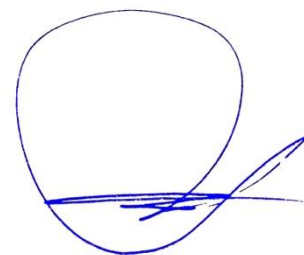


На правах рукописи



Дворянчиков Виталий Алексеевич

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЕДОМСТВЕННЫХ
СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Специальность 2.2.13. – «Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения»

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Омск – 2021

Работа выполнена в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Омский государственный технический университет» и Акционерном обществе «Омский НИИ приборостроения».

Научный руководитель: **Майстренко Василий Андреевич**, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Средства связи и информационная безопасность» Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Омский государственный технический университет»

Официальные
оппоненты: **Семисошенко Михаил Александрович**, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Федерального государственного казенного военного образовательного учреждения высшего образования «Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М.Буденного»

Тяпкин Валерий Николаевич, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиотехнических войск воздушно-космических сил Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Сибирский федеральный университет»

Ведущая организация: **Акционерное общество «Концерн Созвездие»**
Российская Федерация, г. Воронеж.

Защита состоится “29” декабря 2021г. в 16:00 на заседании совета Д 24.2.350.01, созданного на базе Омского государственного технического университета, по адресу: 644050, г. Омск, пр. Мира, 11, Главный корпус, ауд. П-202.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Омский государственный технический университет» и на сайте организации www.omgtu.ru

Отзыв на автореферат в двух экземплярах, заверенный гербовой печатью, просьба направлять по адресу: 644050, г. Омск, пр. Мира, 11, ученому секретарю диссертационного совета Д 24.2.350.01 Тел.: (3812) 65-24-79, e-mail: dissov_omgtu@omgtu.ru.

Автореферат разослан «___» _____ 2021 года.

Ученый секретарь диссертационного совета
Д 24.2.350.01, кандидат технических наук



С.А. Завьялов

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы исследования.

В системах радиосвязи различных ведомств (ФСО, ПС ФСБ, МЧС, МО РФ) особое место по-прежнему отведено коротковолновой (КВ) радиосвязи. Учитывая огромные территории Российской Федерации и ограниченные возможности гражданских сетей при работе в экстремальной обстановке, в том числе в угрожаемый период, можно ожидать, что занимаемое КВ радиосвязью место в системе связи силовых структур станет ещё более значимым.

В настоящее время в КВ радиосвязи наблюдается бурное внедрение средств автоматизации, цифровой обработки сигнала, унификации (стандартизации) способов реализации систем программно-определяемого радио (Software Defined Radio - SDR). На повестке дня переход к использованию в КВ радиосистемах принципов когнитивного радио. Создаваемые в настоящее время коротковолновые радиоприемные устройства (РПУ), радиопередающие устройства (РПДУ) и радиостанции обладают гораздо большими техническими возможностями, чем их предшественники. Их можно рассматривать как аппаратно-программные комплексы с практически неограниченными в части цифрового формирования и обработки сигналов возможностями. В частности, одно многоканальное цифровое РПУ (МЦРПУ) сегодня обеспечивает возможность одновременного приема до 128 радиоканалов, суммарная полоса одновременно обрабатываемого участка радиоэфира составляет более 5 МГц. При этом в реализации сегодня стоит задача полной оцифровки всего КВ диапазона и создания РПУ, так называемого коллективного пользования, с созданием любого необходимого количества виртуальных каналов приема. Массогабаритные характеристики РПДУ с цифровыми возбудителями позволяют поместить в тех же объемах аппаратных залов стационарных узлов связи и узлов на базе автошасси большее количество передатчиков. Реализованные на практике способы когерентного и некогерентного сложения мощностей РПДУ позволяют адаптировать параметры предающих систем под решаемые задачи. Радиостанции при неуклонном снижении их массогабаритных характеристик обеспечивают работу на всех больших дальностях за счет внедряемых в них способов адаптации параметров работы к изменяющимся условиям радиосвязи.

Вместе с тем, правила ведения радиосвязи в ведомственных системах и вытекающие из них принципы построения узлов радиосвязи и систем связи в целом, базируются на традиционных, унаследованных технических решениях и наблюдается противоречие между достигнутым сегодня уровнем развития технических средств и принципами их практического применения.

Данное противоречие определило цель и задачи диссертационного исследования. При этом следует отметить, что эффективность ведомственной системы радиосвязи предлагается рассматривать как интегральный параметр, характеризующий возможности системы по предоставлению услуг связи с лучшими показателями по своевременности, достоверности и защищенности информационного обмена. Поиск путей повышения эффективности проводился

автором по направлениям внедрения методов многоканального приема и цифровой обработки сигналов в системах с цифровыми фазированными антенными решетками (ЦФАР), повышения помехоустойчивости системы связи за счет внедрения методов пространственной селекции, временного разделения каналов и цифрового избирательного вызова, применения алгоритмов автоматической обработки служебной информации, восстановления информации, искаженной в процессе передачи и других технических решений, реализуемых на базе встроенных или включаемых в состав технических средств узлов радиосвязи устройств цифровой обработки сигнала.

Степень разработки темы исследования.

Вопросы построения систем коротковолновой радиосвязи достаточно подробно рассматривались в работах Комаровича В.Ф., Романенко В.Г., Головина О.В., Хазана В.Л., Шадрина Б.Г., Будяка В.С. и других авторов. Построение коротковолновых антенно-фидерных устройств описано и обосновано в работах Айзенберга Г.З., Белоусова С.П., Журбенко Э.М., Кисмерешкина В.П., Надененко С.И., Попова Е.С., Сиговой Т.А. и др. Известные способы цифровой обработки сигналов изложены в работах Финка Л.М., Кловского Д.Д., Николаева Б.И., Салтыкова О.В., Хмыровой Н.П. и др.

Вместе с тем, создаваемые на основе внедрения в практику радиосвязи современных технических решений возможности по применению как известных «базовых» принципов построения радиосистем, так и инновационных решений оставляют возможности для дальнейшего развития данных направлений в ходе научных исследований.

Цель диссертационного исследования.

Обобщение известных методов повышения качества связи с опорой на новые технические возможности, а также обоснование эффективности применения в ведомственных системах КВ радиосвязи инновационных разработок промышленности. Достижение цели потребовало решения следующих задач:

1. Анализ положительного эффекта от применения методов цифрового диаграммообразования в ЦФАР на базе МЦРПУ и синтез многоканальных приемных коротковолновых радиосистем, позволяющих повысить качество приема за счет применения методов пространственного и частотного разнесения.
2. Обоснование и разработка способа повышения помехоустойчивости пакетной передачи данных по асимметричным радионаправлениям в системах коротковолновой радиосвязи за счет внедрения методов пространственной селекции, временного разделения каналов и цифрового избирательного вызова.
3. Разработка нового метода передачи и приема в системе коротковолновой радиосвязи адресных радиogramм на базе нового алгоритма поиска служебной адресной последовательности принимаемых радиogramм, алгоритмов восстановления искаженной в процессе передачи информации и других технических решений, реализуемых на базе встроенных или включаемых в состав технических средств узлов радиосвязи устройств цифровой обработки сигнала.

Результаты данного анализа и синтеза перспективных технических решений привели к формулированию и разработке новых методов повышения эффективности работы систем коротковолновой радиосвязи различного назначения.

Таким образом, **объектом исследования** является система коротковолновой радиосвязи.

Предмет исследования: способы и методы повышения качества услуг связи, предоставляемых КВ радиосистемами, основанные на применении современных технических средств радиосвязи.

Научная новизна защищаемых результатов исследования состоит в том, что впервые:

1. Разработан метод многоканального приема радиосигналов с цифровым формированием диаграмм направленностей и структура территориально разнесенных узлов связи для его практической реализации, позволяющие:

- использовать цифровую приемную антенную решетку, вместо комплекта громоздких полноразмерных приемных антенн, размещаемых на больших площадях и обеспечивающую в КВ радиосистеме заданный сектор обслуживания по азимуту для трасс заданных протяженностей на основе предложенных методов адаптации формы диаграмм ЦФАР к условиям распространения;

- сократить потери полезного сигнала в АФС, за счет отказа от аналоговых устройств коммутации и разветвления, что приводит к повышению соотношения сигнал/шум на входе АЦП РПУ;

- повысить помехозащищенность за счет обеспечения возможности формирования минимумов(нулей) диаграммы направленности на источники помех и повысить помехоустойчивость приема сигнала за счет формирования максимумов диаграммы направленности на источник полезного сигнала [1].

2. Предложен способ повышения помехоустойчивости пакетной передачи данных по КВ асимметричным радионаправлениям расширенной многоузловой ведомственной системы связи специального и военного назначения, позволяющий существенно расширить функциональные возможности многоузловой ведомственной системы связи (ВСС) за счет применения многоканальных SDR устройств и возможностей ретрансляции сигналов между узлами связи ВСС. В результате вероятность приема радиограммы повышается с 0,616 при традиционном одноканальном способе передачи до 0,968 при приеме по предложенному методу. Данный метод разработан автором в соавторстве и защищен патентом на изобретение [4].

3. Предложен метод передачи и приема адресных радиограмм в комплексах и узлах радиосвязи КВ диапазона и комплекс радиосвязи КВ диапазона, реализующий этот метод, позволяющие с помощью содержащейся в радиограмме служебной адресной последовательности двоичных символов, равномерно распределенных среди информационных символов радиограммы, производить обнаружение и коррекцию ошибочно принятых информационных символов радиограммы. Комплекс декаметровый радиосвязи [5], реализующий данный метод и сам метод [6]

разработаны автором в соавторстве, и защищены патентами на изобретение.

Теоретическая и практическая значимость работы.

Теоретическая значимость работы определяется тем, что предложенные методы повышения эффективности могут рассматриваться как теоретическая основа при решении задач по модернизации систем КВ радиосвязи различных ведомств.

Практическая значимость работы подтверждается тем, что результаты проведенных исследований внедрены в рамках ОКР «МКТС-АФУ» и ОКР «Апробация» выполненных в АО «ОНИИП», что подтверждается Актом представленным в диссертации в Приложении Б.

Методология и методы исследования. Поставленные задачи были решены с использованием методов теории радиосвязи, теории вероятностей, теории информации, теории передачи дискретных сообщений, интегрального исчисления и эмпирических методов (экспериментальное исследование, трассовые испытания). Расчеты радиолиний проводились с использованием пакета программ Propagation Wizard (разработка фирмы Rohde&Schwarz).

Достоверность полученных результатов работы основана на апробированных научных положениях и методах исследования, корректном применении математического аппарата, согласованности новых результатов с известными теоретическими положениями. Обоснованность и достоверность результатов доказана экспериментальной проверкой разработанных способов при эксплуатации комплексов радиосвязи, в которых применены разработанные решения, подтверждением достигнутых количественных и качественных показателей работы радиосредств с результатами моделирования.

Публикации по теме исследования. По теме диссертации опубликовано 9 печатных работ, в том числе три научные статьи в рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК при Минобрнауки России, четыре патента на изобретение, отчет о НИР, доклады на ведомственных и Международных научно-технических конференциях.

Апробация результатов исследований. Результаты проведенных исследований прошли апробацию на круглых столах Международного военно-технического форума «Армия-2018, 2019, 2020 и 2021» в г. Москва; IV Международной научно – технической конференции «Радиотехника, электроника и связь - 2017» г. Омск; XXVII заседании научно-технического семинара «Перспективы развития науки и техники радиосвязи» (г. Омск 2020 г.), Научно-практической конференции по вопросу создания отечественных перспективных систем и средств связи» в рамках международного промышленного форума «Интеллект машин и механизмов» (г. Севастополь 2021 г.), а также на научных семинарах и заседаниях научно-технического совета АО «ОНИИП».

Соответствие паспорту специальности.

Диссертация соответствует областям исследований специальности 2.2.13. - «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»:

В диссертации проводится анализ и синтез новых радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия и помехоустойчивости. С помощью методов цифровой обработки сигналов в системе, построенной на основе многоканальных радиоприемных устройств реализуется усовершенствованный алгоритм цифрового формирования диаграмм направленности фазированных антенных решеток, позволяющий существенно повысить помехозащищенность КВ системы связи. Разработанный метод передачи информации на основе ретрансляции адресных радиogramм позволяет при наличии сосредоточенных помех добиться повышения помехоустойчивости.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Метод многоканального радиоприема, применяемый в системе радиосвязи с цифровым формированием диаграмм направленностей ФАР и адаптацией количества каналов приема к условиям ионосферного распространения радиоволн, реализуемый на территориально разнесенных узлах связи предлагаемой структуры, позволяющий в условиях отсутствия точных данных о геометрии радиолинии и невозможности точной калибровки сигналов, поступающих с антенных элементов, за счет предложенного адаптивного алгоритма диаграмообразования ЦФАР КВ диапазона [1, 3, 9] обеспечивать прием сигналов с требуемым качеством.

2. Разработанный способ повышения помехоустойчивости пакетной передачи данных по КВ асимметричным радионаправлениям [2, 4], основанный на возможностях современных многоканальных SDR РПУ и межузловой связи, временном разделении каналов и цифровом избирательном вызове позволяет повысить качество предоставляемых услуг связи до требуемого, за счет структурной адаптации системы с адаптивным изменением количества каналов приема (узлов связи, задействованных в информационном обмене).

3. Разработанный автором метод обнаружения служебной адресной последовательности (САП) двоичных символов, содержащихся в принимаемых радиogramмах [6], на основе критерия максимума апостериорной вероятности, реализованный в приемных комплексах с предложенной синтезированной структурой [5] повышает помехоустойчивость приема адресных радиogramм [8].

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав и заключения, изложенных на 211 страницах машинописного текста, содержит 44 рисунка, 11 таблиц, список использованных источников из 100 наименований, 2 приложения на 5 страницах.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы диссертации, проведен анализ степени разработанности исследуемой научной проблемы и обоснованы подходы к ее решению, поставлена цель работы, сформулированы задачи исследования и основные результаты, выносимые на защиту, указаны научная новизна и практическая значимость работы, а также степень достоверности результатов.

В первой главе представлен анализ принципов построения современных действующих автоматизированных узлов радиосвязи (УРС) и комплексов связи коротковолнового диапазона, а также используемых антенн и антенно-фидерных устройств стационарных и мобильных УРС. Приведены результаты экспертного опроса, отражающего оценку современных комплексов связи по критерию возможности их использования при построении сети специальной КВ радиосвязи. Наиболее эффективным в данном исследовании признан УРС «Модернизированный комплекс технических средств» (МКТС-1), который в исследовании стал базовым, и относительно которого рассматривался положительный эффект, обеспечиваемый предлагаемыми методами повышения эффективности радиосвязи.

Определена актуальность исследования, которая обусловлена возрастающими требованиями к количеству каналов приема на приёмных узлах связи при увеличении требований к энергетике, связанных с применением высокоскоростных адаптивных радиолиний.

Показана целесообразность разработки методов приема на основе цифрового формирования диаграмм направленности, а также методов повышения помехоустойчивости пакетной передачи данных для повышения эффективности работы узлов и ведомственных систем радиосвязи.

Во второй главе представлен анализ расхождения характеристик направленности антенн и геометрии радиотрасс в системе КВ радиосвязи. По результатам анализа сделан вывод, что к одному из перспективных направлений существенного повышения энергетики КВ радиолиний можно отнести работы по обеспечению согласования пространственных параметров приемных и передающих антенн взаимодействующих УРС с динамическими параметрами КВ радиотрасс. Данное согласование может быть обеспечено цифровым диаграммообразованием ФАР с адаптацией по вектору прихода радиоволны.

Предложен метод многоканального приема с цифровым формированием диаграмм направленности фазированных антенных решеток и структура (рисунок 1) радиоприемного УРС, реализующего предлагаемый метод.

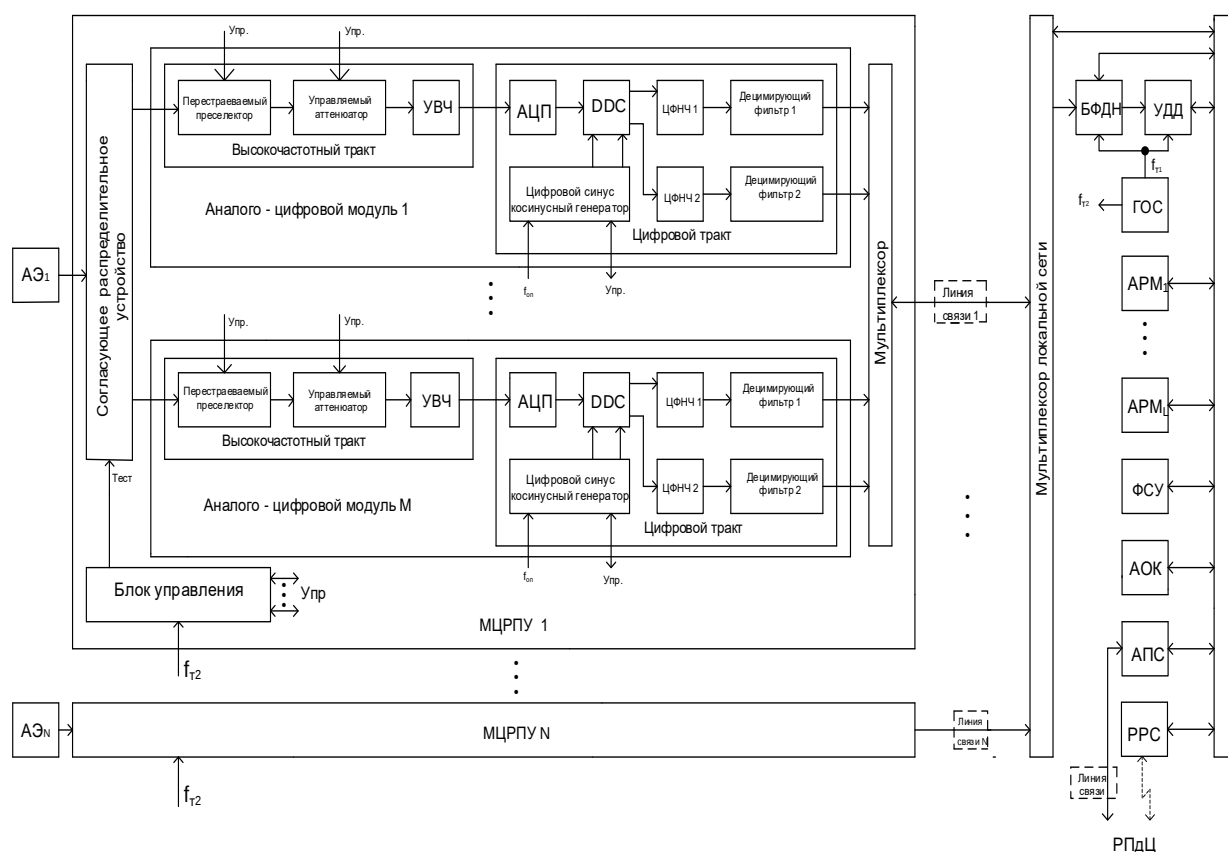


Рисунок 1 - Схема электрическая структурная радиоприемного центра (РПмЦ) автоматизированного узла радиосвязи КВ диапазона.

Алгоритм работы УРС с предложенным методом в общем виде представляет следующую последовательность операций:

1. Перед началом проведения сеансов связи с радиоабонентами, в формирователь сигналов управления (ФСУ) вводится программа радиосвязи (время проведения сеанса, вид принимаемой и передаваемой информации; скорости приема и передачи данных, классы принимаемых и излучаемых сигналов; мощности излучения сигналов в сторону радиоабонентов, тексты передаваемых радиogramм, значения параметров радиотрасс - азимуты и углы возвышения радиолучей каждой из m ($m=1,2,\dots,M$) одновременно обслуживаемых радиотрасс, их протяженности, и т.д.), например, на сутки. Кроме того, в ФСУ вводят данные о координатах местоположения фазового центра антенной решетки (АР), образованной антенными элементами ($AЭ_1, \dots, AЭ_N$) от аппаратуры определения координат местоположения и меток точного времени (АОК) по локальной информационной сети (ЛИС) и координаты размещения на местности всех антенных элементов: $R_i (x_i, y_i, z_i)$, $i=1,2,\dots,N$ относительно фазового центра АР.

2. Под управлением СПО и введенных исходных данных в ФСУ для каждого антенного элемента ($AЭ_1, \dots, AЭ_N$) определяется величина пространственного набега фазы $\Phi_{\Sigma i,m}$ на расстоянии $d_{i,m}$ при формировании m -ой диаграммы направленности, являющимся скалярным произведением векторов R_i и rm [8]:

$$d_{i,m} = (R_i \cdot r_m) = \{x_i \cdot \xi_{xm} + y_i \cdot \xi_{ym} + z_i \cdot \xi_{zm}\}, \quad (1)$$

где: $r_m = \{\xi_{xm}, \xi_{ym}, \xi_{zm}\}$ – единичный вектор, определяющий направление в пространстве m -го приходящего луча от радиоабонента, и, следовательно, положение в пространстве биссектрисы m -й формируемой диаграммы направленности, $m = 1, \dots, M$; $\xi_{xm}, \xi_{ym}, \xi_{zm}$ – направляющие косинусы, определяющие положение единичного вектора r_m в пространстве; R_i – вектор, соединяющий фазовый центр приемной АР (кольцевой, линейной, плоской), образованной антенными элементами, с местом размещения антенного элемента на плоскости (в пространстве).

3. С учетом исходных и расчетных данных ФСУ под управлением СПО вырабатывает коды управляющих сигналов для каждого из $(N \cdot M)$ преселекторов, управляемых аттенуаторов, цифрового синус – косинусного генератора (ЦСКГ) и блока формирования диаграмм направленностей (БФДН).

4. После настройки всех аналого-цифровых модулей МЦРПУ производится их проверка с использованием ФСУ, который, после формирования сигналов управления, формирует в цифровом виде тестовый сигнал, поступающий в БУ каждого МЦРПУ аналогично цифровому групповому сигналу управления. Преобразованные в аналоговый вид тестовые сигналы с выходов БУ соответствующих МЦРПУ с частотами, соответствующими частотам настройки m аналого-цифровых модулей, подаются на входы тестовых сигналов соответствующих N согласующих распределительных устройств, которые обеспечивают их коммутацию на сигнальные входы соответствующих аналого-цифровых модулей МЦРПУ. Пройдя через все МЦРПУ, преобразованные в цифровую форму тестовые сигналы коммутируются мультиплексором на входы БФДН, где производится их обработка, после чего производится демодуляция и декодирование сигналов в устройстве демодуляции и декодирования (УДД) с последующей передачей результатов цифровой демодуляции и декодирования по ЛИС на базе коммутатора в ФСУ, где под управлением СПО сравниваются исходный переданный сигнал с принятыми сигналами.

5. После тестирования радиоприемного центра тестовые сигналы отключаются от входов тестовых сигналов согласующих распределительных устройств МЦРПУ и на их антенные входы подаются сигналы с выходов соответствующих антенных элементов ($AЭ1, \dots, AЭN$).

6. В каждом из МЦРПУ аналоговые сигналы с выходов согласующего распределительного устройства поступают на сигнальные входы аналого-цифровых модулей, где преобразуются с помощью соответствующих АЦП в цифровую форму, после чего с помощью соответствующих квадратурных преобразователей (Digital Down Converter - DDC) с ЦСКГ преобразуется в цифровые квадратурные сигналы с фазовым сдвигом. Затем эти сигналы фильтруются соответствующими ЦФНЧ 1 и ЦФНЧ 2 и обрабатываются первым и вторым децимирующими фильтрами (ДФ) соответственно.

7. Выходные квадратурные сигналы C_i и S_i ($i=1, \dots, M$) аналого-цифровых модулей объединяются мультиплексорами МЦРПУ и через линии связи

мультиплексора поступают на соответствующие входы мультиплексора локальной сети, с выходов которого сигналы аналого-цифровых модулей МЦРПУ поступают на входы БФДН, в котором квадратурные сигналы C_i и S_i каждого из аналого-цифровых модулей попарно суммируются, запоминаются и выбираются для формирования m -й диаграммы направленности. Полученные таким образом сигналы с выходов БФДН поступают на соответствующие входы устройства демодуляции и декодирования, которое в соответствии с программой радиосвязи осуществляет демодуляцию и декодирование сигналов m радиоабонентов.

Работоспособность предложенного метода повышения эффективности работы системы радиосвязи подтверждена результатами вычислительного эксперимента, в котором с использованием апробированных на мировом уровне программ определялись параметры различных расчетных трасс при следующих исходных данных:

- необходимо обеспечить круглосуточную связь каждого периферийного УРС с другими соседними УРС;
- количество каналов передачи соответствует максимальному количеству одновременно проводимых сеансов связи с радиоабонентами, например, между центральным УРС, расположенным вблизи г. Москва, и периферийными УРС, местоположение которых определено вблизи следующих десяти географических пунктов, приведенных в таблице 1:

Таблица 1- Местоположение УРС

№ пп.	Наименование УРС	Координаты	
		Широта	Долгота
1	Москва	55°45' с.ш.	37°30' в.д.
2	Санкт-Петербург	59°55' с.ш.	30°12' в.д.
3	Архангельск	64°34' с.ш.	40°30' в.д.
4	Калининград	54°43' с.ш.	20°30' в.д.
5	Мурманск	68°58' с.ш.	33°00' в.д.
6	Ставрополь	45°02' с.ш.	41°54' в.д.
7	Омск	55°00' с.ш.	73°24' в.д.
8	Красноярск	56°01' с.ш.	92°48' в.д.
9	Чита	52°02' с.ш.	113°29' в.д.
10	Владивосток	43°10' с.ш.	131°54' в.д.
11	Петропавловск-Камчатский	53°01' с.ш.	158°31' в.д.

Геометрия рассматриваемых радиолиний представлена на рисунке 2.

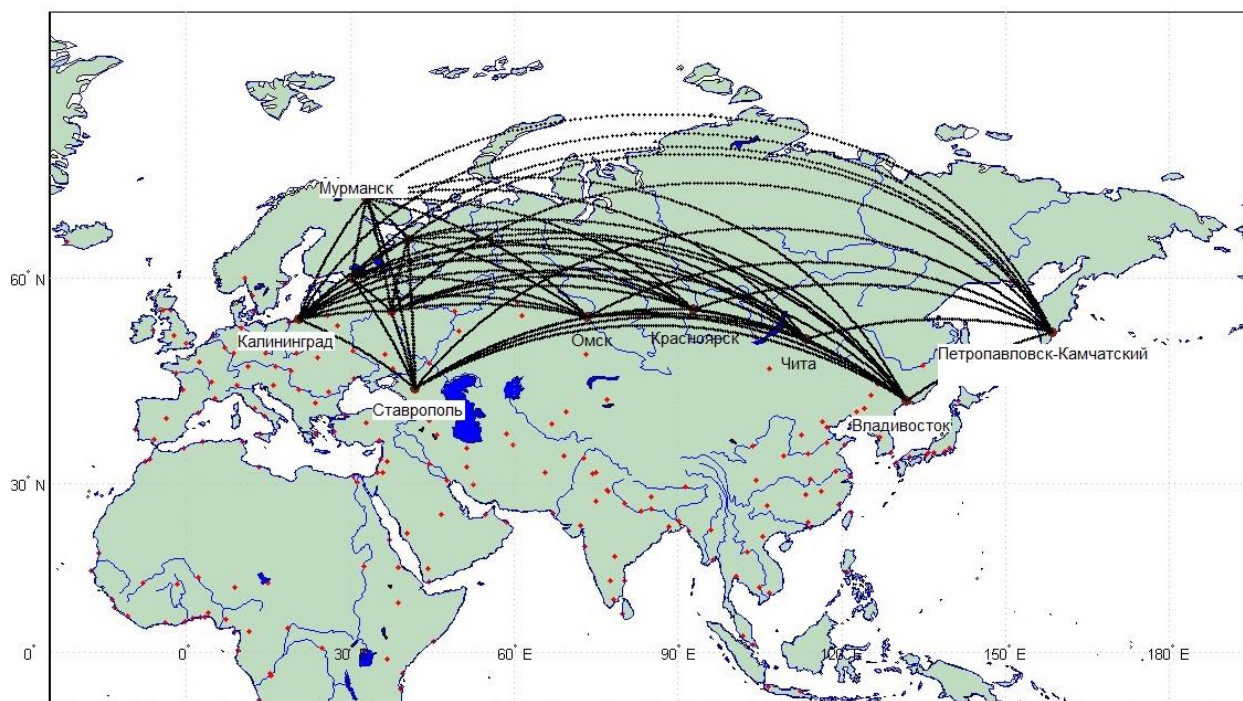


Рисунок 2 - Геометрия радиолиний, выбранных для анализа эффективности метода.

Проведено моделирование радиолиний с использованием пакета программ PropagationWizard, результаты которого приведены на рисунке 3. По вертикальной оси графика указано количество случаев положительно завершенных сеансов связи.

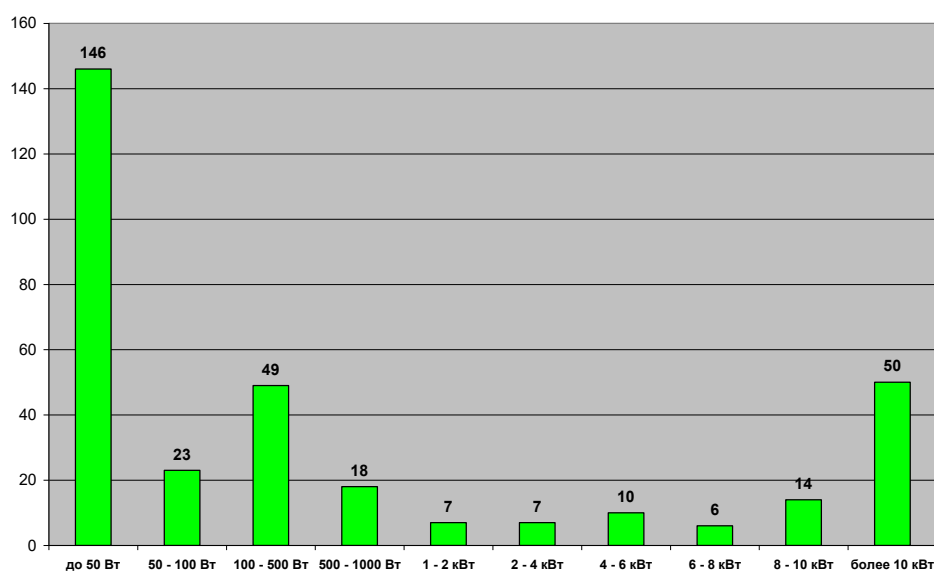


Рисунок 3 - Распределение расчётных значений минимальной суммарной мощности передающих модулей, необходимой для обеспечения круглосуточной работы радиолиний.

Как следует из рисунка 3, в 71,5 % рассмотренных случаев (236 из 330) для передачи сообщений достаточно мощности излучения одного 1-киловаттного передающего модуля. Большая мощность требуется, как и следовало ожидать, для

радиолиний, длина которых превышает максимальную длину одного «скачка» (более 4000 км).

Так же проведено моделирование и анализ работы УРС с различным количеством МЦРПУ, обеспечивающих совместно с таким же количеством антенных элементов формирование диаграмм направленностей. Результат моделирования приведен на рисунке 4.

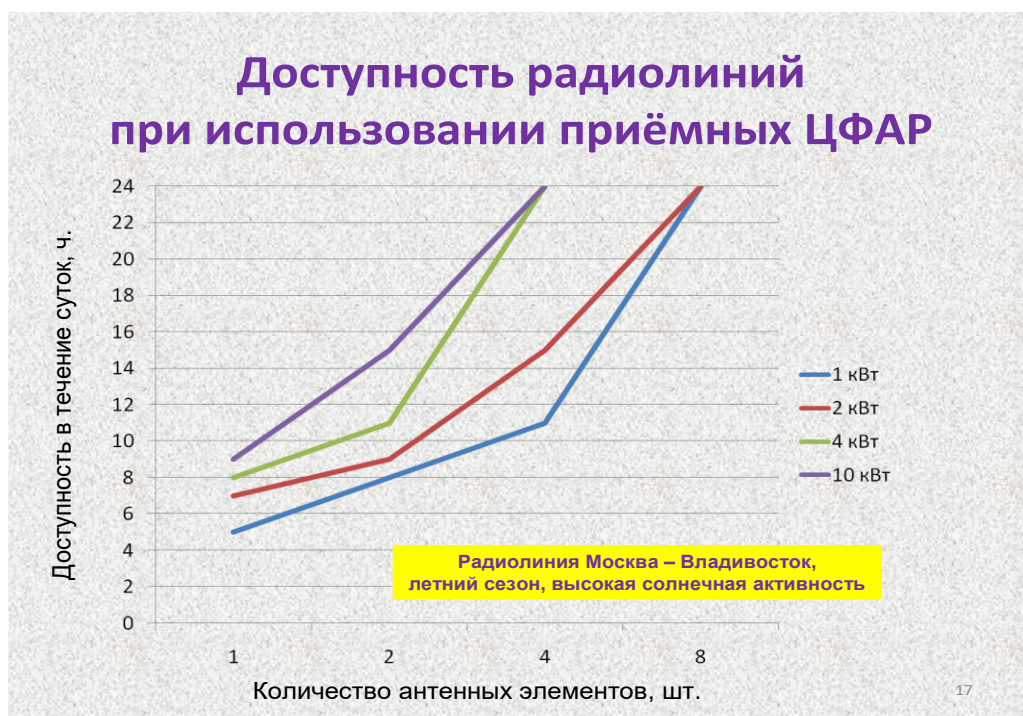


Рисунок 4 - Доступность радиолиний в зависимости от количества антенных элементов и мощности излучения передаваемых сигналов

По результатам проведенного моделирования можно сделать вывод, что при использовании на радиоприемном центре УРС 2-х, 4-х и 8-ми антенных элементов достигается существенный выигрыш по времени доступности радиолинии в пределах суток при любой мощности каналов передачи на радиопередающем центре противоположного УРС радиолинии Москва - Владивосток. Причем, не требуется использовать каналы передачи большой мощности для обеспечения круглосуточной радиосвязи, поскольку для передачи сигналов достаточно использовать передающие модули в составе РПДЦ мощностью 1 кВт и приемный антенный комплекс на базе ФАР, состоящей из 8-ми антенных элементов.

Таким образом, проведенные на модели радиолинии расчёты позволяют считать предложенные пути модернизации КВ узлов радиосвязи достаточно эффективными. Возможности современных цифровых радиоприемных устройств с модулями цифровой обработки сигнала позволяют создавать адаптивные цифровые фазированные антенные решетки, позволяющие существенно улучшить функциональные возможности аналоговых фазированных антенных решеток.

Прогресс в развитии устройств цифровой обработки сигнала привел к созданию цифровых фазированных антенных решеток с множеством адаптивных алгоритмов,

при этом каждый из них имеет как плюсы, так и минусы. Автором предложен вариант решения одной из проблем адаптивных алгоритмов в цифровых фазированных антенных решетках КВ диапазона, когда исходная настройка управляющего вектора алгоритма производится не точно на направление сигнала, а также когда сама антенная решетка недостаточно точно откалибрована [1].

Подавляющее большинство адаптивных алгоритмов фазирования антенных решеток (АР) основано на уравнении Винера-Хопфа, с теми или иными ограничениями, накладываемыми на параметры расчета. Одним из широко используемых его вариантов является алгоритм Кэйпона, в котором критерием оптимальной работы является минимум средней мощности выходного сигнала АР при условии постоянного (единичного) отклика с выбранного направления¹. Поскольку для направления сигнала реакция задана постоянной и максимальной, то минимизация выходной мощности (куда входят и помехи) вполне уместна. Этот критерий записывается следующим образом:

$$\min_w \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}, \text{ при } \mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1. \quad (2)$$

где: $\mathbf{w}$ – управляющий вектор АР (steering vector), который задает непосредственно пользователь, направляя диаграмму направленности (ДН) своим максимумом в направлении сигнала. Компонентами вектора являются весовые коэффициенты (ВК) сигналов антенных элементов (АЭ), с которыми образуется взвешенная сумма, результат которой и является продуктом диаграммообразования. Вектор $\mathbf{a}$ означает т.н. апертурный вектор (модель сигналов от АР), компонентами которого являются фазовые множители, сдвигающие фазу комплексного сигнала (типа $\exp(j\varphi)$), который формирует сигналы АЭ, являющиеся одним и тем же сигналом, но сдвинутым по фазе на определенную величину на каждом АЭ в соответствии с направлением прихода сигнала. Управляющий вектор $\mathbf{w}$ в обычном диаграммообразовании имеет такой же вид, но должен быть комплексно-сопряжен с апертурным вектором. Именно в этом случае в заданном направлении и получается максимальная реакция.

Квадратная матрица $\mathbf{R} = \langle \mathbf{x}^H(k) \mathbf{x}(k) \rangle$ есть корреляционная матрица входных сигналов АЭ $\{x_n(k)\}_{n=0}^{N-1}$, которые объединены в вектор-столбец $\mathbf{x}(k) = [x_0(k), x_1(k), x_2(k), \dots, x_{N-1}(k)]^T$. Верхний символ H – транспонирование с комплексным сопряжением, T – одно транспонирование. k – текущий отсчет времени. $\langle \cdot \rangle$ – усреднение по времени. N – количество АЭ в АР.

Скалярная величина $\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}$ представляет собой мощность выходного сигнала АР $y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)$. Таким образом, критерий (2) определяет управляющий вектор АР $\mathbf{w}$, минимизирующий выходную мощность при условии фиксированной реакции в заданном направлении прихода сигнала, определяемом апертурным вектором. Компоненты найденного «оптимального» вектора будут использоваться при

¹ Van Trees H.L. Optimum Array Processing, Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory, Wiley, 2002, 1443 p

обработке сигналов в качестве ВК, решение для которого хорошо известно (находится путем применения метода множителей Лагранжа к критерию (2)):

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}}. \quad (3)$$

Реальная диаграмма направленности данного адаптивного алгоритма (использовался простой гармонический сигнал, а также ЧТ-2 с задаваемой шириной полосы) показана на рисунке 5

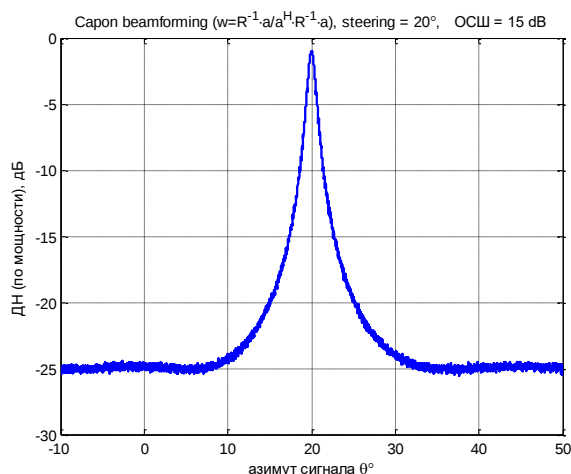


Рисунок 5 – Реальная (измеренная) ДН адаптивного алгоритма.

В системах ДКМВ радиосвязи угол места приходящего на антенну сигнала никогда нельзя предсказать точно (зависит от состояния ионосферы), кроме того, этот угол прихода испытывает дрейф (на среднеширотных радиолниях КВ диапазона дальностью 1 – 3 тыс. км, в течение часа, могут наблюдаться вариации азимутальных углов до 6° и углов места – до 10°). Точная калибровка КВ антенной решетки так же затруднительна. Совокупность данных факторов приводит к тому, что исходная настройка управляющего вектора при работе алгоритма производится не точно на направление сигнала и полезный сигнал начинает восприниматься алгоритмом как помеха, т.е. в его направлении формируется глубокий ноль ДН.

Предлагаемое решение сводится к постановке нескольких задаваемых близко расположенных направлений ДН, которые должны образовать единый главный лепесток реальной ДН.

Для примера, без ограничения общности, взяты два различающихся, но близко расположенных, направления ДН:

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}, \text{ при } \mathbf{w}^H \mathbf{a}_1 = 1, \mathbf{w}^H \mathbf{a}_2 = 1 \quad (4)$$

Соответственно, целевая функция при использовании метода множителей Лагранжа (λ_1 и λ_2):

$$J(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} - \lambda_1 (\mathbf{w}^H \mathbf{a}_1 - 1) - \lambda_2 (\mathbf{w}^H \mathbf{a}_2 - 1) \quad (5)$$

Приравнивая к нулю ее градиент по $\mathbf{w}^H$ получим:

$$\mathbf{w} = \lambda_1 \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1 + \lambda_2 \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_2 \quad (6)$$

Умножая справа это решение на апертурные вектора задаваемых направлений, имеем систему линейных уравнений:

$$\begin{aligned}\mathbf{a}_1^H \mathbf{w} &= \lambda_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1 + \lambda_2 \mathbf{a}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_2 \equiv 1 \\ \mathbf{a}_2^H \mathbf{w} &= \lambda_1 \mathbf{a}_2^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1 + \lambda_2 \mathbf{a}_2^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_2 \equiv 1\end{aligned}$$

Введем необходимые обозначения:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1 & \mathbf{a}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_2 \\ \mathbf{a}_2^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_1 & \mathbf{a}_2^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_2 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

и решением системы уравнений

$$\mathbf{K} \boldsymbol{\lambda} = \mathbf{e} \quad (8)$$

для множителей Лагранжа будет:

$$\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{e} \quad (9)$$

Подставляя $\boldsymbol{\lambda}$, вычисленное по (9) в уравнение (6) получаем требуемый оптимальный вектор весовых коэффициентов.

Введем ещё одно обозначение для «апертурной матрицы»:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \quad \mathbf{a}_2] \quad (10)$$

и используя обозначение для $\boldsymbol{\lambda}$ из (7), выражение (6) можем записать:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A} \boldsymbol{\lambda}, \quad (11)$$

Подставляя значение $\boldsymbol{\lambda}$ из (9) в уравнение (11) получаем окончательное выражение для весового вектора сигналов АЭ:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{e}. \quad (12)$$

Размерность квадратной системы (8), а также число слагаемых в правой части (6) равны выбранному числу направлений.

Таким усложнением и увеличением количества вычислений алгоритма достигается расширение главного лепестка ДН, устойчивого к рассогласованию направлений в пределах его ширины. Расстояние между ограничительными направлениями выбирается исходя из числа АЭ. Чем их больше, тем ближе расстояния между отдельными лепестками ДН и меньше заметных провалов, тем самым они представляют собой один лепесток с небольшой неравномерностью.

На рисунке 6 представлен скрипт и измеренная ДН «многоточечного» (со многими ограничениями направлений) адаптивного алгоритма.

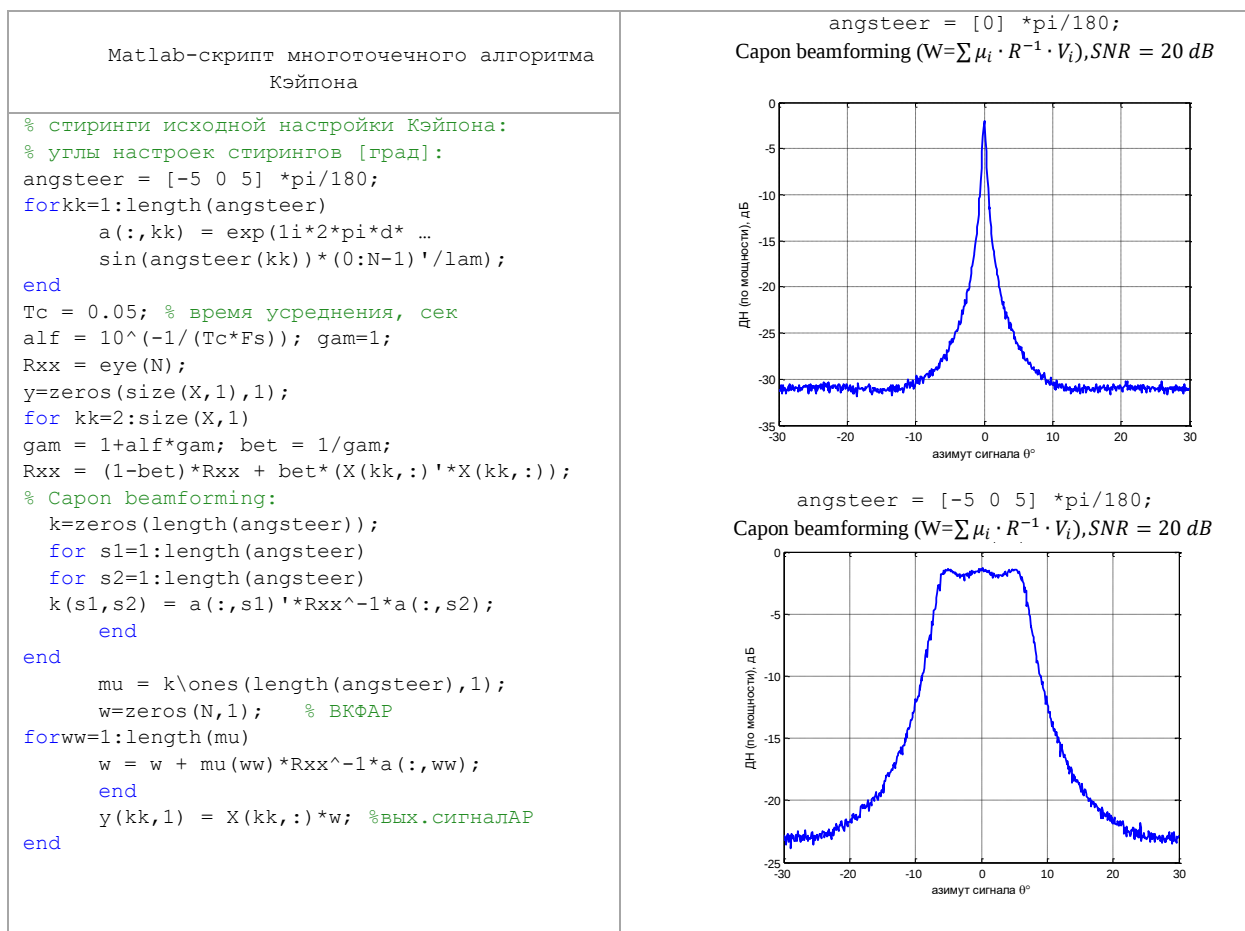


Рисунок 6 - Matlab - скрипт и реальная ДН многоточечного алгоритма.

Верхний график показывает поведение многоточечного алгоритма при одном заданном направлении (вырождается к одноточечному), нижний – при трех ограничениях через 5° .

Предложенное решение, связанное с расширением главного лепестка ДН показывает, что применение адаптивного алгоритма диаграммообразования при постановке нескольких задаваемых близко расположенных направлений ДН, позволяет образовать единый расширенный главный лепесток реальной ДН, в результате чего становится возможным учесть некоторое рассогласование реального направления сигнала и настройки управляющего вектора в пределах этой ширины, а также решить проблему формирования глубоких нулей диаграммы направленности в направлении полезного сигнала при высоком ОСШ (более 30 дБ). Тем самым, решается одно из физических ограничений применения адаптивных антенных решеток для КВ диапазона.

В третьей главе рассмотрены методы повышения эффективности КВ систем связи при работе по асимметричным радионаправлениям, как одного наиболее распространенного сценария применения КВ связи. Разработан метод повышения эффективности действующей КВ ведомственной системы связи, работающей по асимметричным радионаправлениям. Предложена структура (рисунок 7) полнодоступного взаимодействия по КВ радиоканалу пяти узлов радиосвязи при связи с тремя абонентскими радиостанциями меньшей относительно УРС мощностью, реализующего разработанный автором в соавторстве метод.

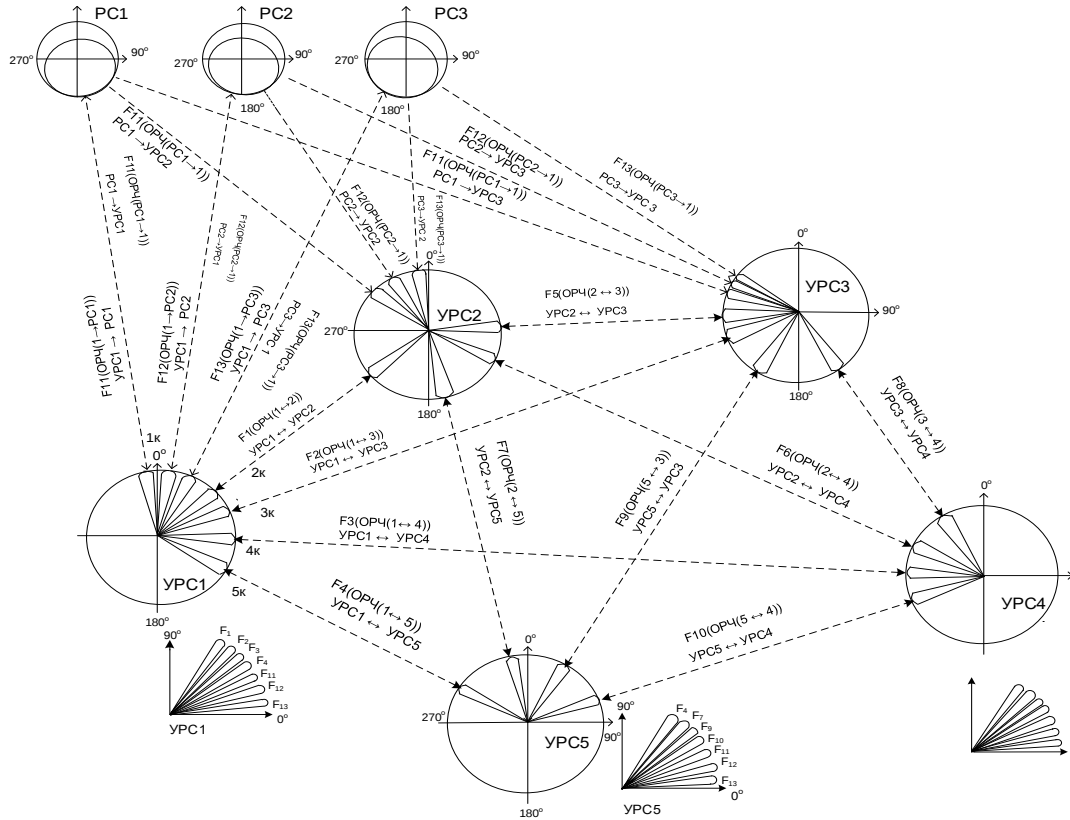


Рисунок 7 – Схема системы связи, реализующей метод повышения помехоустойчивости пакетной передачи данных по КВ асимметричным радионаправлениям.

Разработан алгоритм взаимодействия, временные диаграммы передаваемых и принимаемых радиосигналов УРС и отдельных РС, проведена оценка эффективности предлагаемого метода модернизации ведомственной системы связи, при двух вариантах передачи РГ. Вероятность приема радиogramмы при этом определялась по биномиальной формуле:

$$P_{\text{пл}} = \sum_{q=0}^K C_B^q p_1^q (1 - p_1)^{B-q}. \quad (13)$$

В первом варианте рассмотрим традиционный способ прямой радиосвязи при условии, что процент ошибочно принятых бит в РГ объемом $B = 500$ бит не превышает критического значения ошибок $K = 5$. Допустимый процент ошибочно принятых бит в РГ, при котором РГ считается правильно принятой любым частотным каналом приема УРС1 - не более 1%. Минимальная расчетная величина вероятности правильного приема РГ при наихудших допустимых условиях связи (при которых вероятность ошибки демодулированной двоичной последовательности первого частотного канала приема $p_{\text{дон}} = 1 \cdot 10^{-2}$) будет равна $P_{\text{плmin}} = 0,616$.

Рассмотрим теперь передачу РГ по второму варианту (в соответствии с предлагаемым методом). Пусть РС1 передает эту же РГ в адрес УРС1 при тех же условиях передачи РГ, приведенных выше, но с использованием в работе всех УРС.

Вероятность того, что РГ, переданная РС1 на F11(ОРЧ(РС1→1)), будет ретранслирована УРС2 в адрес УРС1 определена по аналогичной формуле (13):

$$P_{P2} = \sum_{q=0}^K C_B^q p_{P2}^q (1-p_{P2})^{B-q}, \quad (14)$$

где $P_{P2} \leq 1 \cdot 10^{-2}$ - вероятность ошибки демодулированной двоичной последовательности частотного канала приема УРС2, принимающего РГ от РС1.

Аналогичным образом определены вероятности P_{P3} , P_{P4} и P_{P5} ретрансляции РГ УРС3, УРС4 и УРС5 в адрес УРС1 при соответствующих вероятностях P_{P3} , P_{P4} и P_{P5} ошибки демодулированных двоичных последовательностях соответствующих частотных каналов приема УРС3, УРС4 и УРС5.

При этом вероятность $P_{ПР2}$ правильного приема вторым частотным каналом приема УРС1 РГ, ретранслируемой УРС2, определена произведением вероятности $P_{ПР2}$ и вероятности $P_{П2}$ того, что после приема ретранслированной РГ вторым частотным каналом приема количество ошибок в РГ не превысит 1%.

С учетом выражений (13) и (14) эта вероятность определится в виде произведения вероятностей:

$$P_{ПР2} = P_{P2} \cdot P_{П2} = \left(\sum_{q=0}^K C_B^q p_{P2}^q (1-p_{P2})^{B-q} \right) \left(\sum_{q=0}^K C_B^q p_2^q (1-p_2)^{B-q} \right). \quad (15)$$

где p_2 - вероятность ошибки демодулированной двоичной последовательности второго частотного канала приема УРС1.

Аналогичным образом определяется вероятность $P_{ПР3}$ правильного приема РГ третьим частотным каналом приема УРС1, ретранслируемой УРС3, вероятность $P_{ПР4}$ правильного приема РГ четвертым частотным каналом приема УРС1, ретранслируемой УРС4 и вероятность $P_{ПР5}$ правильного приема РГ пятым частотным каналом приема УРС1, ретранслируемой УРС5:

$$P_{ПР3} = P_{P3} \cdot P_{П3} = \left(\sum_{q=0}^K C_B^q p_{P3}^q (1-p_{P3})^{B-q} \right) \left(\sum_{q=0}^K C_B^q p_3^q (1-p_3)^{B-q} \right), \quad (16)$$

$$P_{ПР4} = P_{P4} \cdot P_{П4} = \left(\sum_{q=0}^K C_B^q p_{P4}^q (1-p_{P4})^{B-q} \right) \left(\sum_{q=0}^K C_B^q p_4^q (1-p_4)^{B-q} \right), \quad (17)$$

$$P_{ПР5} = P_{P5} \cdot P_{П5} = \left(\sum_{q=0}^K C_B^q p_{P5}^q (1-p_{P5})^{B-q} \right) \left(\sum_{q=0}^K C_B^q p_5^q (1-p_5)^{B-q} \right), \quad (18)$$

При этом вероятность того, что хотя бы один образец РГ будет принят УРС1 правильно, будет равна:

$$P_{П} = 1 - (1 - P_{П1}) \prod_{i=2}^M (1 - P_{Пi}) \quad (19)$$

где $P_{П1}$, $P_{Пi}$ ($P_{ПР2}$, $P_{ПР3}$, $P_{ПР4}$, $P_{ПР5}$) определяются по формулам (13), (15), ..., (18) соответственно [2].

С учетом вышеизложенного минимальная величина вероятности $P_{П}$ при наихудших допустимых условиях связи ($p_1 = p_2 = p_3 = p_4 = p_5 = 1 \cdot 10^{-2}$), определяемая по формуле (19), в данном случае будет равна $P'_{Пmin} = 0,968$, что доказывает положительный эффект от предложенного метода.

В четвертой главе рассмотрены методы передачи и приема адресных радиogramм в комплексах и узлах радиосвязи КВ диапазона. Описана структура адресной радиogramмы и приведены наиболее типичные негативные факторы при демодуляции принимаемого сигнала и последующего обнаружения служебной адресной последовательности (САП) в принятой последовательности РГ традиционными методами. Разработан метод передачи адресных радиogramм и разработана структура передающего и приемного комплекта комплекса КВ радиосвязи, реализующего этот метод.

В общем виде предложенный автором в соавторстве метод можно описать следующей последовательностью действий:

1. В передающем комплекте с помощью кодирующего устройства, в качестве которого используют персональный компьютер (ПК), формируют модулирующую двоичную последовательность дискретного сообщения - радиogramмы (РГ), содержащей в начале РГ служебную последовательность точек (СПТ) – меандр, длительностью K двоичных символов, следующую за ней во времени служебную фазирующую последовательность (СФП) длительностью Q символов, и информационную последовательность (ИП) длительностью Z символов – результат кодирования исходного сообщения от источника сообщений.

На рисунке 8 представлена схема электрическая структурная передающего комплекта комплекса декаметровый радиосвязи, реализующего предложенный метод, основным элементом которой является устройство формирования радиogramмы.

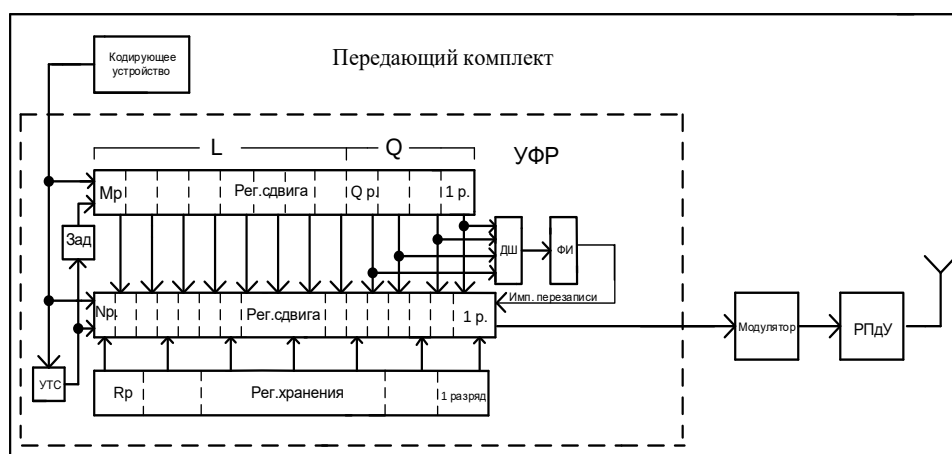


Рисунок 8 Схема электрическая структурная передающего комплекта комплекса радиосвязи.

2. В передающий комплект вводят устройство формирования радиogramм (УФР), в котором завершают формирование модулирующей двоичной последовательности РГ путем равномерного введения R символов САП среди Q символов СФП и следующей за ней частью ИП, состоящей из $L < Z$ информационных символов.

3. С этой целью последовательность с выхода кодирующего устройства с выбранной скоростью подают на вход УФР, в котором эту последовательность одновременно подают на вход устройства тактовой синхронизации (УТС),

информационный вход M -разрядного регистра сдвига с количеством разрядов $M=L+Q$ с порядковыми номерами $m = 1, 2, \dots, M$, соответствующими порядку следования разрядов - от старшего (выходного) разряда - при $m=1$, к младшему (входному) разряду - при $m=M$, и на информационный вход N -разрядного регистра сдвига с количеством разрядов $N=L+Q+R$ с порядковыми номерами $n = 1, 2, \dots, N$ с аналогичным порядком следования разрядов.

4. Для последовательного продвижения дискретной информации (ДИ) с выхода кодирующего устройства по разрядам регистров сдвига последовательность тактовых импульсов с выхода УТС подают на тактовый вход N -разрядного регистра сдвига, а на тактовый вход M -разрядного регистра сдвига – через элемент задержки, при этом перед формированием модулирующей последовательности РГ в каждый разряд R -разрядного регистра хранения с порядковыми номерами разрядов $r = 1, 2, \dots, R$, соответствующих порядку следования во времени символов САП, записывают соответствующий символ САП.

5. Информационные входы перезаписи ДИ двух крайних разрядов N -разрядного регистра сдвига с порядковыми номерами $n=1, N$ соединяют с выходами соответствующих двух крайних разрядов R -разрядного регистра хранения с порядковыми номерами $r = 1, R$, выходы остальных разрядов R -разрядного регистра хранения с порядковыми номерами $r = 2, 3, \dots, (R-1)$ соединяют с информационными входами перезаписи ДИ соответствующих разрядов N -разрядного регистра сдвига с порядковыми номерами $n = (2+X), (3+2X), \dots, [(R-1)+(R-2)X]$, где X - наибольшее целое число, которое выбирают из условия $X < (N-R+1)/(R-2)$.

6. Информационные входы перезаписи ДИ остальных n разрядов N -разрядного регистра сдвига, следующих в порядке увеличения их порядковых номеров, соединяют с соответствующими выходами разрядов M -разрядного регистра сдвига с порядковыми номерами, следующих в таком же порядке. При этом, если при поступлении очередного i -го тактового импульса с выхода УТС происходит заполнение Q символами СФП и следующими за ними L символами ИП с выхода кодирующего устройства последних M разрядов N – разрядного регистра сдвига и всех разрядов M – разрядного регистра сдвига, выход каждого из первых Q разрядов которого с порядковыми номерами $m=1, 2, \dots, Q$ дополнительно подключают к соответствующему входу дешифратора, и с помощью дешифратора производят обнаружение СФП.

7. По выходному сигналу дешифратора посредством формирователя импульса (ФИ) формируют импульс, который подают на импульсный вход перезаписи ДИ в разрядах N -разрядного регистра сдвига, в результате осуществляют перезапись в разрядах этого регистра сдвига ДИ с выходов разрядов M -разрядного регистра сдвига и с выходов разрядов R -разрядного регистра хранения. После чего с поступлением очередного $(i+1)$ -го тактового импульса с выхода УТС с информационного выхода N -разрядного регистра сдвига на выход УФР и далее – на вход модулятора, подают поэлементно без нарушения синхронного следования символов с ранее переданными символами начальной части РГ- СПТ, следующую за ней сформированную манипулирующую последовательность оставшейся части радиогаммы с равномерным распределением R символов САП среди Q символов

СФП и L символов последующей ИП.

8. С выхода модулятора сформированную РГ усиливают по мощности в радиопередающем устройстве (РПДУ) и излучают в эфир с помощью передающей антенны.

В соответствии с предложенной структурой формирования САП на передающей стороне системы связи разработан оптимальный алгоритм поиска служебной адресной последовательности в принимаемых РГ на основе критерия максимума апостериорной вероятности и синтезирована структура оптимального приемного комплекса, реализующего разработанный алгоритм.

Для повышения эффективности приема адресных радиogramм разработан метод позволяющий в тех случаях, когда двоичная последовательность радиogramмы содержит служебную адресную последовательность символов равномерно распределенных среди информационных символов и в радиоканале РГ передается сигналами однократной ОФТ, производить коррекцию отдельных ошибочно принятых информационных символов.

При этом предполагается, что прием сигналов ОФТ производится по методу сравнения полярностей, т.е. сначала сигнал когерентно детектируется фазовым детектором (ФД), после чего, регистрируемые на его выходе в отсчетные моменты времени двоичные символы подвергаются перекодированию в кодовом преобразователе (КП) путем сложения по модулю 2 каждого принятого символа с предыдущим.

Для проверки эффективности предложенных решений разработан метод расчета вероятностей правильного и ложного обнаружения своего адреса в принимаемых РГ.

Соотношения, оценивающие помехоустойчивость ФТ и ОФТ в канале без замираний при флуктуационной помехе, известны из литературы²:

$$P_{\text{ФТ}} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\sqrt{2}h)] \quad (18)$$

$$P_{\text{ОФТ}} = 2P_{\text{ФТ}}(1 - P_{\text{ФТ}}) = P_{\text{ФТ}} \cdot \frac{1}{2} [1 - \Phi^2(\sqrt{2}h)] \quad (19)$$

где $\Phi(y) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^y \exp[-\frac{x}{2}] dx$ - функция Крампа; h^2 - соотношение энергии сигнала к удельной мощности шумов.

Выигрыш по вероятности ошибки в канале с релейскими замираниями за счет корректирования ошибок получен в следующем виде:

$$\varepsilon = \frac{P_{\text{ОФТ}}^!}{P_{\text{КОФТ}}^!} = \left[1 - \frac{4 \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}} \left(1 - \frac{3}{\pi} \arctg \sqrt{\frac{3h_0^2 + 1}{h_0^2 + 1}} \right)}{(n-1) \left[1 - \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}} \arctg \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}} \right]} \right]^{-1} \quad (20)$$

На рисунке 8 приведен расчет величины ε по формуле (20) при количестве символов $n_1 = 4, n_2 = 6, n_3 = 16$ (кривые 1, 2, 3 соответственно).

² Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений.- М.: Советское радио, изд. 2-е, переработанное, дополненное, 1970.- 728 с.

Из графика видно, что выигрыш ε возрастает с уменьшением n т.е. использование служебной информации, например, в виде служебной адресной последовательности (САП) символов, распределенных среди информационных символов, позволяет повысить помехоустойчивость приема основной информации, содержащейся в радиограммах, передаваемых сигналами ОФТ

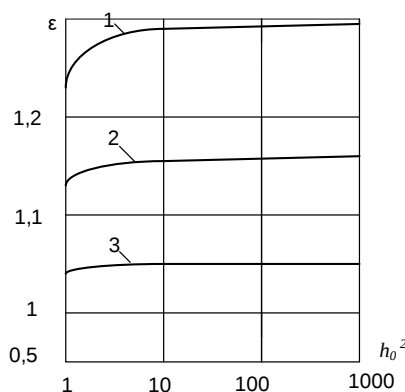


Рисунок 8 - Выигрыш по вероятности ошибки

Полученные результаты проверены в ходе трассовых испытаний ОКР «МКТС-АФУ» и ОКР «Апробация», выполненной на трассе Омск - Москва и подтвердили большую степень корреляции с теоретическими результатами.

В заключении диссертации изложены основные научные и практические результаты работы, рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований получены новые научные и практические результаты, направленные на повышение эффективности вновь создаваемых и модернизируемых узлов радиосвязи и ведомственных систем связи коротковолнового диапазона специального и военного назначения.

1. Разработан метод многоканального приема с цифровым формированием диаграмм направленностей и предложена структура построения территориально разнесенных узлов связи, которые позволят достичь существенных преимуществ по отношению к действующим узлам радиосвязи.

2. Разработан метод повышения помехоустойчивости пакетной передачи данных по КВ асимметричным радионаправлениям. Достигнут существенный выигрыш по помехоустойчивости передачи данных без увеличения мощности радиостанций за счет применения многоканальных SDR РПУ и ретрансляции данных. Достигнута вероятность приема радиограммы 0,968 по сравнению с вероятностью 0,616 при традиционном одноканальном способе передачи.

3. Разработан оптимальный метод поиска и обнаружения служебной адресной последовательности двоичных символов, содержащейся в одной из принимаемых радиограмм, на основе критерия максимума апостериорной вероятности и синтезирована структура оптимального приемного и передающего комплекса, реализующего разработанный метод. Разработан метод расчета вероятности ошибки принимаемых РГ без коррекции и с коррекцией ошибочно принятых информационных символов при передаче РГ сигналами ОФТ по КВ каналу с

релеевскими замираниями, с помощью которого произведен расчет выигрыша по вероятности ошибки.

ОСНОВНЫЕ РАБОТЫ, ОПУБЛИКОВАННЫЕ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи в научных журналах, рекомендованных ВАК при Минобрнауки России:

1. Проблемы сужения диаграммы направленности ФАР адаптивным алгоритмом фазирования и возможности ее решения / **В.А. Дворянчиков**, О.В. Салтыков // Техника радиосвязи. – 2017. – Вып. 2 (33). – С. 77-86

2. Повышение помехоустойчивости передачи данных в ведомственных системах связи коротковолнового диапазона / Б.Г. Шадрин, Д.Е. Зачатейский, **В.А. Дворянчиков** // Техника радиосвязи. – 2018. – Вып. 1 (36). С. 7-19

3. Метод повышения скорости передачи данных в системах КВ-радиосвязи и его реализация (часть 1) / Шадрин Б.Г., **Дворянчиков В.А.**, Боганков Б.С. // Техника радиосвязи. - 2020. № 4 (47). С. 7-22.

Патенты на изобретения:

4. Патент №2683598 Российская Федерация, МПК Н04В 7/26. Способ повышения помехоустойчивости передачи данных в ведомственной системе связи коротковолнового диапазона № 2018100690 заявл. 10.01.18; опубл. 29.03.19 / Шадрин Б.Г., **Дворянчиков В.А.**, Зачатейский Д.Е.; патентообладатель АО ОНИИП.

5. Патент №2737763 Российская Федерация, МПК Н04В 15/00, Н04В 7/00 Комплекс декаметровой связи № 2020103781 заявл. 28.01.20; опубл. 02.12.20 / Шадрин Б.Г., **Дворянчиков В.А.**; патентообладатель АО ОНИИП.

6. Патент №2743233 Российская Федерация, МПК Н04В 7/24. Способ передачи и приема дискретных сообщений в комплексе декаметровой радиосвязи № 2020103780 заявл. 28.01.20; опубл. 16.02.21 / Шадрин Б.Г., **Дворянчиков В.А.**; патентообладатель АО ОНИИП.

7. Патент №2747777 Российская Федерация МПК Н03М 13/00 Способ приема сигналов относительной фазовой телеграфии в устройствах приема сигналов с фазовой манипуляцией №2020125952 заявл. 29.07.20; опубл. 14.05.21 / Шадрин Б.Г., **Дворянчиков В.А.**; патентообладатель АО ОНИИП.

Статьи в материалах конференций:

8. Повышение надежности передачи данных в системах связи, эксплуатируемых в арктических районах» / Б.Г. Шадрин, Д.Е. Зачатейский, В.А. Дворянчиков // Радиотехника, электроника и связь: сб. докл. IV Междунар. научн.-техн. конф., (Омск, 15-16 ноября 2017 г.). – Омск: ИД Наука, 2017. – С.98-105

Другие публикации:

9. Отчет о НИР «Исследование путей повышения эффективности узлов радиосвязи и ведомственных систем связи коротковолнового диапазона», шифр «Направленность» - Омск: Омский научно –исследовательский институт приборостроения, 2017.-часть 1-164л.; часть 2-217л.; часть 3-73л. № гос. регистрации У94909 от 28.09.2017, номер учета Г50992 от 17.01.2018