

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

(Минск, 16–17 мая 2019 г.)

Сборник научных статей

В пяти частях

Часть 4

УДК 623(082)
ББК 68.8я43
В76

В76 8-я Международная научная конференция по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения (Минск, 16–17 мая 2019 г.) : сборник научных статей. В 5 ч. Ч. 4 / Государственный военно-промышленный комитет Республики Беларусь. – Минск : Лаборатория интеллекта, 2019. – 92 с.

ISBN 978-985-90490-8-8.

DOI: 10.31882/978-985-90490-8-8.

В сборник включены материалы 8-й Международной конференции по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения (16–17 мая 2019 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

ISBN 978-985-90490-8-8 (ч. 4)
ISBN 978-985-90490-4-0

© Государственный военно-промышленный
комитет Республики Беларусь, 2019
© Оформление. ООО «Лаборатория
интеллекта», 2019

СЕКЦИЯ «ОТЕЧЕСТВЕННАЯ ЭЛЕКТРОННО-
КОМПОНЕНТНАЯ БАЗА – ОСНОВА СОЗДАНИЯ
КОНКУРЕНТОСПОСОБНЫХ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ»

АРХИПОВ И. В., СЕРОКУРОВА А. И., КОРЯКИН С. В., ГАЙКО М. И. ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЛАСТИН АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ ДЛЯ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ-ТЕХНИКИ	6
ВАРГАСОВ А. В., КОЩЕЕВ П. А. МЕТОД ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ СОВРЕМЕННЫХ герметичных малогабаритных РЛС	10
ЗАЛЕССКИЙ В. Б., КОНОЙКО А. И., КРАВЧЕНКО В. М., РЕЩИКОВ К. А., МИЦКЕВИЧ А. С. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИК ИЗЛУЧЕНИЯ В ВИДИМОЕ НА БАЗЕ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ ФАБРИ-ПЕРО	13
ЗОЗУЛЯ С. В., КУНИЛОВ А. Л., ИВОЙЛОВА М. М. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНИЧЕСКИХ ТРЕБОВАНИЙ К ЭКБ РАДИОЛОКАТОРОВ КВЧ-ДИАПАЗОНА	17
КАШИН А. В., КОРНЕВ Н. С., МИНЕЕВ К. В., НАЗАРОВ А. В., ОРЕХОВ Ю. И. МИКРОВОЛНОВЫЕ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ ПРОЦЕССОВ	21
КИРИЧЕНКО В. В., СВИРИДЕНКО А. А., ФИЛИППОВИЧ Г. А., ЯНЦЕВИЧ М. А. ПАТЧ АНТЕННЫ С ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ	25
КОЩЕЕВ П. А., ВАРГАСОВ А. В. ОПЫТ МОДЕЛИРОВАНИЯ И АНАЛИЗ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ РЭА КАБИНЫ ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА НА ШАССИ МЗКТ СРЕДСТВАМИ САПР	28
СОРОКА С. А., ЗАЛЕССКИЙ В. Б., МАЛЮТИНА-БРОНСКАЯ В. В., ЛЕМЕСHEVСКАЯ А. М., СОЛОДУХА В. В. СОВРЕМЕННЫЕ КРЕМНИЕВЫЕ ФОТОПРИЕМНИКИ С ВНУТРЕННИМ УСИЛЕНИЕМ ШИРОКОГО СПЕКТРА ПРИМЕНЕНИЯ	32
УГЛОВ В. В., КУЛЕШОВ А. К., РУСАЛЬСКИЙ Д. П., КЕРНАСОВСКИЙ Ю. М., ТАРАТЫН И. А., ДРАПЕЗО А. П. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ХОЛЛА ИЗ ГЕТЕРОЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СТРУКТУР АНТИМОНИДА ИНДИЯ ВАКУУМНОЙ ЭПИТАКСИИ И ТИПОРАД ДАТЧИКОВ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН НА ИХ ОСНОВЕ	35
 СЕКЦИЯ «СИСТЕМЫ И СРЕДСТВА РАДИОСВЯЗИ»	
БАЙДАКОВ М. Н., ОБУХ А. В. ПОДХОД К РАЗМЕЩЕНИЮ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ	39

ВОДЧИЦ А. А. ПРОБЛЕМАТИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПО ВЗАИМНОЙ ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ НЕСКОЛЬКИХ ПРОГРАММНО ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ РАДИОСРЕДСТВ С ПОЗИЦИИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИХ ЭМС	42
ДОВКША Д. В., ЛЕШКЕВИЧ С. В., САЕЧНИКОВ В. А. ВНЕФОКУСНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ФАЗИРОВАННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ ПАРАБОЛИЧЕСКОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ	46
ДУБОВИК И. А., БОЙКАЧЕВ П. В., ИСАЕВ В. О., ЯНЦЕВИЧ М. А. АДАПТИВНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ К ИЗМЕНЯЮЩЕМУСЯ ИМПЕДАНСУ НАГРУЗКИ	50
КОВАЛЕВИЧ Д. А. АНТЕННЫЕ СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОРОТКОВОЛНОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ	54
КОНОПЛИЦКИЙ А. С. ВЫБОР ТИПОВЫХ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ В ЗАДАЧАХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ	58
КРЕЙДИК Е. Л. К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ЛИНИЙ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ В ОРТОГОНАЛЬНЫХ СЕТЯХ	63
ТИТОВИЧ Н. А., ТЕСЛЮК В. Н., ТАРАСЕНКО В. А. МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ РАДИОПОМЕХ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И МИКРОСХЕМЫ	67
ЧИСТЫЙ В. А. ЭФФЕКТИВНОСТЬ PLM-СИСТЕМЫ WINDCHILL ПРИ РАЗРАБОТКЕ СРЕДСТВ СВЯЗИ В ОАО «АГАТ-СИСТЕМ»	70
ШАБЛЮК В. М. МОДУЛЬНЫЙ УЗЕЛ СВЯЗИ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ	73
ШИДО О. В., ПИСКУН В. В. СИГНАЛЬНО-КODOVЫЕ КОНСТРУКЦИИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ	75
 СЕКЦИЯ «СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ВОЕННОГО И ДВОЙНОГО НАЗНАЧЕНИЯ»	
КУЗЬМИЦКИЙ А. М. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ОБМЕНА РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТАХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АТОМНОЙ ЭНЕРГИИ	79

ОЛЕЙНИК Д. Ю., ГРИГОРЬЕВ А. В. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИПОВЕРХНОСТНОГО ПЛАЗМООБРАЗОВАНИЯ ПРИ КОМБИНИРОВАННОМ ВОЗДЕЙСТВИИ СВЧ И ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОБЪЕКТЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ	81
СВИРИДЕНКО А. А., ЧУПАНОВ Р. А. МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ НА ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ	86
ТУМАЩИК В. А., САВЕНКО С. А., ГРИНКЕВИЧ А. В. ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМЫ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ДЛЯ ПОИСКА ВЗРЫВООПАСНЫХ ПРЕДМЕТОВ	90

И. В. АРХИПОВ, А. И. СЕРОКУРОВА, С. В. КОРЯКИН, М. И. ГАЙКО
ОАО «Минский НИИ радиоматериалов», г. Минск, Беларусь

ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЛАСТИН АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ ДЛЯ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ-ТЕХНИКИ

Аннотация. В данной статье дается обобщенное описание этапов изготовления полупроводниковых пластин арсенида галлия. Приведены результаты сравнения структур, выращенных методом молекулярно-лучевой эпитаксии на различных образцах, показано сравнение тестовых структур *rheft* на подложках *Wafer technology* и МНИИРМ. Изучены особенности процессов химико-механического полирования пластин арсенида галлия. Предложены оптимальные технологические режимы процессов химико-механического полирования для обеспечения требуемого качества поверхности и обеспечения мирового уровня геометрических параметров в полированных пластинах.

В последние 10–15 лет полупроводниковая электроника стала играть ведущую роль в сфере разработки и производства СВЧ-компонентов. И сегодня многие компании перешли от выпуска дискретных диодов и транзисторов к массовому производству GaAs-монолитных интегральных схем (МИС). МИС нашли применение в малошумящих усилителях приемников прямого телевидения, мощных усилителях и переключателях сотовой телефонии, модемах кабельных сетей, компьютерных сетях и др [1]. С другой стороны, достигнутый уровень технологии МИС СВЧ позволил вернуться к созданию активных фазированных решеток (АФАР). Это открыло путь к массовому использованию МИС СВЧ в различных системах вооружения. Приход в радиолокацию технологии монолитных схем в принципе позволяет разработчикам радиоаппаратуры полностью исключить ламповые СВЧ-передатчики со всеми сопутствующими им проблемами. Очевидно, в дальнейшем эта тенденция будет усиливаться, поскольку технология СВЧ-МИС продолжает быстро развиваться [2].

В связи с этим открытым остается вопрос производства конкурентоспособных полупроводниковых пластин арсенида галлия современной точности обработки. В результате работы был проведен анализ всего технологического процесса изготовления пластин с целью изучения изменений в геометрии пластин на каждом технологическом этапе. Показано, что полный разброс по толщине (*Total Thickness Variation*, TTV) и прогиб изменяются в процессе производства пластин и установлены основные технологические параметры, влияющие на подобные изменения. Так, наибольшее значение TTV наблюдается в пластинах, прошедших этап химико-механического полирования. Высокое значение TTV в полированных пластинах, прежде всего, связывают с составом полирующей суспензии и основными технологическими режимами проведения процесса химико-механического полирования [3].

Процесс химико-механической полировки осуществлялся на установке двухстороннего полирования Peter Wolters AL-0. Проводился процесс полирования с отдельно подаваемыми составами. Следующий этап – финишное химико-механическое полирование. Травящий компонент суспензии должен обеспечить высокую скорость травления без образования нерастворимых или трудно удаляемых продуктов реакции, быть инертным к материалу полировальника и оборудованию и иметь низкую степень токсичности. В результате работы подобраны оптимальные режимы процесса. Состав для полирования на 1 л: *Nalco 2360* – 470мл, глицерин – 470 мл, H_2O_2 – 50 мл, ОП-5 – 2 мл, сульфаминовая кислота 20 % – 8–10 мл (до достижения необходимого pH). Изучение влияния кислотности полирующей суспензии показало, что получение качественной поверхности при оптимальной скорости съема материала на уровне 1 мкм/мин возможно лишь в узком диапазоне кислотности среды. При отклонении параметра pH от значения 5 в сторону более щелочных составов происходило к снижению скорости съема и начинался процесс травления поверхности. Скорость подачи составов составляла порядка 40 мл/мин. Основное нагрузочное давление – 75 гс/см². Вращение кругов в противоположных направле-

ниях. Скорость вращения – 8 об/мин. При этих режимах достигнуто высокое качество полированных подложек.

Результат оптимизации технологии производства и повышение качества подложек осуществляется за счет снижения концентрации структурных дефектов. Это достигается тем, что после механического полирования и очистки поверхности на рабочей стороне подложек путем селективного или анизотропного химического травления на глубину нарушенного слоя формируют микрорельеф и обрабатывают подложки ультразвуком в течение 20 мин в деионизированной воде. Затем не позднее, чем через сутки проводят химико-механическое полирование для удаления микрорельефа на рабочей стороне подложек. Результат предлагаемого способа достигается благодаря тому, что возбуждающая упругие волны в кристалле ультразвуковая обработка пластин с развитым микрорельефом, приводит к диссоциации примесно-дефектных комплексов, которые являются эффективными центрами зарождения (конденсации) кластеров при химико-механическом полировании [4].

Эффективность предлагаемого способа подтверждают и результаты его практической апробации. Основные характеристики полученных пластин GaAs представлены в таблице 1. Электронные транспортные свойства исследовались на меза-структурах, сделанных при помощи фотолитографии в форме квадратов с вынесенными контактными площадками. Измерения удельного сопротивления и эффекта Холла проводились четырехконтактным способом в геометрии Ван-дер Пау на установке Escoria HMS 5000 при температурах 300 К и 77 К (таблица 2).

Таблица 1. – Основные характеристики полученных пластин GaAs

Удельное сопротивление, Ом*см	> 1*10 ⁷
Подвижность, см ² /VS	≥ 4500
Плотность дислокаций, см ⁻²	≤ 1*10 ⁵
TTV, мкм	< 7
Bow, мкм	< 10

Таблица 2. – Электронные транспортные свойства

Образец	Тип образца	T=300°K, n, 10 ¹² , см ⁻²	T=300°K, m, см ² /(В·с)	T=77°K, n, 10 ¹² см ⁻²	T=77°K, m, см ² /(В·с)
WT	PHEMT	2.02	7500	1.88	29270
МНИИРМ	PHEMT	2.02	7440	1.88	27450

Слоевая структура PHEMT приведена в таблице 3.

Таблица 3. – Слоевая структура PHEMT

8	i- GaAs	8 нм	3	GaAs (буфер 2)	0.33 мкм
7	n-Al _{0.25} Ga _{0.75} As	20 нм	2	Al _{0.25} Ga _{0.75} As/GaAs CP	25 нм
6	δ-Si		1	GaAs (буфер 1)	43 нм
5	Al _{0.25} Ga _{0.75} As (спейсер)	5.3 нм	0	(100) GaAs (подложка)	
4	In _{0.2} Ga _{0.8} As	10.5 нм			

Измерения проведены на 3-х меза-структурах и усреднены. Различие параметров на меза-структурах не превышает 0,5 %. Измерялись кривые дифракционного отражения (КДО) вблизи рефлекса (004) GaAs на установке Rigaku Ultima, Ка линия Cu. Спектр рентгеновской дифракции представлен на рисунке 1. Оба образца демонстрируют хорошее совпадение КДО, не зависящее от типа используемой подложки.

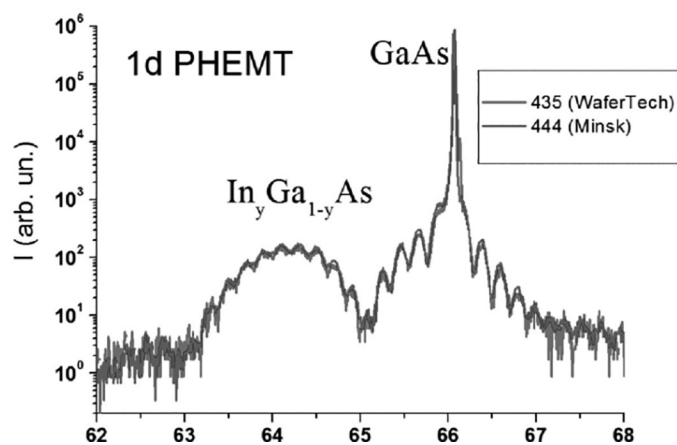
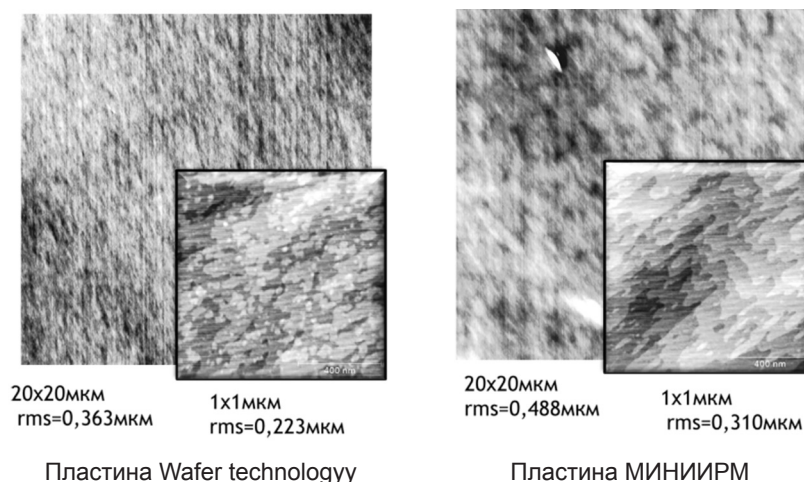


Рисунок 1. – Спектр рентгеновской дифракции

Сравнение ACM структур pHEMT представлено на рисунке 2.



Пластина Wafer technology

Пластина МИНИИРМ

Рисунок 2. – Сравнение ACM структур pHEMT

Из изложенного выше следует, что процесс изготовления пластин удовлетворяющих современным требованиям, представляет собой сложную технологическую проблему. Проведенный анализ пластин показал, что подложки производства ОАО «Минский НИИ радиоматериалов», не уступают по качеству импортным подложкам Wafer Technology, и пригодны для выращивания высококачественных гетероструктур для приборов оптоэлектроники. Тестовая структура, выращенная на пластине, изготовленной в ОАО «Минский НИИ радиоматериалов», по электрофизическим параметрам удовлетворяет нормам ТУ на pHEMT, по дефектности находится в верхнем допустимом пределе.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Microwave Journal, 2006, v. 49, № 6, p. 22.
2. Microwave Journal, 2005, v. 49, № 1, p. 24.
3. Способ полирования полупроводниковых материалов: пат RU 2457574/ Мизеров М. Н., Кудряшов Д. А., Пушный Б. В., Андреев В. М. – Оpubл. 18.08.2008.
4. Мальвинова О. В. Разработка технологии пластин полупроводниковых соединений AIII BV современной точности обработки : Дис. канд. техн. наук : 05.27.06 : Москва, 2004 161 с. РГБ ОД, 61:04-5/2906.

ARKHIPOV I. V., SEROKUROVA A. I., KORIAKIN S. V., HAIKO M. I.
«Minsk Research Institute of Radiomaterials», Minsk, Belarus

OPTIMIZATION TECHNOLOGY OF PRODUCTION OF GALLIUM ARSENIDE SEMICONDUCTOR WAFERS FOR MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS OF MICROWAVE TECHNOLOGY

Summary. *In this paper, we give a general description of the stages of fabrication of semiconductors of gallium arsenide plates. The results of comparison of structures grown by molecular-beam epitaxy on different samples are presented, comparison of pHEMT test structures on Wafer technology and MNIIIR substrates is shown. The features of the processes of chemical-mechanical polishing of plates of gallium arsenide are studied. Optimal technological regimes of chemical-mechanical polishing processes are proposed to provide the required surface quality and to ensure a world-class level of geometric parameters in polished plates.*

**МЕТОД ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ СОВРЕМЕННЫХ
ГЕРМЕТИЧНЫХ МАЛОГАБАРИТНЫХ РЛС**

Аннотация. В данной работе рассматриваются вопросы выбора системы обеспечения тепловых режимов при разработке и проектировании герметичных малогабаритных РЛС в условиях эксплуатации с повышенной температурой окружающей среды. Проведен сравнительный анализ систем обеспечения тепловых режимов и обоснован выбор системы с применением тепловых труб (ТТ). Представлена техническая реализация системы обеспечения тепловых режимов основных элементов герметичных малогабаритных РЛС с компоновкой высокой плотности.

Введение. Разработка и производство герметичных малогабаритных РЛС является одной из сложнейших задач при обеспечении конкурентоспособности современных изделий. Современные малогабаритные РЛС, устанавливаемые при разработке новой модели на основе базовой платформы, обязаны иметь все необходимые системы для полноценной работы в заданных условиях. Наряду с этим возникают сложности с компоновкой, размещением аппаратуры в связи с увеличением количества аппаратуры в заданном объеме [1].

При высокой плотности монтажа традиционные методы обеспечения теплового режима блока неприменимы, так, как теплопередача методом конвекции и методом теплового излучения является неэффективной. Для эффективного охлаждения блока с плотной компоновкой в основном используются методы жидкостного охлаждения и кондуктивные методы охлаждения. Для мобильных малогабаритных РЛС [2], находящихся на наружной поверхности транспортного средства, применение жидкостных систем охлаждения приводит к увеличению габаритов и уязвимости от внешних воздействующих факторов. Кондуктивные системы теплоотвода, базирующиеся на высокой теплопроводности материалов, позволяют автономно, без использования ресурсов носителя блока выводить излишки тепловой энергии за пределы блока. С ростом удельной мощности применявшиеся ранее сплошные теплопроводящие шины, изготовленные из металлов, обладающих высокой теплопроводностью, не могут обеспечить тепловой режим блока, им на смену все более широко приходят тепловые трубы, обладающие теплопроводностью в сотни раз превышающую теплопроводность металлического теплопроводника одинакового сечения. В современных системах обеспечения тепловых режимов (СОТР) все чаще используются системы, выполненные с применением тепловых труб (ТТ), как магистралей для передачи тепловой мощности от источника излучения к радиатору. Тепловая труба представляет собой пассивное герметичное двухфазное теплопередающее устройство, работающее по принципу замкнутого испарительно-конденсационного цикла и способное передавать большую тепловую мощность даже при минимальном температурном перепаде между радиатором и окружающей средой. Специфические особенности тепловых труб позволяют трансформировать плотность тепловых потоков, разнести в пространстве источник и приемник тепла, повысить изотермичность охлаждающей поверхности и стабилизировать ее температуру без каких-либо затрат энергии.

Анализ существующих ТТ показал [3], что наиболее эффективно, по сравнению с другими типами в рамках решения данной задачи работают ТТ с порошковой капиллярной структурой. Хорошее сочетание капиллярных свойств, высокие эффективная теплопроводность и прочностные свойства обеспечивают стабильные и высокие характеристики ТТ, как по передаваемому тепловому потоку, так и по термическому сопротивлению. Разработанные теоретические и практические основы создания эффективных пористых порошковых материалов позволяют целенаправленно управлять капиллярной структурой для достижения лучших эксплуатационных свойств, а высокие технологические качества и сравнительно небольшая стоимость делают их перспективными, как при единичном, так и при массовом производстве. В СОТР современных малогабаритных РЛС наиболее интересны ТТ диаметром до 7 мм, позволяющие передавать тепловую мощность до 30 Вт при соблюдении требований по их установке.

Постановка задачи. Для обеспечения заданной плотности компоновки изделия блок питания является несущей платформой, на которой установлены основные узлы приёмопередатчика [4] (Рис.1). Большое значение в данном случае приобретает автономная система обеспечения тепловых режимов работы приёмопередающего блока РЛС.

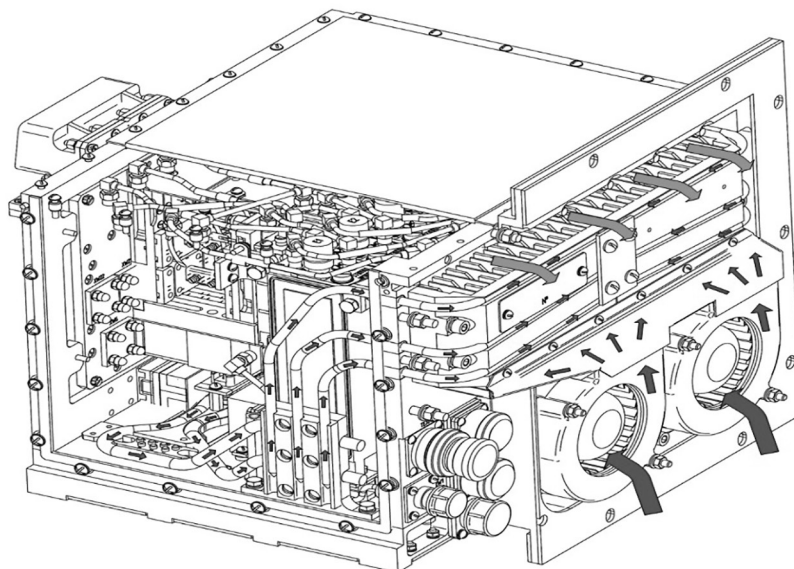


Рисунок 1. – Эскиз системы обеспечения тепловых режимов работы РЛС

Функциональные модули, входящие в состав изделия, характеризуются высоким тепловыделением порядка 150 Вт, распределение которых показано на рис. 2.



Рисунок 2. – Диаграмма тепловыделений функциональных модулей приёмопередатчика

Наиболее тепловыделяющими элементами для РЛС традиционно являются передающий модуль, блок питания и АЦП. Предельная рабочая температура элементов РЛС не должна превышать $+100^{\circ}\text{C}$ при температуре окружающего воздуха не более $+50^{\circ}\text{C}$. В соответствии с этим при поиске компоновочных решений, данные функциональные узлы размещены с учётом группировки тепловыделяющих элементов для переноса тепловой мощности с помощью тепловых труб от испарителя

СОТР к конденсатору, который в свою очередь продувается воздушным потоком вентиляторов. Радиатор АЦП расположен своими рёбрами в едином воздушном канале с радиатором СОТР, тем самым достигается высокий уровень массогабаритных характеристик изделия. Векторами показано движение потока воздуха от вентиляторов и теплосъём с радиатора. Размещение двух радиаторов в одном воздушном тракте позволяет увеличить плотность теплового потока при сохранении аэродинамических характеристик вентиляторов.

Для подтверждения правильности выбора метода обеспечения тепловых режимов СОТР, в климатической камере при температуре воздуха +50°C проведены испытания, полученные значения температур основных тепловыделяющих элементов не превышают заданных рабочих параметров (таблица 1).

Таблица 1. – Температура основных функциональных модулей современных инновационных РЛС

Функциональные модули	Передающий модуль	Блок питания	АЦП	радиатор
Температура модуля, °С	79	80	87	59

Закключение. Разработанный метод обеспечения тепловых режимов позволяет полностью обеспечить температурные режимы основных функциональных агрегатов приемопередающих модулей современных герметичных малогабаритных РЛС, что в свою очередь увеличит рабочий ресурс, снизит вероятность отказов и обеспечит надежность функционирования оборудования.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Репнев Д. Н., Репнева А. И., Системный подход при расчёте теплового режима устройств со сложной структурой. – «Сборник трудов конференции Минцевские чтения» стр. 61–70, 2015 г.
2. Гвоздарев Р. С., Варгасов А. В., Кощеев П. А., Пшеничкин А. С., Основные принципы конструирования и обеспечения тепловых режимов малогабаритных радиолокационных станций. – Сборник тезисов докладов н.т.к. «Математическое моделирование, инженерные расчеты и программное обеспечение для решения задач ВКО». (НОЦ ВКО Алмаз-Антей), стр. 98–103, 2017 г.
3. Тепловая труба с продольными капиллярными каналами / В. В. Гиль, И. С. Десюкевич, Б. А. Мелешенко и др. // Тепло- и массообмен криогенных жидкостей в пористых теплообменниках. – Минск, ИТМО АН БССР, 1974. – С. 103–109.
4. Разработка модификаций базовых моделей изделий РЭС методом внесения изменений в конструкцию аналога «Качество Инновации Образование» № 4, 2012, стр. 61–62, Федоров В. К., Гвоздарев Р. С., Гужевкин К. С.

VARGASOV A. V., KOSHCHEEV P. A.

METHOD OF PROVIDING MODERN THERMAL REGIMES SEALED SMALL RADAR

Summary. This paper deals with the selection of the system to provide thermal conditions in the development and design of sealed small radar in operation with high ambient temperature. The comparative analysis of systems of providing thermal conditions and justification of the choice of the system with the use of heat pipes (TT). The technical implementation of the system of providing thermal conditions of the main elements of sealed small-size radar with a high density layout is presented.

В. Б. ЗАЛЕСКИЙ, А. И. КОНОЙКО, В. М. КРАВЧЕНКО,
К. А. РЕЩИКОВ, А. С. МИЦКЕВИЧ

Государственное научно-производственное объединение
«Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника», г. Минск, Беларусь

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИК ИЗЛУЧЕНИЯ В ВИДИМОЕ НА БАЗЕ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ ФАБРИ-ПЕРО

Аннотация. Предлагаются методы преобразования информации из одной области оптического спектра в другую на базе микрорезонаторов Фабри-Перо. Методы позволяют минимизировать влияние температурных флуктуаций окружающей среды на характеристики как одного, так и двух микрорезонаторов Фабри-Перо, преобразующих информацию из одной области спектра в другую. Минимизация осуществляется в первом случае, когда начальная температурная рабочая точка микрорезонатора соответствует максимуму величины изменения интенсивности зондирующего излучения от температуры, а во втором, когда фиксированным сдвигом начальной температуры обладает только один резонатор из двух.

Представлен основной термочувствительный элемент термооптического преобразователя (ТОП), выполненный в виде матрицы пленочных микрорезонаторов Фабри-Перо, которая работает в режиме пропускания или отражения зондирующего излучения. На рисунке 1 представлены разработанные и изготовленные матрицы микрорезонаторов Фабри-Перо с размерами пикселя 18×18 мкм и зазорами между пикселями 2 мкм, емкостью 320×240 пикселей и диэлектрическими слоями зеркал из широкоприменяемых диэлектриков с высоким и низким значением коэффициента преломления.

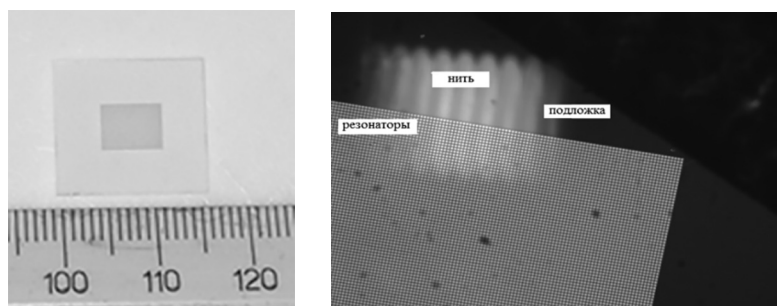


Рисунок 1. – Матрица микрорезонаторов Фабри-Перо – слева (шкала в мм) и (увеличенное изображение – справа)

Термооптический преобразователь (ТОП) относится к тепловизионным приборам, предназначенным для наблюдения объектов по их собственному излучению. Спектральный диапазон, в котором работают тепловизоры, определяется интервалами длин волн в области максимума энергии излучения наблюдаемых объектов в соответствующих окнах прозрачности атмосферы. Обычно это интервалы длин волн от 3,5 до 5,5 мкм или от 8 до 13,5 мкм. Современные тепловизоры позволяют обнаруживать объекты, имеющие температурные контрасты до десятых и даже сотых долей градусов, формируют изображение в телевизионном или близком к телевизионному стандартам и находят, в связи с этим, широкое применение в промышленности, медицине и военном деле. В военном деле они могут использоваться для разведки, обнаружения и целеуказания в любую погоду; обнаружение противника (живой силы и техники) в условиях интенсивной маскировки и активного противодействия; поиск движущихся и неподвижных объектов (целей) на больших площадях и определение их координат; обнаружение факелов ракет.

На рисунке 2 представлена принципиальная схема термооптического преобразователя ИК излучения.

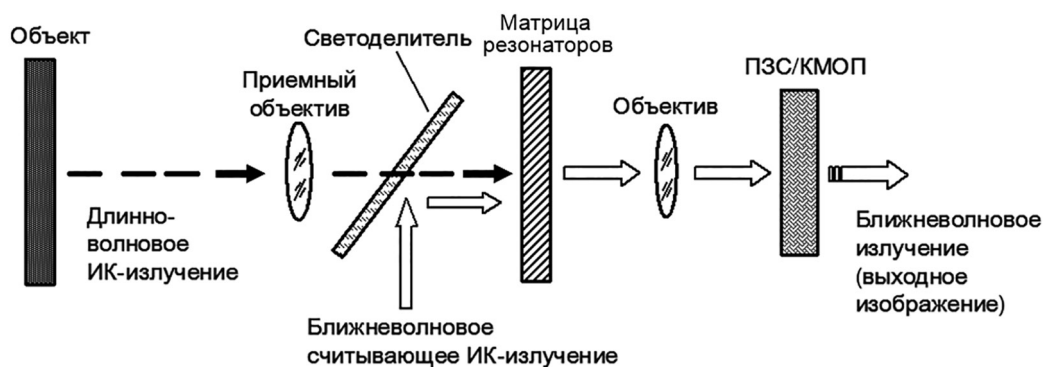


Рисунок 2. – Термооптический преобразователь ИК излучения на базе матрицы микрорезонаторов

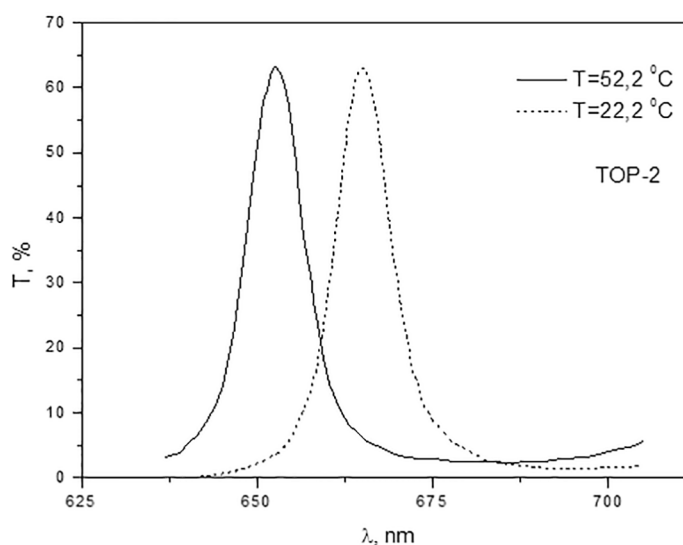


Рисунок 3. – Спектральная характеристика коэффициента пропускания матрицы микрорезонаторов Фабри-Перо при температуре 1 – $22,2^{\circ}\text{C}$ и 2 – $52,2^{\circ}\text{C}$

Отличительными особенностями приборов данного типа являются компактные размеры, высокая чувствительность и надежность.

Высокая чувствительность определяется главным образом матрицей микрорезонаторов. Так в разработанной матрице коэффициент температурного преобразования базы резонатора α_p составляет $6,266 \cdot 10^{-4}$ Град $^{-1}$, о чем свидетельствует спектральная характеристика коэффициента пропускания разработанной матрицы микрорезонаторов Фабри-Перо при температуре 1 – $22,2^{\circ}\text{C}$ и 2 – $52,2^{\circ}\text{C}$, представленная на рисунке 3. Эта величина коэффициента температурного преобразования базы резонатора в 6,949 раза превышает данные приведенные в [1].

Разработана оптическая система, позволяющая стабилизировать модуляционные характеристики матрицы микрорезонаторов в диапазоне изменения рабочей температуры, как показано на рисунке 4, равном $\pm 3^{\circ}$. На рисунке 4 представлены зависимости величины изменения светового потока зондирующего излучения на выходе двух резонаторов $\Delta\Phi_{j\lambda}$ а) – работающих на пропускание и б) – работающих на отражение под воздействием ИК излучения от величины изменения начальной температуры резонатора ΔT .

Определены зависимости изменения температуры микрорезонатора и отраженного им зондирующего излучения во времени при нагреве и остывании, а также температуры микрорезонатора под воздействием ИК излучения от его апертуры, которые имеют вид, представленный, соответственно на рисунках 5, 6.

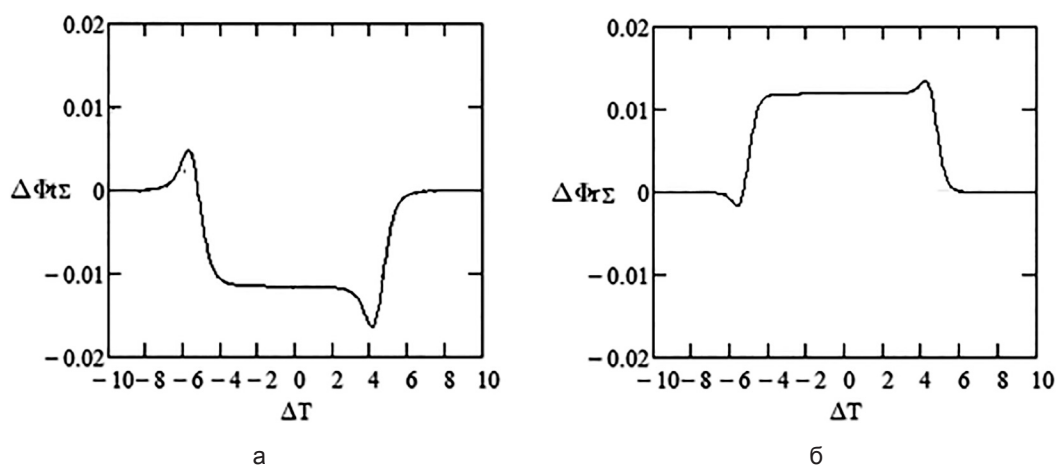


Рисунок 4. – Зависимости величины изменения светового потока зондирующего излучения на выходе резонаторов $\Delta\Phi_{r\Sigma}$
а) – работающих на пропускание
и б) – работающих на отражение под воздействием ИК излучения
от величины изменения начальной температуры резонатора ΔT

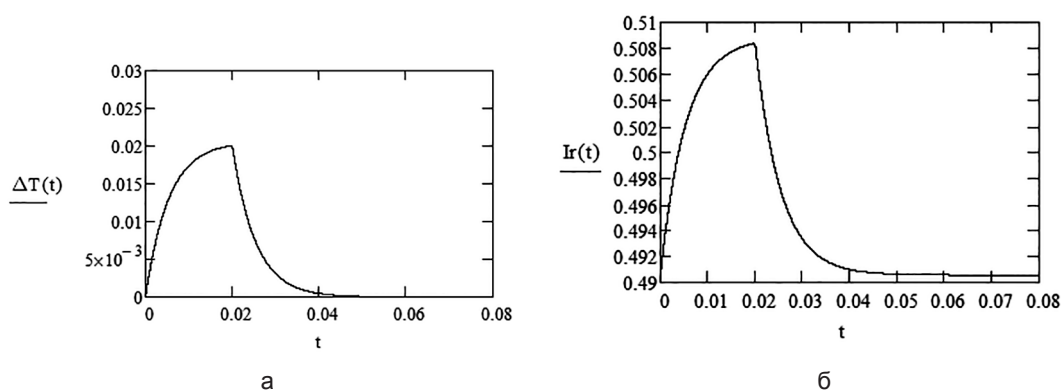


Рисунок 5. – Временная зависимость а) – изменения температуры резонатора
и б) – изменения интенсивности зондирующего света отраженного
от резонатора под воздействием ИК излучения

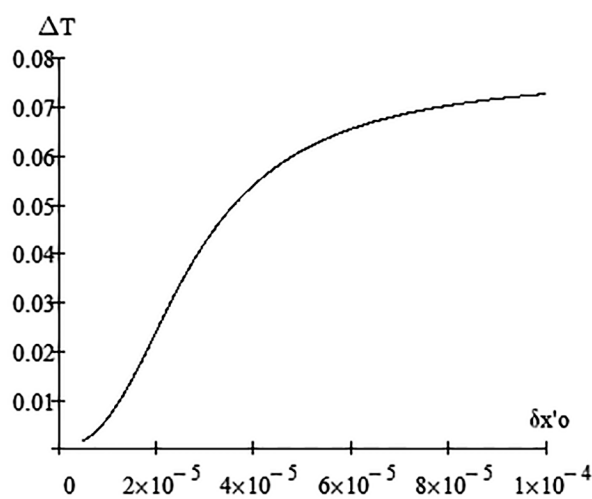


Рисунок 6. – Зависимость величины изменения температуры резонатора под воздействием ИК излучения от его апертуры

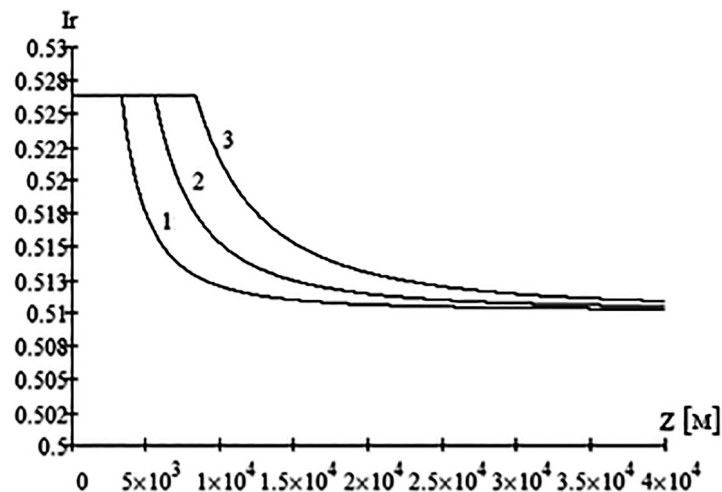


Рисунок 7. – Зависимость изменения интенсивности отраженного резонатором зондирующего излучения от удаления объекта ИК излучения для разных апертур ИК объектива 1 – $D_1 = 60$ мм; 2 – $D_2 = 100$ мм; 3 – $D_3 = 150$ мм

Как видно из приведенных материалов разработанная матрица термочувствительных микрорезонаторов не уступает лучшим образцам.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. MMing Wu, Cook I., DeVito R. et al. Novel low-cost uncooled infrared camera. – SPIE Proc., V. 5783 (2005), P. 69401I-1.

ZALESSKI V. B., KONOIKO A. I., KRAVCHENKO V. M.,
RESCHIKOV K. A., MITSKEVICH A. S.

State Scientific and Production Association
«Optics, Optoelectronics and Laser Technology»

CONVERSION OF IR RADIATION INTO VISIBLE ON THE BASIS OF MICRORESONATORS FABRY-PEROT

Summary. The methods of transformation of information from one spectral range to another, based on Fabry-Perot microresonators, are offered. The methods allow to minimize environmental temperature fluctuations influence on characteristics of one or two Fabry-Perot microresonators, which are transforming information from one spectral range to another. In the first case, minimization is performed when the initial temperature point of the microresonator corresponds to the maximum of the probing radiation intensity change depended on temperature. In the second case, minimization is performed when only one of two microresonators has a fixed shift of the initial temperature point.

С. В. ЗОЗУЛЯ, А. Л. КУНИЛОВ, М. М. ИВОЙЛОВА

Филиал федерального государственного унитарного предприятия
«Российский федеральный ядерный центр –
Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики»
«Научно-исследовательский институт измерительных систем
им. Ю. Е. Седакова», Россия, г. Нижний Новгород

ОСОБЕННОСТИ ТЕХНИЧЕСКИХ ТРЕБОВАНИЙ К ЭКБ РАДИОЛОКАТОРОВ КВЧ-ДИАПАЗОНА

Аннотация. В настоящее время всё большее распространение при решении задач радиолокационных измерений расстояний получают радиолокаторы (РЛ) КВЧ-диапазона, отличающиеся малыми габаритами и массой. Построение малогабаритного РЛ КВЧ-диапазона возможно на основе полупроводникового передатчика с использованием сложных фазоманипулированных (ФМ) зондирующих сигналов.

В настоящей работе рассмотрены функциональные схемы приемопередающего устройства (ППУ) РЛ 8-мм диапазона длин волн, построенные с использованием импортной ЭКБ с умножением частоты и полностью на отечественной ЭКБ с применением только КВЧ-устройств. Сформулированы требования к сложно-функциональным МИС, разработка которых необходима для реализации предлагаемого варианта ППУ РЛ.

В настоящее время всё большее распространение при решении задач радиолокационных измерений расстояний получают радиолокаторы (РЛ) КВЧ-диапазона, отличающиеся малыми габаритами и массой.

Построение малогабаритного РЛ КВЧ-диапазона возможно на основе полупроводникового передатчика с использованием сложных фазоманипулированных (ФМ) зондирующих сигналов. Применение данных сигналов позволяет осуществлять когерентное накопление при высокой разрешающей способности по дальности, что обеспечивает требуемые энергетические характеристики устройства.

На рисунке 1 приведена разработанная функциональная схема макета приемопередающего устройства (ППУ) РЛ 8-мм диапазона длин волн со сложными ФМ-сигналами.

Как видно на схеме, приведённой на рисунке 1, в состав ППУ входят: **КВЧ ПРМ** – блок КВЧ приёмника, **НЧ ПРМ** – блок НЧ приёмника, **ПРД** – блок передатчика, **ЦК** – цифровой многоканальный коррелятор.

Приёмник построен по схеме прямого преобразования частоты с использованием в **КВЧ ПРМ** многофункциональной МИС ПРМ типа XR 1008-QB (Mimix Broadband). В состав МИС ПРМ входят: трёхкаскадный маломощный усилитель (МШУ), балансный квадратурный смеситель (КСМ), удвоитель частоты (УЧх2) и буферный усилитель (БУ) гетеродинного тракта. Основными параметрами данной МИС ПРМ, определяющими характеристики ППУ, являются: коэффициент шума – не более 3,5 дБ; коэффициент преобразования – не менее 10 дБ; уровень мощности входного сигнала при снижении коэффициента преобразования на 1 дБ (компрессия) – минус 5 дБм.

Отключатель приёмника ОПРМ выполнен на МИС коммутатора 1х1 типа MD210 (НПФ «Микран», г. Томск). Основными параметрами ОПРМ, влияющими на характеристики приёмника, являются: потери в открытом состоянии – не более 0,5 дБ; потери в закрытом состоянии – не менее 22 дБ.

Входной фильтр ВФ разработан с применением объёмных керамических резонаторов и имеет полосу пропускания 0,3–0,5 ГГц, потери на рабочей частоте не более 0,5 дБ.

Умножитель частоты на два УЧх2 типа M43108-8 (НПП «Исток», г. Фрязино), установленный в гетеродинном тракте приёмника, повышает частоту сигнала блока формирования частоты до $\frac{1}{2}$ значения рабочей частоты. Его основные параметры: диапазон частот – 7,5–9 ГГц; входная мощность – 20–80 мВт; коэффициент преобразования – минус 7 дБ.

Фильтры нижних частот $\Phi НЧ_1$, $\Phi НЧ_2$ выделяют видеоимпульсы на квадратурных выходах I и Q МИС ПРМ и выполнены с использованием навесных элементов. Частота среза $\Phi НЧ$ $F_{\Phi НЧ}$ определяется длительностью фронтов парциальных импульсов

и для данного макета составляла $F_{\text{ФНЧ}} \sim 0,7/2\tau_{\text{Ф}}$, где $\tau_{\text{Ф}}$ – допустимая длительность фронтов на выходе ФНЧ.

НЧ ПРМ содержит парафазный двухканальный видеоусилитель ВУ и двухканальный АЦП.

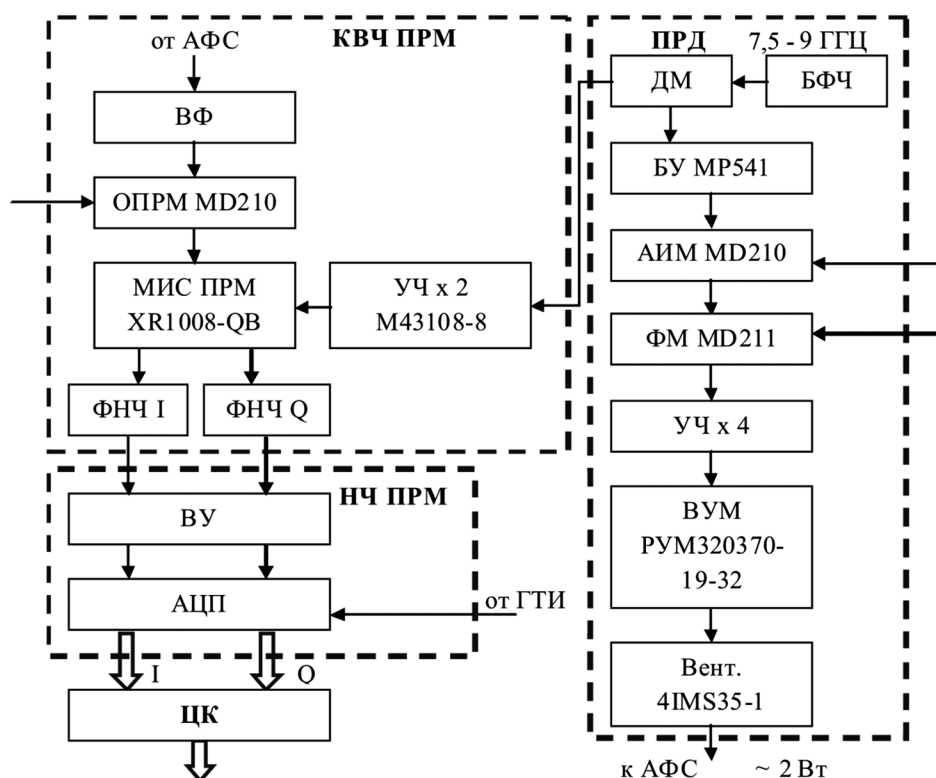


Рисунок 1. – Функциональная схема макета ППУ

ПРД формирует зондирующий сигнал и состоит из следующих устройств: БФЧ – блока формирования частоты, равной $1/4$ рабочей частоты ППУ, реализуемого на синтезаторе частоты; ДМ – делителя мощности, в качестве которого использован направленный ответвитель; БУ – буферного усилителя на МИС МР541 (НПФ «Микран», г. Томск) с диапазоном частот 7–12 ГГц, коэффициентом усиления не менее 19 дБ и выходной мощностью не менее 15 дБм; АИМ – амплитудно-импульсного модулятора, построенного с использованием МИС коммутатора 1x1 типа MD210 (НПФ «Микран», г. Томск); ФМ – фазового манипулятора 0- π , построенного с использованием МИС коммутатора 1x2 типа MD211 (НПФ «Микран», г. Томск) с потерями в открытом состоянии не более 0,6 дБ, в закрытом состоянии – не менее 36 дБ; УЧx4 – умножителя частоты на 4, переносящего сформированный ФМ-радиоимпульс в КВЧ-диапазон; ВУМ – выходного усилителя мощности типа РУМ320370-19-32 (ЗАО «Радиант», г. Москва) с коэффициентом усиления 17–20 дБ, выходной мощностью в линейном режиме 34–35 дБм; Вент. – вентиль типа 4IMS35-1 (НПФ «Феррит-Квазар», г. С. Петербург) с прямыми потерями не более 1 дБ, обратными потерями не менее 20 дБ.

ЦК обрабатывает в цифровом виде квадратурные составляющие отражённых сигналов I и Q, выдаёт в цифровом виде данные о задержке и амплитуде отражённых сигналов. Практическая реализация **ЦК** осуществляется с применением ПЛИС.

Вся используемая в макете ППУ ЭКБ, кроме МИС ПРМ XR 1008-QB, отечественного производства.

Недостатком схемы макета, приведённой на рисунке 1, является использование элементной базы нескольких диапазонов частот, что приводит к низким массогабаритным характеристикам и повышенной сложности в регулировке.

Функциональная схема более перспективного ППУ, построенного полностью на отечественной ЭКБ с применением только КВЧ-устройств 8-мм диапазона длин волн,

приведена на рисунке 2. Как видно на рисунке 2, для реализации данной схемы необходима разработка для КВЧ-диапазона БФЧ, ФМ и КСМ.

Анализ схемы ППУ РЛ, приведённой на рисунке 2, показывает, что для улучшения массогабаритных характеристик РЛ необходимы:

- разработка МИС ПРМ, включающей отключатель приёмника ОПРМ с функцией ограничителя, МШУ, УВЧ и КСМ;
- разработка МИС формирователя ФМ-сигнала (МИС ФФС) ПРД, включающей АИМ и ФМ;
- разработка ГИС БФЧ.

Данные сложно-функциональные МИС должны обладать следующими основными параметрами:

– для МИС ПРМ – коэффициент шума – не более 3,5 дБ; уровень мощности входного сигнала при снижении коэффициента преобразования на 1 дБ (компрессия) – минус 5 дБм; мощность сигнала гетеродина – $\sim 10\text{--}20$ мВт; коэффициент передачи – не менее 35 дБ.

– для МИС ФФС – фазовая манипуляция 0- π ; глубина амплитудной модуляции – не менее 100 дБ; потери в открытом состоянии – не более 5 дБ.

– для ГИС БФЧ – выходная мощность – ~ 50 мВт; нестабильность частоты – не более 10^{-8} .

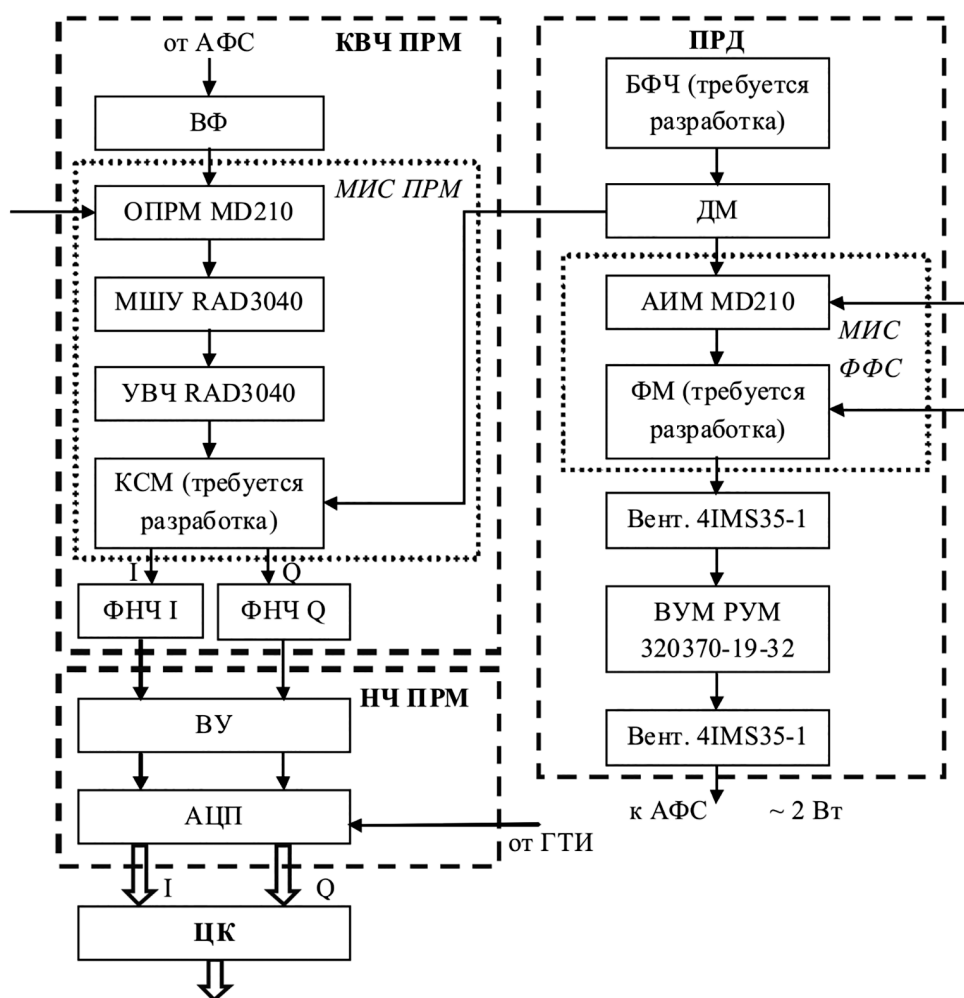


Рисунок 2. – Функциональная схема ППУ с применением только КВЧ-устройств 8-мм диапазона длин волн

Применение МИС с вышеприведёнными электрическими параметрами позволит создать ППУ РЛ КВЧ-диапазона с высокими массогабаритными характеристиками.

ZOZULYA S. V., KUNILOV A. L., IVOILOVA M. M.
Branch of the Federal State Unitary Enterprise
«Russian Federal Nuclear Center –
All-Russian Scientific research institute experimental physics»
«Scientific research institute measuring systems
named J. E. Sedakov», Russia, Nizhny Novgorod

FEATURES OF THE TECHNICAL REQUIREMENTS FOR THE ELECTRONIC COMPONENT BASE OF EHF-RADARS

Summary. *Nowadays, EHF radars, characterized by small dimensions and weight, are becoming more common in solving problems of radar measurements of distances. The creation of a compact EHF radar is possible on the basis of a semiconductor transmitter using phase-modulated probing signals.*

In this article, we consider the functional diagrams of the transceiver device of the radar in the 8 mm wavelength range, constructed using imported electronic component base with frequency multiplication and completely on the domestic electronic component base using only EHF devices. The requirements for multifunctional monolithic integrated circuits are formulated, the development of which is necessary for the implementation of the proposed version of the transceiver device of the radar systems.

А. В. КАШИН, Н. С. КОРНЕВ, К. В. МИНЕЕВ,
А. В. НАЗАРОВ, Ю. И. ОРЕХОВ

Федеральное государственное унитарное предприятие
«Российский федеральный ядерный центр –
Всероссийский научно-исследовательский институт
экспериментальной физики», Саров, Россия

МИКРОВОЛНОВЫЕ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ ПРОЦЕССОВ

Аннотация. В докладе представлены основные технические характеристики микроволновых радиоинтерферометрических измерительных комплексов, разработанных филиалом РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю. Е. Седакова», предназначенных для экспериментальных исследований быстропротекающих процессов.

Высокая чувствительность микроволнового метода к движению различных границ раздела, возможность проведения исследований в оптически непрозрачных средах, а также непрерывность получаемых данных предоставляют широкие возможности, недоступные для других методов.

Измерение параметров быстропротекающих процессов требует регистрации экспериментальных данных с высоким временным разрешением. Контактные измерения осложнены тем, что зонды и датчики вносят существенные возмущения в исследуемый процесс, поэтому особый интерес представляют бесконтактные (дистанционные) методы [1], не оказывающие влияния на измеряемый объект.

Наряду с лазерной интерферометрией в диагностике быстропротекающих процессов все шире применяется микроволновая (КВЧ) радиоинтерферометрия [2], являющаяся одним из наиболее перспективных методов для исследования динамики процессов, происходящих при постановке газодинамических опытов, изучения экстремального состояния вещества, а также для дистанционного измерения параметров малых колебаний стационарных объектов.

Высокая чувствительность микроволнового метода к движению различных границ раздела, возможность проведения исследований в оптически непрозрачных средах, а также непрерывность получаемых данных предоставляют широкие возможности в экспериментальных исследованиях. Преимущества микроволновой диагностики перед традиционными методами исследований в ряде случаев позволяют получать принципиально новую информацию о процессах, происходящих в веществе при воздействии на него интенсивных динамических нагрузок.

Основой как лазерной, так и микроволновой диагностики движения отражающих поверхностей является эффект Доплера. При этом различия в длине волны зондирующего излучения на 3–4 порядка приводят к качественным различиям в возможностях методов и существенно различному аппаратному оснащению. Для микроволновых систем характерные размеры шероховатостей, отражающих излучение, таких как шероховатости детонационного фронта или поверхностей ударников и оболочек, значительно меньше длины волны излучения. Такие поверхности для микроволнового излучения являются почти гладкими, в то время как для лазерного излучения они являются диффузно-отражающими, что создает определенные проблемы в диагностике и расшифровке экспериментальных результатов.

В 2007 г. был разработан и метрологически аттестован одноканальный КВЧ радиоинтерферометр (РИ). Его применение в составе газодинамических систем обеспечило измерение перемещений фронтов ударных и детонационных волн с погрешностью не более 0,4 мм. Полученные точностные характеристики достигнуты благодаря предложенным техническим решениям в каждой из трех подсистем РИ – аппаратной (приемо-передатчик), аппаратно-программной (подсистема обработки измерительной информации) и волноводной (антенно-фидерная система).

Наряду с измерением одномерных характеристик движения газодинамических объектов, выполняемым одноканальным РИ, важно исследование формы диагностируемого объекта и динамики ее изменения при протекании газодинамического процесса. Для этого в 2013 г. разработан и применяется многоканальный КВЧ РИ.

Решение задачи реконструкции формы движущегося объекта осуществляется по результатам измерения скоростей локальных участков его поверхности (рисунок 1).

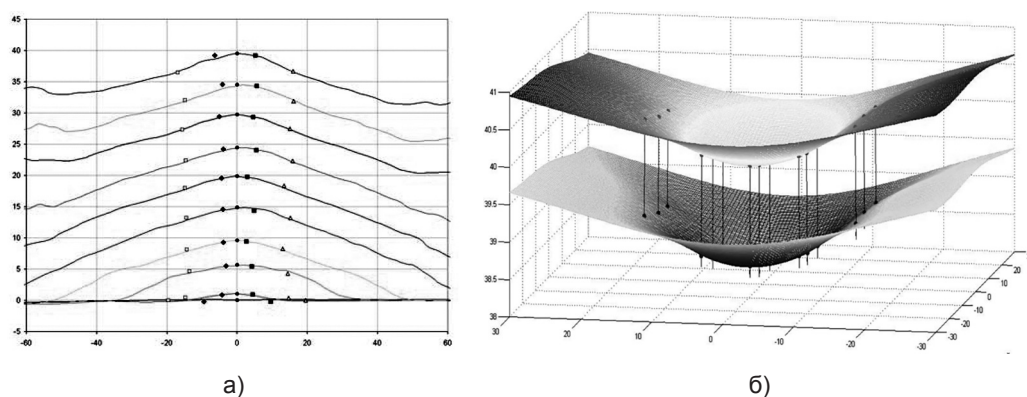


Рисунок 1. – Профиль метаемой металлической пластины
а – фотохронограф (линии), многоканальный КВЧ радиоинтерферометр (точки),
б – реконструкция формы поверхности пластины

В многоканальном РИ предложено построение приемо-передатчика с выходами на промежуточных частотах (ПЧ) более 1000 МГц с регистрацией сигналов цифровыми осциллографами и последующим компьютерным синтезом интерферограмм на доплеровских частотах. Многоканальный РИ выполнен по модульной схеме и может иметь три, шесть или девять измерительных каналов. Каждый приемо-передающий модуль содержит один приемо-передающий канал и два приемных канала, причем частоты передатчиков модулей разнесены на 200 МГц. Технические решения, реализованные в многоканальном РИ, позволили уменьшить погрешность измерений перемещения до 0,2 мм.

Перечисленные выше особенности построения многоканального РИ стали основой для создания в 2016 г. одноканального КВЧ РИ нового поколения с предельно возможными точностными характеристиками измерения перемещения объекта и новыми функциональными возможностями – измерением яркостной температуры газодинамического процесса [3].

Выполнение высокочастотной части приемо-передатчика одноканального РИ с выходом на ПЧ позволило конструктивно разделить РИ на два отдельных блока – блок приемо-передатчика (блок ПП) и блок квадратурного фазового детектирования (блок КФД), связанных между собой кабельными линиями ПЧ необходимой длины (до 50 м). Для защиты от внешних воздействий блок ПП выполнен в ударопрочном корпусе. В блоке КФД обеспечена возможность параллельной регистрации сигналов доплеровских частот и сигналов ПЧ, что повысило надежность проводимых измерений (рисунок 2).

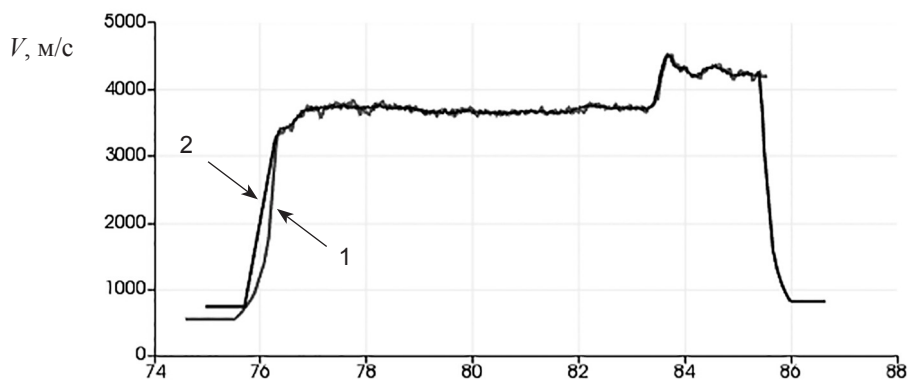


Рисунок 2. – Графики скорости ударной волны в аргоне
1 – обработка сигналов ПЧ, 2 – обработка сигналов доплеровских частот

Особенностью газодинамических процессов является их малая длительность (менее 0,1 мс), поэтому для измерения яркостной температуры с флуктуационной чувствительностью $\Delta T_{\text{я}} \sim 100 \cdot \text{К}$ с разрешением по времени 1 мкс требуется, чтобы ширина полосы частот приемного устройства РИ была не менее 1 ГГц. Такая полоса обеспечивается применением в составе блока ПП широкополосных преобразователей частоты (балансных смесителей).

Однако, для получения значений термодинамической температуры исследуемого процесса в различные моменты времени, необходимо, кроме измерения яркостной температуры, измерять еще и коэффициент отражения от исследуемого объекта. Наиболее точные результаты измерения термодинамической температуры следует ожидать лишь в том случае, когда измерения яркостной температуры $T_{\text{я}}$ и коэффициента отражения по амплитуде R производятся синхронно. В этом случае термодинамическая температура T рассчитывается по формуле:

$$T = \frac{T_{\text{я}}}{1 - R^2} \quad (1)$$

Для измерения термодинамической температуры была предложена двухчастотная схема со значительным разнесением независимых каналов по частотному диапазону, реализованная в разработанном в 2018 г. КВЧ радиоинтерферометре-радиометре. Особенностью двухчастотной схемы является использование одного частотного канала для измерений коэффициента отражения в активном режиме (с включенным передатчиком) и второго частотного канала – для измерений яркостной температуры в пассивном режиме (с отключенным передатчиком). При цифровой обработке сигнала пассивного канала, ввиду наличия в нем малого числа паразитных узкополосных спектральных компонент с небольшой мощностью, отсутствует необходимость в разделении отраженного узкополосного сигнала передатчика и широкополосного сигнала теплового шума по форме частотного спектра, что позволяет повысить точность измерений яркостной температуры путем сохранения дополнительных статистических сведений об исследуемом объекте. Благодаря значительному частотному разнесению активного и пассивного каналов, мощность сигнала передатчика активного канала увеличена до максимума, при котором измерения амплитуды отраженного сигнала производятся на всем линейном участке амплитудной характеристики приемника, что в несколько раз увеличивает отношение сигнал/шум, а следовательно, увеличивает точность измерения коэффициента отражения.

Использование независимого активного канала позволило одновременно наряду с измерением термодинамической температуры производить еще и измерения параметров движения быстротекущих процессов в радиоинтерферометрическом режиме. Благодаря этому стало возможным однозначное решение задачи определения основных термодинамических параметров состояния вещества – объема, давления и температуры. Объем области пространства, охваченной газодинамическим процессом, может быть определен непосредственно по величине его перемещения. Давление во внутренних областях исследуемого вещества может быть оценено по связи давления и термодинамической температуры через уравнение состояния.

Согласно экспериментальным и теоретическим оценкам, погрешность измерения радиоинтерферометром-радиометром перемещений не превышает 0,2 мм, при измерении термодинамической температуры с временным разрешением 1 мкс флуктуационная чувствительность прибора составляет 45 К (значение получено для входного фланца приемника без учета потерь в антенно-фидерной системе).

Использованные при разработке многоканальных КВЧ радиоинтерферометров и радиометров научные подходы и технические решения позволяют разрабатывать уникальные измерительные приборы, адаптированные к разнообразным задачам газодинамики, и на их базе создавать различные комбинированные системы.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Невозмущающие методы диагностики быстропротекающих процессов; под ред. А. Л. Михайлова. – Саров: ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2015. – 322 с.
2. Канаков, В. А. Состояние и перспективы развития микроволновой радиоинтерферометрии для диагностики газодинамических процессов / В. А. Канаков, Катын С. В., Корнев Н. С. [и др.] // Антенны. – 2016. – № 1. – С. 4954.
3. Богданов, Е. Н. Реализация радиометрического канала в КВЧ интерферометре для диагностики быстропротекающих газодинамических процессов / Е. Н. Богданов, В. Н. Иконников, В. А. Канаков [и др.] // Экстремальные состояния вещества. Детонация. Ударные волны. Труды Международной конференции XVII Харитоновские тематические научные чтения. – Саров, 2015. – С. 442–446.

KASHIN A. V., KORNEV N. S., MINEEV K. V.,

NAZAROV A. V., OREKHOV YU. I.

Russian Federal Nuclear Center –

All-Russian Research Institute of Experimental Physics, Sarov, Russia

MICROWAVE SYSTEMS FOR MEASUREMENT CHARACTERISTICS OF FAST-FLOW PROCESSES

Summary. *The main technical characteristics of microwave radio interferometric measuring complexes intended for experimental researches of fast-flow processes developed by RFNC-VNIIEF NIIS named after Yu.Ye. Sedakova are describes in this report.*

The microwave method is the most high sensitivity method for measuring characteristics of moving objects in optically opaque dielectrics which providing measurement results continuity and high potential which compared to another methods.

ПАТЧ АНТЕННЫ С ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

Аннотация. Реализация перспективных технологий создания антенных систем даёт большие возможности по снижению массы и уменьшению их габаритов. Патч антенны нашли широкое применение в тех радиотехнических системах, в которых существенными являются массогабаритные характеристики. Рассматриваемые антенны являются узкополосными, расширение рабочего частотного диапазона возможно с использованием широкополосных согласующих устройств. Представлена конструктивная реализация патч антенн с согласующими устройствами для задач: поверхностного зондирования земли, мониторинга объектов в низкопроводящей среде.

Введение. Патч (patch-лоскуток) антенны нашли широкое применение в тех радиотехнических системах, в которых существенными являются массогабаритные характеристики. По принципу действия они являются узкополосными, диапазон частот большинства образцов не превышает 5...7 %. Расширение частотного диапазона возможно с использованием широкополосных согласующих устройств.

Основная часть. Конструкция антенны представляет собой квадратную пластину из фольгированного стеклотекстолита, подвешенную над квадратной пластиной, на обратной стороне которой нанесены согласующие устройства. Вид базовой пластины с согласующими устройствами показан на рисунке 1а. Для создания вращающегося вектора поляризации и обеспечения фазового центра полотна активного вибратора возбуждается в двух точках соседних ребер [1].

Конструктивно антенна помещена в герметичный пластиковый корпус, который обеспечивает защиту от окружающей среды (рисунок 2б).

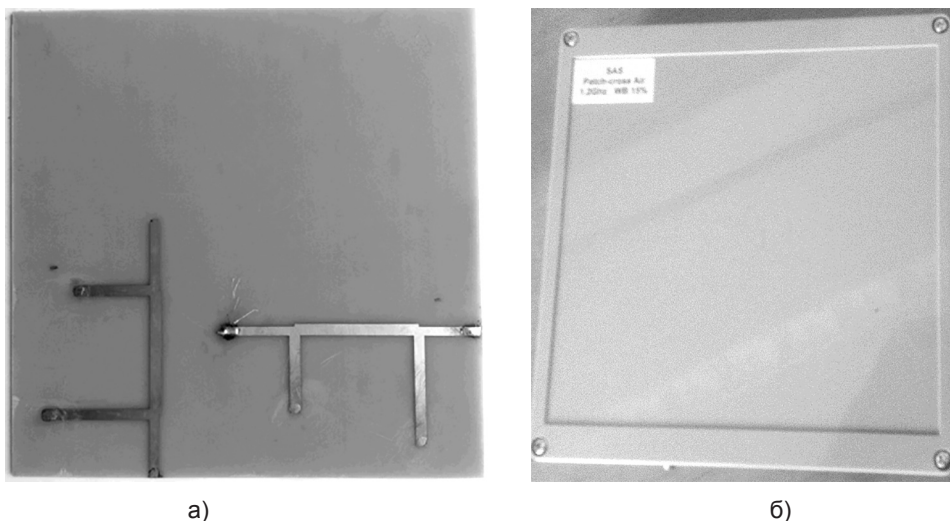


Рисунок 1. – Конструкция антенны: а) Вид базовой пластины с согласующими устройствами; б) пластиковый корпус антенны

Управление вектором поляризации предусматривается фазировкой внешних сигналов, поступающих на разъемы антенны, и обеспечивает круговую или вращающуюся (правую или левую) поляризацию. Антенна работает на частоте 1,2 ГГц и имеет следующие параметры:

- полоса пропускания 15 %;
- коэффициент стоячей волны $\leq 1,8$;
- коэффициент усиления 7дБ.

Разработанная антенна может использоваться в качестве элемента ФАР при соответствующем конструктивном оформлении.

Патч антенна для поверхностного зондирования земли

Особенность работы антенн для зондирования земляных структур заключается в том, что поверхность раскрытия этих антенн в процессе работы лежит на земле. На поверхности земли происходит резкий скачок относительной диэлектрической проницаемости, что заметно изменяет сопротивление излучения антенны. Диэлектрическая проницаемость основных породообразующих минералов, за редким исключением, колеблется от 3 до 12. Для моделирования условий распространения волны на границе воздух-земля принято ϵ земли равное 10 [2]. Для моделирования такой антенны можно использовать отрезок несимметричной полосковой с геометрическими размерами антенны и соответствующим сопротивлением излучения.

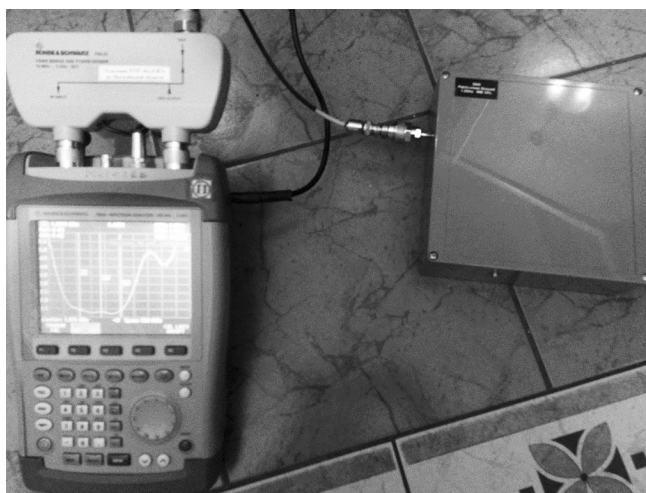


Рисунок 2. – Конструкция и характеристика КСВ антенны

Управление вектором поляризации предусматривается фазировкой внешних сигналов, поступающих на разъемы антенны (рисунок 2), и обеспечивает круговую или вращающуюся (правую или левую) поляризацию. Антенна работает на частоте 1,2 ГГц и имеет следующие параметры:

- полоса пропускания 15 %;
- коэффициент стоячей волны $\leq 1,5$;
- коэффициент усиления 6 дБ.

Антенна имеет меньший КСВ, чем антенна, разработанная для работы в воздушной среде, что можно отнести к более высокому сопротивлению излучения антенны. Конструктивно антенна помещена в герметичный пластиковый корпус, который обеспечивает защиту от окружающей среды.

Патч антенна для мониторинга объектов в низкопроводящей среде

Особенность работы антенн для мониторинга объектов в водной среде заключается в том, что антенна в процессе работы находится в среде с высокой относительной диэлектрической проницаемостью. На поверхности земли происходит резкий скачок относительной диэлектрической проницаемости, что заметно изменяет сопротивление излучения антенны. Дистиллированная вода имеет относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon = 80$, поэтому антенна, погруженная в воду будет иметь электрические размеры в корень из ϵ раз меньше. Использование этого «укорочения» не приводит к улучшению параметров антенны [3], поэтому размеры антенны определены для воздушной среды. Это условие обеспечено помещением антенны в герметичный водонепроницаемый корпус. Однако на границе с водной средой происходит резкий скачок относительной диэлектрической проницаемости, который необходимо учитывать при согласовании антенны. Согласующее устройство выполнено с обратной стороны базовой пластины патч антенны (рисунок 3а). Результат согласования представлен на рисунке 3б

Для моделирования условий распространения волны на границе воздух-вода принято $\epsilon = 80$.

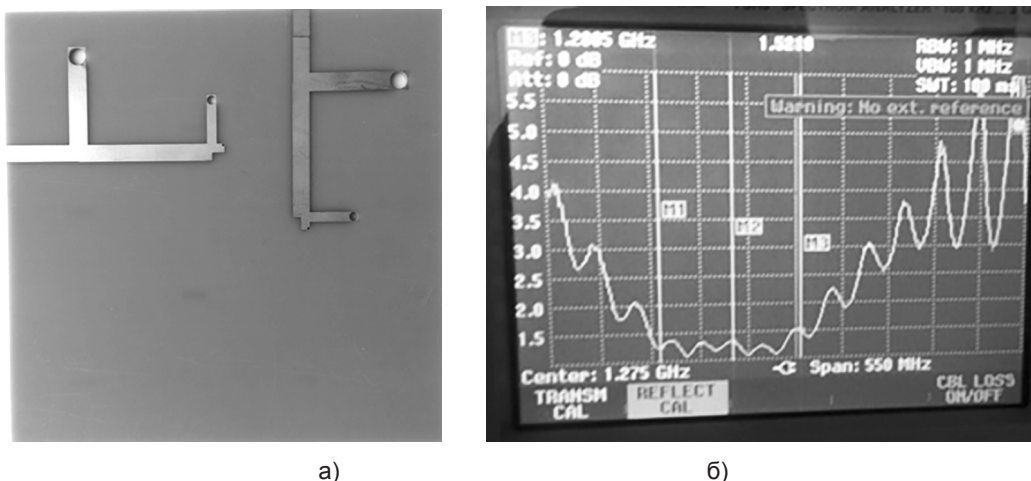


Рисунок 3. – Конструкция антенны: а) вид базовой пластины с согласующими устройствами; б) характеристика КСВ

Управление вектором поляризации предусматривается фазировкой внешних сигналов, поступающих на разъемы антенны и обеспечивает круговую или вращающуюся (правую или левую) поляризацию. Антенна работает на частоте 1,2 ГГц и имеет следующие параметры:

- полоса пропускания 15 %;
- коэффициент стоячей волны ≤ 2 ;
- коэффициент усиления 6 дБ.

Характеристика КСВ имеет изрезанный характер, свойственный измерениям параметров антенны с фидером. Для обеспечения герметичности антенны, питание предусмотрено с выводом на коаксиал.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Нефедов Е. И., Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства. Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2010, 320 с.
2. Черняк Г. Я., Мясковский О. М. Радиоволновые методы исследований в гидрогеологии и инженерной геологии. – М.: Недра, 1973. – 176 с.
3. Best S. R., Advances in the design of electrically small antennas, Short Course, IEEE AP Symposium.

KIRICHENKO V. V., SVIRIDENKO A. A.,
FILIPPOVICH G. A., YANTSEVICH M. A.
Educational establishment Military Academy
of the Republic of Belarus, the city of Minsk

PATCH ANTENNA WITH CIRCULAR POLARIZATION

Summary. The implementation of advanced technologies for the creation of antenna systems, provides great opportunities to reduce the weight and reduce their size. Patch antennas are widely used in those radio systems, which are essential weight and size characteristics. Considered antenna is narrow-band, the expansion of the frequency range is possible with the use of broadband matching devices.

A constructive implementation of patch antennas with matching devices for the tasks of surface sensing of the earth, monitoring of objects in a low-conducting environment is presented.

П. А. КОЩЕЕВ, А. В. ВАРГАСОВ

Публичное акционерное общество

«Научно-производственное объединение «Алмаз»

**ОПЫТ МОДЕЛИРОВАНИЯ И АНАЛИЗ
ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ РЭА КАБИНЫ ТРАНСПОРТНОГО
СРЕДСТВА НА ШАССИ МЗКТ СРЕДСТВАМИ САПР**

Аннотация. В статье обозначена широта применения систем кондиционирования для охлаждения теплонагруженных РЭА. Проведен анализ теплообмена кабины транспортного средства на шасси МЗКТ в условиях эксплуатации при повышенной температуре окружающей среды. Рассмотрена возможность применения вычислительного модуля САПР для решения задач расчета тепловых режимов. Предложены пути снижения температур и достижения теплового баланса. Произведена оценка и сравнение расчетных и экспериментальных данных исследования.

Введение. Системы кондиционирования, как способ охлаждения теплонагруженной радиоэлектронной аппаратуры в настоящее время активно применяются как в военной, так и в гражданских отраслях [4]. Личный состав должен находиться в комфортных для работы условиях, а радиоэлектронная аппаратура должна сохранять работоспособность в различных климатических условиях в диапазоне температур от минус 50 до плюс 55 °С. Примером могут послужить кабины и мобильные контейнерные конструкции транспортных средств, которые содержат большое количество радиоэлектронной аппаратуры, имеют большие теплопритоки от солнечной радиации. Для сохранения работоспособности личного состава и РЭА, а также повышения надежности, необходимо поддерживать оптимальные температурные условия [3] внутри кабины или контейнера транспортного средства.

Постановка задачи. Правильный выбор характеристик систем кондиционирования на ранних стадиях проектирования изделия является важнейшей задачей, во многом определяющей работоспособность изделия в целом. Была поставлена задача разработки, проектирования и оснащение кабины шасси транспортного средства МЗКТ кондиционером. В процессе решения данной задачи возникли определенные сложности компоновки и расположения составных частей кондиционера, связанные с серьезными ограничениями по габаритным и массовым размерам, а также сложностью проведения макетных испытаний, ввиду особенности конструкций кабины МЗКТ. Во избежание затрат на натуральное моделирование компонентов или изделия в целом зачастую прибегают к теплотехническим расчетам при помощи компьютерного моделирования. Инженерный анализ тепловых процессов в РЭА путем компьютерного моделирования позволяет сократить время проектирования, облегчить поиск оптимального решения [1], тем самым сократить общую стоимость проекта. Основными задачами исследования при этом являются: оценка точности полученного решения на основе сравнения данных исходной модели с данными, полученными при расчете упрощенной модели устройства, оценка времени, затрачиваемого вычислительной машиной для получения конечного результата, поиск путей снижения расчетного времени при сохранении заданной точности решения [2]. Сложность расчета и моделирования заключается в наличии большого количества источников тепла. Это в свою очередь означает наличие целого массива граничных условий для теплопередачи. Помимо этого, следует учесть конструктивные особенности каналов системы охлаждения это все порождает сложную структуру сетки, существенно влияющую на длительность расчета.

Был проведен теплотехнический расчет теплопритоков, вносимых в кабину транспортного средства шасси МЗКТ, результаты были сведены в таблицу 1.

Наружная температура +55 С°;

Расчётная температура в кабине + 25 С°;

Количество человек в кабине – 3 человека.

Так же был проведен расчет с помощью теплотехнического моделирования. Полученные результаты представлены на рисунке 1.

Таблица 1

№ п/п	Вид теплопритоков	Теплопритоки Вт
1	Теплопритоки через ограждения кроме остекления от разности температур	3744
2	Теплопритоки через остекление от разности температур	149
3	Теплопритоки через крышу от солнечной радиации	0,43
4	Теплопритоки от солнечной радиации через лобовое стекло	1030
5	Теплопритоки от людей	873
6	Тепловыделение РЭА	500
7	Итого	6300

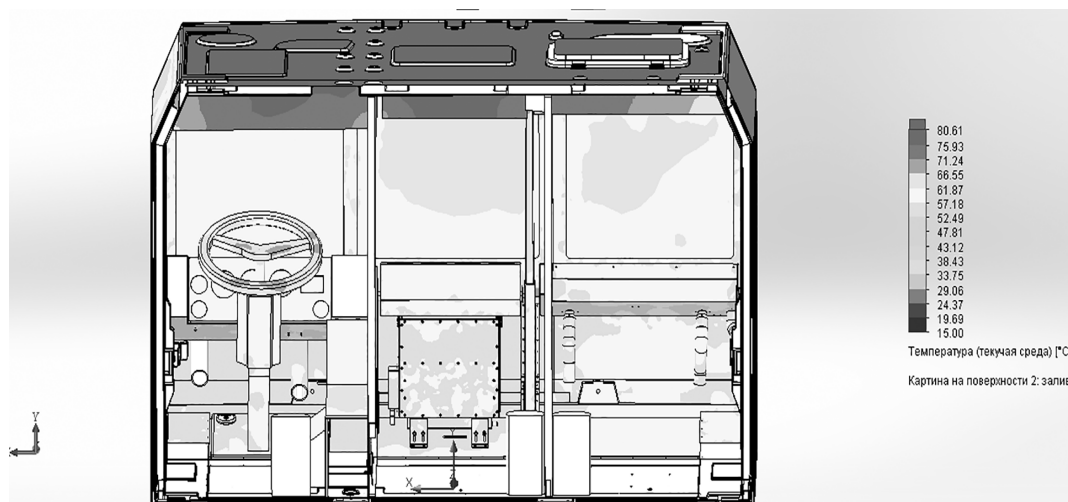


Рисунок 1

При температуре окружающей среды $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$, средняя температура внутренних поверхностей кабины шасси МЗКТ равна $+65\text{ }^{\circ}\text{C}$, средняя температура внутри кабины равна $60\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Далее был проработан вариант исполнения испарительно-отопительного блока кондиционера, холодопроизводительностью 6,5 кВт, расходе воздуха через блок $1200\text{ м}^3/\text{сек}$ и проведен расчет распределения температуры в поперечном сечении. При температуре окружающей среды равной $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$ расчетная температура воздуха на выходе из испарительно-отопительного блока. Результаты представлены на рисунке 2.

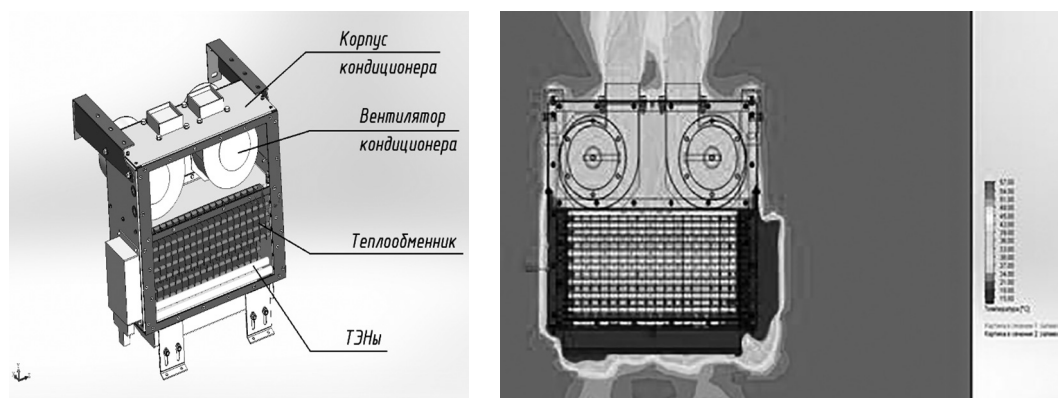


Рисунок 2

Проведено теплотехническое моделирование со встроенным в кабину шасси МЗКТ испарительно-отопительного блока кондиционера. Полученные результаты представлены на рисунке 3.

При температуре окружающей среды $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$, средняя температура внутренних поверхностей кабины шасси МЗКТ равна $+30\text{ }^{\circ}\text{C}$, средняя температура внутри кабины равна $+35\text{ }^{\circ}\text{C}$.

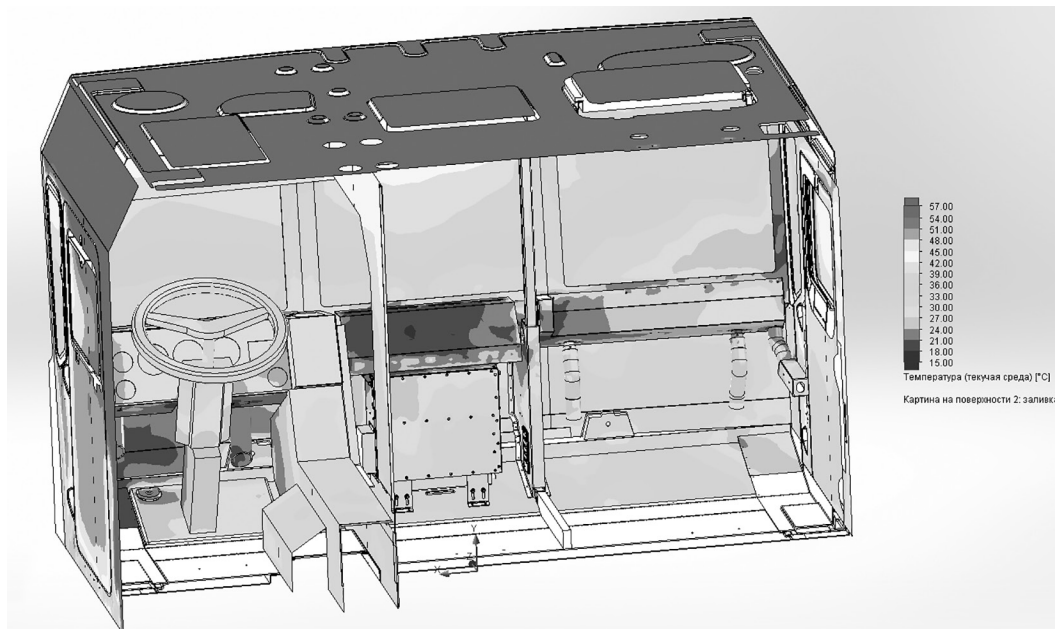


Рисунок 3

В ходе теплотехнического моделирования кабины шасси МЗКТ при помощи кондиционирования мы имеем снижение температуры внутри кабины на $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, а температуры внутренних поверхностей кабины на $35\text{ }^{\circ}\text{C}$, при температуре окружающей среды $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$. Данные значения являются достаточно комфортными для работы личного состава и функционирования радиоэлектронной аппаратуры.

Закключение. Анализ тепловых режимов РЭА путем компьютерного моделирования с помощью САПР позволяет сократить время проектирования и общую стоимость проекта. На основе данного моделирования был выбран наиболее эффективный вариант по достижению оптимального теплового режима кабины шасси МЗКТ в широком диапазоне эксплуатационных температур, который позволяет сохранить работоспособность личного состава и РЭА, а также увеличить надежность. Особенностью проектирования данного кондиционера является крайняя ограниченность пространства для его размещения.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Алямовский А. А. SolidWorks / COSMOSWorks Инженерный анализ методом конечных элементов. – М.: ДМК Пресс, 2004 г.
2. Репнев Д. Н., Репнева А. И., Системный подход при расчёте теплового режима устройств со сложной структурой. – «Сборник трудов конференции Минцевские чтения» стр. 61–70, 2015 г.
3. Гвоздарев Р. С., Варгасов А. В., Кощеев П. А., Пшеничкин А. С., Основные принципы конструирования и обеспечения тепловых режимов малогабаритных радиолокационных станций. – Сборник тезисов докладов н.т.к. «Математическое моделирование, инженерные расчеты и программное обеспечение для решения задач ВКО». (НОЦ ВКО Алмаз-Антей), стр. 98–103, 2017 г.
4. Кощеев П. А., Варгасов А. В., Метод эквивалентного перехода при расчете тепловых режимов систем жидкостного охлаждения РЭА средствами САПР. – Сборник тезисов докладов XVI Всероссийской молодежной научно-технической конференции «Радиолокация и связь – перспективные технологии», стр. 72, 2018 г.

KOSHCHEEV P. A., VARGASOV A. V.

**EXPERIENCE IN MODELING AND ANALYSIS
OF THERMAL MODES OF ELECTRONIC EQUIPMENT
OF THE VEHICLE CAB ON THE CHASSIS MZKT BY CAD TOOLS**

Summary. *In the article the breadth of application of air conditioning systems for cooling of heat-loaded REA is designated. The analysis of the heat exchange of the vehicle cab on the chassis MZKT in operation at elevated ambient temperature. The possibility of using CAD computing module for solving problems of calculation of thermal conditions is considered. Ways to reduce temperatures and achieve a heat balance assessment and comparison of calculated and experimental data of the study.*

С. А. СОРОКА¹, В. Б. ЗАЛЕСКИЙ¹, В. В. МАЛЮТИНА-БРОНСКАЯ¹,
А. М. ЛЕМЕШЕВСКАЯ², В. В. СОЛОДУХА²

¹ Государственное научно-производственное объединение
«Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника», Минск, Беларусь

² Филиал Научно-технический центр «Белмикросистемы»
ОАО «Интеграл» – управляющая компания холдинга Интеграл, Минск, Беларусь

СОВРЕМЕННЫЕ КРЕМНИЕВЫЕ ФОТОПРИЕМНИКИ С ВНУТРЕННИМ УСИЛЕНИЕМ ШИРОКОГО СПЕКТРА ПРИМЕНЕНИЯ

Аннотация. Представлены два перспективных типа оптических детекторов – лавинный фотодиод и кремниевый умножитель, разработанные ОАО «ИНТЕГРАЛ» совместно с ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника». Оба прибора имеют компактные размеры и высокую чувствительность регистрации крайне слабых световых сигналов за счет внутреннего усиления. Приведены основные характеристики данных приборов и области их применения.

Представлены два перспективных типа оптических детекторов – лавинный фотодиод (ЛФД) и кремниевый фотоумножитель (СиФЭУ), разработанные ОАО «ИНТЕГРАЛ» совместно с ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника». ЛФД обеспечивают внутреннее усиление регистрируемого оптического сигнала в объеме полупроводника в $50 \div 1000$ раз [1–2]. СиФЭУ представляет собой матрицу ячеек, каждая из которых представляет собой ЛФД и включенный последовательно с ним резистор с сопротивлением от 0,2 до 10 МОм. Все ячейки матрицы соединены параллельно. В зависимости от применения количество отдельных ЛФД в матрице может меняться от нескольких единиц до нескольких десятков тысяч, а площадь единичного ЛФД может быть от 100 мкм² до 10 000 мкм² и более.

Отличительными особенностями приборов данного типа являются компактные размеры, высокая чувствительность даже к малым световым сигналам, хорошая квантовая эффективность и низкая стоимость.

Области применения ЛФД – оптическая локация и дальнометрия, регистрация ионизирующих излучений в физике частиц высоких энергий, ядерная физика, медицинские приборы. СиФЭУ находит применение в различных областях промышленности, научных исследованиях и телекоммуникациях, таких как квантовая криптография, астрономические ЛИДАРЫ.

В настоящее время ОАО «ИНТЕГРАЛ» совместно с ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника» разработали и серийно выпускают на ОАО «ИНТЕГРАЛ» ЛФД четырех типонаименований и проводят совместную ОКР по разработке линейки СиФЭУ с размерами единичной ячейки 35х35 мкм и 50х50 мкм и различными количествами ЛФД в матрице.

1. Лавинный фотодиод. ЛФД разработанные на ОАО «ИНТЕГРАЛ» имеют: высокое отношение сигнал/шум; высокую обнаружительную способность; низкую цену при конкурентных характеристиках (характеристики разработанных ЛФД соответствуют характеристикам лучших зарубежных аналогов); спектральный диапазон чувствительности: 0.35–1,06 мкм. Аналогов данному прибору в СНГ нет.

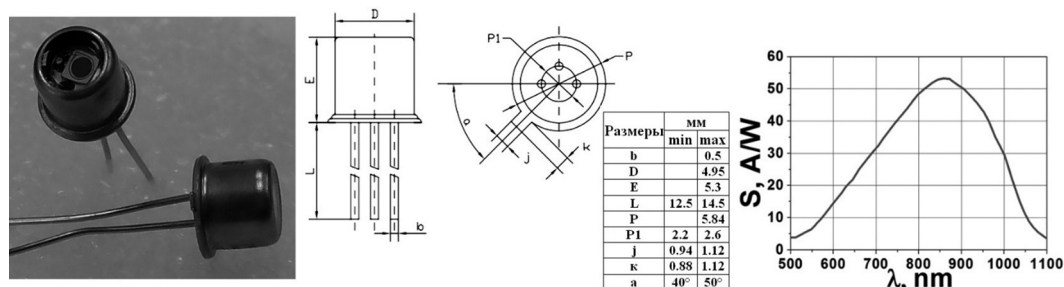


Рисунок 1. – Внешний вид ЛФД в корпусе КТ-1-7 и типоразмеры
и спектральная чувствительность лавинного фотодиода

Разработанные приборы имеют диаметр активной области 200 мкм, 500 мкм и 1000 мкм. Есть две группы приборов по пробивным напряжениям – 200–450 В и 140–200 В. На рисунке 1 показан внешний вид и основные типоразмеры ЛФД и спектральная чувствительность ЛФД S (А/Вт), приведённая к единице падающей мощности.

Максимум спектральной чувствительности разработанных ЛФД находится в области $\lambda=830$ нм и составляет $S = 0,26$ А/Вт при нулевом смещении. В предпробойном режиме при напряжении смещения 230–250 В чувствительность S может достигать значений 120÷200 А/Вт (для прибора с диаметром светочувствительной области 500 мкм).

В таблице 1 представлены основные параметры ЛФД с максимальным размером фоточувствительной области. Было проведено сравнение основных характеристик разработанных ЛФД с ЛФД фирмы Hamamatsu S 6045-03 (таблица 2).

Таблица 1. – Основные параметры ЛФД КОФ101 и КОФ 102

Наименование параметра, буквенное обозначение, единица измерения, режим измерения	Маркировка ЛФД КОФ			
	101А	101Б	101В	102В
Напряжение лавинного пробоя, U_b , В, при $I_b = 100$ мкА	200–450	200–450	200–450	140–200
Максимальный темновой ток, I_d , А, при $U = 0,1U_b$	$2 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-7}$
Диапазон спектральной фоточувствительности, λ , мкм, при $U = 0; 0,9U_b$ В	0,4–1,1	0,4–1,1	0,4–1,1	0,4–1,1
Коэффициент умножения, M , при $U = 0,9U_b$	30–100	30–100	30–60	30–60

Таблица 2. – Сравнение параметров ЛФД КОФ и S 6045-03 при нагрузке 1 кОм

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

Как видно из таблицы напряжение пробоя и частота разработанных ЛФД превосходят значения ЛФД фирмы Hamamatsu S 6045-03, что говорит о перспективности разработанной конструкции ЛФД.

2. Кремниевые фотоумножители, работающие в гейгеровском режиме

На рис. 3 схематически показана принципиальная конструкция многопиксельного SiФЭУ. Он имеет рабочую площадь от 1 мм² до 10 мм² и может состоять из 100 – 10 000 пикселей (размером от 10х10 мкм до 50х50 мкм), каждый из которых представляет собой кремниевый ЛФД. Для уменьшения оптической и электрической связи пиксели отделены друг от друга узкими металлизированными канавками. На рис. 3б показан внешний вид разработанного SiФЭУ.

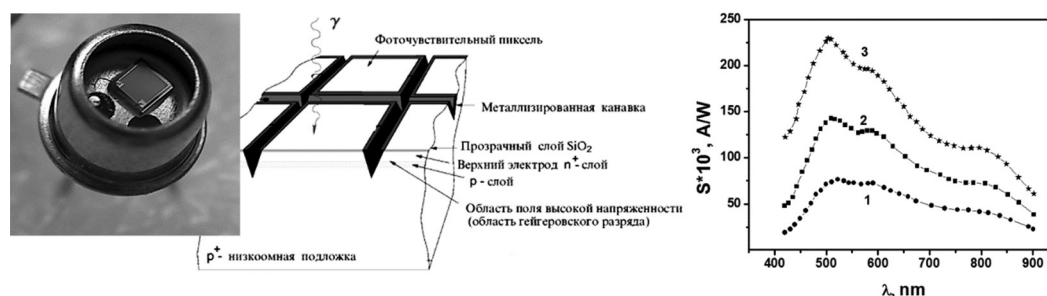


Рисунок 2. – Внешний вид, схематическое изображение конструкции и спектральная чувствительность (перенапряжение: 1–2 В, 2–3 В, 3–4 В) SiФЭУ (б)

Основные достоинства SiФЭУ: высокое внутреннее усиление порядка 10^6 ; малый разброс коэффициента усиления (около 10 %); невысокая чувствительность коэффициента усиления к изменению температуры и напряжения питания; эффективность регистрации видимого света на уровне вакуумных ФЭУ; возможность работы, как в режиме счета импульсов, так и в токовом режиме; хорошее временное разрешение (десятки пикосекунд); невысокое напряжение питания (25–60 В); нечувствительность к магнитному полю; компактность (размеры кристалла порядка $(2 \times 2 \times 0,3)$ мм).

Получены и исследованы опытные образцы SiФЭУ с размером приемной ячейки 35×35 мкм и количеством приемных ячеек в матрице 1004 шт.

Основные параметры опытных образцов следующие:

1. Коэффициент усиления линейно увеличивался с ростом напряжения питания в диапазоне перенапряжений от 1 до 5 В и при перенапряжении 3В составил 10^6 .

2. Темновой счет на опытных образцах изменялся от 200 до 800 кГц при изменении перенапряжения от 1 до 5 В. При уменьшении температуры до -15°C темновой счет уменьшался в 5 раз.

3. Величина перекрестной оптической помехи составила 12–16 %.

4. Диапазон спектральной чувствительности составляет 380–900 нм с максимумом спектральной чувствительности на длине волны 500 нм и составляет 230 000 А/Вт. для перенапряжения 4 В.

5. Эффективность регистрации фотонов при перенапряжении 4В изменяется от 25 % до 5 % в диапазоне длин волн 380–900 нм и имеет максимум в 40 % на длине волны 500 нм.

Полученные опытные образцы SiФЭУ по основным параметрам не уступают конструктивно схожим образцам фирмы SiФЭУ Hamamatsu.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984. – 456 с.

2. Залесский В. Б., Малышев В. С., Хатько В. В. Исследование характеристик лавинных фотодиодов с охранными областями // Материалы 2-ой Международной конференции «Приборостроение-2009», Минск, Республика Беларусь, 11–13 ноября 2009 г.

SOROKA S. A.¹, ZALESSKI V. B.¹, MALYUTINA-BRONSKAYA V. V.¹,
LEMESHEVSKAYA A. M.², SOLODUKHA V. V.²

¹ State Scientific – Production Association of Optics, Optoelectronics and Laser Technology, National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus

² «Belmicrosystemy» Research and Development Center, affiliated branch of the JSC «INTEGRAL» – management company of the Integral holding company, Minsk, Belarus

MODERN SILICONE PHOTODETECTORS WITH THE INTERNAL AMPLIFICATION, HAVING A BROAD APPLICATION RANGE

Summary. Two prospective optical detectors types are presented: the avalanche photodetector and the silicon multipliers, developed by the JSC «Integral» together with the State Scientific – Production Association of Optics, Optoelectronics and Laser Technology. The both devices have compact size and high sensitivity of a registration of very weak light signals by means of the internal amplification. Main characteristics of these devices in the field of their application range are provided.

В. В. УГЛОВ¹, А. К. КУЛЕШОВ¹, Д. П. РУСАЛЬСКИЙ¹,
Ю. М. КЕРНАСОВСКИЙ², И. А. ТАРАТЫН², А. П. ДРАПЕЗО³

¹ Белорусский государственный университет, г. Минск, РБ

² Минский НИИ Радиоматериалов, г. Минск, РБ

³ ООО «Научно-технический центр Вист групп сенсор», г. Минск, РБ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ХОЛЛА ИЗ ГЕТЕРОЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СТРУКТУР АНТИМОНИДА ИНДИЯ ВАКУУМНОЙ ЭПИТАКСИИ И ТИПОРЯД ДАТЧИКОВ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН НА ИХ ОСНОВЕ

Аннотация. В настоящей работе представлены измерительные преобразователи Холла, изготовленные на основе гетероэпитаксиальных структур $n\text{-InSb-i-GaAs}$, а также ряд датчиков физических величин на основе преобразователя Холла: угла поворота, линейных перемещений, «реперных» точек, давления, первичные векторные высокочувствительные преобразователи магнитной индукции. Разработанные датчики пригодны для использования в космических условиях, а также для специального применения.

Гетероэпитаксиальные структуры $n\text{-InSb-i-GaAs}$ не нашли широкого применения в приборах полупроводниковой электроники (ПП), в первую очередь из-за отсутствия массовой интегральной технологии, позволяющей изготавливать ПП из InSb с уровнем надежности соответствующей современной ЭКБ, в том числе специального назначения. За исключением операций дисковой резки, части фотолитографии, все типовые процессы изготовления ПП из Si или GaAs не могут быть применены при изготовлении ПП из InSb, без существенной доработки стандартного оборудования и новых технологических операций.

Эпитаксиальная пленка $n\text{-In-Sb}$ выращивается на монокристаллической подложке из полуизолирующего арсенида галлия различными методами – жидкостной эпитаксии, газофазной эпитаксии, вакуумной эпитаксии. В Белорусском государственном университете разработана оригинальная технология вакуумной эпитаксии гетероэпитаксиальных структур антимонида индия и успешно получены структуры широкого спектра концентраций носителей от 10^{16} до $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, толщинами от 0,5 до 10 мкм и подвижностью до $35000 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$. В Минском НИИ Радиоматериалов совместно с ООО «Научно-технический центр Вист групп сенсор» разработана новая групповая технология изготовления п/п приборов из структур $n\text{-InSb-i-GaAs}$. При этом максимально были использованы типовые технологические процессы с доработкой промышленного оборудования, используемого при изготовлении ИМС. Реализованные на современном этапе технологические решения включают: групповое изготовление миниатюрных тонкоплёночных элементов Холла стандартными методами микроэлектроники (фотолитография, скрайбирование, приварка контактов золотым микропроводом, герметизация).

Предлагаемый измерительный преобразователь Холла (ИПХ) – это оригинальный корпусированный полупроводниковый прибор, обладающий уникальными характеристиками.

Основные технические характеристики ИПХ:

- температурный коэффициент ЭДС Холла, не более 0,02 (0,002) % /К;
- температурный коэффициент электросопротивления, не более 0,03 %/К;
- коэффициент нелинейности по магнитной индукции, не более 0,3 %;
- входное (выходное) сопротивление элемента Холла, не более 8 (2) Ом;
- магнитная чувствительность, не менее 300 (100) мВ/Тл;
- напряжение неэквипотенциальности, не более 50 (30) мкВ;
- номинальный ток питания элементов Холла 30 (100) мА;
- габариты магниточувствительных кристаллов 0,5 x 0,5 x 0,25 мм.

На основе ИПХ и оригинальных магнитных систем из самарий-кобальтовых сплавов разработан типоряд различных датчиков физических величин: датчиков угла поворота полнооборотных и секторных, линейных перемещений, датчиков тока, прецизионных ПХ для магнитометрии, датчиков «реперных» точек, датчиков геомагнитных полей, в том числе трикоординатных, бесконтактных выключателей, датчиков обо-

ровот, уровня топлива и др. для космического приборостроения, авиационной и мобильной техники.

ИПХ успешно прошли испытания на следующие дозы и виды радиационных излучений при сроке активного существования в космосе 10 лет (электроны ЕРПЗ – не менее $2,0 \cdot 10^7$, протоны ЕРПЗ, СКЛ и ГКЛ – не менее $1,1 \cdot 10^4$). Последние испытания в 2009 году (стойкость к ВВФ – более 2,5 Мрад).

На сегодняшний день ИПХ успешно используются, прошли испытания временем и условиями эксплуатации в ряде проектов, в том числе специального назначения.

Датчики угла поворота ДУПХ

Датчики угла поворота ДУПХ (см. рис. 1) предназначен для преобразования угла поворота вала в аналоговый электрический выходной сигнал. Он может быть, как полнооборотным, так и секторным. Датчик выполнен в виде цилиндрического корпуса с фланцем и вращающимся валом. Он имеет шлицевое самоцентрирующееся крепление, обеспечивающее точную фиксацию. Преобразование угла поворота вала в электрический сигнал производится бесконтактным способом за счёт изменения индукции магнитного поля в области расположения чувствительного зонда при повороте вала. Датчики ДУПХ изготавливаются в различных вариантах, в том числе возможен вариант, когда магнитные системы создают квазиоднородное магнитное поле, вращающееся относительно двух взаимно перпендикулярных элементов Холла.

Для секторного датчика используется однокомпонентный зонд, для полнооборотного – двухкомпонентный зонд. Сигнал с магниточувствительного элемента подаётся на встроенный усилитель, выполненный на печатной плате.

Датчики серии ДУПХ исполнения предназначены для работы в условиях повышенных температурных воздействий и агрессивных сред (соляной туман, кислотные и щелочные воздействия и др.). Датчики устойчивы к радиации, имеют большую износостойкость. Благодаря характеристикам точности и надёжности они могут работать в составе сложных микропроцессорных систем. Также датчик может применяться в военной и космической технике, авиационных и автотракторных системах управления и контроля, станкостроении и др. В отличие от существующих аналогов на других принципах функционирования (потенциометрических, индукционных), датчик имеет меньшие габариты, на порядок более высокую надёжность, простоту конструкции и современную элементную базу.

Датчик линейных перемещений ДЛПХ

Датчик линейных перемещений ДЛПХ (см. рис. 2) предназначен для контроля линейных перемещений в диапазоне $(0 \pm 1,5)$ мм с разрешением до 0,1 мкм. Принцип работы основан на перемещении ИПХ в магнитном поле дипольной магнитной линзы (контролируется тангенциальная составляющая магнитной индукции). ДЛПХ имеет двойное «горячее» резервирование. Функционирует в условиях вакуума и повышенной радиации. Используя различные магнитные системы, можно контролировать линейные перемещения в различных диапазонах от $(0 \pm 0,2)$ мм с разрешением до 0,001 мкм, до (0 ± 50) мм и более. Бесконтактный съём информации о перемещении позволяет использовать ДЛПХ с практически неограниченным количеством рабочих циклов, жестких условиях эксплуатации. Отделив магнитную систему от электронной части ДЛПХ немагнитной перегородкой, например, из нержавеющей стали, можно контролировать перемещения в условиях агрессивных сред, высоких давлений, криогенных температурах.

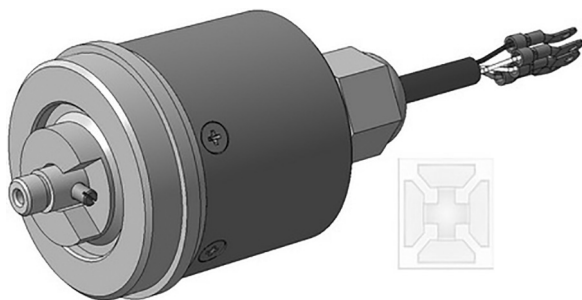


Рисунок 1. – Датчик угла поворота ДУПХ

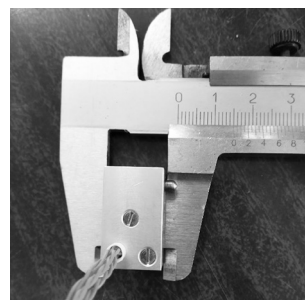


Рисунок 2. – Датчик линейных перемещений ДЛПХ

Датчики «реперных» точек ДРТ

Датчики «реперных» точек ДРТ (см. рис. 3) предназначены для контроля прохождения «репера» с точностью не менее 0,01 мкм. Это достигается путем создания высокоградиентного магнитного поля при использовании дипольной или квадрупольной магнитных линз. Градиент магнитной индукции в таких системах достигает более 1 Тл на 0,8 мм линейных перемещений. Это позволяет получать уникальные точностные характеристики ДРТ. ДРТ предназначен для автокалибровки аналоговых датчиков угловых и линейных перемещений, систем управления точных исполнительных механизмов, станков ЧПУ и др. На рис. 3 представлен датчик углового положения 360 ° с оптическим окном поворотного и сканирующего устройства спектрометров ФЕБУС и МСАСИ проекта БЕПИ КОЛОМБО(КА Меркурий) с двумя датчиками «реперных» точек.

Электронные датчики давления

Совместно с ОАО «Экран» (г. Борисов) разработаны и изготовлены опытные партии электронных датчиков давления на основе мембранных коробок из нержавеющей стали и датчика линейных перемещений ДЛПХ. ДДЭ-20 имеют повышенную надежность эксплуатации, за счет бесконтактного преобразования, могут эксплуатироваться в условиях многократных перегрузок по давлению, имеет высокую стойкость к кавитации, гидравлическим ударам и резким скачкам давления, импульсные воздействия давления не выводят из строя чувствительный элемент.

Первичные векторные (трехкомпонентные) высокочувствительные преобразователи магнитной индукции ТВПХ

Схема расположения ТВПХ в опытных образцах представлена на рис. 4.

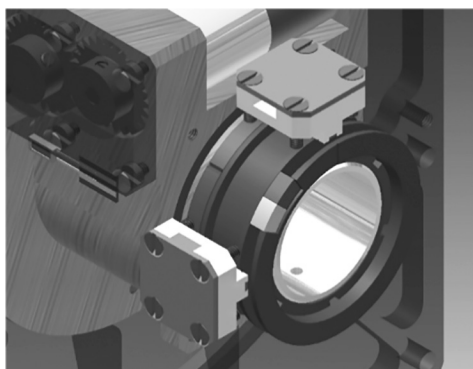


Рисунок 3. – Датчик реперных точек ДРТ

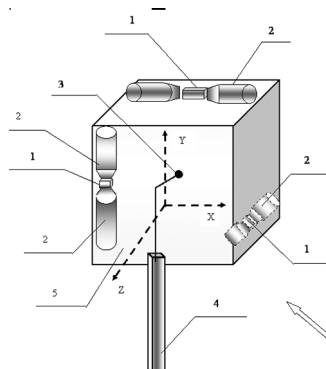


Рисунок 4. – Трехкомпонентные высокочувствительные преобразователи магнитной индукции ТВПХ

Основные технические характеристики опытных образцов:

- величина зазора в концентраторе магнитного потока (400 ± 10) мкм;
- общая длина концентратора магнитного потока ($30 \pm 0,5$) мм;
- средний коэффициент усиления магнитного потока 500;
- магнитная чувствительность ИПХ при управляющем токе 60 мА 500 мВ/Тл;
- число магниточувствительных элементов в преобразователе 3 шт;
- угол установки элементов Холла по отношению друг к другу ($90 \pm 0,5$) °.

Разработанные сенсоры использовались для проведения измерений вариации магнитного поля Земли, обнаружения гипогеомагнитных зон, магнитометрах, в космическом приборостроении для применения в малых космических аппаратах. Отдельное направление – измерение магнитных полей промышленной частоты для контроля предельно допустимых уровней ЭМП на соответствие требований СанПиН. Усиление магнитного потока за счет ферромагнитных концентраторов позволило получить разрешающую способность ТВПХ на уровне 1 нТл и линейную АЧХ в области частот (0...50) кГц. Это обеспечивает возможность контроля ЭМП электротранспорта и силового промышленного оборудования, производить аттестацию рабочих мест, создавать эффективные активные системы компенсации ЭМП и др.

UGLOV V. V., KULESHOV A. K., RUSALSKY D. P.,
KERNASOVSKIY JU. M., TARATYN I. A., DRAPEZO A. P.

**HALL MEASURING TRANSDUCERS FROM HETEROEPITAXIAL
STRUCTURES OF INDIUM ANTIMONIDE OF VACUUM EPITAXY
AND A SERIES OF SENSORS OF PHYSICAL QUANTITIES
BASED ON THEM**

Summary. *This paper presents Hall measuring transducers made on the basis of n-InSb-i-GaAs heteroepitaxial structures, as well as a number of sensors of physical quantities based on the Hall transducer: rotation angle, linear displacements, «reference» points, pressure, primary vector highly sensitive magnetic induction converters. The developed sensors are suitable for use in space conditions, as well as for special applications.*

М. Н. БАЙДАКОВ, А. В. ОБУХ

Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт
Вооруженных Сил Республики Беларусь»**ПОДХОД К РАЗМЕЩЕНИЮ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ
СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ**

Аннотация. В статье представлен подход к размещению базовых станций сети подвижной радиосвязи стандарта DMR, основанный на решении оптимизационной задачи. Предложен способ определения зоны обслуживания ретранслятора сети подвижной радиосвязи.

Задача размещения базовых станций приобрела особую актуальность в связи с созданием в Вооруженных Силах сети профессиональной радиосвязи стандарта DMR (Digital Mobile Radio). Составной частью решения выступает подзадача определения зоны обслуживания ретранслятора сети подвижной радиосвязи.

Характеристики сигналов, принимаемых от ретрансляторов, зависят не только от обычных потерь при распространении, но и от рельефа местности. Сигналы подвержены влиянию различных явлений, связанных с многолучевым распространением радиоволн на неоднородностях среды распространения, что приводит к их замираниям. Как правило, для выполнения точных аналитических расчетов дальности радиосвязи имеющихся исходных данных недостаточно. Поэтому на практике для оценки зоны обслуживания используют модели каналов радиосвязи, основанные, главным образом, на данных эмпирических измерений с учетом частотного диапазона и географического района (модели Окамура, Хата, Дэвидсона, Волфиш-Икегами и др.) [1–3].

Особенности действующей в Вооруженных Силах сети подвижной радиосвязи (диапазон рабочих частот, высоты поднятия антенн, требования по устойчивости связи) не позволяют напрямую использовать существующие модели из-за присущих им ограничений.

Проведенные исследования показали, что наиболее адекватные результаты расчета напряженности поля в точке приема можно получить при использовании комбинации различных методов [4–6]. Необходимость внесения соответствующих поправок обусловлена: наличием растительного покрова, нахождением абонентов сети в зданиях, учетом репрезентативной высоты местных препятствий, уточнением значений напряженности поля, превышаемых в течение требуемых процентов времени (близких к 99 %) в соответствии с графиками замираний по Буллингтону и др.

Выбирая чувствительность приемника в качестве критерия и расстояние как переменную, можно рассчитать достигаемую дальность связи от ретранслятора в требуемых направлениях (согласно перечню азимутальных углов), задавая тем самым границу зоны обслуживания.

Рассмотренный способ определения зон обслуживания позволяет перейти к постановке задачи размещения базовых станций на местности в следующем изложении.

Задан район, в котором требуется предоставить потребителям услуги сети профессиональной радиосвязи, с площадью S_0 . Имеется N базовых станций, M мест-кандидатов для размещения базовых станций.

Требуется разместить базовые станции на местах-кандидатах таким образом, чтобы максимально охватить покрытием заданный район.

Формализация задачи.

Обозначим X_{mn} как булеву переменную, выражающую нахождение n -ой станции на m месте-кандидате. В общем виде число вариантов размещения N базовых станций на местности будет равно числу сочетаний A_N^M . При использовании однотипных станций, обладающих одинаковыми характеристиками, количество вариантов сокращается до числа перестановок $C_N^M = \frac{M!}{(M-N)! \times N!}$. В дальнейшем ограничимся рас-

смотрением варианта с применением однотипных базовых станций.

На каждом из мест-кандидатов может быть размещено не более одной станции:

$$\sum_{n=1}^N X_{mn} \leq 1 \quad \forall m.$$

На каждом месте-кандидате базовая станция обеспечивает рассчитанную в соответствии с рассмотренным выше подходом зону обслуживания Q_m с площадью S_m . Абоненты сети профессиональной радиосвязи подключаются только к одной базовой станции. Следовательно, зоны обслуживания базовых станций должны иметь по возможности как можно меньше пересечений друг с другом (рисунок).

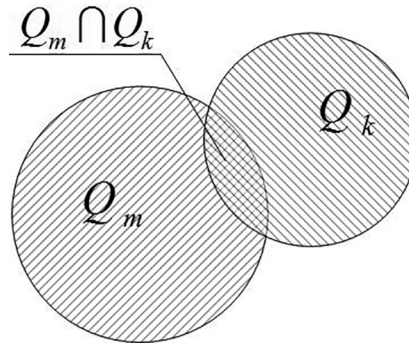


Рисунок. – Пересечение зон обслуживания базовых станций

Целевой функцией оптимального размещения базовых станций на местности будет являться минимизация площади, необеспеченной покрытием:

$$f(X_{mn}) = S_0 - \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N S_m(Q_m) \times X_{mn} - \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{k=m+1}^M S_{mk}(Q_m \cap Q_k) \times \sum_{n=1}^N X_{mn} \times \sum_{n=1}^N X_{kn} \right) \rightarrow \min$$

Представленная математическая модель относится к классу задач целочисленного нелинейного программирования, для решения которых можно использовать известные методы и алгоритмы [7–9]. В результате решения задачи будут определены булевы переменные, выражающие необходимость размещения базовых станций в конкретных местах. После построения зон обслуживания легко выявить участки требуемого района, необеспеченные покрытием. В случае необходимости покрытия всего района следует увеличить количество используемых базовых станций.

Если в заданном районе имеются участки наиболее вероятного места нахождения пользователей, то на всей требуемой площади целесообразно задать весовую функцию, характеризующую необходимость обеспечения абонентов услугами. Вариантом такой функции может являться плотность распределения абонентов в заданном районе. В таком случае в качестве целевой функции вместо площадного параметра необходимо рассматривать достижение минимального суммарного веса участков, необеспеченных покрытием.

Рассмотренная задача предполагает наличие известных мест-кандидатов на размещение базовых станций. Как правило, они выбираются директивно с учетом множества различных факторов. Однако в ряде частных случаев нет необходимости заранее точно определять места размещения. Так, при покрытии заданного района виртуальной сеткой с относительно небольшим шагом, в узлах такой сетки получим множество возможных мест-кандидатов в качестве исходных данных для рассмотренной задачи. Необходимо отметить, что в таком случае размерность задачи заметно возрастает вместе с уменьшением шага сетки.

Таким образом, с помощью данного подхода можно разместить заданное количество базовых станций на местности, а также выявить необходимость применения дополнительных ретрансляторов для участков, необеспеченных покрытием сети подвижной радиосвязи.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Абилов, А. В. Распространение радиоволн в сетях подвижной связи: Теоретический материал и задачи для практических занятий / А. В. Абилов. – Ижевск: Изд-во ИжГТУ, 2001. – 24 с.: ил.
2. Комашинский, В. И. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования / В. И. Комашинский, А. В. Максимов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 176 с.: ил.
3. Мищенко, В. Н. Системы подвижной радиосвязи и радиоопределения: Электронный учебно-методический комплекс / В. Н. Мищенко. – Минск: Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2008. – 152 с.
4. Attenuation in vegetation: Recommendation P. 833-9. – Geneva: Radiocommunication Sector of ITU, 2016. – 27 p.
5. Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz: Recommendation P. 1546-5. – Geneva: Radiocommunication Sector of ITU, 2013. – 58 p.
6. A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands: Recommendation P. 1812-4. – Geneva: Radiocommunication Sector of ITU, 2015. – 35 p.
7. Васильев, Ф. П. Методы оптимизации / Ф. П. Васильев. – М.: Изд-во «Факториал Пресс», 2002. – 824 с.
8. Плотников, А. Д. Дискретная математика: учеб. пособие / А. Д. Плотников. – 3-е изд., испр. и доп. – Минск: Новое знание, 2008. – 320 с.
9. Сергиенко, И. В. Математические модели и методы решения задач дискретной оптимизации / И. В. Сергиенко. – Киев: Наук. думка, 1985. – 383 с.

BAIDAKOV M. N., OBUKH A. V.

Research Institute of the Belarusian Armed Forces

APPROACH TO THE PLACEMENT OF BASE STATIONS OF A MOBILE RADIO NETWORK

Summary. *The article presents an approach to the placement of base stations of a mobile radio communications network of the DMR standard, based on solving an optimization problem. A method for determining the service area of a mobile radio network repeater is proposed.*

**ПРОБЛЕМАТИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ
ПО ВЗАИМНОЙ ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ НЕСКОЛЬКИХ
ПРОГРАММНО ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ РАДИОСРЕДСТВ
С ПОЗИЦИИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИХ ЭМС**

Аннотация. Предоставлены экспериментальные результаты по взаимному влиянию радиосредств при работе в условиях их размещения на компактном подвижном объекте. Приведены уровни интермодуляционных продуктов, возникающих при одновременной работе двух и более передатчиков радиосредств, а также вопросам частотного планирования объектов, содержащих в своем составе несколько программно определяемых радиостанций путем построения имитационной модели.

Подвижные объекты тактического звена управления с позиций обеспечения связи, как правило, характеризуются большим количеством радиоэлектронного оборудования, размещенного в пределах относительно небольшой площади самого объекта. Небольшие размеры объектов обуславливают необходимость работы радиостанций узла связи на близко расположенные антенны, или на одну антенну с помощью развязывающих устройств (антенных фильтров). При активной работе часто возникает ситуация одновременной работы на передачу нескольких радиосредств (двух и более). При этом возникает эффект интермодуляции в выходных трактах радиостанций, как результат проникновения в них радиосигналов соседних передатчиков. В данном случае в излучаемом антеннами объекта спектре появляются новые радиочастотные составляющие высокой мощности – побочные колебания интермодуляционного типа. Данные составляющие попадают на входы радиосредств, находящихся в режиме приема, с вероятностью попадания в полосу пропускания входной селекции (1–5 % от частоты настройки). Уровень возникающих интермодуляционных искажений, будет определять необходимую избирательность по блокированию в полосе пропускания входных цепей (преселектора) радиосредства, находящегося в режиме приема. Полное совпадение частоты интермодуляционного продукта с частотой приема исключается при частотном планировании работы подобных объектов [4].

Выходная мощность радиосредств для подвижных объектов составляет десятки ватт (43–50 дБмВт). Избирательность приемников по блокированию в полосе пропускания преселектора составляет 85–100 дБ (от 84 дБ [2]). Чувствительность радиостанций УКВ диапазона в среднем составляет минус 110 дБмВт (0,7 мкВ). Современные программно определяемые радиостанции ориентированы на использование цифровых режимов работы, в том числе режимов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Поэтому очевидна проблематика обеспечения внутриобъектовой ЭМС.

Меры по оптимизации ЭМС объекта делятся на технические (оптимизация усилителей мощности, фильтрация, экранирование, увеличение межантенной развязки) и организационные (частотное планирование, временная синхронизация). Для определения методов и степени принятия данных мер необходимо получить экспериментальные данные, отражающие качественные параметры радиосредств, по возникающим в выходных трактах побочных колебаниях интермодуляционного типа.

Базовым с позиций анализа интермодуляционных эффектов является вариант совместной работы трех радиосредств, два из которых работают в режиме передачи, и одно – в режиме приема. Взаимная развязка γ антенн радиосредств подвижного объекта в зависимости от частоты и расстояния между антеннами принимает значения в диапазоне 15...40 дБ.

Выходной тракт программно определяемых радиостанций, вследствие широкого диапазона рабочих частот (от нескольких октав), имеет в своем составе блок переключаемых фильтров низкой частоты (фильтров гармоник). На каждом из фильтров радиостанция работает в диапазоне частот с перекрытием 1,4–1,7. Данные фильтры, помимо подавления высших гармонических составляющих, генерируемых в усилите-

лях мощности, блокируют попадание к усилителю сигналов соседних радиосредств, работающих на частотах значительно выше его рабочей частоты (в 2 и более раза). А также в случае генерации интермодуляционного продукта частотой в 2 и более раза превышающего рабочую частоту – фильтр блокирует его прохождение в антенну. Следовательно – структура выходного тракта достаточно эффективно борется с возникновением интермодуляционных искажений при отстройке соседнего радиосредства на октаву и далее. Но плотность расположения радиосредств на объекте не позволяет выделить настолько широкие диапазоны работы всем радиостанциям. Поэтому частотное планирование подразумевает использование частот соседних средств связи в отстройке от 10 %.

Для исследования эффекта взаимной интермодуляции были произведены измерения спектра на выходе исследуемых передающих трактов. Измерения проводились при воздействии «мешающего» сигнала от усилителя через развязывающий симметричный аттенюатор затуханием 17 дБ, имитирующий межантенную развязку (рисунок 1). В состав измеряемого усилителя и усилителя «помехи» входили фильтры низкой частоты (ФНЧ).



Рисунок 1. – Схема измерительного стенда

Измерения произведены с двумя типами усилителей: двухтактным на LDMOS транзисторе BLF647P и двухтактным на LDMOS транзисторах BLF574 со схемой суммирования четырех ячеек. На рисунке 2 можно наблюдать полную огибающую наиболее мощного интермодуляционного продукта при перестройке генератора помехи в диапазоне 30–40 МГц.

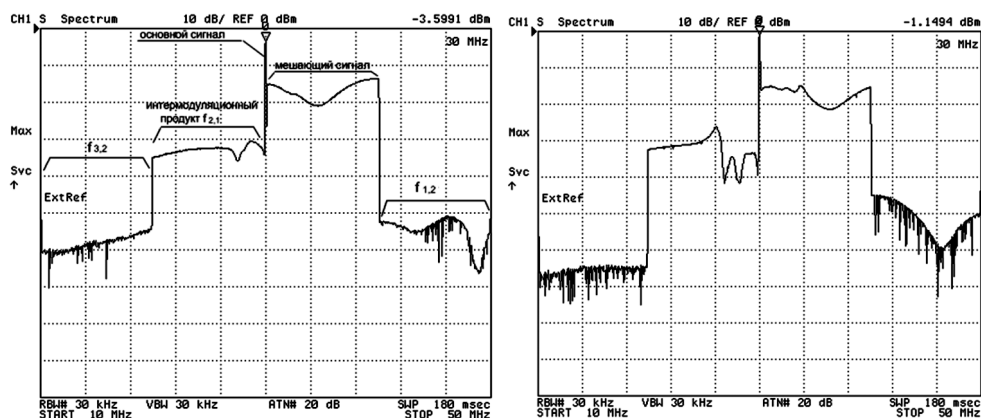


Рисунок 2. – Спектры сигналов на выходе усилителей на транзисторе BLF647P(слева) и на транзисторах BLF574 (справа) в режиме сохранения максимальных значений при перестройке генератора помехи в диапазоне 30–40 МГц.

Выходная мощность исследуемых усилителей – 25 Вт и 40 Вт соответственно, мощность мешающего сигнала – 40 Вт

Мощность продуктов интермодуляции не зависит от выходной мощности исследуемого усилителя до момента, когда мощности полезного и мешающего сигналов в точке измерения не становятся сравнимыми. При этом, изменяя мощность мешающего сигнала, мощность интермодуляционных продуктов изменяется строго пропорционально. Поэтому целесообразно приводить результаты измеренных мощностей интермодуляционных продуктов именно относительно мешающего сигнала.

Рассмотрим пример работы трех средств связи на одном объекте при взаимном частотном разnose в 10 % (Рисунок 3). Примем значение межканальной развязки равным 15 дБ. Мощности радиосредств примем равными мощностям при измерениях спектрограмм. При измеренных параметрах усилителя на транзисторе BLF647P ориентировочное значение мощности интермодуляционного продукта f_{21} во входных цепях приемника равно 1.6 дБ/мВт.

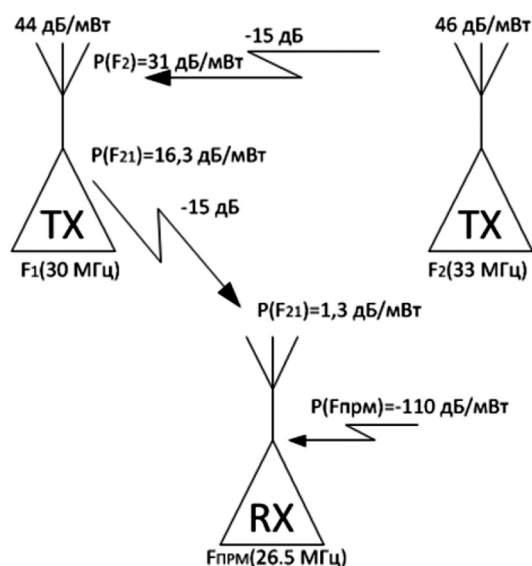


Рисунок 3. – Графический пример работы трех средств связи на одном объекте

При упомянутой выше чувствительности приемников в минус 110 дБмВт, мощность помехи превышает полезный сигнал более чем на 110 дБ. С учетом близкого частотного расположения помехи и полезного сигнала (33 и 30 МГц соответственно) можно утверждать, что в приемнике возникнет эффект блокирования (учитывая избирательность по блокированию, составляющую 85–100 дБ), вследствие чего дальность связи существенно снизится.

Проведенные экспериментальные исследования и результаты моделирования свидетельствуют о необходимости изыскания структурных и схемотехнических решений а также принятия организационных мер для обеспечения эффективного совместного функционирования с учетом возникающих побочных колебаний интермодуляционного типа между соседними передающими радиосредствами.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Report ITU-R M.2141 «Study of the isolation between VHF land mobile radio antennas in close proximity» 2009.
2. Сухопутная подвижная служба. Устройства радиосвязи, работающие в полосе частот от 30 до 1000 МГц. Требования и методы измерений: СТБ 1200-99 – введ. 01.07.2000. Минск, 2000.
3. Поляков В. А. О реальной селективности КВ приемников / Радио. – № 3. – 1981.
4. Акиншин Н. С. Математическая модель оценки радиоэлектронной обстановки и алгоритм выбора рабочих частот группировки радиоэлектронных средств / Антенны. – № 11 / Радиотехника 2017.
5. Интермодуляция между близко расположенными передатчиками [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://procom.dk/de/intermodulation-concepts/intermodulation-between-closely-spaced-transmitters>.

**PROBLEMATICS OF THE PROVISION OF PARAMETERS
ON MUTUAL INTERMODULATION OF MULTIPLE
SOFTWARE-DEFINABLE RADIO MEASURES
FROM THE POSITION OF PROVIDING THEM EMC**

Summary. *Experimental results are given on the relative influence of radios when operating in conditions of their placement on a compact mobile object. The levels of intermodulation products that occur when two or more radio transmitters are operated simultaneously, as well as frequency planning of objects containing several programmable radios in their structure by creating a simulation model are given.*

Д. В. ДОВКША, С. В. ЛЕШКЕВИЧ, В. А. САЕЧНИКОВ
Белорусский государственный университет

ВНЕФОКУСНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ФАЗИРОВАННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ ПАРАБОЛИЧЕСКОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

Работа посвящена разработке внефокусного облучателя на основе фазированной антенной решётки для параболической зеркальной антенны космической связи. В качестве инструмента выбора конфигурации облучателя использован метод восстановления волнового фронта. Цель работы – разработать оптимальную конструкцию облучателя на основе ФАР с выбором конструктивного элемента (КЭ) решётки и проведением измерений выбранного КЭ.

Зеркальные антенные системы широко используются в спутниковой связи и радиоастрономии. Для облегчения веса конструкции зачастую используют сеточные антенны, зеркала которых имеют невысокую жесткость, неточности в изготовлении и как следствие невысокую эффективность в традиционном исполнении. Перспективным направлением в создании эффективной широко-апертурной зеркальной антенной системы является «гибридная» схема, когда фазированная антенная решётка (ФАР) используется в качестве внефокусного облучателя. Теоретически такая антенная система позволяет более корректно разрешить противоречие между необходимостью равномерно распределить излучение по поверхности зеркала и минимизировать излучение, идущее мимо.

Оптимизировать облучение поверхности такого зеркала можно с помощью расположенной вблизи фокуса адаптивной фазированной антенной решётки (ФАР) достаточно большого размера, которая способна компенсировать неточности изготовления и деформации путём подстройки фазы отдельных облучателей.

1. Метод восстановления волнового фронта

При проектировании облучателя использовался метод восстановления волнового фронта, который заключается в следующем: если облучатель, работающий в режиме передачи, воспроизведёт вблизи фокальной плоскости антенны поле, образовавшееся при падении плоской волны, то такой облучатель обеспечит равномерное распределение поля на апертуре зеркала и восстановленный волновой фронт будет близок к оптимальному (рис. 1).

Распределение поля вблизи оптической оси системы представлено на рис. 2. Максимум интенсивности поля на рисунке соответствует фокусу параболического зеркала. Наблюдаются также минимумы интенсивности поля, обусловленные дифракцией поля на краях зеркала. Ниже представлены поле в плоскости фокуса и поле в плоскости дифракционного минимума (рис. 3).

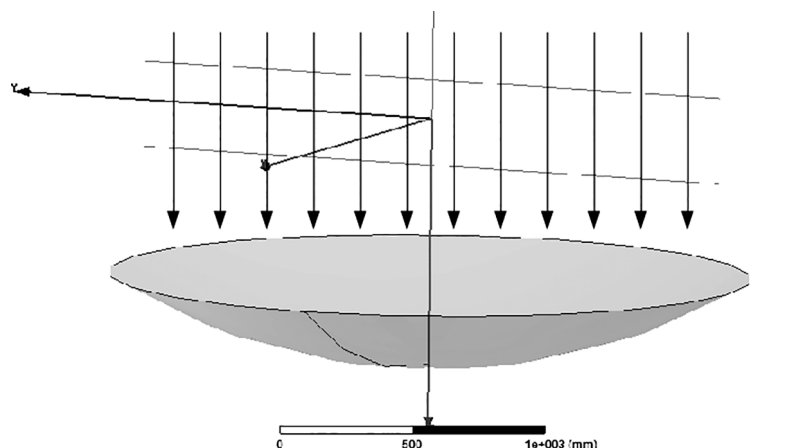


Рисунок 1. – Схема облучения зеркала

Идея создания внефокусного облучателя заключается в восстановлении волнового фронта не в фокальной плоскости, где поле сильно неоднородно, а в области дифракционного минимума (прерывистая линия на рис. 3).

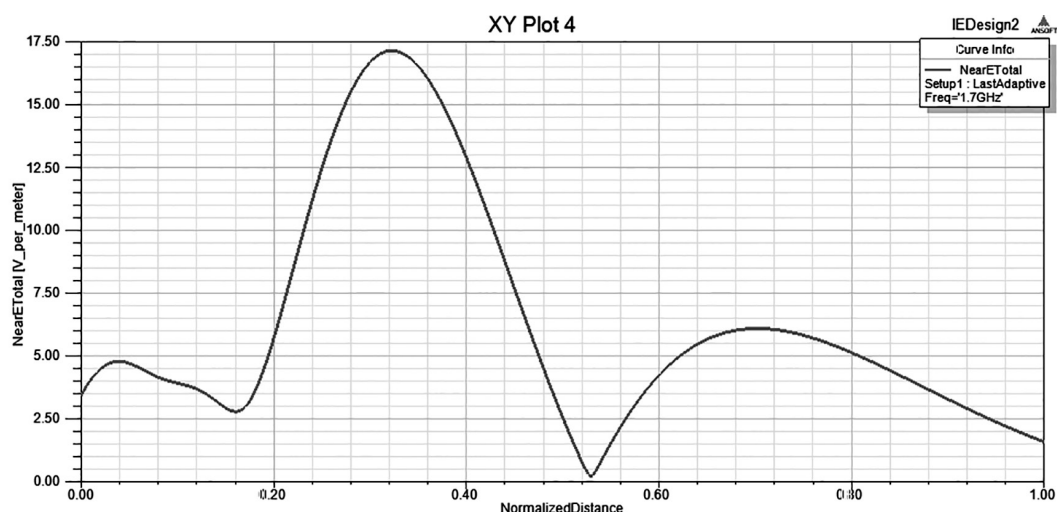


Рисунок 2. – Распределение поля вблизи оптической оси системы

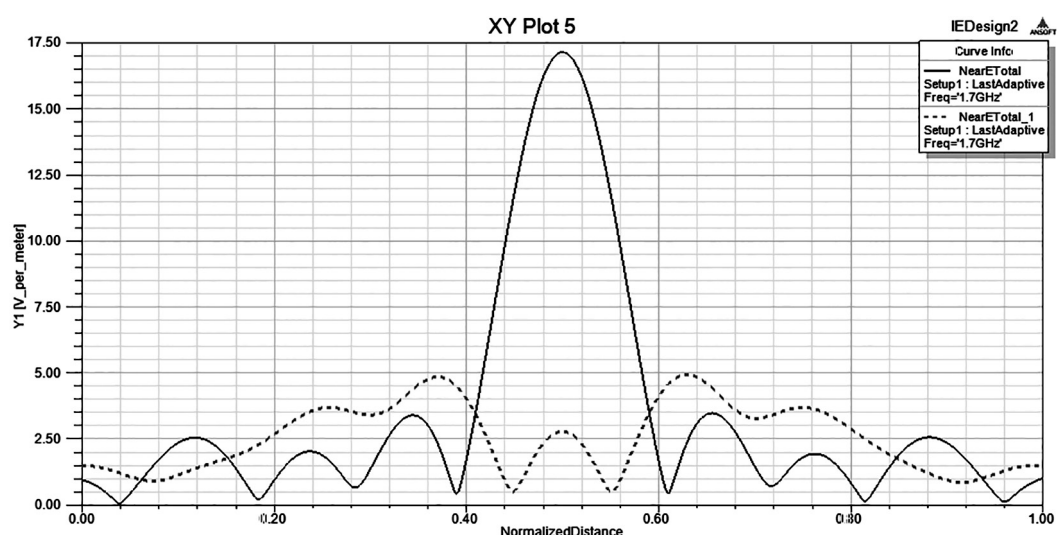


Рисунок 3. – Поле в плоскости фокуса и поле в плоскости дифракционного минимума

Технически воспроизводить поле удобно с помощью фазированной антенной решетки. Поскольку на оси системы поле отсутствует, то для восстановления волнового фронта необходимо расположить облучатели по кольцу. Облучатели должны иметь достаточно узкую диаграмму, полуширина которой составляет около 20 градусов. При диаметре зеркала 3м туда не помещается более 10 элементов решетки.

2. Требования к элементу решётки

В качестве конструктивного элемента антенной решётки рассмотрены патч-антенна, щелевая спиральная антенна и коническая спиральная антенна. Наиболее перспективным в качестве элемента решетки оказался элемент ФАР в виде конической спиральной антенны (рис. 4). Он имеет наиболее подходящую диаграмму направленности (рис. 4), неплохие электрические характеристики (рис. 5) и достаточно технологичен в изготовлении.

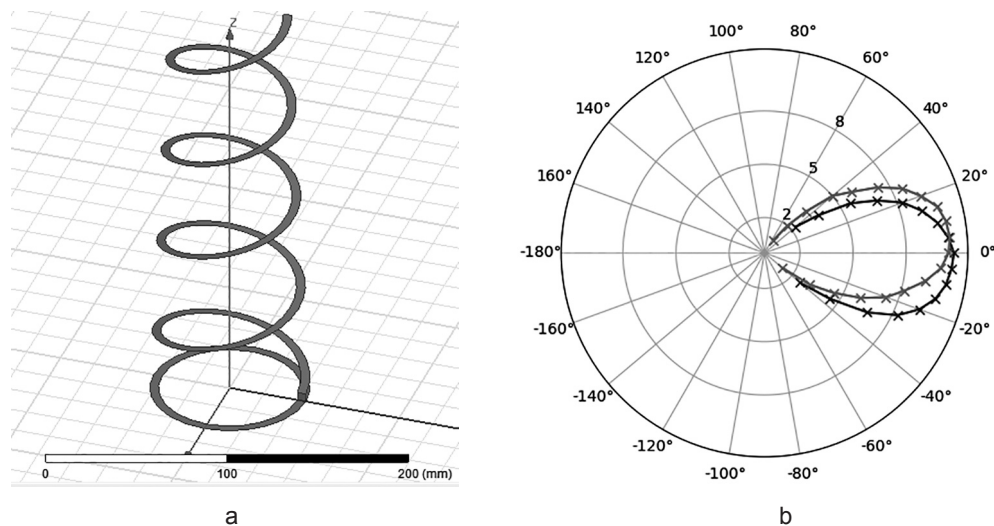


Рисунок 4. – Базовый элемент ФАР в виде конической спиральной антенны (a) и его диаграмма направленности (b)

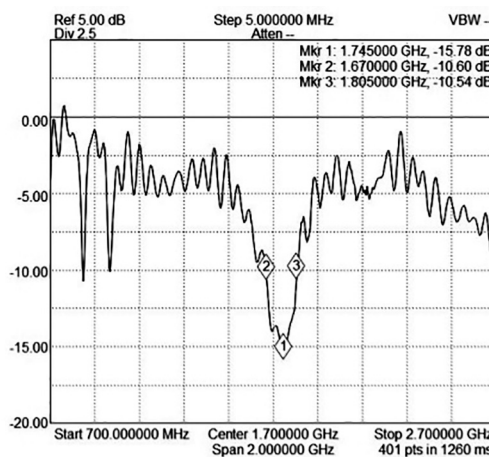


Рисунок 5. – Обратные потери для спиральной антенны-облучателя

3. Моделирование

Рассмотрены варианты конструкции антенной решётки на основе перечисленных выше конструктивных элементов. Система из пяти патч облучателей была промоделирована. В результате выбраны параметры решётки, проведена программная оптимизация параметров .

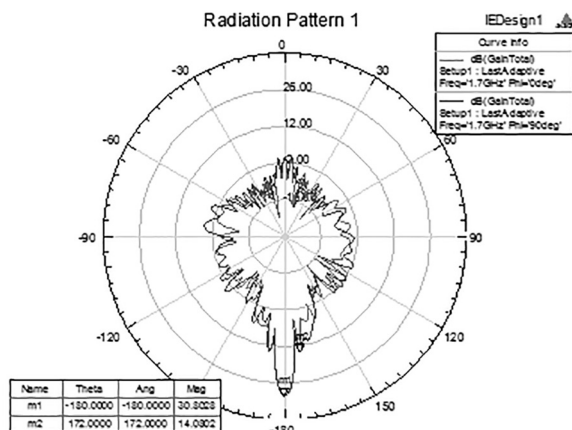


Рисунок 6. – Расчетная диаграмма направленности параболического зеркала с внефокусным облучателем на основе фазированной решетки

Рассмотрена конструкция облучателя на основе конических спиральных антенн. Исходя из результатов моделирования оптимальный результат по засвету апертуры зеркала и максимальное усиление (Рис. 6) обеспечил именно этот вариант конструкции.

4. Выводы

Выполняемый в Белорусском государственном университете проект посвящён разработке внефокусного облучателя на основе фазированной антенной решётки. Проведенные расчеты показали что облучатель на основе фазированной антенной решётки может повысить эффективность параболической зеркальной антенны космической связи при небольшом количестве элементов (до 10).

Параллельно создаются технические средства обучения и демонстрационное оборудование, которое призвано повысить эффективность подготовки специалистов в области сбора и обработки данных дистанционного зондирования.

DOVKSHA D., LIASHKEVICH S., SAETCHNIKOV V.
Belarussian State University

PHASED ANTENNA ARRAY OUT-OF-FOCUSE FEEDHORN FOR THE SPACE COMMUNICATION PARABOLIC DISH

***Summary.** Design of the out-of-focus feedhorn for the space communication parabolic dish at the base of phased antenna array is discussed. Wavefront reconstruction technique is used.*

И. А. ДУБОВИК, П. В. БОЙКАЧЕВ,
В. О. ИСАЕВ, М. А. ЯНЦЕВИЧ

Учреждение образования Военная академия Республики Беларусь, г. Минск

АДАПТИВНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ К ИЗМЕНЯЮЩЕМУСЯ ИМПЕДАНСУ НАГРУЗКИ

Аннотация. Важной частью создания современных приемо-передающих устройств является проблема широкополосного согласования, решение которой позволяет обеспечить передачу максимальной мощности в заданной полосе рабочих частот между источником сигнала и импедансом нагрузки.

В большинстве случаев при проектировании широкополосных согласующих устройств (СУ) разработчиками не учитывается нестабильность импеданса нагрузки, вызванная изменениями условий эксплуатации, особенно на подвижных объектах [1]. Из-за изменения импеданса нагрузки, при эксплуатации радиостанций ОВЧ/УВЧ диапазонов, нередко имеют место ситуации, при которых они не способны обеспечить подразделение устойчивой радиосвязью. Решение задачи синтеза СУ адаптивного к изменению импеданса позволит максимизировать передаваемую (принимаемую) мощность сигнала в нагрузку, что обеспечит подразделение устойчивой радиосвязью в различных условиях эксплуатации. В качестве методики синтеза адаптивного СУ предлагается использовать методику вещественных частот с параметрическим представлением знаменателя действительной части функции сопротивления согласующей цепи. Достоинством данного метода является отсутствие этапа дробно-рациональной аппроксимации, использовать фиксированное количество элементов в СУ, а так же для данного метода не требуется выполнение преобразования Гильберта, что значительно упрощает расчеты.

Введение. Заметный прогресс в технологии спутниковых и мобильных систем телекоммуникации, а также в радиолокационных системах, предъявляет особые требования к приемо-передающим системам радиотехнических устройств.

Важной частью создания современных приемо-передающих устройств является проблема широкополосного согласования, решение которой позволяет обеспечить передачу максимальной мощности в заданной полосе рабочих частот между источником сигнала и импедансом нагрузки.

В большинстве случаев при проектировании широкополосных согласующих устройств (СУ) разработчиками не учитывается нестабильность импеданса нагрузки, вызванная изменениями условий эксплуатации, особенно на подвижных объектах [1]. Особенно это наблюдается в системах, нагрузкой которых являются антенные устройства (АУ). Импеданс АУ зависит от среды излучения (снег, воздух, вода, сезонные и климатические изменения), а так же от частоты излучаемого сигнала. Из-за изменения импеданса АУ, при эксплуатации радиостанций ОВЧ/УВЧ диапазонов, нередко имеют место ситуации, при которых они не способны обеспечить подразделение устойчивой радиосвязью. Решение задачи синтеза СУ, адаптивного к изменению импеданса позволит максимизировать передаваемую (принимаемую) мощность сигнала в нагрузку, что обеспечит подразделение устойчивой радиосвязью в различных условиях эксплуатации. Таким образом, возникает необходимость в синтезе СУ, адаптивного к изменению импеданса нагрузки.

Основная часть. Адаптивные устройства согласования представляют собой систему с обратной связью, анализирующую качество согласования и подстраивающую свои элементы в сторону улучшения согласования. Существует ряд работ в области построения и исследования адаптивных цепей согласования (ЦС), в частности [2, 3]. Основным отличием данных работ друг от друга заключается в алгоритме поиска оптимального значения элементов согласующей цепи (методике синтеза).

Выбор методики синтеза является одной из основных проблем при синтезе СУ адаптивных к изменению импеданса. В настоящее время разработано много различных подходов к синтезу широкополосных согласующих цепей (СЦ), обычно их разделяют на две большие группы, а именно аналитические и численные методы согласования.

На практике частотные характеристики комплексной нагрузки оказываются значительно сложнее, чем характеристики простейших RC- или RLC цепей. В связи с этим импеданс нагрузки представляют в виде массива числовых значений импеданса, измеренных на заданных частотах. При таком представлении импеданса нагрузки целесообразно использовать численные методы синтеза согласующих цепей, основанные на методах оптимизации.

В качестве методики синтеза адаптивного СУ предлагается использовать методику вещественных частот с параметрическим представлением знаменателя действительной части функции сопротивления согласующей цепи (real frequency parametric approach) [4]. Алгоритм работы данного метода представлен на рисунке 1). Достоинством данного метода является отсутствие этапа дробно-рациональной аппроксимации, использовать фиксированное количество элементов в СУ, а так же для данного метода не требуется выполнение преобразования Гильберта, что значительно упрощает расчеты.

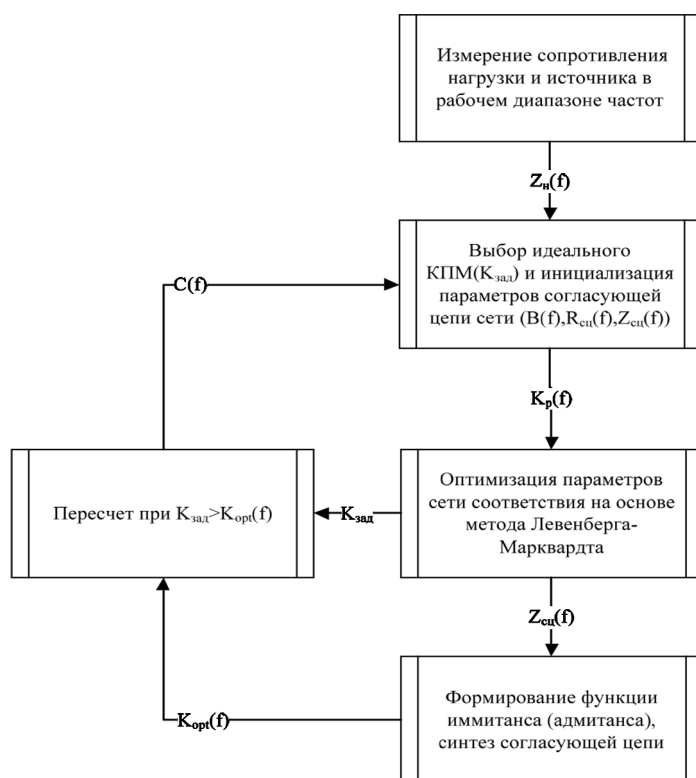


Рисунок 1. – Алгоритм работы метода вещественных частот с параметрическим представлением знаменателя действительной части функции сопротивления согласующей цепи

В качестве примера рассмотрим АУ AD-44/CW-TA-30-512 [4]. Данное АУ представляющей собой гибкую штыревую антенну с СУ, работающую в диапазоне частот от 107 до 174 МГц. На рисунке 2 представлена зависимость импеданса АУ AD-44/CW-TA-30-512 в различных условиях эксплуатации (помещение, лесополосе, в непосредственной близости с техникой), а также влияние изменения импеданса АУ на коэффициент передачи по мощности.

Проанализировав полученные зависимости (рис. 2), можно сделать вывод о том, что существенное изменение уровня КПМ наблюдается на тех же частотах, на которых и существенно изменяется импеданс рассматриваемого АУ, но наибольшее негативное влияние изменения импеданса на КПМ происходит при расположении рассматриваемых АУ в помещении. Наличие штатной согласующей цепи (СЦ) не позволяет обеспечить максимальный уровень КПМ рассматриваемого АУ особенно при нахождении его в помещении.

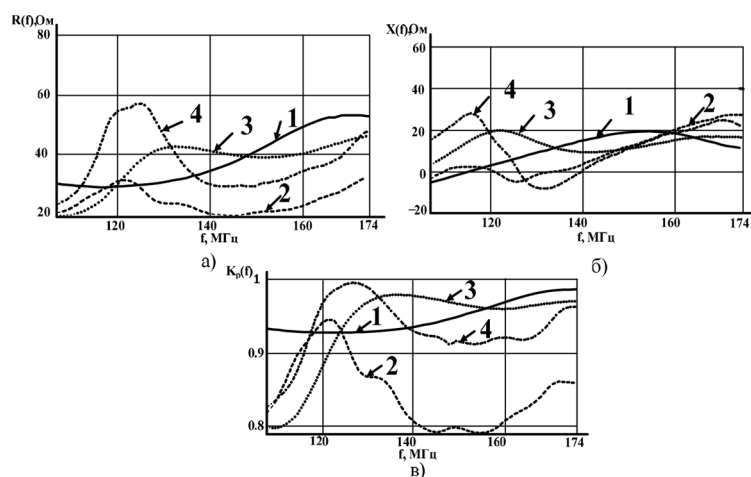


Рисунок 2. – Зависимость изменения а) активной части импеданса; б) реактивной части импеданса; в) коэффициент передачи по мощности (КПМ) АУ AD-44/CW-TA-30-512 в:
1 – в экранизированной безэховой камере; 2 – в помещении;
3 – в лесополосе; 4 – в непосредственной близости с техникой

Для того что обеспечить максимальный уровень КПМ АУ AD-44/CW-TA-30-512 в рабочей полосе частот, на основе метода вещественных частот была разработана адаптивная СЦ лестничной структуры состоящая из пяти элементов (рис. 4). Значение элементов СЦ представлены в таблице 1.

Благодаря использованию адаптивной СЦ уровень КПМ АУ AD-44/CW-TA-30-512 (рис. 3) практически максимальный во всем рабочем диапазоне частот относительно максимально возможного ($K_p(f) = 1$).

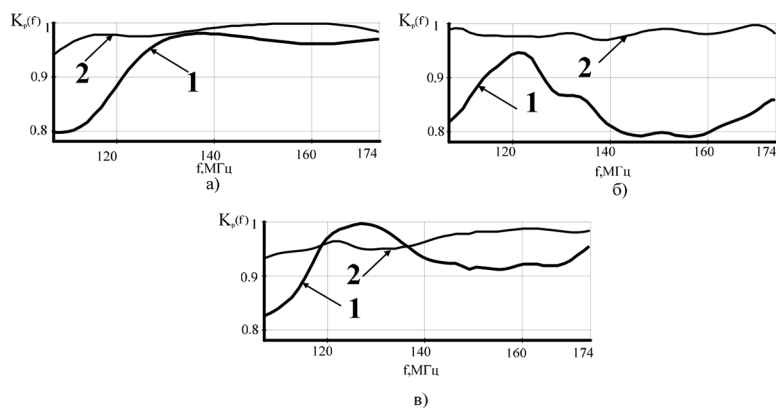


Рисунок 3. – Зависимость КПМ АУ AD-44/CW-TA-30-512 в рабочем диапазоне частот (1. без СЦ, 2. С СЦ): а) в лесополосе; б) в помещении; в) в непосредственной близости с техникой

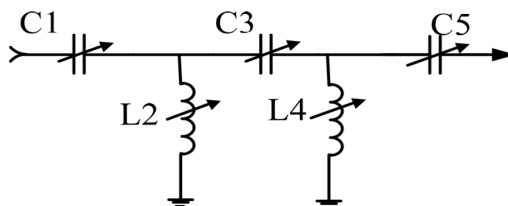


Рисунок 4. – Адаптивная согласующая цепь для АУ AD-44/CW-TA-30-512

**Таблица 1. – Значение элементов адаптивной согласующей цепи
в различных условиях эксплуатации**

Условия экс./ Элемент СЦ	С1, пФ	С3, пФ	С5, пФ	L2, мкГн	L4, мкГн
Помещение	410,8	500	185,8	19,35	26,07
В лесополосе	231,6	234,2	80	31,68	31,5
В непосредственной близости с техникой	91,6	130,5	72,71	19,58	25,98

Значение элементов СЦ в различных условиях эксплуатации имеет, по отношению друг к другу, относительно небольшие различия, таким образом нет необходимости использовать перестраиваемые элементы широкого диапазона значений, и размеры согласующего устройства будут не большими.

Таким образом, использование адаптивного СУ, синтезированного на основе метода вещественных частот с параметрическим представлением позволит обеспечить уровень КПП, стремящийся к максимальному в рабочем диапазоне частот, что позволит максимизировать передаваемую (принимаемую) мощность сигнала в нагрузку, тем самым обеспечит подразделение устойчивой радиосвязью в различных условиях эксплуатации.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Бабков В. Ю., Муравьев Ю. К. Основы построения устройств согласования антенн // ВАС, 1980. – 240 с.
2. Полушин П. А., Самойлов А. Г., Самойлов С. А. Адаптация цепей согласования импеданса высокочастотных нагрузок // Симпозиум с международным участием Аэрокосмические приборные технологии. Москва. 1999. – С. 34–35.
3. Полушин П. А., Самойлов А. Г., Самойлов С. А. Адаптирующиеся высокочастотные генераторы для биомедицинских целей // Медицинская техника. – 2000. – № 4. – С. 26–36.
4. Yarman, B. S. Design of ultra wideband antenna matching networks / B. S. Yarman. – Istanbul: Springer, 2008. – 308 p.
5. Trival antene. Datasheet AD-44/CW-TA-30-512. – Slovenia, 2019.

DUBOVIK I. A., BOLTACHEV P. V.,
ISAEV V. A., YANTSEVICH M. A.

Educational establishment Military Academy
of the Republic of Belarus, the city of Minsk

ADAPTIVE MATCHING OF BROADBAND RADIO ENGINEERING DEVICES TO VARIABLE LOAD IMPEDANCE

Summary. An important part of the creation of modern receiving-transmitting devices is the problem of broadband matching, the solution of which allows the transmission of maximum power in a given frequency band between the signal source and the load impedance.

In most cases, the design of broadband matching devices by developers does not take into account the instability of the load impedance caused by changes in operating conditions, especially in moving objects [1]. Due to changes in load impedance, when operating VHF / UHF radio stations, there are often situations in which they are not able to provide the unit with stable radio communication. The solution to the problem of synthesizing a matching device adaptive to impedance changes will maximize the transmitted (received) signal power to the load, which will ensure the subdivision with stable radio communication in various operating conditions. As a method of synthesizing an adaptive matching device, it is proposed to use the method of real frequencies with a parametric representation of the denominator of the real part of the resistance function of the matching circuit. The advantage of this method is the absence of a fractional rational approximation stage, using a fixed number of elements in the matching device, and this method does not require performing the Hilbert transform, which greatly simplifies the calculations.

АНТЕННЫЕ СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОРОТКОВОЛНОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

Аннотация. Анализируются требования, предъявляемые к антенным согласующим устройствам для коротковолновых систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Рассматриваются параметры серийно выпускаемых устройств, исследуются способы достижения требуемых значений параметров. Предлагается новый способ построения гибридного согласующего устройства с использованием PIN-диодов, который позволяет уменьшить время переключения согласующих элементов и увеличивает время наработки на отказ.

Для обобщенного анализа требований к автоматическим антенным согласующим устройствам (далее – АНСУ), рассмотрим отчет об исследовании [1], в котором упоминается соглашение о стандартизации для радиостанций, работающих в режиме псевдослучайной перестройки рабочей частоты (далее – ППРЧ), STANAG 4444. В соответствии с этим соглашением, время перестройки радиостанции с частоты на частоту не должно превышать 6,67 мс при длительности кадра $\tau_{\text{НОР}} = 112,5$ мс. Это время используется для сброса мощности, перестройки синтезатора на новую рабочую частоту, переключения частотоподающих элементов фильтров и согласующих устройств и нарастания мощности несущей. С учетом издержек на передачу управляющих команд между составными частями радиостанции, время на переключение согласующих элементов в АНСУ должно составлять еще меньшее значение. Следовательно, для работы в режиме ППРЧ согласующее устройство обязано обеспечивать переключение согласующих элементов за время, не превышающее 5 мс. В таблице 1 приведены основные параметры серийно выпускаемых АНСУ.

Таблица 1. – Основные параметры АНСУ

Производитель	Марка	Время настройки, с	Время переключения, мс	Мощность передатчика, Вт
Codan	3046	1 (макс.)	150	125
Harris	CU2347/G	4 (макс.)	25	500
Sunair	CU9100	1 (тип.)	10	1000
Datron	RAT 7000B	5 (макс.)	20	125
Hagenuk	ATU3100HVST	10 (макс.)	25	1000
Rohde&Schwarz	FK4115M	0,1 (тип.)	5	150
Rohde&Schwarz	FK4190M	0,1 (тип.)	5	1000
Rohde&Schwarz	FK2900M	0,2 (тип.)	40	1000
Barret	4011	1 (тип.)	130	150
Thales	ACU51	7 (макс.)	50	1000
Thales	TMR4095	0,6 (макс.)	5	125

В результате анализа времени переключения согласующих элементов (таблица 1), можно сделать вывод о том, что основная масса устройств не обеспечивает работу в режиме ППРЧ. Причина этого заключается в способе управления согласующими элементами. Основным подходом к построению АНСУ [2, 3] является создание дискретной матрицы реактивных элементов с электромеханическими коммутаторами, так как он является наиболее простым и при этом обеспечивает требуемое качество согласования. Однако использование реле имеет определенные недостатки, которые можно обнаружить при анализе их основных параметров (таблица 2).

Наименее подходящими для использования в АНСУ с поддержкой ППРЧ являются реле общего назначения. Время переключения не позволяет перестраивать

дискретные согласующие элементы за отведенный для этого промежуток времени. Стоит отметить, что при этом они вполне пригодны для согласующих устройств небольшой мощности, работающих в режиме с фиксированной рабочей частотой.

Вакуумные реле обладают достаточным быстродействием и способны работать с большими напряжениями и токами. Однако, с учетом того, что средняя наработка на отказ согласующего устройства в целом должна составлять не менее нескольких тысяч часов, применение вакуумных реле практически нецелесообразно. Даже при количестве коммутаций $2 \cdot 10^6$, исправность АНСУ в режиме ППРЧ будет гарантированно сохраняться в течение времени, рассчитанного исходя из скорости переключений:

$$t = n_{max} \cdot \tau_{НОР} = 2 \cdot 10^6 \cdot 0.1125 = 225 \cdot 10^3 \text{ с} = 62,5 \text{ ч.}$$

Таблица 2. – Основные параметры электромеханических реле

Производитель	Марка	Время вкл/выкл, мс	Наработка на отказ, циклов	Ток нагрузки, А	Рабочее напряжение, кВ	Тип реле
Omron	G7L-2A-X	30/30	$1 \cdot 10^6$	25	1	общего назначения
Gigavac	G41C	10/10	$2 \cdot 10^6$	30	5	вакуумное
Jennings	RF72-26SA	2.5/2.5	$1 \cdot 10^6$	30	6	вакуумное
Meder Electronics	HEXX-XX83	3.0/1.5	$50 \cdot 10^6$	5	10	герконовое
Coto Technology	5500	3.0/3.0	$100 \cdot 10^6$	5	7.5	герконовое

Из этого следует, что только применение герконовых реле позволяет реализовать требуемую для работы в ППРЧ скорость переключения и обеспечить необходимое время безотказной работы устройства. Но даже в этом случае время наработки на отказ не может превзойти значения в 5000 часов.

В современных радиотехнических изделиях все большее применение в качестве коммутаторов высокочастотной энергии находят PIN-диоды. При этом полная замена электромеханических реле на электронные коммутаторы такого типа даже в АНСУ малой мощности не представляется возможной.

Во-первых, при грубом анализе параметров основных передающих антенн для мобильных радиостанций коротковолнового диапазона [4], можно сделать вывод, что большинство применяемых антенн обладает высокой добротностью, особенно на низких частотах (1.5...3 МГц). Так как для коммутации PIN-диодов применяются блокировочные дроссели, добротность которых может оказаться соизмерима с добротностью подключенной антенны, то значительная часть высокочастотной энергии будет выделяться в тепло в этих элементах, тем самым существенно понижая КПД передатчика.

Во-вторых, допустимые значения коммутируемых напряжений и токов у PIN-диодов значительно меньше, чем у электромеханических реле, что не позволяет использовать их со всеми типами антенн. Например, для антенны типа АШ-4, комплексное сопротивление которой на частоте 3,0 МГц составляет $(15-j600)$ Ом, при мощности радиостанции 100 Вт получим амплитуду напряжения на антенне 2200 В и действующее значение тока 2,6 А. Очевидно, что использование PIN-диодов допустимо только в том случае, когда КСВ антенны незначительно отличается от 1. Это накладывает определенные ограничения на типы используемых антенн и частоты, на которых возможно с ними работать.

Однако практически диапазон перестройки по частоте обычно не превышает 10 % от средней частоты для используемого набора частот ППРЧ. Это ограничение обусловлено требованиями к однородности параметров радиоканала для всех частот в наборе. Если принять этот факт во внимание, то можно использовать гибридную схему коммутации согласующих элементов: грубое согласование для всего используемого набора частот ППРЧ осуществляется статическими электромеханическими коммутаторами, а точное, для каждой конкретной частоты – электронными PIN-диодными. Такое решение позволяет значительно увеличить как время нара-

ботки на отказ, так и скорость перестройки частоты в рамках выбранного набора частот ППРЧ.

Для согласования произвольной нагрузки наиболее простым способом является использование Г-звена [2]. В зависимости от активного сопротивления и активной проводимости нагрузки, это звено может быть прямым и обратным. С учетом ограничений, описанных выше, можно сделать вывод, что электронные коммутаторы могут располагаться только со стороны выходных каскадов передатчика, где токи и напряжения соответствуют активной нагрузке с номинальным сопротивлением. Это не позволяет использовать их в Г-звене обратного типа. Для того, чтобы при любых параметрах нагрузки была возможность согласования прямым Г-звеном потребуется использование дополнительного трансформирующего элемента в виде конденсатора, включенного параллельно нагрузке.

Структурно такое гибридное АНСУ состоит из следующих частей (рисунок 1):

- 1) электромеханический коммутатор параллельно включенных конденсаторов (первый трансформирующий элемент);
- 2) электромеханический коммутатор последовательно включенных катушек индуктивности (второй трансформирующий элемент);
- 3) электронный коммутатор последовательно включенных конденсаторов (дополнительный трансформирующий элемент);
- 4) электронный коммутатор параллельно включенных конденсаторов (компенсирующий элемент).

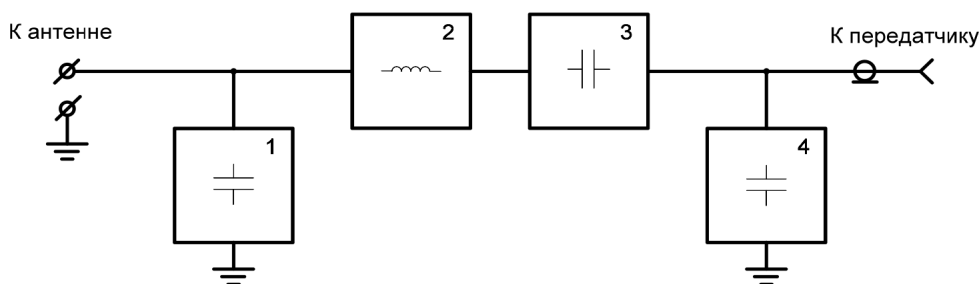


Рисунок 1. – Структура гибридного АНСУ

Алгоритм настройки такого гибридного АНСУ состоит из следующих этапов:

- определение параметров нагрузки для требуемого набора частот;
- поиск точек, в которых требуется использование первого трансформирующего элемента для согласования (при $R_A > 50 \text{ Ом}$);
- определение максимального значения емкости первого трансформирующего элемента (если он используется);
- пересчет параметров нагрузки с учетом выбранного номинала первого трансформирующего элемента (если он используется);
- определение максимального значения индуктивности второго трансформирующего элемента;
- определение всех состояний дополнительного трансформирующего элемента с учетом выбранного значения второго трансформирующего элемента;
- определение всех состояний компенсирующего элемента.

Алгоритм работы гибридного АНСУ можно описать следующим образом:

- установка требуемых значений первого и второго трансформирующих элементов;
- получение кода частоты и установка состояния дополнительного трансформирующего и компенсирующего элементов.

Такой подход к построению АНСУ позволяет существенно увеличить как скорость перестройки рабочей частоты радиостанции, так и время наработки на отказ, по сравнению с устройствами, использующими только электромеханические коммутаторы.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Pascale Minet, Cédric Adjih, Paul Muhlethaler, Philippe Jacquet. Routage Dynamique sur Liens HF. RR-6071. INRIA, 2006. – P. 41.
2. Бабков В. Ю., Муравьев Ю. К. Основы построения устройств согласования антенн. ВАС: 1980.
3. Жуков В. М., Шилов А. А. Устройства автоматики в системах радиосвязи. Тамбов, 2013.
4. Н. И. Листопад, Д. А. Ковалевич. Оптимизация параметров мобильных антенн ВЧ диапазона // Доклады БГУИР № 6 (116), Минск, 2018. С. 73–79.

KOVALEVICH D. A.

Open joint stock company «AGAT-SYSTEM»

Belarusian state university of informatics and radio electronics

ANTENNA MATCHING DEVICES FOR SHORT-WAVE FREQUENCY HOPPING COMMUNICATION SYSTEMS

Summary. *Requirements applied to antenna matching devices for short-wave frequency hopping communication systems are analyzed. Parameters of existing devices are studied; ways to achieve the required values of parameters are explored. The new way of creation of the hybrid matching device with use of PIN diodes which reduces switching time and increases time per fault is proposed.*

ВЫБОР ТИПОВЫХ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ В ЗАДАЧАХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Аннотация. Проектирование радиотехнических систем различного назначения требует создания широкополосных согласующих цепей, которые в некоторой полосе частот обладали бы наперед заданными амплитудно-частотными и фазочастотными характеристиками (АЧХ и ФЧХ). Часто именно элементы согласования определяют такие важные показатели как чувствительность и помехозащищенность, избирательность и широкополосность, а также электромагнитную совместимость [1].

В ряде задач современной радиотехники проблема широкополосного согласования с повышенной равномерностью АЧХ и линейностью ФЧХ относится к числу наиболее важных и в то же время недостаточно исследованных проблем. Отсюда и возникла задача расчета параметров согласующих цепей, частотные характеристики которых обеспечивали требуемые частотные характеристики. Такую цепь можно представить в виде реактивного четырехполюсника. Сложность состоит в том, что сопротивление источника и нагрузки могут быть комплексными, а согласование необходимо произвести в широкой полосе частот.

В статье рассмотрен синтез широкополосных согласующих цепей для нагрузок первого и второго типа. С помощью эквивалентов первого и второго типа можно представить входное сопротивление большинства комплексных нагрузок (антенн, входных сопротивлений транзисторов, преобразователей и др.) в рабочем диапазоне частот.

В современных системах автоматизированного проектирования (САПР) используется компьютерное моделирование, что поднимает процесс проектирования на качественно новый уровень. Большинство из них содержат модуль параметрической оптимизации, который позволяет при заданной структуре проектируемого устройства подобрать значения параметров составляющих ее элементов, при которых характеристики будут находиться в заданных разработчиком пределах. Но для этого необходимо задать структуру устройства, при которой возможно достижение требуемых характеристик, а выбор такой структуры далеко не всегда очевиден.

В качестве согласующих цепей рекомендуется использовать цепи, представленные в работах [3], [4]. Характерной особенностью ШСЦ, приведенных в работах [3], [4], является небольшой порядок (2–4 порядок) СЦ, что в свою очередь обеспечивает равномерность ГВЗ для нагрузок первого и второго типа. В то же время данные цепи для нагрузок второго типа, имеют неравномерную АЧХ в полосе согласования.

Для нагрузок второго типа рекомендуется использовать схемы высоких порядков, представленные в работе [2], которые имеют равномерные АЧХ и характеристику ГВЗ в полосе согласования. Также данные схемы обеспечивают заданную неравномерность АЧХ и для нагрузок первого типа. Однако необходимо иметь в виду, что данные схемы для выбранной нагрузки имеют выраженную неравномерность ГВЗ во всей полосе согласования.

Введение. Проектирование радиотехнических систем различного назначения требует создание широкополосных согласующих цепей, которые в некоторой полосе частот обладали бы наперед заданными амплитудно-частотными и фазочастотными характеристиками (АЧХ и ФЧХ). Часто именно элементы согласования определяют такие важные показатели как чувствительность и помехозащищенность, избирательность и широкополосность, а также электромагнитную совместимость [1].

В ряде задач современной радиотехники проблема широкополосного согласования с повышенной равномерностью АЧХ и линейностью ФЧХ относится к числу наиболее важных и в то же время недостаточно исследованных проблем. Отсюда и возникла задача расчета параметров согласующих цепей, частотные характеристики которых обеспечивали требуемые частотные характеристики. Такую цепь можно представить в виде реактивного четырехполюсника. Сложность состоит в том, что сопротивление источника и нагрузки могут быть комплексными, а согласование необходимо провести в широкой полосе частот.

Основная часть. Рассмотрим классический синтез широкополосных согласующих цепей (ШСЦ) для нагрузок двух типов. Если вещественную часть сопротивления или проводимости нагрузки можно считать постоянной в диапазоне частот, то в ка-

честве эквивалентов используются последовательные или параллельные контуры (рис. 1 а). Назовем их эквивалентами первого типа. К ним также относятся схемы, содержащие один реактивный элемент. На тех частотах, где активная часть входного сопротивления или проводимости нагрузки меняется с частотой, необходимо применять нагрузку из двух произвольно включенных реактивных элементов (рис. 1 б). Эти схемы назовем эквивалентами второго типа [2].

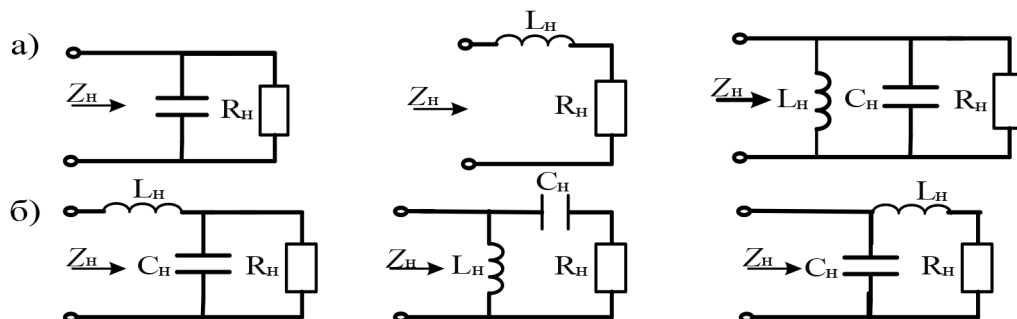


Рисунок 1. – Примеры цепи эквивалентов нагрузки первого (а) и второго типа (б)

С помощью эквивалентов первого и второго типа можно представить входное сопротивление большинства комплексных нагрузок (антенн, входных сопротивлений транзисторов, преобразователей и др.) в рабочем диапазоне частот.

В современных системах автоматизированного проектирования (САПР) используется компьютерное моделирование, что поднимает процесс проектирования на качественно новый уровень. Большинство из них содержат модуль параметрической оптимизации, который позволяет при заданной структуре проектируемого устройства подобрать значения параметров составляющих ее элементов, при которых характеристики будут находиться в заданных разработчиком пределах. Но для этого необходимо задать структуру устройства, при которой возможно достижение требуемых характеристик, а выбор такой структуры далеко не всегда очевиден.

Серьезный вклад в развитие параметрического синтеза внесли многочисленные публикации доктора технических наук Титова А. А [3–5]. В публикации [3] рекомендуется использование следующих типов ШСЦ второго-четвертого порядка, представленных на рис. 2.

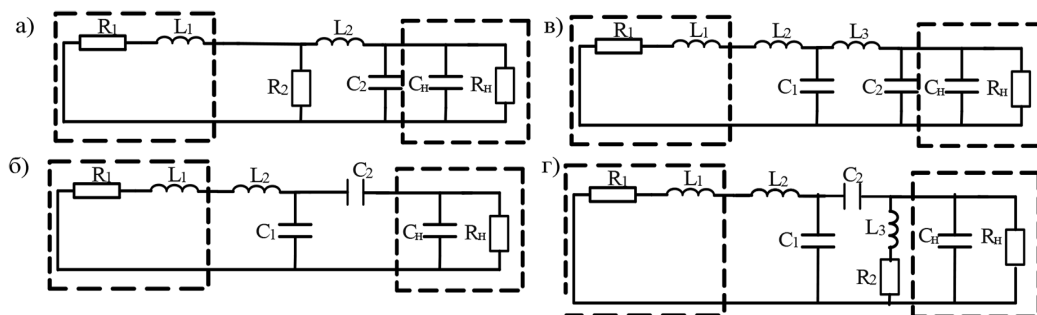


Рисунок 2. – Типовые структурные схемы широкополосных согласующих цепей

Практические исследования различных схемных решений согласующих цепей показали, что схема СЦ, представленная на рисунке 2 б, является одной из наиболее эффективных, с точки зрения достижимых характеристик, простоты настройки и конструктивной реализации [3].

Рассчитаем выбранную ШСЦ, с применением Чебышевского критерия на основе метода оптимизации Левенберга – Марквардта, в заданном диапазоне частот $\omega_H \dots \omega_B = 0.5 \dots 1$, активное сопротивление источника $R_H = 1$ с сопротивлением нагрузки первого типа, состоящим из параллельного соединения емкости $C_H = 1.5$ и сопротив-

ления $R_H = 1$. А также для выбранных диапазонов частот и активного сопротивления источника для нагрузки второго типа, состоящей из последовательного соединения сопротивления $R_H = 1$, $C_H = 1.5$ и параллельного соединения $L_H = 3$. На рис. 3 представлены амплитудно-частотная характеристика и характеристика группового времени запаздывания (ГВЗ) для соответствующих типов нагрузок.

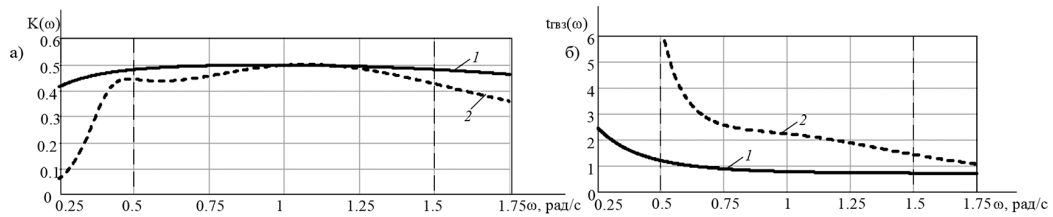


Рисунок 3. – АЧХ (а) и характеристика ГВЗ (б) для эквивалента нагрузок первого (1) и второго типа (2)

Из рисунка 3 следует, что ШСЦ с эквивалентом нагрузки первого типа обеспечивает равномерную АЧХ и характеристики ГВЗ в полосе согласования. При применении данной ШСЦ с нагрузкой второго типа наблюдается неравномерность АЧХ в полосе согласования и вне ее, что приводит к ухудшению равномерности ГВЗ.

Таким образом, для нагрузок второго типа рекомендуется использовать ШСЦ более высоких порядков, данные структурные схемы приведены в работе [2] и имеют вид представленный на рис. 4.

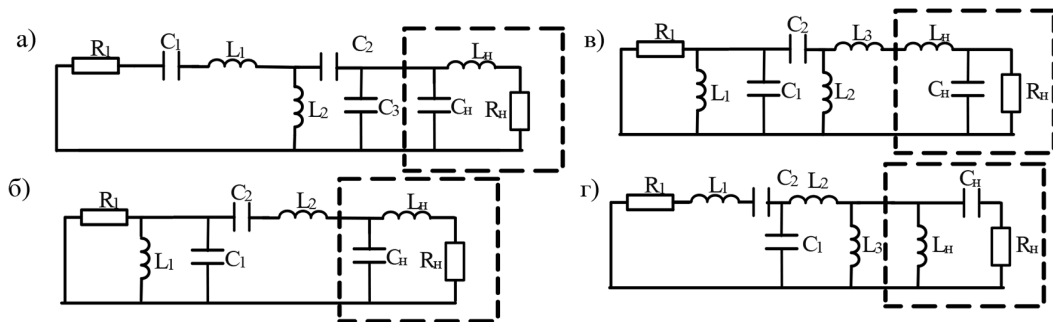


Рисунок 4. – Типовые структурные схемы широкополосных согласующих цепей

Рассчитаем ШСЦ (рис. 4 а) в заданном диапазоне частот $\omega_H \dots \omega_B = 0.5 \dots 1$, значения активного сопротивления источника и значения сопротивлением нагрузки второго типа являются такими же как и в предыдущем примере. На рис. 4 представлена АЧХ и характеристика ГВЗ для нагрузки второго типа с применением ШСЦ показанного на рис. 2 б и 4 а.

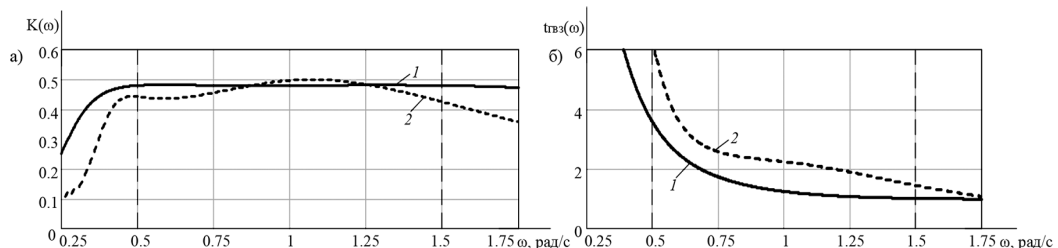
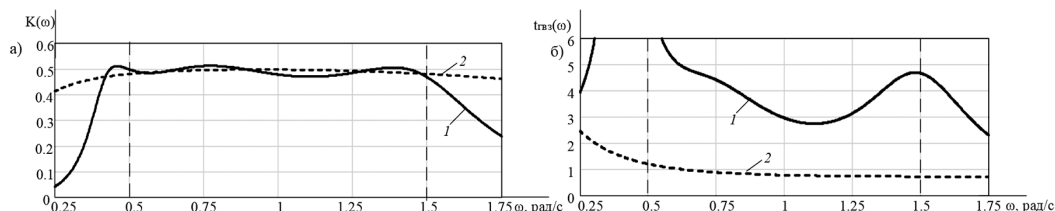


Рисунок 5. – АЧХ (а) и характеристика ГВЗ (б) для эквивалента нагрузки второго типа (2) с применением ШСЦ представленных на рис. 4 а (1) и 2 б (2)

Как видно из рисунка 5, ШСЦ представленные на рис. 4, обеспечивают равномерность АЧХ в полосе согласования во всем диапазоне частот. Также обладают значительно большей равномерностью ГВЗ в полосе согласования, а значит и меньшими вносимыми фазочастотными искажениями, в сравнении с цепями, представленными на рис. 3.

Также целесообразно рассмотреть применение представленной ШСЦ на рис. 4а для нагрузки первого типа с параметрами заданными в предыдущем примере. На рис. 6 представлены амплитудно-частотная характеристика и характеристика группового времени запаздывания для нагрузки первого типа с применением ШСЦ, показанных на рис. 2 б и 4 а.



**Рисунок 6. – АЧХ (а) и характеристика ГВЗ (б)
для эквивалента нагрузки первого типа (2) с применением ШСЦ
представленных на рис. 4 а (1) и 2 б (2)**

Из рис. 6 следует, что обе типовые схемы высоких и более низких порядков АЧХ в полосе согласования обеспечивают заданный уровень частотной характеристики. Но схемы более высоких порядков обеспечивают частную избирательность, однако имеют неравномерность ГВЗ.

Заключение. Таким образом, характерной особенностью ШСЦ, приведенных на рис. 2, является небольшой порядок (2–4 порядок) СЦ, что в свою очередь обеспечивает равномерность ГВЗ для нагрузок первого и второго типа. В то же время данные цепи для нагрузок второго типа, имеют неравномерную АЧХ в полосе согласования.

Для нагрузок второго типа рекомендуется использовать схемы высоких порядков, представленные на рисунке 4, которые имеют равномерные АЧХ и характеристику ГВЗ в полосе согласования. Также данные схемы обеспечивают заданную неравномерность АЧХ и для нагрузок первого типа. Однако необходимо иметь в виду, что данные схемы для выбранной нагрузки имеют выраженную неравномерность ГВЗ во всей полосе согласования.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Трифонов И. И., Расчет электронных цепей с заданными частотными характеристиками / И. И. Трифонов. – М. Радио и связь, 1988. – 304 с.: ил.
2. Алексеев О. В., Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: учеб. пособие для вузов / О. В. Алексеев, А. А. Головкин, А. Я. Дмитриев и др.; Под ред. О. В. Алексеева. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с., ил.
3. Титов А. А., Ильюшенко В. Н. Схемотехника сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности. – М.: Радиотехника, 2007. – 197 с.: ил.
4. Титов А. А., Параметрический синтез широкополосных усилительных ступеней с заданным наклоном АЧХ // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2002. – № 10. – С. 26–34.
5. Титов А. А., Расчет межкаскадной корректирующей цепи многооктавного транзисторного усилителя мощности // Радиотехника. – 1987. – № 1. – С. 29–31.

KONOPLITSKI A. S.

Educational establishment Military Academy of the Republic of Belarus, the city of Minsk

CHOICE OF TYPICAL BLOCK DIAGRAMS IN PROBLEMS OF PARAMETRICAL SYNTHESIS AGREEMENTING OF DEVICES

Summary. The design of radio systems for various purposes requires the creation of broadband matching circuits, which in a certain frequency band would have a predetermined amplitude-

frequency and phase-frequency characteristics (frequency response and frequency response). Often it is the elements of harmonization that determine such important indicators as sensitivity and noise immunity, selectivity and broadband, as well as electromagnetic compatibility [1].

In a number of problems of modern radio engineering the problem of broadband matching with increased uniformity of frequency response and linearity of frequency response is among the most important and at the same time insufficiently investigated problems. Hence the problem of calculating the parameters of matching circuits, the frequency characteristics of which provide the required frequency characteristics. Such a circuit can be represented as a reactive quadrupole. The difficulty lies in the fact that the source and load resistance can be complex, and the matching must be made in a wide frequency band.

The article deals with the synthesis of broadband matching circuits for loads of the first and second types. By means of equivalents of the first and second type it is possible to represent input resistance of the majority of complex loadings (antennas, input resistances of transistors, converters, etc.) in an operating frequency range.

Modern computer-aided design (CAD) systems use computer-aided modeling, which raises the design process to a new level. Most of them contain a parametric optimization module that allows you to select the values of the parameters of its constituent elements, in which the characteristics will be within the limits specified by the developer, for a given structure of the designed device. But for this it is necessary to set the structure of the device, in which it is possible to achieve the required characteristics, and the choice of such a structure is not always obvious.

It is recommended to use the chains presented in [3], [4] as matching chains. A characteristic feature of the SCS given in [3], [4] is a small order (2–4 order) SC, which in turn provides uniformity of the DHS for loads of the first and second type. At the same time, these circuits, for loads of the second type, have an uneven frequency response in the matching band.

For loads of the second type, it is recommended to use high-order schemes presented in [2], which have uniform frequency response and characteristics of the DHS in the matching band. Also, these schemes provide a given uneven frequency response and for loads of the first type. However, it should be borne in mind that these schemes for the selected load have a pronounced unevenness of the DHW in the entire negotiation band.

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ЛИНИЙ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ В ОРТОГОНАЛЬНЫХ СЕТЯХ

Аннотация. Рассматривается задача оценки помехозащищенности линий радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) в ортогональных сетях при условии воздействия ответных помех. В статье представлен результат расчетов зависимости средней вероятности ошибочно принятого символа от количества сигналов от однопольных средств радиосвязи с ППРЧ.

Как правило, задача оценки помехозащищенности линий радиосвязи (ЛР) с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) в условии воздействия ответных помех (ОП) рассматривается на примере типовой одноканальной однонаправленной радиолонии, которая состоит из одного передатчика, канала связи и одного приемника сообщений [1]. ОП (прицельные по частоте и прицельные по времени), с точки зрения энергетических возможностей, являются одними из эффективных для подавления ЛР с ППРЧ [1]. Для решения задачи радиоэлектронного подавления (РЭП) средств радиосвязи (СРС) с ППРЧ в условии неизменности пеленга, применяется пространственная селекция сигналов по направлению прихода [2, с. 164].

Использование ортогональных сетей (ОС) значительно затрудняет селекцию сигналов по направлению прихода [3], которую обеспечивает аппаратура радиотехнической разведки (РТР), входящая в состав станции ответных помех (СОП). Под ОС понимаются сети УКВ радиостанций с ППРЧ, наборы частот которых совпадают, но рабочие частоты сетей в любой момент времени не пересекаются. Под набором частот сети понимается определенное множество номиналов частот для режима ППРЧ. Указанный набор включает m_f – номиналов частот. Использование N – ОС позволяет создать N – типовых одноканальных однонаправленных [4] радиолоний с ППРЧ, причем $m_f \geq N$. Исходя из вышесказанного, представляется актуальной задача оценки помехозащищенности ЛР с ППРЧ в ОС, в условии воздействия ОП. Помехозащищенность ЛР с ППРЧ в ОС оценивается средней вероятностью ошибочного приема символа P_s (для краткости, средней вероятностью ошибки – СВО) [5]. В работе [3, ф-ла (4)] на основании оценки СВО получено выражение для расчета предельного отношения сигнал/шум $\rho_{i(\theta)}$ в i -ом частотном канале с полосой пропускания B , при использовании селекции сигналов по направлению прихода и следующих допущениях:

- используется двухканальный фазовый угловой измеритель в составе аппаратуры РТР;
- выполнено согласование полосы пропускания каналов углового измерителя с полосой пропускания (B) частотных каналов СРС;
- используется режим ППРЧ, для которого величина интервала постоянна $T_d = \text{const}$ и одинакова для всех СРС;
- взаимное расположение на местности передатчика и приемника СРС с ППРЧ и СОП, а также время срабатывания T_{pr} позволяют организовать ОП;
- используется равномерное распределение N СРС с ППРЧ по сектору Ω , радиан.

Исходя из вышесказанного, выражение для оценки $\rho_{i(\theta)}$ имеет вид [3]:

$$\rho_{i(\theta)} \geq \left(\frac{J}{N} - \frac{2\varepsilon}{\Omega} \right)^{-2} \left(\frac{3c}{\Omega \pi f_{\min} d} \right)^2 B^{-1} \left[T_d - \frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{P_j(F_j - F_{nj})} - \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c} \right]^{-1} \quad (1)$$

где J – количество сигналов-помех за среднее время одного скачка, $J \geq 2\varepsilon N/\Omega$;

N – количество однопольных одноканальных передатчиков СРС с ППРЧ, которые излучают сигнал практически одновременно (высокая интенсивность радиообмена), $N \geq 2$;

ε – половина углового размера сектора РЭП;
 Ω – угловой размер сектора, в котором равномерно распределены N СРС с ППРЧ;
 c – скорость электромагнитной волны;
 $f_{\min}$ – минимальная частота в частотно временной матрице сигнала СРС с ППРЧ (в наборе частот);
 d – расстояние между двумя антеннами углового фазового измерителя;
 B – полоса пропускания частотного канала СРС с ППРЧ;
 T_d – интервал «активного» времени, в течение которого частотный элемент (ЧЭ) имеет полную амплитуду, и в канале передаются символы;
 P_{s0} – предельное значение СВО, при котором обеспечивается РЭП СРС с ППРЧ (граница подавления);
 F_{nj} – условная вероятность ошибки на символ при отсутствии помехи РЭП;
 P_j – вероятность события, что символ будет перехвачен и подавлен;
 F_j – условная вероятность ошибки на символ при воздействии помехи РЭП;
 d_2, d_3, d_1 – расстояния, которые характеризуют взаимное положение между приемником и передатчиком СРС с ППРЧ (ЛР) и СОП.

Согласно модели антагонистического конфликта радиоэлектронных систем [3], N СРС с ППРЧ излучают сигналы (ЧЭ), мощность которых достаточна для селекции по направлению прихода. Для ответа с высокой вероятностью на все сигналы (ЧЭ), прибывающие из сектора РЭП, занимающего 2ε радиан, СОП за среднее значение T_d , необходимо излучать J сигналов-помех [3], $J \geq \min \{2(\varepsilon+3\sigma)N/\Omega, N_j\}$. Соотношение J/N в выражении (1) аналогично рассмотренному в работе [6, с. 177] показателю $P_{(\text{ц})\text{вкл}_f}$. Указанный показатель определяет вероятность включения станции помех для подавления каждого одноканального СРС с помощью воздействия прицельных по частоте помех при централизованном способе управления (ЦСУ) средствами РЭП:

$$P_{(\text{ц})\text{вкл}_f} = \begin{cases} N_{J(f)}/N_B, & \text{при } N_{J(f)} \leq N_B \\ 1, & \text{при } N_{J(f)} \geq N_B \end{cases},$$

где $N_{J(f)}$ – число передатчиков прицельных помех по частоте, имеющих в данном районе и работающих в диапазоне рабочих частот СРС, подлежащих подавлению; N_B – число одновременно работающих в диапазоне станций помех частотных каналов или число одноканальных СРС.

При децентрализованном способе управления (ДцСУ) средствами РЭП вероятность включения станции помех для подавления каждого одноканального СРС с помощью воздействия прицельных по частоте помех имеет следующий вид [6, с. 179]:

$$P_{(\text{д})\text{вкл}_f} = 1 - \left(1 - \frac{1}{N_B}\right)^{N_{J(f)}}. \text{ Пусть в состав СОП входит один передатчик ОП } N_j = 1,$$

который излучает один сигнал помехи (одноканальный передатчик) $J = 1$ в течении T_d . В качестве допущения принято, что когда $N_j > 1$, диаграммы направленности антенных устройств передатчиков ОП практически совпадают. В выражении (1) выполнены замены: P_s вместо P_{s0} , N_j вместо J . Когда $N_j \geq 2\varepsilon N/\Omega$, в результате преобразования (1) получено выражение для оценки СВО при ЦСУ средствами РЭП:

$$P_s \leq F_{nj} + P_j(F_j - F_{nj}) \left[1 - \left(\frac{N_j}{N} - \frac{2\varepsilon}{\Omega} \right)^{-2} \left(\frac{3c}{\Omega \pi f_{\min} d} \right)^2 \left(\rho_{i(\theta)} B T_d \right)^{-1} - \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c T_d} \right], \quad (2)$$

$$\text{где } 1 - \left(\frac{N_j}{N} - \frac{2\varepsilon}{\Omega} \right)^{-2} \left(\frac{3c}{\Omega \pi f_{\min} d} \right)^2 \left(\rho_{i(\theta)} B T_d \right)^{-1} \geq \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c T_d}.$$

При ДцСУ каждое средство радиопротиводействия используется самостоятельно, независимо от порядка и результатов применения других аналогичных средств.

Откуда, вместо N_j/N в (2) подставлено выражение [7]: $1 - \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{N_j}$.

$$P_s \leq F_{nj} +$$

При выполнении условия $1 - \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{N_j} \geq \frac{2\varepsilon}{\Omega}$:

$$+ P_j(F_j - F_{nj}) \left[1 - \left(\left(1 - \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{N_j}\right) - \frac{2\varepsilon}{\Omega} \right)^2 \left(\frac{3c}{\Omega \pi f_{\min} d} \right)^2 (\rho_{i(\theta)} B T_d)^{-1} - \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c T_d} \right], \quad (3)$$

где $1 - \left(\left(1 - \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{N_j}\right) - \frac{2\varepsilon}{\Omega} \right)^2 \left(\frac{3c}{\Omega \pi f_{\min} d} \right)^2 (\rho_{i(\theta)} B T_d)^{-1} \geq \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c T_d}$.

На рисунке 1 приведены результаты расчетов по выражениям (2) и (3) для значений: $F_{nj} = 0,01$; $P_j = 0,89$; $F_j = 0,29$; $N_j = 2$; $\varepsilon = \pi/9$ рад; $\Omega = 8\pi/9$ рад; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $f_{\min} = 47,5$ МГц; $d = 1,5$ м; $\rho_{i(\theta)} = 16$ дБ ($\rho_{i(\theta)} = 40$); $B = 25$ кГц; $d_2 + d_3 - d_1 = 30$ км.

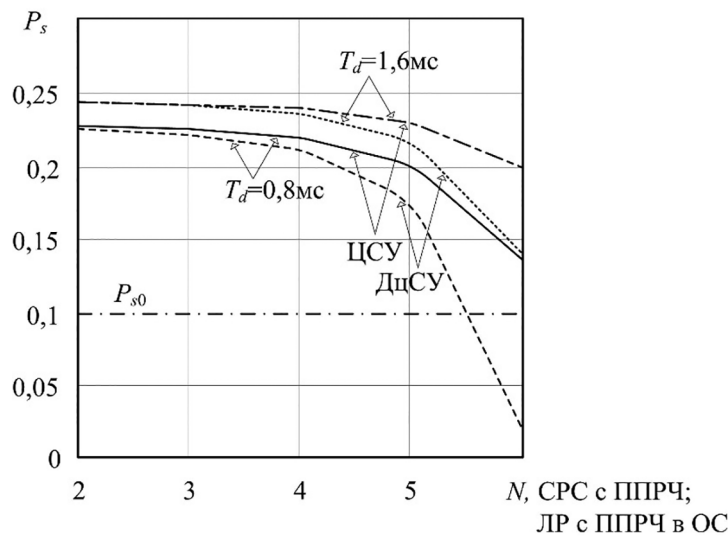


Рисунок 1. – Зависимости P_s от N в условиях воздействия ОП (ЦСУ и ДцСУ)

На рисунке 1 показано, что с увеличением количества СРС (ЛР) с ППРЧ в ОС, при условии воздействия ОП, значение СВО P_s уменьшается и может преодолеть границу подавления (в работе [3], $P_{s0} = 0,1$). В случае ДцСУ, когда $N > 5$ $P_s < P_{s0} = 0,1$ РЭП с помощью ОП становится неэффективным.

Из полученных результатов следует, что увеличение количества ЛР с ППРЧ в ОС приводит к увеличению помехозащищенности каждой ЛР в отдельности, в условии воздействия ОП.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Борисов, В. И. Зинчук, В. М. Лимарев, А. Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / Под ред. В. И. Борисова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: РадиоСофт, 2008. – 512 с.
2. Кирсанов, Э. А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы / Э. А. Кирсанов, А. А. Сирота. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 344 с.
3. Torrieri, D. J. Fundamental Limitations on Repeater Jamming of Frequency-Hopping Communications / D. J. Torrieri // IEEE J. on Selected Areas in Communications. – 1989. – Vol. 7, № 4 (May) – p. 569–575.
4. Клименко, Н. Н. Радиостанции УКВ-диапазона: состояние, перспективы развития, особенности применения режима скачкообразного изменения частоты // Зарубежная радиоэлектроника. – 1990. – № 7. – С. 3–20.
5. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения. – М.: Изд-во стандартов, 1987. – 57 с.

6. Цветков, А. Г. Принципы количественной оценки эффективности радиоэлектронных средств / А. Г. Цветков. – М.: Сов. Радио, 1971. – 200 с.
7. Унковский, В. А. Теория вероятностей / В. А. Унковский. – М.: Военно-мор. изд-во, 1953. – 320 с.

KREIDIK E. L.

«AGAT-SYSTEM» Open Joint-Stock Company

TO THE QUESTION OF ESTIMATING THE NOISE IMMUNITY OF RADIO SYSTEMS AT APPLYING ORTHOGONAL FREQUENCY-HOPPING

Summary. *The task of estimating the noise immunity of radio systems at applying orthogonal frequency-hopping, under the influence a repeater jammer is considered. The article presents the result of calculations of the dependence of the average probability of a symbol error in a channel on the number of signals from similar radio systems.*

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ РАДИОПОМЕХ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И МИКРОСХЕМЫ

Аннотация. Проведено моделирование воздействия высокочастотных помех на параметры цифровых микросхем. Использована модель с разбиением элементов микросхемы на составные части: ядро, корпус, сигнальные цепи и цепи питания. Результаты расчетов совпадают с данными экспериментов. Полученные результаты дают основание использовать модели данных элементов при оценке восприимчивости к воздействию радиопомех более сложных микросхем.

При воздействии современных средств радиоэлектронной борьбы плотность потока мощности воздействующих на радиоаппаратуру электромагнитных помех (ЭМП) может достигать 10^5 Вт/м² и выше. Применение традиционных методов экранирования и фильтрации позволяет значительно снизить уровни ЭМП, но на сигнальных проводах, шинах питания и заземления уровни наводок могут достигать сотен милливольт и даже нескольких ватт, чего достаточно для наступления обратимых сбоев. Анализ работы цифровых и аналоговых микросхем показал, что для нарушения их работоспособности достаточно мощности ЭМП единиц-десятков милливольт, а в особо чувствительных аналоговых схемах – сотни микроватт. В связи с этим при проектировании радиоаппаратуры вопрос восприимчивости полупроводниковых приборов (ПП) и интегральных микросхем (ИМС) к воздействию ВЧ и СВЧ ЭМП необходимо учитывать уже на стадии выбора элементной базы. Стоимость же решения вопросов обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) значительно возрастает на более поздних этапах проектирования. На стадии испытаний готового изделия нужно вкладывать большие средства в разработку экранов, фильтров и т. д.

Тема исследования восприимчивости ПП и ИМС к воздействию ЭМП не нова. Работы по этой тематике были начаты в рамках министерства обороны США и СССР в 80-х годах прошлого столетия [1] и были одно время закрытыми. В настоящее время активные исследования в этой области ведутся российскими и зарубежными учеными, проводятся научные симпозиумы, методики проведения испытаний на восприимчивость ПП и ИМС к воздействию ЭМП стандартизированы.

Проведенные на первом этапе исследования показали, что при оценке восприимчивости отдельных ПП и логических элементов (ЛЭ) целесообразно применять метод прямого введения мощности ВЧ и СВЧ помехи в цепь исследуемого элемента [2]. Результаты эксперимента позволяют учесть все особенности влияния ЭМП на ПП и ИМС и отразить это в расчетных моделях. Ранее были разработаны модели влияния радиопомех на простейшие элементы: диоды, ЛЭ. При оценке же восприимчивости блоков и устройств целесообразно проводить испытания с использованием ТЕМ-камеры. При этом перед экспериментом проводится предварительное расчетное моделирование влияния ЭМП на элементы и устройства. Это позволяет значительно сократить затраты времени и средств. Используя для построения моделей библиотеку простых моделей, можно прибегать к проведению эксперимента только на стадии испытаний законченного блока или устройства.

Моделирование более сложных устройств и ИМС сопряжено с рядом трудностей. Первая – секретность информации. В [3] описаны результаты моделирования ИМС и отмечается, что для этого потребовались определённые данные от разработчиков. Получение такой информации не всегда возможно. Уменьшение затрат за счёт схемотехнического моделирования всё же требует поиска оптимального подхода к этому вопросу. Вторая трудность – значительная сложность вычислений при подробном описании.

Существует целый ряд программ схемотехнического моделирования, и практически все они созданы на основе программы *SPICE*, предназначенной для описания электрических цепей, расчета во временной и частотной областях и для анализа переходных процессов. Главная трудность подробного схемотехнического моделирования микросхем – отсутствие в свободном доступе принципиальных электрических схем, тем более с физическими параметрами пассивных и активных элементов. Мо-

делирование сложных интегральных схем связано с обработкой больших объёмов данных и значительными затратами машинного времени, что вызвано огромным количеством элементов схемы.

IBIS-модели описывают в табличном виде входные и выходные вольт-амперные характеристики ИМС, время нарастания и спада выходных сигналов, входное и выходное сопротивление микросхемы с учетом влияния параметров корпуса, паразитных емкостей и индуктивностей. *IBIS* модели не описывают ее внутреннее устройство и логику работы. За счет простоты моделей обеспечиваются в десятки раз меньшие затраты машинного времени при анализе переходных процессов по сравнению со *SPICE* моделями.

ICEM – это модель излучения микросхемы. Предназначена для моделирования излучения ЭМП на уровне печатных плат. Также может использоваться для моделирования кристалла интегральной схемы или её функционального блока.

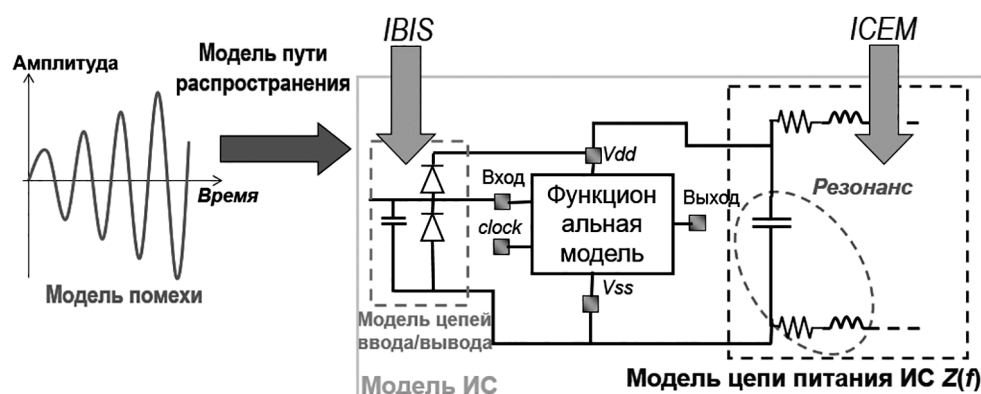


Рисунок 1. – Структура модели, используемой для моделирования восприимчивости ИМС к воздействию ВЧ помех

Анализ известных подходов к моделированию показывает, что при расчёте удобнее разбивать модель на составные части: ядро, корпус, цепи питания и входные/выходные цепи. На основе упомянутых моделей была создана модель для расчетной оценки восприимчивости ИМС к ЭМП. На рисунке 1 представлена общая структура предлагаемой модели. Имеет смысл использовать фрагменты моделей электромагнитного излучения (*ICEM*) той же микросхемы. В основе этого довода лежит принцип взаимности, который применительно к интегральным схемам заключается в том, что наибольшая восприимчивость микросхем к воздействию ЭМП наблюдается на частотах с максимальными уровнями паразитных излучений [4]. Для описания входных/выходных цепей используются *IBIS* модели. Для контроля сбоев необходима функциональная модель, а также некоторый критерий сбоя, который зависит от конкретного приложения. Таким образом, нет необходимости в подробных данных о внутренней структуре микросхемы, что позволяет рассматривать её как чёрный ящик.

По описанной выше методике проведен расчет восприимчивости микросхемы КР-1533ЛА3 к воздействию ЭМП. Выделена модель входных/выходных цепей, построенная на основе *IBIS* модели, модель цепи питания, построенная по описанным в стандартах методикам, функциональная модель, которая представляет собой таблицу истинности и модель испытательной установки, которая построена согласно условиям эксперимента. Расчет проводился по критерию «достоверного сбоя» [2]. Наиболее вероятным является воздействие ВЧ помехи по тем цепям ЛЭ, которые подключены непосредственно к выводам ИМС и к проводникам и шинам печатной платы. В данном случае помеха подавалась на вход ЛЭ КР1533ЛА3. Результаты расчётов и экспериментальных исследований приведены на рисунке 2. Изображены среднестатистические значения порога восприимчивости (средняя кривая), а также их максимальные и минимальные значения. Полученные расчётные данные имеют хорошее качественное совпадение с результатами эксперимента. Некоторые расхождения имеют место из-за неточностей моделирования элементов экспериментальной установки, в частности паразитных параметров измерительной камеры.

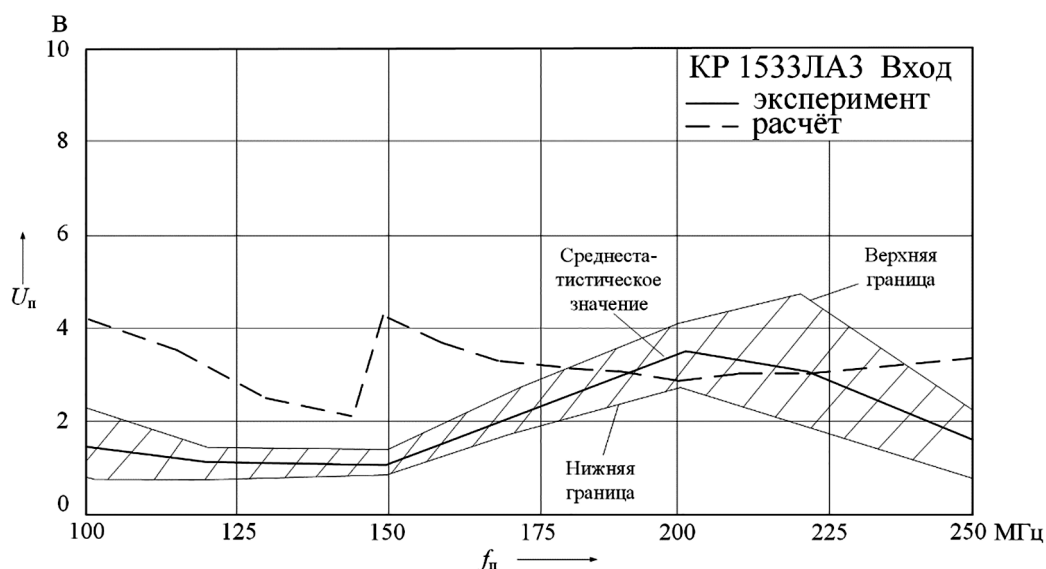


Рисунок 2. – Результаты моделирования и измерений порога восприимчивости ИМС КР1533ЛАЗ по критерию «достоверного сбоя»

При проведении расчётов было замечено, что подтверждаются общие тенденции, выявленные при различных исследованиях: устойчивость к помехам увеличивается с ростом частоты ЭМП, поведение кривой сложное. В целом расчётные данные для ИМС КР1533ЛАЗ хорошо согласуются с данными проведённых ранее экспериментов. Прежде чем рекомендовать данную методику оценки восприимчивости для разработчиков, важно в ходе дальнейших исследований уточнить модели ИМС других серий с целью получения результатов расчетов, близких к данным экспериментов. Также необходимо опробовать методику на более сложных микросхемах, таких как ПЛИС, микроконтроллеры и др.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Бригидин, А. М. Влияние электромагнитных помех на работоспособность полупроводниковых приборов и интегральных схем (обзор) / А. М. Бригидин, Н. А. Титович и др. // Электронная техника. Сер. 8. Управление качеством, стандартизация метрология, испытания. Сер. 6. Материалы. Вып.1 (148), 1992. – С. 3–13.
2. Титович Н. А., Ползунов В. В. Исследование восприимчивости полупроводниковых приборов к воздействию электромагнитных помех // Журнал «Доклады БГУИР», 2015, № 1, с. 114–118.
3. Титович, Н. А. Моделирование воздействия радиопомех на логические элементы / Н. А. Титович // 6-й международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: материалы симпозиума. – Санкт-Петербург, 2005. – С. 220–223.
4. Титович Н. А., Теслюк В. Н. Совместное решение задач обеспечения электромагнитной совместимости и защиты информации // XI Белорусско-российская научно-техническая конференция «Технические средства защиты информации», 5–6 июня 2013 г., Минск. Минск: БГУИР, 2013, с. 78.

TITOVICH N. A., TESLUK V. N., TARASENKO V. A.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

SIMULATION OF THE EFFECTS OF RADIO INTERFERENCE ON SEMICONDUCTOR DEVICES AND MICROCIRCUITS

Summary. The simulation of the effect of high-frequency noise on the parameters of digital circuits. A model was used with a breakdown of the elements of the microcircuit into its component parts: the core, the housing, the signal circuits, and the power supply circuit. The calculation results coincide with the experimental data. The received results provide the basis to use model of the given elements for an estimation of a susceptibility of more complex microcircuits to influence of a radio-interference.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ PLM-СИСТЕМЫ WINDCHILL ПРИ РАЗРАБОТКЕ СРЕДСТВ СВЯЗИ В ОАО «АГАТ-СИСТЕМ»

Аннотация. В ОАО «АГАТ-СИСТЕМ» была внедрена и адаптирована под условия организации PLM-система Windchill. Результатом внедрения стало создание трех комплексов методических и программных средств.

Внедренная PLM-система Windchill в ОАО «АГАТ-СИСТЕМ» показала высокую эффективность на основе анализа деятельности конструкторского отдела, а также необходимость дальнейшего развития информационных технологий в организации.

В период с 2011 по 2013 года, в ОАО «АГАТ-СИСТЕМ» на базе PLM-системы Windchill был разработан и внедрен комплекс методических и программных средств, необходимых для организации электронного архива данных, создания и поддержания бизнес-процессов разработки новой продукции, ведения состава изделия и генерации отчетов, необходимых при производстве новой продукции. Данная работа выполнялась в рамках задания 03.02 «Разработать и внедрить интегрированную систему и информационную технологию поддержки процессов разработки средств радиосвязи и управления специального назначения для условий предприятия ОАО «АГАТ-СИСТЕМ – управляющая компания холдинга «Системы связи и управления» в рамках государственной научно-технической программы «Электронное управление ресурсами предприятия» на 2011–2015 годы (ГНТП «CALS-ERP-технологии»).

Главным исполнителем и потребителем научно-технической продукции, которая была создана в результате выполнения данного задания, является ОАО «АГАТ-СИСТЕМ».

Переход к организации проектной деятельности на основе электронного документооборота является для предприятия трудным, требующим глубоких знаний компьютерных методов и технологий, которыми специалисты предприятия не располагали в должном объеме. Кроме того, необходимо было учитывать, что освоение новых методов работы специалистами подразделений ведется на фоне их текущей производственной деятельности. В то же время при создании базовых компонентов информационной технологии поддержки процессов планирования, контроля и электронного документооборота при создании средств радиосвязи и управления специального назначения должны быть учтены традиции, а также знания и практический опыт, накопленный специалистами ОАО «АГАТ-СИСТЕМ». Поэтому условием успешной реализации проекта являлось совместное решение поставленных задач специалистами ОАО «АГАТ-СИСТЕМ», ОИПИ НАН Беларуси, СП ЗАО «Международный деловой альянс».

Результатом выполнения задания в рамках ГНТП «CALS-ERP-технологии» стало создание трех комплексов методических и программных средств (далее – КМИПС).

КМИПС для проектирования механической части средств радиосвязи и управления на основе электронного документооборота дает следующие возможности:

- централизованное хранение конструкторской документации с разграничением прав WEB доступа (в зависимости от типа документа, стадии жизненного цикла, роли пользователя и др.);
- хранения файлов любых приложений для совместной работы над изделием;
- ведение библиотек ПКИ и материалов;
- визуализация 2D и 3D документов без установки ПО, в котором они были разработаны;
- эффективный поиск информации;
- ведение состава изделия и генерация отчетов, в т. ч. спецификации по ЕСКД;
- согласование документов в электронном виде с применением электронной цифровой подписи;
- электронные извещения об изменении и отслеживание истории документов.

КМИПС для управления процессами разработки спецрадиосредств на основе электронного документооборота дает следующие возможности:

- разработка плана и контроль исполнения работ в режиме реального времени;
- организация взаимодействия участников независимо от их местонахождения:
- а) распределение заданий;
- б) отслеживание сроков завершения промежуточных этапов с напоминанием об их приближении;
- в) переназначение исполнителей задачам и работам для оперативного маневра ресурсами при «расшивке узких мест».

КМИПС для администратора бизнес-процессов разработки спецрадиосредств на основе электронного документооборота дает следующие возможности:

- администрирование шаблонов маршрутов;
- очистка промежуточных версий документов;
- администрирование пользователей;
- управление административными политиками доступа к объектам.

Основные технико-экономические показатели внедренной системы:

- сокращение ошибок проектирования на 51 %;
- сокращение времени доступа к информации на 68 %;
- сокращение числа физических прототипов на 63 %;
- сокращение необоснованного номенклатурного разнообразия деталей на 48 %;
- сокращение затрат на документооборот за счет автоматизации бизнес-процессов согласования и утверждения на 86 %;
- сокращение потерь рабочего времени за счет автоматизации процессов управления документооборотом предприятия на 67 %.

В соответствии с анализом деятельности конструкторского отдела, из года в год наблюдается:

- постоянное сокращение бумажной конструкторской документации (КД) (см. рис. 1);
- увеличение объема выпуска КД (см. рис. 1);
- рост производительности специалистов (см. рис. 2);
- уменьшение условной стоимости выпуска единицы КД (см. рис. 3).

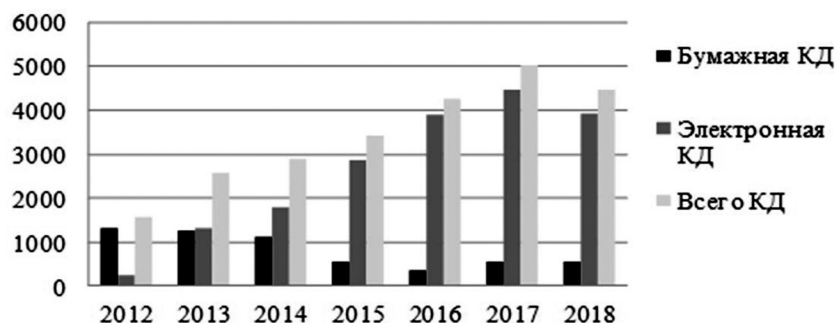


Рисунок 1. – Выпуск КД по годам

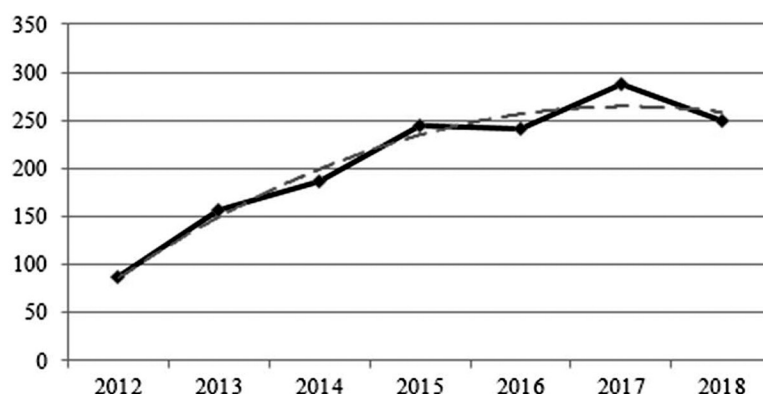


Рисунок 2. – Средняя производительность специалиста (ед. КД в год)

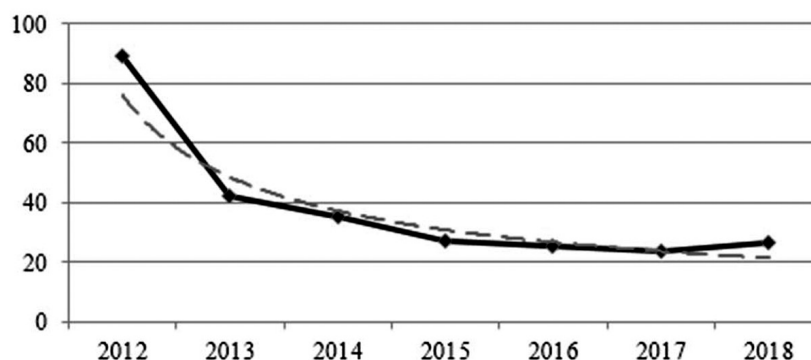


Рисунок 3. – Условная стоимость выпуска 1 единицы КД

Стоит отметить высокую эффективность внедрения PLM-системы Windchill в ОАО «АГАТ-СИСТЕМ», так как средняя производительность специалиста конструкторского отдела в период с 2012 по 2018 годы выросла в 2,9 раза, а относительная стоимость выпуска единицы конструкторской документации упала в 3,4 раза.

Не смотря на это, любая технология, в том числе информационная, имеет свой ресурс по увеличению каких-либо показателей и увеличению производительности в целом. Линия тренда на рисунках 2 и 3 показывает постоянное снижение темпов роста производительности и уменьшения стоимости выпуска документации. А в 2018 году и вовсе ухудшение данных показателей. Это говорит о том, что ресурс PLM-системы исчерпан и необходим следующий этап совершенствования информационных технологий в ОАО «АГАТ-СИСТЕМ».

Из всего выше изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Информатизация всех сфер деятельности любого предприятия имеет важное значение для увеличения производительности персонала и снижения стоимости разработки инновационной продукции.
2. Подход к информатизации должен быть комплексный и в то же время поэтапный, так как внедрение новых бизнес-процессов разработки инновационной продукции слишком долгое и дорогостоящее.
3. Эффективность информационных технологий имеет свой ресурс в повышении производительности персонала и требуют постоянных совершенствований.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Информационные технологии поддержки жизненного цикла изделий машиностроения: проблемы и решения / Губич Л. В. [и др.] – Минск: Беларус. навука, 2010. – 286 с.
2. Инженерно-консалтинговая компания Ирисофт. Windchill [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.irisoft.ru/products/windchill/>. – Дата доступа: 10.12.2018.

CHISTY V. A.
Open Joint Stock Company «AGAT-SYSTEM»

THE EFFECTIVENESS OF THE PLM-SYSTEM WINDCHILL IN THE DEVELOPMENT OF COMMUNICATIONS IN OJSC «AGAT-SYSTEM»

Summary. In OJSC «AGAT-SYSTEM», the Windchill PLM-system was introduced and adapted to the conditions of the organization. The result of the implementation was the creation of three sets of methodological and software tools.

The Windchill implemented PLM-system in OJSC «AGAT-SYSTEM» showed high efficiency based on the analysis of the activities of the design department, as well as the need for further development of information technologies in the organization.

МОДУЛЬНЫЙ УЗЕЛ СВЯЗИ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ

Аннотация. В статье рассмотрены основные тенденции развития системы связи тактического звена управления. Предложены пути реализации. В качестве примера узла связи пункта управления рассмотрен предлагаемый ОАО «АГАТ-СИСТЕМ» «Модульный узел связи».

В современном бою уровень информационной осведомленности является одним из основных факторов достижения превосходства над противником. Поэтому в настоящее время наблюдается интенсивное развитие систем управления войсками и вооружением с учетом последних достижений телекоммуникационных технологий. Активно создаются автоматизированные системы управления, работающие в режиме реального времени. Оснащение войск современными автоматизированными системами управления войсками и вооружениями предъявляет свои требования к информационному обмену и оказывает непосредственное влияние на развитие системы связи тактического звена управления.

Основными тенденциями развития системы связи в тактическом звене являются: расширение возможностей системы связи по передаче информации, а также предоставление новых видов услуг связи, особенно по передаче мультимедийной информации в реальном масштабе времени;

активное использование для построения транспортной сети широкополосных средств радиосвязи, средств радиорелейной и спутниковой связи;

использование в радиосредствах новых способов цифровой обработки сигналов и методов помехозащиты, а также освоение новых участков диапазонов частот;

переход от аппаратного способа шифрования каналов связи к программному способу криптографической защиты.

стандартизация и унификация средств и комплексов связи, применяемых для построения системы связи, и их программного обеспечения;

повышение автономности и устойчивости.

Реализовать эти направления в настоящее время предлагается путем создания системы связи с открытой архитектурой и построенной по принципу модульности, обеспечивающей интеграцию всех участников боя в едином информационном пространстве.

Основу этой системы связи должны составлять:

узлы связи пунктов управления, построенные по модульному принципу и обеспечивающие органы управления информацией путем предоставления широкого спектра услуг связи;

полевая цифровая транспортная сеть связи, построенная на разнородных средствах связи и обеспечивающая гарантированную передачу необходимых объемов информации между пунктами управления, а также использование ресурса единой сети электросвязи государства.

В качестве узла связи пункта управления может использоваться предлагаемый ОАО «АГАТ-СИСТЕМ» «Модульный узел связи», предназначенный для оперативного развертывания цифровой сети проводной связи с организацией линий прямой телефонной связи, автоматической коммутацией абонентов, выходом в телефонную сеть общего пользования, а также передачей данных между автоматизированными рабочими местами должностных лиц. Модульный принцип построения предусматривает быстрое изменение его состава и установку дополнительных средств связи (например, аппаратуры шифрования, IP маршрутизатора, дополнительных IP коммутаторов или мини IP АТС, абонентских устройств), что позволяет гибко конфигурировать его под выполнение предстоящей задачи по обеспечению обмена информацией между потребителями.

Открытая архитектура позволяет подключать к нему средства радио-, радиорелейной, спутниковой связи и широкополосной радиосвязи, а также высокую мас-

штабируемость. При этом необходимо отметить, его полную совместимость с командно-штабной машиной Р-185. Это обеспечивает интеграцию командно-штабной машины в сеть связи и предоставляет пользователям возможность дистанционного управления ее радиосредствами для работы по радио в сетях подвижной связи.

Данный узел связи позволяет обеспечить взаимодействие базовых станций сетей беспроводного широкополосного доступа и транкинговой связи.

Повышение надежности передачи информации может достигаться за счет применения линий спутниковой, радиорелейной, волоконно-оптической связи и радиосвязи.

Особое внимание уделено обеспечению автономности работы модульного узла связи. Предусмотрена возможность электроснабжения оборудования модульного узла связи и абонентских устройств от широкого спектра источников электропитания, как внешних, так и внутренних.

Исполнение оборудования, используемого в составе модульного узла связи, позволяет эксплуатировать его в жестких климатических условиях.

Размещение модулей узла связи в рэковых кейсах обеспечивает его высокую мобильность, разведзащищенность и живучесть.

Таким образом, применение модульного узла связи позволит значительно повысить качество информационного обмена при управлении войсками и вооружением, эффективность функционирования и улучшить эксплуатационные характеристики системы связи тактического звена управления, обеспечит взаимодействие с цифровыми сетями единой сети электросвязи государства с использованием совместимых интерфейсов и протоколов.

SHABLUK V. M.

Open Joint Stock Company «AGAT-SYSTEM»

MODULAR COMMUNICATION CENTER IN A TACTICAL MANAGEMENT COMMUNICATIONS SYSTEM

***Summary.** The article describes the main trends in the development of communication systems tactical management. Suggested ways to implement.*

As an example of a communication center of a command post, the «Modular communications center» proposed by AGAT-SYSTEM was considered.

СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

Аннотация. В статье представлен обзор и анализ современных и перспективных помехоустойчивых кодов и видов цифровой модуляции в сигнально-кодowych конструкциях цифровых систем радиосвязи. Приведены зависимости вероятности битовой ошибки для различных помехоустойчивых кодов. Сделаны выводы о целесообразности их применения в военных цифровых системах радиосвязи.

Основной отличительной особенностью военной цифровой системы радиосвязи (ЦСРС) является цифровая обработка сигнала, применение которой позволяет повысить помехоустойчивость линии радиосвязи с сохранением требуемой скорости передачи информации, что обеспечивается за счет применения различных сигнально-кодowych конструкций (СКК). В СКК современных (перспективных) ЦСРС применяют высокоскоростные виды многоуровневой модуляции в сочетании с высокоэффективными помехоустойчивыми кодами.

Наиболее широкое применение на практике получили квадратурная амплитудная модуляция (QAM-*m*), а также мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM). OFDM применяется в основном в тропосферной, спутниковой связи, а также в стандартах широкополосного радиодоступа и цифрового наземного теле – радиовещания и является наиболее перспективным видом цифровой модуляции [1].

Современная классификация помехоустойчивых кодов представлена на рисунке 1 [1–4].

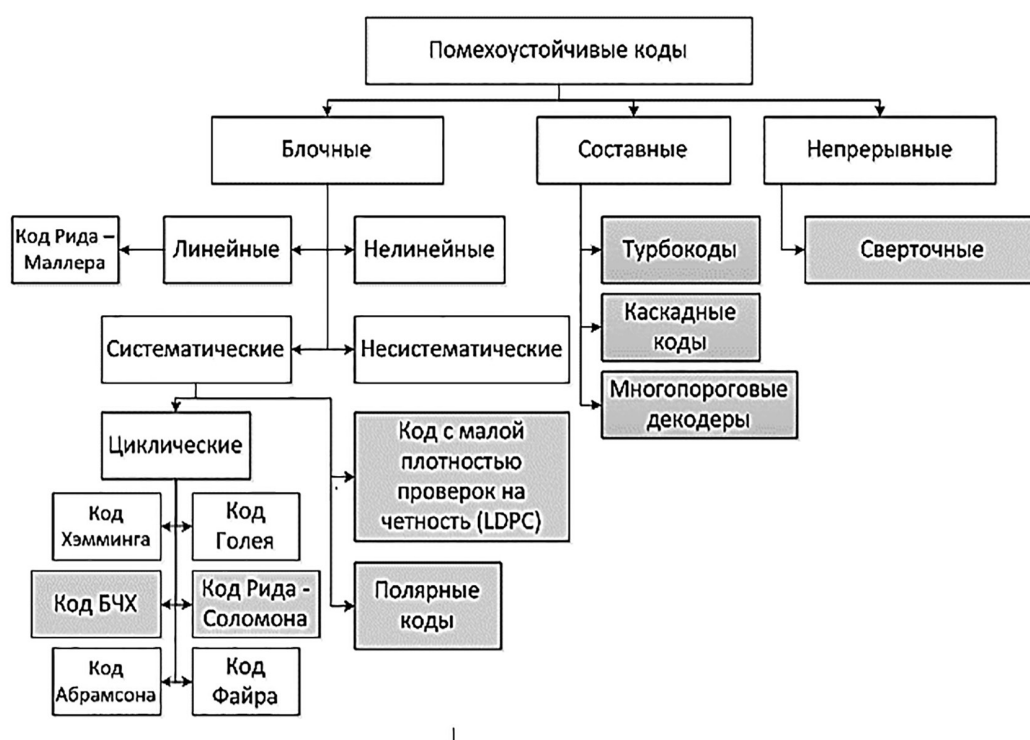


Рисунок 1. – Современная классификация помехоустойчивых кодов

На практике широко используются сверточные коды, коды Рида – Соломона, Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ), с малой плотностью проверок на четность (LDPC), а также их более сложные конструкции – каскадные коды (код Рида – Соломона со-

вместно со сверточным кодом и код БЧХ совместно с кодом LDPC), турбокоды (применение двух сверточных кодов и перемежителя), многопороговые декодеры. К перспективным следует отнести полярные коды, которые активно начали использоваться в современном стандарте сотовой связи 5G.

Для сравнения эффективности помехоустойчивых кодов на рисунках 2, 3 и 4 представлены зависимости вероятности битовой ошибки P_b на выходе декодера от отношения сигнал/шум E_b/N_0 в канале с АБГШ при использовании двоичной фазовой модуляции (BPSK) [5, 6].

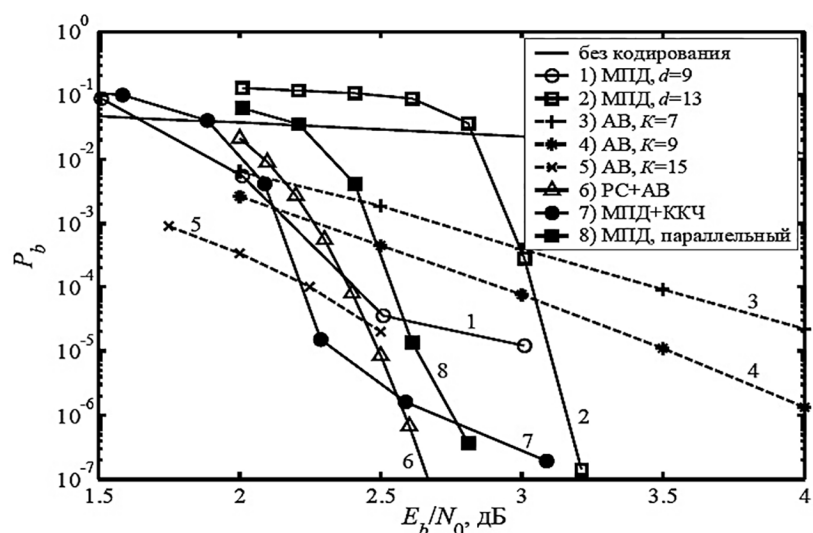


Рисунок 2. – Зависимость вероятности битовой ошибки для различных видов помехоустойчивых кодов в канале с АБГШ

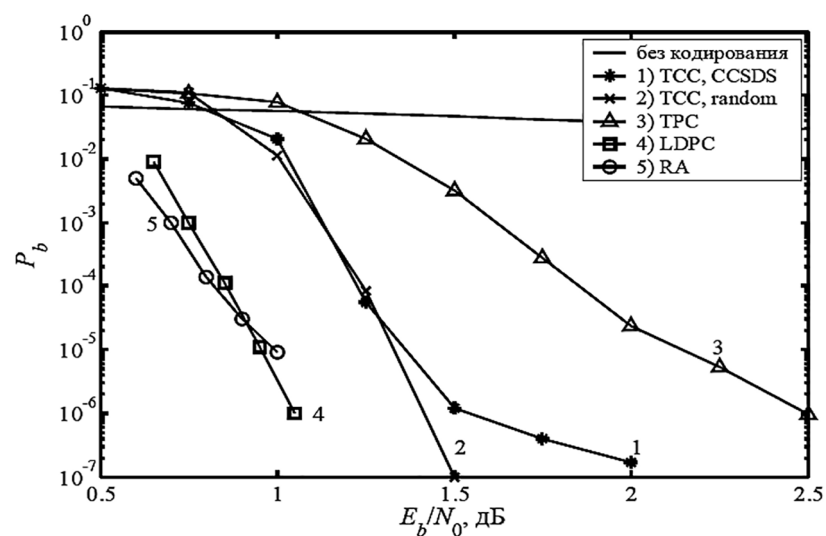


Рисунок 3. – Зависимость вероятности битовой ошибки для турбокодов в канале с АБГШ

На рисунке 2 кривые «АВ, $K=7$ », «АВ, $K=9$ » и «АВ, $K=15$ » отражают эффективность применения классического алгоритма Витерби (АВ) для декодирования сверточных кодов с кодовой скоростью $R=1/2$ и длиной кодирующего регистра $K=7, 9$ и 15 соответственно. Данный метод является оптимальным, однако его сложность растет экспоненциально с ростом длины K , и поэтому на практике декодеры с $K > 9$ не используются [4, 5].

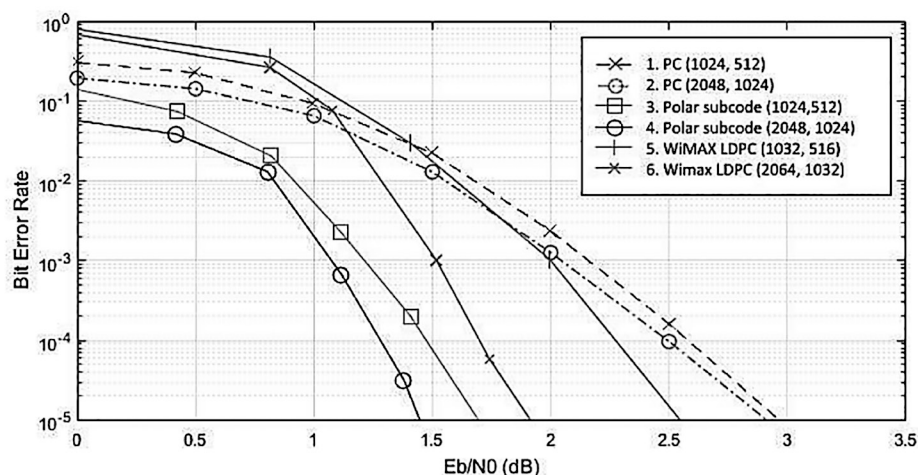


Рисунок 4. – Зависимость вероятности битовой ошибки для полярных кодов в канале с АБГШ

Значительно лучшими характеристиками обладают многопороговые декодеры (МПД). Как следует из графиков, МПД для достаточно длинных кодов оказывается лучше практически реализуемых декодеров Витерби.

На рисунке 1 также представлена эффективность каскадного кода, состоящего из кода РС длиной $n=255$, с кодовым расстоянием $d=33$ и сверточного кода с $K=7$, $R=1/2$ «РС + АВ» [5]. Заметим, что данная схема сопоставима с МПД по эффективности при существенно большей сложности реализации и при несколько меньшей общей кодовой скорости. Однако, при использовании МПД в каскадной схеме с кодами контроля по четности (ККЧ) (кривая МПД+ККЧ) наблюдается выигрыш данной схемы кодирования по сравнению с каскадной схемой типа РС+АВ.

На рисунке 3 представлены характеристики различных турбокодов, реализованных как на сверточных кодах (кривая ТСС), так и на линейных блоковых кодах (кривая ТРС). Недостатками ТСС являются достаточно высокая сложность декодирования и наличие эффекта «насыщения» вероятности ошибки, заключающегося в уменьшении скорости убывания вероятности ошибки декодирования в области меньших шумов канала [5]. В свою очередь ТРС обладают меньшей сложностью декодирования, чем ТСС и у них практически отсутствует область «насыщения» вероятности ошибки. Но ТРС коды показывают хорошие характеристики только при высоких кодовых скоростях.

На рисунке 3 также представлены характеристики нерегулярных LDPC кодов с кодовой скоростью $1/2$ и длиной 10000 бит (кривая «LDPC»). Как следует из данного рисунка, эффективность LDPC кодов оказывается лучше эффективности турбокодов, что особенно заметно при больших длинах кодов и при малых вероятностях ошибки декодирования. При этом сложность практической реализации декодера LDPC кодов существенно ниже сложности реализации декодера турбокодов. К недостаткам данных кодов можно отнести достаточно высокую сложность кодирования.

Коды повторения-накопления (Repeat-Accumulate – RA) [5] сочетают в себе достоинства турбокодов (линейная сложность кодирования) и LDPC кодов (линейная сложность декодирования). Данные коды являются разновидностью кодов с последовательным каскадированием. Кодер состоит из повторителя, перемежителя и аккумулятора. Кривая «РА» на рисунке 3 отражает характеристики нерегулярных RA кодов с длиной 10000 бит и кодовой скоростью $R=1/2$. Видно, что эффективность RA кодов оказывается лучше эффективности турбокодов и сопоставима с эффективностью LDPC кодов.

Рисунок 4 показывает, что полярные коды являются весьма перспективными в СКК ЦСПС как гражданского, так и военного назначения [6].

Таким образом анализ результатов эффективности СКК современных ЦСПС показал:

применение сверточного кода для уменьшения вероятности битовой ошибки нецелесообразно из-за усложнения его декодирования при увеличении параметра K ;

наиболее помехоустойчивой составной конструкцией помехоустойчивых кодов является турбокод типа ТСС, однако имеется недостаток в виде сложности его декодирования и наличия эффекта «насыщения» вероятности ошибки;

перспективными для дальнейших исследований и определения целесообразности применения в военных ЦСРС являются полярные и LDPC коды;

повышение помехоустойчивости и частотной эффективности современных (перспективных) военных ЦСРС может быть обеспечено за счет применения OFDM и помехоустойчивого кодирования (полярные коды, каскадные коды на основе БЧХ + LDPC, турбокоды), а также других эффективных методов повышения помехоустойчивости (системы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и пространственно – временное кодирование) [4].

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Пискун В. В., Шидо О. В. Современные сигнально-кодовые конструкции военных цифровых систем радиосвязи // Новые информационные технологии в телекоммуникациях и почтовой связи : материалы XVIII науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов, 16 мая–17 мая 2018 года, Минск, Респ. Беларусь / редкол. : А. О. Зеневич [и др.]. – Минск : Белорусская государственная академия связи, 2018. – с. 11–14.
2. Банкет В. Л. Помехоустойчивое кодирование в телекоммуникационных системах: учеб. пособ. по изучению модуля 4 дисциплины ТЭС / В. Л. Банкет, П. В. Иващенко, Н. А. Ищенко. – Одесса: ОНАС им. А. С. Попова, 2011. – 104 с.
3. Золотарёв В. В., Зубарев Ю. Б., Овечкин Г. В. Многопороговые декодеры и оптимизационная теория кодирования. – М.: Горячая линия – Телеком, 2013. – 240 с.
4. Пискун В. В., Шидо О. В. Анализ эффективности помехоустойчивого кодирования в современных военных цифровых системах радиосвязи // Веснік сувязі. – 2018. – № 6. – с. 52–55.
5. Гринченко Н. Н., Овечкин Г. В. Помехоустойчивое кодирования для цифровых систем связи // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2006. – № 15. – с. 5–10.
6. Тимофеев Г. С. Применение полярных кодов в современных системах связи // Решетневские чтения. – 2016. – № 20. – с. 297–299.

SHIDO O. V., PISKUN V. V.

Educational establishment «Military Academy of the Republic of Belarus»

SIGNAL CODE CONSTRUCTIONS FOR DIGITAL RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

Summary. The article presents an overview and analysis of current and future noise-resistant codes and types of digital modulation in the signal-code designs of digital radio communication systems. The dependences of the bit error probability for various error-correcting codes are given. Conclusions about the feasibility of their use in military digital radio communication systems have been made.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ОБМЕНА РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТАХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АТОМНОЙ ЭНЕРГИИ

Аннотация. В статье описаны функциональные системы, обеспечивающие обмен речевой информацией в системе физической защиты объектов использования атомной энергии и возможность их совершенствования и развития с использованием научного и технического потенциала Республики Беларусь.

Обеспечение ускоренного технологического развития отечественной отрасли связи на основе создания и внедрения новых и высоких технологий для производства наукоемкой конкурентоспособной продукции реально для использования на объектах использования атомной энергии.

Для организации обмена речевой информацией между персоналом системы физической защиты (СФЗ) Белорусской АЭС используются три функциональные системы [1]:

- система оперативной связи и оповещения (СОСО);
- система телекоммуникаций (СТК);
- система защиты информации (СЗИ).

Система оперативной связи и оповещения включает прямую телефонную и радиосвязь между постами охраны (нарядами охраны), помещениями пультов управления СФЗ, помещением караула и другими объектами физической защиты [2].

Прямая телефонная связь обеспечивает телефонную связь оператора центрального пункта управления ЦПУ СФЗ с начальником караула, с КПП на периметрах и в охраняемых зонах, с постами, а также с подразделениями ядерного объекта (ЯО) и его администрацией.

Связь должна быть автономной и обеспечивать возможность осуществления циркулярной связи с абонентами (постами охраны).

Радиосвязь должна обеспечивать оперативную связь начальника караула с подвижными нарядами и тревожными группами в условиях выполнения ими оперативных задач.

СОСО обеспечивает надежную и непрерывную работу на всей территории ЯО и на ближних подступах к нему, в том числе, в процессе внутриобъектовой транспортировки ядерных материалов (ЯМ). Все проводимые переговоры с указанием времени и их продолжительности учитываются и протоколируются.

Для обеспечения надежной работы СОСО должны применяться, по крайней мере, две разные технологии соединения между абонентами. Альтернативные способы установления связи должны быть доступны сразу же, как только выйдет из строя основной способ обмена информацией.

Особое внимание уделяется исключению несанкционированного подключения к СОСО других абонентов, выявлению, локализации и протоколированию таких фактов.

Оборудование системой оперативной связи и оповещения должно осуществляться в соответствии с требованиями к защите информации в СФЗ ядерного объекта (ЯО), что предопределяет интеграцию СОСО в систему защиты информации.

Необходимость защиты информации в СФЗ ЯО обусловлена наличием в системе информации, составляющей государственные секреты и служебную тайну, информации, раскрывающей СФЗ конкретного ЯО и определяющей режим ее функционирования.

Такая информация является чувствительной по отношению к несанкционированным воздействиям, поскольку в результате такого воздействия на нее может быть снижена эффективность функционирования СФЗ в целом или ее отдельных элементов.

Особенностью современных СФЗ является то, что эти системы проектируются и реализуются с учетом использования средств вычислительной и микропроцессорной техники, в связи с чем СФЗ может рассматриваться как автоматизированная информационно-управляющая система различного уровня интеграции, предназначен-

ная для сбора, обработки, хранения, отображения и передачи информации о состоянии физической защиты различных охраняемых зон ЯО.

На всех уровнях управления и этапах функционирования СФЗ (передача, сбор, обработка, анализ, хранение данных, передача управляющих команд) защита информации должна обеспечиваться применением комплекса средств и мероприятий по предотвращению утечки информации или исключению воздействия на нее по техническим каналам, Цели, задачи и объекты информационной безопасности в СФЗ, а также требования по защите информации определяются локальными нормативными правовыми актами ЯО.

СЗИ является функциональной системой физической защиты объектов использования атомной энергии (СФЗ ОИАЭ). Следует осознавать, что компьютерная технология все более широко используется для реализации многих жизненно важных функций на ядерных установках. Это обстоятельство обуславливает многочисленные выгоды в плане эксплуатационной безопасности и эффективности. Вместе с тем, для того, чтобы обеспечить защиту информационных потоков в СФЗ, необходимо предусматривать адекватные и сбалансированные барьеры безопасности, обеспечивающие максимальную защиту от злоумышленных действий и в то же время излишне не препятствующие работе системы.

Требования к созданию, развертыванию и эксплуатации на ЯО систем и средств радиосвязи, используемых в СФЗ, а также к защите информации, определяются требованиями ТНПА по защите информации и организации радиосвязи.

СОСО частично интегрируется в систему телекоммуникаций, которая предназначена для обеспечения надежного обмена информацией между системами СФЗ.

Оборудование СТК должно применяться в том случае, если штатное оборудование, входящее в состав функциональных систем СФЗ, не удовлетворяет предъявляемым требованиям в части передачи циркулирующей в СФЗ информации, а также для стыковки и согласования различных систем, участвующих в работе СФЗ.

СТК, в части, касающейся СОСО, обеспечивает передачу достоверной информации и непрерывность функционирования. При этом, в СТК предусматриваются резервные и альтернативные каналы передачи функционально значимой для работоспособности комплекса информации (резервирование каналов, применение маршрутизаторов и т.д.). Резервные каналы должны прокладываться по физически разнесенным с основными каналами маршрутам.

Для взаимодействия с остальными элементами комплекса ИТСФЗ должны применяться один или несколько хорошо защищенных и недоступных для нарушителя каналов связи.

Привлечение к совершенствованию и в дальнейшем к реинжинирингу систем оперативной связи и оповещения на ядерных объектах позволит развивать отечественную наукоемкую экономику путем обеспечения технологического развития отрасли связи для достижения конкурентных преимуществ Республики Беларусь.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. ТКП 360-2011 (02300). Положения об общих требованиях к системам физической защиты ядерных объектов. Министерство по чрезвычайным ситуациям Республики Беларусь. Минск, 2011.
2. ТКП 358-2011 (02300). Система физической защиты ядерных материалов и ядерных установок. Требования к проектным решениям. Министерство по чрезвычайным ситуациям Республики Беларусь. Минск, 2011.

KUZMITSKY A. M.

Educational establishment «Military Academy of the Republic of Belarus», Minsk

FUNCTIONAL SYSTEMS OF SPEECH INFORMATION EXCHANGE AT THE OBJECTS OF THE USE OF ATOMIC ENERGY

Summary. The article describes functional systems that ensure the exchange of speech information in the system of physical protection of nuclear facilities using the possibility of their improvement and development using the scientific and technical potential of the Republic of Belarus.

Д. Ю. ОЛЕЙНИК, А. В. ГРИГОРЬЕВ
Белорусская государственная академия авиации

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИПОВЕРХНОСТНОГО ПЛАЗМООБРАЗОВАНИЯ ПРИ КОМБИНИРОВАННОМ ВОЗДЕЙСТВИИ СВЧ И ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОБЪЕКТЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Аннотация. Цель исследования состоит в экспериментальном определении параметров комбинированного воздействия СВЧ и лазерного излучения, обеспечивающих получение устойчивого приповерхностного плазмообразования, а также в выработке предложений по практическому применению приповерхностного плазмообразования в различных областях. Дается описание разработанного и изготовленного лазерного канала стенда для экспериментальных исследований комбинированного СВЧ и лазерного воздействия на материалы. Изложены результаты выполненных экспериментов, продемонстрировавших возможность многократного снижения порогов приповерхностного плазмообразования в условиях такого комбинированного воздействия, и предложения по возможному применению комбинированного СВЧ и лазерного излучения для воздействия на объекты информационных систем.

Научно-технический прогресс последних десятилетий обусловил многие качественные изменения в технике информационных систем вообще и в радиоэлектронных системах (РЭС) в частности. Эти изменения привели к созданию новых видов техники, в которых информационные и радиоэлектронные системы играют важнейшую роль. В связи с этим разрабатываются и новые методы и средства защиты от такого воздействия, основанные на выводе из строя РЭС электромагнитными полями [1]. Функциональное воздействие и нарушение штатных режимов работы РЭС может обеспечиваться воздействием высококонцентрированных плазменных потоков, мощного сверхвысокочастотного (СВЧ) и лазерного излучения [1–2].

Наибольшую опасность для электронного оборудования представляет воздействие лазерного излучения в так называемых «окнах прозрачности» атмосферы, которым соответствует оптическое излучение видимого и инфракрасного диапазона с длинами волн от 0,3 до 10 мкм за исключением отдельных участков вблизи 0,95, 1,15 и 1,3–1,5 мкм, а также воздействие электромагнитного излучения в интервале частот от 1 до 40 ГГц, т.е. излучения СВЧ диапазона [4, 5]. Направленное воздействие этих излучений на элементы телекоммуникационных систем может решать задачи не только их нагрева и последующего теплового поражения, но и функционального воздействия, способного выключать электронные устройства, установленные на технике противника, приводить к сбоям и выходу из строя электронных устройств. Значительный интерес представляет изучение явлений комбинированного воздействия СВЧ и лазерного излучений, которые обеспечивают получение устойчивого приповерхностного плазменного образования у объекта-мишени, способствующего нарушению работы опто- и радиоэлектронных систем, находящихся в облучаемых объектах.

Для создания плазмы при атмосферном давлении в результате СВЧ пробоя на значительных расстояниях от излучателя необходимы большие уровни СВЧ мощности. В последние десятилетия исследования высокочастотного разряда в СВЧ полях ведутся в направлении снижения порогов СВЧ пробоя в воздухе не только в направлении поиска новых режимов генерации импульсов электромагнитного излучения, но и создания условий, которые могут обеспечить локальное усиление напряженности электрического поля, что может привести к снижению порогов СВЧ пробоя. В работе [6] проведены исследования по поиску уменьшения уровня СВЧ мощности, при которой происходит СВЧ разряд. Для инициирования пробоя использовали лазерный факел на мишени, расположенной вне границ луча, либо несколько металлических острий. Инициирование пробоя лазерным факелом на мишени, расположенной вне границ луча, оказалось не эффективным и исследования проводились с использованием металлических острий.

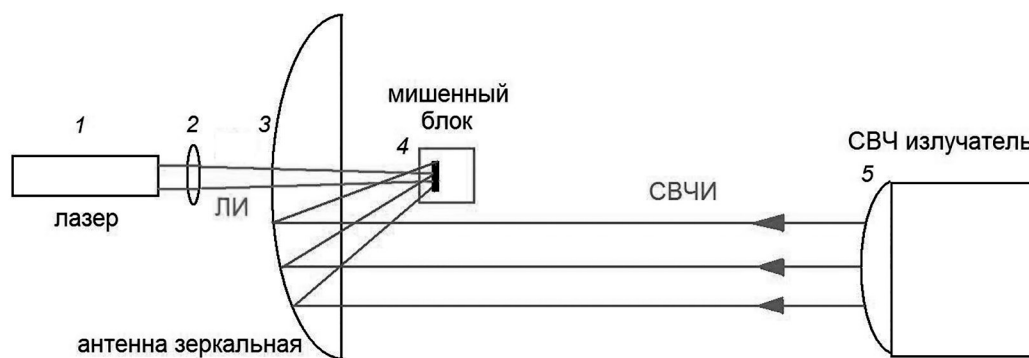
Большой цикл работ выполнен в отделе Физики Плазмы в составе Научно-Технического Центра Плазменных Технологий, объединяющего группу научных коллективов МРТИ РАН, которые в течение последних двух-трех десятилетий занимаются изучением свойств газоразрядных процессов и физико-химических превращений в конденсированных средах, происходящих в полях мощного концентрированного электромагнитного излучения СВЧ диапазона. В работе [7] описаны результаты исследований резонансных свойств цилиндрических электромагнитных вибраторов различного диаметра со сферически закругленными концами как инициаторов электрического пробоя воздуха в подкритическом поле квазиоптического СВЧ пучка. В функции диаметра вибратора резонансной длины определена величина превышения индуцированного поля на его вершине-полюсе по сравнению с исходным полем в СВЧ – пучке. При обоих исследованных положениях вибратора в квазиоптическом пучке эти зависимости являются линейными. Они обратно пропорциональны диаметру вибратора. В исследованном диапазоне варьирования диаметров вибратора коэффициент усиления достигает 300. Таким образом, с помощью таких резонансных вибраторов может быть инициирован пробой газа и реализован СВЧ разряд в квазиоптическом пучке с уровнем подкритичности поля в несколько сотен вольт.

В работе [8] предложено использовать плазму, которая образуется у поверхности металлической мишени при совместном воздействии излучения CO_2 -лазера и СВЧ излучения 3 см диапазона длин волн, для увеличения энерговклада в плазму при изготовлении отверстий в металлических мишенях.

В работе [9] установлено, что при атмосферном давлении «слабая» лазерная искра инициировала СВЧ – разряд. Использовали Nd: YAG лазер с длиной волны 532 нм, длительностью импульсов 10 нс и энергией 50–320 мДж. СВЧ излучение длиной волны 2,3 см, напряженностью 5 кВ/см и длительностью импульсов 4 мкс с частотой повторения 1 кГц. Выяснилось, что важным параметром, определяющим пороги образования СВЧ разряда в зависимости от времени задержки импульса СВЧ излучения относительно лазерного, является энергия лазерного импульса. Как показали эксперименты, при атмосферном давлении даже самая слабая лазерная искра инициировала СВЧ разряд. Однако в безискровом режиме зажечь разряд при атмосферном давлении воздуха не удалось. При понижении давления воздуха менее 130 тор при наличии лазерного излучения с энергией 50 мДж в поле СВЧ волны осуществлялся разряд в газе. При этом наблюдалось понижение порогов пробоя по напряженности поля до 20–30 %.

Таким образом цель экспериментального определения параметров СВЧ и лазерного излучения, обеспечивающих получение устойчивого приповерхностного плазмообразования при их комбинированном воздействии на типовые материалы РЭС при различных давлениях воздуха, а также выработка предложений по практическому применению приповерхностного плазмообразования в различных областях является актуальной.

Схема оптимизированного указанным выше образом экспериментального стенда приведена на рисунке 1.



1 – лазер, 2 – линза, 3 – антенна зеркальная, 4 – мишенный блок, 5 – СВЧ излучатель

Рисунок 1. – Схема экспериментального стенда

Методика экспериментального исследования приповерхностного плазмообразования при совместном воздействии СВЧ и лазерного излучения основана на выполнении измерений ряда параметров СВЧ излучателя и лазера, определении амплитудного значения напряженности электрического поля СВЧ излучения и плотности мощности лазерного излучения вблизи облучаемой мишени, а также установлении результата комбинированного воздействия СВЧ и ЛИ на мишень при различных давлениях воздуха в вакуумной камере с мишенью.

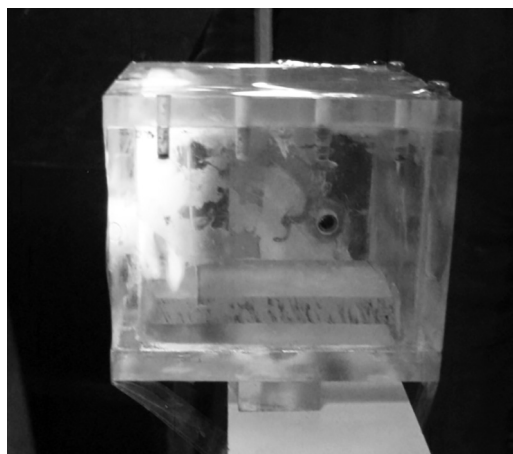
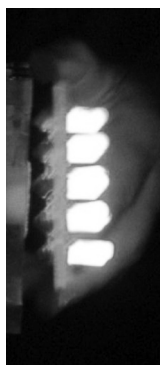
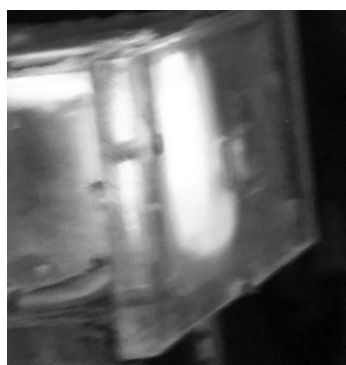


Рисунок 2. – Фотография вакуумной камеры с плазмообразованием на мишени, инициированным СВЧ излучением при давлении остаточного воздуха в вакуумной камере 15 Торр

На рисунке 3 представлены фотографии приповерхностных плазмообразований, инициированных при совместном воздействии СВЧ и лазерного излучения на мишень при пониженном давлении воздуха (~ 30–70 Торр) и поддерживаемых в дальнейшем импульсно-периодическим СВЧ излучением с частотой следования импульсов 1 кГц.



а)



б)

а – свечение индикатора СВЧ излучения;
б – плазмообразование на мишени при давлении воздуха 30 Торр

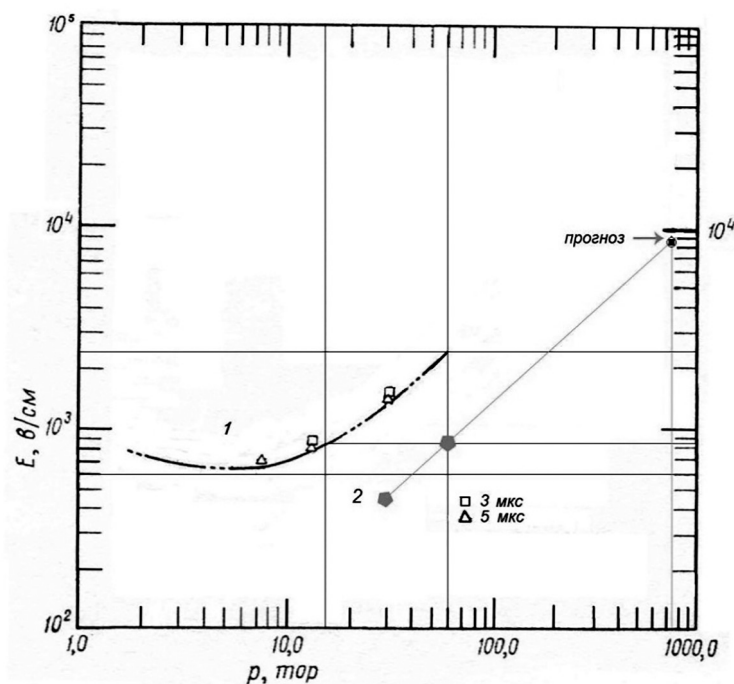
Рисунок 3. – Фотография индикатора СВЧ излучения (а) и плазмо-образования, инициированного при совместном воздействии СВЧ и лазерного излучения на мишень в воздухе пониженного давления

Следует отметить, что диаметр пятна лазерного облучения на поверхности мишени не превышает 1–2 мм, а диаметр приповерхностного плазмообразования, инициированного совместным воздействием СВЧ и лазерного излучения, примерно соответствует размерам сфокусированного пучка СВЧ излучения и составляет ~ 5–7 см.

Структура плазменного образования, инициированного совместным воздействием на облучаемую мишень СВЧ и лазерного излучения, практически не зависит от плотности мощности лазерного излучения, по крайней мере, в диапазоне от 0,3 до 10 МВт/см² при использовании серии из 15–40 наносекундных лазерных импульсов. Порог лазерного инициирования приповерхностного СВЧ разряда может определяться не только плотностью мощности импульсов лазерного излучения и их суммарной энергией. Для определения этих порогов необходимы многочисленные эксперименты в строго контролируемых условиях при использовании лазерного воздействия в режимах как одиночных импульсов, так и серий повторяющихся импульсов с различными энергиями и амплитудными значениями плотности мощности излучения, что представляет сложную самостоятельную задачу. В наибольшей степени структура приповерхностного плазмообразования определяется пространственным распределением напряженности электрического поля СВЧ излучения потому, что при отключении лазерного излучения, инициировавшего СВЧ разряд, плазмообразование продолжает длительно существовать до тех пор, пока не отключается воздействующее СВЧ излучение.

Свечение плазменного образования, инициированного совместным воздействием на облучаемую мишень СВЧ и лазерного излучения, изменяется во времени, характеризуясь на начальном этапе преобладанием бело-голубого цвета характерного для воздушной плазмы, а в дальнейшем сменяемого красно-фиолетовым цветом, обусловленным свечением паров оргстекла, из которого изготовлена вакуумная камера (рисунок 4). Длительное (в течение нескольких минут) поддержание приповерхностного плазмообразования в вакуумной камере СВЧ излучением приводит к сильному разогреву мишени и стенок камеры, а также к повышению давления в камере, что приводило к разрушению оптических окон камеры и ее разгерметизации.

С целью установления порогов инициирования приповерхностного плазмообразования при совместном воздействии СВЧ и лазерного излучения и их зависимости от давления воздуха были выполнены экспериментальные исследования при двух значениях напряженности электрического поля СВЧ излучения 450 и 830 В/см. Полученные экспериментальные данные приведены на рисунке 5.



1 – кривая Пашена для СВЧ пробоя воздуха с данными 1 из работы [3],
2 – данные по поджиганию СВЧ разряда с лазерным инициированием

Рисунок 4. – Пороги лазерного поджигания СВЧ разряда в воздухе

Анализ полученных данных свидетельствует о существенном снижении (трехкратном как минимум) порога инициирования приповерхностного СВЧ разряда при совместном воздействии СВЧ и лазерного излучения в условиях пониженного давления воздуха в интервале от 10 до 60 Торр. С учетом установленных порогов лазерного инициирования устойчивого приповерхностного плазмообразования на дюралюминиевой мишени при давлении воздуха 30 и 60 Торр, поддерживаемого СВЧ излучением, и аппроксимации полученных экспериментальных данных на атмосферное давление можно сделать оценку необходимой напряженности электрического поля СВЧ излучения для повторения этих экспериментов в нормальных атмосферных условиях. Такая оценка приводит к высокому значению напряженности электрического поля СВЧ излучения $\sim 10\,000$ В/см.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / В. Д. Добыкин, А. Н. Куприянов, В. Г. Пономарев, Л. Н. Шустов; Под ред. А. Н. Куприянова – М.: Вузовская книга, 2007. – 468 с.
2. Сотников А. М. Анализ характеристик оружия на новых физических принципах и возможные направления противодействия / А. М. Сотников, Д. Б. Жуйков, Ю. В. Карпич // Збірник наукових прац Харківського університету Повітряних Сил. – 2009. – В. 2 (20). – С. 16–19.
3. Мак-Доналд А. Сверхвысокочастотный пробой в газах // М.: Мир, 1969. $\frac{3}{4}$ 212 с.
4. Вихарев, А. Л. Электродинамика неравновесного высокочастотного разряда в волновых полях / А. Л. Вихарев, В. Б. Гильденбург, А. В. Ким и др. // В сб. Высокочастотный разряд в волновых полях, под ред. А. Г. Литвака. Горький: ИПФ АН СССР, 1988. – С. 41–135.
5. Голубев, С. В. СВЧ разряд высокого давления в пучках электромагнитных волн / С. В. Голубев, С. И. Грицинин, В. Г. Зорин и др. // Ibid. – С. 136–197.
6. Грицинин, С. И. Разряд высокого давления в циркулярно поляризованной СВЧ волне / Грицинин С. И., Косый И. А., Тарасова Н. М. // Письма в ЖТФ. – 1985. – Т 11, вып. 15. – С. 924–928.
7. Электромагнитный вибратор – инициатор электрического пробоя воздуха в подкритическом поле квазиоптического сверхвысокочастотного пучка / К. В. Александров, А. А. Волков, Л. П. Грачев, И. И. Есаков, Л. Г. Северинов // ЖТФ. – 2011. – Т. 81, вып. 3. – С. 35–39.
8. Протасевич, Е. Т. О перспективах комбинированного применения лазерного и СВЧ излучений для эффективного воздействия на металлическую мишень // ЖТФ. – 2004. – Т. 74, вып. 8. – С. 124–125.
9. Афанасьев, С. А. Инициация СВЧ разряда посредством лазерной искры / С. А. Афанасьев, В. Г. Бровкин, Ю. Ф. Колесниченко // Письма ЖТФ. – 2010. – Т. 36, вып. 14. – С. 73–78.

OLEINIK D. Y., GRIGORIEV A. V.

EXPERIMENTAL STUDY OF THE SURFACE PLASMA FORMATION WITH COMBINED EXPOSURE TO MICROWAVE AND LASER RADIATION ON INFORMATION SYSTEMS

Summary. *The purpose of the study is to experimentally determine the parameters of the combined effects of microwave and laser radiation, which ensure the production of stable near-surface plasma formation, as well to develop proposals for the practical application of near-surface plasma formation in various fields.*

The description of the developed and manufactured laser channel of the stand for experimental studies of combined microwave and laser effects on materials is given. The results of the performed experiments that demonstrate the possibility of multiple reductions in the thresholds for near-surface plasma formation under the conditions of such a combination of effects, and suggestions for the possible use of combined microwave and laser radiation for influencing information system objects are presented.

МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ НА ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Аннотация. Представлен метод синтеза электрических фильтров на отрезках линий передачи. Настоящий метод впервые позволяет проектировать частотно-избирательные цепи СВЧ, используя особенности классической теории. Простая процедура синтеза представляет возможность разработчику производить расчеты без применения дополнительных преобразований, что влияет на точность и время производства. Приведен пример синтеза фильтра нижних частот пятого порядка.

Электрические фильтры являются неотъемлемой частью любого радиотехнического устройства. Они предназначены для пропускания сигналов в полосе прозрачности и подавления в полосе заграждения. В настоящее время существует достаточно большое многообразие методов синтеза фильтров СВЧ. Для фильтров нижних частот основным является переход от низкочастотного прототипа к его высокочастотному представлению. Этот же подход используется и для проектирования фильтров верхних частот после предварительного частотного преобразования. Реализация полосовых фильтров на элементах с распределенными параметрами может быть выполнена несколькими способами. Один из них основан на использовании короткозамкнутых и разомкнутых шлейфов в качестве параллельных резонансных контуров. Еще один подход заключается в использовании линий со слабой связью. Несмотря на имеющиеся достоинства, вышеперечисленные методы обладают рядом недостатков, главным из которых является отсутствие этапа аппроксимации. Это не позволяет разработчику адекватно оценить полученный результат и определить погрешность процесса расчета и изготовления.

Короткозамкнутый и разомкнутый на конце отрезки линий. Такие линии представляют большой практический интерес, так как они обладают свойствами сосредоточенных реактивностей. Входное сопротивление линии при коротком замыкании при достаточно малых потерях определяется как

$$Z_{in_kz} = jZ_v \operatorname{tg}(\beta l). \quad (1)$$

Для разомкнутого на конце отрезка входное сопротивление равно

$$Z_{in_hh} = -jZ_v / \operatorname{tg}(\beta l), \quad (2)$$

где Z_v – волновое сопротивление короткозамкнутого отрезка, βl – электрическая длина отрезка.

Входное сопротивление короткозамкнутого и разомкнутого на конце отрезков зависит от длины l и носит индуктивный или емкостной характер соответственно.

Полуволновые и четвертьволновые отрезки линий передачи. Рассмотрим выражение для входного сопротивления отрезка линии передачи без потерь:

$$Z_{in} = \frac{Z_n + Z_v \operatorname{tg}(\beta l)}{1 + (Z_n / Z_v) \operatorname{tg}(\beta l)}, \quad (3)$$

При $\beta l = n\pi$, где n – целое число, значение тангенса принимает нулевое значение $\operatorname{tg}(n\pi) = 0$. Подставляя это значение в (3) имеем $Z_{in} = Z_n$. Значению $\beta l = n\pi$ соответствует длина отрезка линии передачи кратная половине длины волны. Следовательно, входное сопротивление полуволнового отрезка равно значению сопротивления, подключенного к его выходу. Подставляя в (3) значение $\beta l = n(\pi/2)$, n – нечетное целое число, функция тангенса стремится в бесконечность, откуда

$$Z_v = \sqrt{Z_{in} Z_n}.$$

Такое свойство позволяет применять отрезки линии передачи с нечетным количеством четвертьволновых элементов с волновым сопротивлением Z_v для согласования активных сопротивлений Z_{in} , Z_n .

Синтез передаточной функции электрических фильтров с распределенными параметрами. Как было отмечено, отличительной особенностью классической теории построения фильтров является наличие этапа аппроксимации. Суть его заключается в том, что функция передачи, которую должен описывать разрабатываемый фильтр задается исходно. Чаще всего применяют функцию Баттерворта, Чебышева, Лежандра. В волновой теории такой подход реализован лишь для проектирования ступенчатых трансформаторов и фильтров на последовательно соединенных отрезках одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями. Он основан на замене частотной переменной вида [1]

$$\omega^{2n} = (-1)^n \left(\frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^n, \quad (4)$$

где n – порядок фильтра, α^2 – коэффициент, определяющий ширину полосы фильтра, $\lambda = tg(\beta l)$, $\beta = 2\pi/(c_{ef}/f)$, c_{ef} – скорость распространения волны в передающей линии, $i = \sqrt{-1}$.

Баттервортовская функция передач второго порядка после такого преобразования принимает вид

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^2}. \quad (5)$$

Электрическая цепь, описываемая выражением (5) содержит в своем составе два отрезка линии передачи одинаковой длины с различными волновыми сопротивлениями. Несмотря на то, что фильтр нагружен с двух сторон на стандартное сопротивление, при таком подходе сложно получить высокие показатели избирательности. Это обусловлено тем, что все нули передачи классической функции Баттерворта, находящиеся в бесконечности, заменены нулями, заключенными в функции $1 - \lambda^2$. Под нулями передачи здесь понимаются частоты, на которых невозможна передача энергии от источника к нагрузке.

Для повышения избирательности и увеличения ширины полосы прозрачности предлагается модифицировать функцию 5, путем внедрения нулей передачи в начале координат либо в бесконечности следующим образом:

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^n}, \quad (6)$$

где $\Psi(\lambda^2)$ – полином Чебышев, Баттерворта и др. Модификация не изменяет главного принципа синтеза цепей СВЧ [1] – структура фильтра заранее известна. Так как данное выражение является функцией одной переменной, то длина синтезируемых отрезков должна иметь одинаковую длину l .

Для увеличения вариативности передаточных функций фильтров СВЧ предлагается дальнейшая модификация выражения (6) для этого подробно рассмотрим функцию (5), в результате реализации которой образуется два отрезка одинаковой

длины с различными волновыми сопротивлениями. Избавимся от квадрата в (5), что приведет к сокращению одного отрезка и увеличим длину оставшегося в два раза. С учетом $\lambda = tg(\beta l)$ получим

$$\left(\frac{(-1)^2 \alpha^2 [i tg(\beta l)]^2}{1 - [i tg(\beta l)]^2} \right)^2 \rightarrow \frac{(-1) \alpha^2 [i tg(2\beta l)]^2}{1 - [i tg(2\beta l)]^2}$$

Используя свойство двойного аргумента тангенса

$$\left(\frac{(-1)^2 \alpha^2 [i tg(\beta l)]^2}{1 - [i tg(\beta l)]^2} \right)^2 \rightarrow \frac{4 \alpha^2 [tg(\beta l)]^2}{1 + 2 [tg(\beta l)]^2 + [tg(\beta l)]^4}$$

Подставляя (7) в (6) и производя обратную замену $tg(\beta l) \rightarrow \lambda$

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left(\frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n}. \quad (7)$$

Удивительно, но несмотря на то, что цепь, описываемая выражением (7) содержит отрезки разной длины, оно по-прежнему остается функцией одной переменной. Это объясняется тем, что отрезок удвоенной длины образуется путем последовательного извлечения двух отрезков, имеющих одинаковое волновое сопротивление.

Максимальных показателей качества электрических фильтров СВЧ можно добиться, используя в качестве аппроксимирующей, функцию

$$K(\lambda^2) = \frac{1}{1 + \Psi(\lambda^2)^m \left(\frac{4 \alpha^2 \lambda^2}{1 + 2 \lambda^2 + \lambda^4} \right)^n \left((-1)^n \frac{\alpha^2 (i \lambda)^2}{1 - (i \lambda)^2} \right)^m}. \quad (8)$$

Фильтры, описываемые функцией (8), имеют в своем составе шлейфы в параллельной ветви, а так же отрезки линий передачи в последовательной ветви различной длины.

Закключение. Электрические фильтры СВЧ являются неотъемлемой частью радиотехнических устройств различного назначения. Несмотря на многообразие методов, отсутствие в них этапа аппроксимации ведет к результату, являющемуся всего лишь приближенным к требуемому.

Разработан метод синтеза электрических фильтров СВЧ, обладающий этапом аппроксимации, что позволяет исходно задавать частотную характеристику и определять структуру фильтра. Все представленные функции обладают повышенными вариативными возможностями, что позволяет синтезировать большое многообразие ранее не используемых структур. Это в свою очередь дает дополнительные возможности разработчику по улучшению качественных показателей синтезируемых фильтров.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Yarman, B.S. Design of ultra wideband power transfer networks / B.S. Yarman. – Istanbul: Springer, 2010. – 755 p.

SVIRYDZENKA A. A., CHUPANOV R. A.
Military academy Republic of Belarus

ELECTRIC FILTER SYNTHESIS METHOD AT TRANSMISSION LINES

Summary. *The method of synthesis of electric filters on elements with distributed parameters is presented. This method for the first time allows designing frequency selective microwave circuits using the features of classical theory. A simple synthesis procedure presents the opportunity for the developer to perform calculations without applying additional transformations, which significantly affects the accuracy of time and production. An example of the synthesis of a fifth-order low-pass filter is given.*

В. А. ТУМАЩИК, С. А. САВЕНКО, А. В. ГРИНКЕВИЧ

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

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМЫ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ДЛЯ ПОИСКА ВЗРЫВООПАСНЫХ ПРЕДМЕТОВ

Аннотация. В статье рассмотрены перспективы применения системы подповерхностного зондирования заглубленных объектов для поиска взрывоопасных предметов.

Опыт локальных войн и военных конфликтов последних десятилетий показал, что задачи инженерного обеспечения не только не утратили своего значения, но стали еще более важными. Сказанное обусловлено развитием высокоточного оружия, повышением огневой мощи средств поражения, широким применением мин, других инженерных боеприпасов и самодельных взрывных устройств, высокой интенсивностью боевых действий на широком фронте [1–5].

Важной задачей является проделывание проходов в инженерных заграждениях, разминирование местности и объектов. Особенности разминирования местности и объектов в современных вооруженных конфликтах являются [1–5]:

значительный объем задач по разминированию, в том числе по очистке местности и объектов от взрывоопасных предметов (невзорвавшиеся артиллерийские снаряды и мины, авиационные боеприпасы, гранаты);

крайне ограниченные сроки разминирования, обусловленные высокой динамичностью боевых действий;

разнообразие объектов, подлежащих разминированию (от обычных минных полей и заминированных посадочных площадок до объектов водо- и энергоснабжения, городских зданий и сооружений, подвалов и подземных коммуникаций);

применение сторонами разнотипных инженерных и других боеприпасов, в том числе мин в пластиковом исполнении.

Инженерные войска Вооруженных Сил Республики Беларусь ежегодно обезвреживаются 10–20 тысяч взрывоопасных предметов, оставшихся в земле после Великой Отечественной войны. Инженерно-саперные подразделения наших Вооруженных Сил укомплектованы в основном средствами поиска взрывоопасных предметов (мин) советского производства (ИМП-2, РВМ-2), что в целом обеспечивает решение поставленных задач в мирное и военное время. Однако мировой опыт разминирования показывает, что для снижения потерь среди личного состава, достижения вероятности обнаружения мин 99,6 % (установленное ООН требование к гуманитарному разминированию) и повышения качества и скорости разминирования, необходимо разрабатывать современные средства поиска взрывоопасных предметов (мин), обеспечивающие надежный поиск пластиковых мин, управляемых и самодельных взрывных устройств.

В качестве современного средства поиска взрывоопасных предметов (мин) предлагается использовать систему подповерхностного зондирования.

Система подповерхностного зондирования заглубленных объектов (СПЗ) – радиотехническая (радиолокационная) система, решающая задачи: обнаружение объектов в укрывающей среде (грунте), отличающихся диэлектрической проницаемостью; измерение информативных параметров объекта (глубина залегания, толщина, размеры объекта в горизонтальной плоскости, интенсивность отраженного сигнала); отнесение обнаруженного объекта к одному из выделенных классов.

К данной системе были предъявлены требования по назначению [6], представленные в таблице 1.

Созданная в результате опытно-конструкторской работы СПЗ позволит с большей эффективностью выполнять задачу разминирования. В результате проведенной оценки можно сказать, что скорость выполнения задачи по проделыванию проходов в минно-взрывных заграждениях инженерно-саперными отделениями (оснащенными СПЗ) увеличится в 1,7 раза при поиске в положении стоя и в 1,3 раза в положении лежа по сравнению с отделениями, оснащенными штатными миноискателями ИМП-2 (РВМ-2). В дополнение к сказанному стоит отметить, что значительно снижаются по-

тери среди личного состава инженерно-саперных подразделений, проводящих разминирование, за счет более высокой вероятности правильного обнаружения взрывоопасных предметов и меньшего количества ложных срабатываний, обеспечиваемых при применении СПЗ.

Таблица 1. – Требования по назначению к СПЗ

Характеристика (параметр)	Значение
Тактические характеристики (параметры)	
Глубина обнаружения ВОП, см ППМ типа ПМН-2 ПТМ типа ТМ-62П	до 15 до 60
Продолжительность непрерывной работы от АКБ, часов	не менее 8–12
Производительность поиска, м ² /ч: в положении лежа стоя	не менее 200 500
Расчет, человек	1
Время подготовки к работе (калибровка), минут	не более 10
Технические характеристики (параметры)	
Допустимый температурный диапазон работы, °С	от – 30 до + 40
Масса, кг	не более 5–7
Геометрические размеры	обеспечивающие удобство работы оператора, транспортировки и хранения
Время выдачи информации	в реальном масштабе времени
Электропитание	переносные АКБ 12В – 2 комплекта
Вероятностно-временные и другие характеристики (показатели)	
Вероятность правильного обнаружения ВОП, % (ППМ и ПТМ на тактической глубине боевого применения)	не менее 99,2
Количество ложных тревог на 1 обнаруженную мину	не хуже 10 ⁻³
Безопасное для оператора СВЧ излучение	не более 200 мВт

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Буря в пустыне: аналитический обзор по материалам зарубежной печати 1991–1992 гг. – Минск: НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь, 2003. – 63 с.
2. Операция «Свобода Ирака» (20 марта – 14 апреля 2003 года). Информационный обзор / Под ред. И. А. Мисурагина. – Минск: ВА РБ, 2003. – 106 с.
3. Грузино-южноосетинский вооруженный конфликт (август 2008 года). Информационно-аналитический обзор. – Минск: НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь, 2008. – 176 с.
4. Вооруженный конфликт в Ливии (2011 год). Информационно-аналитический обзор / Под ред. Н. Е. Бузина. – Минск: НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь, 2011. – 68 с.
5. Особенности вооруженного противоборства в Сирийском конфликте. Боевой опыт применения войск (сил): пособие / генерал-майор О. А. Белоконев. – Минск: НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь, 2017. – 115 с.
6. Тумашич, В. А. Обоснование требований по назначению к системе подповерхностного зондирования на основе прогнозирования развития миноискателей / В. А. Тумашич, А. В. Гринкевич, А. Н. Гуринович // Наука и военная безопасность. – 2015. – № 1. – С. 44–50.

TUMASHCHYK V. A., SAVENKO S. A., GRINKEVICH A. V.
State Republic of Belarus Armed Forces Research Institute

PROSPECTS OF APPLICATION OF SUBSURFACE RADAR FOR SEARCH OF EXPLOSIVE OBJECTS

Summary. The article deals with the prospects of Subsurface radar for the search of explosive objects.

Научное издание

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

(Минск, 16–17 мая 2019 г.)

Сборник научных статей

В пяти частях

Часть 4

Статьи публикуются в авторской редакции

Ответственный за выпуск *В. В. Казбанов*
Корректор *О. Г. Тихонович*
Компьютерная верстка *М. Р. Аксой*
Дизайн обложки *В. А. Рацкевич*

Подписано в печать 26.04.2019. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая.
Усл. печ. л. 11,04. Уч.-изд. л. 6,39.
Заказ 7. Тираж 50 экз.

Издатель и полиграфическое исполнение:
ООО «Лаборатория интеллекта»
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя
и распространителя печатных изданий № 1/529 от 13.04.2018.
Ул. Солтыса 187, 6 этаж, офис 21, 220070, г. Минск.
www.mozgpublisher.by
Тел.: +375 44 715-75-70, E-mail: editions@laboratory.by