть } B_l^{m_l} \text{ то } y_l \text{ есть } C_l^1 \text{ и } \dots \text{и } y_c \text{ есть } C_c^l, \quad (5)$$

является более простым, быстрым и точным в сравнении с другими методами, и позволяет генерировать нечеткий классификатор в реальном масштабе времени. В выражении (5)  $B_l^i$ ,  $t_i \in \{1, \dots, m_l\}$  и  $C_l^i$ ,  $i \in \{1, \dots, c\}$  представляют собой нечеткие множества, определяющие значения входных  $\epsilon^i$ ,  $t_i = 1, \dots, m_l$  и выходных  $y_l$ ,  $l = 1, \dots, c$  переменных. Предложенный в [10] подход к быстрому прототипированию систем нечеткого вывода типа Мамдани был обобщен на случай интервальной неопределенности данных обучающей выборки [21] и тринеправленных обучающих данных [22]. Кроме того, в отличие от рассматриваемых в работах [10], [21], [22] треугольных и трапециевидных функций принадлежности для входных и выходных переменных, в работе [23] был предложен метод построения Гауссовых функций принадлежности.

Планирование боевых действий, а также управление повседневной деятельностью войск целесообразно производить на основе методов сетевого планирования [24]. Учитывая неполноту, противоречивость и неточность разведывательной и иной информации, зачастую невозможно априори определить точный срок выполнения той или иной работы, так что возникает задача сетевого планирования с интервальными длительностями операций [25]. Для минимизации начальной сети  $G^{(*)} = (X^{(*)t_1}, E^{(*)})$ , где  $X^{(*)} = \{x^{(*)1}, \dots, x^{(*)m_1}\}$  – множество вершин начального орграфа  $G^{(*)}$ , с целью построения множества доминирующих путей для сети  $G^{(*)}$ , в работе [25] предложена методология, состоящая в последовательном применении двух алгоритмов, в результате чего получается минимальная подсеть  $G$ , содержащая хотя бы один критический путь исходной сети  $G^{(*)}$  для каждого допустимого вектора длительностей операций. Однако возникает задача определения в сети  $G$  такого единственного пути, который был бы достаточно представительным для сети  $G^{(*)}$ . Данная задача была решена в работе [26] посредством представления данных о множестве путей в виде матрицы вида «объект-признак» с интервальными значениями признаков, то есть продолжительностей работ, с последующей кластеризацией и выбором в качестве единственного пути типичной точки нечеткого  $\alpha$ -кластера с максимальной плотностью.

При планировании боевых действий и перед принятием командиром решения на бой особая роль принадлежит методам групповых решений. Если  $X = \{x_1, \dots, x_n\}$  – множество альтернатив, а  $\{R^1, \dots, R^g\}$  – множество нечетких

отношений предпочтения, построенных группой  $g$  лиц, принимающих решения, то задача заключается в выборе лучшей альтернативы в такой системе предпочтений, описываемой соответствующим нечетким отношением, которая бы устроила всех экспертов. В работе [10] для этой цели строится матрица нечеткого отношения сходства размерности  $g \times g$  между нечеткими отношениями  $\{R^1, \dots, R^g\}$ , которая затем обрабатывается D-PAFC-алгоритмом с последующей оценкой типичных точек полученных нечетких кластеров при помощи модифицированного линейного индекса нечеткости, построением на его основе подмножества нечетких отношений предпочтения с последующим выбором наиболее подходящей альтернативы на основе построения нечеткого множества недоминируемых альтернатив на основе изложенного в [27] подхода.

Главными достоинствами эвристических алгоритмов возможностной кластеризации, в сравнении с нечеткими кластер-процедурами и оптимизационными алгоритмами возможностной кластеризации, являются более высокая точность и устойчивость получаемого решения. Кратко рассмотренные выше примеры применения эвристических алгоритмов возможностной кластеризации при решении типичных задач управления и принятия решений, не исчерпывают всего потенциала указанных алгоритмов для их применения в системах специального назначения.

### Список литературы:

1. Вятчинин, Д.А. Перспективы применения методов нечеткой кластеризации в военных целях / Д.А. Вятчинин, В.А. Вятчинин // Военная мысль. – 2011. – № 1. – С. 46-55.
2. Мандель, И.Д. Кластерный анализ / И.Д. Мандель. – М.: Финансы и статистика, 1988. – 176 с.
3. Bezdek, J.C. Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms / J.C. Bezdek. – New York: Plenum Press, 1981. – 230 p.
4. Fuzzy Cluster Analysis: Methods for Classification, Data Analysis and Image Recognition / F. Höppner [et al.]. – Chichester: Wiley Intersciences, 1999. – 289 p.
5. Fuzzy Models and Algorithms for Pattern Recognition and Image Processing / J.C. Bezdek [et al.]. – New York: Springer Science, 2005. – 776 p.
6. Вятчинин, Д.А. Нечеткие методы автоматической классификации / Д.А. Вятчинин. – Минск: Технопринт, 2004. – 219 с.
7. Прикладная статистика: Классификация и снижение размерности: Справ. изд. / С.А. Айвазян [и др.]; под ред. С.А. Айвазяна. – М.: Финансы и статистика, 1989. – 607 с.
8. Krishnapuram, R. A possibilistic approach to clustering / R. Krishnapuram, J.M. Keller // IEEE Transactions on Fuzzy Systems. – 1993. – Vol. 1, No. 2. – P. 98-110.
9. Дюбуа, Д. Теория возможностей. Приложения к представлению знаний в информатике / Д. Дюбуа, А. Прад; пер. с фр. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
10. Viattchenin, D.A. A Heuristic Approach to Possibilistic Clustering: Algorithms and Applications / D.A. Viattchenin. – Heidelberg: Springer, 2013. – 238 p.



11. Viattchenin, D.A. A new heuristic algorithm of fuzzy clustering / D.A. Viattchenin // *Control & Cybernetics*. – 2004. – Vol. 33, No. 3. – P. 323-340.
12. Вятченин, Д.А. О возможностной интерпретации значений принадлежности в методе нечеткой кластеризации, основанном на понятии распределения / Д.А. Вятченин // *Вести Института современных знаний*. – 2008. – № 3. – С. 85-90.
13. Viattchenin, D.A. A novel heuristic algorithm of possibilistic clustering for given minimal value of the tolerance threshold / D.A. Viattchenin // *Journal of Information, Control and Management Systems*. – 2015. – Vol. 13, No. 2. – P. 161-174.
14. Viattchenin, D.A. Heuristic possibilistic clustering for detecting optimal number of elements in fuzzy clusters / D.A. Viattchenin // *Foundations of Computing and Decision Sciences*. – 2016. – Vol. 41, No. 1. – P. 45-76.
15. Viattchenin, D.A. A fuzzy graph-based heuristic algorithm of possibilistic clustering / D.A. Viattchenin, E. Nikolaenya, A. Damaratski // *Communications on Applied Electronics* – 2015. – Vol. 3, No. 7. – P. 13-23.
16. Viattchenin, D.A. Direct heuristic algorithms of possibilistic clustering based on transitive approximation of fuzzy tolerance / D.A. Viattchenin, A. Damaratski // *Informatica Economica Journal*. – 2013. – Vol. 17, No. 3. – P. 5-15.
17. Dawyndt, P. UPGMA clustering revisited: A weight-driven approach to transitive approximation / P. Dawyndt, H. De Meyer, B. De Baets // *International Journal of Approximate Reasoning*. – 2006. – Vol. 42, No. 3. – P. 174-191.
18. Кофман, А. Введение в теорию нечетких множеств / А. Кофман; пер. с фр.; под ред. С.И. Травкина. – М.: Радио и связь, 1982. – 432с.
19. Atanassov, K.T. On Intuitionistic Fuzzy Sets Theory / K.T. Atanassov. – Heidelberg: Springer, 2012. – 323 p.
20. Mamdani, E.H. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller / E.H. Mamdani, S. Assilian // *International Journal of Man-Machine Studies*. – 1975. – Vol. 7, No. 1. – P. 1-13.
21. Viattchenin, D.A. On constructing fuzzy classifiers from interval-valued data in case of unstable clustering structure / D.A. Viattchenin // *Control Engineering and Applied Informatics*. – 2012. – Vol. 14, No. 4. – P. 17-26.
22. Kacprzyk, J. Extracting fuzzy classifications rules from three-way data / J. Kacprzyk, J.W. Owsinski, D.A. Viattchenin // *Journal of Automation, Mobile Robotics and Intelligent Systems*. – 2014. – Vol. 8, No. 2. – P. 47-57.
23. Viattchenin, D.A. Designing Gaussian membership functions for fuzzy classifier generated by heuristic possibilistic clustering / D.A. Viattchenin, R. Tati, A. Damaratski // *Journal of Information and Organizational Sciences*. – 2013. – Vol. 37, No. 2. – P. 127-139.
24. Скачко, П.Г. Управление войсками с помощью сетевых методов / П.Г. Скачко, В.М. Куликов, Г.Т. Волков. – М.: Воениздат, 1974. – 143 с.
25. Sotskov, Y.N. Minimization of project-network with given bounds of activity durations / Y.N. Sotskov, A.N. Shilak // *Operations Research Proceedings 2000* / Ed. by B. Fleischmann et al. – Heidelberg: Springer-Verlag, 2001. – P. 384-387.



26. Viattchenin, D.A. Reducing the number of paths in a minimized project-network with given bounds on the durations of activities / D.A. Viattchenin // Operations Research and Decisions. – 2015. – Vol. 25, No. 4. – P. 71-87.

27. Орловский, С.А. Проблемы принятия решений при нечеткой исходной информации / С.А. Орловский. – М.: Наука, 1981. – 206 с.



## ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ПРОДУКЦИИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

**Гринкевич А.В. , Савенко С.А. , Сеидалиев Ф.С.,**

*Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь»*

В Республике Беларусь сохранилась и продолжает активно развиваться производственная база по проектированию и производству вооружения различного назначения. Обеспечение и повышение качества выпускаемого ВВСТ – одна из главных задач производства. В решении этой задачи важная роль отводится контролю качества на всех этапах производства с целью проверки соответствия вооружения установленным требованиям.

На основании действующих технических нормативно правовых актов в докладе будем использовать следующие определения [1]:

*Качество* образца ВВСТ – это совокупность свойств образца ВВСТ, обуславливающих ее пригодность удовлетворять определенные потребности в соответствии с ее назначением.

*Свойство* образца ВВСТ – объективная особенность образца ВВСТ, которая может проявляться при его создании, эксплуатации или потреблении.

*Уровень качества* – это относительная характеристика качества образца ВВСТ, основанная на сравнении значений показателей качества оцениваемого образца ВВСТ с базовыми значениями соответствующих показателей.

*Технический уровень (ТУ)* образца ВВСТ – относительная характеристика качества образца ВВСТ, основанная на сопоставлении значений показателей, характеризующих техническое совершенство оцениваемого образца ВВСТ с базовыми значениями соответствующих показателей.

*Оценка уровня качества* образца ВВСТ – совокупность операций, включающая выбор номенклатуры показателей качества оцениваемого образца ВВСТ, определение значений этих показателей и сопоставление их с базовыми.

*Оценка технического уровня* образца ВВСТ – совокупность операций, включающая выбор номенклатуры показателей, характеризующих техническое совершенство оцениваемого образца ВВСТ, определение значений этих показателей и сопоставление их с базовыми.

Таким образом, оценка уровня качества ВВСТ предполагает сравнение показателей характеризующих изделие их с базовыми значениями или установленными требованиями. В результате оценки можно сделать следующие выводы:

качество оцениваемой продукции выше, ниже или на уровне базового вооружения (ВВСТ, с которым проводится сравнение);

качество продукции соответствует или не соответствует установленным требованиям (нормам).

На стадии проектирования оценивается уровень качества разрабатываемого ВВСТ, что позволяет произвести уточнение показателей качества в нормативных документах (конструкторской документации).

На стадии производства определяются фактические значения показателей качества системы вооружения по результатам контроля и испытаний, для принятия решения при управлении качеством и соответствия выпускаемого изделия заданным характеристикам.

На стадии эксплуатации или потребления оценивается устойчивость качества заданных характеристик системы вооружения и по результатам его эксплуатации принимаются управляющие решения, направленные на сохранение или повышение уровня качества ВВСТ.

В настоящее время уровень качества продукции наиболее часто определяется на основе оценки ТУ. Численно ТУ ВВСТ выражается через коэффициент технического уровня (КТУ).

Известны способы оценки ТУ, основанные на определении главного показателя [2]. В этом случае главный показатель ТУ отражает основное назначение изделия, его функциональные возможности и определяется на основе функциональной зависимости от единичных показателей качества. Оценка ТУ ВВСТ по главному показателю предпочтительнее, но не всегда возможна из-за сложности получить функциональную зависимость, учитывающую большое число единичных показателей качества. В этом случае применяется субъективный способ расчета комплексного показателя ТУ на основе среднего взвешенного [2, 3]. В результате нет необходимости использовать сложные модели и оценка ТУ может быть получена небольшой группой специалистов в данной области. В общем виде комплексный показатель ТУ  $Q$  по принципу среднего взвешенного определяется выражением

$$Q = \left( \sum_{j=1}^m g_j Q_j^\gamma \right)^{\frac{1}{\gamma}}, \quad (1)$$

где  $\gamma$  – параметр логики усреднения (при  $\gamma = -1$  – среднее гармоническое, при  $\gamma \rightarrow 0$  – среднее геометрическое, при  $\gamma = 1$  – среднее арифметическое, при  $\gamma = 2$  – среднее квадратическое);

$g_j$  – весовые коэффициенты  $j$ -го показателя качества;

$Q_j$  – оценка  $j$ -го единичного показателя качества;

$m$  – число единичных показателей качества.

Оценка ТУ ВВСТ включает следующие основные этапы (рисунок 1):  
определение перечня единичных показателей качества, всесторонне характеризующих ВВСТ;

формирование группы аналогов и выделение из их числа базового ВВСТ;  
численное определение значений единичных показателей качества и коэффициентов весомости;  
расчет оценки ТУ.



Рисунок 1 – Блок-схема алгоритма действий по оценке ТУ ВВСТ

На этапе определения перечня единичных показателей качества, необходимых для оценки ВВСТ, требуется ТУ представить в виде иерархической структуры свойств. Набор показателей выбирается в зависимости от вида и типа ВВСТ. При уточнении показателей, характеризующих ТУ ВВСТ, следует помнить, что и малозначимые показатели могут оказать значительное влияние на изменение ТУ.

На рисунке 2 представлен пример структуры показателей ТУ радиолокационной станции (РЛС). Откуда видно, что ТУ представляет многоуровневую иерархическую структуру, в которой на самом высоком уровне находится ТУ, а на самом низком уровне – показатели, характеризующиеся тактико-техническими характеристиками ВВСТ.

На этапе формирования группы аналогов отбирают однотипные существующие отечественное и зарубежное ВВСТ, подлежащие оцениванию. Выбор базового вооружения и его единичных показателей в значительной степени влияет на результат оценки ТУ исследуемого ВВСТ. Базовое вооружение должно представлять собой эталон, к которому следует стремиться. Использование устаревшего и технически несовершенного ВВСТ и его единичных показателей в качестве базовых приводит к искаженной, необоснованно завышенной оценке ТУ исследуемого вооружения.

Существует несколько способов определения базового вооружения и соответствующих базовых значений единичных показателей ТУ.

При полном отсутствии информации о ТУ однотипных ВВСТ за базовый образец принимается любой образец, имеющий лучшее значение по главному показателю, или образец, определенный экспертным методом.

*Оценивание ТУ «от прошлого уровня».* В качестве базовых значений единичных показателей ТУ задаются показатели реально существующего аналога.

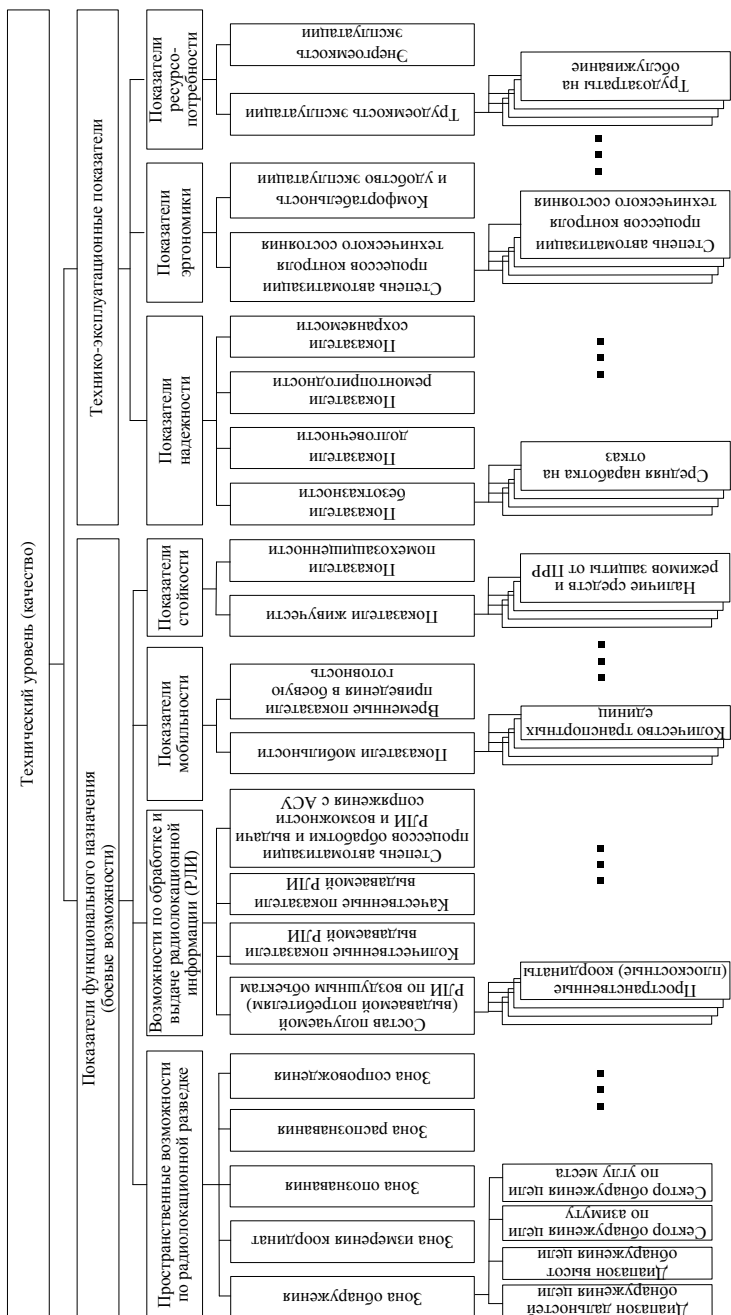


Рисунок 2 - Иерархическая структура показателей технического уровня РЛС





*Оценивание ТУ «от абстрактно возможного уровня».* Вариант отличается от предыдущего тем, что каждый отдельный единичный базовый показатель может быть как уже реализованным в одном из множества аналогов, так и прогнозным. Определенный таким образом базовый образец получил название «идеальный объект», «объект с идеальным качеством» [3]. При использовании такого базового вооружения при оценке ТУ важно учитывать его абстрактность, и, как следствие, возможный риск при выборе направления развития ВВСТ, так как в данном случае требования устанавливаются к каждому единичному показателю ТУ без учета относительных затрат на их достижение, а также без анализа их совместного влияния на функциональную пригодность. Это может привести к значительным перекосам и несбалансированным значениям требований к отдельным характеристикам, на которые нерационально используются ограниченные ресурсы. Поэтому «идеальный образец» нельзя рассматривать в качестве технического задания на проектирование и разработку нового ВВСТ.

*Оценивание ТУ «от будущего уровня».* На основе экстраполяции данных строится прогнозная модель ВВСТ. Прогноз основных тактико-технических характеристик на определенный период (достаточный для создания и выпуска ВВСТ) дает основу для создания конкурентоспособного ВВСТ. Оценивание ТУ осуществляется с помощью так называемого «виртуального эталона». Данное направление представляется перспективным и эффективным, но при условии получения надежной прогнозной модели, содержащей наилучшее в перспективе сочетание значений единичных показателей.

Каждый из представленных способов определения базового ВВСТ по совокупности значений единичных показателей ТУ обладает своими достоинствами и недостатками [5]. В настоящее время при оценке ТУ ВВСТ, как правило, за базовый образец выбирается лучший мировой аналог или образец с «идеальным качеством» и с совокупностью лучших значений единичных показателей ТУ. Однако данные подходы имеют недостаток – они не учитывают требования к ВВСТ, определяемые задачами, условиями применения и наличием ресурсных ограничений в Республике Беларусь.

Поэтому разработан подход выбора базового ВВСТ, основанный на сочетании разных способов определения базовых значений существующих и прогнозных показателей ТУ, экономических и производственных возможностей страны, учитывающий задачи стоящие перед ВВСТ, перспективы развития аналогов и ресурсные ограничения [5] (рисунок 3).

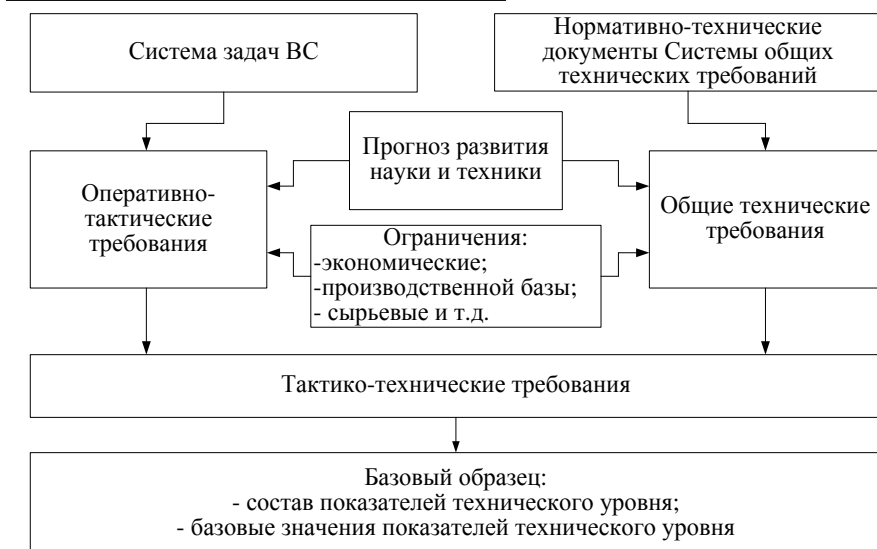


Рисунок 3 – Порядок формирования базового ВВСТ

Следующим этапом оценки ТУ ВВСТ является численное определение значений единичных показателей ТУ, которые вычисляются:

прямым измерением с помощью средств измерения, когда искомое значение показателя находят из опытных данных путем экспериментального сравнения;

косвенным измерением на основании известной зависимости между показателем и величинами, найденными прямыми измерениями;

на основании прогноза (при оценке ТУ разрабатываемого ВВСТ);

экспертным путем.

Единичные показатели ТУ имеют разную размерность, поэтому для перехода к единому безразмерному виду оценок, предложено нелинейное преобразование по кривой Гомперца (логистической кривой) [6]. В результате оценка значения единичного показателя ТУ определяется выражением

$$Q_j = Q_{j\max} Q_{j\min}^{b Q_{0j}}, \quad (2)$$

где  $Q_j$  – оценка  $j$ -го единичного показателя;

$Q_{0j}$  – значение  $j$ -го единичного показателя;

$Q_{j\min}$  – минимальная оценка  $j$ -го единичного показателя;

$Q_{j\max}$  – максимальная оценка единичного показателя;

$b$  – параметр, определяющий темп роста оценки  $j$ -го единичного показателя.



Параметр  $b$  определяется из условия равенства оценки  $j$ -го единичного показателя  $Q_j$  единице при значении  $j$ -го единичного показателя  $Q_{0j}$ , равного соответствующему базовому значению  $j$ -го единичного показателя и рассчитывается в соответствии с

$$b = \left( - \frac{\ln Q_{j \max}}{\ln Q_{j \min}} \right)^{\frac{1}{Q_{0j}^{bas}}}, \quad (3)$$

где  $Q_{0j}^{bas}$  – базовое значение  $j$ -го единичного показателя.

Количественное определение коэффициентов весомости  $g_j$  единичных показателей качества в (1) осуществляется экспертным методом ранжирования или парного сопоставления [7, 8].

Расчет оценки ТУ ВВСТ производится в соответствии с выражением (1) одним из способов при  $\gamma = [-1, 0, 1, 2]$ . Однако на этапах разработки и производства ВВСТ часто невозможно точно определить значения показателей ТУ. Можно только предполагать, что значения показателей будут лежать в определенном интервале с некоторой вероятностью. Неопределенность значений единичных показателей ВВСТ, а так же субъективный характер выбора вида среднего взвешенного приводит к значительной случайной и систематической погрешностям оценки ТУ [5, 6]. Возникновение случайной погрешности обуславливается вероятностным характером значений единичных показателей качества (ЕПК). Появление систематической погрешности вызвано способом оценивания ТУ (средние величины обладают свойством мажорантности или смещенности).

Для повышения правильности и точности оценки ТУ ВВСТ (уменьшения систематической и случайной погрешностей) предлагается использовать статистический метод оценки неизвестного параметра (оценки ТУ) – ММДО, позволяющий минимизировать величины ошибки (погрешности). Для этого предлагается проводить многократную оценку ТУ различными средними взвешенными  $\gamma = [-1, 0, 1, 2]$ , при дальнейшем объединении результатов оценивания. Основная идея метода состоит в том, что при оценке ТУ на основе полученных значений  $Q_{\text{ср.гарм}}, Q_{\text{ср.геом}}, Q_{\text{ср.арифм}}, Q_{\text{ср.кв}}$  в качестве обобщенной оценки ТУ необходимо выбрать такое значение  $Q$ , которое обеспечивает максимум многомерной плотности распределения вероятности случайного вектора  $f(Q, Q_{\text{ср.гарм}}, Q_{\text{ср.геом}}, Q_{\text{ср.арифм}}, Q_{\text{ср.кв}})$ . Многомерная плотность распределения вероятности случайных значений оценок ТУ рассматривается как функция числовых характеристик закона распределения вероятности.

Эта функция  $L = f(Q, Q_{\text{ср.гарм}}, Q_{\text{ср.геом}}, Q_{\text{ср.арифм}}, Q_{\text{ср.кв}}, \sigma_{\text{ср.гарм}}^2, \sigma_{\text{ср.геом}}^2, \sigma_{\text{ср.арифм}}^2, \sigma_{\text{ср.кв}}^2)$ , называемая функцией правдоподобия, которая показывает на сколько полученная оценка ТУ «более правдоподобно» по сравнению с другими оценками. Функция правдоподобия достигает максимума при несмещенной оценке ТУ,

имеющей наименьшую дисперсию из всех возможных оценок. В соответствии с центральной предельной теоремой (сумма большого числа независимых случайных величин имеет распределение близкое к нормальному) средневзвешенные оценки ТУ распределены по нормальному закону. В соответствии с этим, конечное выражение оценки ТУ примет вид [8]

$$Q = g_{\text{ср.гарм}} Q_{\text{ср.гарм}} + g_{\text{ср.геом}} Q_{\text{ср.геом}} + g_{\text{ср.арифм}} Q_{\text{ср.арифм}} + g_{\text{ср.кв}} Q_{\text{ср.кв}}, \quad (4)$$

где  $Q$  – оценка ТУ ВВСТ;

$g_{\text{ср.гарм}}$  – весовой коэффициент средней гармонической взвешенной оценки ТУ;

$Q_{\text{ср.гарм}}$  – средняя гармоническая взвешенная оценка ТУ;

$g_{\text{ср.геом}}$  – весовой коэффициент средней геометрической взвешенной оценки ТУ;

$Q_{\text{ср.геом}}$  – средняя геометрическая взвешенная оценка ТУ;

$g_{\text{ср.арифм}}$  – весовой коэффициент средней арифметической взвешенной оценки ТУ;

$Q_{\text{ср.арифм}}$  – средняя арифметическая взвешенная оценка ТУ;

$g_{\text{ср.кв}}$  – весовой коэффициент средней квадратической взвешенной оценки ТУ;

$Q_{\text{ср.кв}}$  – средняя квадратическая взвешенная оценка ТУ.

Для автоматизации расчетов и представления полученных результатов в удобном для работы виде было разработано приложение в среде C++ Builder XE, реализующее указанный алгоритм оценки ТУ образца ВВСТ.

В качестве входных данных, используемых в программе вводятся:

наименования образцов ВВСТ;

структура ТУ образцов ВВСТ и значения выделенных параметров;

весовые коэффициенты параметров;

величины предельного и минимального нормированного значения параметров;

величины дисперсии параметров;

величина аргумента нормальной функции распределения.

После расчетов, программа позволяет получить:

величину, дисперсию и значение весового коэффициента средней гармонической взвешенной оценки ТУ каждого образца ВВСТ;

величину, дисперсию и значение весового коэффициента средней геометрической взвешенной оценки ТУ каждого образца ВВСТ;

величину, дисперсию и значение весового коэффициента средней арифметической взвешенной оценки ТУ каждого образца ВВСТ;

величину, дисперсию и значение весового коэффициента средней квадратической взвешенной оценки ТУ каждого образца ВВСТ;



наглядные результаты оценки ТУ образцов ВВСТ в виде гистограмм;  
все результаты расчетов, сохраненные в удобном виде (файл Excel).  
Пример результата расчета представлен на рисунке 4.

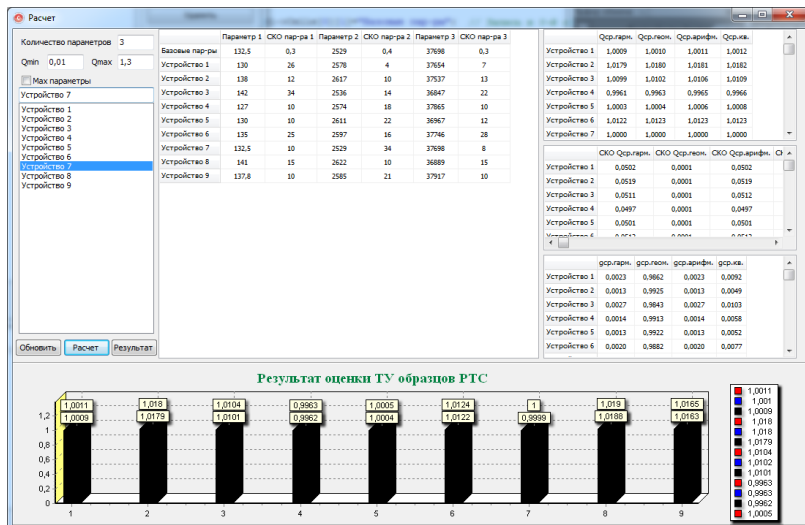


Рисунок 4 – Результат расчета ТУ

Разработанный программный продукт оценки ТУ позволяет:  
готовить обоснованные данные для Государственного секретариата Совета Безопасности Республики Беларусь по современности ВВСТ Вооруженных Сил, которые выступают в качестве индикатора (показателя) состояния национальной безопасности в военной сфере;

оценить уровень современности образцов ВВСТ, стоящих на вооружении ВС РБ;

обосновать требования к уровню ТТХ вновь создаваемых, закупаемых или модернизируемых образцов ВВСТ;

обосновать предложения в Государственную программу вооружения и Государственный оборонный заказ.

### Список литературы:

1. Управление качеством продукции. Основные понятия термины и определения: ГОСТ 15467-79. – Введ.01.07.79. – М.: Государственный комитет СССР по управлению качеством продукции и стандартам, 1979. – 28с.
2. Хамханова, Д.Н. Основы квалиметрии: учеб. пособие. - Улан-Удэ, 2003. – 156 с.
3. Азгальдов, Г.Г., Райхман, Э.П. О квалиметрии. - М., 1973. - 234 с.
4. Кини, Р. Л. Принятие решений при многих критериях предпочтения и замещения. - М., 1981. - 411 с. Азгальдов, Г.Г. О квалиметрии / Г.Г. Азгальдов, Э.П. Райхман. – М.: Издательство стандартов, 1973. – 172 с.



5. Гринкевич, А.В. Подход к формированию базового образца при оценке технического уровня вооружения / Е.Ю. Брызгин, А.В. Гринкевич // Наука и военная безопасность. – 2012. – №4. – С. 41-44.

6. Гринкевич, А.В. Выбор способа оценки технического уровня образцов вооружения, военной и специальной техники / Е.Ю. Брызгин, А.В. Гринкевич, С.А. Савенко // Наука и военная безопасность. – 2012. – №3. – С. 31-36.

7. Саати, Т., Кернс, К. Аналитическое планирование. Организация систем. - М., 1991. - 224 с.

8. Шишкин, И.Ф. Теоретическая метрология. Часть 1. Общая теория измерений: учеб. пособие для вузов. – СПб.: Питер, 2010. – 192 с.



УДК 621.396

## ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ПОМЕХ САМОПРИКРЫТИЯ СОВРЕМЕННЫХ АВИАЦИОННЫХ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

Давыденко И. Н., Кирячек Г. В.

НПООО «ОКБ ТСП».

*В докладе по материалам открытых источников рассмотрены направления развития индивидуальных средств радиоэлектронного подавления авиационных средств РЭБ. В частности, в рамках некоторых направлений выделены: сочетание маскирующих и имитирующих помех; использование пассивных и активных ретрансляционных ловушек; увод по угловым координатам с использованием поляризационных и когерентных помех; прием и переизлучение зондирующего сигнала, подвергнутого амплитудной, фазовой и частотной модуляции.*

Облик создаваемых средств и систем радиоэлектронной борьбы (РЭБ) на ближайшее время получает преимущественно эволюционное развитие в рамках существующих принципов функционирования [1]. В частности, изменения в техническом облике указанных средств ожидаются прежде всего в направлениях улучшения функциональных и технико-эксплуатационных показателей отдельных подсистем за счет внедрения достижений нано- и микроэлектроники, использования цифровых технологий обработки информации и применения алгоритмов и программного математического обеспечения высокого уровня интеллекта. Облик современных индивидуальных средств радиоэлектронного подавления (РЭП) летательных аппаратов подробно рассмотрен в источнике [2].

Утверждается [2, 3, 4], что преимущественным приемом индивидуальной защиты летательных аппаратов является применение имитирующих помех и срыв сопровождения цели, тогда как ее маскировка непрерывной шумовой помехой часто отодвигается на второй план. Это объясняется не только недопустимо затратной энергетикой маскирующих сигналов, но и наличием потенциальных возможностей самонаведения на его источник управляемой ракетой.

Считается, что наиболее эффективную самозащиту обеспечивает срыв сопровождения по угловым координатам [2], после чего требуются единицы - десятки секунд для нового захвата цели, причем осуществление захвата по угловым координатам является сложным. Срыв сопровождения по угловым координатам в современных средствах РЭП предполагается достигать использованием поляризационных и когерентных методов [2], причем на больших дальностях предполагается использование поляризационной помехи с переходом на когерентный метод на малых дальностях до подавляемой РЛС.

Следует ожидать, что для систем сопровождения по угловым координатам сохранит свою актуальность и классическая прерывистая шумовая помеха с частотой коммутации от 0,1 до 10 Гц и коэффициентом заполнения около 50% [44, с. 28]. Такая помеха на момент воздействия шумовой помехи может вызывать срыв сопровождения цели по дальности [45, с. 187], а при прекращении

воздействия шумовой помехи произойдет и срыв сопровождения цели по угловым координатам вследствие отсутствия сигнала цели в стробах сопровождения по дальности. Дополнительные трудности такая помеха создает системе автоматической регулировки усиления приемника.

Одной из основных тенденций развития средств индивидуальной защиты стал отказ от применения специализированной аппаратуры, предназначенной для постановки активных помех конкретным типам РЛС и переход на многорежимные перепрограммируемые станции радиоэлектронного подавления наземных (корабельных) и авиационных РЛС, активных и полуактивных радиолокационных головок самонаведения [2]. Например, станция помех AN/ALQ-165 обеспечивает одновременную постановку имитирующих и шумовых маскирующих помех и заменила собой станции AN/ALQ-126 и AN/ALQ-136, обеспечивающие защиту от импульсных и непрерывных РЛС соответственно. Современная станция РЭП AN/ALQ-135(V) может одновременно и в соответствии с приоритетом осуществлять постановку активных помех непрерывным, импульсным и импульсно-доплеровским РЛС [31]. Она способна генерировать шумовые и имитирующие помехи в диапазоне от 2 до 20 ГГц. Основные характеристики современных авиационных станций РЭП AN/ALQ-165, AN/ALQ-135 и AN/ALQ-184 приведены в [39]. Современное состояние авиационных средств РЭП индивидуальной защиты также рассматривается в [31]. Некоторые сведения о характеристиках бортовых средств РЭП Российской Федерации приведены в [46].

Развитие цифровых методов со второй половины 80-ых годов определило создание и развитие цифровых систем определения и воспроизведения частоты в станциях помех (DRFM), обеспечивающих в реальном масштабе времени формирование помех сопряженными до десятков Герц со спектрами сигналов РЛС и возможность использования любых видов модуляции сигналов помех [1]. Эти методы обеспечивают формирование высокоэффективных имитационных помех. С внедрением технологии DRFM появилась возможность подавлять не только некогерентные, но и когерентные РЛС, в том числе импульсно-доплеровские, со сжатием импульса и другими видами частотного и фазового кодирования зондирующих сигналов [2]. Преодолеть многие проблемы DRFM (сложность постановки уводящей помехи по дальности вперед и др.) позволяет отказ от излучения помеховых импульсов с заданной временной задержкой и переход к ретрансляционному излучению DRFM помехи, которая приводила бы к созданию устойчивых ложных отметок от цели в пределах длительности отклика на выходе устройства оптимальной обработки в приемнике РЛС [5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 45].

Шумовые помехи применяются, как правило, в комплексе с имитирующими помехами [1, 8, 12, 3]. Исследования показывают, что в этом случае в подавляемой РЭС требуется затратить значительно больше усилий для защиты от помех «смешанного» состава по сравнению со случаем отдельного применения маскирующих и имитирующих средств [13].





Станции помех индивидуальной защиты работают в трех стандартных режимах подавления с их высокоскоростной коммутацией [2]: повторителя (repeater) – прямой когерентной трансляции принятых радиолокационных сигналов; ответчика (transponder) – автономного воссоздания копии таких сигналов; источника шумовой помехи (noise). Формирование помехи осуществляется в окне, накрывающем только область приема отраженного сигнала [2, 1], ширина которой составляет 10% от периода повторения импульсного сигнала (для квазинепрерывных и непрерывных сигналов это не применяется). В окне может формироваться как шумовой, так и имитирующий сигнал. Это позволяет одновременно подавлять шумовыми сигналами до пяти РЛС. При этом 50% времени формируются имитирующие помехи и 50%: шумовые помехи.

Обобщая имеющиеся в литературе данные [1 - 46], можно выделить следующие направления повышения конфликтной устойчивости техники радиоподавления радиолокации [8]:

- обеспечение энергетической избыточности;
- обеспечение информационной избыточности (разведка всех параметров радиоэлектронной обстановки, запоминание и воспроизведение принятых когерентных и широкополосных сигналов);
- обеспечение спектральной избыточности;
- обеспечение условий перманентной модернизации;
- повышение уровня системной организации (функционально-техническое сопряжение разнородных комплексов радиоподавления, интеграция с другими радиоэлектронными системами защищаемого объекта);
- развитие способов подавления, обеспечивающих перевод радиолокационных средств и систем в невыгодный режим работы;
- развитие средств подавления, инвариантных к параметрам излучаемых сигналов.

Перевод РЛС в невыгодный режим работы предполагает [8]:

- создание комбинированных активных и пассивных помех;
- сочетание нестационарных маскирующих и имитирующих помех высокой плотности;
- создание поляризационных помех;
- создание когерентных помех [20, 21];
- создание помех, использующих конструктивные особенности РЛС (двухчастотные помехи, помехи на скатах частотных характеристик, помехи с модуляцией поляризации).

К средствам радиоподавления, инвариантным к параметрам излучаемых РЛС сигналов, относят [8, 1]:

- создание пассивных и активных ретрансляционных ловушек и ложных целей [3, 23, 24, 36, 37, 38, 43];
- прием и переизлучение зондирующего сигнала в виде множества эхосигналов с характеристиками, идентичными сигналам реальных объектов за счет использования амплитудной, фазовой и частотной модуляции переизлученного зондирующего сигнала.

Впервые буксируемые ловушки были использованы в боевых действиях НАТО в Югославии в 1999 г. и наряду с использованием традиционных бортовых станций РЭП, пачек дипольных отражателей и тепловых ловушек обеспечили беспрецедентно низкий уровень потерь боевой авиации НАТО [28, с. 205]. За компанию было использовано 1479 буксируемых ложных целей AN/ALE-50, в то время как по данным НАТО югославами было всего выпущено 815 зенитных управляемых ракет и поражено (повреждено) три цели [28, с. 205]. По итогам компании министерство обороны США приняло решение о дополнительных закупках 7600 буксируемых ложных целей AN/ALE-50. По мнению некоторых зарубежных военных специалистов, буксируемые ложные цели с активными излучателями могут стать единственным средством индивидуальной защиты самолетов от управляемых зенитных ракет и ракет воздушного боя [23]. Анализ условий успешного применения буксируемых ложных целей приводится в [3, с. 86]. В настоящее время идет замена буксируемых ложных целей типа AN/ALE-50 на их обновленную версию AN/ALE-55 [31], особенности которой рассмотрены в [23].

### Список литературы:

1. Быстров, Р.П. Особенности развития радиотехнических систем радиоэлектронной борьбы / Р.П. Быстров, В.Г. Дмитриев, Ю.А. Земский, Ю.М. Перунов, Ю.А. Черепенин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – №8. – С. 3-28.
2. Афинов, В. Направления совершенствования средств РЭП индивидуальной защиты самолетов // Зарубежное военное обозрение. – 1998. – № 7. – с. 33 - 42.
3. Никольский, Б.А. Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы [Электронный ресурс]: электрон. учеб. Пособие / Б.А. Никольский, Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С.П. Королева (нац. исслед. Ун-т). – Самара, 2012.
4. Лапука, О.Г. Синтез цифрового фильтра максимального приближения отклика к заданной форме / О.Г. Лапука, В.Г. Сапьяник, А.А. Ростов, Д.А. Рахоцкий // Сборник научных статей военной академии Республики Беларусь. – 2013. - №25. – С. 89 – 94.
5. Калитин, С.Б. Синтез «идеальной» имитирующей помехи для радиолокационных станций с широкополосными сигналами / С.Б. Калитин, В.Г. Сапьяник, Д.В. Морозов // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2013. - №4. – С. 63 – 70.
6. Перунов, Ю.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин; под ред. Ю.М. Перунова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
7. Свистов, В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка / В.М. Свистов. – М.: Сов. радио, 1977. – 448 с.
8. Баринов, С.П. Методы обоснования и направления развития техники радиоподавления радиолокации / С.П. Баринов, В.И. Карпухин // Радиотехника. – 2010. - №6. – С. 74 – 79.



9. Карманов, Ю.Т. Способ защиты РЛС со сложным сигналом от имитирующей помехи / Ю.Т. Карманов, Г.А. Непомнящий // Вестник ЮУрГУ. – 2009. - №26. – С. 41 – 46.
10. D. Curtis Shleher. Electronic Warfare in the Information Age /Artech House. Boston·London – 1999. - 604 p.
11. Концепция построения индивидуальной защиты летательных аппаратов от управляемого ракетного оружия // ООО «Оборонные инициативы» [Электрон. Ресурс]. – Режим доступа: <https://defin.by/media/publications/21-04-14/>. - Дата доступа: 18.01.2017.
12. Сысоев, В.В., Дикарев В.А., Милосердов И.В., Савельев М.А. Алгоритм формирования имитационно-маскирующих помех в условиях информационного конфликта / В.В. Сысоев, В.А. Дикарев, И.В. Милосердов, М.А. Савельев // Радиоэлектроника. – 2001. – №9. – С. 61 – 67.
13. Викулов, О.В. Современное состояние и перспективы развития авиационных средств радиоэлектронной борьбы / О.В. Викулов, В.Д. Добыкин // Зарубежная радиоэлектроника. – 1998. – №9. – С. 3 – 15.
14. Кожушко, Я.Н. Тенденции развития авиационных средств радиоэлектронной борьбы военно-воздушных сил США / Я.Н. Кожушко, А.И. Резниченко, Ю.А. Олейник, А.А. Михайлик // Наука и техника Воздушных Сил Вооруженных Сил Украины. – 2011. - №2(6). – С. 44-48.
15. Евграфов, В. Развитие авиационных средств РЭБ и их применение в современных вооруженных конфликтах / В. Евграфов // Зарубежное военное обозрение. – 2011. - №2. – С.60-68.
16. Быков, А. Разработка самолета РЭБ EA-18G “Growler” ВМС США / А.Быков // Зарубежное военное обозрение. – 2006. - №4 [Электрон. Ресурс]. – Режим доступа к журналу: <http://pentagonus.ucoz.ru/publ/28-1-0-432> .
17. Максименков А. Основные программы ВВС США по созданию средств радиоэлектронной борьбы / А. Максименков // Зарубежное военное обозрение. – 2010. - №1. – С. 54-58.
18. AN/ALQ-135 Internal Countermeasures System // Northrop Grumman Corporation [Electronic resource]. – Mode of access: <http://northropgrumman.com/Capabilities/ANALQ135/Pages/default.aspx>. - Date of access: 03.09.2013.
19. AN/ALQ-165 Airborne Self-Protection Jammer (ASPJ) // Northrop Grumman Corporation [Electronic resource]. – Mode of access: <http://northropgrumman.com/Capabilities/ANALQ165ASPJ/Pages/default.aspx>. - Date of access: 03.09.2013.
20. Plessis W.P. Extended Analysis of Retrodirective Cross-Eye Jamming / W.P. du Plessis, J.W. Odendaal, J. Joubert // IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, №9, pp. 2803 – 2806, Sept. 2009.
21. M.J. Sparrow, N.J. Wayne, J. Cikalo, “Cross-eye technique implementation”, USA Patent 6885333, April 26, 2005.



22. Куприянов, А.И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: учеб. пособие / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
23. Щербак, Н. Буксируемые ложные цели / ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2000. - №4. – С. 42-45.
24. Белозеров, В.Г. Радиолокационная ловушка. Патент РФ 2358277.
25. Бородин, А.М. Пути построения интегрированных бортовых радиотехнических комплексов с цифровой обработкой радиосигналов / А.М. Бородин, А.П. Сонин // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2010. - №6, Т.8. – С. 58 – 69.
26. Бородин, А.М. Пути построения интегрированных бортовых радиотехнических комплексов с цифровой обработкой радиосигналов: Учеб. пособие / А.М. Бородин, Б.С. Лобанов, А.П. Сонин. – М.: МИРЭА, 2011. – 57 с.
27. Бородин, А.М. Проектирование систем радиопротиводействия и радиотехнической разведки методами моделирования / А.М. Бородин, Н.В. Усков. – Произв. – практ. изд. – Бендеры, ООО «РВТ». – 2002. – 492 с.
28. Радиоэлектронная борьба. От экспериментов прошлого до решающего фронта будущего / М.С. Барабанов, С.А. Денисенцев, В.Б. Кашин, А.В. Лавров, Р.Н. Пухов, Д.В. Федутин, А.А. Хетагуров, М.Ю. Шеповаленко; под ред. Н.А. Колесова и И.Г. Насенкова. – М.: Центр анализа стратегий и технологий. – 2015. – 248 с.
29. Быков, А. Развитие авиационных средств РЭБ и их применение в современных вооруженных конфликтах / А. Быков // Зарубежное военное обозрение. – 2007. - №1. – С.47-48.
30. Круглов, Е. Перспективы развития американских авиационных средств РЭБ и тактика их применения в современных вооружённых конфликтах / Е. Круглов // Зарубежное военное обозрение. – 2014. - №2. – С.57-63.
31. Яшин, С. Бортовые радиоэлектронные средства защиты летательных аппаратов / С. Яшин // Зарубежное военное обозрение. 2016, №6, С. 71-75
32. Яшин, С. Перспективы развития авиационных групповых средств радиоэлектронной борьбы ВС США / С. Яшин // Зарубежное военное обозрение. 2015, №2, С.70-75
33. Яшин, С. Авиационные групповые средства РЭБ вооружённых сил США / С. Яшин // Зарубежное военное обозрение. 2016, №9, С. 64-68
34. Яшин, С. Взгляды военного руководства США на применение авиационных средств РЭБ / С. Яшин // Зарубежное военное обозрение. 2016, №5, С. 66-68
35. Житковский, В.Д. Предложения по созданию перспективных радиотехнических средств для Вооруженных Сил РФ / В.Д. Житковский, В.А. Яцкевич // Национальная оборона, №3, 2007. – С. 64 – 58.
36. Афинов, В. Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов // Зарубежное военное обозрение. – 1999. – № 7. С. 33 – 42.



37. Афинов, В. Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов // Зарубежное военное обозрение. – 1999. – № 8. С. 39 – 42.

38. Афинов, В. Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов // Зарубежное военное обозрение. – 1999. – № 9. С. 34 – 38.

39. Афинов, В. Станции РЭП индивидуальной защиты американских боевых самолетов // Зарубежное военное обозрение. – 1999. – № 2. – С. 33 - 42.

40. Иванов, А.Н. Методы подавления импульсно — доплеровских РЛС обнаружения и сопровождения траектории целей / А.Н. Иванов, Г.В. Кузьмин, А.Р. Рюмшин, С.В. Ягольников // Радиотехника. – 1997. – № 5. – С. 103- 105.

41. Радзиевский, В.Г. Особенности совместного применения маскирующих и имитирующих помех в условиях конфликтной радиолокации / В.Г. Радзиевский, В.М. Шляхин // Радиотехника. – 1992. – № 12. – С. 18 - 24.

42. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника. 2006. 424 с.

43. Александров, Б.В. Перспективные системы индивидуальной защиты самолетов / Б.В. Александров // Зарубежное военное обозрение. – 1996. – № 8. – С. 33 - 42.

44. Палий, А.И. Радиоэлектронная борьба / А.И. Палий. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Воениздат, 1989. – 350 с.

45. Семенихина, Д.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. Радиоэлектронная разведка и радиоэлектронное противодействие: учебное пособие / Д.В. Семенихина, Ю.В. Юханов, Т.Ю. Привалова – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015. – 252 с.

46. Леньшин, А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления [Текст] / А.В. Леньшин. – Воронеж: Издательско – полиграфический центр «Научная книга», 2014. – 590 с.

УДК 623.1/7: 623.41

## ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НАД ПОВЕРХНОСТЬЮ ЗЕМЛИ

Калинин А.А. , Лавор Т.Э.  
СКБ-4 НПО ОО "ОКБ ТСП"

**Введение.** Влияние земной поверхности на поле излучения антенны, поднятой над однородной плоской поверхностью на единицы (десятки) длин волн, обычно учитывают с помощью так называемого интерференционного множителя Земли  $\hat{f}_z(\theta)$ . При этом полагают, что антенна представляет собой точечный излучатель, расположенный в фазовом центре реальной антенны. Такой подход не обеспечивает достаточную точность в случае анализа диаграмм направленности (ДН) антенн, имеющих большие электрические размеры в вертикальной плоскости, например, фазированных антенных решеток (ФАР) или зеркальных антенн. Целью доклада является представление разработанной математической модели ФАР, расположенной над реальной земной поверхностью, и результатов исследования поля излучения антенны.

**Математическая модель антенны.** Рассмотрим линейную эквидистантную антенную решетку (АР) (рис.1), расположенную под углом  $\gamma$  относительно вертикальной плоскости. Решетка состоит из  $N$  элементов, каждый из которых при расположении в свободном пространстве формирует ДН  $\hat{f}_{z*}(\theta)$ . На решетке создается амплитудно-фазовое распределение излучения  $A_n$ . Координаты фазового центра  $n$ -го элемента решетки в прямоугольной системе координат описываются выражениями:

$$x_n = x_1 - d \sin \gamma; y_n = y_1 + d \cos \gamma,$$

где  $d$  - шаг решетки.

Пусть  $x_1 = 0$ ,  $y_1 = h_1$ , где  $h_1$  - высота установки нижнего элемента.

Участок фронта волны вблизи земной поверхности можно считать плоским, если нижний элемент решетки расположен на высоте нескольких длин волн  $h_1 > (5 \dots 10)\lambda$ . На границе раздела воздух - земля происходит отражение электромагнитной волны (для луча первого излучателя на рис.1 обозначено точкой  $C$ ). На основании метода зеркальных изображений поле излучения точечного источника, расположенного на высоте  $h$  над проводящей поверхностью, можно заменить суммой полей истинного источника и его зеркального изображения, расположенного под границей раздела на глубине  $h$ . На рис.1 помимо реальной АР показано также ее зеркальное изображение. В точке наблюдения  $B$ , расположенной в дальней зоне антенны на расстоянии  $r_0$ , результирующее поле является результатом интерференции прямых волн и волн, отраженных от поверхности Земли:

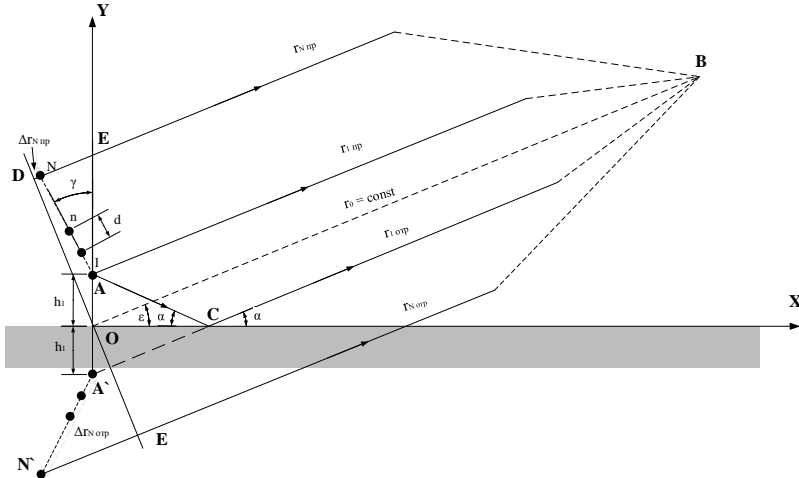


Рисунок 1- Формирование поля излучения антенны

На основании метода зеркальных изображений поле излучения точечного источника, расположенного на высоте  $h$  над проводящей поверхностью, можно заменить суммой полей истинного источника и его зеркального изображения, расположенного под границей раздела на глубине  $h$ . На рис.1 кроме реальной АР, также показано ее зеркальной изображение. В точке наблюдения  $B$ , расположенной в дальней зоне антенны на расстоянии  $r_0$ , результирующее поле является результатом интерференции прямых и отраженных от поверхности Земли ли волн:

$$\dot{E}(\varepsilon) = \sum_{n=1}^N \left( \dot{E}_n^{\text{пр}}(\varepsilon) + \dot{E}_n^{\text{отр}}(\varepsilon) \right) \quad (1)$$

В выражении (1) используются скалярные величины, поскольку высота антенны значительно меньше расстояния до точки наблюдения, векторы  $\vec{E}_n^{\text{пр}}$  и  $\vec{E}_n^{\text{отр}}$  практически параллельны, а векторное сложение заменено на скалярное.

Выражение для результирующего поля  $n$ -го элемента решетки в точке  $B$  имеет вид:

$$\dot{E}_n = \dot{E}_n^{\text{пр}} + \dot{E}_n^{\text{отр}} = \dot{C}_n \left( \frac{e^{-ikr_{n \text{ пр}}}}{r_{n \text{ пр}}} F(\varepsilon_{nB} + \gamma) + \frac{e^{-ikr_{n \text{ отр}}}}{r_{n \text{ отр}}} F(\gamma + \alpha_n) \dot{r}(\alpha_n) \right), \quad (2)$$

где  $\dot{C}_n$  – постоянная, которая зависит от мощности излучения, КНД и других параметров -го излучателя;



$\frac{e^{-ikr_{n\text{ пр}}}}{r_{n\text{ пр}}}$  и  $\frac{e^{-ikr_{n\text{ отр}}}}{r_{n\text{ отр}}}$  – функции Грина, учитывающие изменения амплитуды и фазы полей истинного и зеркального излучателей при распространении на расстояния  $r_{n\text{ пр}}$  и  $r_{n\text{ отр}}$  до точки  $B$ ;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое число;

$F(\Delta r_{n\text{ пр}} \varepsilon_B + \gamma)$  – значение ДН  $n$ -го излучателя в направлении точки наблюдения  $B$ ;

$F(\gamma + \alpha_n)$  – значение ДН  $n$ -го излучателя в направлении точки отражения  $C$ ;

$\varepsilon_{nB}$  – угол наблюдения точки  $B$  из точки размещения  $n$ -го излучателя;

$\alpha_n$  – угол падения волны  $n$ -го излучателя на земную поверхность, вычисляемый из треугольника АОС (рис.1) по формуле:

$$\alpha_n = \arctg \frac{h_n}{R1_n};$$

$h_n$  – высота установки  $n$ -го излучателя;

$R1_n$  – удаление точки отражения от начала координат в горизонтальной плоскости, рассчитывается по формуле

$$R1_n = \frac{h_n r_0 \cos \varepsilon}{r_0 \sin \varepsilon + h_n},$$

$\dot{\Gamma}(\alpha_n)$  – значение комплексного коэффициента зеркального отражения от земной поверхности в направлении угла падения волны  $n$ -го излучателя

$$\alpha_n = \arctg \left( \frac{y_n}{x_n} \right).$$

В целях упрощения модели объекта примем следующие допущения:

– все элементы АР имеют одинаковые ДН, взаимным влиянием излучателей пренебрегаем;

– коэффициенты  $\dot{C}_n = A_n e^{-i\alpha_n}$  учитывают только законы амплитудного и фазового распределения поля излучения элементов решетки;

– поскольку точка наблюдения расположена в дальней зоне антенны значения, выражения в знаменателе функций Грина, а также углы наблюдения точки  $B$ , считаем для всех элементов решетки одинаковыми.

Расстояния, проходимые прямым и отраженным лучами  $n$ -го излучателя, на основании рис.1 можно найти на основании выражений:

$$r_{n\text{ пр}} = r_0 - \Delta r_{n\text{ пр}}, \quad (3)$$

$$r_{n\text{ отр}} = r_0 + \Delta r_{n\text{ отр}}. \quad (4)$$





Особенностью этих выражений является возможность учета наклона полотна ФАР в вертикальной плоскости. Значение можно найти с помощью рис. 2:

$$\Delta r_{n \text{ пр}} = |DN| = |AO| \sin \varepsilon + |AN| \sin(\varepsilon - \gamma) = h \sin \varepsilon + d \sin(\varepsilon - \gamma). \quad (5)$$

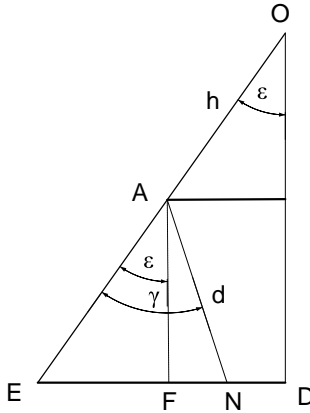


Рисунок 2 - К определению разности хода лучей

Аналогичные рассуждения можно провести относительно отраженного луча:

$$\Delta r_{n \text{ отр}} = |EN'| = h \sin \varepsilon + d \sin(\varepsilon + \gamma). \quad (6)$$

Преобразуем выражение (1) с учетом (2)...(6) и описанных выше допущений. Изменяя направление на точку наблюдения  $B$  в вертикальной плоскости при неизменном удалении  $r_0 = \text{const}$  можно получить с точностью до не зависящего от направления постоянного множителя, выражение для ДН ФАР с учетом отражений от земли принимает вид:

$$F(\varepsilon) = \sum_{n=1}^N A_n e^{-i\varphi_n} \left( F(\varepsilon_{nB} + \gamma) e^{ik\Delta r_{n \text{ пр}}} + F(\gamma + \alpha_n) e^{-ik\Delta r_{n \text{ отр}}} \dot{\Gamma}(\alpha_n) \right), \quad (7)$$

Коэффициент зеркального отражения для горизонтально поляризованной волны описывается выражением [1]

$$\dot{\Gamma}_\Gamma(\alpha) = |\dot{\Gamma}_\Gamma(\alpha)| e^{i\psi_\Gamma(\alpha)} = \frac{\sin \alpha - \sqrt{\varepsilon + i 60\sigma\lambda - (\cos \alpha)^2}}{\sin \alpha + \sqrt{\varepsilon + i 60\sigma\lambda - (\cos \alpha)^2}}, \quad (8)$$

где  $\varepsilon$  - относительная диэлектрическая проницаемость отражающей среды;

$\sigma$  - удельная электрическая проницаемость среды, сим/м.

Коэффициент зеркального отражения для вертикально поляризованной волны описывается выражением [1]

$$\dot{\Gamma}_B(\alpha) = |\dot{\Gamma}_B(\alpha)| e^{i\psi_B(\alpha)} = \frac{(\epsilon + i 60\sigma\lambda) \sin \alpha - \sqrt{\epsilon + i 60\sigma\lambda - (\cos \alpha)}}{(\epsilon + i 60\sigma\lambda) \sin \alpha + \sqrt{\epsilon + i 60\sigma\lambda - (\cos \alpha)}} \quad 9)$$

**Результаты моделирования.** На основании разработанной модели ФАР, расположенной над поверхностью земли, проводились расчеты ДН для случая вертикальной поляризации излучаемой волны. Исследовалось влияние двух видов подстилающей поверхности: сухой и влажной почвы. Параметры используемых поверхностей приведены в таблице 1 [1].

Таблица 1

Вид поверхности	Среднее значение $\epsilon$	Среднее значение $\sigma$ , сим/м
Сухая почва	4	0,15
Влажная почва	12	2

На рисунках 3 и 4 представлены графики зависимостей амплитуды и фазы коэффициента зеркального отражения в диапазоне углов падения волны от вида подстилающей поверхности.

Модель ФАР имела следующие параметры:

- количество излучателей - 15;
- поляризация - линейная вертикальная;
- шаг решетки -  $0,7\lambda$ ;
- высота установки нижнего элемента -  $20\lambda$ ;
- наклон полотна решетки в вертикальной плоскости - 15 градусов;
- амплитудное распределение - комбинированное с параметрами:

$\delta=0,2$ ;  $p=1$ ;

- фазовое распределение - линейное;
- ширина ДН одиночного излучателя АР в вертикальной плоскости по уровню половинной мощности - 80 градусов;
- направление максимума ДН одиночного излучателя АР в вертикальной плоскости - 15 градусов.

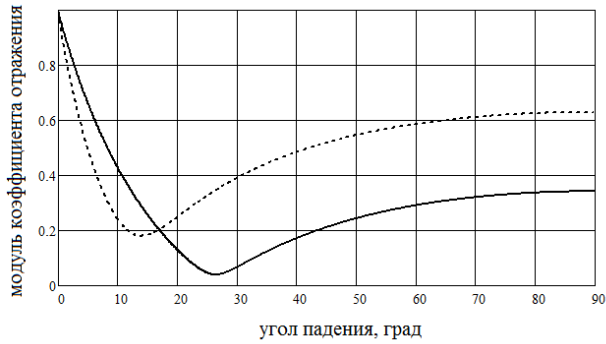


Рисунок 3 - Модуль коэффициента отражения  
(сплошная линия - сухая почва, пунктирная линия - влажная почва)

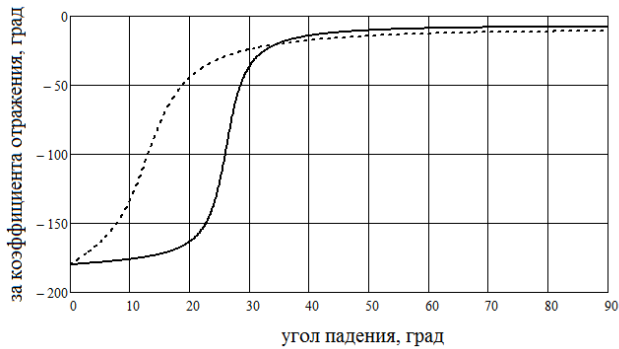
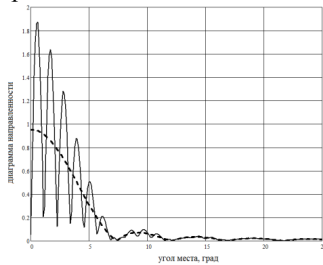
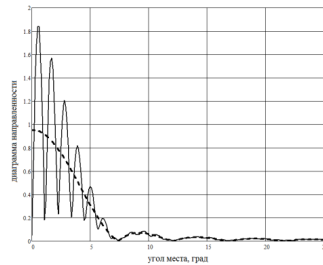


Рисунок 4 - Фаза коэффициента отражения  
(сплошная линия - сухая почва, пунктирная линия - влажная почва)

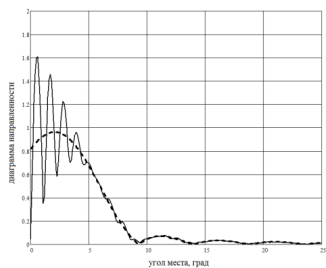
Вид ДН исследуемой АР с учетом влияния земной поверхности представлен на рис. 5.



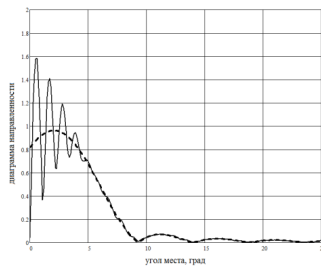
а)



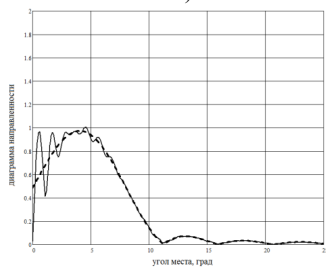
б)



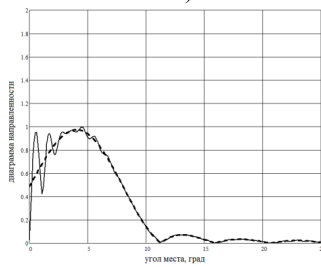
В)



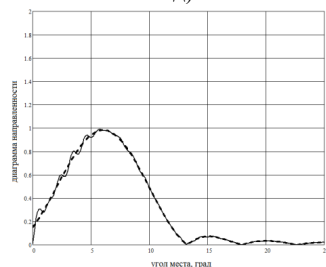
Г)



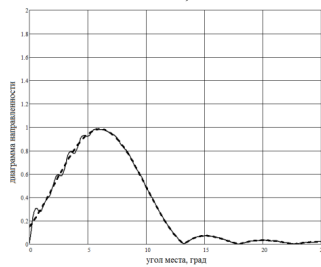
Д)



Е)



Ж)



З)

Рисунок 5 - ДН АР в свободном пространстве (пунктирная линия) и с учетом влияния земли (сплошная линия) при различных направлениях максимума ДН (а, в, д, ж - сухая почва, б, г, з, д - влажная почва)

Анализ формы ДН показывает, что по мере подъема максимума ДН искажения ее главного лепестка уменьшаются. Если направление нижнего первого нуля ДН антенны лежит выше уровня горизонта, отражения от земли практически не сказываются на форме главного лепестка ДН ФАР. Несмотря на различия свойств сухой и влажной почвы ее влияние на свойства антенны минимальны.

Влияние высоты подъема антенны над поверхностью земли на форму ДН иллюстрируется рис.6. По мере увеличения высоты изрезанность нижней части главного лепестка ДН возрастает, однако уровень поля вдоль горизонта несколько увеличивается.

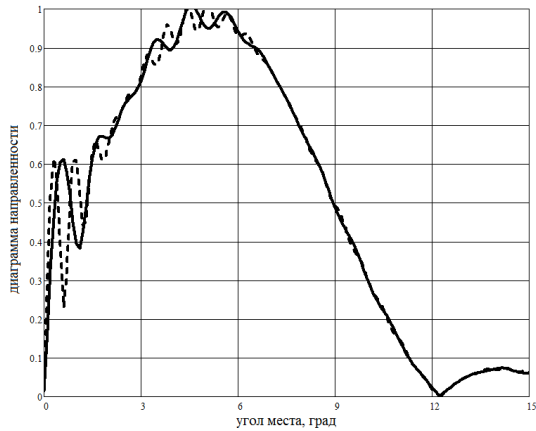


Рисунок 6 - Влияние высоты подъема антенны,  
сплошная линия -  $20 \lambda$ , пунктирная линия -  $40 \lambda$ .

Увеличение электрических размеров антенны (количества излучателей АР) приводит к сужению ДН. При неизменном положении максимума главного лепестка уменьшается та его часть, которая направлена ниже уровня земли, что снижает искажения ДН. Данное явление подтверждается графиками на рис.7.

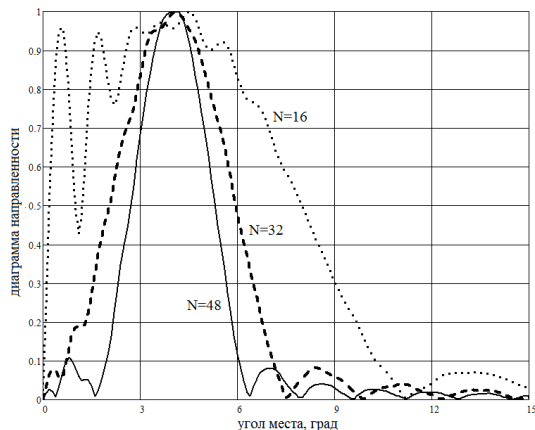


Рисунок 7 - ДН антенных решеток  
с различным количеством излучателей

Расчеты ДН АР с использованием предложенной модели сравнивались с расчетами по известной методике с использованием множителя земли [2]. В последнем случае выражение для результирующей ДН имеет вид

$$F_{рез}(\varepsilon) = F(\varepsilon) F_{зем}(\varepsilon), \quad (10)$$

$$F_{зем}(\varepsilon) = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}_B(\alpha)|^2 + 2 |\dot{\Gamma}_B(\alpha)| \cos(2khsin \varepsilon + \psi_B(\alpha))}. \quad (11)$$

Антенная решетка при этом представляется точечным источником, расположенным в фазовом центре антенны. В качестве ДН такого источника  $F(\varepsilon)$  использовалась ДН  $N$  - элементной антенной решетки с заданным амплитудно-фазовым распределением, описанным выше.

Результаты расчетов представлены на рис.8. Предложенная модель АР, расположенной над поверхностью земли, позволяет получить более достоверные результаты расчетов ДН, поскольку учитывает различные высоты установки отдельных элементов решетки. За счет интерференции полей прямых и отраженных волн от каждого элемента решетки главный лепесток ДН оказывается менее изрезанным по сравнению с случаем использования множителя земли.

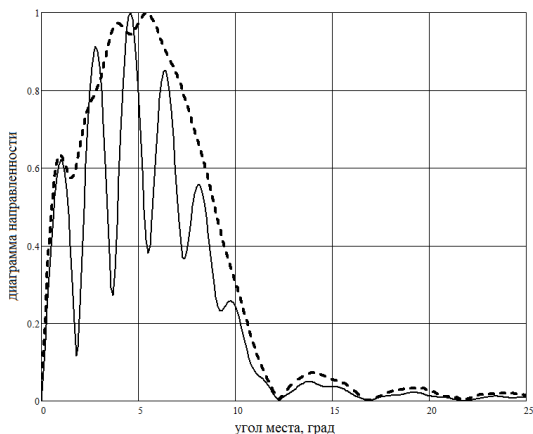


Рисунок 8 - ДН антенной решетки, сплошная линия - расчет с использованием множителя земли, пунктирная линия - расчет по предложенной модели

**Закключение.** Предложена модель антенной решетки, расположенной над поверхностью земли с заданными свойствами. Она обеспечивает более высокую точность выполнения расчетов поля излучения антенны по сравнению с известной с применением множителя земли за счет учета интерференции полей прямых и отраженных волн от каждого элемента решетки. Кроме того, модель имеет расширенные возможности по учету конструкции ФАР и способам ее возбуждения.



### Список литературы:

1. Марков Г.Т. Электродинамика и распространение радиоволн. Учебн. пособие для вузов / Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. – М.: Сов. радио, 1969. – 376 с.
2. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. Учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., "Высш. школа", 1975. 280 с.
3. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. – 2-е изд. – М.: Наука. Физматлит, 1999. – 496 с.



УДК 621.396.677

## ТЕНДЕНЦИИ ПОСТРОЕНИЯ ГЕТЕРОДИНОВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИХ РЛС

**Костюкевич К.А.**

*СКБ-4 НПО ОО "ОКБ ТСП"*

**Введение.** Как показывает мировая практика, в условиях современных локальных боевых действий противоборствующими сторонами все активнее используются ударные беспилотные летательные аппараты, а также крылатые и баллистические ракеты, работающие на крайне малых высотах [1]. Данные объекты отличаются достаточно малой эффективной поверхностью рассеяния (до  $0,1 \text{ м}^2$ ) и относительно невысокие скорости (чаще всего дозвуковые), что приводит к достаточно малым доплеровским смещениям отраженного от цели сигнала.

В этих условиях особенно актуальной является защита от подобного оружия критически важных объектов собственной инфраструктуры.

При обеспечении защиты собственной инфраструктуры средствами противовоздушной обороны основной задачей является задача правильного обнаружения данных летательных аппаратов.

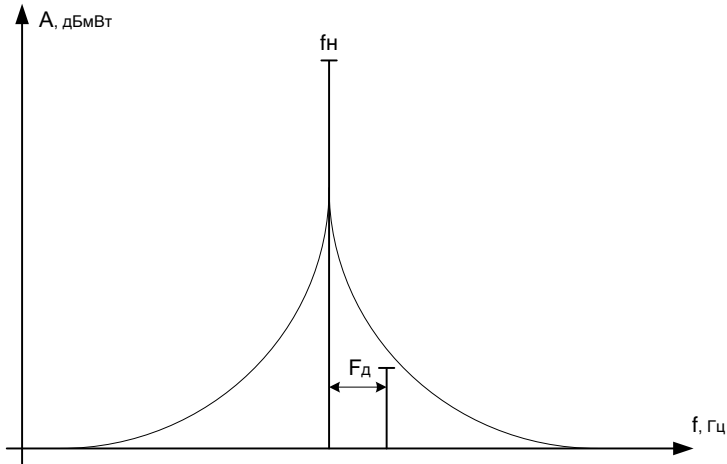
В подобных условиях, когда радиолокационная цель подходит на малых скоростях и на малой высоте, для решения задачи правильного обнаружения, среди прочих, очевидны следующие тенденции для модернизации существующих и построения новых радиолокационных станций[2]:

- Увеличение мгновенного динамического диапазона приемных трактов РЛС;
- Снижение коэффициента шума приемных трактов;
- Снижение уровня собственных фазовых шумов гетеродинов радиолокационных станций.

В нашем случае интерес представляет тенденции построения гетеродинов сантиметрового диапазона (3-10 ГГц) с предельно малым уровнем собственных фазовых шумов.

Современной науке неизвестны методы получения колебаний, свободных от шумовой амплитудной и фазовой модуляции (амплитудных и фазовых шумов)[3]. Поэтому, при разработке гетеродинов РЛС, их фазовые и амплитудные шумы всегда имеют место быть, и их наличие необходимо учитывать. При достаточно больших собственных шумах гетеродинов РЛС может случиться ситуация, приведенная на рисунке 1:





*Рисунок 1 – Вариант "скрытия" полезного доплеровского сигнала, отраженного от цели, под фазовыми шумами гетеродина*

В случае, приведенном на рисунке 1, на вход приемника приходит одновременно два сигнала: отраженный от местного предмета с нулевым доплеровским смещением и сигнала от цели, пришедшим с доплеровским смещением  $F_d$ , и оказавшимся скрытым в шумовой юбке. Очевидно, цель в данном случае обнаружена не будет.

**Обзор методов построения гетеродинов.** Исходя из вышеизложенного, тенденции построения современных гетеродинов для импульсно-доплеровских РЛС преследуют получение предельно малого фазового шума на относительно малых расстройках от несущей. Данная задача может быть принципиально решена двумя способами[4]:

- Построение малошумящего синтезатора частот с использованием в качестве опорного сигнала прецизионного малошумящего генератора (это может быть кварцевый генератор или генератор на ПАВ) с последующим умножением частоты (прямым умножением или косвенным);
- Построение высокодобротной колебательной системы непосредственно в СВЧ-диапазоне, со стабилизацией частоты некоторым высокодобротным резонатором (например, объемным СВЧ-резонатором или диэлектрическим СВЧ резонатором).
- Комбинированная гетеродинная система. В данной системе генерация осуществляется при помощи колебательной системы в СВЧ – диапазоне, но есть возможность фазовой автоподстройки гетеродина при помощи стандартного сигнала с частотой, например, 10 или 100 МГц.

Для наглядности, данные направление графически показаны на рисунке 2:

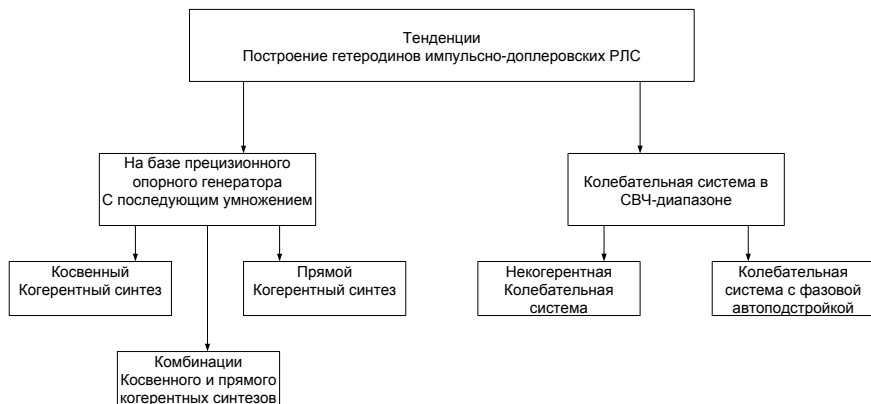


Рисунок 2 – Графическое представление тенденций разработок гетеродинов для импульсно-доплеровских РЛС

Далее, подробно остановимся на каждом из направлений.

В настоящее время наибольшее распространение получил метод построение гетеродинов СВЧ с использованием маломощного опорного генератора с последующим умножением частоты.

Пример структурной схемы такого синтезатора, разработанного в НИ ООО «ОКБ ТСП» приведен на рисунке 3:

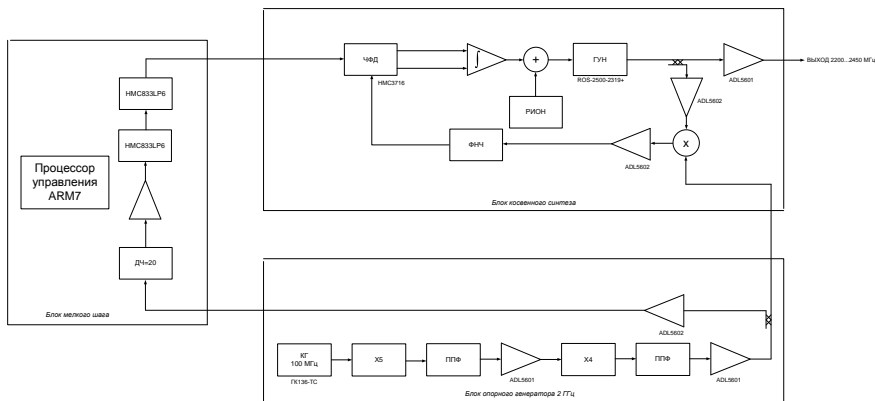


Рисунок 3 – структурная схема синтезатора частот с применением косвенного синтеза

На рисунке 3 удачно иллюстрируется комбинация косвенного и прямого когерентных синтезов, примененных в одной системе. Так, принцип прямого



когерентного синтеза применен при умножении кварцевого генератора 100 МГц на 20 до частоты 2 ГГц.

Измеренное значение фазового шума сигнала с частотой 2 ГГц приведено на рисунке 4:



Рисунок 4 – Фазовый шум гетеродинного сигнала 2 ГГц, полученного прямым когерентным способом

Как видно из рисунка 4, данный способ имеет неоспоримое достоинство в возможности получения достаточно малого уровня фазового шума. Также к достоинствам данного метода относится технологичность изготовления подобных синтезаторов, так как они изготавливаются целиком на покупных интегральных схемах.

К недостаткам данного способа относится отсутствие возможности перестройки в широком диапазоне частот, и, как следствие, необходимость изготовления отдельного гетеродина на каждую литерную частоту РЛС, и достаточно высокую цену.

В свою очередь, блоки косвенного синтеза и мелкого шага (рисунок 3) используют принцип косвенного когерентного синтеза. Суть данного метода заключается в том, что выходное колебание такого синтезатора не является непосредственным преобразованием колебания опорного генератора, но представляет собой выходное колебание генератора, управляемого напряжением или током, частота которого подстраивается при помощи следящей системы ФАПЧ.

Фазовый шум на выходе синтезатора показан на рисунке 5:

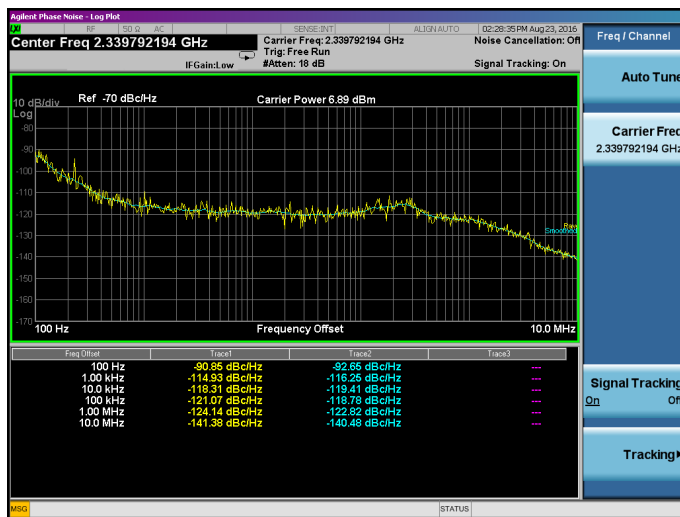


Рисунок 5 – Фазовый шум гетеродинного сигнала 2,33979 ГГц, полученного косвенным когерентным способом

К достоинствам данного гетеродина можно отнести возможность достаточно широкой перестройки по частоте с малым шагом (в случае гетеродинной системы, приведенной на рисунке 3 - 2,2-2,45 ГГц), а также возможность обеспечения малого шага по частоте (менее 1 Гц).

Недостатки подобной системы – высокая стоимость, сохранение достаточно высокого фазового шума на больших расстройках от несущей (100...250 кГц и выше).

Далее, рассмотрим колебательные системы, построенные непосредственно в СВЧ-диапазоне. В общем случае, такая некогерентная автоколебательная система имеет структурную схему, приведенную на рисунке 6 [5]:

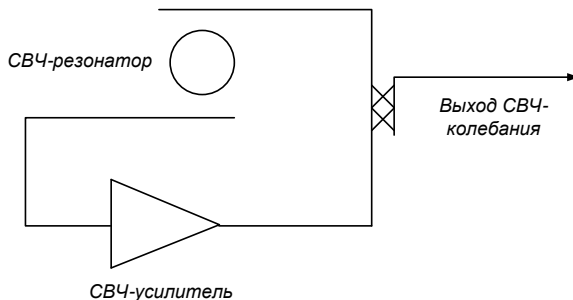


Рисунок 6 – обобщенная схема автогенератора, построенного в СВЧ-диапазоне



Данная схема является обобщенной. Так, в качестве резонатора могут быть использованы различные СВЧ - колебательные системы, например, объемный резонатор, коаксиальный резонатор, диэлектрический резонатор, и другие. Усилитель также может быть выполнен различными способами. Это может быть, как интегральная схема, так и дискретный усилитель на полупроводниковой или вакуумной (для условий с сильными ионизирующими излучениями) элементной базе.

В настоящее время наибольший интерес, в качестве СВЧ-резонансной системы, представляют именно диэлектрические резонаторы. Диэлектрические резонаторы с резонансной частотой 8-10 ГГц имеют габариты цилиндра с диаметром 6-10 мм, и высотой до 6 мм, при этом имеют собственную добротность до 20 000. Данный факт открывает широкие перспективы для построения колебательных систем непосредственно в СВЧ-диапазоне[6].

В НП ООО «ОКБ ТСП» была проведена попытка построения генератора на частоту 8,25 ГГц, стабилизированного диэлектрическим резонатором.

Генератор построен по схеме, приведенной на рисунке 6. В качестве усилителя была использована микросхема HMC451LP3, в качестве резонатора – керамический диэлектрический резонатор на частоту 8,25 ГГц с собственной добротностью 2000.

Результаты измерения генератора приведены на рисунке 7.



Рисунок 7 – результаты измерений автогенератора, построенного в СВЧ-диапазоне на частоту 8,25 ГГц

Из рисунка 7 видно, что генератор имеет мощность 1,5 дБмВт, фазовый на ближних расстройках от несущей достаточно высок, но это обусловлено низкой собственной добротностью используемого генератора, примененного в конструкции.

Таким образом, некогерентная автоколебательная система имеет следующие достоинства: малая стоимость, малые габариты и энергопотребление, достаточная выходная мощность колебаний, возможность получения малого фазового шума при условии достаточно высокой собственной добротности используемого резонатора.

К недостаткам схемы относится невозможность подстройки частоты автогенератора внешними источниками, невозможность широкополосной перестройки, невысокая температурная стабильность частоты (порядка  $10^{-5}$  для подавляющего большинства доступных керамик)[7]. Данный недостаток приводит к необходимости построения отдельного автогенератора на каждую литерную частоту, что, впрочем, нивелируется низкой стоимостью подобного автогенератора. Также такие автогенераторы, как правило, технологически сложнее, чем гетеродины на интегральных схемах.

В случае необходимости построения когерентной сетки частот, в схему на рисунке 6 необходимо вводить возможность электрической подстройки частоты резонатора. Обобщенная структура такого автогенератора будет иметь вид, приведенный на рисунке 8[6, 7]:

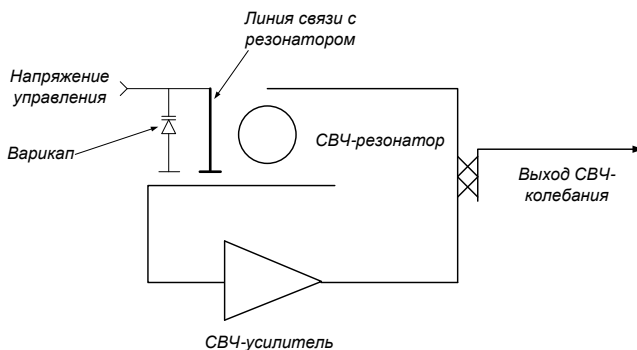


Рисунок 8 – обобщенная схема автогенератора, построенного в СВЧ-диапазоне с электронной подстройкой частоты

В данном случае есть возможность обеспечить когерентность гетеродина при помощи внешних источников опорной частоты, что дает возможность построение когерентного гетеродина. В остальном же достоинства и недостатки такого гетеродина такие же, как и для схемы, приведенной на рисунке 6.

**Заключение.** Сформируем некоторые рекомендации, в каком случае следует прибегать к тому или иному способу построения синтезаторов.



При построении станции, работающей в достаточно широком диапазоне частот и, в силу системных требований к частотному плану, имеющей малый шаг по частоте - целесообразно применение гетеродина, построенному по когерентному когерентному принципу.

Если стоит задача построить синтезатор на некоторую одну фиксированную частоту в сжатые сроки – оптимальным будет решение прямого когерентного синтеза, так как в этом случае результат наиболее предсказуем и применяются исключительно интегральные элементы.

Достаточно часто встречающаяся задача – создание некоторого количества фиксированных литерных гетеродинных частот, когерентных или некогерентных между собой, в зависимости от системных требований к РЛС, которые необходимо тиражировать достаточно большой серией[8]. В данном случае, и технически, и экономически выгодно применить набор автогенераторов, стабилизированных диэлектрическим резонатором, которым в случае необходимости, навязана фаза с некоторого единого источника. Таковым может выступать, например, дешевый кварцевый генератор с частотой 10 МГц.

### **Список литературы:**

1. Alabaster C., Pulse Doppler Radar. Principles, Technology, Applications. / Alabaster C. SciTech Publishing, Edison, NJ, 2012, p. 139-145
2. Richards, M.A., Scheer, J.A., and Holm, W.A., Principles of Modern Radar – Basic
3. Principles, Scitech Publishing, Raleigh, NC, 2012, p. 505-520
4. Манасевич, В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование) / В. Манасевич; пер. с англ. ; под ред. А.С. Галина. – М. : Связь, 1979. – 394 с.ил
5. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике связи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
- A.Chenakin, Frequency Synthesizers: Concept to Product, Artech House, Boston/London, 2010, 214 p.
6. Odyneiec, Michael, RF and Microwave Oscillator Design, Artech House, Boston/London, 2002, 201 p.
7. Khanna A.P.S. (Paul). Microwave Oscillators: The State of the Technology. An in-depth look at the past, present and future developments of microwave oscillator technology. – Microwave Journal, April 2006,v.49, N4 , p.22.
8. Melvin, William L., Scheer, James A. Principles of Modern Radar Vol. II: Advanced Techniques: SciTech Publishing, Edison, NJ, 2013, p.836.

## КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ПОТОКОВ ВНУТРИ РАБОЧЕЙ КАМЕРЫ МИКРОТУРБИНЫ ДЛЯ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КОНСТРУКЦИИ ТУРБОАГРЕГАТА

Крот А.М.<sup>1</sup>, Ткачева П.П.<sup>2</sup>, Демко В.М.<sup>1</sup>, Спагар И.Н.<sup>3</sup>

<sup>1</sup>ОИПИ НАН Беларуси, <sup>2</sup>БГУ, <sup>3</sup>ООО «Промпривод»

При разработке различных типов энергетических машин с целью улучшения их эксплуатационных характеристик важное значение имеет построение адекватных компьютерных моделей движения аэродинамических потоков в проточных частях микротурбины с целью определения наиболее оптимальной геометрической формы корпуса микротурбины и каналов, положения дефлекторов (лопаток) в сопловых каналах [1].

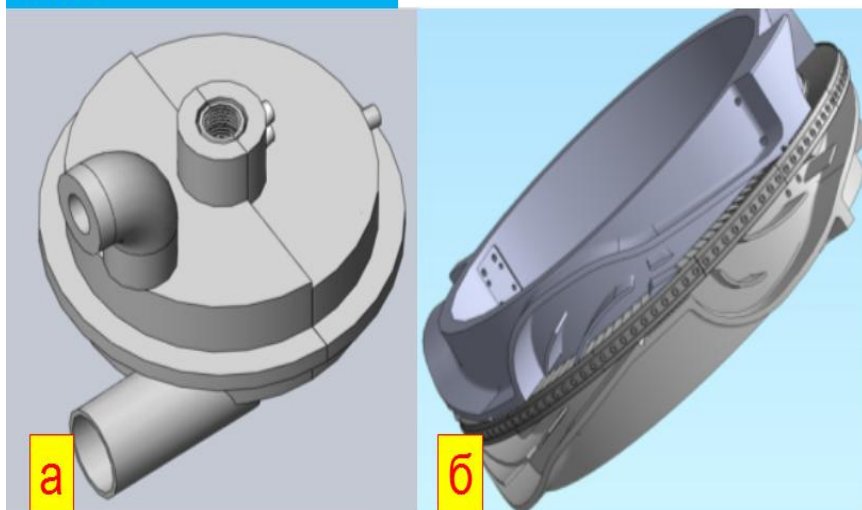
Данная работа посвящена компьютерному моделированию потоков перегретого пара средствами программного комплекса STAR-CCM+ и оцениванию на его основе коэффициента полезного действия (к.п.д.) с целью усовершенствования конструкции турбоагрегата.

Предварительным этапом процесса компьютерного моделирования является создание по чертежам 3-мерной конструкторской модели турбоагрегата, что осуществляется в одном из известных программных комплексов инженерного анализа: SolidWorks, Pro/ENGINEER, Unigraphics NX и т.п. В частности, конструкторские 3D-модели микротурбин, изготавливаемые ООО «Промпривод», были созданы в программном комплексе SolidWorks.

Следующим этапом является передача (импорт) геометрии в программный комплекс вычислительной газогидродинамики STAR-CCM+ [2]. Твердотельная модель микротурбины после импорта показана на рисунке 1 и состоит из рабочего колеса, поворотного-сопловых каналов, а также входа (снизу) и выхода (сверху) конструкции (рисунок 1а). Система поворотного-сопловых каналов (ПСК) микротурбины состоит из шести ступеней, каждая из которых содержит по три сопловые лопатки (дефлекторы), объединенные в поворотного-сопловую диафрагму (ПСД). Далее, для построения расчётной сетки необходимо выделить объем, занимаемый рабочим телом (паро-водяным потоком). Другими словами, из большего по сравнению с размерами конструкции объема вычитаются области, занимаемые конструктивными элементами, а оставшиеся части будут моделью объема [2], занимаемого рабочим телом (рисунок 1б).



**Лаборатория моделирования  
самоорганизующихся систем ОИПИ НАН  
Беларуси**



*Рисунок 1 – а) полная геометрическая твердотельная модель микротурбины,  
б) выделенная часть рабочей камеры, включающая поворотнo-сопловые каналы и рабочее  
колесо*

Затем осуществляется генерация конечно-элементной расчётной сетки. Требуемый средний размер ячейки определяется исходя из минимальной величины зазоров, либо характерных элементов, присутствующих в модели. Однако важно учесть то обстоятельство, что помимо основного рабочего объема проточных частей будет дополнительно сгенерирован пристеночный слой, толщиной в несколько ячеек, который может существенно увеличить общее число ячеек. Для данного типа микротурбины речь идет о расстоянии между лопатками рабочего колеса и внешней стенкой колеса ПСД. В частности, были получены следующие конечно-элементные модели: примерно 1 500 000 ячеек для рабочей камеры колеса, около 770 000 ячеек для входной части, 880 000 ячеек для выходной части. Данные расчетные сетки должны объединяться посредством создания интерфейсных областей между вращающимися (колесо) и неподвижными (входная и выходная части) элементами в соответствии с нестационарной моделью "подвижная сетка" (Moving Grid), либо в стационарной постановке задачи с использованием модели "подвижная система координат" (Moving reference frame) (рисунок 2).

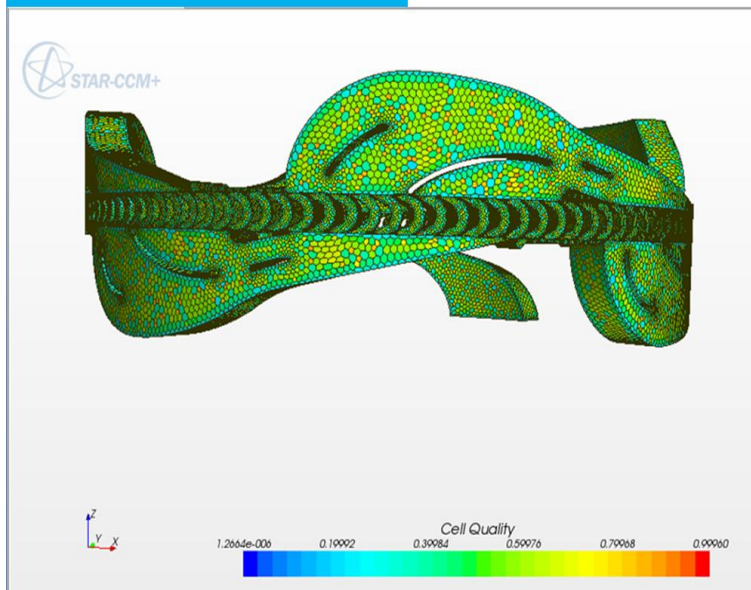


Рисунок 2 – Результат синтеза и проверки объемной сетки проточных частей микротурбины (сеточная модель в сборке)

В результате анализа результатов компьютерного моделирования выявлены нежелательные зоны с вихревым движением потоков перегретого пара вместо ламинарного движения в камере микротурбины (рисунок 3а,в). В этих зонах наблюдалось не только попятное движение, но и существенные потери скоростного напора потока, т.е. за счет диссипации кинетической энергии пароводяного потока в стационарном вихре скорость уменьшалась с  $v \approx 143$  м/с до  $v \approx 1,5$  м/с, что привело к уменьшению общего к.п.д. микротурбины. Кроме того, были обнаружены области утечки пара, которые также приводят к уменьшению кинетической энергии основного потока и могут способствовать появлению вихревых зон в ступенях микротурбины (рисунок 3 б).

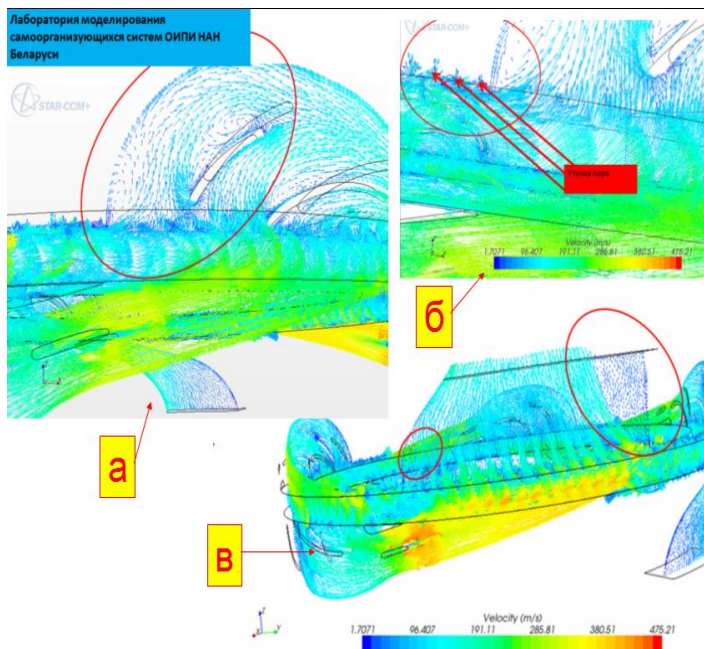


Рисунок 3 – Сечение картины распределения векторов скоростей движения пароводяных потоков в действующей конструкции микротурбины: а) на уровне, соответствующему диаметру  $D_2=0,69$  м (4-я ступень); б) на уровне, соответствующему диаметру  $D_2=0,69$  м (система выхода), в) на уровне, соответствующему диаметру  $D_1=0,75$  м (зоны утечки пара)

С целью устранения данной проблемы реализована модификация сопловых решеток рабочей камеры микротурбины на основе электронных конструкторских 3D-моделей в среде программного комплекса STAR-Design. В частности, обнаружено ослабление зон завихренности в модифицированных проточных частях камеры микротурбины при повороте каждой третьей сопловой решетки на  $-3^\circ$  по оси Oz во всех ступенях микротурбины.

На рисунке 4 изображена картина поля скоростей внутри проточных частей корпуса рабочей камеры модифицированной микротурбины после проведения компьютерного моделирования на основе программного комплекса STAR-CCM+, из которой видно, что в результате принятых мер по изменению проточных частей микротурбины удалось практически полностью устранить паразитные вихревые зоны.

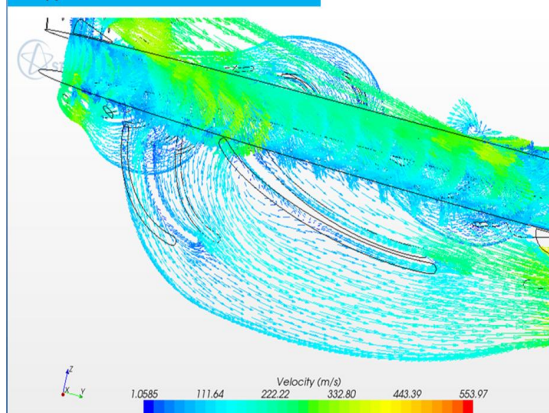
Лаборатория моделирования  
самоорганизующихся систем ОИПИ НАН  
Беларуси

Рисунок 4 – Картина распределения скорости внутри проточных частей корпуса рабочей камеры модифицированной микротурбины (сечение на уровне, соответствующем диаметру  $D2=0,69$  м)

С использованием результатов компьютерного моделирования разработана методика оценивания энергетических потерь в проточных частях корпуса микротурбины, включающая термодинамический и газодинамический расчет к.п.д. микротурбины. В результате установлено, что к.п.д. микротурбины приблизительно оценивается величиной 55 % и подтверждается результатами натурных (стендовых) испытаний. Следует отметить, что с изменением числа оборотов меняется и к.п.д.: в стационарном режиме работы микротурбина вращается со скоростью 3000 об/мин, поэтому ее к.п.д. составляет 55%.

В результате внедрения на ООО «Промпривод» интегрированной информационной технологии поддержки процессов проектирования новых типов энергетических машин (турбогенераторов малой мощности) с применением средств компьютерного аэродинамического моделирования и натурных испытаний экономия материальных ресурсов за 2014-2016 годы составила 237,268 тыс. дол. США.

### Список литературы:

- 1 Вычислительная аэрогидродинамика в машиностроении / А.М. Крот [и др.] // Наука и инновации. – 2009. – № 9(79). – С. 34-38.
- 2 Крот, А.М. Компьютерное моделирование пароводяных потоков внутри рабочей камеры микротурбины и оценивание коэффициента полезного действия для усовершенствования конструкции турбоагрегата / А.М. Крот, П.П. Ткачева, И.Н. Спагар // Информатика. – 2017. - №. 2(54).



УДК 621.316.7: 621.382

## ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ ПРИ УПРАВЛЕНИИ ДВУХФАЗНЫМИ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Ледник Г.В.  
«ОКБ ТСП»

**Введение.** В военной технике в системах автоматического управления (САУ) нашли широкое применение двухфазные асинхронные двигатели (ДАД). Такие двигатели обладают рядом достоинств [1]: малый момент инерции и высокое быстродействие (электромеханическая постоянная времени варьирует в пределах 10–150 мс); незначительное индуктивное сопротивление ротора (механические и регулировочные характеристики обладают хорошей линейностью); высокая чувствительность и малое напряжение трогания (малый момент инерции и отсутствие радиальных сил притяжения полого немагнитного ротора к статору). Особенностью ДАД является то, что на его статоре располагаются две распределенные обмотки, сдвинутые в пространстве на  $90^\circ$ . Одна из обмоток называется обмоткой возбуждения (ОВ), а вторая – обмоткой управления (ОУ). Для возникновения вращающего момента двигателя на обмотки ДАД подают напряжения  $V_{OU}$  и  $V_{OV}$ , сдвинутые по фазе друг относительно друга, которые формируются специальной схемой включения [2]. Применение ДАД вызывает ряд вопросов к схемам включения, способам управления [3], качеству напряжений питающих обмотки двигателя и поэтому в дальнейшем они будут рассмотрены более подробно.

### 1. Схема включения обмоток ДАД

Для управления скоростью вращения ротора ДАД используют различные схемы включения его обмоток [4, 5]: однофазный мостовой и полумостовой инверторы; двухфазный мостовой инвертор (рисунок 1, а); двухфазный полумостовой инвертор (рисунок 1, б). В настоящее время все чаще применяется схема питания обмоток ДАД от трехфазного инвертора с мостовым выпрямителем [6, 7] (рисунок 1, в). Однофазные инверторы при управлении ДАД на низких скоростях имеют ряд существенных недостатков в сравнении с двухфазными инверторами, таких как, низкие эффективность и средний момент, большие пульсации момента и скорости вращения ротора [6], поэтому не применяются в современных САУ. Двухфазные и трехфазные инверторы позволяют реализовать все известные способы управления ДАД: амплитудный, фазовый, частотный, векторное управления и их комбинации [8, 9, 10]. Управление этими схемами осуществляется в цифровом виде, а выходные напряжения и токи, питающие обмотки ДАД, представляют собой широтно импульсно модулированные (ШИМ) последовательности импульсов, которые в общем случае не являются синусоидальными при этом появляются различные отличные от основной гармоники напряжения и тока, которые вызывают такие нежелательные эффекты, как увеличение энергетических потерь, уменьшение момента на валу, пульсации вращающегося момента и скорости двигателя, поэтому требуется провести сравнительный анализ гармонического состава ШИМ напряжений сформиро-

ванных различными типами инверторов и особое внимание уделить его изменению при регулировании.

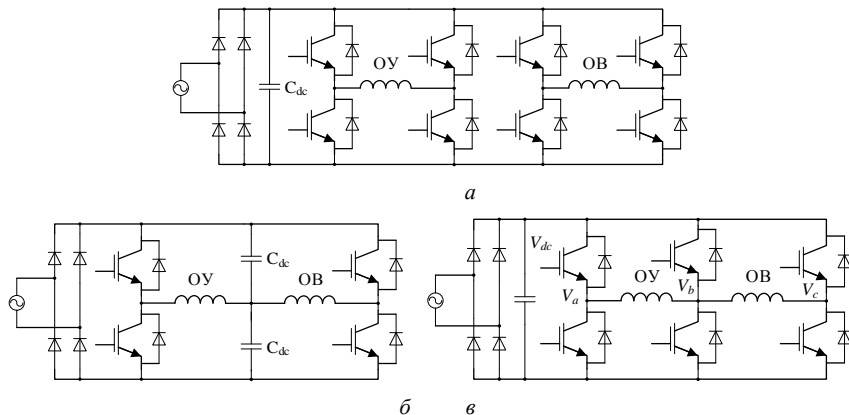


Рисунок 1– Схемы включения: а) двухфазный мостовой инвертор; б) двухфазный полумостовой инвертор; в) трехфазный инвертор

Двухфазный мостовой и полумостовой инверторы, представленные на рисунках 1, а и 1, б, широко описаны в литературе [4].

Инвертор (рисунок 1, в) содержит шесть ключевых элементов КЭ обеспечивающих питание обоих обмоток. Первая и третья пары КЭ используются при регулировании скорости вращения ротора ДАД. Вторая пара КЭ является общей для обеих обмоток и поэтому при регулировании ДАД амплитуда и фаза в ней не изменяются. Схема позволяет реализовать как однообмоточное (ОУ или ОВ), так и двухобмоточное (ОУ и ОВ) регулирование. Используя векторно-аналитический способ ранее были получены выражения для раздельного и независимого двухобмоточного регулирования ДАД при использовании трехфазного инвертора [11].

## 2. Регулирование скорости вращения ротора ДАД

В трехфазном инверторе (рисунок 1, в) напряжение в обмотке управления образуется за счет вычитания из напряжения первой пары КЭ напряжения второй пары КЭ ( $V_{OY} = V_a - V_b$ ). Напряжение в обмотке возбуждения образуется за счет вычитания из напряжения третьей пары КЭ напряжения второй пары КЭ ( $V_{OV} = V_c - V_b$ ). Следовательно, напряжения ( $V_a, V_b, V_c$ ) на выходе полумостовых инверторов (пар КЭ) являются опорными модулирующими, а выходные напряжения ( $V_{OY}, V_{OV}$ ) – питающими.

Аналитическую зависимость модулирующих и питающих напряжений можно изобразить с помощью векторов в произвольной системе координат. При регулировании опорное модулирующее напряжение вектора  $V_b$  остается без изменений, а амплитуды  $V_a, V_c$  и фазы  $\varphi_a, \varphi_c$  изменяются таким образом, чтобы получить регулируемые амплитуды напряжений  $V_{OY}$  и  $V_{OV}$  (при сохранении фазового сдвига  $90^\circ$  между ними) (рисунок 2):



$$\begin{aligned} V_{OY.i} &= V_{a.i} - V_b = M_1 \sqrt{2} V_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{4} \right); \\ V_{OB.i} &= V_b - V_{c.i} = M_2 \sqrt{2} V_m \sin \left( \omega t + \frac{3\pi}{4} \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $M_1, M_2$  – индекс модуляции ( $0 \leq M_1 \leq 1, 0 \leq M_2 \leq 1$ ).

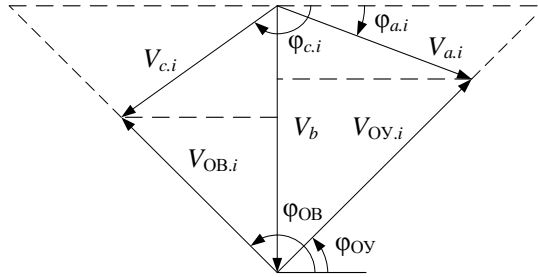


Рисунок 2 – Модулирующие и питающие обмотки ДАД напряжения в трехфазном инверторе при регулировании

Уравнения для опорных модулирующих напряжений при регулировании ДАД имеют вид [11]:

$$V_{a.i} = V_b + V_{OY.i} = V_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) + M_1 \sqrt{2} V_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{4} \right); \quad V_b = V_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right); \quad (2)$$

$$V_{c.i} = V_b - V_{OB.i} = V_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) - M_2 \sqrt{2} V_m \sin \left( \omega t + \frac{3\pi}{4} \right).$$

Выражения (2) позволяют обеспечить раздельное и независимое двухобмоточное регулирование ДАД, при котором амплитуды напряжений  $V_{OY.i}$  и  $V_{OB.i}$  питающих обмотки двигателя в зависимости от индексов модуляции  $M_1$  и  $M_2$  могут изменяться в пределах  $0 \dots \sqrt{2} V_m$ , при неизменном фазовом сдвиге между ними, равном  $90^\circ$ .

С учетом напряжения звена постоянного тока  $V_{dc}$  уравнение (2) запишется в виде (3)

$$\begin{aligned} V_{OY.i} &= V_{a.i} - V_b = \frac{\sqrt{2} M_1 V_{dc}}{2} \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{4} \right); \\ V_{OB.i} &= V_b - V_{c.i} = \frac{\sqrt{2} M_2 V_{dc}}{2} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{4} \right); \end{aligned} \quad (3)$$

Модулирующие напряжения для двухфазного полумостового инвертора (рисунок 1, б) имеют вид (4) [6]

$$V_a = V_{m1} \sin \omega t; \quad V_b = V_{m2} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (4)$$

где  $V_a$  и  $V_b$  – опорные модулирующие напряжения фаз  $a$  и  $b$ ;  $V_{m1}$  и  $V_{m2}$  – амплитуды напряжений.

С учетом напряжения ЗПТ  $V_{dc}$  и индексов модуляции обмоток управления  $M_1$  и возбуждения  $M_2$  получим (5)

$$V_{OY} = \frac{M_1 V_{dc}}{2} \sin \omega t ; V_{OB} = \frac{M_2 V_{dc}}{2} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (5)$$

Модулирующие напряжения для двухфазного мостового инвертора (рисунки 1, а) имеют вид (6) [6]

$$\begin{aligned} V_{a,1} &= V_{m1} \sin \omega t ; V_{a,2} = V_{m1} \sin \omega t - \pi ; \\ V_{b,1} &= V_{m2} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) ; V_{b,2} = V_{m2} \sin \left( \omega t - \frac{3\pi}{2} \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Питающие напряжения для данного инвертора имеют вид (7)

$$V_{OY} = V_{a,1} - V_{a,2} = M_1 V_{dc} \sin \omega t ; V_{OB} = V_{b,1} - V_{b,2} = M_2 V_{dc} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (7)$$

Двухфазный полумостовой инвертор с мостовым выпрямителем может генерировать только двухуровневые ШИМ последовательности, что приводит к возникновению большого числа гармоник в спектре сигнала и дополнительным потерям в двигателе. Двухфазный мостовой инвертор с мостовым выпрямителем имеет лучший гармонический состав ШИМ напряжений, но является наиболее дорогим, кроме того обладает большими коммутационными потерями и потерями проводимости, чем трехфазный инвертор [6, 7].

Следует заметить, что напряжение  $V_{dc}$  в звене постоянного тока ЗПТ необходимо выбирать с учетом номинальных значений напряжений питающих обмотки ДАД и обычно [6]  $V_{dc} = 2V_m$ ,  $V_{OYH} = V_{OBN} = \sqrt{2}V_m$ . Полученные модулирующие напряжения  $V_{a,i}$ ,  $V_b$  и  $V_{c,i}$  используются в качестве функций построения, для создания многократных ШИМ напряжений питающих обмоток двигателя. Регулирование ДАД осуществляют путем изменения параметров ШИМ импульсов [5, 12–14] и при максимальном сигнале обеспечивают равенство амплитуды первой гармоники напряжению звена постоянного тока  $V_1 = V_{dc}$ . Кроме того, величина напряжения  $V_{dc}$  определяется параметрами источника питания и мостового выпрямителя, которые влияют на пульсацию этого напряжения, что следует учитывать при выборе емкости фильтра.

Кроме формирования модулирующих опорных напряжений для сравнительного анализа необходимо выбрать форму ШИМ напряжений.

### 3. Выбор формы ШИМ напряжений для различных типов инверторов

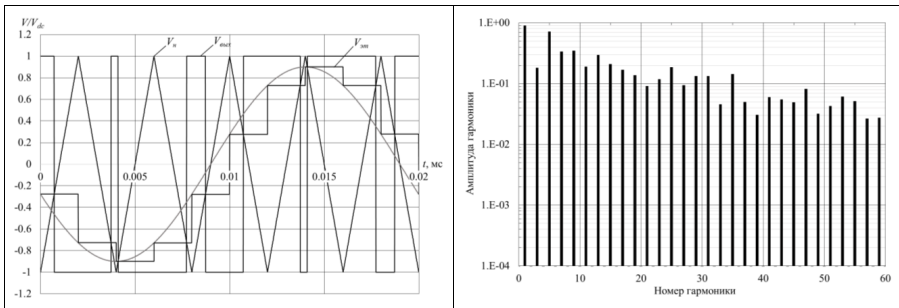
Обычно в процессе регулирования ДАД на его обмотках формируют двух- или трехуровневые ШИМ напряжения, форму которых необходимо выбрать. Ту или иную форму напряжений создают для исключения определенного количества гармоник, ближайших к основной. При этом предполагается, что не исключенные высокочастотные гармоники не влияют на работу двигателя, или отфильтровываются специальными выходными фильтрами.





К наиболее часто используемым формам напряжений относят: однократную и многократную ШИМ последовательности [5, 15]. На практике наибольшее распространение находят многократные равномерные ШИМ [15], полученные с использованием различных функций построения ступенчатой, трапециевидальной или синусоидальной [12-14]. Кроме указанных форм напряжений применяют асимметрично регулярно-дискретизированную ШИМ с треугольной формой несущего напряжения, прямую асимметричную ШИМ и др. [5]. Причем, регулирование ДАД осуществляют путем изменения индексов модуляции  $M_1$ ,  $M_2$  опорных модулирующих напряжений (2) в диапазоне  $M_i = 0 - 1$ .

В качестве примера рассмотрим напряжение асимметричной регулярно-дискретизированной ШИМ с несущим сигналом треугольной формы при индексе модуляции  $M_i = 0,9$  и отношении частот несущего и модулирующего сигналов  $f_c/f_o = 5$ , а также его спектр в логарифмическом масштабе, которые представлены на рисунках 3, 4 и 5, соответственно, для двухфазного полумостового, двухфазного мостового и трехфазного инверторов.

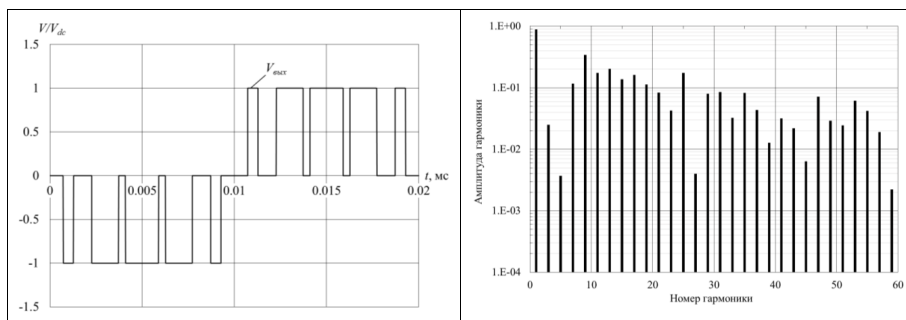


а б

а – формирование выходного напряжения; б – спектральный состав

Рисунок 3 – Асимметричная регулярно-дискретизированная ШИМ в двухфазном полумостовом инверторе

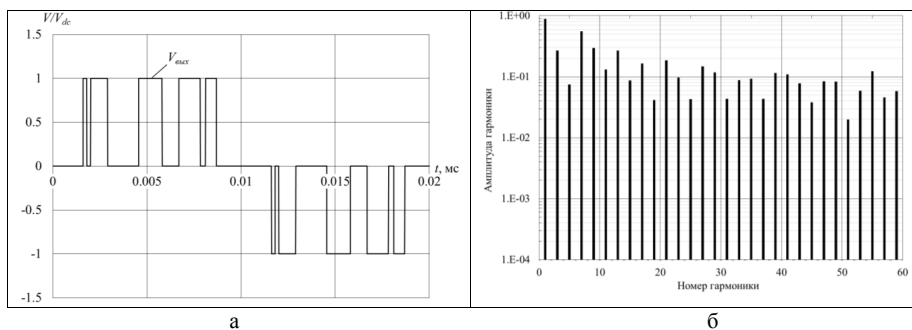
Из рисунка 3, б следует, что в сигнале присутствуют все нечетные гармоники с номерами  $n = 1, 3, 5, \dots$ . Ближайшие к основной гармоники имеют амплитуды: 18,2% с номером  $n = 3$ ; 71,2% с номером  $n = 5$ ; 33,7% с номером  $n = 7$  и 34,8% с номером  $n = 9$ .



*а – выходное напряжение; б – спектральный состав*

*Рисунок 4 – Асимметричная регулярно-дискретизированная ШИМ в двухфазном мостовом инверторе*

Из рисунка 4, б следует, что в сигнале присутствуют все нечетные гармоники с номерами  $n = 1, 3, 5, \dots$ . Ближайшие к основной гармонике имеют амплитуды: 2,5% с номером  $n = 3$ ; 0,37% с номером  $n = 5$ ; 11,6% с номером  $n = 7$ ; 34,25% с номером  $n = 9$ .



*а – выходное напряжение; б – спектральный состав*

*Рисунок 5 – Асимметричная регулярно-дискретизированная ШИМ в трехфазном инверторе*

Из рисунка 5, б видно, что в спектре присутствуют все нечетные гармоники с номерами  $n = 1, 3, 5, \dots$ . Ближайшие к основной гармонике имеют амплитуды: 26,9% с номером  $n = 3$ ; 7,4% с номером  $n = 5$ ; 55,8% с номером  $n = 7$ ; 29,5% с номером  $n = 9$ .

При использовании ШИМ напряжений и получении его спектра важным является оценка его гармонического состава не только при определенном индексе модуляции, но и при регулировании.



#### 4. Оценка гармонического состава ШИМ напряжений при регулировании

Для оценки гармонического состава ШИМ напряжений и приближения их к синусоидальной форме, применяют различные критерии [5, 16].

Коэффициент [16] гармоник (иначе называемый коэффициентом искажения синусоидальности кривой)  $K_{Gu} = \sqrt{\sum_{n \neq 1} V_n^2 / V_1^2}$ , где  $V_n$  – амплитуда (действующее значение) напряжения  $n$ -й гармоники;  $V_1$  – амплитуда (действующее значение) напряжения первой гармоники.

Иногда, вместо коэффициента гармоник, используют коэффициент суммарных гармонических искажений (Total Harmonic Distortion –  $THD$ ). Для случая симметричности положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения, когда будут отсутствовать постоянная составляющая и четные гармоники спектра, выражение для определения  $THD$  [5] имеет вид:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_n / V_1^2}.$$

Также интерес представляет коэффициент суммарных гармонических искажений тока, так как он в большей степени связан с потерями, выходной мощностью и т.д. Форма выходного тока зависит от характера нагрузки и для анализа его гармонического состава, при отсутствии постоянной составляющей,

применяют коэффициент  $THD_i = \frac{1}{\omega_1 L} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n / n^2}$ , где  $\omega_1$  – угловая частота первой (основной) гармоники выходного тока. Если в качестве нагрузки выступает электрический двигатель, индуктивность  $L$  берется как общая индуктивность рассеяния (статора и ротора).

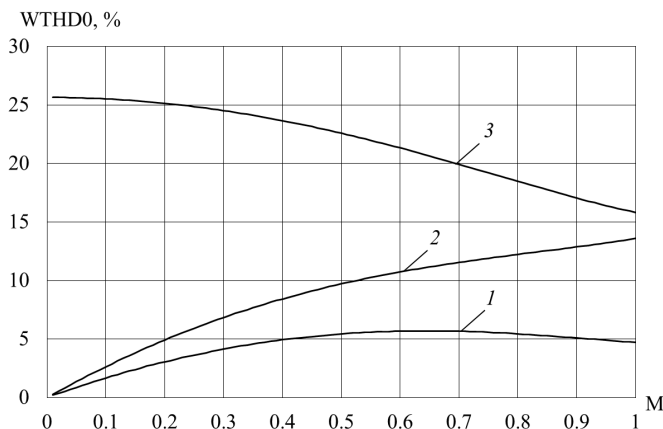
После нормирования  $THD_i$  по величине  $V_1 / \omega_1 L$  образуется взвешенный коэффициент суммарных гармонических искажений  $WTHD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n / n^2}$ .

При регулировании инвертором, напряжение  $V_{dc}$  в ЗПТ остается постоянным, в то время как первая гармоника  $V_1$  изменяется. С другой стороны, высшие гармоники изменяются относительно слабо и в результате коэффициенты  $THD$  и  $WTHD$  изменяются в очень широких пределах.

В случае, когда индекс модуляции  $M$  стремится к нулю, коэффициенты  $THD$  и  $WTHD$  стремятся к бесконечности, что приводит к неудобству использования данных коэффициентов. Эту проблему решают путем нормирования  $WTHD$  параметром, инвариантным к изменению индекса модуляции, в качестве которого [5] используют напряжение  $V_{dc}$  инвертора. В результате образуется нормированный взвешенный коэффициент суммарных гармонических искажений

$$WTHD_0 = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} V_n / V_{dc}^2}.$$

Используя выражения (1), (5), (7) и коэффициент  $WTHD0$  были получены графики (рисунок 6) и проведена оценка гармонического состава ШИМ напряжений формируемых различными типами инверторов (рисунок 1) при регулировании  $M_i = 0 \dots 1$ . С учетом общепринятой практики [5] оценка качества двух- и трехуровневых ШИМ напряжений осуществлена по первым 60-ти гармоникам.



1 – двухфазный мостовой инвертор; 2 – трехфазный инвертор; 3 – двухфазный полумостовой инвертор

Рисунок 6 – Коэффициент  $WTHD0$  при регулировании  $M_i = 0 \dots 1$  и  $f_c/f_o = 5$

Анализируя рисунок 6 можно увидеть, что коэффициент  $WTHD0$  в процессе регулирования не остаются постоянными, а изменяются по нелинейному закону. При индексе модуляции  $M_i = 1$  коэффициент  $WTHD0$  равен 15,8% для двухфазного полумостового инвертора, 13,59% для трехфазного инвертора и 4,73% для двухфазного мостового инвертора.

Также по-разному изменяется коэффициент  $WTHD0$  в различных инверторах при уменьшении индекса модуляции ( $M_i \rightarrow 0$ ). Так уменьшение индекса модуляции в двухфазном полумостовом инверторе приводит к увеличению коэффициента  $WTHD0$  и при  $M_i = 0$  он становится равным 25,65%. Это объясняется тем, что при отсутствии сигнала управления ( $M_i \approx 0$ ) выходное напряжение (рисунок 3, а) превращается в знакопеременную последовательность с одинаковыми площадями положительного и отрицательного напряжений за период несущего напряжения. В результате возникают пульсации тока в обмотках ДАД и ухудшается гармонический состав напряжений.

В двухфазном мостовом и трехфазном инверторах при уменьшении индекса модуляции происходит уменьшение коэффициента  $WTHD0$  (он стремится к нулю). Наличие нулевого уровня в выходных напряжениях (рисунки 4, а и 5, а) при нулевом сигнале управления ( $M_i \approx 0$ ) приводит к отсутствию пульсаций тока в обмотках ДАД и улучшению гармонического состава напряжений по сравнению с двухфазным полумостовым инвертором [6].



## Заключение

В результате рассмотрения схем питания обмоток ДАД и оценки гармонического состава ШИМ напряжений при регулировании можно выделить такие особенности трехфазного инвертора, как наличие трех уровней в выходных напряжениях, меньшее количество ключевых элементов, меньшие коммутационные потери и потери проводимости, по сравнению с двухфазным мостовым инвертором. Однако, трехфазный инвертор при индексе модуляции  $M = 1$  обеспечивает работу ДАД при напряжении равном 0,71 от номинального, тогда как двухфазный мостовой инвертор обеспечивает номинальный режим работы ДАД. Поэтому при использовании трехфазного инвертора необходимо повышать напряжение в ЗПТ с помощью полумостового выпрямителя, что приводит к увеличению пульсации напряжения  $V_{dc}$  и необходимости увеличения емкости фильтра промежуточного звена. Таким образом, трехфазный инвертор обладает большей универсальностью, так как позволяет управлять двух- и трехфазными двигателями, но имеет худший гармонический состав при регулировании и меньшее выходное напряжение, чем в двухфазном мостовом инверторе.

## Список литературы:

1. Арменский, Е.В. Электрические микромашины : учеб. пособие / Е.В. Арменский, Г.Б. Фалк. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1975. – 240 с.
2. Хрущев, В.В. Электрические машины систем автоматики / В.В. Хрущев. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 368 с.
3. Гостев, В.И. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: справочник / В.И. Гостев, В.К. Стеклов. – Киев: Радиоаматор, 1998. – 704 с.
4. Ba-thunya, A.S. Single phase induction motor drives – a literature survey / A.S. Ba-thunya, R. Khopkar, K. Wei, H.A. Toliyat // IEEE International Electric machines and drives conf., Cambridge, 17–20 June 2001. – 2001. – P. 911–916.
5. Holmes, D.G. Pulse width modulation for power converters : principles and practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – Piscataway : IEEE Press, 2003. – 744 p.
6. Sinthusonthisat, S. A simplified modulation strategy for three-leg voltage source inverter fed unsymmetrical two-winding induction motor / S. Sinthusonthisat, N. Chuladaycha // Journal of Electrical Engineering and Technology. – 2013. – Vol. 8, No. 6. – P. 1337–1344.
7. Jemli, M. Sensorless indirect stator field orientation speed control for single-phase induction motor drive / M. Jemli, H.B. Azza, M. Boussak, M. Gossa // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, No. 6. – P. 1618–1627.
8. Брускин, Д.Э. Электрические машины и микромашины / Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович, В.С. Хвостов. – 3-е изд., перер. и доп. – М.: Высш. шк., 1990. – 528 с.
9. Gajare, A.M. A review on speed control techniques of single phase induction motor / A.M. Gajare, N.R. Bhasme // International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering. – 2012. – Vol. 2, No. 5. – P. 33–39.
10. Mohamed, M.B. Speed sensorless vector control of single phase induction motor / M.B. Mohamed, M. Jemli, M. Boussak, M. Gossa // Journal of Automation & Systems Engineering. – 2008. – Vol. 2, No. 2. – P. 3–16.



11. Ледник, Г.В. Особенности питания обмоток двухфазного асинхронного двигателя от трехфазного инвертора с мостовым выпрямителем / Г.В. Ледник // Новости науки и технологий. – 2015. – № 3 (34). – С. 53–59.
12. Стрижнев, А.Г. Спектральный анализ напряжений питающих электродвигатель переменного тока / А.Г. Стрижнев, Ю.Н. Петренко, Г.В. Ледник // Энергетика – Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. – 2010. – № 5. – С. 25–30.
13. Стрижнев, А.Г. Синтез напряжений многократных равномерных ШИМ, созданных по ступенчатым функциям построения / А.Г. Стрижнев, Г.В. Ледник // Энергетика – Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. – 2011. – № 5. – С. 24–30.
14. Стрижнев, А.Г. Синтез напряжений многократных ШИМ, созданных по трапецеидальной и синусоидальной функциям построения / А.Г. Стрижнев, А.Н. Русакович // Энергетика – Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. – 2013. – № 1. – С. 32–40.
15. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
16. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. – 632 с.



УДК 629.7

## ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИНЕРЦИАЛЬНО-СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ НАВЕДЕНИЯ ВЫСОКОТОЧНОГО ОРУЖИЯ

Малкин В.А., Мелец А.Ф., Иванишин П.В., Сенько А.Я.

РПУП «Завод точной электромеханики».

В современных и перспективных образцах высокоточного оружия (тактические и оперативно-тактические ракеты, управляемые авиабомбы и т.д.) широкое распространение получают инерциально-спутниковые системы наведения. Анализ команд наведения, формируемых в таких системах на основе определения координат центра масс ракеты и составляющих ее линейной скорости, показывает, что при уменьшении дальности до цели существенно возрастает флуктуационная составляющая ошибки команды наведения. Аналогичное явление наблюдается при наведении ракет с радиолокационными ГСН на цели, отраженный сигнал которых флуктуирует по угловым координатам (блуждание центра отражения цели). На рисунке 1 представлены реализации команды управления тактической ракеты при наведении на неподвижную цель, из которых видно, что флуктуационная составляющая команды существенно растет при приближении ракеты к цели.

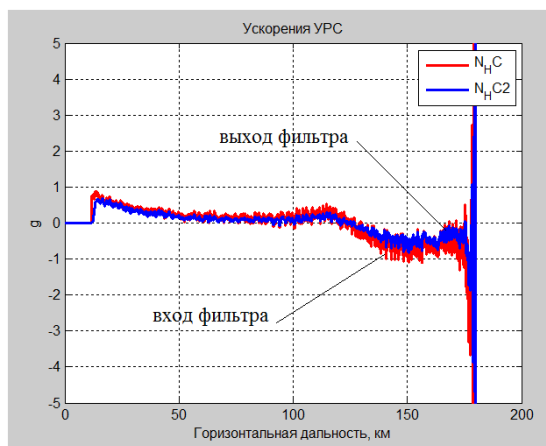


Рисунок 1 – Реализации команды управления

Увеличение флуктуационной ошибки команды управления на конечном участке наведения приводит к существенному увеличению дисперсии промаха. Для снижения флуктуационной составляющей промаха могут быть использованы различные варианты фильтров сглаживания, используемых в контуре наведения ракеты.

В докладе анализируется возможность снижения флуктуационной составляющей промаха путем применения в контуре наведения двухэтапного

адаптивного фильтра калмановской структуры с адаптацией коэффициентов фильтра к изменению дисперсии входного сигнала [1].

В двухэтапном адаптивном алгоритме оценивания, приведенном в работе [1], изменение коэффициента преобразования фильтра Калмана осуществляется по результатам статистической обработки невязок измерений на скользящем интервале, предшествующем моменту формирования оценки и содержащем  $N$  тактов измерения.

Синтез алгоритма фильтрации команд управления проведен с допущением о том, что команды в плоскостях управления являются независимыми. Поэтому в дальнейшем рассматривается один канал управления. Кроме того, предполагается, что перегрузка цели равна нулю, так как наведение осуществляется на неподвижную наземную цель.

С учетом этих допущений и при использовании в качестве метода наведения метода пропорциональной навигации априорная математическая модель изменения требуемой управляющей перегрузки ракеты (команды управления) может быть получена из уравнения кинематического звена [3]:

$$\dot{n}_c = -\frac{1}{T_c} n_c + \xi, \quad (1)$$

где  $T_c = \frac{2T_{кз}}{N_0 - 2}$  - эквивалентная постоянная времени в модели команды,

$T_{кз} = \frac{D}{2|\dot{D}|}$  - постоянная времени кинематического звена,

$D, \dot{D}$  - текущая дальность и скорость сближения ракеты и цели,

$N_0$  - навигационная постоянная в методе наведения,

$\xi$  - центрированный гауссовский белый шум с известной интенсивностью.

Разностный эквивалент уравнения (1) будет иметь вид:

$$n_c(k+1) = \Phi(k+1, k) n_c(k) + \xi(k), \quad (2)$$

где  $\Phi(k+1, k) = (1 - \frac{\Delta t}{T_c}) = \alpha$  - коэффициент перехода системы,

$\Delta t$  - шаг дискретизации.

Для модели процесса (2) и уравнения измерений  $z(k) = n_c(k) + \eta(k)$  разностные уравнения для оценки команды управления записывается в следующей форме:

$$\begin{aligned} \tilde{n}(k+1) &= (1 - \frac{\Delta t}{T_c}) \tilde{n}(k), \\ \tilde{n}(k+1) &= (1 - \frac{\Delta t}{T_c}) \tilde{n}(k) + K(k+1)[z(k+1) - \tilde{n}(k+1)], \\ K(k+1) &= \frac{P(k+1)}{R(k+1)}, \end{aligned} \quad (3)$$





где  $\tilde{n}(k)$  - априорное значение оценки на  $k$ -м шаге,  
 $P(k)$  - дисперсия ошибки оценивания,  
 $R(k)$  - дисперсия шума измерения.

Коэффициент преобразования фильтра  $K(k)$  зависит от отношения дисперсии ошибки оценивания к дисперсии шума измерения. В работах [1,4] показано, что информация об этих величинах содержится в дисперсии и взаимном ковариационном моменте невязок измерений  $\nu(k) = z(k) - \tilde{n}(k)$ .

Используя соотношения, приведенные в работе [1], получим систему уравнений, связывающих вероятностные моменты невязок измерений с параметрами, входящими в формулу для коэффициента преобразования фильтра:

$$\begin{aligned} M[\nu^2(k)] &= P(k) + R(k), \\ M[\nu(k)\nu(k-1)] &= \Phi(k, k-1)P(k-1). \end{aligned} \quad (4)$$

Из уравнений (4) с учетом приближенного равенства  $P(k-1) \approx P(k)$  и соотношения  $\Phi(k+1, k) = (1 - \frac{\Delta t}{T_c}) = \alpha$  получаем формулу для коэффициента фильтра:

$$K(k) = \frac{M[\nu(k)\nu(k-1)]}{\alpha M[\nu^2(k)] - M[\nu(k)\nu(k-1)]}. \quad (5)$$

Таким образом, сглаженная оценка команды управления на каждом шаге получается с использованием соотношений (3) и (5). Оценки дисперсии и ковариационного момента невязок измерений формируются путем статистической обработки результатов измерений на скользящем интервале, содержащем  $N$  шагов обновления оценок. На шаге  $k$  формируется  $N$ -мерный вектор  $L_0^T = [\nu(k-N), \nu(k-N+1), \dots, \nu(k-1), \nu(k)]$ . Далее этот вектор запоминается как вектор  $L_1$  для использования на следующем шаге обновления оценок. Оценки дисперсии и ковариационного момента невязок осуществляются по формулам:

$$\hat{M}[\nu^2(k)] = M_0 = \frac{(L_0^T * L_0)}{N}, \quad (6)$$

$$\hat{M}[\nu(k)\nu(k-1)] = M_1 = \frac{(L_0^T * L_1)}{N}, \quad (7)$$

где  $L_1$  -  $N$ - мерный вектор невязок измерений, запомненный на предыдущем шаге интегрирования.

Из соотношения (5) следует, что при увеличении дисперсии ошибки измерения увеличивается оценка дисперсии невязки  $M_0$  и, следовательно, происходит уменьшение коэффициента усиления фильтра. Уменьшение коэффициента усиления приводит к уменьшению полосы пропускания фильтра и снижению флуктуационной составляющей на выходе (рисунок 1).

Для проверки работоспособности и эффективности предлагаемого алгоритма фильтрации было выполнено моделирование процесса наведения такти-

ческой ракеты на неподвижную наземную цель. Ошибки определения координат и составляющих скорости ракеты моделировались как стационарный гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и постоянной дисперсией. На рисунке 2 представлены траектория полета и характер изменения коэффициента фильтра команды управления в зависимости от дальности полета.

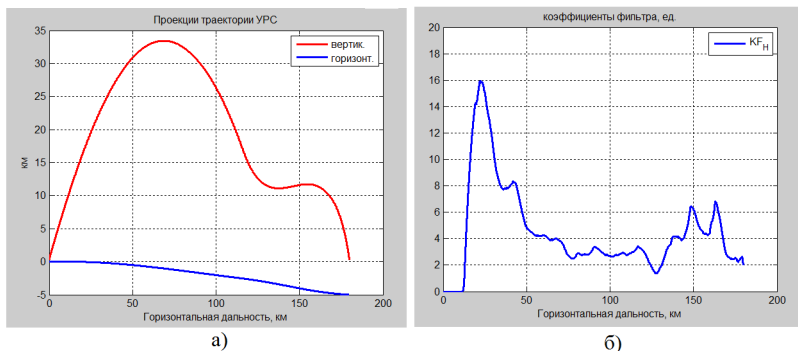


Рисунок 2 – Траектории полета (а) и реализация коэффициента преобразования (б)

Анализ характера изменения коэффициента преобразования фильтра показывает, что алгоритм (3-5) позволяет адаптировать полосу пропускания фильтра к изменению дисперсии команды управления.

Оценка влияния адаптивной фильтрации в контуре управления на точность наведения ракеты проводилась методом статистических испытаний с использованием пространственной имитационной математической модели процесса наведения. Результаты моделирования промаха ракеты в горизонтальной плоскости представлены на рисунке 3.

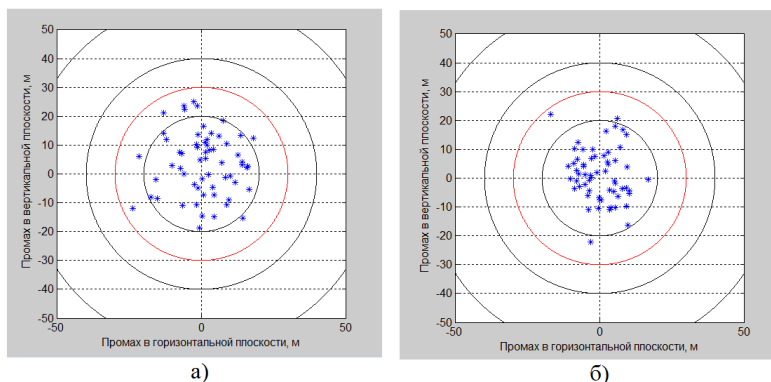


Рисунок 3 – Результаты моделирования промаха ракеты (а) – без адаптивного алгоритма фильтрации, б) – с алгоритмом фильтрации



По результатам численного эксперимента получены значения среднего квадрата промаха  $h = \sqrt{h_x^2 + h_y^2 + \sigma_x^2 + \sigma_y^2}$  для различных дальностей пуска ракеты. В таблице 1 приведены значения величины  $h$  для контура наведения без сглаживающего фильтра и  $h_\phi$  для контура наведения с адаптивным фильтром сглаживания.

Таблица 1 – Средний квадрат промаха ракеты

D, км	60	120	200
$h$ , м	13,65	14,2	15,9
$h_\phi$ , м	12	11,3	10,9

Анализ результатов, представленных в таблице 1, позволяет сделать следующие выводы:

- применение адаптивного фильтра сглаживания в контуре наведения тактической ракеты с инерциально-спутниковой системой наведения позволяет снизить средний квадрат промаха на 12-30% в зависимости от дальности пуска;
- при отсутствии адаптивного фильтра в контуре управления наблюдается рост среднего квадрата промаха при увеличении дальности пуска, тогда как в случае использования предлагаемого алгоритма величина среднего квадрата промаха практически не зависит от дальности пуска.

#### Список литературы:

1. Малкин В.А. Двухэтапные алгоритмы оценивания в системах автосо-  
провождения движущихся объектов / В.А.Малкин // Весн. Нац. акад. навук  
Беларусі. Сер. фіз.-тех. навук. – 1999. - №4. – С.56-59.
2. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А.  
Красовского. – М.: Наука, 1987.
3. Меркулов В.И. Авиационные системы радиоуправления. Т.2. Авиаци-  
онные системы самонаведения / В.И.Меркулов [и др.]; под ред.  
А.И. Канащенкова и В.И.Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 389 с.
4. Кузовков Н.Т. Инерциальная навигация и оптимальная фильтрация /  
Н.Т. Кузовков, О.С. Салычев; - М.: Машиностроение, 1982. – 216 с.



УДК 623.486

## СОСТОЯНИЯ СЕРВИСНОЙ СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ И РЕМОНТА ВОЕННОЙ ПРОДУКЦИИ И ИЗДЕЛИЙ ДВОЙНОГО НАЗНАЧЕНИЯ. ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ И ПУТИ РЕШЕНИЯ

**Пархоменко А. В.**

*СКБ-4 НПО ОО «ОКБ ТСП»*

**Ключевые слова:** *техническое обеспечение, система технического обслуживания и ремонта, сервисный центр*

**Аннотация:** *В статье рассмотрена задача обеспечения технического обслуживания и ремонта ВВТ в месте дислокации воинской части или в территориально удаленном сервисном центре.*

Продажи сложных технических изделий и оборудования предполагают как эффективную предконтрактную работу, результатом которой является взвешенный, финансово и юридически обеспеченный контракт, поставку продукции, ввод ее в эксплуатацию, так и гарантийное и послегарантийное обслуживание и сопровождение контракта. Особенно актуальными являются именно вопросы сервисного обслуживания образцов техники военного и двойного назначения.

Подтверждением важности данного вопроса являются следующие факты и документы:

- «Основы политики Российской Федерации в области авиационной деятельности на период до 2010 года», утверждённые нормативным актом Президента Российской Федерации от 3 февраля 2001 г. № Пр-241;
- Решение коллегии Росавиакосмоса от 26 декабря 2003 г. № 13р об организации базовых, головных и региональных центров технического обслуживания и ремонта (ТОиР);
- создание головного центра по ремонту и обслуживанию вооружения и военной техники ПВО и РКО (ракетно-космической обороны) в составе ГНПО «Гранит», Рязанского производственно-технического предприятия «Гранит» и Восточного оборонного предприятия «Гранит» для приема на заводах-изготовителях техники, ее сборки, настройки и передачи в войска, дальнейшего сопровождения ее в процессе эксплуатации на протяжении всего жизненного цикла вплоть до утилизации;
- Межправительственное соглашение от 2006 г. по созданию российско-белорусский концерн противовоздушной обороны «Росбелконцерн ПВО», являющегося головным по выполнению всех работ по тематике противовоздушной обороны, с российской стороны его учредителем является концерн ПВО «Алмаз-Антей», с белорусской – государственное унитарное предприятие «Агат», в рамках этого совместного предприятия - создание на территории Республики Беларусь сервисного центра по обслуживанию техники ПВО;



– результаты НИР (шифр «Исправность»), выполненной в 2010 г. ОАО «Авиапром» по государственному контракту с Минпромторгом России, где произведен анализ состояния национальной технологической авиаремонтной базы и представлены предложения по её развитию в эффективную сервисную систему ТООР авиационной промышленности инновационного типа;

– формирование информационно-аналитической системы авиационной промышленности, построенной на принципах самодиагностики авиационных комплексов и получении информации о техническом состоянии комплекса по защищённым каналам связи в режиме реального времени с использованием информационно-аналитической системы реального времени «Журавль», включающей комплект бортового и наземного оборудования (система прошла отработку на самолётах МиГ-29 и Су-27);

– создание Всероссийского сервисного центра по тяжелой бронетанковой технике на базе перешедшего от ФГУП «Трансмаш» производства, а на базе собственно конструкторского бюро – единый Всероссийский центр по разработке, производству, модернизации техники для инженерных войск и войск радиационной, химической и биологической защиты;

– намерения концерна ПВО «Алмаз-Антей» по открытию сервисных центров по обслуживанию ранее поставленных систем ПВО в Алжире, Вьетнаме, Индии и Казахстане, сервисных центров по обслуживанию ранее закупленных ЗРС С-300 и ЗРК «Тор-М1» в Китае (со слов заместителя генерального директора по ВЭД концерна ПВО «Алмаз-Антей» Вячеслава Дзиркална на на Airshow China 2014);

– строительство Казахстаном авиационного сервисного центра (ТОО «Казахстанская авиационная индустрия» (Kazakhstan Aviation Industries – KAI), образованное в 2012 г., как филиал государственного оборонного холдинга АО «Национальная компания «Казахстан инжиниринг» (Kazakhstan Engineering), будет управлять авиационным сервисным центром), задачей которого станет техническое обслуживание всех типов летательных аппаратов, производимых совместными предприятиями, созданными казахстанскими предприятиями с иностранными партнерами, в перспективе в центре может быть также организована сборка и производство ВиВТ в рамках совместных предприятий с участием иностранных компаний;

– холдинг «Вертолеты России» в декабре 2013 г. заключил с Минобороны контракт на выполнение работ по сервисному обслуживанию вертолетов в период с декабря 2013-го по ноябрь 2016 г., согласно которому на каждой авиабазе ВВС и морской авиации ВМФ создается система организаций, ответственных за поддержание исправности вертолетного парка (планируется разработка и внедрение собственные мобильные сервисные технические центры, запуск серийного производства средств наземного обслуживания и контроля, ремонтно-монтажного оборудования и инструмента, контрольно-проверочной аппаратуры, что значительно повысит боеготовность Вооруженных сил РФ);

– холдинг «Вертолеты России» (дочерняя компания ОПК «Оборонпром» в составе Госкорпорации Ростех) 12 августа 2014 г. в рамках участия хол-

динга «Вертолеты России» в латиноамериканской выставке и конференции бизнес-авиации LABACE 2014 (Latin American Business Aviation Conference and Exhibition) авторизовал сервисный центр компании Helipark Taxi Aéreo в Бразилии, обеспечивающий техническую поддержку при выполнении работ по обслуживанию вертолетов и внесению изменений в их конструкцию, а также организующий курсы обучения и повышения квалификации (сервисные центры холдинга действуют в Южной Корее, Канаде и Испании, во взаимодействии с «Рособоронэкспортом» и «Оборонпромом» холдинг планируется открыть сервисный центр вертолетов Ми-8 и Ми-17-1В в Египте, в 2016 – центры по обслуживанию Ми-35 в Бразилии, Ми-171Ш в Перу, завершить дооснащение авиаремонтного завода в Индии для ремонта Ми-17В-5;

– Решение о создании сервисных центров по техническому обслуживанию вооружений на территории стран-участников ОДКБ (Организации Договора о коллективной безопасности), озвученное на XII заседании Межведомственной комиссии по военно-экономическому сотрудничеству ОДКБ (02.10.14 г. в Минске).

В настоящее время система технического обеспечения войск на постсоветском пространстве, да и в мире в целом находится на этапе коренного реформирования, заключающемся в переходе к сервисному обслуживанию вооружения и военной техники (ВВТ). Сервисное обслуживание ВВТ осуществляется на основе использования производственного потенциала предприятий промышленности с участием инженерно-технического состава частей и подразделений. К сожалению, предприятия промышленности в мониторинге технического состояния ВВТ практически не участвуют.

Под сервисным обслуживанием понимается комплекс работ (мероприятий) по поддержанию (восстановлению) исправного или работоспособного состояния ВВТ и (или) их ресурсов и сроков службы, проводимых в войсковых и (или) заводских условиях предприятиями промышленности (ремонтными предприятиями, сервисными центрами) в соответствии с государственным контрактом [1].

Мероприятия сервисного обслуживания включают мониторинг технического состояния ВВТ; техническое диагностирование; техническое обслуживание; замену агрегатов, выработавших ресурсы (сроки службы); доукомплектование ВВТ; оперативное восстановление (текущий ремонт); освидетельствование ВВТ, подлежащих гостехнадзору; заводской (капитальный, средний) ремонт ВВТ и агрегатов, а также капитальный ремонт ВВТ с модернизацией; продление (увеличение) назначенных показателей ресурсов и сроков службы (хранения) ВВТ; формирование обменного фонда за счет приобретения новых агрегатов, а также ремонта агрегатов из воинских частей; обучение личного состава воинских частей правилам эксплуатации ВВТ и выполнению наиболее сложных регулировочных и наладочных (настроечных) операций технического обслуживания (ТО) и восстановительных (в объеме текущего ремонта) работ на ВВТ в соответствии требованиям эксплуатационной документации.

В вооруженных силах постсоветских государств действуют соответствующие нормативные документы по ТОиР.



В целях повышения качественных показателей технического состояния ВВТ на протяжении их жизненного цикла при одновременном снижении расходов на эксплуатацию в существующую планово-предупредительную систему ТОиР внедряются ТО с периодическим контролем и ремонт по техническому состоянию.

Контроль технического состояния, ТОиР сложных образцов ВВТ должны планироваться и проводиться, как правило, комплексно, совмещенно по времени и месту их проведения для всех составных частей образцов ВВТ с привлечением специалистов соответствующих служб, отвечающих за их техническое состояние.

Система ТОиР ВВТ включает в себя единые виды контроля технического состояния, технического обслуживания и ремонта ВВТ.

В связи с внедрением ТО с периодическим контролем и ремонта по техническому состоянию вводятся следующие виды контроля технического состояния ВВТ:

- контрольный осмотр (далее - КО);
- контрольно-технический осмотр (далее - КТО);
- техническое диагностирование (далее - ТД);
- инструментальная дефектация агрегатов, узлов и деталей (далее -

ИД) в ходе ремонта образца ВВТ.

Основными видами ТО ВВТ являются:

- по этапам эксплуатации - ТО при использовании, ТО при хранении;
- по регламентации выполнения - ТО с периодическим контролем, регламентированное ТО;
- по периодичности и объемам проведения - ежедневное ТО, ТО № 1, ТО № 2, ТО № 1 при хранении, ТО № 2 при хранении, ТО № 2 при хранении с переконсервацией и контрольным пробегом;
- по условиям эксплуатации - сезонное обслуживание.

В связи с введением ремонта по техническому состоянию виды ремонта ВВТ классифицируются:

- по степени восстановления ресурса - текущий ремонт, средний ремонт, второй средний ремонт, капитальный ремонт, регламентированный ремонт. По решению довольствующего органа для ВВТ длительного хранения может проводиться вместо регламентированного ремонта капитальный ремонт по техническому состоянию;
- по регламентации выполнения - ремонт по техническому состоянию, регламентированный ремонт;
- по планированию - плановый ремонт, неплановый ремонт;
- по совмещению времени и места проведения ремонта составных частей образца ВВТ - комплексный ремонт, специализированный ремонт.

Установленные единой системой наименования видов контроля технического состояния, ТОиР ВВТ являются обязательными для применения в разрабатываемых и издаваемых НТД по вопросам технического обеспечения.

Система ТОиР ВВТ является планово-предупредительной с периодическим контролем технического состояния. Она включает в себя три подсистемы:

- контроля технического состояния ВВТ;
- технического обслуживания ВВТ;
- ремонта ВВТ.

Подсистема контроля технического состояния ВВТ предназначена для своевременного определения степени готовности ВВТ к применению по назначению, а также объемов и сроков проведения технического обслуживания и ремонта по техническому состоянию. Она включает в себя виды контроля технического состояния ВВТ, НТД, регламентирующие контроль технического состояния ВВТ, а также силы и средства, предназначенные для проведения контроля технического состояния ВВТ.

Подсистема технического обслуживания ВВТ предназначена для обеспечения их надежной и эффективной работы. Она включает в себя виды ТО, эксплуатационные документы, а также силы и средства, предназначенные для ТО ВВТ.

Подсистема ремонта ВВТ предназначена для восстановления их исправности, работоспособности или ресурса путем замены (ремонта) агрегатов, узлов и деталей составных частей образцов ВВТ. Она включает в себя виды ремонта, ремонтные документы, а также силы и средства, предназначенные для ремонта ВВТ.

Включение в НТД видов контроля технического состояния, ТОиР, не предусмотренных единой системой ТОиР, разрешается только в обоснованных случаях по согласованию между заказчиками и разработчиками образцов ВВТ.

Для отдельных составных частей образцов ВВТ в технически обоснованных случаях могут не включаться в НТД некоторые виды контроля технического состояния, ТОиР, установленные для образца ВВТ в целом. При этом для всех составных частей этих образцов ВВТ должна обеспечиваться исправность (работоспособность) до очередного ТОиР основной составной части.

При выдаче тактико-технических заданий (ТТЗ) на разработку (модернизацию) ВВТ заказчик ВВТ должен включить в них требования по видам, периодичности и объемам контроля технического состояния, технического обслуживания и ремонта для образца ВВТ и всех его составных частей, а также требования по технико-экономическому обоснованию, принятой для образца ВВТ системы ТОиР.

Периодичность и объемы контроля технического состояния, ТОиР устанавливают предприятия-разработчики ВВТ по согласованию с соответствующим довольствующим органом и они указываются в НТД. По мере накопления опыта эксплуатации ВВТ периодичность и объемы контроля их технического состояния, ТОиР может уточнять довольствующий орган и определять правовыми актами Министерства обороны.

Обозначенные принципы ТОиР предполагают привлечение как военных, так и гражданских специалистов. Однако применение средств войскового ремонта невозможно по причине отсутствия штатных должностей и системы подготовки специалистов. Как следствие для проведения несложного ремонта и технического обслуживания образцов ВВТ неоправданно часто привлекаются





силы и средства предприятий промышленности, что вызывает увеличение продолжительности и стоимости восстановления образцов, а также снижение уровня знания техники эксплуатирующим личным составом.

Данная проблема становится крайне острой в условиях военного времени, так как до настоящего времени существующей нормативно-правовой документацией не определен порядок осуществления сервисного обслуживания предприятий промышленности в этих условиях.

Для устранения вышеперечисленных проблем наиболее приоритетными являются следующие мероприятия по совершенствованию системы эксплуатации ВВТ:

- однозначное закрепление функций довольствующего органа по номенклатуре ВВТ за органом военного управления, отвечающим за боевое применение войск;
- усиление органов управления специальными видами технического обеспечения войск;
- корректировка нормативных документов по вопросам управления техническим обеспечением войск;
- восстановление в целостном виде системы войскового ремонта ВВТ, организация эффективного ее взаимодействия с системой сервисного обслуживания на основе рационального распределения работ между ними;
- создание системы мониторинга состояния ВВТ;
- обоснование вариантов структуры и организации функционирования системы сервисного обслуживания ВВТ;
- создание в рамках системы сервисного обслуживания ВВТ центра автоматизированного ситуационного управления сервисным обслуживанием ВВТ и системы территориальных сервисных центров (пунктов, представительств) головного исполнителя работ по сервисному обслуживанию, укомплектование их специалистами и современными ремонтными и диагностическими средствами, формирование оборотных и резервных фондов, страховых запасов ЗИП;
- совершенствование порядка формирования конкурсной документации и условий заключения государственных контрактов на выполнение работ сервисного обслуживания.

Для полноценного внедрения стратегии сервисного обслуживания ВВТ аппаратура и программное обеспечение принимаемых на вооружение образцов должны быть приспособлены к реализации эффективных эксплуатационных, диагностических и ремонтных технологий. Сервисные организации промышленности, технические службы и ремонтно-восстановительные органы (РВО) войск должны иметь необходимое информационное и технологическое оснащение.

Средства технического обслуживания и войскового ремонта, реализующие эффективные ресурсосберегающие технологии должны разрабатываться как в мобильном (перевозимом), так и в стационарном исполнении, с вариантной комплектацией для применения в ремонтных органах тактического, опера-

тивного и центрального уровней. Состав и характеристики оборудования конкретных РВО должны максимально соответствовать потребностям эксплуатации и ремонта ВВТ обеспечиваемой группировки войск.

Каждый серийный образец перспективной военной техники должен иметь автоматизированное рабочее место информационной поддержки эксплуатации (либо использование одного из рабочих мест образца ВВТ). Эксплуатационная и ремонтная документация на образцы ВВТ должна разрабатываться в интерактивной электронной форме и корректироваться по мере накопления опыта эксплуатации изделия.

В качестве примеров успешной реализации современных информационных технологий в сфере эксплуатации ВВТ РВО можно привести электронный каталог ЗИП для ЗРС С-300ПМУ2, информационно-справочные системы (ИСС) РЛС 55Ж6М 12А6, мобильного комплекса диагностики, ремонта и технического обслуживания металлоконструкций антенных систем РЛС 5М79 «Доктор».

Если рассматривать конкретное применение современных методов ТОиР при эксплуатации радиоэлектронного оборудования, то в качестве примера можно привести использование изделия 9В881 МБ, предназначенного для проведения всех видов ТО радиоэлектронных средств зенитно-ракетного комплекса (ЗРК) 9К37 МБ, измерения их основных параметров, текущего ремонта этих средств при осуществлении автоматизированного контроля параметров. Техническая реализация рабочих мест изделия 9В881 МБ обеспечивает эффективное использование высокотехнологического измерительного оборудования, установленного в изделии, при оценке технического состояния и поиске неисправностей радиоэлектронной аппаратуры ЗРК.

На рабочем месте № 1 изделия 9В881 МБ в рамках реализации стенда контроля приемного и передающего трактов, следящих систем, автокомпенсатора мешающих излучений (АКМИ) и канала ПБЛ, юстировки ОЭС производятся следующие проверки:

- проверка параметров приемной системы;

- проверка параметров передающей системы (за исключением тренировки СВЧ-приборов и проверки параметров сигналов управления передающими устройствами);

- проверка системы помехозащиты (АКМИ и канала ПБЛ);

- проверка системы сопровождения по угловым координатам;

- проверка и юстировка канала ОЭС с РЛС;

- проверка аппаратуры стартовой автоматики;

- проверка формирования команд радиокоррекции.

По отношению к предшествующей версии машины технического обслуживания время проведения проверок сокращено в четыре раза, обеспечено автоматическое документирование результатов измерений, позволяющее осуществлять мониторинг технического состояния средств ЗРК, что позволяет относить изделие 9В881 МБ к современным средствам ТОиР.

Совершенствование технологической и информационной оснащенности ремонтно-восстановительных структур позволит обеспечить целесообразное



распределение усилий между предприятиями промышленности и войсками при выполнении технического обслуживания и ремонта современных и перспективных ВВТ, что позволит минимизировать затраты на поддержание требуемого уровня боеготовности парка ВВТ.

Исходя из вышесказанного при внедрении современной системы ТОиР основными мерами в области совершенствования технической эксплуатации и ремонта образцов техники военного и двойного назначения являются:

- перевод техники на преимущественное обслуживание и ремонт по техническому состоянию;
- повышение качества ТОиР техники и вооружения на основе совершенствования систем сертификации структур, осуществляющих эти работы, и лицензирование их деятельности;
- совершенствование системы формирования заказов и поставок запасных частей;
- унификации средств обслуживания техники гражданского и военного назначения.

По сути, стоит вопрос осуществления сервисного обслуживания - комплекса мероприятий и работ, проводимых силами предприятий и организаций промышленности, научных и ремонтных организаций Министерства обороны в войсковых частях по поддержанию в технически исправном состоянии ВВТ для применения (использования) по назначению.

Предлагается, в качестве варианта, следующая структура сервисной службы:

- интегрированное серийное конструкторское бюро (СКБ) предприятия-изготовителя, как держатель всего пакета конструкторской, технологической, ремонтной и эксплуатационной документации по номенклатуре производителя (структурное подразделение), которое занимается разработкой и серийным сопровождением, отработкой КД заказчика, проводит опытно-конструкторские работы инновационных изделий, в том числе военной техники, способное заниматься разработкой технологий и технологической оснастки;
- предприятие-изготовитель, работающее на производство и реализацию техники, обеспечение соответствия типовой конструкции серийных экземпляров на жизненном цикле;
- головной центр ТОиР предприятия-изготовителя (структурное подразделение или зависимое юридическое лицо), работающий как интегрированная «ведущая» организация по предоставлению эксплуатантам сервисных услуг по ТОиР по обеспечению исправности и соответствия типовой конструкции выпущенной предприятием-изготовителем техники, находящейся на гарантийном и послегарантийном этапах эксплуатации;
- головной склад материально-технического имущества (МТИ) предприятия-изготовителя по обеспечению предприятия-изготовителя и головного центра ТОиР (структурное подразделение или зависимое юридическое лицо);

- головной центр по подготовке персонала производственных структур и эксплуатантов в системе «производство–эксплуатация» техники по номенклатуре предприятия-изготовителя;
- производственно-испытательный комплекс;
- территориальный информационно-аналитический центр, работающий с телеметрической информацией в режиме реального времени с изделиями, выпущенными предприятием-изготовителем.

Максимальные требования к головному сервисному центру:

- наличие аналитического комплекса и современного оборудования для проведения полного комплекса проверок, испытаний, входного контроля применяемых материалов и комплектующих;
- возможность ремонта СВЧ техники в помещениях 6 и 7 класса чистоты по ISO14544-1;
- возможность оказания полного комплекса работ по контрактному производству электроники (изготовление печатных плат, поверхностный монтаж как навесной, так и автоматизированный, закупку и входной контроль электронных компонентов);
- возможность высокоточной механообработки, электромеханики, микроэлектроники (возможно с невысокой производительностью);
- соответствующий кадровый потенциал.

Функциональные задачи, решаемые сервисным центром ТОиР предприятия-изготовителя:

- управление надёжностью, исправностью, модернизацией, соответствием типовой конструкции продукции предприятия-изготовителя на гарантийном и послегарантийном периоде эксплуатации (производство, ремонт, модернизация, испытания, техническое обслуживание, утилизация);
- выполнение работ по обеспечению соответствия образца техники типовой конструкции;
- организация взаимодействия с головным разработчиком по вопросам технической эксплуатации и авторского сопровождения выпускаемой техники;
- участие в управлении интегрированными информационными ресурсами информационных центров Заказчиков и Информационного центра предприятия-изготовителя по функциональному блоку головного сервисного центра по номенклатуре изделий предприятия-изготовителя, находящихся в производстве и эксплуатации;
- организация материально-технического обеспечения сервисного ТОиР изделий предприятия-изготовителя, (в т.ч. ремонтно-монтажным инструментом и спецоборудованием) в гарантийный и послегарантийный периоды;
- работа с предприятиями-изготовителями комплектующих изделий по вопросам обеспечения соответствия комплектующих изделий (КИ) типовой конструкции, организации ремонта КИ, в т.ч. досрочно снятых КИ, обеспечения кондиционными КИ, управления надёжностью, безопасностью и ресурсами КИ на изделия предприятия-изготовителя;



- поддержание постоянного контакта с эксплуатантами с целью сбора, учёта, анализа данных по эксплуатации изделий предприятия-изготовителя;
- формирование рекомендаций в отношении сроков и объемов периодических и контрольно-восстановительных работ по ТОиР, проводимых в сервисных центрах ТОиР;
- планирование, организация и выполнение комплекса восстановительных работ и ремонта в условиях головного сервисного центра по мере отработки межремонтных (межэтапных) ресурсов изделий предприятия-изготовителя с выполнением доработок и установкой КИ с ресурсами, достаточными для эксплуатации изделий предприятия-изготовителя для отработки очередного межремонтного ресурса (межэтапного) ресурса;
- проведение работ совместно с эксплуатантами по планированию, организации и осуществлению оперативных видов ТО;
- обеспечение сервисного центра ТоиР по выпускаемой предприятиями-изготовителями номенклатуре изделий наличия необходимых лицензий, сертификатов, лицензионных договоров и иных разрешительных документов на права ремонта и технического обслуживания, пользования лицензионной документацией;
- организация работ по обучению персонала.

Обеспечение центром ТоиР исправности образцов техники военного и двойного назначения позволит создать в рамках вертикально-интегрированных структур единую систему управления исправностью на всём жизненном цикле изделий, в кратчайшие сроки обеспечить исправность, повышение эффективности эксплуатации и глубокую модернизацию образцов техники военного и двойного назначения, повысить эффективность вложения средств.

Согласие Заказчиков на создание на их территории центров сервисного обслуживания позволит избежать досрочного выхода из строя образцов вооружений из-за безответственной и варварской эксплуатации, несвоевременных ремонтов и невыполнения бюллетеней.

Целесообразно создание сервисных центров за счет так называемых офсетных программ, где часть денег от сделки по продаже ВВТ идет на строительство предприятий по ремонту, модернизации, обслуживанию купленного оружия. Значит, страна, которая покупает ВВТ, тоже идет вперед в экономическом плане, создает возможности производства на своей территории.

Для расширения присутствия на рынке в определенном регионе требуется определенный уровень компенсационных мер, таких как передача технологий и части реэкспорта при приобретении систем оружия или оборудования от иностранных организаций, что существенно улучшает обороноспособность покупателя, позволяет принятие участия в разработке и производстве систем вооружений, произведенных в стране договаривающейся стороны, повышает конкурентоспособность оборонной промышленности.

Эффективные технические решения по созданию сервисного центра возможны при условии рассмотрения конкретных образцов вооружений в привязке к соответствующему региону.



### Список литературы:

1. ГОСТ 18322-78 «Система технического обслуживания и ремонта техники. Термины и определения».
2. Ящура А.И. Система технического обслуживания и ремонта общепромышленного оборудования. — Москва: Энас, 2008. — 360 с.
3. Инструкция о порядке эксплуатации ракетно-артиллерийского вооружения в Вооруженных Силах Республики Беларусь (введено в действие приказом Министерства обороны от 11.03 2008 №11).
4. Инструкция о порядке технического обслуживания и ремонта вооружения и военной техники в Вооруженных Силах Республики Беларусь в мирное время (утверждена приказом Министерства обороны Республики Беларусь 25.10.2004 № 41).
5. Инструкция о порядке проверки и оценки состояния вооружения и военной техники в Вооруженных Силах Республики Беларусь (утверждена приказом Министра обороны 02.08.2005 № 21).
6. ГОСТ Р 55929-2013. Интегрированная логистическая поддержка экспортируемой продукции военного назначения. Интегрированная логистическая поддержка и послепродажное обслуживание. Общие положения.
7. Прокопченко А. В., Панченко А. И. Организация сервисного обслуживания вооружения и военной техники в структурах оборонно-промышленного комплекса (по опыту ОАО «Концерн ПВО «Алмаз – Антей»).



## МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ, РАБОТАЮЩИХ В ЗАДАННОМ ДИАПАЗОНЕ ВЫХОДНЫХ КООРДИНАТ

Русакович А.Н.

«ОКБ ТСП»

**Введение.** В специальной технике широкое применение находят приводы различного типа: электрические, гидравлические и др. Для построения качественной системы управления приводом необходимо получить математическую модель объекта управления (ОУ), точно повторяющую поведение реального объекта.

Для получения математических моделей ОУ традиционно используются методы идентификации по временным и частотным характеристикам. Однако для ОУ, работающих в узком диапазоне выходных координат, применение традиционных методов может быть ограничено или невозможно. Диапазон изменения выходной координаты может быть ограничен, исходя из особенностей конструкции изделия, а также искусственно: в случаях, когда ОУ имеет нелинейный коэффициент преобразования [1].

Для преодоления указанных трудностей и решения ряда других задач был разработан новый метод исследования нелинейных ОУ, работающих в заданном диапазоне выходных координат. Метод содержит несколько последовательно выполняемых этапов: снятие и построение регулировочной характеристики (РХ); снятие и построение логарифмических амплитудно-фазовых частотных характеристик (ЛАФЧХ) и определение передаточной функции ОУ. Для уяснения сути данного метода необходимо раскрыть содержание этапов, определить условия практического применения, что и будет сделано в дальнейшем.

**Снятие и построение регулировочной характеристики.** При снятии РХ (рисунок 1, а) на вход ОУ подают ступенчатые сигналы  $x_i$  равномерно изменяемой амплитуды и, не доходя 5–10 % до максимума заданного диапазона  $|y_{\max}|$  выходной координаты  $y$ , в точке  $|D|$  осуществляют изменение знака входных сигналов  $x_i$ . Причем координаты точки  $|D|$  в процессе снятия РХ не изменяют. При этом образуются входные сигналы  $x_i$ , имеющие форму меандра, с периодом повторения  $T_i$ , а выходные сигналы  $y_i$  оказываются «привязанными» к рабочему диапазону  $[-y_{\max}; y_{\max}]$ . Изменение амплитуды ступенчатых сигналов осуществляют через каждый цикл сканирования  $T_{\text{ис}}$ , минимальное время которого получается при движении в одну и другую сторону. Шаг изменения амплитуды входных сигналов  $x_i$  выбирают таким, чтобы получить достаточное число (обычно 20–30) точек РХ в диапазоне изменения  $[-x_{\max}; x_{\max}]$  входной координаты. При реверсировании движения в точке  $|D|$ , возникают выбеги  $y_g$  [2], которые могут приводить к ударам механизмов ОУ об ограничители при подаче максимальных  $|x_{\max}|$  входных сигналов. Этим и объясняется

уменьшение координаты точки переключения  $|D|$  на 5–10% относительно максимума  $|y_{\max}|$ .

В зависимости от диапазона выходной координаты  $|y_{\max}|$  и инерционных свойств ОУ на его выходе могут образоваться максимальные или установившиеся значения выходной величины, которые затем используют для построения соответствующих РХ. В качестве примера на рисунке 1, б приведены максимальные  $\dot{y}_{\max}$ , а на рисунке 1, в – установившиеся  $\dot{y}_{\text{уст}}$  значения выходной величины (скорости) астатического ОУ. Следует заметить, что максимальные значения отличаются от установившихся тем, что при условном увеличении координаты точки  $|D|$  реверсирования, максимальные значения  $\dot{y}_{\max}$  продолжали бы возрастать до установившейся величины  $\dot{y}_{\text{уст}}$ .

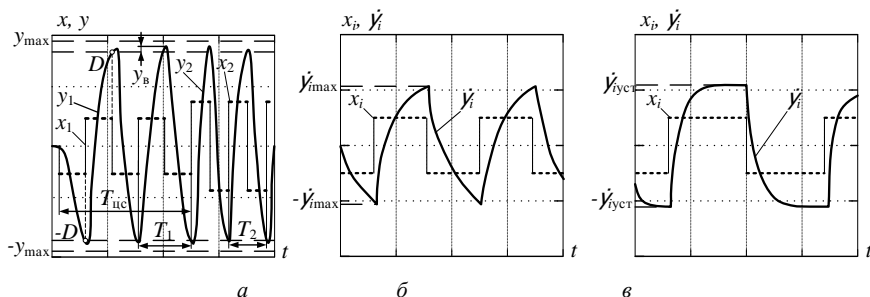


Рисунок 1 – Входные и выходные сигналы при снятии РХ: а – выбор точки реверсирования; б – определение максимальной скорости; в – определение установившейся скорости

Полученные таким образом значения выходных координат используют для построения соответствующих РХ и определения существующих нелинейностей.

После построения РХ необходимо проверить несимметричность положительной  $y^+$  и отрицательной  $y^-$  ее ветвей, появление которой может быть вызвано, например, различной степенью износа шестерен исполнительного механизма или неуравновешенностью нагрузки [3].

Для оценки несимметричности можно использовать выражение приведенной погрешности [4]:

$$N = \frac{y_{\varepsilon} - y_{\text{и}}}{y_{\max, \varepsilon}} 100\%, \quad (1)$$

где  $y_{\varepsilon} = y^+$  – эталонное значение РХ;  $y_{\text{и}} = |y^-|$  – измеренное значение РХ;

$y_{\max, \varepsilon} = y_{\max, \text{РХ}}^+$  – максимальное эталонное значение РХ.

Знак плюс указывает на положительную ветвь РХ, а знак минус – на отрицательную. Следует заметить, что окончательная оценка несимметричности осуществляется по максимальному  $N_{\max}$  и среднеквадратичному  $N_{\text{срв}}$  значениям несимметричности [4]:





$$N_{\max} = \max(|N_i|); N_{\text{сKB}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_i^2} \quad (2)$$

где  $N_i$  – текущее значение несимметричности;  $n$  – количество измеренных точек.

Для дальнейших исследований полученную ограниченную (рисунок 1, б) или полную (рисунок 1, в) РХ, необходимо нормировать относительно максимального значения используемой РХ с помощью выражения

$$y_{\text{норм}} = y / y_{\max \text{ РХ}}, \quad (3)$$

где  $y$ ,  $y_{\max \text{ РХ}}$  – текущее и максимальные значения РХ.

После нормирования нужно провести аппроксимацию используемой РХ. Обычно применяется полиномиальная (рисунок 2, а) либо кусочно-линейная (рисунок 2, б) аппроксимация.

Выражение полиномиальной аппроксимации имеет вид [5]:

$$y_{\text{ап}} = c_0 x^0 + c_1 x^1 + c_2 x^2 + \dots + c_n x^n, \quad (4)$$

где  $x$  – текущее значение входного сигнала;  $c_i$  – коэффициенты полинома.

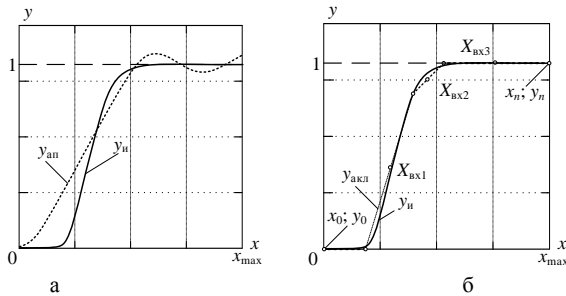


Рисунок 2 – Аппроксимация РХ: а – полиномиальная; б – кусочно-линейная

Степень  $n$  полинома (4) может быть любой и выбирается исходя из требуемой точности аппроксимации, которая определяется по выражению, аналогичному (1):

$$p = \frac{y_{\text{и}} - y_{\text{а}}}{y_{\text{и. max}}} \cdot 100\%, \quad (5)$$

где  $p$  – приведенное отклонение;  $y_{\text{и}}$  – измеренное значение;  $y_{\text{и. max}} = 1$  – максимальное измеренное значение;  $y_{\text{а}}$  – аппроксимированное значение.

Окончательная оценка аппроксимации осуществляется по максимальному и среднеквадратичному значениям, вычисляемым по выражениям, аналогичным (2).

В случаях, когда РХ имеет сложную форму, она может быть аппроксимирована с требуемой точностью только полиномами высоких порядков, которые сложны в вычислении. В такой ситуации предпочтительней применять кусочно-линейную аппроксимацию, которую обычно представляют отдельными формулами на каждом из интервалов регулирования, а если РХ непрерывная, то целесообразно использовать выражение [6]:

$$y_{\text{акл}} = \frac{1}{2} \left[ y_0 + \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} (x - x_0) + y_{n-1} + \frac{y_n - y_{n-1}}{x_n - x_{n-1}} (x - x_{n-1}) \right] + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{n-1} \left( \frac{y_{k+1} - y_k}{x_{k+1} - x_k} - \frac{y_k - y_{k-1}}{x_k - x_{k-1}} \right) |x - x_k|, \quad (6)$$

где  $n$  – количество линейных участков РХ (рисунок 2, б).

Количество участков кусочно-линейной функции (6) может быть любым и выбирается исходя из того, чтобы среднеквадратичное значение отклонения (2, 5) не превышало 3–5%.

Кусочно-линейная аппроксимация используется для выбора амплитуды  $X_{\text{вх}}$  тестовых моногармонических сигналов изменяемой частоты  $\omega$ , которые применяются для снятия и построения семейства частотных характеристик.

**Снятие и построение ЛАЧХ и ЛФЧХ.** Как было отмечено ранее, из-за наличия нелинейностей, главной из которых является неуравновешенность механизмов, неизбежно приводящая к произвольному уходу ОУ на одну из границ выходного диапазона и столкновению его с ограничительными упорами, процесс получения РХ становится затруднительным или невозможным. По этой же причине нельзя на низких частотах использовать гармонические тестовые сигналы для снятия и построения ЛАЧХ и ЛФЧХ. Решить данную проблему можно, изменяя координаты точки реверсирования  $D_i$  (рисунок 3, а) от минимальной до максимально возможной величины, и тем самым обеспечивая регулирование частоты ( $f_i = 1/T_i$ ) входных и выходных сигналов ОУ. Однако данный способ в сравнении с классическим [7] обеспечивает получение характеристик в более узком диапазоне частот. Это объясняется тем, что нижняя (низкочастотная) граница диапазона ограничена выходным сектором перемещения ОУ, который определяет максимально возможное значение точки  $D_i$ . Верхняя же частотная граница определяется минимально возможным значением точки  $D_i$ , которое ограничено минимальным значением выходной координаты, измеряемой датчиком. Для решения данной проблемы предлагается комбинация предложенного и классического методов получения характеристик, с учетом того, что, уходы ОУ на одну из границ диапазона при снятии характеристик наблюдаются преимущественно в низкочастотной области. На высоких частотах времена  $T_{\text{цс}}$  циклов сканирования и амплитуды колебаний  $y$  достаточно малы, и, вследствие уходов, ОУ не успевает достичь границ сектора перемещения. Таким образом, предлагается в низкочастотной области использовать предложенный метод снятия характеристик, а в высокочастотной – классический метод. Для получения результирующих характеристик требуется совместить ЛАЧХ и ЛФЧХ ( $L_1, \varphi_1$ ), полученные с помощью предложенного метода, и характеристики ( $L_2, \varphi_2$ ), полученные с помощью классического метода (рисунок 3, б). Следует отметить, что при использовании предложенного метода образуются входные и выходные сигналы (рисунок 3, а), которые не являются гармоническими, и для построения ЛАЧХ и ЛФЧХ требуется определять параметры их первых гармоник.



Полученные таким образом результирующие характеристики позволяют более точно определить не только передаточную функцию ОУ, но и восстановить полную РХ.

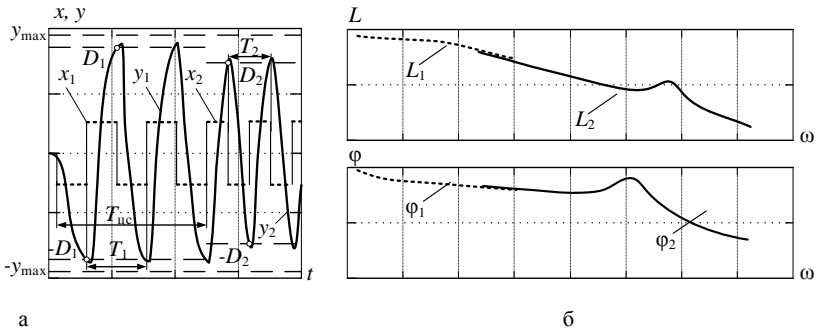


Рисунок 3 – Частотные характеристики ОУ: а – входные и выходные сигналы; б – результирующие характеристики

Восстановление полной РХ рассмотрим на примере астатического ОУ с передаточной функцией  $G(s) = K[s(Ts + 1)]^{-1}$ , где  $K$  – коэффициент передачи;  $T$  – постоянная времени. Следует заметить, что коэффициент передачи  $K$  характеризует отношение установившегося значения выходного сигнала к амплитуде тестового входного синусоидального сигнала на частоте  $\omega=1$ , т.е.  $K = y_{уст.X_{Bxi}} / X_{Bxi} |_{\omega=1}$ , или  $y_{уст.X_{Bxi}} = KX_{Bxi} |_{\omega=1}$ .

Следовательно, можно записать выражение для восстановления полной РХ:

$$y_B = y_{норм} \frac{y_{уст.X_{Bxi}}}{y_{норм.X_{Bxi}}}, \quad (7)$$

где  $y_{норм}$  – текущее значение нормированной РХ (3);  $y_{уст.X_{Bxi}} = KX_{Bxi}$  – установившееся значение РХ при входном сигнале  $X_{Bxi}$ ;  $y_{норм.X_{Bxi}}$  – нормированное значение РХ при входном сигнале  $X_{Bxi}$ ;  $K$  – коэффициент передачи ОУ при входном сигнале  $X_{Bxi}$ .

Используя выражение (7), можно восстановить переменный коэффициент передачи ОУ во всем диапазоне входных сигналов:

$$K_B = y_B / x, \quad (8)$$

где  $y_B$  – восстановленное значение выходной величины (7);  $x$  – амплитуда входного сигнала.

Выражения (7, 8) позволяют восстановить полную РХ, определить переменный коэффициент передачи и получить модель, адекватную по поведению реальному нелинейному ОУ.

Предложенная методика и ее этапы характеризуются сложным вычислительным процессом и рассчитаны на применение современных информационных технологий. При программной реализации данной методики возникла не-

обходимость разработки специального алгоритма тестирования, который предлагается к рассмотрению.

**Разработка специального алгоритма тестирования.** Для автоматизации процессов исследования нелинейных ОУ, работающих в заданном диапазоне выходных координат, и реализации этапов предложенной методики был разработан специальный алгоритм тестирования, который приведен на рисунке 4.

Структурно алгоритм состоит из четырех этапов: снятие и построение РХ; снятие и построение ЛАЧХ-1 и ЛФЧХ-1; снятие и построение ЛАЧХ-2 и ЛФЧХ-2; построение комбинированных характеристик и получение модели ОУ. В начале этапа снятия и построения РХ, в блоке 1 осуществляется выбор точки  $|D|$  реверсирования и ввод исходных данных: диапазона и шага изменения входных сигналов  $x_i$ , количества движений в одном цикле сканирования  $T_{\text{цс}}$ , допустимого диапазона выходных координат  $y_{\text{max}}$ . Значение точки  $|D|$  может быть установлено оператором или определено автоматически. При автоматическом определении подается максимальный входной сигнал с начальной координатой точки  $|D|$ , примерно равной 50 % от максимального диапазона  $y_{\text{max}}$ , а затем значение точки  $|D|$  постепенно увеличивается на 10 % до значения, исключающего выход ОУ за границу заданного диапазона. Для снятия РХ, с помощью блока 2 производится формирование, подача и запись входных и выходных сигналов ОУ. Полученные входные и выходные данные подаются в блок 3, где осуществляется дифференцирование, фильтрация, усреднение и определение максимальных и установившихся значений выходной величины. В блоке 4 происходит построение снятой РХ, которая затем подвергается проверке на несимметричность, нормированию и аппроксимации (блок 5). Полученная РХ является базовой характеристикой для перехода к этапам построения ЛАЧХ и ЛФЧХ. На втором этапе реализуется новая методика снятия частотных характеристик в низкочастотной области, изложенная выше. При этом необходимо соблюдать следующую последовательность действий.

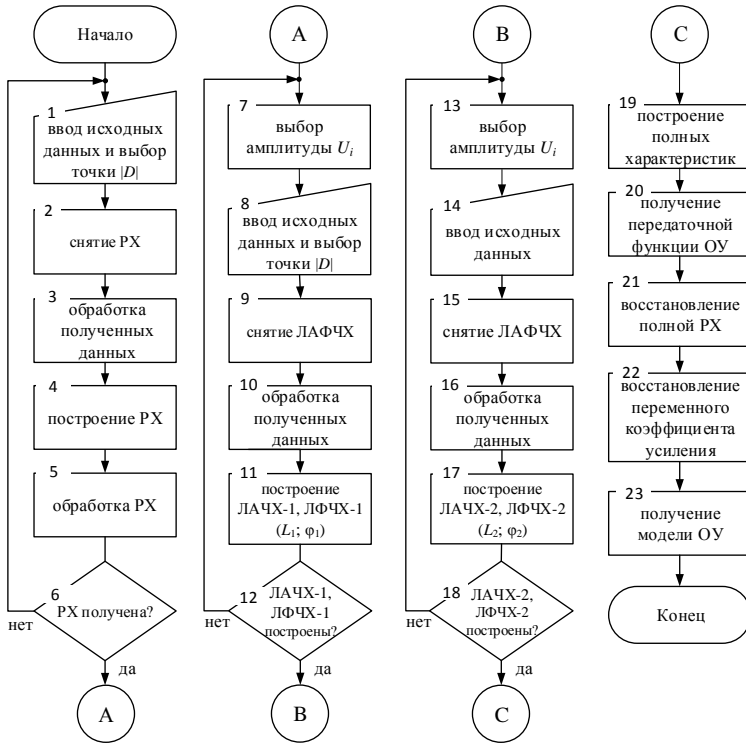


Рисунок 4 – Алгоритм идентификации нелинейных ОУ, работающих в заданном диапазоне выходных координат

Используя полученную на первом этапе аппроксимированную РХ, в блоке 7 определяются амплитуды входных тестовых сигналов  $X_{vxi}$ , которые поступают в блок 8. Кроме того, в блоке 8 вводятся исходные данные: диапазон и шаг изменения точки  $|D|$ , количество периодов движения в одном цикле сканирования. Блок 9 осуществляет формирование, подачу и запись входных и выходных сигналов ОУ, которые обрабатываются блоком 10 с выделением первых гармоник, а затем используются блоком 11 для построения ЛАЧХ-1, ЛФЧХ-1.

На третьем этапе реализуется классическая методика снятия ЛАЧХ-2, ЛФЧХ-2 в высокочастотной области, при которой последовательность действий блоков 13–18 практически аналогична блокам 7–12. В блоке 13 определяются амплитуды входных тестовых сигналов  $X_{vxi}$ , эквивалентные амплитудам, определяемым блоком 7. В блоке 14 вводятся исходные данные: диапазон и шаг изменения частоты, количество периодов движения в одном цикле сканирования. Блок 15 осуществляет формирование, подачу и запись гармонических входных и выходных сигналов ОУ, которые обрабатываются блоком 16, а затем используются блоком 17 для построения ЛАЧХ-2, ЛФЧХ-2. На четвертом этапе

построенные характеристики поступают в блок 19, где происходит их объединение и образование результирующих (комбинированных) характеристик. Используя полученные ЛАЧХ и ЛФЧХ, блок 20 осуществляет структурную и параметрическую идентификацию и получение передаточной функции ОУ. Затем с помощью блоков 21–23 последовательно осуществляется восстановление полной РХ, восстановление переменного коэффициента передачи  $K_i$  и получение более точной модели ОУ.

Данный алгоритм позволяет проводить полный цикл идентификации ОУ, работающих в заданном диапазоне выходных координат, и может быть реализован в виде программного комплекса с помощью современных языков программирования высокого уровня.

### Список литературы:

1. Стрижнев, А.Г. Подходы к определению и компенсации нелинейностей электро- и гидроприводов, содержащих многозвенные рычажные механизмы / А.Г. Стрижнев, А.Н. Русакович // Новости науки и технологий. – 2015. – № 2(33) – С. 41–48.
2. Машиностроение: энциклопедия: в 40 т. / под ред. К.С. Колесникова. – М.: Машиностроение, 1995. – Тт. 1-3 : Динамика и прочность машин. Теория механизмов и машин. – 624 с.
3. Стрижнев, А.Г. Повышение точности работы цифровой следящей системы, содержащей неуровновешенную нагрузку / А.Г. Стрижнев, Г.В. Ледник, А.А. Шихов, А.Н. Русакович // Наука и техника. – 2013. – № 5. – С. 10–14.
4. Новицкий, П.В. Оценка погрешностей результатов измерений. / П.В. Новицкий, И.А. Зограф. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 248 с.
5. Бахвалов, Н.С. Численные методы : учеб. пособие для вузов / Н.С. Бахвалов, Н.П. Жидков, Г.М. Кобельков. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 632 с.
6. Доля, П.Г. Об одном способе представления кусочных полиномов в системах символьной математики / П.Г. Доля // Вестник Харьк. нац. ун-та. – 2008. – Т. 833. – № 10. – С. 110-120.
7. Пупков, К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления: в 5 т. / К.А. Пупков, Н.Д. Егупов. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – Т. 2: Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления. – 640 с.



## **РАЗРАБОТКА ТРЕХМЕРНОЙ МОДЕЛИ ФОНО-ЦЕЛЕВОЙ ОБСТАНОВКИ В ВИДИМОМ И ИК-ДИАПАЗОНАХ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ**

**Сенько А.Я., Иванишин П.В., Малкин В.А., Мелец А.Ф.**

*РПУП «ЗТЭМ»*

Совершенствование систем управляемого ракетного вооружения идет по пути повышения точности наведения на цель. Для решения задач навигации в состав систем управления и наведения современных ракет включаются инерциальные системы управления, комплексируемые со спутниковыми системами навигации и/или головками самонаведения (ГСН).

ГСН, устанавливаемые на управляемые ракеты и авиабомбы, обеспечивают их наведение на цели с точностью до единиц метров. Для повышения вероятности обнаружения, распознавания, сопровождения целей в условиях воздействия различных искусственных и естественных помех используются комбинированные головки самонаведения (КГС), включающие несколько каналов, работающих в различных частотных диапазонах (радиолокационный, оптический: видимый и инфракрасный) на различных принципах (активный, полуактивный, пассивный).

Основными научно-техническими задачами, решаемыми при разработке КГС, являются: повышение дальности действия, разработка алгоритмов автоматического обнаружения и распознавания целей с учетом совместной обработки информации, поступающей от различных каналов, снижение габаритных размеров и стоимости.

Выбор каналов и способов их комбинации (последовательный, параллельный) осуществляется с учетом вида траектории и динамики носителя, условий наблюдения цели на различных фонах, возможных мер противодействия.

Отладка аппаратуры и программного обеспечения (ПО) современных ГСН на этапе проектирования производится, как правило, на базе специально создаваемых комплексных имитационно-моделирующих стендов (КИМС), способных воспроизводить условия функционирования головок, близкие к реальным.

Для обеспечения проверки работоспособности и отладки элементов макета и программного обеспечения ГСН оптического диапазона (ОГС) с учетом динамики полета носителя в составе КИМС разработан программный комплекс «Имитатор» (ПК).

В состав ПК входят:

- программный модуль трехмерной имитации фоно-целевой обстановки и поля зрения ОГС «Rakurs» (среда разработки C++ Qt 5.3, движок Irrlicht engine, OpenGL);

- программный модуль редактора сцен фоно-целевой обстановки «REditor»;

- математическая модель управляемого полета носителя (ММ);

- программа обработки видеоизображений и выдачи пеленга на цель (ОВИ);

- библиотеки 3D-моделей объектов ВВТ и элементов инфраструктуры;
- библиотека готовых сценариев фоно-целевой обстановки (ФЦО).

Программа «Rakurs» в составе ПК обеспечивает формирование и проецирование на экран трехмерного изображения поля зрения ГСН в динамике полета с учетом пространственного положения (координат, угловой ориентации) и условий наблюдения (фона, освещенности, прозрачности атмосферы и др.).

В основе имитации реального объекта, имеющего геометрический размер  $l_0$  на экране монитора или проектора, положен принцип геометрического подобия.

Геометрическое подобие при замене реального объекта его изображением на экране обеспечивается за счет равенства пространственных углов  $\theta_0 = \theta_1$ , под которыми наблюдаются реальные и имитированные объекты заданных линейных размеров ( $l_0$  и  $l_1$ ). Схема геометрического подобия реального объекта и его отображения на экране представлена на рисунке 1.

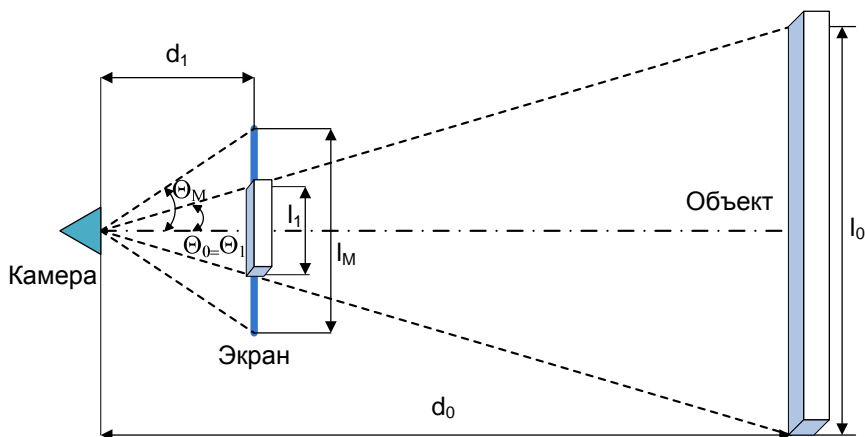


Рисунок 1 – Схема геометрического подобия реального объекта и его отображения на экране

В этом случае линейные размеры имитированного изображения объекта на экране или камере при отсутствии увеличения ОГС ( $M = 1$ ) определяются по формуле:

$$l_1 = \frac{l_0 \cdot d_1}{d_0}, \quad (1)$$

где  $d_0$  – расстояние до реального объекта на местности;  
 $l_0$  – реальный размер объекта;





$d_l$  – расстояние от камеры наблюдения до плоскости проецирования изображения (монитора, проектора);

$l_l$  – линейный размер объекта на экране монитора (проектора).

Перед проведением работ проводится настройка (калибровка) системы, заключающаяся в регулировке линейного размера объекта на экране монитора (проектора)  $l_l$  за счет изменения угла поля зрения  $\theta_l$  в настройках программы формирования изображений при  $d_l = \text{const}$  или изменением расстояния  $d_l$  до экрана при заданном значении угла поля зрения  $\theta_l = \text{const}$  (обычно  $30^\circ$ ).

При программном увеличении поля зрения камеры в  $M$  раз после калибровки системы будут обеспечиваться размеры изображения на экране, увеличенные в  $M$  раз:

$$M = \frac{\tan \theta_M}{\tan \theta_l} = \frac{l_M}{l_l}, \quad (2)$$

где  $\theta_l$  и  $l_l$  – угол наблюдения и линейный размер объекта отображаемого на экране до масштабирования;

$\theta_M$  и  $l_M$  – угол наблюдения и линейный размер объекта на экране после масштабирования.

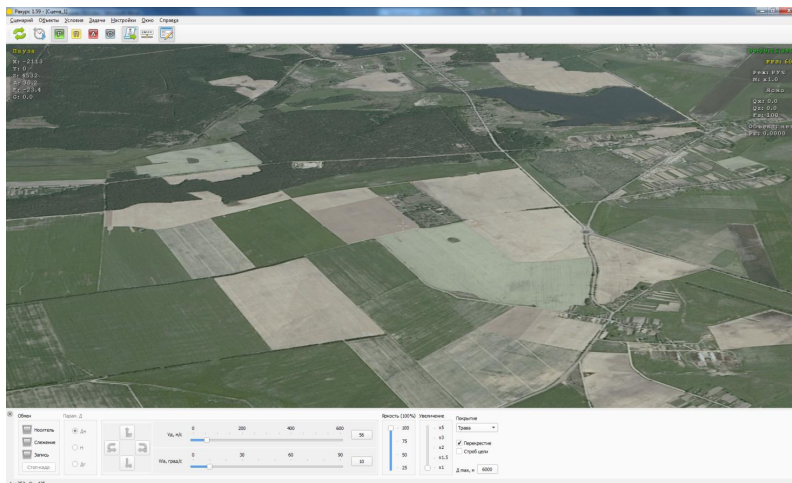
Программный модуль трехмерной имитации фоно-целевой обстановки и поля зрения ГСН «Rakurs» включает главную форму (индикатор сцены) и вспомогательную форму управления условиями наблюдения.

Вид главного окна программы «Rakurs» при различной наклонной дальности и высоте камеры от центра района имитации представлен на рисунке 2.

3D сцена представляет собой пространство, имеющее форму полусферы, эквивалентное участку местности (району целей) диаметром 25 км и имеет текстуры покрытия поверхности, полученные в результате съемки со спутника, а также текстуру небосвода.

Главная форма (окно) с возможностью масштабирования содержит:

- область графической системы Open GL;
- горизонтальное меню: Сценарий – Объекты – Условия – Задачи – Настройки – Окно – Справка;
- панель инструментов (с кнопками управления режимами работы АВТ-ПАВТ-РУЧ-ОБУЧ);
- панель управления параметрами визуализации сцены;
- информационное табло параметров камеры (ГСН, носителя), расположенное слева (X, Y, Z, A, E, G, Дн, Дг и т.д.);



а)  $D_n = 5000$  м;  $Z = 4530$  м



б)  $D_n = 75$  м;  $Z = 6$  м

Рисунок 2 – Вид главного окна программы имитации поля зрения ОГС  
при различных наклонной дальности и высоте камеры

- информационное табло параметров визуализации и углов рассогласования, расположенное справа (Реж.,  $M$ .,  $Q_x$ ,  $Q_z$  и т.д.);
- строку состояния для отображения сообщений.

При помощи меню «Сценарий» осуществляется создание или загрузка-сохранение файлов сценария, включающих перечень введенных ранее объектов техники, инфраструктуры и их свойств, а также условий наблюдения и настроек параметров среды.

При выборе пункта или нажатии кнопки «Обновить» производится инициализация текущего сценария, т.е. все подвижные объекты устанавливаются в



координаты, соответствующие начальному положению активного сценария, заданному в программе-редакторе сцены.

Управление началом и приостановом движения объектов сцены осуществляется с помощью кнопки управления таймером «Старт-Пауза».

Выбор режимов работы задается в меню «Задачи->Режимы навигации» путем выбора одного из пунктов выпадающего списка: Ручной; Полуавтомат; Автомат; Обучение нейросети или на панели инструментов при нажатии на кнопки «Р», «П», «А», «О».

В режиме «Ручное» (РУЧ) осуществляется навигация камеры со скоростью  $V_d$  до 600 м/с в пределах фоно-целевой обстановки с помощью клавиатуры и мыши.

Режим «Обучение» (ОБУЧ) предназначен для обучения нейросетевых алгоритмов распознаванию конкретных образцов ВВТ путем последовательного формирования их трехмерных изображений с различных ракурсов.

В режиме «Полуавтомат» (ПАВТ) траектория носителя формируется в плоскости пуска таким образом, что перекрестие камеры всегда направлено на центр сцены с координатами ( $x=0$ ;  $y=0$ ;  $z=0$ ). При этом наклонная дальность, азимут подлета и тангаж входа задаются в окне «Условия -Координаты».

Имитация движения по траектории в режиме ПАВТ осуществляется в положении «Дн» переключателя «Парам. Д». В динамике полета с помощью программы ОВИ рассчитываются текущие разности углов между перекрестием (центром поля зрения) и центром цели (стробом), которые отрабатываются трехкоординатной платформой с закрепленной камерой, входящей в состав КИМС.

Режим «Автомат» (АВТ) является основным режимом работы программы «Rakurs» в составе КИМС. Положение камеры в момент включения контура сопровождения как и в режиме ПАВТ задается в окне «Условия». В этом режиме поток данных о пространственном положении камеры (координаты и углы) поступает в реальном времени по сети от модели полета носителя или из сохраненного файла с данными моделирования.

В режиме АВТ камера обрабатывает поступающие данные о положении носителя, формируя изображение соответствующей области фоно-целевой обстановки. Измеряемые модулем ОВИ угловые отклонения объекта поражения от центра поля зрения камеры передаются в модель носителя, где трансформируются в команды, приводящие к изменению его положения как объекта управления. Программа «Rakurs», отрабатывая текущее положение, формирует и проецирует на экран изображение соответствующей области ФЦО, используемое в процессе наведения на следующем цикле.

При работе всех программных модулей, входящих в состав КИМС, носитель на участке самонаведения в различных условиях видимости с заданной точностью наводится на цель. Включение подсветки зоны поражения с заданным радиусом позволяет в графическом виде (на фоне сцены) отслеживать предполагаемую точку падения (подрыва, вскрытия) боевой части, фиксировать объекты, попавшие в данную зону.

При работе модуля имитатора в различных режимах на информационном табло в левой части сцены отображаются текущие параметры камеры, справа – параметры визуализации и углы рассогласования перекрестия и строба цели.

В процессе имитации движения носителя в режимах АВТ или ПАВТ для последующего анализа работы ПК возможно сохранение отдельных кадров видеоизображения в момент нажатия кнопки «Стоп-кадр» на панели инструментов или их автоматическое сохранение с заданной периодичностью.

Модуль имитации фоно-целевой обстановки позволяет управлять отображением и задавать опции отдельных элементов трехмерной сцены с помощью включения-выключения пунктов меню «Настройки», а также при выборе пункта меню «Условия» и одной из групп (Местность; Атмосфера; Поле зрения; Координаты).

В процессе работы программы «Ракурс» можно изменять отдельные параметры отображения трехмерной сцены:

- вид покрытия с помощью списка «Покрытие» (трава; грунт; снег);
- яркость освещения с помощью движка «Яркость» (25-100%);
- увеличение оптической системы ГСН с помощью движка «Увеличение» (1-5х) или колеса мыши;
- управление отображением перекрестия, соответствующего центру поля зрения камеры и строба цели (квадрат с точкой в центре);
- ограничение дальности включения оптического канала ГСН (Dmax).

Включение ограничения видимости позволяет имитировать условия ограничения метеорологической дальности видимости (ясно, дымка, туман).

При включении опций «Облака» и «Осадки» отображаются трехмерные модели соответствующих гидрометеоров заданного вида и интенсивности, которые создают помехи при обработке изображения.

В целях исследования используемых алгоритмов обнаружения и распознавания объектов ВВТ в различных условиях используется наложение шума на изображение поля зрения камеры и управление его интенсивностью.

Включение опции «Вибрация камеры» позволяет имитировать колебания носителя по углам тангажа, рысканья и крена.

Основу современных ИК каналов ГСН составляют микроболومترические матрицы (МБМ), совершенствуемые в части размеров и разрешающей способности. Кроме того, разрабатываются новые технологии термооптического преобразования (ТОП), позволяющие приблизить разрешающую способность приёмников ИК диапазона к приёмникам сигналов видимого диапазона. Одним из примеров ТОП является технология Red Shift, основанная на преобразователе ИК излучения Фабри-Перо. Использование ТОП создает предпосылки для использования в составе ГСН универсальных способов обработки видеоизображения как для видимого, так и для ИК-диапазона.

С учетом указанных тенденций в программе «Ракурс» при включении опции «Инфракрасный диапазон» в пределах сцены формируются тепловые портреты объектов бронетехники и авиации.



Для формирования ИК-текстур трехмерных объектов заблаговременно с помощью специальной методики, разработанной в среде MathLab на основе данных натурных измерений тепловых портретов в полевых условиях, получены двумерные тепловые ракурсы объектов ВВТ в виде градаций серого, соответствующие заданным условиям среды. Результаты расчетов представляются в виде файлов, например: t1113.png – танк Т-72Б, лето, день, вид слева; V0100.png – вертолет Ми-24, межсезонье, ночь, фронтальная проекция.

Образцы тепловых портретов ВВТ, полученные для различных ракурсов летним днем, представлены на рисунке 3.

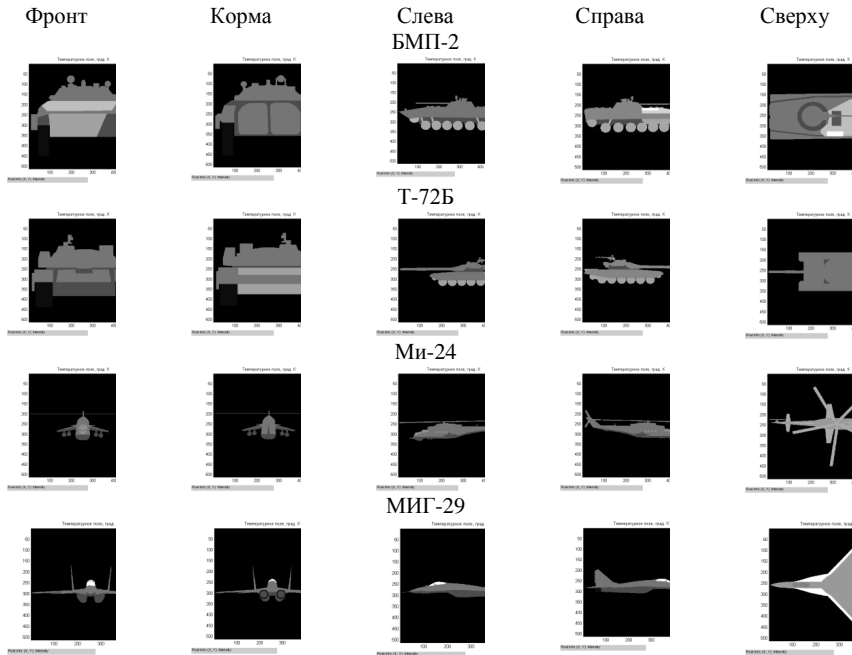


Рисунок 3 - Образцы тепловых портретов ВВТ

Данные образцы использовались для создания текстур 3D моделей ВВТ в ИК-диапазоне путем генерации ракурсов из обычных текстур с последующим наложением на них соответствующих фрагментов тепловых портретов. Вид моделей бронетехники при использовании ИК-текстур представлена на рисунке 4.



Рисунок 4 - Вид моделей бронетехники при использовании ИК-текстур

Другой способ имитации поля зрения камеры в ИК-диапазоне может быть использован в программе «Rakurs» при совместном включении переключателей Настройки->Градации серого и Настройки->Инверсия цветов. При этом можно получить вид теплового портрета не только 3D-моделей всех объектов ВВТ (в том числе тех, на которые отсутствуют ИК-текстуры), но и ИК-портреты объектов инфраструктуры, растительности.

Вид сцены фоно-целевой обстановки в режиме совместного использования опций «Градации серого» и «Инверсия» представлен на рисунке 5.

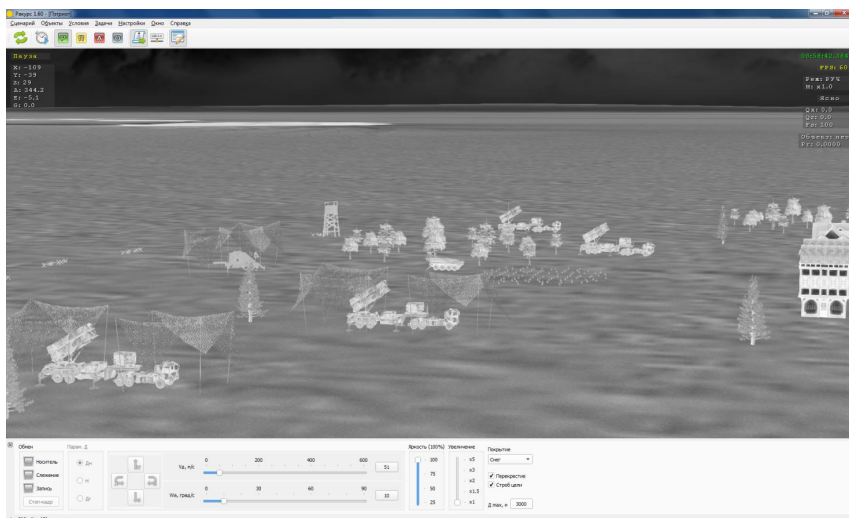


Рисунок 5 – Сцена при включении опций «Градации серого» и «Инверсия»

Эффект адекватности изображения связан со способностью более темных объектов к поглощению тепла и имеющих при использовании инверсии видимость более интенсивного свечения.

Для формирования, чтения-сохранения и оперативного редактирования сцены, представляющей собой совокупность объектов инфраструктуры, ВВТ



различного назначения с заданными координатами и параметрами движения используется программный модуль редактора сцен фоно-целевой обстановки «REditor».

«REditor» представляет собой отдельное приложение, которое может использоваться автономно или вызываться из программного модуля трехмерной имитации фоно-целевой обстановки и поля зрения ГСН «Rakurs». при выборе пункта меню «Объекты» в одном из режимов («Техника» или «Инфраструктура»). При открытии приложения имя активной сцены отображается в заголовке окна программы.

Вид окна ПМ РО в режиме «Техника» представлен на рисунке 6.

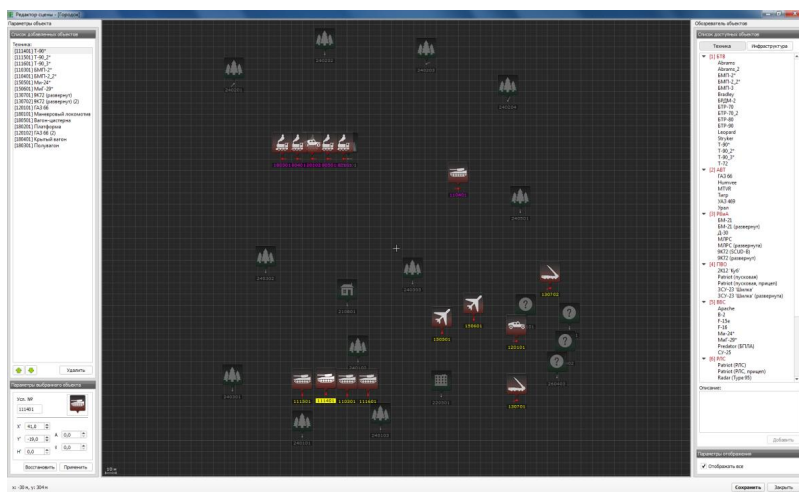


Рисунок 6 – Окно редактора сцен в режиме «Техника»

При загрузке редактора сцен открывается главная форма, включающая:

- двухмерную схему сцены, находящуюся в центральной части формы;
- обозреватель доступных для добавления объектов (3D-моделей), расположенный справа от схемы сцены;
- обозреватель объектов уже имеющихся в составе текущего сценария, расположенный слева от схемы сцены;
- строку состояния с элементами управления данными трехмерной сцены.

Обозреватель доступных объектов содержит список групп ВВТ (всего 9), а также входящих в них объектов (в настоящее время имеется 55), который может быть дополнен путем добавления файлов 3D-моделей и текстур в соответствующие папки.

При выборе объектов списка в панели «Описание» приводятся тактико-технические характеристики образца ВВТ, доступные для редактирования.

При добавлении нового объекта кроме прямоугольных координат и высоты ему автоматически присваивается шестизначный идентификационный но-



мер. В полях кроме координат объекта задается ракурс (град) относительно условного направления на Север – оси X и скорость его движения (км/ч). При редактировании координат и нажатии кнопки «Применить» пиктограмма активного объекта переместится на схеме сцены в новое положение.

Добавление, удаление и редактирование данных объектов инфраструктуры (6 групп, 27 объектов) производится аналогично.

Использование программного модуля трехмерной имитации фоно-целевой обстановки и поля зрения ОГС «Rakurs» в составе ПК «Имитатор» позволит существенно уменьшить затраты средств и времени на разработку и отладку оборудования и ПО оптического (видимого и инфракрасного) каналов ГСН.





УДК 621.396.677

## ТЕНДЕНЦИИ ПОСТРОЕНИЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Солонович Д.А.

НПООО «ОКБ ТСП»

Регулируемые высокочастотные усилители являются неотъемлемой частью приёмных усилительных трактов. Особенность регулируемых усилителей заключается в способности к перестройке характеристик, универсальности и адаптации к общим требованиям системы. Возможность управления коэффициентом усиления и как следствие динамическим диапазоном (ДД) усилительно-преобразовательных трактов влияет на качественные показатели системы: эффективную чувствительность, эффективную избирательность, точность воспроизведения сигнала, разрешающую и пропускную способность [1–4]. Выбор наиболее подходящего способа регулировки коэффициентом усиления приёмного тракта является задачей многокритериальной и сильно зависит от качества и назначения системы. Необходимость сохранить широкий линейный ДД в современных приёмных трактах систем передачи данных, обработки радиолокационной информации, обусловлена использованием аналого-цифровых преобразователей, обладающих широким мгновенным ДД. Поэтому, рассматривая основные тенденции построения высокочастотных регулируемых усилителей, сложившееся на сегодняшний день, будем анализировать структуры с точки зрения сохранения ДД.

Достаточно распространённым до недавнего времени способом является режимный метод регулирования усиления усилительного элемента по постоянному току. Режимная регулировка осуществляется изменением напряжения (тока) на управляющем электроде, либо за счет токораспределения при подключении управляемых резисторов, в качестве которых применяются нелинейные элементы — полупроводниковые диоды, р-п-переходы транзисторов [5]. Преимущество усилителей с такой регулировкой заключается в том, что коэффициент передачи структуры пропорционально изменяется по отношению к напряжению смещения нелинейного элемента. Способы управления режимного метода показаны на рисунке 1а. На рисунке 1б и рисунке 1в представлены структуры высокочастотных усилительных модулей на дифференциальных каскадах биполярных и полевых транзисторов, регулировка в таких структурах осуществляется изменением постоянного напряжения на коллекторе биполярного или стоке полевого транзистора, выполняющего функции токостабилизирующего двухполюсника [6–9]. На рисунке 1г представлена структура интегрального усилителя на умножителях, где регулировка проводимостью транзистора  $M_2$  осуществляется управлением режима работы транзистора  $M_1$  [10]. Структуры с режимным методом регулирования (рисунок 1б – рисунок 1г) позволяют получить глубину регулировки 40...60 дБ и значением нелинейных гармонических составляющих порядка 30...50 дБ при выходном сигнале порядка 0,1...0,4 В.

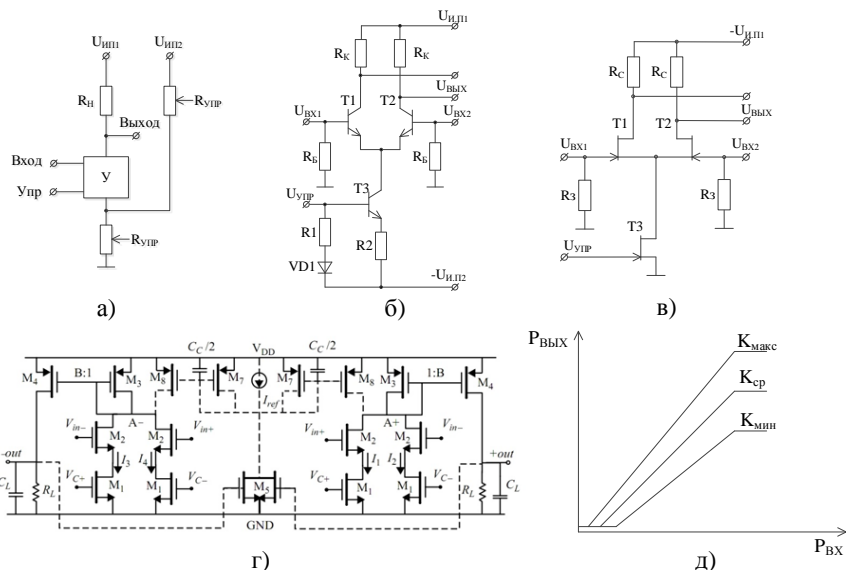


Рисунок 1 – Схемы регулируемых усилительных каскадов с режимным методом регулирования усиления

В высокочастотных структурах при максимальном коэффициенте передачи усилитель с режимным методом регулировки имеет минимальный коэффициент шума и максимальный уровень выходного сигнала. При регулировании коэффициентом передачи изменяется режим работы нелинейного элемента, что приводит к снижению уровня выходного сигнала и увеличению коэффициента шума. Зависимости выходной мощности от входной при регулировании представлены на рисунке 1д. С уменьшением коэффициента передачи выходной ДД сужается как сверху, так и снизу. Изменение режим работы нелинейного элемента сопровождается изменением полосы пропускания. Также усилители с режимной регулировкой требуют термостабилизацию режима работы структуры, требуют достаточно высокого сопротивления нагрузки для уменьшения нелинейных искажений, имеют слабую развязку по каналу управления.

В высокочастотных усилительных трактах применяют структуры с методом регулировки коэффициента передачи, основанный на изменении глубины отрицательной обратной связи (ООС) (рисунок 2а). Управляющее напряжение в таких усилителях может подаваться на управляемый резистор, аттенуатор, нелинейный элемент. На рисунке 2б показана структура усилителя, где в канал ООС включен управляемый цифровой аттенуатор с ТТЛ управлением. На рисунке 2в показана схема регулируемого усилителя на биполярных транзисторах Т1, Т2, где регулировка усиления осуществляется управлением рабочей точки транзистора Т3 [2]. На рисунке 2г представлена структура интегрального уси-



лителя, построенного по дифференциальной схеме с переменным резистором на полевых транзисторах в цепи ООС [10]. Такие усилители позволяют получить диапазон регулировки коэффициента усиления в 40...50 дБ, при выходном уровне сигналов порядка 0,4В и значением нелинейных гармонических составляющих порядка 60дБ.

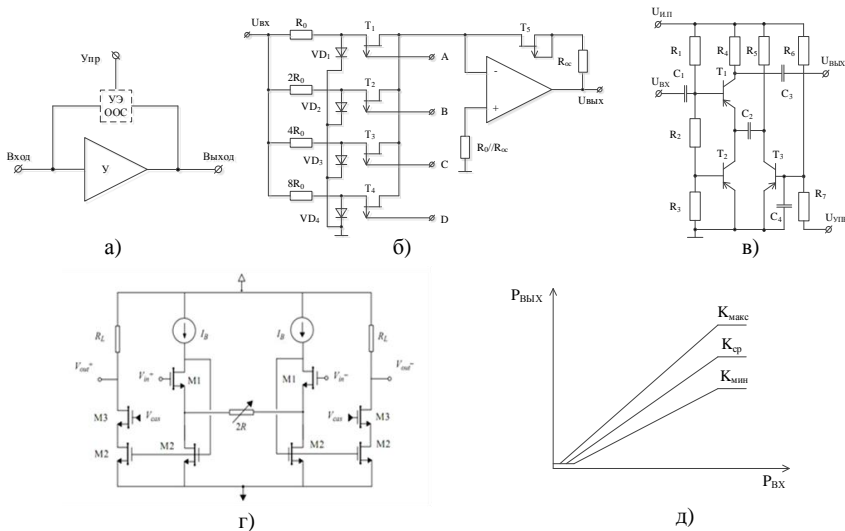


Рисунок 2 – Схемы регулируемых усилительных каскадов с регулировкой в ООС

Глубина ООС при максимальном коэффициенте передачи таких усилителей минимальна. При этом максимальным является уровень выходных сигналов, а коэффициент шума минимальный. С увеличением глубины ООС коэффициент передачи и уровень выходных сигналов уменьшаются, а коэффициент шума растёт. Зависимости выходной мощности от входной при изменении коэффициента передачи усилителей с ООС показаны на рисунке 2д. Видно, что с уменьшением коэффициента передачи динамический диапазон при регулировании сужается сверху и снизу. Сравнивая данный метод с режимным, необходимо отметить, что уменьшение верхней границы ДД при снижении коэффициента передачи в ниже. Усилители с регулировкой ООС, по сравнению с режимным методом, имеют большую величину развязки по каналу управления, но также изменяют полосу пропускания при регулировании и имеют небольшую глубину регулировка ввиду того, что при малой ООС уменьшается стабильность усилителя.

Для регулирования коэффициентом передачи применяется также метод, основанный на вынесении функции регулируемого затухания из усилительных каскадов в отдельные функциональные звенья – аттенуаторы. В структурах с аттенуатором управляемый элемент устанавливают на входе, на выходе или

между усилительными элементами (рисунок 3а) [5]. Сами усилительные элементы, как правило, выполнены на широкополосных малошумящих усилительных модулях либо на транзисторных структурах с глубокими ООС, что позволяет достигать высокой стабильности работы тракта.

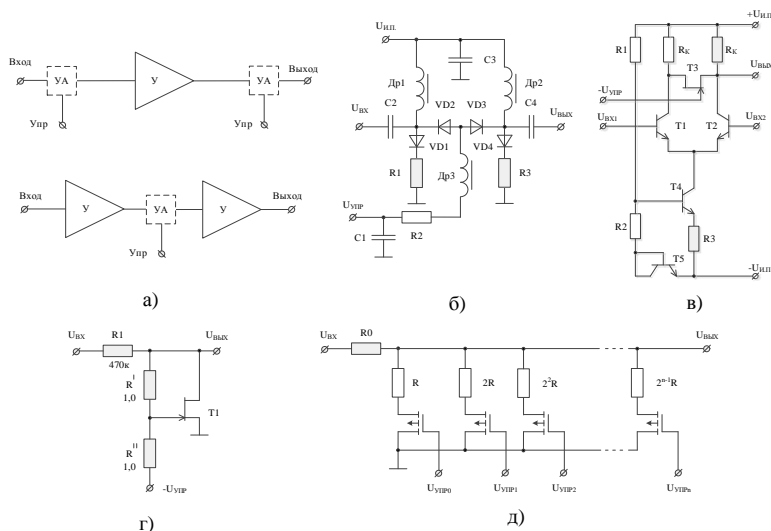


Рисунок 3 – Схемы РУ с управляемым аттенуатором

На рисунке 3 показаны примеры управляемых аттенуаторов. Аттенуаторы на р-и-п-диодах [1, 11] (рисунок 3б), аттенуаторов на биполярных и полевых транзисторах [12 – 15] (рисунок 3в, 3г), аттенуаторы с дискретным управлением [16, 17] (рисунок 3д) позволяют осуществить регулирование амплитуды сигналов в широкой полосе пропускания и имеют малые фазовые сдвиги, хорошую развязку цепей управления, высокую стабильность сопротивления входа и выхода. Структура с управляемыми аттенуаторами могут иметь диапазон регулировки 40...80 дБ, при этом уровень выходных сигналов может достигать 2...2,5 В и ограничивается возможностями усилительных модулей. Характер изменения параметров усилителя при регулировке будет разный, в зависимости от места включения управляемого аттенуатора и глубины регулировки.

При включении аттенуатора на входе усилительного элемента зависимость выходной мощности от входной при регулировании будет иметь вид, показанный на рисунке 4а. Минимальному затуханию аттенуатора усилительной структуры соответствует максимальный коэффициент передачи и минимальный уровень шума. При уменьшении коэффициента передачи чувствительность тракта изменяется пропорционально вносимому затуханию. ДД в структуре с аттенуатором на входе линейно смещается на величину регулировки.

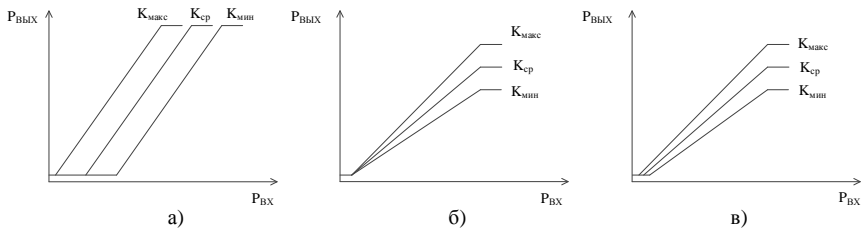


Рисунок 4 – Зависимость выходной мощности от входной при регулировании в структурах с управляемыми аттенуаторами

В регулируемых структурах с аттенуатором на выходе и между усиленными элементами зависимость выходной мощности от входной при регулировании будет иметь вид, показанный на рисунке 4б, при небольшой глубине регулировки и вид – рисунок 4в, при глубокой регулировке, превышающей максимальный коэффициент передачи. Установка усилителя на входе аттенуатора позволяет зафиксировать нижнюю границу при регулировании либо уменьшить потери чувствительности при глубокой регулировке. Верхняя граница ДД в таких структурах будет уменьшаться пропорционально затуханию аттенуатора.

В цифровых системах с повышенным требованием к линейности нашёл применение дискретный способ регулировки, при котором в процессе изменения коэффициента передачи изменяется структура усилительного канала [1, 18]. Варианты построения усилителей с переменной структурой представлены на рисунке 5. Усилители строятся на высоколинейных малошумящих широкополосных модулях, которые могут быть как в интегральном исполнении, так и собраны на транзисторах. Усилительные модули в тракте выбираются исходя из согласования по порогам перегрузки. Коммутаторы в структурах применяют широкополосные с малыми потерями. Последовательная структура регулируемого усилителя (рисунок 5а) содержит  $N$  усилительных элементов и коммутаторов. Коммутаторы управляются таким способом, чтобы исключать из структуры усилительный элемент при уменьшении коэффициента передачи, направив сигнал по параллельному каналу без усиления. Для уменьшения влияния потерь на коммутаторах структурой управляют, начиная с последнего усилительного элемента.

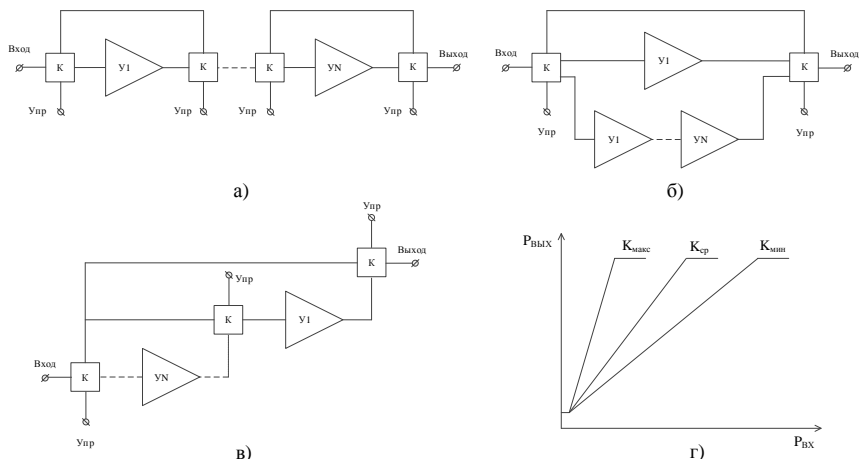


Рисунок 5 – Схемы регулируемых усилителей с переменной структурой

Параллельная структура (рисунок 5б) содержит два многопозиционных коммутатора и  $N + 1$  параллельных усилительных каналов, которые отличаются коэффициентом передачи на шаг регулировки. Коммутаторы управляются таким способом, чтобы при регулировке коэффициента передачи в усилительную структуру включался канал с необходимым усилением. Преимущество перед последовательной структурой является уменьшение количества коммутаторов и, следовательно, потерь в структуре. Однако при необходимости применения большого количества каналов регулировки возникает сложность реализации многопозиционного коммутатора.

Параллельно-последовательная структура минимизирует потери в цепях адаптации и строится на бинарных коммутаторах. Структура имеет  $N$  усилительных модулей и  $N + 1$  коммутатора (рисунок 5в).

Усилители с переменной структурой могут иметь диапазон регулировки 30...80 дБ, при этом уровень выходных сигналов может достигать 2...2,5 В и ограничивается возможностями усилительных модулей и коммутаторов. При максимальном коэффициенте передачи такие усилители имеют минимальную перегрузочную способность. С уменьшением общего коэффициента усиления верхняя граница ДД увеличивается на коэффициент передачи одного усилительного элемента, пока не достигнет уровня перегрузочной способности одного усилителя. Коэффициент шума при регулировке остаётся неизменным. Таким образом, при регулировке (уменьшении коэффициента передачи) ДД тракта увеличивается сверху.

Преимуществами регулируемых усилителей с переменной структурой являются стабильность регулировочной характеристики, частотной характеристики, входного и выходного сопротивления, низкий уровень и стабильность собственных шумов, низкие нелинейные составляющие, большой диапазон регулировки коэффициента передачи, высокий линейный динамический диапа-



зон, хорошая развязка управляющего сигнала. К недостаткам структур можно отнести большую аппаратную затратность при необходимости реализации малых дискретов регулировки [1, 18].

Из рассмотренных способов регулировки высокочастотных трактов можно отметить, что регулировка коэффициента усиления приёмного тракта, как правило, сопровождается изменением входного и выходного ДД. Увеличение усиления снижает нижнюю и верхнюю границы входного ДД. Однако, изменение верхних и нижних границ зачастую оказывается не пропорциональным, что приводит к сужению выходного ДД в процессе регулирования. Выбор структуры построения высокочастотного усилительного тракта и способа регулирования коэффициентом передачи определяет эти границы. На сегодняшний день актуальной задачей является оптимальный размен ДД на коэффициент усиления с минимальными потерями выходного ДД в приёмном устройстве. Наиболее эффективными с точки зрения сохранения широкого выходного ДД являются тракты с управляемыми аттенуаторами и тракты с переменной структурой.

### Список литературы:

1. Малевич И. Ю. Синтез высоколинейных радиочастотных усилительных трактов (монография) / И.Ю. Малевич. – Минск: Бестпринт, 2009. – 202с.
2. Крисиллов Ю. Д. Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем / Ю. Д. Крисиллов. – М.: Сов. радио, 1972. – 272с.
3. Брунов М. В Широкополосный усилитель с автоматической установкой коэффициента усиления / М. В Брунов, В. М. Головкин, В. В. Горбатюк // ПТЭ – 1975. – № 6. – С. 137 – 141.
4. Жилинскас Р. П. Измерители отношения и их применение в радиоизмерительной технике / Р. П. Жилинскас. – М.: Сов. радио, 1975. – 320с.
5. Богданович Б. М. Радиоприёмные устройства: Учеб. пособие / Б.М. Богданович, Н.И. Окулич – Минск: В.Ш., 1991. – 428с.
6. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем / А. Б. Гребен. – М.: Энергия, 1976. – 256с.
7. Богатырёв Е. А. Каскады радиоприемников на полевых транзисторах / Е. А. Богатырёв, Н. Н. Капитанов, Ю. С. Мырсин. – М.: Энергия, 1974. – 192с.
8. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение в технике связи / А. Н. Игнатов. – М.: Связь, 1984. – 216с.
9. Русанов А. П. Нелинейные искажения токов в полевых транзисторах при воздействии гармонических сигналов. // В сб.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи / А. П. Русанов, С. П. Шелков / Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып 14. М.: Связь, 1974. – С. 84 – 93.
10. Perez J.P.A. Automatic Gain Control. / J.P.A. Perez. – N.Y.: Springer, 2011. – 149p.
11. Harvey J. Linear pin Diode Switched Attenuator. / J. Harvey V. Svoboda. // Proc. IEEE. – V. 37. – 1976. – N 1. – P. 11 – 12.



12. Ow van H. P. Reducing Distortion in Controlled Attenuators Using FET / H. P. Ow van. // Proc. IEEE. – V. 56. – 1968. – N 10. – P. 1718 – 1719.
13. Sherwin J. Program Multichannel Audio Gain with FET's the Feedback Paths of Op. Amps. / J. Sherwin. // Electron. Design. – V. 3. – 1975. – N 1. – P. 68 – 72.
14. Золотова Н. М. Линейный резистор, управляемый напряжением / Н. М. Золотова. // ПТЭ. – 1978. – № 1. – С. 116 – 118.
15. Кларк. Линеаризация характеристики резистора, управляемого напряжением / Кларк. // Электроника. – Т. 50. – 1977. – № 9. – С. 62.
16. Белов Л. А. Устройства формирования СВЧ-сигналов и их компоненты: Учеб. пособие / Л. А. Белов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 320с.
17. Титов А. А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ / А. А. Титов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 325с.
18. Малевич И. Ю. Методы и устройства приема и обработки радиосигналов: Учеб. пособие / И. Ю. Малевич, В.А. Чердынцев, А.Е. Курочкин. – Минск: БГУИР, 2010, – 288с.





УДК 621.87; 681.5

## ВЫСОКОТОЧНАЯ СИСТЕМА ПОДЪЕМА И ГОРИЗОНТИРОВАНИЯ ОПОРНОЙ ПЛАТФОРМЫ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Стрижнев А. Г.

СКБ-4 НПООО «ОКБ ТСП»

*В докладе рассмотрен новый метод автоматического подъема и горизонтирования опорной платформы и пример его реализации. Метод предполагает работу системы горизонтирования в четыре этапа, в процессе которых осуществляется контроль и коррекция текущего состояния опорной платформы с выдачей параметров контроля на пульт управления. Даны рекомендации по реализации метода и определению параметров пространственной модели опорной платформы специальной техники.*

**Введение.** азличные колесные и гусеничные машины содержат опорные платформы с расположенным на них оборудованием (подъемные краны, бурильные установки, системы оптического наблюдения, радиолокационные станции, пусковые ракетные установки и др.), которые требуют применения систем подъема и горизонтирования (СПГ). Подъем опорной платформы обеспечивает разгрузку элементов ходовой части (рессор, осей, колес), а горизонтирование необходимо для качественной работы специального оборудования.

На предприятии разработан новый метод автоматического подъема и горизонтирования опорной платформы специальной техники, который отличается от существующих аналогов простотой и универсальностью. Простота метода подтверждается минимально необходимым набором элементов, позволяющим эффективно выполнять требования по назначению. Универсальность метода заключается в оценке состояния грунта, выполнении поднятия платформы, разгрузке элементов ходовой части и горизонтировании опорной платформы за один цикл работы.

Метод предполагает работу системы подъема и горизонтирования в четыре этапа, в процессе которых осуществляется контроль и коррекция текущего состояния опорной платформы с выдачей параметров контроля на пульт управления. Метод можно использовать не только в статических, но и динамических системах горизонтирования, типа активная подвеска, где для исключения продольной и поперечной качки шасси при движении транспорта требуется согласованная работа всех опорных агрегатов. Метод предполагает идентификацию и определение динамических свойств опорных агрегатов, а также организацию управления по нагрузке и положению. Для исключения опасных перекосов платформы при подъеме применена автоматическая синхронизация движения опор. Реализация метода позволяет экспериментально определить параметры пространственной модели опорной платформы.

**Реализация метода автоматического подъема и горизонтирования опорной платформы.** При небольшой массе опорной платформы метод может

быть реализован с помощью электромеханических опор, но обычно эти задачи решают с помощью гидравлических опор [1].

Для примера на рис.1 представлена структурная схема гидравлической СПГ.

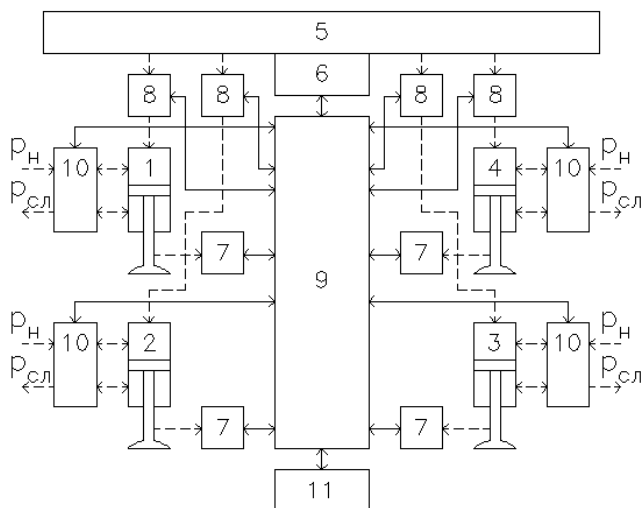


Рисунок 1- Структурная схема гидравлической системы подъема и горизонтирования 1,2,3,4 - гидравлические опоры; 5 – опорная платформа; 6 – двухкоординатный датчик наклона; 7 – датчик положения штока; 8 – датчик усилия; 9 – блок управления (БУ); 10 – четырехсекционный электрогидрораспределитель; 11 – пульт управления

### Пространственная модель опорной платформы

При реализации автоматической ГПГ (рис.1) необходимо учитывать параметры пространственной модели опорной платформы, которая [2] представлена на рис.2.

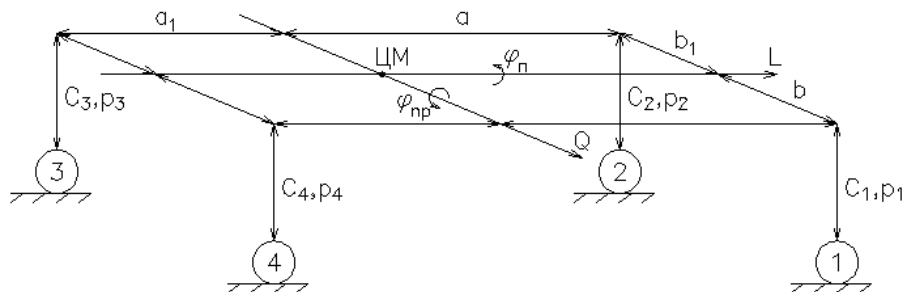


Рисунок 2- Пространственная модель опорной платформы.



1, 2, 3, 4 – опоры;  $c_i, p_i$  – ординаты, усилия опор; ЦМ – центр массы;  $L, Q$  – продольная, поперечная оси;  $\varphi_{np}, \varphi_n$  – продольный и поперечный углы наклона;  $a, a_1$  – расстояния опор от поперечной оси;  $b, b_1$  – расстояния опор от продольной оси

**Примечание:** положительные углы образуются при подъеме передней и правой боковой сторон платформы

### Работа автоматической системы подъема и горизонтирования опорной платформы

**1 этап.** Производится оценка данных (рис.1) датчика наклона 6 и принятие решения о возможности работы системы в автоматическом режиме. При наклоне осей платформы не позволяющих осуществить работу системы БУ формирует сигнал «Запрет 1», который выдается на пульт 11 и дальнейший подъем и горизонтирование платформы не выполняются.

Условием работы системы в автоматическом режиме (рис.2) является не превышение текущих углов ( $\varphi_{np.1}, \varphi_{n.1}$ ) расчетных значений:

$$|\varphi_{np.1}| \leq \arcsin \frac{h_0 - h_3 - h_t - h_n - h_p}{A}; |\varphi_{n.1}| \leq \arcsin \frac{h_0 - h_3 - h_t - h_n - h_p}{B},$$

где  $\varphi_{np.1}, \varphi_{n.1}$  – углы наклона опорной платформы, измеренные на 1-ом этапе;  $A, B$  – базовые расстояния между опорами ( $A = a + a_1, B = b + b_1$ );  $h_0$  – полный ход штока гидроцилиндра опоры;  $h_3$  – ход опор до поверхности земли;  $h_t$  – запас хода на глубину проседания грунта;  $h_n$  – требуемая высота подъема опорной платформы над поверхностью земли;  $h_p$  – запас хода для проведения точного горизонтирования. Например, для значений ( $A = 5300 \text{ мм}, B = 4870 \text{ мм}, h_0 = 1100 \text{ мм}, h_3 = 150 \text{ мм}, h_t = 100 \text{ мм}, h_n = 160 \text{ мм}, h_p = 100 \text{ мм}$ ) определены параметры  $|\varphi_{np.1}| \leq 6,392^\circ, |\varphi_{n.1}| \leq 6,959^\circ$ .

При наличии соответствующего механизма производится приведение гидравлических опоры из походного положения в рабочее состояние.

**2 этап.** Если сигнал «Запрет 1» не сформирован (рис.1), выполняется выдвижение штоков из гидроцилиндра опор 1–4 и создаются начальные (расчетные) давления на грунт (недостаточные для подъема платформы), которые контролируются датчиками усилий 8. После обработки данных с датчика 6 наклона, датчиков 7 положения штоков гидравлических опор, оцениваются проседания грунта и определяются возможности СПГ. При проседании грунта и выдвижении штоков из гидроцилиндров опор 1–4 на величину, не позволяющую осуществить дальнейшую работу системы, БУ формирует сигнал «Запрет 2», который выдается на пульт 11 и подъем и горизонтирование платформы не выполняются.

Условием проведения подъема и горизонтирования (рис.2) после создания начальных усилий  $p_1 \approx p_2 \approx p_3 \approx p_4 = p_0$ , является не превышение текущих ор-

динат  $c_{i,2} \leq h_i + h_t = 250 \text{ мм}$  и углов наклона  $\varphi_{np,2}$ ,  $\varphi_{n,2}$  значений при которых реализуются возможности пространственной модели:  $|\varphi_{np,2}| \leq \arcsin \frac{h_0 - h_n - h_p - c_{i,2}}{A}$ ,  $|\varphi_{n,2}| \leq \arcsin \frac{h_0 - h_n - h_p - c_{i,2}}{B}$ . Для расчета нужно использовать большее из четырех возможных значений  $c_{i,2}$ , измеренных в конце 2-го этапа. При проседании грунта больше ожидаемого, возможности СПГ снижаются. Например, если  $c_{i,2} = 300 \text{ мм}$ , то предельные значения углов должны удовлетворять другим условиям  $|\varphi_{np,2}| \leq 6,065^\circ$ ,  $|\varphi_{n,2}| \leq 6,603^\circ$ . Следует заметить, что предельные значения координат ( $c_{i,2}$ ,  $\varphi_{np,2}$ ,  $\varphi_{n,2}$ ) при которых горизонтирование невозможно могут быть заранее установлены, а измеренные на 2-ом этапе работы значения углов  $\varphi_{np,2}$ ,  $\varphi_{n,2}$  не должны превышать требуемых значений наклона платформы  $\varphi_{np,тр}$ ,  $\varphi_{n,тр}$  реализуемых на 3-м этапе.

**3 этап.** Если сигнал «Запрет 2» не сформирован (рис.1), выдвигаются штоки гидроцилиндров опор 1–4 на высоту разгрузки элементов ходовой части, и одновременно выполняется горизонтирование платформы. Для исключения опасных перекосов платформы при подъеме используется синхронизация движения опор [3]. Производится оценка проседания грунта и при невозможности точного горизонтирования, БУ формирует сигнал «Запрет 3», и работа системы прекращается. Если из-за проседания грунта или сползания опор горизонтирование окажется неточным, то в этом случае потребуются дополнительный подъем и подгоризонтирование платформы, которые реализуются на 4-ом этапе работы.

При работе системы (рис.2) используются данные ( $\varphi_{np,2}$ ,  $\varphi_{n,2}$ ,  $c_{i,2}$ ) полученные на 2-ом этапе, по которым рассчитываются и запоминаются отклонения продольного и поперечного углов наклона платформы от требуемых значений  $\Delta\varphi_{np,3} = \varphi_{np,2} - \varphi_{np,тр}$ ,  $\Delta\varphi_{n,3} = \varphi_{n,2} - \varphi_{n,тр}$ . Определяются приращения ординат  $\Delta g_{1,3} = |A \sin \Delta\varphi_{np,3}|$ ,  $\Delta g_{2,3} = |B \sin \Delta\varphi_{n,3}|$  и формируются с помощью табл.1 задания  $q_{i,3} = c_{i,2} + h_n + k_1 \Delta g_{1,3} + k_2 \Delta g_{2,3}$  для гидроцилиндров опор 1–4.

Табл.1 Зависимость коэффициентов задания от отклонений углов наклона

Параметры		Номер опор				Параметры		Номер опор			
Условия	Кoeffиц.	i = 1	i = 2	i = 3	i = 4	Условия	Кoeffиц.	i = 1	i = 2	i = 3	i = 4
$\Delta\varphi_{np} \geq 0$	$k_1$	0	0	1	1	$\Delta\varphi_n \geq 0$	$k_2$	0	1	1	0
$\Delta\varphi_{np} < 0$		1	1	0	0	$\Delta\varphi_n < 0$		1	0	0	1

**4 этап.** Если сигнал «Запрет 3» не сформирован, а точность горизонтирования превышает заданное значение, осуществляется (рис.1) выдвигание штоков из гидроцилиндров опор 1–4 и точное подгоризонтирование. Данный этап может повторяться несколько раз до получения требуемой точности горизонтирования. БУ постоянно анализирует данные поступающие с датчиков 6, 7, 8 и определяет состояние каждой из четырех опор. При возникновении аварийной



ситуации БУ формирует сигнал «Запрет 4», и работа системы и специального оборудования прекращаются.

При дополнительном подъеме и горизонтировании опорной платформы используются (рис.2) полученные на 3-м этапе работы данные  $(\varphi_{np,3}, \varphi_{n,3}, c_{i,3})$ . Рассчитываются и запоминаются отклонения продольного и поперечного  $\Delta\varphi_{np,4} = \varphi_{np,3} - \varphi_{np,тр}$ ,  $\Delta\varphi_{n,4} = \varphi_{n,3} - \varphi_{n,тр}$  углов наклона платформы и приращения ординат  $\Delta g_{1,4} = |A \sin \Delta\varphi_{np,4}|$ ,  $\Delta g_{2,4} = |B \sin \Delta\varphi_{n,4}|$ .

С помощью табл.1 формируются новые задания  $q_{i,4} = c_{i,3} + k_1 \Delta g_{1,4} + k_2 \Delta g_{2,4}$  для гидроцилиндров опор 1–4. Следует заметить, что при мягком грунте возможно проседание и/или «сползание» опор, и 4-ый этап нужно повторять несколько раз, пока горизонтирование платформы не достигнет требуемой точности, о чем будет свидетельствовать постоянство отклонений продольного и поперечного углов наклона платформы. После 2–3 кратного повторения 4-й этап следует прекратить, а текущие углы и отклонения запомнить. Для исключения частого включения 4-го этапа в процессе работы специального оборудования нужно установить пределы изменения углов, при которых 4-й этап не будет включаться. В качестве пределов нечувствительности целесообразно выбрать значения  $\Delta\varphi_{np,0} = (2-3)\Delta\varphi_{np,4+i}$ ,  $\Delta\varphi_{n,0} = (2-3)\Delta\varphi_{n,4+i}$ .

### **Рекомендации по реализации метода и определению параметров пространственной модели опорной платформы**

Для реализации метода автоматического подъема и горизонтирования опорной платформы необходимо решить следующие задачи.

Используя ранее разработанный метод [4], определить нелинейные свойства гидроприводов как объектов управления (ОУ) и получить их передаточные функции по усилию и положению. При этом передаточные функции по усилию следует определять на нагруженных опорах, а по положению на разгруженных и нагруженных опорах.

Используя полученные передаточные функции ОУ синтезировать цифровые регуляторы, обеспечивающие требуемые характеристики переходного процесса системы [5–8].

Реализовать поэтапную работу СПГ в автоматическом режиме и определить параметры пространственной модели опорной платформы.

Параметры пространственной модели опорной платформы можно определить следующим образом. Выполнить точное горизонтирование платформы (рис.2) и измерить усилия  $p_1 - p_4$  действующие на гидроцилиндры опор 1–4. Рассчитать удаления гидроцилиндров опор (рис.2) от поперечной и продольной осей платформы:  $a = \frac{(p_3 + p_4)A}{p_1 + p_2 + p_3 + p_4}$ ;  $b = \frac{(p_2 + p_3)B}{p_1 + p_2 + p_3 + p_4}$ ;  $a_1 = A - a$ ;  $b_1 = B - b$ .

*Примечание:* При проектировании гидравлической СПГ необходимо учитывать сильную зависимость параметров гидроприводов от температуры окружающей среды и обеспечить согласование соотношения коэффициентов проводимости рабочих окон гидрораспределителей с соотношением эффективных площадей напорных и сливных полостей гидроцилиндров [9].

### Пример реализации метода

Согласно методу была реализована высокоточная система подъема и горизонтирования опорной платформы РЛС, внешний вид которой представлен на рис.3



Рисунок 3- Внешний вид РЛС в развернутом состоянии

Система горизонтирования РЛС обеспечивает следующие технические характеристики: диапазон углов наклона платформы –  $|\varphi_{np.1}| \leq 6,392^\circ$ ,  $|\varphi_{n.1}| \leq 6,959^\circ$ ; точность горизонтирования – не хуже 0,05 град; время горизонтирования – не более 1 мин, диапазон рабочих температур –  $-40 \dots +50^\circ\text{C}$ .

### Выводы

Разработанный метод автоматического подъема и горизонтирования опорной платформы является новой и отличается от существующих аналогов простотой и универсальностью. Простота метода подтверждается минимально необходимым набором элементов, позволяющим эффективно выполнять требования по назначению. Для реализации метода требуются двухкоординатный (крена и тонгажа) датчик наклона, сориентированный по продольной и поперечной осям платформы, четыре датчика усилия (или давления рабочей жидкости в поршневой полости при использовании гидравлических опор) и четыре датчика положения опор. Универсальность метода заключается в оценке состояния грунта, выполнении поднятия платформы, разгрузке элементов ходовой части и горизонтировании опорной платформы за один цикл работы. Это позволяет использовать данный метод не только в статических, но и динамических системах горизонтирования, типа активная подвеска, где для исключения продольной и поперечной качки шасси при его движении одновременно участвуют в работе все опорные агрегаты.

Отличительной особенностью нового метода, является применение двух контуров управления по усилию и положению, что позволяет оценить состояние грунта и повысить точность работы системы. Данный метод может быть реализован и при наличии управляемых опорных агрегатов больше четырех. Определены параметры качественной оценки состояния опорной платформы на всех этапах функционирования системы и необходимые корректирующие и за-



претные сигналы. Применение метода позволяет предотвратить отрыв опор от грунта, выдвижение опор на максимальную длину, а также касание колес машины опорной поверхности.

Реализация метода предусматривает идентификацию и определение нелинейных свойств опорных агрегатов как объектов управления, а также синтез цифровых регуляторов обеспечивающих требуемые характеристики переходного процесса системы. Для исключения опасных перекосов платформы при ее подъеме и опускании применена автоматическая синхронизация движения опор. Даны рекомендации по реализации метода и экспериментальному определению параметров пространственной модели опорной платформы.

### Список литературы:

1. Способ ориентации установки несущей грузовой платформы и устройство для его осуществления: Пат. на изобретение (RU) 2367762, E21B7/02, B66F7/20 / В.В. Артемов, Н.С. Говоров, С.Н. Говоров, Ю.В. Молокин, В.Ф. Хрипченко, Д.А. Чурзин // Дата выдачи 20.09.2009. Патентовладелец: Говоров Н.С.
2. Активная подвеска: Изобретение (Германия) DE 34 08 292 A1, МКИ В 60 G 17/00 / Schussler Robert, Acker Bernd // Дата выдачи 29.08.1985.
3. Стрижнев А.Г. Метод придания одноконтурной замкнутой системе автоматического управления требуемых фильтрующих свойств. / А.Г. Стрижнев. // Информатика, – 2016. – № 4(12). С.31–37.
4. Стрижнев А.Г. Метод исследования нелинейных объектов управления, работающих в заданном диапазоне выходных координат / А.Г. Стрижнев, А.А. Шихов, А.Н. Русакович. // Информатика, – 2015. – № 3(47). С.81–89.
5. Гостев В.И. Проектирование нечетких регуляторов для систем автоматического управления / В.И. Гостев. – СПб: БХВ-Петербург, – 2011. – 416 с.
6. Стрижнев А.Г. Синтез цифрового регулятора, включенного параллельно единичной обратной связи / А.Г. Стрижнев, М.К. Хаджинов, А.Н. Русакович. // Доклады БГУИР, – 2014. – № 4(82). С.80–86.
7. Стрижнев А.Г. Автоматизированный синтез цифровых регуляторов на основе дискретных передаточных функций объектов управления / А.Г. Стрижнев, А.Н. Русакович. // Информатика, – 2013. – № 3(39). С.105–114.
8. Стрижнев А.Г. Система автоматического управления переменной структуры с цифровыми регуляторами / А.Г. Стрижнев, А.Н. Русакович. // Наука и техника, – 2015. – № 4. С. 37–44.
9. Гойдо М.Е. Проектирование объемных гидроприводов / М.Е. Гойдо. – М: Машиностроение, – 2009. – 304 с.



## РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ ЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Тумашик В.А., Гринкевич А.В., Савенко С.А.

*НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь, Минск*

Опыт работы по сплошному разминированию местности выявил серьезное отставание средств поиска и уничтожения противотанковых и противопехотных мин, других взрывоопасных предметов (ВОП) от современных требований. Особенно это касается переносных миноискателей. Ни одно из разработанных в настоящее время устройств не позволяет обнаруживать 99,6 % взрывоопасных предметов, что требуется при гуманитарном разминировании. В качестве основного сохраняется ручной способ разминирования, который трудоемок, длителен и опасен, о чем свидетельствуют потери саперов. При разминировании каждых 5 тысяч мин погибают один-два сапера и несколько получают ранения [1-3].

Среди множества различных методов и способов поиска заглубленных объектов наиболее перспективным является радиолокационный метод. Потенциально он позволяет определять характеристики лоцируемого объекта: оценить размеры и материал, глубину установки и толщину. Также радиолокационные миноискатели являются относительно безопасными, дешевыми и универсальными по отношению к любому ВОП – как изготовленному из металла, так и из диэлектрика [4]. Кроме того устройства, использующие радиолокационный способ обнаружения заглубленных объектов, способны обнаруживать и другие объекты: кабельные линии, пустоты, различные инженерные коммуникации, схроны с оружием и в целом любые неоднородности исследуемой среды (грунт, бетон).

В настоящее время миноискателей, использующих радиолокационный метод поиска заглубленных объектов не много, причем они, как правило, имеют два датчика: один индукционного типа, а второй радиолокационного. Использование двух датчиков обеспечивает более высокую вероятность обнаружения мин, а также уменьшает количество ложных тревог. Примерами указанных миноискателей являются: HSTAMIDS (США), AN/PSS-14 (США), Minehound VMR2 (Германия), Minehound VMR3 (Германия). Основным недостатком радиолокационного метода является сложность конструкции радиолокаторов и их относительно высокая стоимость [4].

Радиолокационный миноискатель излучает электромагнитную энергию от нескольких сотен мегагерц до нескольких гигагерц. Отражение электромагнитных волн происходит от объектов, обладающих контрастом диэлектрической проницаемости по отношению к среде, в которой они находятся.

Предлагается радиолокационный способ обнаружения заглубленных объектов военного назначения в котором задача обнаружения заглубленных объектов решается с помощью частотного метода. Он заключается в выделении разностной частоты биений между прямым и отраженным электромагнитными сигналами, которая пропорциональна расстоянию до облучаемого объекта [5].





В качестве зондирующего используется непрерывный линейно-частотно-модулированный радиосигнал.

**Функциональная схема радиолокационного миноискателя с частотной модуляцией** изображена на рисунке 1.

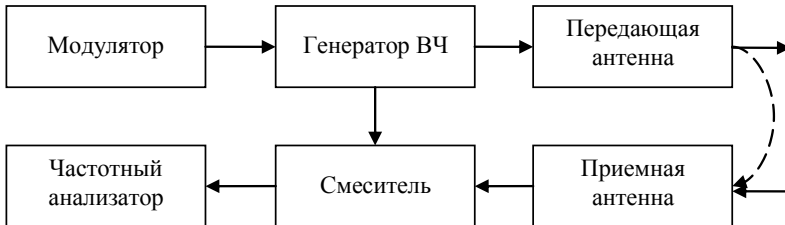
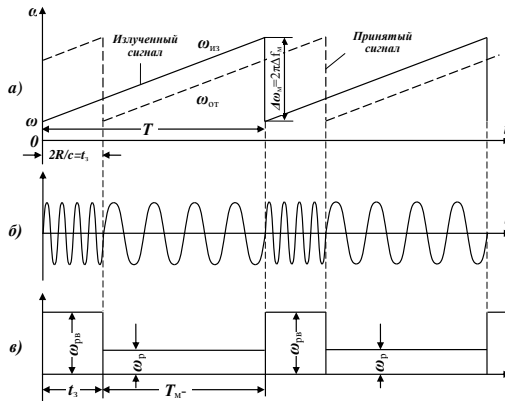


Рисунок 1 – Функциональная схема радиолокационного миноискателя

Генератор высокой частоты, управляемый модулятором, вырабатывает колебания с частотой, изменяющейся по периодическому закону (рисунок 2, сплошная линия). Частота сигнала, отраженного от неподвижной цели, будет изменяться по такому закону, но только со сдвигом по временной оси на время запаздывания  $t_z$ .



а) – частоты излученного и принятого сигнала; б) – преобразованный сигнал (разностная частота); в) – изменение частоты преобразованного сигнала

Рисунок 2 – Изменение частоты излучаемых и принимаемых колебаний

На рисунке 2 а частота отраженных колебаний показана штриховой линией. Отраженные сигналы и колебания генератора подводятся к смесителю. Образуемая на выходе смесителя разностная частота (рисунок 2 б) пропорциональна дальности до цели.

Круговая частота излучения:

$$\omega_{изл} = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_m}{T_M} t, \quad (1)$$

где  $\omega_0$  – начальное значение частоты;

$\Delta\omega_m$  – девиация частоты передатчика;

$T_M = \frac{1}{F_M}$  – период модуляции.

Частота принимаемого сигнала  $\omega_{опр}$  изменяется по такому же закону и для сигнала, отраженного от неподвижной цели, будет равна:

$$\omega_{опр} = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_m}{T_M} (t - t_z) = \omega_0 + \frac{\Delta\omega_m}{T_M} \left( t - \frac{2R}{c} \right). \quad (2)$$

С учетом задержки сигнала на время  $t_z = \frac{2R}{c}$  на выходе смесителя образуется сигнал разностной частоты:

$$\omega_p = \omega_{изл} - \omega_{опр} = \frac{2\Delta\omega_m}{cT_M} R = \frac{4\pi F_M \Delta f_m}{c} R. \quad (3)$$

Тогда дальность (глубина) отражающей поверхности:

$$R = \frac{c\omega_p T_M}{2\Delta\omega_m} = \frac{cf_p}{2\Delta f_m F_M} = Mf_p, \quad (4)$$

где  $M = \frac{c}{2\Delta f_m F_M}$  – масштабный коэффициент.

Формулы (3) и (4) поясняют зависимость между дальностью до отражающей поверхности и разностной частотой и характеризуют сущность метода.

Для измерения разностных частот используется частотный анализатор. Он может быть последовательным (одноканальным) либо параллельным (многоканальным). Последовательный анализатор – это перестраиваемый по частоте узкополосный фильтр. При таком построении анализатора приходится тратить время на поиск сигнала по частоте, что приводит к энергетическим потерям. Этого недостатка нет в параллельном частотном анализаторе, состоящем из набора узкополосных фильтров, перекрывающих диапазон возможных разностных частот. В этом случае можно одновременно измерять дальность (глубину) до многих отражающих поверхностей. Недостатком параллельного частотного анализатора по сравнению с последовательным является увеличение объема аппаратуры. Погрешность измерения дальности (глубины)  $\delta R = \frac{c}{4\Delta f_m}$ . Для



уменьшения  $\delta R$  необходимо увеличивать девиацию частоты  $\Delta f_m$ , т. е. расширять спектр зондирующего сигнала.

Для обеспечения работы радиолокационного миноискателя в реальном масштабе времени и получения требуемого отношения сигнал-шум на выходе устройства обработки разностная частота должна быть в пределах  $10^3$ – $10^6$  Гц, поэтому из анализа выражений (2) – (4) следует, что  $T_M$  необходимо выбирать в пределах сотни микросекунд – единицы миллисекунд. Девиацию частоты для получения заданного разрешения и минимизации ошибки измерения дальности (глубины) необходимо обеспечить более 1 ГГц [6].

**Рассмотрим общую математическую модель радиолокационного миноискателя.** Она описывает все особенности функционирования радиолокационного миноискателя при различных условиях.

*Модель зондирующего сигнала.*

Математическая модель зондирующего сигнала ограниченной последовательности ЛЧМ радиоимпульсов с единичной скважностью может быть описана выражением:

$$u(t) = \begin{cases} E_0 \sum_{j=1}^N U_0 \left( (j-1)T_0 \right) \exp \left( i \left( \omega_0 t + \varphi_0 \right) \right), & 0 \leq t \leq NT_0, \\ 0, & t < 0, t > NT_0 \end{cases}, \quad (5)$$

где  $E_0$  – амплитуда радиоимпульса;

$U_0(t)$  – закон модуляции одиночного радиоимпульса с учетом его амплитудного и фазового законов;

$\varphi_0$  – начальная фаза радиоимпульса;

$\omega_0 = 2\pi f_0$  – несущая частота;

$N$  – число когерентно накапливаемых радиоимпульсов;

$T_0$  – длительность радиоимпульса (период модуляции).

Комплексный закон модуляции ЛЧМ радиоимпульса (рисунок 3, а) с учетом его амплитудного и фазового законов запишется в виде

$$U_0 \left( \varphi \right) = \begin{cases} e^{i \frac{\Delta \omega_m}{2T_0} t^2}, & -\frac{T_0}{2} \leq t \leq \frac{T_0}{2}, \\ 0, & |t| > \frac{T_0}{2} \end{cases}, \quad (6)$$

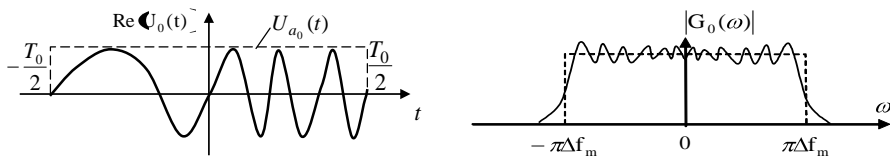
где  $\Delta \omega_m = 2\pi \Delta f_m$  – девиация частоты.

Спектр закона модуляции радиоимпульса связан прямым преобразованием Фурье с его комплексным законом модуляции [7-9]

$$G_0 \left( \varphi \right) = \int_{-\infty}^{\infty} U_0 \left( \varphi \right) e^{-i\omega t} dt = |G_0 \left( \varphi \right)| e^{i \arg G_0 \left( \varphi \right)}, \quad (7)$$

где  $|G_0(\omega)|$  – амплитудно-частотный спектр закона модуляции радиоимпульса (рисунок 3, б);

$\arg G_0(\omega)$  – фазо-частотный спектр закона модуляции радиоимпульса.



а) квадратурная составляющая радиоимпульса

б) амплитудно-частотный спектр закона модуляции радиоимпульса

Рисунок 3 – Временная структура и амплитудно-частотный спектр радиоимпульса

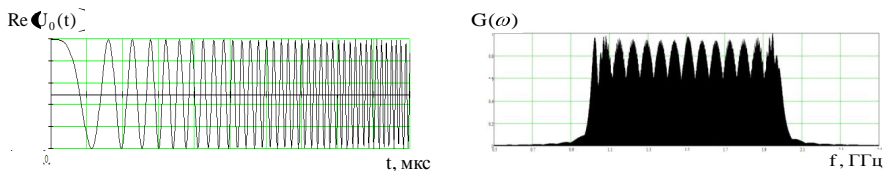
Результаты моделирования линейно-частотно-модулированного сигнала ( $T_0 = 11,24 \text{ мкс}$ ,  $\Delta f_m = 500 \text{ МГц}$ ,  $F_d = 3,6 \text{ ГГц}$ ) представлены на рисунке 4.

Сформированный таким образом радиосигнал использовался в качестве зондирующего при формировании отраженного сигнала.

*Характеристики условий распространения.*

Принимаемые допущения при формировании отраженного сигнала:

диаграммы направленности приемной и передающей антенн



а) квадратурная составляющая смоделированного радиоимпульса

б) амплитудно-частотный спектр смоделированного радиоимпульса

Рисунок 4 – Временная структура и амплитудно-частотный спектр смоделированного радиоимпульса

согласованны, рассматриваемые электромагнитные волны являются плоскими и распространяются перпендикулярно исследуемой поверхности;

паразитный сигнал «просачивания» из передающей в приемную антенну отсутствует;

краевые волны (отражения от боковых поверхностей заглубленного объекта) отсутствуют;

скорость распространения электромагнитной волны постоянна и равна скорости распространения в свободном пространстве;

диэлектрическая проницаемость среды и заглубленных объектов постоянна во всем диапазоне частот и однородна по глубине.



Модуль комплексного коэффициента отражения рассчитывается в соответствии с выражением [3, 5]

$$R_i = \frac{\sqrt{\varepsilon_{i-1}} - \sqrt{\varepsilon_i}}{\sqrt{\varepsilon_{i-1}} + \sqrt{\varepsilon_i}}, \quad (8)$$

где  $\varepsilon_i$  – диэлектрическая проницаемость  $i$ -го слоя;

$\varepsilon_{i-1}$  – диэлектрическая проницаемость  $i-1$ -го слоя.

Скорость распространения электромагнитной волны в среде равна [5, 10]:

$$V_c = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}, \quad (9)$$

где  $c$  – скорость распространения электромагнитной волны в среде,  $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость среды.

Коэффициент удельного затухания  $\Gamma$  [дБ/м] определяет величину затухания сигнала при прохождении 1 метра среды.

Удельный коэффициент затухания определяется выражением

$$\Gamma = \frac{\alpha}{r}, \quad (10)$$

где  $\alpha$  – коэффициент затухания;

$r$  – глубина (расстояние).

*Математическая модель принятого сигнала.*

При использовании в качестве зондирующего сигнала последовательности ЛЧМ радиоимпульсов принятый сигнал представляет собой суммы сигналов

$$f(t) = n(t) + m(t) + h(t), \quad (11)$$

где  $n(t)$  – сигнал, отраженный от поверхности земли;

$m(t) = m_b(t) + m_n(t)$  – сигнал, отраженный от заглубленного объекта;

$m_b(t)$  – сигнал, отраженный от верхней поверхности заглубленного объекта;

$m_n(t)$  – сигнал, отраженный от нижней поверхности заглубленного объекта;

$h(t)$  – шумовая составляющая принятого сигнала.

Вторичное излучение от земли может быть зеркальным или диффузным. Зеркальное отражение происходит от гладкой поверхности, когда угол падения зондирующего сигнала на поверхность  $\Theta$  равен углу отражения  $\Theta$  его от поверхности (рисунок 5, а).

Гладкой, в соответствии с критерием Релея, считается поверхность, максимальная высота неровностей которой  $h$  удовлетворяет условию:

$$h \leq \frac{\lambda}{16 \sin\left(\frac{\pi}{2} - \Theta\right)}.$$

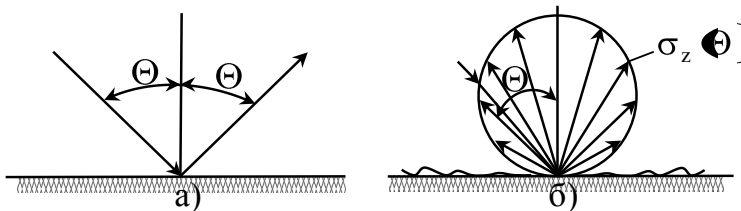


Рисунок 5. – Зеркальное (а) и диффузное (б) вторичное излучение  
поверхностно распределенных отражателей

Отражение от шероховатой поверхности является диффузным, а облучающий сигнал рассеивается во всех направлениях [7-9]. Диаграмма обратного диффузного вторичного излучения имеет вид похожий на сферу, касающуюся поверхности земли (закон Ламберта) (рисунок 5, б).

Эффективная отражающая поверхность поверхностно-распределенных отражателей (вторичного отражения от земли) определяется в соответствии с выражением [7-9]:

$$\sigma_z = S_z R_z = \pi r_z^2 \frac{\sqrt{\varepsilon_0} - \sqrt{\varepsilon_z}}{\sqrt{\varepsilon_0} + \sqrt{\varepsilon_z}}, \quad (12)$$

где  $r_z = r_z \tan\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)$ ,  $r_z$  – высота подъема фазового центра антенны над уровнем земли;

$$\Delta\theta = \sqrt{\frac{4\pi}{G_r}}, \quad G_r - \text{коэффициент усиления приемной антенны};$$

$\varepsilon_0$  - диэлектрическая проницаемость воздуха;

$\varepsilon_z$  - диэлектрическая проницаемость грунта.

Сигнал, отраженный от поверхности земли, представляет собой сумму отраженных сигналов от отдельных элементарных участков, расположенных в пределах участка отражения. Размер участка отражения, в общем виде, зависит от характеристик антенны и высоты подъема фазового центра антенны над уровнем земли.

Выражение, описывающее результирующий сигнал, имеет вид [7-9]:

$$n \ll \sum_k E_k \ll U_0 \ll t_{r_k} \ll e^{i\omega_0 t}, \quad (13)$$



где  $E_k \angle \varphi_k$  – амплитуда;

$t_{r_k}$  – время запаздывания отраженного от  $k$ -го элементарного участка земной поверхности, находящегося в пределах ограниченной области.

Амплитуда сигнала, отраженного от  $k$ -го элементарного участка земной поверхности, определяется по формуле

$$E_{nk} \angle \varphi_{nk} = \sqrt{2\sigma_{nk}^2(t)}, \quad (14)$$

где  $\sigma_{nk}^2(t)$  – средняя мощность сигнала от  $k$ -го элементарного участка земной поверхности.

Средняя мощность сигнала, отраженного от  $k$ -го элементарного участка земной поверхности, равна

$$\sigma_{nk}^2(t) = \frac{P_0 G_t G_r \lambda_{cp}^2 \sigma_{zk}}{(4\pi)^3 r_{zk}^2(t) r_{rk}^2(t)}, \quad (15)$$

где  $P_0$  – мощность излученного сигнала;

$G_t$  – коэффициент усиления передающей антенны;

$G_r$  – коэффициент усиления приемной антенны;

$\lambda_{cp} = \frac{1}{f_0 + \frac{\Delta f}{2}}$  – среднее значение длины волны;

$\sigma_{zk}$  – эффективная отражающая поверхность  $k$ -го элементарного участка;

$r_{zk}(t)$  – расстояние от передатчика до  $k$ -го элементарного участка;

$r_{rk}(t)$  – расстояние от приемника до  $k$ -го элементарного участка.

Отраженный сигнал от заглубленного объекта во временной области представляет сумму элементарных отраженных сигналов от отдельных элементарных участков, характеризующих обнаруживаемый заглубленный объект, комплексные амплитуды которых становятся функциями времени.

В результате отраженный сигнал от отдельных элементарных участков заглубленного объекта можно представить в виде выражения:

$$m \angle \varphi = m_b \angle \varphi_b + m_n \angle \varphi_n = \sum_g E_{mg} \angle \varphi_{mg} e^{i\varphi_{mg}} U_0 \angle \varphi_0 e^{-i\omega t - t_{r_g}}, \quad (16)$$

где  $E_{mg} \angle \varphi_{mg}$  – амплитуды и фазы;

$t_{r_g}$  – время запаздывания сигнала, отраженного от  $g$ -го элементарного участка заглубленного объекта относительно зондирующего;

$m_b(t)$  – сигнал, отраженный от верхней поверхности  $g$ -го элементарного участка заглубленного объекта;

$m_n(t)$  – сигнал, отраженный от нижней поверхности  $g$ -го элементарного участка заглубленного объекта.

Как известно [5], при радиозондировании заглубленных объектов основным отражающим элементом является газо-водяной контакт, образующийся на границе между грунтом и объектом. Это позволяет оценивать эффективную отражающую поверхность объекта как отражение от границы грунт-воздух на всей его площади:

$$\sigma_m = S_m R_m = \pi r_m^2 \left| \frac{\sqrt{\varepsilon_z} - \sqrt{\varepsilon_0}}{\sqrt{\varepsilon_z} + \sqrt{\varepsilon_0}} \right|, \quad (17)$$

где  $r_m$  – радиус заглубленного объекта;

$S_m$  – отражающая площадь заглубленного объекта.

Амплитуда сигнала, отраженного от  $g$ -го элементарного участка заглубленного объекта, определяется по формуле:

$$E_{mg} \propto \begin{cases} \sqrt{2\sigma_{mg}^2(t)} & m(t) = m_b(t) \\ \sqrt{2\sigma_{dg}^2(t)} & m(t) = m_n(t) \end{cases}, \quad (18)$$

где  $\sigma_{mg}^2(t)$  – средняя мощность сигнала от верхней (нижней) поверхности  $g$ -го элементарного участка заглубленного объекта.

Средняя мощность сигнала, отраженного от наблюдаемого заглубленного объекта, зависит от его эффективной отражающей поверхности и условий распространения электромагнитной волны в среде, где находится наблюдаемый объект.

*Математическая модель шума.*

Шумовая составляющая принятого сигнала моделировалась в виде нормального случайного процесса с флуктуирующей амплитудой и фазой:

$$h(t) = x_h(t) + iy_h(t), \quad (19)$$

где  $x_h(t)$ ,  $y_h(t)$  – квадратурные составляющие шума.

Поскольку шумовая составляющая нормально распределена, соответственно квадратурные составляющие процесса так же должны иметь гауссовское распределение.

Известно [11, 12], что распределение произведения двух независимых случайных величин, одна из которых имеет релеевское распределение, а другая распределена по закону арккосинуса (арксинуса) с параметрами математического ожидания ( $m=0$ ) и дисперсии ( $\sigma^2=1/2$ ), является нормальным. Это позволяет формировать нормальную случайную величину путем следующего преобразования системы двух независимых равномерно распределенных случайных чисел  $u_1$  в интервале  $(0, 1)$  и  $u_2$  в интервале  $(0, 2\pi)$





$$x_h(t) = \sqrt{-2 \ln(u_1)} \cos(2\pi u_2); \quad y_h(t) = \sqrt{-2 \ln(u_1)} \sin(2\pi u_2). \quad (20)$$

Среднеквадратическое отклонение шума рассчитывается по формуле:

$$\sigma_h = \sqrt{N_0 \Delta f_h}, \quad (21)$$

где  $N_0$  – спектральная плотность шума;

$\Delta f_h$  – ширина амплитудно-частотного спектра шума.

Таким образом, рассмотрена математическая модель миноискателя, в основу работы которого положен радиолокационный способ обнаружения заглубленных объектов. Предложенный подход к реализации радиолокационного миноискателя на основе частотного метода обзора позволяет получать максимально достоверную информацию о наблюдаемом объекте по сравнению с миноискателями, работа которых основана на других физических принципах, что подтверждается представленными результатами математического моделирования.

### Список литературы:

1. Жуков, С. Опыт разминирования местности в условиях локальных военных конфликтов / С. Жуков // Зарубежное военное обозрение. – 1998. – № 6. – С. 14–19.
2. Дикарев, В.И. Методы и средства обнаружения объектов в укрывающих средах / В.И. Дикарев, В.А. Заренков, Д.В. Заренков; под ред. В.А. Заренкова. – СПб.: Наука и Техника, 2004. – 280 с.
3. Вопросы подповерхностной радиолокации / А.Ю. Гринев [и др.]; под общ. ред. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2005. – 416 с.
4. Тумашик, В.А. Классификация заглубленных объектов и анализ методов их обнаружения/ В.А. Тумашик, А.Н. Гуринович // Наука и военная безопасность. – 2013. – №3. – С. 28–33.
5. Финкельштейн, М.И. Радиолокация слоистых земных покровов. / М.И. Финкельштейн, В.Л. Мендельсон, В.А. Кутев. Под ред. М.И. Финкельштейна - М.: «Сов. радио», 1977. - 176с.
6. Обоснование возможностей применения радиолокационного способа обнаружения взрывоопасных объектов на основе адаптивных методов обработки сигналов и экспериментальные исследования системы подповерхностного зондирования. Разработка рекомендаций по применению радиолокационного способа обнаружения взрывоопасных объектов: отчет о НИР (промежуточный) / ГУ «НИИ ВС РБ»; рук. темы С.А.Савенко. – Минск. 2013. – С.11-47.
7. Охрименко, А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1. – М.: Воеиздат, 1983. 456 с.
8. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. / Я.Д. Ширман [и др.]; под общ. ред. Я.Д. Ширмана. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
9. Сперанский, В.С. Радиолокация, радиолокационные системы и устройства / В.С. Сперанский – М.: Брис-М, – 2011. – 252 с., 83 илл.



10. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
11. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М.: Сов. Радио, 1971. – 328 с.
12. Кендал М., Стьюарт А. Теория распределений / Под редакцией Колмогорова А.Н. – М.: Наука, 1966. – 588 с.



УДК 528.9:681.3.06

## ГЕОИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ. СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ

Утекалко В.К.<sup>1</sup>, Крючков А.Н.<sup>2</sup>, Сотикова Е.Е.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Военная академия Республики Беларусь, <sup>2</sup>Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси

Мировой опыт участия вооруженных сил в военных конфликтах показал: возросли объемы и разнообразие данных, используемых при планировании, организации и проведении операций. Кроме данных о местности, необходимых органам управления и штабам в процессе их деятельности, растет поток используемой в процессе управления войсками оперативно-тактической, разведывательной, метео и геофизической информации, специализированной информации о фоноцелевой обстановке. При этом для решения различных задач управления войсками и оружием требуются различные виды цифровой информации о местности (ЦИМ): цифровые топографические и специальные карты, данные воздушной разведки, пространственные модели местности.

Противоречия, возникшие между возросшими потоками информации и имеющими возможностями по их оперативной обработке и использованию, обуславливают необходимость разработки средств поддержки принятия решений в управлении войсками и оружием, построенных на принципах геоинформационных систем (ГИС) и ГИС-технологий.

По мнению руководства МО США, в вооруженных конфликтах и локальных войнах нового столетия выиграет тот, кто сможет быстрее собрать многоплановые, постоянно меняющиеся данные о ходе боя, проанализировать их, сделать правильные выводы, принять верное решение и быстро довести его до подчиненных. Для гарантированной победы необходимо достичь над противником так называемого информационного превосходства, что позволяет упредить его в принятии правильного решения в планировании хода боевых действий. Для реализации этих задач в настоящее время производственные мощности США (как МО, так и гражданских организаций) обеспечивают создание более 300 видов геоинформационных документов для ВС США и их союзников [1]. Объемы и разнообразие таких документов, содержащих информацию о местности, состоянии атмосферы и космического пространства, состоянии своих войск и противника, зависят от масштаба использования военной силы и территории вооруженного конфликта.

ГИС военного назначения, как информационная составляющая национальной безопасности Республики Беларусь, должна обеспечивать должностных лиц органов управления различного уровня информацией о местности, поддерживать коллективную работу с пространственными данными, в том числе с оперативной обстановкой, решать геоинформационные задачи и поддерживать программные интерфейсы для функций ГИС в автоматизированные системы управления войсками (АСУВ), другие автоматизированные системы и

комплексы, обеспечивающих удаленный доступ к пространственным данным, их отображение в виде 2D и 3D– моделей в заданной системе условных знаков, решение прикладных задач с использованием современных сетевых технологий обработки данных.

Геоинформационные технологии позволяют перейти к объединенной системе планирования, сформировать единую картину ситуационной осведомленности, разработать современные методы контроля и управления средствами вооруженной борьбы, включая беспилотные и роботизированные комплексы, повысить прозрачность и оперативность работы тыла и снизить уровень передового присутствия посредством формирования виртуально удаленных штабов и других органов управления.

Для интеграции разнородных данных и компонент единого информационного пространства необходимо использовать единую семантику описания среды и параметров обмена. Создание единых стандартов языка описания моделирующего пространства (создание единых классификаторов и правил цифрового и графического описания объектов местности и оперативно-тактической обстановки (ОТО), унификация и стандартизация правил цифрового и графического описания объектов топографической основы и ОТО) необходимый и обязательный этап в процессе формирования единого информационного пространства Вооруженных Сил, сопряжения различных уровней управления.

ГИС должна обеспечивать интеграцию различного вида данных (растровых, векторных, матричных, текстовых) с целью решения прикладных задач и создания синтезированных изображений моделируемой обстановки на основе единых стандартов, форматов, классификаторов описания пространственной информации.

В качестве инструментальных ГИС для создания ГИС военного назначения могут быть использованы мощные зарубежные программные продукты, разработанные для различных аппаратных и программных платформ, такие, как ArcInfo, MapInfo, WinGIS, российские программные продукты, такие как ГИС «Панорама», ГИС «Оператор», ГИС "Карта-2011" и средства для разработки ГИС-приложений - Gis ToolKit Free и ряд других.

Однако при использовании зарубежных программных продуктов кроме функциональных требований предъявляются такие требования как требования к безопасности информации, авторским правам на разрабатываемые приложения, правам собственности на создаваемую продукцию, гарантийным обязательствам и другие.

В первую очередь ГИС военного назначения должна отвечать требованиям безопасности информации в части контроля отсутствия недеklarированных возможностей и соответствия реальных функциональных возможностей возможностям, изложенных в документации на программный продукт. А это достигается в первую очередь открытостью программного кода как используемой операционной системы, так и самого программного продукта. Выполнить это требование, как и ряд других требований, для зарубежных программных продуктов весьма затруднительно.



### *Программно-информационный комплекс ГИС-ВН*

В Объединенном институте проблем информатики НАН Беларуси в рамках опытно-конструкторской работы, выполненной в интересах МО Республики Беларусь, был разработан программно-информационный комплекс (ПИК) поддержки принятия решений (ГИС-ВН), который включает в себя полный перечень базовых функций по пространственному анализу свойств местности, нанесению оперативно-тактической обстановки и визуализации растровых и векторных моделей местности, решению специальных задач.

Реализация ПИК основана на широком наборе базовых функций:

- обработка множества карт и снимков;
- анализ поверхности рельефа;
- анализ свойств местности;
- нанесение оперативно-тактической обстановки;
- визуализация 2D- и 3D-моделей ЦКМ и данных дистанционного зондирования Земли;
- выполнение расчетно-аналитических задач;
- выполнение специальных задач на основе анализа оперативно-тактических свойств местности;
- формирование графических документов.

Обработка множества карт и снимков включает такие задачи, как формирование ЦКМ на произвольный район с заданным объектовым составом. Территория, на которой планируется решение задач оперативного анализа местности и моделирования различных ситуаций, может иметь произвольную конфигурацию и площадь и покрываться произвольным числом карт одного или разного масштабов. Формирование произвольного района цифровой карты местности осуществляется с помощью операций сшивки (склейки) и нарезки цифровой картографической информации. В этот же блок входят и операции отбора объектов по заданным ключам и формирования цифровой модели заданного объектового состава, что позволяет, удалив второстепенные объекты для конкретной задачи, повысить читаемость электронной карты. Для работы с большим объемом ЦКМ используется механизм создания атласа карт и управления им. К данному блоку функций относятся функции формирования матриц высот рельефа (МВР) и местности, которые служат основой для оперативного решения задач в области анализа поверхностей и обработки данных ДЗЗ [2,3]. В данный блок включены также задачи обработки снимков и растровых карт, обеспечивающих получение синтезированных изображений на основе векторных и растровых карт и цифровых снимков.

Анализ поверхности рельефа включает такие задачи, как построение профилей рельефа, зон видимости, трехмерных моделей местности, определение характеристик скатов, расчет объема выемок и высоты точки на местности, вычисление расстояний с учетом рельефа [4]. Все эти задачи решаются с использованием МВР, которая формируется на территорию любой конфигурации, размера и с любым шагом дискретизации. Функции анализа поверхности явля-

ются базовыми для многих приложений при моделировании или анализе обстановки на местности.

Анализ свойств местности включает оптимизационные сетевые задачи определения подступов к объектам и кратчайшего расстояния с учетом ограничений и характеристик дорожной сети; построения буферных зон; выделения объектов, попадающих в буферные зоны; поиска пространственной смежности и ближайшего соседа; поиска по различным ключам и некоторые другие. Задачи анализа свойств местности применяются для информационной поддержки результатов моделирования или принятия оперативных решений. Поиск по различным ключам включает в себя поиск объектов: в пределах заданного расстояния вокруг точки; в пределах заданного расстояния от объекта (поиск ближайшего соседа); примыкающих к заданному объекту; попадающих в заданный полигон; пересекающих заданный объект; поиск по семантическим и статистическим характеристикам.

Нанесение и редактирование ОТО производится с помощью графического редактора и библиотеки специальных условных знаков. С их помощью отображается боевая обстановка, передаются ее качественные и количественные характеристики, показываются положение подразделений (частей, соединений), характер действий, количество сил и средств, цель действий и способы ее достижения и т.д. ПИК позволяет создавать разнообразные библиотеки условных знаков и создавать слои различной тематической информации.

Средства визуализации ЦКМ и данных ДЗЗ включают функции отображения цифровых карт и снимков, управления отображением (управление составом карт, масштабирование и скроллинг и др.), отображения пользовательских слоев и ряд других функций.

Расчетно-аналитические задачи включают вычисление расстояний от точки до заданного объекта, между двумя точками, между двумя объектами карты, вычисление площади и длины объекта, формирование километровой и градусной сеток, получение информационных справок о местности и карте, суммирование значений характеристик к множеству объектов (измерительных, атрибутивных), вычисление минимальных, максимальных и средних значений характеристик объектов по установленному региону («окну», листу, произвольной области), построение изолиний (зон) непрерывных признаков.

Информационные справки о состоянии местности включают средства получения справочной информации о географических и атрибутивных характеристиках объектов местности, статистической информации об объектах. Функции информационной поддержки являются базовыми для ряда приложений при решении задач на местности. Они используются при определении маршрутов перемещения войск и военной техники, планировании мероприятий по эвакуации людей и материальных ценностей и т.д.

Графическое документирование включает функции формирования зарамочного оформления и легенды карты, подготовки к печати, оформления отчетных документов.

Блок специальных задач включает:



оценку тактических свойств местности по характеру рельефа, условиям маскировки и наблюдения, условиям проходимости для произвольно задаваемого района;

выбор площадок по заданным параметрам (отсутствие или наличие объектов, удаленность от них, крутизна склонов и т.д.);

выбор оптимального маршрута по заданным критериям с возможностью обхода возникающих препятствий;

определение зон затоплений;

расчет запаса топографических карт.

Задача определения запаса топографических карт, который включает следующие функции:

определение потребности в одном номенклатурном листе карт каждого масштаба, выраженной в нормах и экземплярах;

определение районов накопления запасов карт по каждому масштабу и для различной потребности;

определение количества номенклатурных листов карт каждого масштаба на определенный район;

определение общего количества карт каждого масштаба на определенный район.

ГИС-ВН функционирует в едином информационном пространстве, которое включает [5]:

систему классификации и кодирования объектов местности для всех видов и масштабов карт;

систему классификации и кодирования объектов оперативно-тактической обстановки;

правила цифрового описания объектов местности и объектов оперативно-тактической обстановки;

форматы представления картографической и специальной информации;

библиотеки условных знаков и шрифтов для отображения объектов местности и оперативной обстановки.

Информационное обеспечение реализуется на основе объектно-ориентированных структур цифрового описания объектов и единого представления метрической, семантической и топологической информации об объекте в базе данных.

Программные средства ПИК обеспечивают просмотр и редактирование классификаторов и библиотек условных знаков.

ГИС-ВН обеспечивает поддержку многопользовательского режима работы.

Реализация пользовательских приложений основана на варианте создания приложений с помощью DLL-библиотек и внешних языков высокого уровня с включением этих приложений в качестве динамических объектов ГИС.

Подключение пользовательских приложений обеспечивается механизмом включения приложений в базу динамических объектов ГИС посредством кнопок "меню" с реализацией пользовательского интерфейса через информацион-

ные запросы и универсальные таблицы (технология подключаемых модулей расширения).

ГИС-ВН реализуется на аппаратной основе ПЭВМ Intel-архитектуры в операционных системах WINDOWS и LINUX.

#### *Перспективы развития*

Тестирование и опытная эксплуатация ГИС-ВН показали, что комплекс требует развития, как в части его базовых функций, так и в переходе от базовых функций к методикам и технологиям оперативного анализа обстановки на основе базовых функций, а также по расширению функциональных возможностей при работе с ОТО, множеством карт, по оптимизации используемых ресурсов ПЭВМ, а также включения в состав комплекса таких возможностей как моделирование и отображение ОТО и объектов местности на основе 2D и 3D моделей.

Первостепенной задачей является модернизация программного продукта, в ходе которой должны быть не только устранены выявленные в ходе тестирования и опытной эксплуатации некоторые функциональные ограничения, но и значительно увеличен перечень задач, решаемых геоинформационной системой военного назначения путем расширения функциональных возможностей базовых функций в части работы с множеством цифровых карт местности, покрывающих большие регионы, нанесения и редактирования объектов оперативно-тактической обстановки, формировании графических отчетных документов.

Особая необходимость возникла в создании библиотек функций на основе разработанных базовых процедур для использования их пользователями в целях создания собственных приложений для решения различных военно-прикладных задач, что обеспечит полную информационную совместимость разрабатываемых приложений в интересах Вооруженных Сил. В зависимости от уровня сложности решаемых задач необходимо использовать соответствующие программные и аппаратные средства.

Для организации информационного обмена в части ОТО с другими программными комплексами уже разработанных в интересах МО РФ и других силовых структур, использующих обменный формат SXF необходимо провести работу по унификации информационного обеспечения, по примеру реализованной в ГИС ВН унификации геопространственной информации.

В настоящее время работы по расширению функциональных возможностей уже ведутся, в частности по созданию средств составления специальных карт (условий проходимости, маскировки, опасных объектов и других).

#### **Список литературы:**

Геоинформационное обеспечение ВС США. – <http://gistechinik.ru/pub/3-public/37-ws.html>

Методы оперативного анализа местности на основе моделей цифровых карт и аэрокосмических снимков/ А.Н.Крючков, С.В.Абламейко, Г.П.Апарин, Л.Н. Соболев // Искусственный интеллект. – 2010. - №3. - С. 329 – 340.

Инструментальные средства оперативного анализа местности для построения систем принятия решений при чрезвычайных ситуациях





/А.Н.Крючков, С.В.Абламейко, Г.П.Апарин, Л.Н.Соболь, Д.А.Гаврилюк  
//Искусственный интеллект. – 2011. - №3. - С. 371 – 381.

Геоинформационные системы военного назначения: учеб.пособие  
/В.К.Утекалко, А.Н.Крючков и [др.]; под ред. Г.П.Кобелева. – Минск: ВА РБ, –  
2009. - 244с.

Геоинформационные системы и технологии как информационная состав-  
ляющая национальной безопасности Республики Беларусь /В.К.Утекалко,  
А.Н.Крючков, В.В. Бирзгал // Вестник Военной академии – 2015. - №2 (47). - С.  
73-78



УДК 623.4.01

## ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЯ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКОГО СОВЕРШЕНСТВА ОБРАЗЦОВ ВООРУЖЕНИЯ И ВОЕННОЙ ТЕХНИКИ

Чугай К.Н.<sup>1</sup>, Косачев И.М.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь, <sup>2</sup>Военная академия Республики Беларусь

*В докладе рассматриваются результаты анализа существующих методических подов (методик) к определению уровня тактико-технического совершенства образцов относящихся к одной группе (однородных образцов) вооружения и военной техники (ВВТ).*

Введение. В современных условиях, учитывая происходящие кардинальные изменения в экономической, общественной и военно-политической сферах, а так же наметившийся переход от однополярного к многополярному мироустройству, характеризующийся возрастанием военной угрозы, очевидна важность принимаемых решений в интересах обеспечения военной безопасности государства. В обеспечении этого, в соответствии с Концепцией национальной безопасности Республики Беларусь [1] необходимо продолжить дальнейшее поступательное развитие Вооруженных Сил. Непременным условием решения этой задачи является целенаправленное перевооружение Вооруженных Сил в соответствии с современными требованиями.

При этом следует учитывать, что разработка и испытания сложных образцов ВВТ зачастую продолжают достаточно долго (порядка 10–15 лет), в результате, к моменту окончания государственных испытаний (ГИ) разработанного образца ВВТ он может в значительной степени морально устареть, хотя и будет отвечать всем тактико-техническим требованиям (ТТТ), заданным в тактико-технических заданиях (ТТЗ) на опытно-конструкторские работы (ОКР). Так, например, в Российской Федерации до 15 % вновь разработанных ВВТ не выдерживают ГИ и возвращаются изготовителю на доработку [2].

Как вариант, для нивелирования подобной ситуации, в программу ГИ образца ВВТ разрешается включать дополнительные пункты испытаний, не предусмотренные в ТТЗ на ОКР, с целью: сравнения тактико-технических (технических) характеристик (ТТХ (ТХ)) испытуемого образца ВВТ с современными и перспективными отечественными и зарубежными аналогами; определение достигнутого уровня тактико-технического совершенства испытуемым образцом ВВТ, т. е. определения к какой категории относится испытуемый образец ВВТ («перспективный», «современный», «морально стареющий» или «морально устаревший»). Под уровнем тактико-технического совершенства образца ВВТ следует понимать отношение суммы его нормированных ТТХ к такой же сумме желаемого образца ВВТ, относящегося к одноименной группе ВВТ; уточнение рекомендаций по боевому применению испытываемого образца ВВТ



в различных тактических ситуациях современных и будущих войн, не предусмотренных в ТТЗ на ОКР.

В настоящее время сопоставительного анализа и ранжирования различных образцов ВВТ решается в основном методом экспертных оценок [3]. Сущность метода экспертных оценок состоит в определении согласованного мнения компетентных экспертов по оценке эффективности испытуемого образца ВВТ с имеющимися отечественными и зарубежными аналогами и определение его ранга среди этих образцов ВВТ. Метод экспертных оценок является наиболее простым, оперативным и наименее затратным по временным и финансовым ресурсам. Однако, в теории вооружения отмечается, что метод экспертных оценок относится к эвристическим методам, поэтому какой бы сложной ни была процедура (алгоритм) обработки различных мнений отдельных экспертов, их субъективный характер, а также зачастую их недостаточная компетентность и отсутствие полной информации о ТТХ (ТХ) ВВТ (своих и противоборствующей стороны) не позволяют обеспечить высокую достоверность полученных результатов данным методом [4-9].

В рамках анализа существующих методических подходов (методик), необходимо вскрыть их недостатки, а также сформулировать научно обоснованные показатели и критерии, на основании которых возможно определить уровень тактико-технического совершенства закупаемых, разрабатываемых или сравниваемых образцов ВВТ.

#### **Обзор методических подходов**

В основе определения уровня тактико-технического совершенства образца ВВТ лежит сопоставительный анализ, который в рамках теории вооружения реализуется с помощью одного из двух методических подходов (методик) [4–7]. Первый методический подход базируется на сопоставительной оценке качественно-количественных показателей назначения (ТТХ) сравниваемых образцов ВВТ между собой. Второй методический подход (методика) базируется на расчете одной интегральной или суммарной частных боевых эффективностей сравниваемых образцов относящихся к одной группе ВВТ и их сравнении с интегральной или суммарной боевой эффективностью желаемого (близкого к идеальному) образца ВВТ. При этом в качестве желаемого образца ВВТ могут выступать отечественные и зарубежные перспективные или современные образцы, относящиеся к данной группе ВВТ. В [4–7] такой образец ВВТ называется базовым.

Первый методический подход является гораздо более простым, оперативным и дешевым. Он не требует проведения математического моделирования или натурных испытаний сравниваемых образцов ВВТ. Однако для его реализации требуется достоверное знание качественно-количественных показателей назначения (ТТХ) сравниваемых образцов ВВТ в различных тактических ситуациях современных локальных войн (вооруженных конфликтов). В тоже время он не позволяет ответить на вопрос: какие из сравниваемых образцов ВВТ являются перспективными, современными или устаревшими в смысле данных в определений этих понятий. Он также не позволяет разработать научно обоснованные оперативно-тактические требования к перспективным образцам ВВТ,

так как при этом не учитывается характер будущих войн (вооруженных конфликтов) и тенденции развития ВВТ.

Второй методический подход является гораздо более сложным, длительным и дорогостоящим, так как для его реализации требуется: знание всех тактических ситуаций, в которых может применяться данный образец ВВТ в современной войне (вооруженном конфликте) и на ближайшую перспективу (7–10 лет), так как прогноз на более длительный период характеризуется низкой достоверностью [5, 9, 10]; достаточно точное (с погрешностью не более 10 % [11]) знание ТТХ сравниваемых образцов ВВТ в различных тактических ситуациях, а также знание достоинств и недостатков этих образцов вооружения; наличие адекватных математических моделей боевой работы сравниваемых образцов относящихся к одной группе ВВТ в различных тактических ситуациях, необходимых для оценки основных ТТХ (ТХ) сравниваемых образцов ВВТ методом математического моделирования; наличие методик оценки частных и интегральных ТТХ (ТХ) сравниваемых образцов относящихся к одной группе ВВТ в различных тактических ситуациях; знание перспектив развития отечественных и зарубежных образцов относящихся к одной группе ВВТ.

С помощью второго методического подхода возможно: определить, какие образцы ВВТ являются перспективными, современными или морально и физически устаревшими и на этой основе выдать более достоверные (по сравнению с первым подходом) рекомендации по принятию на вооружение или закупке тех или иных образцов ВВТ; выработать научно обоснованные ТТТ к современным и перспективным образцам ВВТ данной группы; научно обосновать необходимость, сроки проведения, а также направления модернизации находящихся на вооружении различных образцов ВВТ; провести сравнительную оценку образцов ВВТ данной группы по показателю «эффективность – стоимость».

При реализации этих методических подходов (методик) на практике могут использоваться следующие методы исследований (в порядке возрастания их сложности и стоимости): экспертных оценок, математических расчетов, математического моделирования, полунатурного моделирования и натурных испытаний [12, 13].

Анализ указанных методических подходов (методик) показал, что они обладают следующими основными недостатками.

*Первый недостаток существующих методик состоит в том, что в современной теории вооружения сравнение и категорирование образцов ВВТ производится по величинам их «усредненных коэффициентов технического уровня» [4–8, 11].*

Под техническим совершенством образца ВВТ российские ученые понимают комплексную (интегральную) характеристику, которая определяется системой показателей, характеризующих его основные свойства, исходя из предназначения (эффективность боевого применения, мобильность, живучесть, помехозащищенность, запас ресурса, отказоустойчивость, стоимость и др.) и отражает техническую прогрессивность образца ВВТ. В результате, уровень техни-



ческого совершенства образца ВВТ – это относительная характеристика технического совершенства образца ВВТ по отношению к желаемому (по российской терминологии – к базовому) образцу данной группы ВВТ.

*Желаемым (базовым) образцом рассматриваемой группы ВВТ* является такой образец, который обеспечивает решение всех возлагаемых на него задач (исходя из его целевого предназначения), во всех возможных тактических ситуациях (условиях боевой применения) современных и будущих (на перспективу не более 10 лет) войн (вооруженных конфликтов) с боевой и иной эффективностью не ниже 0,9 (90 %) [16].

Расчет усредненного коэффициента технического уровня для  $j$ -го ( $j = \overline{1, M}$ , где  $M$  – число сравниваемых образцов ВВТ) образца ВВТ осуществляется по формуле [4]:

$$K_{tech}^j = \frac{1}{N_3} \sum_{i=1}^{N_3} k_{vi} P_{ni}^j, \quad (1)$$

где  $k_{vi}$  – весовой коэффициент  $i$ -й ( $i = \overline{1, N_3}$ ) ТТХ (ТХ) сравниваемых образцов ВВТ, удовлетворяющий условию нормирования  $\sum_{i=1}^{N_3} k_{vi} = 1$ ;  $P_{ni}^j$  – нормированная  $i$ -я ТТХ (ТХ)  $j$ -го сравниваемого образца ВВТ;  $N_3 = N_1 + N_2$  – общее число сравниваемых частных ТТХ образцов ВВТ;  $N_1$  – число сравниваемых тактических характеристик образцов ВВТ;  $N_2$  – число сравниваемых технических характеристик образцов ВВТ.

Чем выше рассчитанный по формуле (1) усредненный коэффициент технического уровня  $K_{tech}^j$ , тем более совершенным считается данный  $j$ -й образец ВВТ по отношению к другим сравниваемым однородным образцам вооружения. Максимальное значение этого коэффициента не превышает единицы.

Однако правильное определение весовых коэффициентов  $k_{vi}$  для каждой  $i$ -й ( $i = \overline{1, N_3}$ ) частной ТТХ сравниваемых образцов ВВТ является трудно решаемой задачей. Эти весовые коэффициенты учитывают степень влияния той или иной частной  $i$ -й ТТХ на интегральную боевую эффективность  $E_{com}$  сравниваемых образцов ВВТ ( $E_{com}^j = E_{com}$  так как все сравниваемые образцы ВВТ относятся к одной и той же группе ВВТ).

С математической точки зрения, эти весовые коэффициенты представляет собой функции чувствительности различных порядков от интегральной боевой эффективности  $E_{com}$  образца ВВТ к изменению той или иной частной ТТХ или (и) параметра  $P_i$ , от которых эта эффективность функционально зависит. Функция чувствительности первого порядка вычисляется как частная производная интегральной боевой эффективности  $E_{com}$  образца ВВТ по  $i$ -й частной ТТХ или (и)  $i$ -му параметру  $P_i$ , от которых она функционально зависит [14], т. е.

$$k_{vi} = \frac{\partial E_{com}}{\partial P_i}. \quad (2)$$

Теоретическое нахождение данной частной производной возможно только в случае, если имеется простое аналитическое выражение, связывающее интегральный показатель боевой (управленческой и т.д.) эффективности  $E_{com}$  образца ВВТ с его независимыми друг от друга частными ТТХ (ТХ) или (и) параметрами  $P_i$ .

При сложной или неявной зависимости интегрального показателя боевой эффективности образца ВВТ от его независимых частных ТТХ (ТХ) или (и) параметров ее функция чувствительности может быть найдена путем математического моделирования на ЭВМ боевой работы данного образца ВВТ в заданной тактической ситуации при варьировании той ТТХ (ТХ) или (и) параметра, по которым ищется функция чувствительности, при фиксированных значениях других частных ТТХ (ТХ) или (и) параметров образца ВВТ.

Однако, в тех случаях, когда варьируемая частая ТТХ (ТХ) или (и) параметр функционально или статистически связаны с другими частными ТТХ (ТХ) или (и) параметрами моделируемого образца ВВТ, то функции чувствительности вида (2) находится с использованием теории множественного регрессионного анализа [13, 14]. Все вышесказанное относится и к функции чувствительности  $k$ -го порядка.

Учитывая, что искомая функция чувствительности, как правило, определяется методом имитационного математического моделирования для всех возможных тактических ситуаций, в которых может применяться данный образец ВВТ, это приводит к очень большим временным затратам на ее определение.

Попытки же задать значения весовых коэффициентов  $k_{vi}$  методом экспертных оценок также подвергаются серьезной критике со стороны видных российских и зарубежных ученых. Так в их трудах [5-8] отмечается, что «не существует таких лиц, принимающих решения, и таких экспертов, которые могли бы убедительно обосновать значения этих весовых коэффициентов». Учитывая все вышесказанное, в тех случаях, когда научными методами невозможно определить, то в выражении (1) значения всех весовых коэффициентов  $k_{vi}$  следует положить равными единице.

Второй недостаток, объединение частных тактических и технических характеристик сравниваемых образцов ВВТ в одном показателе (пусть даже в «коэффициенте тактико-технического уровня (тактико-технического совершенства) образца ВВТ»), что является некорректным. Это может привести к неправильному определению их рангов и, как следствие этого, к неправильному принятию решения о постановке испытуемого образца ВВТ на производство или закупке нового (но не наилучшего) образца ВВТ.

*Третий недостаток*, представленные подходы обладают низкой чувствительностью к указанным выше коэффициентам, на основании которых производится сравнение и ранжирование рассматриваемых образцов ВВТ. Это обусловлено тем, что коэффициенты определяются в абсолютных величинах и при примерно одинаковом тактическом или техническом совершенстве сравнивае-



мых образцов ВВТ разница между этими коэффициентами может составлять 0,01–0,05, что является мало наглядным.

*Четвертый недостаток*, не обеспечивается ранжирование сравниваемых образцов ВВТ по такому важному показателю как «эффективность – стоимость».

*Пятый недостаток*, практически невозможно объективно определить к какой категории относится испытанный или планируемый к закупке образец ВВТ: к «перспективным», «современным», «морально стареющим» или «морально и физически устаревшим» образцам. Это обусловлено тем, что в современной теории вооружения и в трудах видных российских ученых эти понятия: либо математически строго не обоснованы (т. е. отсутствуют общепринятые количественные показатели и критерии отнесения того или иного образца ВВТ к указанному выше категориям) и поэтому они законодательно не закреплены в действующих НТД; либо предлагаемые критерии недостаточно научно и тактически обоснованы.

В российской теории вооружения и трудах российских ученых используются следующие категории образцов ВВТ [4-9]:

«инновационный образец ВВТ» – это новый или модернизированный образец ВВТ, полученный путем внедрения инновационных разработок, обладающий явными новыми количественными и качественными характеристиками и обеспечивающий по сравнению с предшествующими образцами существенное повышение боевых возможностей или (и) экономии при эксплуатации;

«перспективный образец ВВТ» – это впервые созданный или созданный взамен предшествующего высокоэффективный образец ВВТ с качественными показателями, которые не могут быть существенно превзойдены аналогами других стран мира в течение 10–15 лет, полностью удовлетворяющий оперативно-тактическим требованиям на том же отрезке времени, а его производство может быть обеспечено отечественной промышленностью (имеются производственные мощности, комплектующие и сырье). При этом образец ВВТ считается перспективным, если уровень его технического совершенства составляет более 120 % по отношению к желаемому образцу данной группы ВВТ;

«современный образец ВВТ» – это такой образец, который по качественным показателям не будет уступать лучшим зарубежным аналогам в течение ближайших 5–10 лет, полностью соответствующий оперативно-тактическим требованиям и задачам ВС на том же временном отрезке и имеющий достаточный запас технической пригодности, а его производство (ремонт, модернизация) может быть обеспечено отечественной промышленностью. Такой образец ВВТ считается современным, если уровень его технического совершенства находится в пределах от 80 до 120 % по отношению к желаемому образцу данной группы ВВТ;

«устаревший образец ВВТ» – это такой образец, который по качественным показателям уступает современным отечественным и зарубежным аналогам, находит ограниченное применение, не соответствует современным оперативно-тактическим требованиям и задачам ВС, имеет незначительный запас

технической пригодности (малый модернизационный потенциал), а производственные мощности, необходимые для его производства, демонтированы либо отсутствуют комплектующие и сырье. При этом образец ВВТ считается устаревшим, если уровень его технического совершенства составляет менее 80 % [9] по отношению к желаемому образцу данной группы ВВТ, что на наш взгляд является слишком завышенным требованием.

Однако данные определения не могут быть положены в основу разработки методики оценки достигнутого уровня тактико-технического совершенства испытуемого образца ВВТ, а также закупаемого или сравниваемого образца по следующим причинам.

*Во-первых*, приведенные определения в основном относятся к процессу (этапу) программно-целевого планирования развития ВВТ и постановки его на производство. Входящие в данные определения категорий ВВТ сведения, о наличии инноваций в испытуемом образце ВВТ, о наличии у государства производственных мощностей для его производства, о степени его конкурентоспособности на внешнем рынке и т. д. не несут практически ни какой полезной информации для наших войск (сил) о способности данного образца ВВТ обеспечить выполнение всех возлагаемых на него задач во всех возможных тактических ситуациях современных и будущих войн (вооруженных конфликтов). Поэтому в дальнейшем мы не будем сравнивать между собой однородные образцы ВВТ по показателю «инновационный образец». Тем более, что в современной теории вооружения также предлагается: «сравнивать между собой различные однородные образцы ВВТ не по тому насколько они являются инновационными, а по тому, в какой мере (степени) они обеспечивают войскам (силам) выполнение задач по предназначению в полном объеме в различных условиях боевой обстановки (во всех возможных тактических ситуациях) в настоящее время (в современных войнах или вооруженных конфликтах) и на заданную временную перспективу (в будущих войнах или вооруженных конфликтах)» [4-8].

*Во-вторых*, существующей классификацией четко не определено, по каким показателям и критериям должна определяться категория (уровень совершенства) испытуемого, закупаемого или сравниваемого образцом ВВТ. Сравнение образцов ВВТ методом экспертных оценок ведет к субъективизму в принятии решений и поэтому в современной теории вооружения данный метод в основном применяется в условиях наличия большой априорной неопределенности. Отнесение различных образцов ВВТ к той или иной категории (к тому или иному уровню тактического, технического или тактико-технического совершенства) должно производиться не по качественным, а по количественным показателям в шкале разностей, например, по соотношению их интегральных боевых (управленческих и т. д.) эффективностей, а при невозможности определения последних – по соотношению их суммарных коэффициентов тактического, технического или тактико-технического уровня (совершенства) во всех условиях их боевого применения (во всех возможных тактических ситуациях).

*В-третьих*, существующие определения категорий ВВТ либо содержат значения критериев, на основании которых должно осуществляться отнесение





того или иного образца ВВТ к различным категориям: «перспективный», «современный», «морально стареющий» или «морально устаревший образец» либо эти критерии недостаточно строго и всесторонне обоснованы.

*В четвертых*, практически не представляется возможным определить тот факт, что в ближайшие 10–15 лет ТТХ (ТХ) зарубежных аналогов не превзойдут ТТХ (ТХ) испытанного образца ВВТ (или закупаемого, сравниваемых образцов), так как тщательно скрываются точные ТТХ (ТХ) новейших образцов ВВТ. Кроме того, указанный в этих определениях срок 10–15 лет является слишком большим для достоверного прогнозирования перспектив развития практически любых групп ВВТ. Необходимо уменьшить срок прогноза до 5–7 лет.

**Совершенствование методических подходов.** В целях совершенствования существующих методических подходов (методик) уточнены понятия «перспективный», «современный», «морально стареющий» и «морально устаревший» образец ВВТ [16].

*Перспективный образец ВВТ* – разрабатываемый или находящийся на вооружении отечественный или зарубежный образец ВВТ, который способен обеспечить решение всех возлагаемых войсками (силами) на него задач (исходя из его предназначения) во всех возможных тактических ситуациях современных и будущих (на перспективу не более 10 лет) войн (вооруженных конфликтов) с относительной (относительно желаемого (базового) образца ВВТ) боевой и иной эффективностью не менее 100 % [16]. В данном определении прогнозный характер будущих войн (вооруженных конфликтов) ограничен десятью годами, так как при дальнейшем увеличении времени прогноза его достоверность сильно уменьшается.

Выбор нижней границы для категории «перспективный образец ВВТ» в 100 % относительно желаемого (базового) образца ВВТ обусловлен необходимостью застраховаться от неточного категорирования образцов ВВТ, связанного: с неизбежным наличием ошибок и неопределенностей в определении возможных тактических ситуаций и боевых возможностей сравниваемых образцов ВВТ на заданную временную перспективу; с неточным знанием ТТХ (ТХ) сравниваемых зарубежных образцов ВВТ, в том числе и за счет дезинформации; с не 100 % адекватностью используемых при математическом моделировании математических моделей этих образцов ВВТ; с ограниченным объемом натурной, полунатурной или модельной выборки, получаемых в ходе испытаний сравниваемых образцов ВВТ с целью последующей оценке их ТТХ (ТХ); с другими неучтенными факторами.

*Современный образец ВВТ* – находящийся на вооружении или испытанный образец ВВТ, который обеспечивает решение всех возлагаемых войсками (силами) на него задач (исходя из его предназначения) во всех возможных тактических ситуациях современных войн (вооруженных конфликтов) с относительной (относительно желаемого (базового) образца ВВТ) боевой и иной эффективностью, находящейся в пределах от 85 до 100 %. В данном определении возможные тактические ситуации боевого применения сравниваемых образцов ВВТ в войнах (вооруженных конфликтах) будущего не учитываются. Путем

модернизации современный образец ВВТ может быть доведен до уровня перспективного образца ВВТ.

*Морально стареющий образец ВВТ* – образец ВВТ обеспечивающий решение всех возлагаемых войсками (силами) на него задач (исходя из его предназначения) во всех возможных тактических ситуациях современных войн (вооруженных конфликтов) с относительной (относительно желаемого (базового) образца ВВТ) боевой и иной эффективностью, находящейся в пределах от 50 до 85 %. Если одновременно с моральным старением образца ВВТ происходит старение его элементной базы, то такой образец ВВТ называется «морально и физически стареющим образцом ВВТ». Путем модернизации «морально стареющий образец ВВТ» или «морально и физически стареющий образец ВВТ» могут быть доведен до уровня «современный образец ВВТ».

*Морально устаревшим образцом ВВТ* – образец ВВТ, который обеспечивает решение всех возлагаемых войсками (силами) на него задач (исходя из его предназначения) с относительной (относительно желаемого образца ВВТ) боевой и иной эффективностью, равной 5–50 % – во всех возможных тактических ситуациях его боевого применения или с нулевой относительной боевой эффективностью более чем в 30 % возможных тактических ситуаций современных войн (вооруженных конфликтов). При этом возможные тактические ситуации, в которых могут применяться сравниваемые образцы ВВТ данного вида в будущих войнах (вооруженных конфликтах) не учитываются. Если одновременно с моральной старостью образца ВВТ произошло устаревание и его элементной базы, то такой образец ВВТ называется «морально и физически устаревшим образцом ВВТ». Модернизация «морально устаревшего образа ВВТ» или «морально и физически устаревшего образца ВВТ» экономически не целесообразна.

Таким образом, основываясь на приведенных выше определениях «перспективный», «современный» «морально стареющий» и «морально устаревший» образец ВВТ удастся перейти от качественных характеристик этих категорий образца ВВТ, которые могут трактоваться экспертами субъективно и не однозначно, к использованию единых количественных показателей и критериев относительно желаемого (базового) образца ВВТ.

Благодаря этому обеспечивается: однозначное и строго научное (на основании единой относительной количественной меры) толкование этих понятий; практическая независимость (инвариантность) результатов категорирования рассматриваемых образцов ВВТ от неизбежно существующих ошибок и неточностей в знании (определении) их тактико-технических характеристик, вариантов боевого применения и математических моделей; научно обоснованное принятие решения на закупку для ВС наиболее эффективного образца ВВТ из имеющихся альтернатив или постановку на производство только перспективного образца.

Список литературы:

1. Концепция национальной безопасности Респ. Беларусь: Указ Президента Республики Беларусь, 9 нояб. 2010 г., № 575 // Нац. реестр правовых актов Респ. Беларусь. – 2010. – № 276. – С. 5–25.



2. Актуальные вопросы развития оборонно-промышленного комплекса Российской Федерации: материалы воен.-промыш. конф. 20.03.2013 года [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://government.ru/docs/23401> (дата доступа: 2015.07.15).

3. Оценка качества и технического уровня сложных систем. Практика применения метода экспертных оценок / С.С. Семенов [и др.]. – М.: Ленанд, 2015. – 352 с.

4. Буренок, В.М. Теория вооружения: уч. пособие / В.М. Буренок, В.М. Ляпунов, В.Н. Мудров. – М.: 46 ЦНИИ МО РФ, 2002. – 158 с.

5. Буренок, В.М. Теория и практика планирования и управления развитием вооружения / В.М. Буренок, В.М. Ляпунов, В.Н. Мудров. – М.: Граница, 2005. – 520 с.

6. Буренок, В.М. Методология обоснования перспектив развития средств вооруженной борьбы общего назначения / В.М. Буренок, Р.Н. Погребняк, А.П. Скотников. – М.: Машиностроение, 2010. – 368 с.

7. Методология программно-целевого планирования развития систем вооружения на современном этапе. Ч. 1, 2 / Под ред. В.М. Буренка. – М.: Граница, 2013. – 520 с.

8. Буравлев, А.И. Методика оценки военно-технического уровня парка ВВТ в ходе реализации программных мероприятий по их закупке и ремонту / А.И. Буравлев // Вооружение и экономика. – 2016. – № 4 (37). – С. 91–103.

9. Макаров, О.В. Методический подход к оценке уровня технического совершенства образца авиационной техники (перспективный, современный, устаревший) / О.В. Макаров // Современное состояние и перспективы развития авиационного вооружения: сб. науч. ст. по материалам III Всероссийской науч.-практ. конф. (25–26 ноября 2015 г.). – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2016. – С. 139–144.

10. Буренок, В.М. Эволюция и перспективы программно-целевого планирования развития системы вооружения Российской Федерации / В.М. Буренок // Вооружение и экономика. – 2012. – № 4 (20). – С. 6–19.

11. ОТТ 1.2.10-2016. – Минск: МО Респ. Беларусь, 2016. – 21 с.

12. Розенвассер, Е.Н. Чувствительность систем управления / Е.Н. Розенвассер, Р.М. Юсупов. – М.: Наука, 1981. – 464 с.

13. Коновалов, Ю.В. Статистическое моделирование с использованием регрессионного анализа: электронное. уч. изд. / Ю.В. Коновалов. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2013. – 73 с.

14. Сборник основных военных терминов и понятий, утвержденный приказом Министра обороны Респ. Беларусь от 20.04.2016 г. № 457.

15. Война и мир в терминах и определениях. Военно-политический словарь / под общ. ред. Д.О. Рогозина. – М.: Вече, 2011. – 640 с.

16. Отчет о НИР «Метод-2» (заключит.) / Руководитель И.М. Косачев. – Минск: УО «ВА РБ», 2016. – 450 с. – Инв. № ДСП 90088.

## УПРОЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ПОДЪЕМА И ГОРИЗОНТИРОВАНИЯ ОПОРНОЙ ПЛАТФОРМЫ

**Шихов А. А.**

*СКБ-4 НПО ОО «ОКБ ТСП»*

В докладе рассмотрен упрощенный алгоритм подъема и горизонтирования опорной платформы, позволяющий придать низкоточной системе горизонтирования свойства и качества, присущие более дорогим и сложным системам. Для пояснения работы алгоритма приведена функциональная схема системы, построена пространственная модель опорной платформы и разработан новый математический аппарат. Сделаны выводы о целесообразности использования разработанного метода.

**Введение.** В различных областях промышленности, строительстве, военном деле и др. возникает необходимость подъема и горизонтирования опорных платформ (ОП) с расположенным на них специальным оборудованием (подъемные краны, бурильные установки, системы оптического наблюдения, радиолокационные станции, пусковые ракетные установки и др.). Для решения этих задач существуют различные системы подъема и горизонтирования (СПГ) ОП [1–4]. Для специализированного оборудования, задачей которого является позиционирование или сканирование пространства, наблюдение за объектами и определение их координат, необходимо использовать СПГ высокой точности. Такие СПГ обладают максимальным функционалом, но их стоимость достаточно высока. В случаях, когда используется оборудование, чувствительное к отклонению ОП от заданного угла наклона, но способное частично компенсировать это отклонение, применяются СПГ средней точности, обладающие оптимальным соотношением цена/качество. Системы, содержащие минимальное количество элементов, относятся к СПГ низкой точности, круг решаемых задач которых ограничен. Такие системы в основном используются для обеспечения устойчивости ОП во время работы спецоборудования, они просты, надежны в работе и обладают низкой стоимостью изготовления и эксплуатации.

Целью данной работы была разработка упрощенного алгоритма горизонтирования ОП, позволяющего, сохранив имеющиеся достоинства, придать СПГ низкой точности свойства и качества более сложных и дорогих систем за счет применения современной микропроцессорной техники и новых подходов. Для пояснения сути работы упрощенного алгоритма горизонтирования ОП приведена функциональная схема СПГ, построена пространственная модель ОП и разработан новый математический аппарат. В заключение сделаны выводы о целесообразности использования упрощенного алгоритма при создании простых и надежных СПГ, позволяющих достичь высокого качества горизонтирования ОП.

**Структура системы подъема и горизонтирования.** Для подъема и горизонтирования использовалась ОП, представленная на рис. 1.

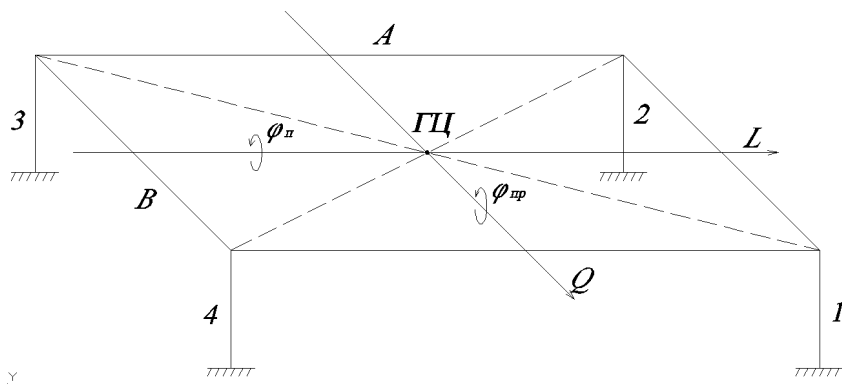


Рисунок 1 - Опорная платформа

1, 2, 3, 4 – аутригеры; ГЦ – геометрический центр;  $L, Q$  – продольная, поперечная оси;  $\varphi_{\text{п}}$  – продольный и поперечный углы наклона;  $A, B$  – расстояние между аутригерами

Следует отметить, что положительные углы ( $\varphi_i$ ) образуются при подъемах передней и правой частей ОП. Для реализации алгоритма применялась СПГ, функциональная схема которой представлена на рис.2.

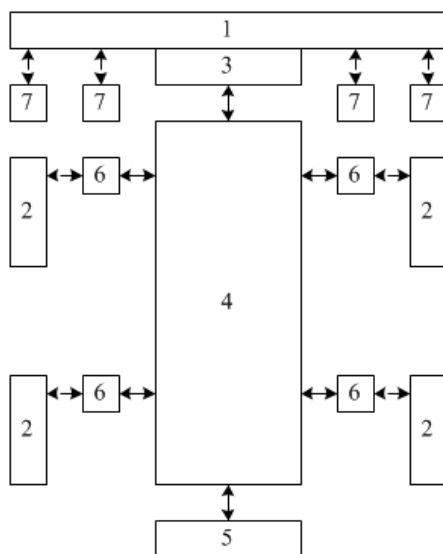


Рисунок 2- Функциональная схема СПГ

1 – ОП; 2 – аутригер ОП; 3 – датчик углов наклона ОП; 4 – блок управления СПГ; 5 – пульт управления СПГ; 6 – привод аутригера; 7 – датчик разгрузки ходовой части ОП

Данная СПГ позволяет решить задачи подъема и горизонтирование ОП, осуществить контроль текущего состояния СПГ и опорной платформы, выдать текущие параметры СПГ на пульт управления, обеспечить аварийную защиту системы.

**Работа системы подъема и горизонтирования.** Работа СПГ начинается из походного положения и осуществляется в пять этапов.

**1 этап.** Используя пространственную модель ОП, представленную на рис.3, расчетным путем определяется возможность работы СПГ в автоматическом режиме с использованием информации от датчика углов наклона 3 (рис.2) и данных о конструкции ОП, таких как высота подъема ОП, необходимая для разгрузки ходовой части, и максимальная длина выдвижения аутригера  $l_{\max}$ .

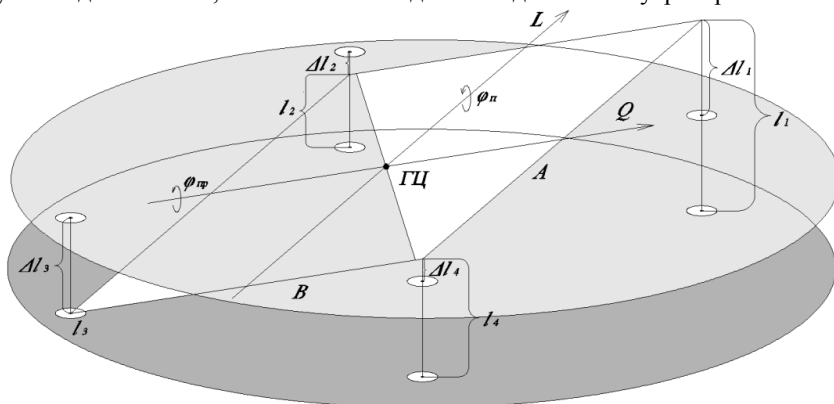


Рисунок 3- Пространственная модель ОП

Расчет осуществляется в следующей последовательности.

Определяются отклонения продольных и поперечных углов наклона ОП от требуемых значений:

$$\Delta\varphi_{\text{пр}} = \varphi_{\text{пр}} - \varphi_{\text{пр.тр}}; \Delta\varphi_{\text{п}} = \varphi_{\text{п}} - \varphi_{\text{п.тр}}, \quad (1)$$

где,  $\varphi_{\text{п}}$  – текущие значения углов наклона ОП;  $\varphi_{\text{п.тр}}$  – требуемые значения углов наклона ОП.

Рассчитываются требуемые выдвижения аутригеров для выполнения горизонтирования ОП:

$$l_i = k_1 h_{\text{пр}} + k_2 h_{\text{п}}, \quad (2)$$



где  $i$  – порядковый номер аутригера ОП ( $i=1-4$ );  $h_p$  – высота подъема, определяемая продольным наклоном ОП, мм;  $h_n = |B \sin(\Delta\varphi_n)|$  – высота подъема, определяемая поперечным наклоном ОП, мм;  $k_1, k_2$  – коэффициенты из табл.1;  $A, B$  – расстояние между аутригерами, мм.

Таблица 1. Коэффициенты для расчета выдвигений аутригеров

Параметры		Номер опоры			
Условие	Коэффициент	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$
$\varphi_{np} \geq 0$	$k_1$	1	1	0	0
$\varphi_{np} < 0$		0	0	1	1
$\varphi_n \geq 0$	$k_2$	1	0	0	1
$\varphi_n < 0$		0	1	1	0
$l_1 > l_3$	$k_3$	-1	-	1	-
$l_1 < l_3$		1	-	-1	-
$l_1 = l_3$		0	-	0	-
$l_2 > l_4$		-	-1	-	1
$l_2 < l_4$		-	1	-	-1
$l_2 = l_4$		-	0	-	0

Рассчитываются требуемые выдвигения аутригеров для разгрузки ходовой части транспортного средства:

$$l_{i,p} = h_p + l_i, \quad (3)$$

где  $h_p$  – высота подъема ОП, необходимая для разгрузки ходовой части ОП, мм.

Оценивается возможность работы СПГ в автоматическом режиме путем проверки выполнения условия:

$$l_{i,p} < 0,9l_{max}, \quad (4)$$

где  $l_{max}$  – максимальная длина выдвигения аутригера, мм.

При невыполнении условия (4) хотя бы для одного аутригера, формируется сигнал «Запрет 1» и дальнейшая работа СПГ прекращается.

**2 этап.** При отсутствии сигнала «Запрет 1», используя пространственную модель ОП (рис.3) и датчики 7, осуществляется выдвигение аутригеров 2 (рис.2), разгрузка ходовой части транспортного средства и одновременное выведение ОП на требуемые углы (, ) наклона. Для этого на вход каждого привода 6 аутригеров подаются входные воздействия, которые рассчитываются по выражениям:

$$\Delta l_1 = -\Delta l_3 = \frac{k_3 |l_1 - l_3|}{2}; \Delta l_2 = -\Delta l_4 = \frac{k_3 |l_2 - l_4|}{2}; \Delta u_i = U_1 \left( \frac{\Delta l_i}{\Delta l_{\max}} \right);$$
$$u_i = U_2 + \Delta u_i, \quad (5)$$

где  $\Delta l_i$  – перемещение аутригеров для выведения ОП на требуемые углы наклона относительно ГЦ, мм;  $\Delta u_i$  – нормированное входное воздействие, не превышающее 25% максимального сигнала, обеспечивающее горизонтирование ОП;  $k_3$  – коэффициент из табл.1;  $u_i$  – результирующее входное воздействие;  $U_1$  – входное воздействие равное 25% максимального сигнала;  $U_2$  – входное воздействие равное 75% максимального сигнала, необходимое для осуществления подъема ОП;  $\Delta l_{\max}$  – максимальное по модулю значение  $|\Delta l_i|$ , мм.

Выдвижение аутригеров продолжается до срабатывания хотя бы одного из датчиков 7 разгрузки (рис.2) ходовой части ходовой части транспортного средства, после чего происходит автоматический переход на следующий этап работы СПГ.

**3 этап.** Работа СПГ продолжается с другими входными воздействиями, которые рассчитываются по выражению:

$$u_i = U_3 + \Delta u_i, \quad (6)$$

где  $U_3$  – входное воздействие равное 25% максимального сигнала.

Выдвижение аутригеров происходит до срабатывания всех датчиков 7 разгрузки (рис.2) ходовой части транспортного средства, после чего происходит автоматический переход на следующий этап работы СПГ.

**4 этап.** Работа СПГ продолжается с другими входными воздействиями, которые рассчитываются по выражению:

$$u_i = U_4 + \Delta u_i, \quad (7)$$

где  $U_4$  – входное воздействие равное 50% максимального сигнала.

Воздействия  $u_i$  подаются на приводы аутригеров в течение времени, достаточного для поднятия ОП на заданную высоту. Данное время определяется расчетным путем, зависит от конструктивной скорости выдвижения аутригеров и обычно составляет 3–10 с, после чего автоматически происходит переход на следующий этап работы СПГ.

**5 этап.** Работа СПГ продолжается с другими входными воздействиями, которые рассчитываются по выражению:

$$u_i = \Delta u_i. \quad (8)$$

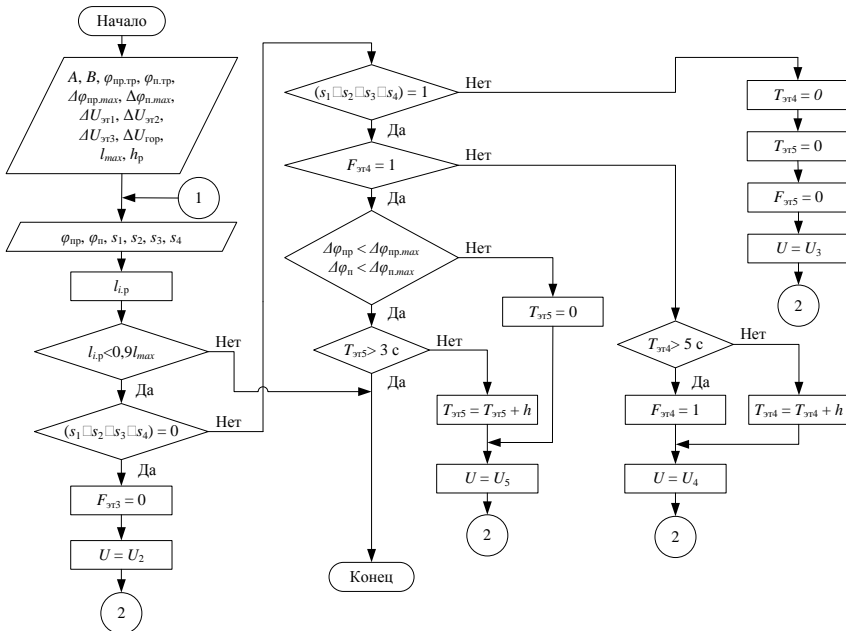
Входные воздействия  $u_i$  подаются на приводы 6 аутригеров до тех пор, пока рассогласования ( $\Delta \varphi_n$ ) не станут меньше установленных значений





( $\Delta\varphi_{пр.мах}$ ,  $\Delta\varphi_{п.мах}$ ). После этого процесс продолжается в течение времени, которое необходимо для завершения переходных процессов при выведении на заданные углы наклона, и обычно составляет 3–5 с, после чего алгоритм работы считается завершенным, а горизонтирование выполненным.

**Алгоритм работы системы подъема и горизонтирования.** Для программной реализации автоматической СПГ был разработан алгоритм работы, который представлен на рис.4. Алгоритм условно можно разделить на две части: в первой происходит оценка текущего состояния СПГ на основе данных от датчиков разгрузки ходовой части ОП 7 и датчика углов наклона 2 (рис.2), и определяется текущий этап работа; во второй происходит непосредственный расчет входных воздействий приводов аутигеров 6. Алгоритм является однократным и не требует хранения в памяти промежуточных результатов расчетов. Период  $h$ , с которым происходит циклическая работа алгоритма, может устанавливаться произвольно и может составлять от десятков до сотен мс. Его обычно устанавливают в 5-10 раз больше периода обновления информации от датчика углов наклона.



а)

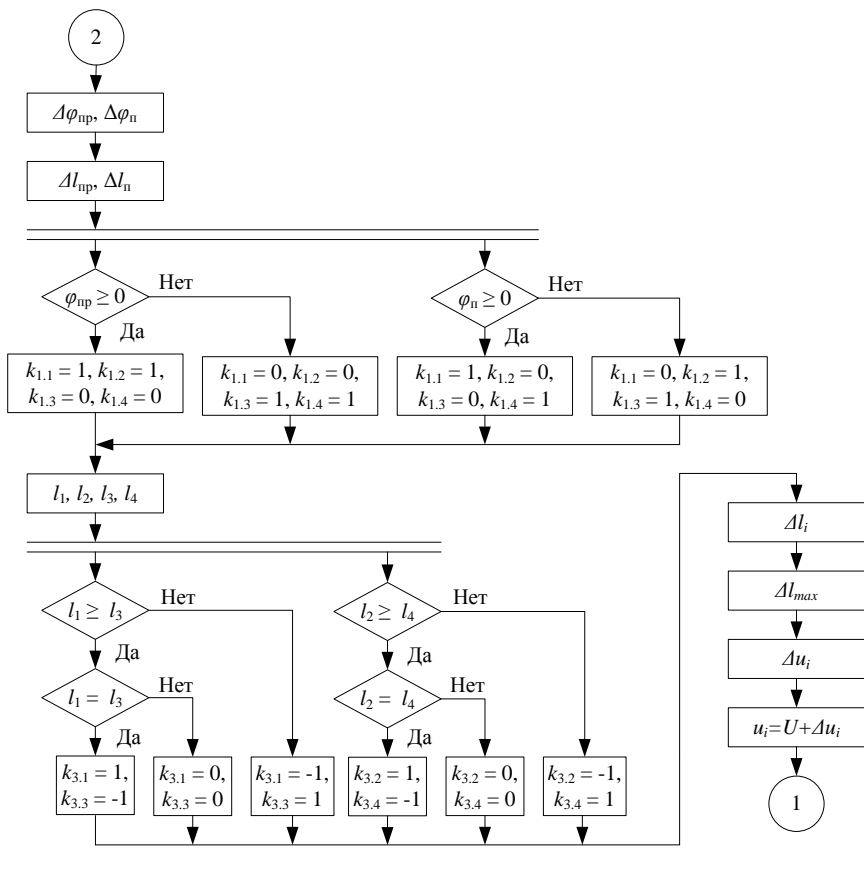


Рисунок 4- Алгоритм работы СПГ

а) оценка текущего состояния СПГ и определение текущего этапа работы; б) расчет входных воздействий приводов аутригеров

**Выводы.** 1. Реализация упрощенного алгоритма горизонтирования опорной платформы позволяет: постоянно отслеживать состояние ОП, используя данные от датчика наклона 2 и датчиков разгрузки ходовой части 7 (рис.2). Эти данные являются исходными для определения текущего этапа работы, благодаря чему существует возможность динамического перехода, как к последующим, так и предыдущим этапам; обеспечить однократный (без хранения промежуточных данных) алгоритм работы, который может применяться в статических (неподвижных ОП) и динамических (квадрокоптеры, активная подвеска) системах; реализовать СПГ с минимальным количеством элементов; автоматически поддерживать требуемые углы наклона ОП; автоматически отключать СПГ при превышении максимально допустимых углов наклона ОП и по истечению установленного времени на проведение точного финального горизонтирования.



2. К недостаткам предложенного алгоритма следует отнести: выведение ОП на заданную рабочую высоту, используя лишь косвенные данные о времени и расчетной скорости выдвижения аутригеров; невозможность гарантированно-го поддержания ОП на заданной рабочей высоте, вследствие отсутствия информации о длине выдвижения аутригеров; возможность выдвижения аутригеров на максимальную длину в процессе работы алгоритма (частично решается установкой дополнительных датчиков максимального выдвижения аутригеров); отсутствие контроля отрыва аутригеров от поверхности земли в результате «проседания» грунта в процессе работы СПГ («повисание» на трех точках).

### **Список литературы:**

1. Способ автоматического горизонтирования несущей платформы с буровым агрегатом и устройство для его реализации: Пат. на изобретение (RU) 2196893, E21B7/02, E21B44/00 / И.А. Сидоров, В.Н. Чухлебов // Дата выдачи 20.01.2003. Патентовладелец: Сидоров И.А., Чухлебов В.Н.

2. Способ ориентации установки несущей грузовой платформы и устройство для его осуществления: Пат. на изобретение (RU) 2367762, E21B7/02, B66F7/20 / В.В. Артемов, Н.С. Говоров, С.Н. Говоров, Ю.В. Молокин, В.Ф. Хрипченко, Д.А. Чурзин // Дата выдачи 20.09.2009. Патентовладелец: Говоров Н.С.

3. Семенов С.Е. Алгоритм горизонтирования транспортной платформы. / С.Е. Семенов, М.А. Андреев. // Инженерный вестник, – 2014. – №10. С.12–18.

4. Щербаков В.С. Синтез алгоритма автоматического подъема и горизонтирования опорной платформы строительной машины. / В.С. Щербаков, М.С. Корытов, М.Г. Григорьев. // Мехатроника, автоматизация, управление, – 2010. – №7. С.56–63.

## РАЗРАБОТКА НОВЫХ СТРУКТУР ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ПРИБОРОВ СВЧ

Шиш А.Л., Коновалов С.И., Войтенко К.Ю.

НПООО «ОКБ ТСП»

В настоящее время в радиоэлектронных системах для получения СВЧ колебаний высоких уровней мощности продолжают использоваться электровакуумные генераторные и усилительные приборы (ЭВП): клистроны, магнетроны, лампы бегущей волны. Такие приборы работают, как правило, в импульсном режиме. В радиопередающих системах часто используют мощные, сложно модулированные сигналы с широким диапазоном изменения периода повторения и длительности импульсов. Высоковольтные импульсы на управляющих электродах ЭВП формируются импульсным модулятором (ИМ). Ранее использовались модуляторы, в которых коммутация управляющего напряжения осуществлялась с помощью малоинерционных электровакуумных или газоразрядных ключей. Они обеспечивают высокое быстродействие и мощность, однако не удовлетворяют требованиям по надёжности, поскольку имеют ограниченный ресурс. Кроме того, в открытом состоянии падение напряжения на ключевых лампах слишком велико. Накальные цепи таких ЭВП работают под высоким потенциалом, что также снижает надёжность ИМ. Благодаря освоению промышленностью выпуска мощных высоковольтных ключевых транзисторов с изолированным затвором, появилась возможность разработки твердотельных ИМ.

Для формирования импульсного напряжения ЭВП применяют анодную или сеточную модуляцию. Сеточная модуляция более выгодна в сравнении с анодной меньшими статическими и динамическими потерями, высокой стабильностью амплитуды формируемых импульсов, возможностью работы в более широком диапазоне временных параметров импульсов, меньшей стоимостью и габаритами. Практика показывает, что ИМ определяет не только количественные и качественные показатели зондирующих сигналов, но и в значительной степени КПД, ЭМС, габаритные размеры, надёжность и стоимость РЛС [1]. Структура ИМ во многом определяет их показатели качества.

Проведём сравнительный анализ традиционных и разработанных новых структур высоковольтных твердотельных сеточных ИМ.

1. Традиционные структуры сеточных модуляторов рассмотрены в [1-3].

На рисунке 1, (а) приведена традиционная структура ИМ, выполненная на базе импульсного развязывающего трансформатора (ИТ). При замыкании ключа (Кл) во вторичной обмотке ИТ формируется импульс требуемой амплитуды для отпираания ЭВП. Главным недостатком данной структуры является сложность исполнения ИТ, который является высоковольтным и высокопотенциальным. Для передачи короткого импульса с малыми искажениями необходимо малое значение индуктивности рассеяния и распределённой ёмкости трансформатора, которые уменьшаются с уменьшением числа витков и сечения магнитопровода ИТ. В то же время для формирования длинного импульса с малым спадом вершины приходится увеличивать индуктивность намагничивания

трансформатора, что достигается увеличением числа витков обмоток и сечения магнитопровода. Поэтому применять данную структуру в широком диапазоне длительностей импульсов нецелесообразно.

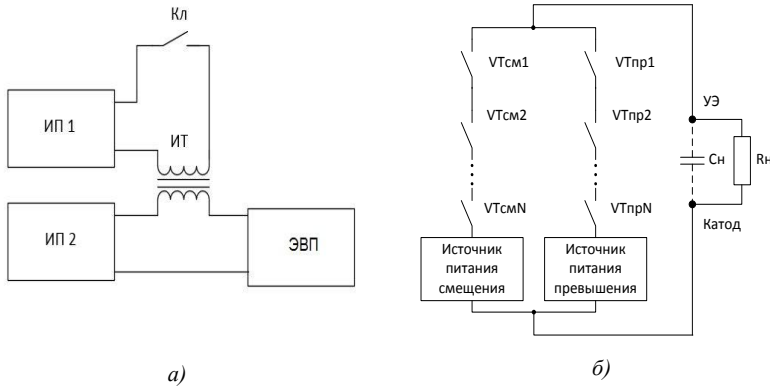


Рисунок 1 – Традиционные структуры ИМ: а) - с импульсным трансформатором; б) – с последовательным включением твердотельных ключей

На рисунке 1, (б) показана традиционная структура твердотельного секционного модулятора управляющего электрода прибора СВЧ с широким диапазоном перестройки длительности импульсов и периода их повторения. Ключевые элементы  $VT_{смi}$  и  $VT_{прi}$ , где  $i=1...N$ , представляет собой полупроводниковые приборы типа *MOSFEET* или *IGBT*, количество которых определяется величиной суммарного рабочего напряжения модулятора.

Схема представляет собой хорошо известную двухтактную структуру, в которой ключи смещения и превышения открываются поочередно, обеспечивая требуемое импульсное напряжение на управляющем электроде прибора СВЧ. Высоковольтные источники смещения и превышения на практике формируют путем суммирования выходных напряжений выпрямителей с емкостными накопителями энергии путем их последовательного соединения. С достаточной для практических расчетов точностью эквивалентную схему нагрузки модулятора можно представить в виде параллельно соединенных эквивалентной межэлектродной емкости и ёмкости монтажа  $C_n$ , приведенной к участку управляющий электрод-катод СВЧ-прибора, и сопротивления  $R_n$ , определяющего токи утечки управляющего электрода [4]. С учетом разброса параметров самих полупроводниковых приборов, а также их схем управления, число последовательно соединенных приборов в данной структуре следует выбирать с некоторым запасом по напряжению, несмотря на применение известных цепей статического и динамического выравнивания напряжений на силовых ключах. Использование последовательной схемы позволяет создавать твердотельные ключи практически на любые напряжения, однако для их нормальной работы необхо-

димо выполнение следующих условий: 1) должна быть обеспечена синхронность управления отдельными ключами; 2) транзисторы, составляющие ключ, должны иметь минимальные различия внутренних параметров; 3) отсутствие перенапряжений на отдельных транзисторах [5]. В таких схемах разброс параметров полупроводниковых приборов приводит к усилению эффекта Миллера, и как следствие, росту перенапряжений и потерь на переключение, связанных с перезарядом собственных выходных емкостей ключей и емкости нагрузки в статических и динамических режимах работы, что требует применения эффективной системы охлаждения в заданном гермообъеме.

2. Многомодульные структуры ИМ являются новыми и устраняют ряд недостатков традиционных структур [3, 6].

На рисунке 2 показана многомодульная структура твердотельного сеточного модулятора управляющего электрода прибора СВЧ с широким диапазоном перестройки длительности импульсов и периода их повторения.

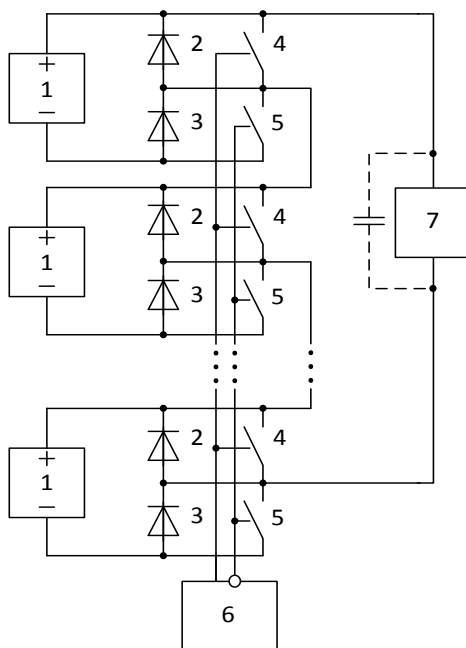


Рисунок 2 – Структурная схема многомодульного сеточного модулятора

Импульсный многомодульный твердотельный модулятор содержит  $N$  последовательно соединенных своими выходными выводами модулей, каждый из которых подключен к источнику постоянного напряжения 1. Каждый модуль представляет собой последовательно соединенные ключевые элементы 4, 5 с обратными диодами 2,3. Нагрузка 7 подключена к верхнему выходному выводу



первого модуля и к нижнему выходному выводу  $N$ -го. Ключи 4, управляясь синхронно, являются разрядными, а ключи 5 – зарядными. При замыкании ключей 5 сумма напряжений источников модулей прикладывается к нагрузке 7.

В таком высоковольтном модуляторе исключены перекосы напряжения на ключах и диодах модулей из-за разброса параметров ключей, разброса временных задержек в цепях управления ключами, при возможных высоковольтных пробоях в нагрузке или при возможных неисправностях цепей управления. В частном случае, при задержке включения ключа 5 только в одном  $i$ -ом модуле, ток нагрузки замыкается через диод 2 этого модуля, что обеспечивает ограничение напряжения на ключе 5 на уровне напряжения источника 1. Потери мощности такого модулятора будут равны потерям модулятора традиционной структуры при условии, если суммарное напряжение всех выпрямителей равно напряжению превышения  $Unp$ .

В настоящее время широкое распространение получили методы снижения потерь в силовых преобразователях, которые сводятся к накоплению части энергии в процессе коммутации в реактивном компоненте, а затем ее передаче либо в нагрузку, либо в источник (рекуперация энергии). Однако при этом существенно усложняется силовая часть модулятора и его управление, появляется склонность к возбуждению колебаний или появлению кратковременных бросков напряжения на фронтах выходного импульса [7]. Повышение быстродействия современных мощных полупроводниковых приборов, дальнейшее совершенствование структуры модулятора и процесса управления ключами модулей открывает дополнительные возможности экономии энергии в процессе перезаряда емкости нагрузки и обеспечивает улучшение ЭМС за счет снижения мощности коммутационной помехи.

### *2.1 Многомодульная структура ИМ с дискретной рекуперацией.*

Многомодульная структура, в отличие от традиционной, позволяет реализовать режим дискретной рекуперации энергии, который заключается в применении асинхронного управления зарядными и разрядными ключами модулей. Такое управление заключается в формировании временных задержек на коммутацию силовых ключей. Применение временного сдвига обеспечивает формирование ступенчатого напряжения в течение фронта и спада рабочего импульса. Регулируя длительность и амплитуду отдельных ступеней так, чтобы переходные процессы коммутации были практически завершены к моменту начала следующей ступени, возможно формирование импульсов с требуемыми фронтом и спадом при существенном уменьшении потерь энергии и мощности коммутационной помехи.

При этом количество модулей и временные задержки управления ключами в разных модулях при заданных длительностях фронта и спада формируемого импульса оптимизируются по критерию минимума суммарных потерь энергии в модуле. Это вызвано тем, что с увеличением количества модулей снижается их рабочее напряжение и мощность, что позволяет применить в них более низковольтные и быстродействующие ключевые элементы.

Для обеспечения равенства потребляемой от каждого модуля мощности и исключения перекося напряжений накопителей модулей следует осуществлять циклический сдвиг очередности работы ключей модулей при формировании каждого нового импульса. При этом один цикл будет содержать количество импульсов, равное числу силовых модулей.

Энергию рекуперации для многомодульной структуры ИМ с асинхронным управлением для идеализированных ключей (без учёта влияния паразитных параметров) в общем виде можно определить:

$$W_{рек} = \int_0^{рек} U_{вх} i_{рек}(t) dt,$$

где  $U_{вх}$  – входное напряжение модуля, определяемое разностью напряжений на емкости нагрузки в конце заряда  $U_{CN}$  и суммарным напряжением источников

$\sum_{0...i}^N U_{ui}$  на  $i$ -й ступени разряда.

Мгновенное значение тока рекуперации определяется:

$$i_{рек}(t) = I_m e^{-\frac{t}{\tau_p}} = \frac{U_{CN} - \sum_{0...i}^N U_{ui}}{R_{эки}} e^{-\frac{t}{\tau_p}}$$

где  $\tau_p$  – постоянная времени рекуперации, определяемая емкостью нагрузки и эквивалентным сопротивлением разряда  $R_{эки}$   $i$ -й ступени разряда.

Проведенные расчеты потерь энергии, а также экспериментальные данные для частного случая, когда напряжения на выходе выпрямителей всех идентичных модулей одинаковы, показали, что при ступенчатом перезаряде емкости нагрузки мощность потерь снижается пропорционально количеству модулей  $N$ .

## 2.2 ИМ повышенной надёжности

Возможности многомодульной структуры также могут быть использованы для повышения показателей надежности устройства. Путём добавления одного силового ключа в холодном резерве в каждый модуль и перестройки алгоритма управления, обеспечивается сохранение работоспособности ИМ в случае отказа любого из модулей. Такая структура приведена на рисунке 3.



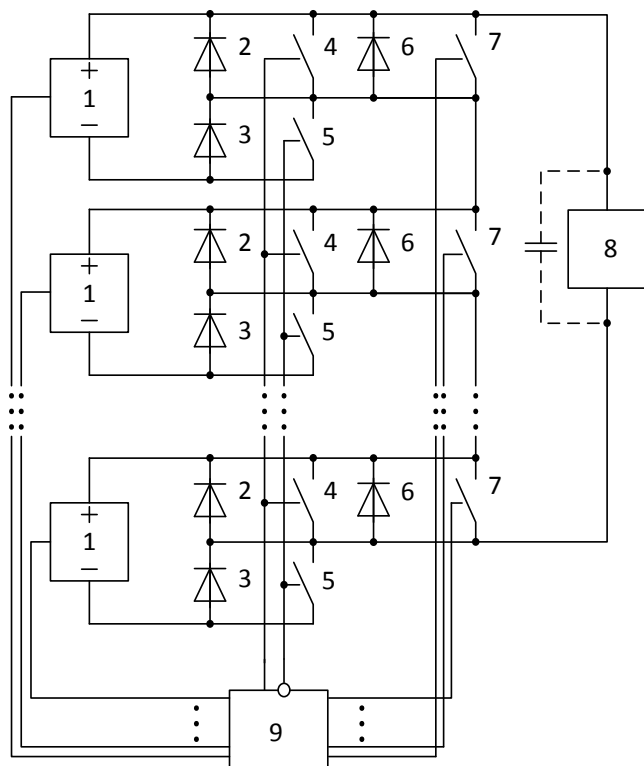


Рисунок 3 – Структурная схема многомодульного ИМ повышенной надёжности

В случае нарушения в работе ключа 4, в виде отсутствия проводящего состояния, на источнике постоянного напряжения 1 будет происходить рост напряжения из-за токов рекуперации при разряде емкости нагрузки. Включение дополнительного ключа 7 по сигналу устройства управления 9, формируемому в схеме защиты источника 1, обеспечит защиту выходных цепей источника от превышения напряжения. В случае нарушения в работе ключа 5, в виде отсутствия проводящего состояния, напряжение на нагрузке 8 уменьшится на величину напряжения одного модуля и устройство в целом сохранит работоспособность. В случае нарушения в работе ключа 4 или ключа 5, в виде короткого замыкания, в источнике постоянного напряжения 1 сработает защита от перегрузки. В этом случае напряжение на нагрузке 8 уменьшится на величину напряжения одного модуля. Однако, введя соответствующую подстройку уровней напряжений остальных источников 1, возможно сохранение требуемой амплитуды импульсов модуляции. При этом в ИМ следует применять ключи с относительно небольшим запасом по напряжению, равным:

$$U_{\text{зан}} = \frac{U_u}{N-1}$$

Недостатком такой структуры является сложность реализации алгоритма управления силовыми ключами.

### 3. Многоканальный ИМ [8].

Современные РЛС для обеспечения требуемой помехозащищенности часто реализуют мгновенную перестройку рабочей частоты в широком диапазоне. В этом случае, учитывая сравнительную узкополосность импульсных ЭВП СВЧ, в составе передающего устройства применяют несколько ЭВП с различным диапазоном рабочих частот. Одним из способов обеспечения работы ИМ на  $N$  нагрузок является параллельное использование нескольких одноканальных модуляторов. Недостатком такого способа является аппаратурная избыточность, так как в определенный момент времени работает только один ИМ, а остальные находятся в горячем резерве. Массивные радиаторы неработающих в данный момент приборов не будут использованы и как следствие объем и масса системы будут большими. Другим способом является использование многоканального ИМ, приведенного на рисунке 4.

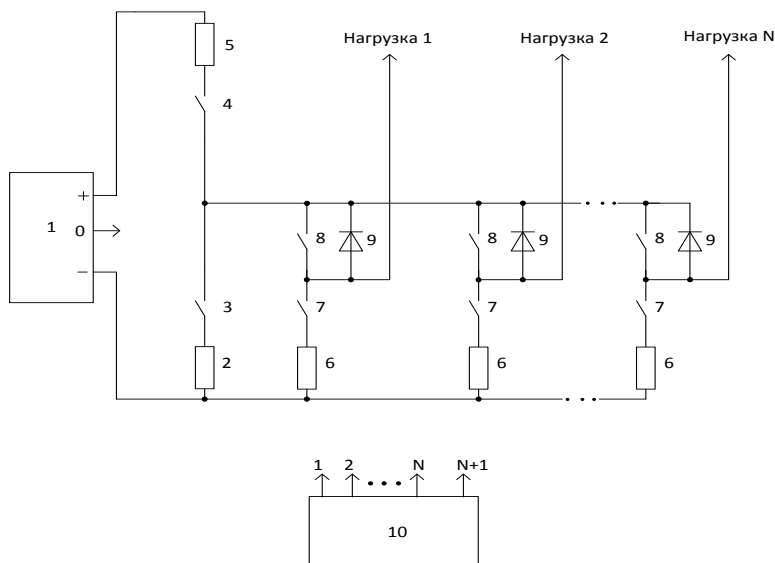


Рисунок 4 – Многоканальный импульсный модулятор

Многоканальный ИМ содержит источник постоянного напряжения 1, содержащий в общем случае положительный, отрицательный и общий (нулевой)



выводы. ИМ в общем случае имеет  $N$  выходов для подключения нагрузок. Каждая из  $N$  нагрузок может быть подключена между одним из выходов устройства и положительным, либо отрицательным, либо общим выводом источника. В частном случае общий вывод источника может отсутствовать. Устройство содержит основной каскад модуляции, содержащий управляемые ключевые элементы 3, 4 с ограничительными резисторами 2,5. Остальные каскады модуляции на ключах 7,8 и диодах 9 служат для коммутации нагрузок. Блок управления 10 предназначен для подачи сигналов на управляющие входы ключевых элементов. Ограничительные резисторы 2, 5 и 6 предназначены для уменьшения бросков тока через ключевые элементы при перезаряде емкостных нагрузок, а также при коротких замыканиях и пробоях в нагрузках.

Возможно несколько режимов работы устройства: модулирующие импульсы поступают в нагрузку одного из каналов; модулируются любые два или более каналов синхронно; поочередная модуляция каналов по их номерам и во времени по определенному закону. В режиме, когда работает только один канал, его ключи 7 и 8 переключаются в соответствии с управляющими импульсами, в остальных каскадах ключи 8 разомкнуты, а ключи 7 замкнуты и подают отрицательное напряжение на соответствующие нагрузки. В режиме, когда работают несколько выходных каналов одновременно, ключи 7 и 8 данных каналов переключаются синхронно с ключами 3 и 4 в соответствии с длительностью и частотой управляющих импульсов, в остальных каскадах ключи 8 разомкнуты, а ключи 7 замкнуты и подают отрицательное напряжение на соответствующие нагрузки.

На рисунке 5 представлены временные диаграммы работы многоканального импульсного модулятора, где  $U_1$  – импульсы синхронизации блока 10 для управления  $k$ -каналом,  $U_2$  – импульсы синхронизации блока 10 для управления  $m$ -каналом,  $U_3$  – импульсы управления ключом 7  $k$ -канала,  $U_4$  – импульсы управления ключом 8  $k$ -канала,  $U_5$  – импульсы управления ключом 7  $m$ -канала,  $U_6$  – импульсы управления ключом 8  $m$ -канала,  $U_7$  – импульсы управления ключом 3,  $U_8$  – импульсы управления ключом 4,  $U_9$  – импульсы модуляции на нагрузке  $k$ -канала,  $U_{10}$  – импульсы модуляции на нагрузке  $m$ -канала.

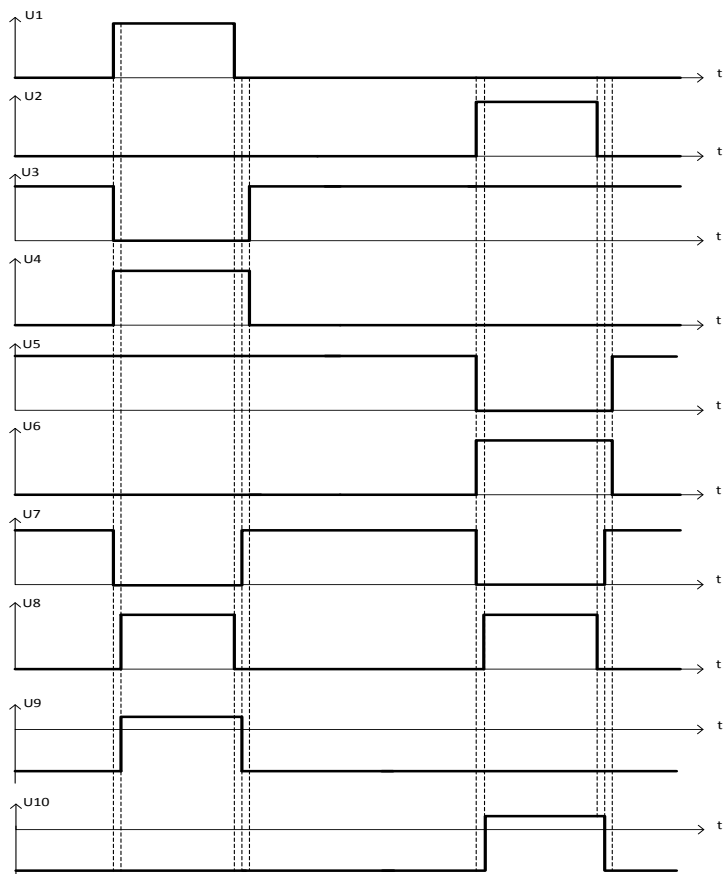


Рисунок 5 – Временные диаграммы работы многоканального модулятора

Из временных диаграмм видно, что включение ключей 8 в каскадах коммутации происходит с некоторым опережением относительно включения ключа 4, а включение ключей 7 происходит с некоторым запаздыванием относительно включения ключа 3. Применение данных задержек приводит к тому, что замыкание ключевых элементов 7 и 8 во всех каскадах коммутации происходит для всех режимов при напряжении, близком к нулю. При этом для реальных ключевых элементов, таких как последовательно соединенные высоковольтные биполярные, полевые или биполярные транзисторы с изолированным затвором, существенно уменьшаются токи разряда их собственных выходных емкостей и, как следствие, снижаются коммутационные (динамические) потери в этих элементах, особенно при высоких частотах следования импульсов модуляции.

Таким образом, в докладе были рассмотрены традиционные структуры сеточных ИМ, а также новые разработанные структуры ИМ. Проведён сравни-



тельный анализ таких ИМ. Предложенные новые структуры твердотельных ИМ обеспечивают повышение эффективности и улучшение массогабаритных показателей передающих устройств современных радаров.

### Список литературы:

1. Скупяко, М.В., Млиник, А.Ю., Монин, С.В. Сеточные твердотельные модуляторы для передающих устройств РЛС. // Успехи современной радиоэлектроники. 2014г. №3. С.67-71.

2. Полищук, А.Г. Вопросы разработки твердотельных импульсных модуляторов для электровакуумных приборов СВЧ // Современная электроника, 2005 г., № 3.

3. С.И. Коновалов, О.В. Доницков. Исследование процессов коммутации в твердотельных импульсных модуляторах приборов СВЧ с аperiodической формой перезаряда ёмкости нагрузки. // Новости науки и технологии 2015г. №4. С. 12-17.

4. Сяоцян, У.Р. Проектирование сеточного модулятора с широким диапазоном регулирования параметров. Москва. Системи упр., навігації та зв'язку. - 2008. - Вип. 4. - С. 37-42.

5. Казанцев В.И., Платонов С.А., Сергеев В.Г. Влияние паразитных параметров на разброс напряжений в высоковольтных твердотельных ключах, построенных по последовательной схеме. // Вестник МГТУ им.Н.Э. Баумана. Приборостроение. 2012. Спецвыпуск №7. С.60-69.

6. Евразийский патент 019111, МПК H02M7/10. Импульсный модулятор с формирователем ступенчатого напряжения/ Коновалов, С.И., Ботеновский С.Л., Польшин Ю.А. Кирячок Г.В., Бондаровец Т.В. (РБ); заявл. 08.03.11; опубл. 01.30.14.

7. Платонов С.А. Твердотельные импульсные модуляторы мощных генераторных электровакуумных приборов СВЧ// Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук, 2014.

8. Евразийский патент 025461, Int. Cl. H03K7/02 (2006.01) Многоканальный импульсный модулятор/ Коновалов С.И., Ботеновский С.Л., Польшин Ю.А. Кирячок Г.В., Доницков О.В., Войтенко К.Ю. (РБ); заявл.07.05.14; опубл. 30.12.16.

УДК 623.1/.7: 623.41

## ОБОСНОВАНИЕ СТРАТЕГИИ МОДЕРНИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ВООРУЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕЧЕТКОЙ СИТУАЦИОННОЙ СЕТИ

Шуляк А.В., Савенко С.А.

Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт  
Вооруженных Сил Республики Беларусь»

Вооружение и военная техника (ВВТ) в процессе эксплуатации устаревает под воздействием факторов различной природы. Эти факторы вносят существенную неопределенность при выборе направлений модернизации ВВТ.

Анализ методов теории нечетких множеств показал, что их целесообразно применять для решения задач в условиях неопределенности, связанных с обоснованием решений при управлении развитием систем вооружения различной сложности [1–3]. Для определения последовательности управляющих решений при обосновании направлений модернизации ВВТ предлагается использовать модель нечеткой ситуационной сети (НСС). Нечеткая ситуационная сеть представляет собой нечеткий ориентированный взвешенный граф переходов по нечетким ситуациям (рисунок 1)

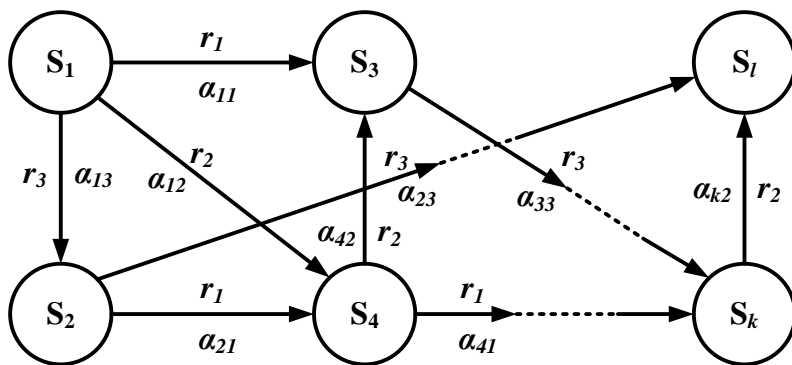


Рисунок 1 – Фрагмент НСС

Вершины НСС ( $s_i$ ) соответствуют нечетким ситуациям, а множество дуг ( $r_j$ ) между вершинами представляет множество возможных управляющих решений [4]. Модель типа «ситуация – стратегия управления – действие» содержит набор нечетких ситуаций, описывающих возможные состояния системы вооружения (объект управления) на уровне ее свойств и структуры. Управляющие решения, соответствующие текущим (входным) нечетким ситуациям, формируются на основе анализа возможных переходов между текущей ситуацией и



целевой, т. е. ситуацией, в которую желательно перевести объект управления. Последовательность решений, необходимых для перехода от текущей ситуации к целевой по оптимальному, в определенном смысле, маршруту называется стратегией управления.

Формирование нечеткой ситуационной сети происходит посредством определения множества признаков и множества управляющих решений. Каждый признак описывается соответствующей лингвистической переменной и характеризует состояния свойств и структуры системы вооружения. Степени предпочтения управляющих решений ( $\alpha_{ij}$ ) либо неизменны в каждой ситуации и определяются экспертным опросом, либо некоторым образом зависят от ситуации, и тогда для их определения используется нечеткая продукционная модель вида «ситуация – предпочтение решения». Для разработки нечеткой продукционной модели «ситуация – предпочтение решения» с использованием алгоритмов Мамдани или Ларсена целесообразно применять подход, описанный в [5], который предполагает выполнение следующих действий (рисунок 2):

- определение признаков, влияющих на предпочтение решения и шкалирование их нечетких значений;

- обоснование вида опорной зависимости исходя из характера оцениваемых признаков;

- определение параметров нечетких значений признаков для формирования нечетких продукционных правил;

- вычисление параметров опорных значений заключений нечетких продукционных правил;

- определение лингвистической шкалы нечетких значений предпочтения решений;

- формирование базы знаний в виде перечня нечетких продукционных правил.

Существует два подхода к формированию НСС. Прямой подход заключается в моделировании переходов системы из одной нечеткой ситуации в другую [6]. Для этого предварительно выявляется множество возможных управляющих решений. Для каждой нечеткой ситуации из множества возможных формируется подмножество ситуаций, в которые может перейти система из исходной ситуации под воздействием управляющих решений.

Обратный подход к построению НСС заключается в том, что на множестве эталонных нечетких ситуаций задается некоторое отношение, граф которого отражает возможные переходы из ситуации в ситуацию. НСС формируется посредством задания необходимых для этих переходов управляющих решений и степеней их предпочтения. Данный подход к формированию НСС достаточно разработан только для ситуаций, характеризующихся взаимной независимостью значений признаков [6]. В этом случае для определения множества эталонных нечетких ситуаций используется отношение общности ситуаций.

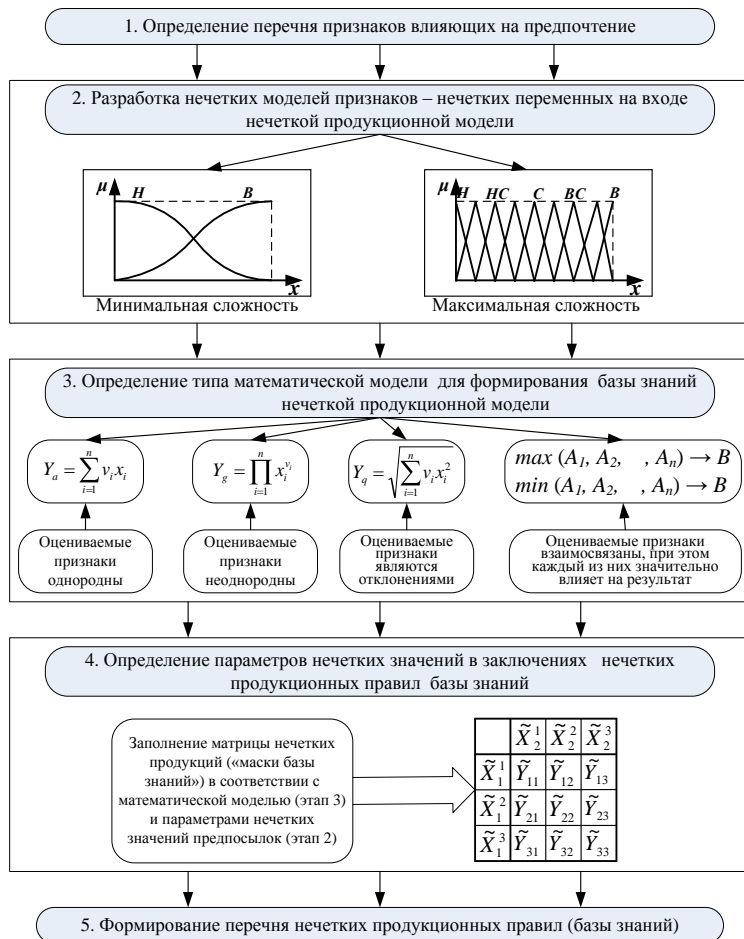


Рисунок 2 – Схема разработки нечеткой продукционной модели

Моделирование процессов управления модернизацией системы вооружения на основе НСС с использованием нечетких отношений включает решение следующих основных, связанных между собой задач:

- формирование НСС;
- идентификация и оценка текущего состояния системы, т. е. поиск наиболее близкой эталонной ситуации;
- постановка целевой ситуации – требуемого состояния системы;
- формирование стратегии управления.

Задача определения целевой ситуации существенно влияет на поиск оптимального маршрута в НСС. Набор решений, необходимых для перевода сис-





темы вооружения из текущей ситуации в целевую, определяется задачей формирования стратегии управления. Критериями оптимальности могут быть, например: средний вес маршрута, прочность маршрута, длина маршрута.

Оптимальным будет маршрут, имеющий либо максимальный средний вес, либо максимальную прочность, либо минимальную длину маршрута.

В дополнение к вышеуказанным задачам моделирования процессов управления модернизацией системы вооружения на основе НСС также может быть решена задача последовательного уточнения управляющих решений.

### **Список литературы:**

1. Шуляк А.В. Решение задачи технико-экономического обоснования развития системы вооружения на основе теории нечетких множеств / Шуляк А.В., Савенко С.А. // Наука и военная безопасность. – 2010. – № 4. – С. 25 – 30.
2. Шуляк А.В. Методический подход к определению приоритетов мероприятий развития системы вооружения / Шуляк А.В., Савенко С.А. // Наука и военная безопасность. – 2011. – № 4. – С. 31 – 36.
3. Шуляк А.В. Особенности разработки нечеткой продукционной модели при формировании поля принятия решений / Шуляк А.В., Савенко С.А. // Наука и военная безопасность. – 2012. – № 3. – С. 42 – 46.
4. Мелихов А.Н. Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой / А.Н. Мелихов, Л.С. Берштейн, С.Я. Коровин. – М.: Наука, 1990. – 272 с.
5. Шуляк А.В. Формирование базы знаний в моделях принятия решений с нечеткой логикой / А.В. Шуляк, С.А. Савенко // Наука и военная безопасность. – 2016. – № 1. – С. 20 – 24.
6. Борисов В.В. Нечеткие модели и сети / В.В. Борисов, В.В. Круглов, А.С. Федулов. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2007. – 284 с.

*Научное издание*

7-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ  
ПО ВОЕННО-ТЕХНИЧЕСКИМ ПРОБЛЕМАМ, ПРОБЛЕМАМ ОБОРОНЫ  
И БЕЗОПАСНОСТИ, ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ТЕХНОЛОГИЙ ДВОЙНОГО  
ПРИМЕНЕНИЯ

(Минск, 20–22 мая 2017 г.)

Сборник научных статей

В трех частях

Часть 3

*Статьи публикуются в авторской редакции*

Ответственный за выпуск: *В.В. Казбанов*

Редакторы: *О.Г. Тиханович, Ю.М. Сафонова*

Компьютерная верстка: *Ю.М. Сафонова*

Дизайн обложки: *Ю.М. Сафонова*

Подписано в печать 18.05.2017.

Формат 60×84/16. Бумага офсетная. Печать цифровая.

Усл. печ. л. 14,53. Уч.-изд. л. 12,92.

Тираж 65 экз. Заказ 463.

Издатель и полиграфическое исполнение:

ОДО «Издательство “Четыре четверти”».

Свидетельство о государственной регистрации  
издателя, изготовителя и распространителя печатных изданий

№ 1/139 от 08.01.2014, № 3/219 от 21.12.2013.

Ул. Б. Хмельницкого, 8-215, 220013, г. Минск.

Тел./факс: (+375 17) 331 25 42. E-mail: info@4-4.by