



**ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОГО СОВЕТА
– ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР ЖУРНАЛА:**

Николашин Ю.Л. Генеральный директор ПАО «Интелтех». Кандидат технических наук

ЗАМЕСТИТЕЛЬ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА ЖУРНАЛА:

Кулешов И.А. Заместитель генерального директора по научной работе ПАО «Интелтех». Д.т.н., доцент

ЗАМЕСТИТЕЛЬ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА ЖУРНАЛА

(Председатель редколлегии):

Будко П.А. Ученый секретарь ПАО «Интелтех». Д.т.н., профессор

ЧЛЕНЫ РЕДАКЦИОННОГО СОВЕТА:

Катанович А.А. Главный научный сотрудник НИИ ОСИС ВМФ ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия имени Н.Г. Кузнецова». Д.т.н., профессор. Заслуженный изобретатель РФ

Кузичкин А.В. Заместитель генерального директора Научно-исследовательского института телевидения по информационным технологиям. Д.т.н., профессор. Заслуженный деятель науки РФ

Курнос В.И. Заместитель генерального директора по научной работе АО «НИИ «Рубин». Д.т.н., профессор.

Лычагин Н.И. Заслуженный работник высшей школы РФ Советник генерального конструктора ПАО «Интелтех». Д.т.н., профессор

Мирошников В.И. Генеральный конструктор ПАО «Интелтех». Д.т.н., профессор. Заслуженный деятель науки РФ

Половинкин В.Н. Научный руководитель ФГУП «Крыловский государственный научный центр». Д.т.н., профессор.

Присяжнюк С.П. Генеральный директор ЗАО «Институт телекоммуникаций». Д.т.н., профессор. Заслуженный деятель науки РФ

Чуднов А.М. Профессор кафедры Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного. Д.т.н., профессор

Яшин А.И. Заместитель генерального директора – директор научно-технического центра ПАО «Интелтех». Д.т.н., профессор. Заслуженный деятель науки РФ

ЧЛЕНЫ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ:

Бобровский В.И. ПАО «Интелтех» (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., доцент

Винограденко А.М. Военная академия связи (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., доцент

Габриэлян Д.Д. ФНПЦ «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (г. Ростов-на-Дону). Д.т.н., профессор

Дементьев В.Е. ПАО «Интелтех» (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., доцент

Дорогов А.Ю. ПАО «Интелтех» (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., доцент

Жуков Г.А. ПАО «Интелтех» (г. Санкт-Петербург). К.т.н., старший научный сотрудник

Куприянов А.И. Московский авиационный институт (Национальный исследовательский университет). Д.т.н., профессор

Легков К.Е. Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского (г. Санкт-Петербург). К.т.н., доцент

Липатников В.А. Военная академия связи (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., профессор

Макаренко С.И. Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова (Ленина) (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., доцент

Маковий В.А. АО «Концерн «Созвездие» (г. Воронеж). Д.т.н., старший научный сотрудник

Минаков В.Ф. Санкт-Петербургский государственный экономический университет (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., профессор

Михайлов Р.Л. Череповецкое высшее военное инженерное училище радиозлектроники (г. Череповец). К.т.н.

Одоевский С.М. Военная академия связи (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., профессор

Пашинцев В.П. Северо-Кавказский федеральный университет (г. Ставрополь). Д.т.н., профессор

Путилин А.Н. ПАО «Интелтех» (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., профессор

Федоренко В.В. Северо-Кавказский федеральный университет (г. Ставрополь). Д.т.н., профессор

Финько О.А. Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко (г. Краснодар). Д.т.н., профессор

Цимбал В.А. Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (г. Серпухов). Д.т.н., профессор

Семенов С.С. Военная академия связи (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., профессор

Саенко И.Б. Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации Российской Академии Наук (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., профессор

Стародубцев Ю.И. Военная академия связи (г. Санкт-Петербург). Д.т.н., профессор

**EDITORIAL BOARD CHAIRMAN
– JOURNAL EDITOR-IN-CHIEF:**

Nikolashin Y.L. General Director of PJSC «Inteltech». Doctorate of Technical Sciences

JOURNAL DEPUTY EDITOR-IN-CHIEF:
Kuleshov I.A. Deputy General Director for Scientific Work of PJSC «Inteltech». Doctor of Technical Sciences, Associate Professor

**JOURNAL DEPUTY EDITOR-IN-CHIEF
(Editorial Board Chairman):**

Budko P.A. Academic Secretary of PJSC «Inteltech». Doctor of Technical Sciences, Professor

EDITORIAL COUNCIL MEMBERS:

Katanovich A.A. Chief Research Officer of the Navy WUNCC Navy "N.G. Kuznetsov Naval Academy". Doctor of Technical Sciences, professor. Honored Inventor of the Russian Federation

Kuzichkin A.V. Deputy Director General of Information technology television Research Institute. Doctor of Technical Sciences, Professor. Honored Science Worker of the Russian Federation.

Kurnosov V.I. Director General in scientific work of JSC "NII" Rubin". Doctor of Technical Sciences, Professor. Higher School Honored Employee of the Russian Federation

Lychagin N.I. General Designer Advisor of PJSC «Inteltech». Doctor of Technical Sciences, Professor

Miroshnikov V.I. General Designer of PJSC «Inteltech». Doctor of Technical Sciences, Professor. Science Honored Worker of the Russian Federation

Polovinkin V.N. Scientific Head of FSUE Krylovsky State Scientific Center, Doctor of Technical Sciences, Professor. Honored Worker of Science of the Russian Federation

Prisyazhnik S.P. Director General of CJSC Institute telecommunications. Doctor of Technical Sciences, professor. Science Honored Worker of the Russian Federation

Chudnov A.M. Department Professor of the Communications Military Academy named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budennyi. Doctor of Technical Sciences, Professor

Yashin A.I. Deputy Director General – Director of Scientific and Technical Center of PJSC «Inteltech». Doctor of Technical Sciences, Professor. Science Honored Worker of the Russian Federation

EDITORIAL BOARD MEMBERS:

Bobrovskiy V.I. PJSC "Inteltech" (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Associate Professor

Vinogradenko A.M. Military Academy of Communications (St. Petersburg) Doctorate of Technical Sciences, Associate Professor

Gabrielyan D.D. FNPC "Rostov-on-Don Scientific Radio Research Institute"(Rostov-On-Don). Doctorate of Technical Sciences, Associate Professor

Dementiev V.E. PJSC "Inteltech" (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Associate Professor

Dorogov A.Y. PJSC "Inteltech" (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Associate Professor

Zhukov G.A. PJSC "Inteltech" (St. Petersburg). Doctorate of Technical Sciences, Senior Researcher

Куприянов А.И. Moscow Aviation Institut (National Research Universit) Doctor of Technical Sciences, Professor

Legkov C.E. Military Space Academy of A.F. Mozhaiskiy (St. Petersburg). Doctorate of Technical Sciences, Associate Professor

Lipatnikov V.A. Military Academy of Communications (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

Makarenko S.I. Saint Petersburg State LETI Electrotechnical University of V.I. Ulyanov (Lenin) (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Associate Professor

Makoviy V.A. Concern Constellation JSC (Voronezh). Doctor of Technical Sciences. Senior Researcher

Minakov V.F. St. Petersburg State Economic University (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

Mikhailov R.L. Cherepovets Higher Military Engineering School of Radio Electronics (Cherepovets). Doctorate of Technical Sciences

Odoevsky S.M. Military Academy of Communications (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

Pashintsev V.P. North Caucasus Federal University (Stavropol). Doctor of Technical Sciences, Professor

Putilin A.N. PJSC "Inteltech" (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

Fedorenko V.V. North Caucasus Federal University. (Stavropol). Doctor of Technical Sciences, professor

Finko O.A. Krasnodar Higher Military School named after General of the Army S.M. Stemenko (Krasnodar). Doctor of Technical Sciences, Professor

Tsybmal V.A. Branch of the Great Petr RVSN Military Academy (Serpukhov). Doctor of Technical Sciences, Professor

Semenov S.S. Military Academy of Communications (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

Saenko I.B. Saint Petersburg Institute of Informatics and Automation of the Sciences Russian Academy (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

Starodubtsev Y.I. Military Academy of Communications (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

РЕДАКЦИЯ: Верстка принт-макета: **Мамончикова А.С.**
Дизайн обложки: **Шаутин Д.В.**
Поддержка сетевой версии журнала: **Лебедев Д.А.**
Секретарь редакции: **Михайлова Н.В.**

АДРЕС РЕДАКЦИИ: 197342, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Кантемировская, дом 8, Телефон: +7(812) 542-90-54; +7(812) 448-95-97; +7(812) 448-96-84
Факс: +7(812) 542-18-49. E-mail: intelteh@inteltech.ru.
Официальный сайт: www.inteltech.ru; www.mce-journal.ru



Научно-технический журнал «Техника средств связи» – это рецензируемое научное издание, в котором публикуются результаты научных исследований специалистов в области современных инфокоммуникационных технологий и автоматизированных систем управления, средств связи и информационной безопасности. Журнал является правопреемником издававшихся с 1959 года Министерством промышленности средств связи СССР всесоюзных журналов «Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника проводной связи» и «Вопросы специальной радиоэлектроники. Серия: Техника проводной связи». С 1975 года журнал издается под названием «Техника средств связи». Учредитель и издатель журнала: Публичное акционерное общество «Информационные телекоммуникационные технологии» (ПАО «Интелтех»). Адрес учредителя и издателя журнала: 197342, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Кантемировская, д. 8.

Периодичность выхода журнала 4 номера в год.

Публикация в журнале является научным печатным трудом.

Основное содержание издания представляют собой научные статьи и научные обзоры.

Информация предназначена для детей старше 12 лет.

Журнал зарегистрирован как сетевое и печатное издание в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор).

Свидетельства о регистрации средств массовой информации: ПИ № ФС 77 – 80135 и ЭЛ № ФС 77 – 80136 от 31.12.2020 г.

ISSN (print): 2782-2141; ISSN (online): 2782-2133; РИНЦ (eLIBRARY ID: 77074)

Подписной индекс журнала «Техника средств связи» – 79656

*Ссылки для оформления интернет-подписки на журнала: <https://www.akc.ru/itm/means-of-communication-equipment/>
<https://www.pressa-rf.ru/cat/1/edition/e79656/>*

СОДЕРЖАНИЕ

СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А.

Обеспечение устойчивого доведения команд управления до удаленных исполнительных звеньев.....2

ВОПРОСЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

Куприянов А.И.

Технические основы дезинформации систем перехвата информации цифровых телекоммуникационных систем.....25

ПЕРЕДАЧА, ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Хвостунов Ю.С.

Предложения по построению аналоговой части SDR радиоприёмных устройств декаметрового диапазона системы радиосвязи с ППРЧ.....35

Шаптала В.С., Соколов В.А.

Помехоустойчивость радиомодема с последовательным расширением спектра сигнала.....45

ЭЛЕКТРОННЫЕ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Акулов В.С., Талагаев В.И., Угрик Л.Н.

Оценка зон обслуживания систем радиосвязи с земной волной в Арктических районах.....53

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Иванов В.А., Коньшев М.Ю., Маркин А.В.

Концептуальная модель источника сообщений на выходе мультиплексора для исследования свойств двоичного потока в процедурах сжатия данных.....61

Голунов М.В.

Аналитическая модель контроля технического состояния радиосредств радиолинии в процессе функционирования с предварительной оценкой сигнальной и помеховой обстановки в канале связи.....69

CONTENTS

COMMUNICATION AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Nikolashin Y.L., Budko P.A., Zhukov G.A.

Ensuring sustainable delivery of control commands to remote executive units.....2

INFORMATION SECURITY ISSUES

Kupriyanov A.I.

Technical basics of disinformation of information interception systems digital telecommunication systems.....25

TRANSMISSION, RECEPTION AND PROCESSING OF SIGNALS

Khvostunov Yu.S.

Proposals for the construction of the analog part of the SDR radio receivers of the HF radio network with FHSS.....35

Shaptala V.S., Sokolov V.A.

Bit error rate of radio modem with frequency-hopping spread spectrum.....45

ELECTRONIC AND RADIO ENGINEERING SYSTEMS

Akulov V.S., Talagaev V.I., Ugrik L.N.

Assessment of the service areas of radio communication systems with the earth wave in the Arctic regions.....53

COMPUTING SYSTEMS

Ivanov V.A., Konyshev M.Y., Markin A.V.

A conceptual model of a message source at the output of a multiplexer for studying the properties of a binary stream in data compression procedures.....61

Golyunov M.V.

Analytical model for monitoring the technical condition of radio equipment of radio line in the process of functioning with a preliminary assessment of the signal and interference situation in the communication channel.....69

Рубрики журнала: Анализ новых технологий и перспектив развития техники средств связи • Системы управления • Передача, прием и обработка сигналов • Системы связи и телекоммуникации • Перспективные исследования • Вычислительные системы • Информационные процессы и технологии. Сбор, хранение и обработка информации • Моделирование сложных организационно-технических систем • Вопросы обеспечения информационной безопасности • Интеллектуальные информационные системы • Робототехнические системы • Электронные и радиотехнические системы • Объекты интеллектуальной собственности и инновационные технологии в области разработки средств телекоммуникаций

СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.39

DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-2-24

Обеспечение устойчивого доведения команд управления до удаленных исполнительных звеньев

Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А.

Аннотация. Постановка задачи: в статье решается задача доведения необходимого объема данных в реальном масштабе времени до различных стационарных, мобильных и глобально перемещающихся территориально разнесенных объектов по сверхдлинноволновым и коротковолновым каналам связи. При этом **целью работы** является исследование возможности устойчивого доведения команд управления до удаленных объектов исполнительных звеньев над сушей и над морем при различных уровнях атмосферных шумов и мощностях излучения. К **используемым методам** в работе можно отнести: унаследованные методы передачи, в том числе «слуховая» телеграфия и «узкополосная» передача данных на выделенных частотах; методы расчета значений напряженности поля сигнала в зависимости от протяженности радиотрассы для «земной» волны над сушей и над морем, рассчитанные по уточненной формуле Шулейкина – Ван-дер-Поля, а также для «ионосферного» распространения в сверхдлинноволновом – коротковолновом диапазонах частот по модифицированной формуле Остина; методы повышения вероятности приема в условиях помех, а также замираний сигнала на основе поляризационно-разнесенного приема и др. **Новизной** работы является применение новых сигнально-кодовых конструкций, построенных на основе метода параллельной передачи сверхузкополосных сигналов в режиме изменения рабочей частоты по псевдослучайному закону, основной особенностью которого является повышение вероятности приема при постановке прицельных преднамеренных помех. К основным **результатам** работы можно отнести предложения по реализации приемной части радиотракта, позволяющие обеспечить одновременный параллельный прием команд управления от нескольких (в том числе территориально разнесенных) источников передачи по разнородным радиоканалам с последующей совместной обработкой принятой команды, что даёт возможность существенно повысить устойчивость ее доведения в различных условиях связи. **Практическая значимость** исследования состоит в том, что предложенный подход позволяет обеспечить устойчивое доведение команд управления до глобально удаленных исполнительных звеньев в конкретной радиотрассе при грамотном учете значений атмосферных шумов, для актуального сезона, времени суток и района территории Земного шара.

Ключевые слова: активная антенна, атмосферные шумы, параллельная передача, режим передачи рабочей частоты по псевдослучайному закону, пик-фактор многочастотного сигнала.

Введение

Устойчивое доведение команд управления (КУ) до различных удаленных (в том числе глобально удаленных) объектов и их исполнительных звеньев (ИЗ) является важной и актуальной задачей.

Исторически, первым беспроводным управлением исполнительным звеном, в качестве которого использовался телеграфный аппарат, было доведение по радиоканалу в структуре Азбуки Морзе сообщения «Генрих Герц», продемонстрированное в 1896 году на заседании физического отделения Русского физико-химического общества изобретателем радио А.С. Поповым.

В военных целях первым прототипом радиотракта доведения команд управления до исполнительного звена является «прибор для управления взрывами на расстоянии с помощью радиоволн», разработанный специалистами «Особого конструкторского бюро» под руководством В.И. Бекаури. Реальная работа изделия была продемонстрирована в июле 1925 года группе высшего военного руководства с участием М.И. Фрунзе. При этом с расстояния примерно 25 км по специальной команде были взорваны в заданной последовательности несколько фугасных зарядов [1].

В настоящее время возрастает практическая потребность в доведении необходимого объема данных в реальном масштабе времени до различных стационарных, мобильных и глобально перемещающихся территориально разнесенных объектов гражданского и военного назначения, которые или являются исполнительными звеньями, или содержат ИЗ, управление которыми осуществляется с удаленного командного пункта. К таким объектам могут относиться: беспилотные автомобили, самолеты, танки, катера, радиоцентры-ретрансляторы, морские буи-ретрансляторы, робототехнические комплексы различного базирования, надводные корабли, подводные лодки и т. п.

1 Структура тракта доведения команд управления

Значительная протяженность территории и границ Российской Федерации, а также наличие национальных интересов в Арктической и других зонах мирового океана делают задачу доведения данных до удаленных объектов исключительно важной, особенно в настоящей военно-политической обстановке.

Решение этой задачи обеспечивается как правило, путем использования спутниковых, декаметровых* (ДКМВ) и сверхдлинноволновых (СДВ) каналов связи.

***Примечание:** В отечественной литературе часто используется термин «коротковолновый» (КВ) диапазон, поскольку с учетом конкретных требований по дальности и помехоустойчивости связи в радиоприемах применяются рабочие частоты $1,5 \div 60$ МГц и выше, отличающиеся от принятого декаметрового диапазона волн $3 \div 30$ МГц.

В ряде случаев связь в СДВ-КВ диапазонах волн оказывается или безальтернативной, или резервной по отношению к спутниковой связи не только из-за сравнительных отличий в стоимости и сложности аварийного восстановления технических средств этих каналов, но и из-за ряда отличительных свойств в части распространения радиоволн при различных состояниях ионосферы [2-5].

Учитывая это, рассмотрим основные элементы тракта доведения команд управления при использовании сверхдлинноволнового и коротковолнового диапазонов радиочастот.

На рис. 1 приведена обобщенная структурная схема радиотракта доведения команд управления до исполнительных звеньев.

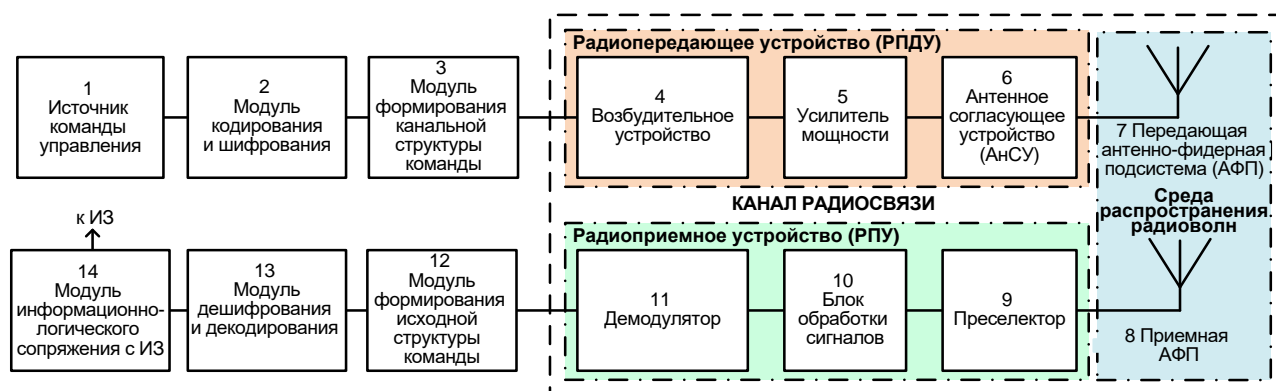


Рис. 1. Обобщенная структурная схема радиотракта доведения команд управления до ИЗ

Необходимость шифрования и кодирования информации не требует особых пояснений. Методы, алгоритмы и эффективность этих процедур достаточно хорошо освещены в литературе [6-10]. При этом следует отметить, что помехоустойчивое кодирование информации (сообщений) должно проводиться до аппаратуры шифрования для обеспечения исправления возможных ошибок на ее выходе (как на передающем, так и на приемном конце тракта).

Кроме того, как показали теоретические расчеты и натурные испытания, при наличии физической среды в радиотракте, приводящей к относительно высокой вероятности ошибок (до $p_{\text{ош max}} \approx 0,2 \div 0,1$), целесообразно применять каскадное кодирование с использованием кодов с проверкой на общую четность и кодов Рида-Соломона, позволяющих обеспечить вероятность трансформации одного знака сообщения не хуже $p_{\text{тр.зн.}} < 10^{-10}$ [11].

По структуре формируемой команды управления следует отметить, что при необходимости приема слабых сигналов, незначительно превышающих средний уровень шумов, на выходе чувствительного демодулятора приемного устройства будет создаваться случайная последовательность бит. При этом вероятность появления ложной команды управления не всегда будет удовлетворять повышенным требованиям по этому параметру**.

****Примечание:** Как отмечено в работе [12] требование по вероятности появления ложной команды может достигать значений $p_{\text{лк}} < 10^{-12} \div 10^{-14}$.

В табл. 1 (столбец 2) приведены расчетные значения $p_{\text{лк}}$ вероятности случайного формирования заданной последовательности бит из «шума» для команды с различным числом двоичных элементов (n).

Таблица 1 – Расчетные значения вероятности формирования ложной команды

n	Вероятность появления ложной команды управления $p_{\text{лк}}$	
	1	3
20	$9,5 \times 10^{-7}$	$3,5 \times 10^{-11}$
30	$9,3 \times 10^{-10}$	$2,1 \times 10^{-16}$
40	$9,0 \times 10^{-13}$	$1,2 \times 10^{-21}$
50	$8,9 \times 10^{-16}$	$7,2 \times 10^{-27}$

Снизить вероятность $p_{\text{лк}}$ можно увеличив порог чувствительности демодулятора до уровня выше 1,5б среднеквадратического значения уровня шума (см. столбец 3 в табл. 1), однако при этом снизится вероятность приема «слабых» сигналов. Кроме того уменьшить вероятность $p_{\text{лк}}$ можно путем введения сеансовой связи. Для иллюстрации в табл. 2 приведены расчетные данные ложного появления команды для различных интервалов сеанса связи $T_{\text{св}}$ при ожидаемой скорости передачи 500 бит/с и значений $p_{\text{лк}}$ из столбца 2 табл. 1.

Таблица 2 – Расчетные данные ложного появления команды для различных интервалов ожидания сеанса связи

n	Длительность интервалов ожидания сеанса связи $T_{\text{св}}$		
	10 мин.	1 час	24 часа
20	0,24	0,82	> 0,95
30	3×10^{-4}	2×10^{-3}	4×10^{-2}
40	$< 10^{-10}$	$< 10^{-7}$	$< 10^{-4}$
50	$< 10^{-15}$	$< 10^{-10}$	$< 10^{-7}$

При круглосуточном проведении трассовых испытаний и использовании штатного ЧТ-демодулятора с декодером для последовательности длиной $n = 40$ бит вероятность получения ложной команды составила до одной-двух в сутки в случае режима «мягкого приема», когда команда фиксировалась при наличии не менее 38-ми правильно принятых бит информации из 40. Исходя из приведенных данных, структуру КУ целесообразно формировать из двух частей. Первая часть это опознаватель-синхронизирующая последовательность, состоящая из 40-50 элементов (бит), прием которой «дает разрешение» на обработку и декодирование поступающих сигналов на время, равное максимальной длительности второй (исполнительной) части команды с объемом более 100 бит. Дополнительное введение порога чувствительности демодулятора на уровне $1,5 \div 2\text{б}$ практически исключает возможность ложного формирования команды управления ($p_{\text{лк}} < 10^{-20}$).

2 Основные требования к элементам передающей части канала радиосвязи

В возбуждающем устройстве (ВУ) радиопередатчика (РПДУ) реализуются заданный режим излучения и вид модуляции. Для помехозащищенных радиолиний (РЛ) в основном используется режим с перестройкой рабочей частоты по псевдослучайному закону (ППРЧ) [13], кроме того, для доведения команд до удаленных объектов по СДВ-КВ каналам связи сохраняются и унаследованные методы передачи, в том числе «слуховая» телеграфия и «узкополосная» передача данных на выделенных частотах.

Основными видами модуляции сигналов, применяемых в РЛ для передачи данных, являются ОФМ (ОФТ), ЧМ (ЧТ), АМ (АТ), ШПС и др. [10, 14-16]. Теоретические исследования и результаты экспериментальных проверок модемов с различными видами сигнально-кодовых конструкций достаточно подробно освещены в ряде публикаций [17, 18], поэтому рассмотрим отдельные элементы канала передачи, которые также могут существенным образом повлиять на эффективность доведения команд до исполнительных звеньев.

Сформированный в возбуждающем устройстве (модуляторе) сигнал, подлежащий передаче в аналоговом виде с соответствующими амплитудно-частотными и фазовыми параметрами, поступает в усилитель мощности (УМ) РПДУ.

В случае необходимости обеспечения устойчивой связи на трассах протяженностью до $9 \div 12$ тыс. км к РПДУ предъявляются повышенные требования в части показателей выходной мощности. Так на стационарных СДВ радиостанциях типа «Антей», «Геркулес», «Атлант» и др. мощность РПДУ достигает $P_{\max} \approx 1 \div 4$ МВт, что позволяет при работе со стационарными передающими антенно-фидерными устройствами (АФУ) обеспечить излучаемую мощность сигнала до $30 \div 40$ % от P_{\max} . Для мобильных СДВ радиостанций (РЦ) или РЦ контейнерного типа, аналогичных стокиловатному РПДУ «Пятидесятник» (разработка АО «РИМР» [19]), мощность излучения при использовании быстроразворачиваемой «приземной» антенны оказывается сравнительно невысокой $P_{\text{изл}} \leq 0,1$ кВт [20].

Протяженность радиотрасс, для которых обеспечивается прием команды с необходимой вероятностью ошибки на бит при заданной мощности излучения сигнала, можно оценить расчетным путем с использованием данных МСЭ-R [21].

Для примера на рис. 2 (а, б, в) приведены графики значений напряженности поля сигнала E_c в зависимости от протяженности радиотрассы, рассчитанные по уточненной формуле Шулейкина – Ван-дер-Поля для «земной» волны [22]. На этих же рисунках приведены соответствующие минимальные и максимальные значения напряженности поля помех E_n , рассчитанные по методике [21]:

$$E_n = F_a + 20 \log f_c + 10 \log \Delta f_c - 95,5, \quad (1)$$

где F_a – коэффициент внешнего шума, определяемый по графикам МСЭ-R;

f_c – «несущая» частота сигнала (МГц);

Δf_c – частотная полоса сигнала (Гц).

Графики зависимости E_n от значений Δf_c для трех характерных частот СДВ – КВ диапазонов волн приведены на рис. 3.

Методы помехоустойчивого кодирования, используемые в СДВ-КВ радиолиниях обеспечивают, как правило, достижение заданных вероятностно-временных характеристик по приему сообщений при вероятности ошибки на бит в канале $p_{\text{ош}} \leq 0,1$. Тогда, предполагая, что для земной волны при некогерентном приеме ортогональных сигналов справедливо соотношение [23]

$$p_{\text{ош}} \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}, \quad (2)$$

где $h^2 = \frac{P_c \cdot T}{v^2}$, P_c – мощность сигнала, T – длительность элемента (бита) сигнала,

v^2 – спектральная плотность шума, получим: $h^2 > 5$ дБ.

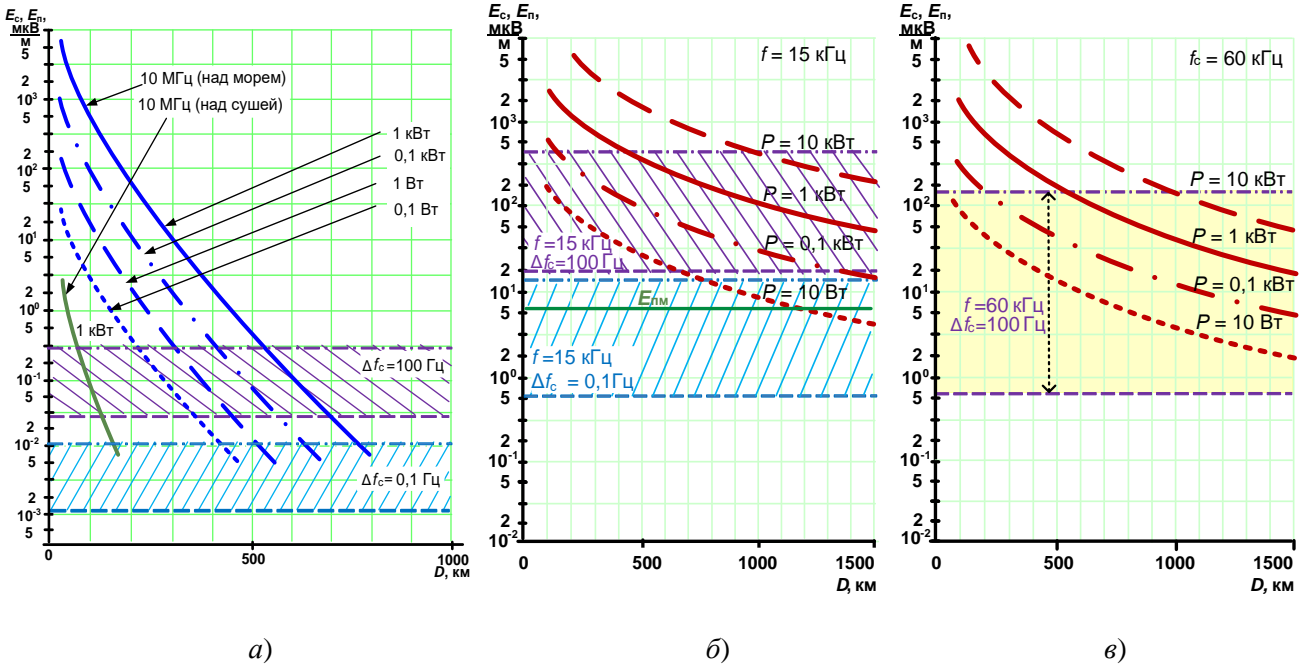


Рис. 2. Значения напряженности поля сигнала для «земной» волны:
 а) над морем и над сушей для $f_c = 10$ МГц при различной мощности излучения
 б) в ближней морской зоне для $f_c = 15$ кГц при различной мощности излучения
 в) в ближней морской зоне для $f_c = 60$ кГц при различной мощности излучения

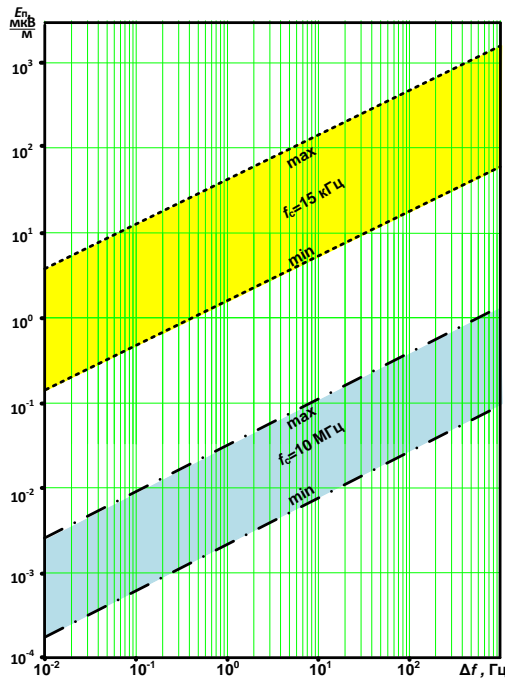


Рис. 3. Зависимость напряженности поля помех E_n от частотной полосы Δf_c

Отсюда, считая, что для узкополосного сигнала $T \approx 1/\Delta f_c$, следует приближенная оценка для соотношения мощностей сигнал/шум, удовлетворяющих требованию $p_{\text{ош}} \leq 0,1$:

$$\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} > 5 \text{ дБ} . \tag{3}$$

С учетом этого и исходя из графиков, приведенных на рис. 2 (где пунктирными линиями отмечены соответствующие минимальные, а штрихпунктирными – максимально ожидаемые уровни атмосферных помех), можно определить, что при максимальном уровне

шума и $f_c = 10$ МГц прием сообщений будет возможен на расстоянии до $D \approx 300$ км даже при $P_{\text{изл}} \approx 0,1$ кВт и $\Delta f_c = 100$ Гц, в то время как для $f_c = 15$ кГц и $f_c = 60$ кГц и $P_{\text{изл}} \approx 0,1$ кВт при максимальном значении $E_{\text{п}}$ связи на таких расстояниях при $\Delta f_c = 100$ Гц практически не будет, но если частотная полоса сигнала (скорость передачи) будет уменьшена, то связь может быть обеспечена и при $D > 1000$ км.

На рис. 4 (а, б, в) приведены спектрограммы, полученные при проведении испытаний на реальной радиотрассе протяженностью $D \approx 1700$ км, дающие визуальное представление о степени влияния атмосферных шумов и мощности излучения на полезный сигнал.

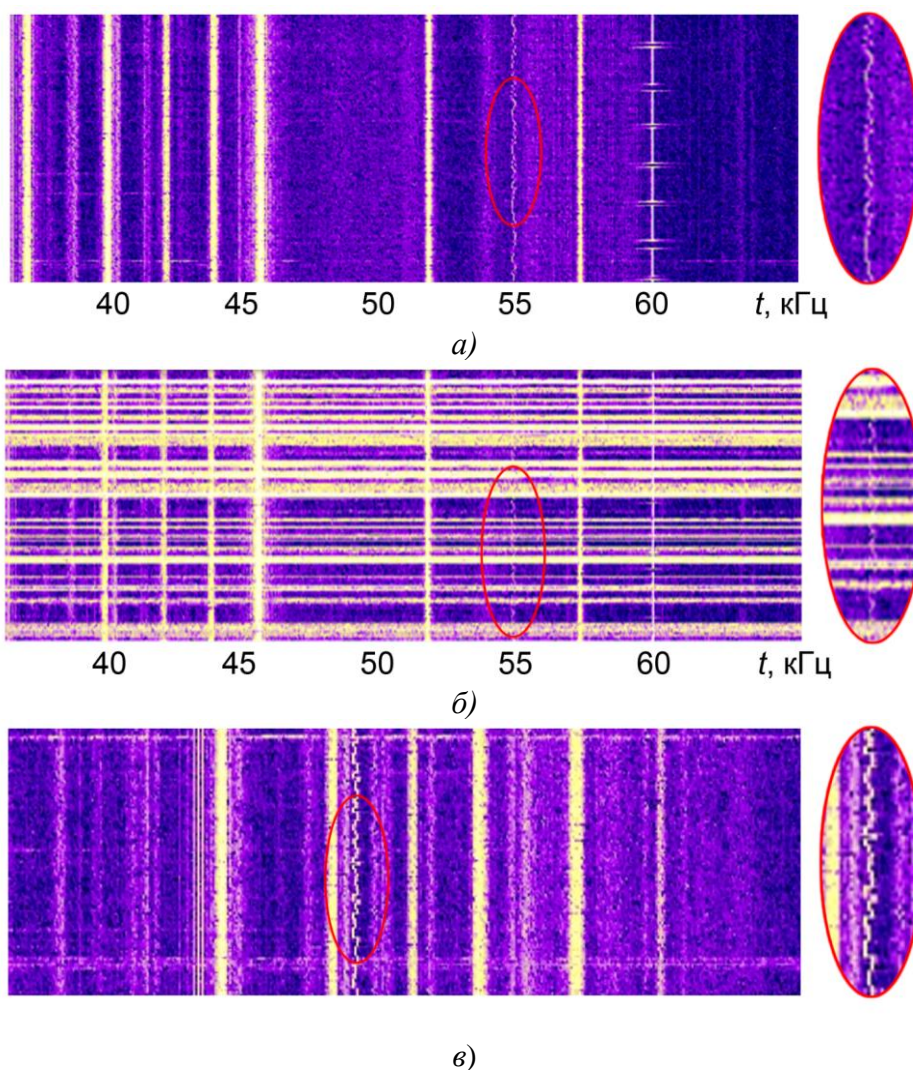


Рис. 4. Спектрограммы принимаемого сигнала при:
 а) $P_{\text{изл}} \approx 0,1$ кВт (слабые атмосферные шумы), б) $P_{\text{изл}} \approx 0,1$ кВт (прохождение
 грозового фронта в районе расположения приемного радицентра), в) $P_{\text{изл}} \approx 10$ кВт

Для оценки дальности связи в случае «ионосферного» распространения СДВ радиоволн воспользуемся модифицированной формулой Остина [22, 24]***.

$$E_c = 120 \sqrt{\frac{P_{\text{изл}} G}{D_T \sin \theta}} \exp(-0,0457 f_c^{0,6} D_T), \tag{4}$$

где f_c – частота излучения сигнала в кГц, G – коэффициент усиления передающей антенны, θ – угловое расстояние между корреспондентами, D_T – протяженность трассы в тыс. км.

Результаты расчета по формуле (4) для $G = 1,8$ и нескольких значений $P_{\text{изл}}$ приведены на рис. 6 ($f_c = 15$ кГц), и рис. 7 ($f_c = 60$ кГц).

*****Примечание:** Формулы Шулейкина – Ван-дер-Поля и Остина являются оценочными. Реальные значения E_c имеют сложный характер, особенно на расстоянии $D \approx 700 \div 2000$ км, где наблюдаются интерференция «земной» и «ионосферной» волн, характер которой зависит от частоты сигнала f_c , протяженности радиотрассы и времени суток. Сравнительный пример расчетных и экспериментальных значений E_c приведен на рис. 5 для $f_c \approx 15$ кГц и $P_{изл} \approx 1$ кВт.

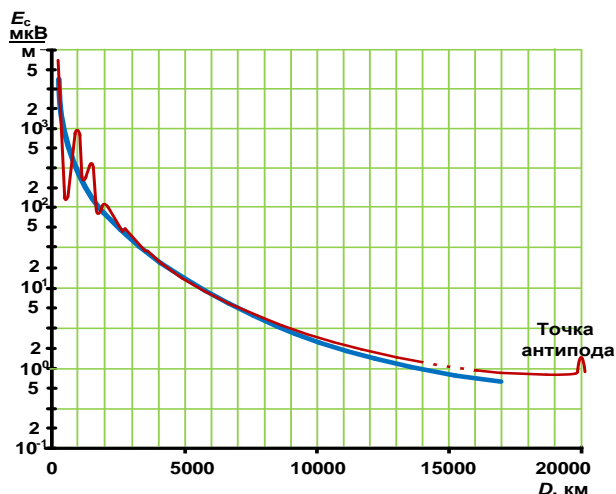


Рис. 5. Расчетные и экспериментальные значения E_c

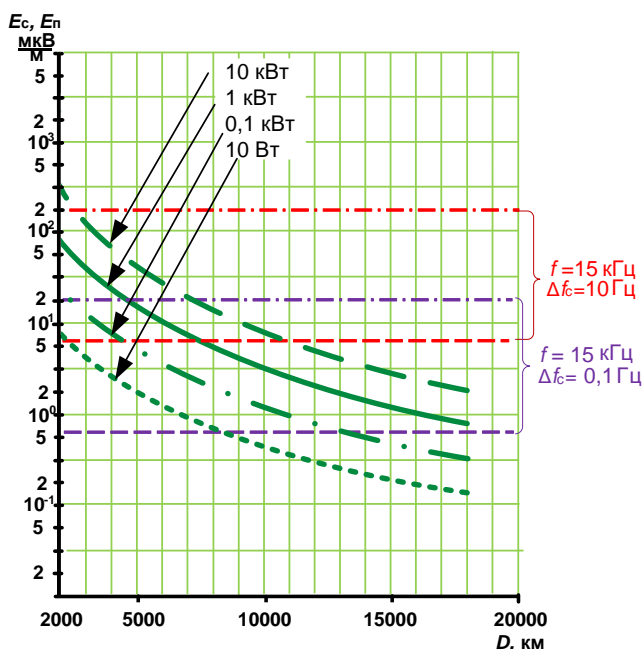


Рис. 6. Результаты расчета E_c по модифицированной формуле Остина (4) для $G = 1,8$ и $f_c = 15$ кГц

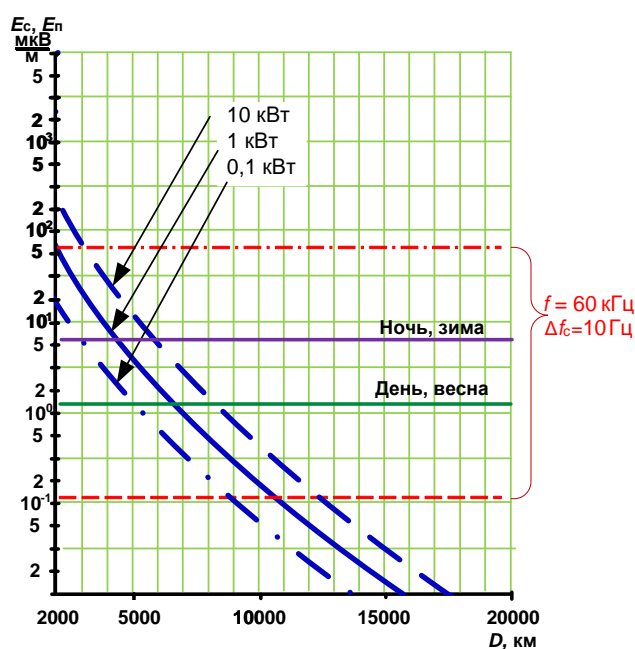


Рис. 7. Результаты расчета E_c по модифицированной формуле Остина (4) для $G = 1,8$ и $f_c = 60$ кГц

Из анализа результатов расчета с учетом условия (3), следует, что при максимальных значениях E_n обеспечение дальности связи свыше 2 тыс. км теоретически можно обеспечить за счет увеличения мощности излучения или за счет изменения скорости передачи (частотной полосы сигнала), т. к. создание передающей СДВ антенной системы с высоким коэффициентом усиления проблематично.

Вместе с тем, необходимо отметить, что значения $F_a(E_n)$ для конкретной рабочей частоты, времени года, суток и района Земного шара, могут существенно отличаться от значений F_a , учитывающих различные влияния по всей земной поверхности в целом (рис. 6) и для конкретной радиотрассы должны уточняться по дополнительным картам, приведенным в рекомендациях МСЭ-R P.372-11 [21]. Так для восточной территории Российской Федерации на рис. 7 зеленой и фиолетовой прямыми приведены значения E_n с учетом возможного отклонения на 2σ от медианного уровня для двух сезонно-временных интервалов. Как следует из графика и формулы (3) при $P = 0,1$ кВт в дневное время весеннего периода возможно обеспечение устойчивой связи на расстояниях $4 \div 4,5$ тыс. км

при скорости передачи до 10 бит/с. Однако, в ночное время в зимний период (максимальное значение E_n на рис. 7 отмечено фиолетовой прямой) соответствующее значение D будет не более $2 \div 2,5$ тыс. км.

Поскольку СДВ канал связи обладает относительной стабильностью (за исключением периодов восхода и захода Солнца), то это позволяет проводить оценочные расчеты напряженности поля сигнала без привязки к конкретной радиотрассе [22]. Для коротковолнового диапазона, при распространении радиоволны с отражением от ионосферы, расчеты по помехоустойчивости необходимо проводить конкретно для каждой радиотрассы и для каждого конкретного времени суток (смена рабочих частот на КВ радицентрах производится, как правило, через каждый час). Это связано не только с изменениями значений F_a атмосферных шумов, но и с сезонными и суточными изменениями оптимальных рабочих частот (ОРЧ) при протяженности радиотрассы свыше $500 \div 700$ км. Для примера на рис. 8 приведены значения ОРЧ для широтной радиотрассы, протяженностью $D \approx 2,4$ тыс. км для одного из дней весеннего и зимнего периодов.

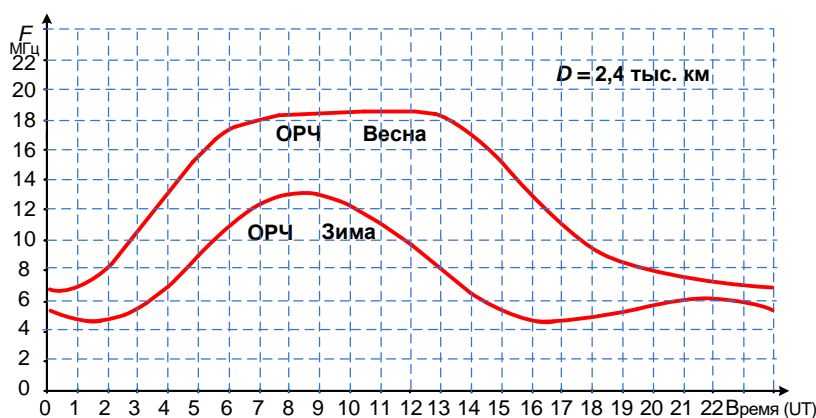


Рис. 8. Значения оптимальной рабочей частоты для широтной радиотрассы протяженностью $D \approx 2,4$ тыс. км

Значительный «разброс» оптимальных частот для различных значений УТ приводит к временной нестабильности отношения сигнал/шум при приеме сообщений. Так на рис. 9 приведены расчетные данные для северно-широтных «односкачковой» ($R = 2600$ км) и «двухскачковой» ($R = 5800$ км) радиотрасс при использовании ненаправленных приемной и передающей антенн (полоса сигнала $\Delta f_c \approx 150$ Гц, $P_{изл} \approx 1$ кВт). Ориентируясь, как и в предыдущем случае, на допустимую вероятность ошибки при приеме одного бита сообщения $p_{ош} \leq 0,1$ для некогерентного приема двоичного сигнала с активной паузой в условиях замираний, подчиняющихся релеевскому закону, исходя из формулы [23]

$$P_{ош} \approx \frac{1}{2 + h^2},$$

получим $h^2 > 9$ дБ, или, для узкополосного сигнала, $P_c/P_{ш} > 9$ дБ.

Таким образом, для рассматриваемой «односкачковой» радиотрассы устойчивый прием будет маловероятен с 9 до 14 часов, а для «двухскачковой» – будет практически отсутствовать, см. рис. 9 (сплошные зеленая и красная кривые).

Увеличить эффективность приема возможно путем повышения мощности излучения, или используя антенны с высоким коэффициентом усиления, например логопериодические антенны типа «Логос» (АО «ОНИИП») или «Сектор» (АО «РИМР»), обеспечивающие усиление до $6 \div 12$ дБ в декаметровом диапазоне волн. Как известно, в частотно-адаптивных радиоприемниках [25, 26] восстановление связи в процессе обмена данными обеспечивается не только за счет поиска «хороших» рабочих частот, но и путем снижения скорости передачи. В

случае доведения команды управления до исполнительного звена при отсутствии обратного канала связи, но известных координат радиотрассы, представляется целесообразным предварительно проводить назначение рабочих частот, рассчитанных по методике [27], обеспечивающей достаточную для практического применения точность прогнозирования ОРЧ (или другой подобной методике), а также в соответствии с расчетными данными обеспечить не только почасовую смену частот, но и необходимое почасовое изменение скорости передачи. На рис. 9 (зеленая пунктирная кривая) приведен пример почасового изменения скорости передачи, обеспечивающей для однокачковой радиотрассы (при сохранении мощности излучения) соотношение $P_c/P_{ш} > 10$ дБ в течении суток.

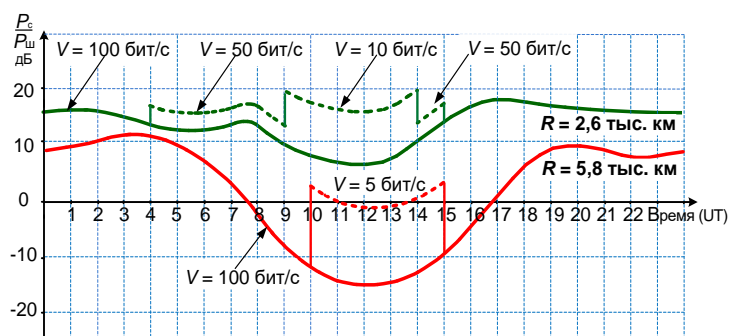


Рис. 9. Расчетные значения отношения сигнал/шум для северно-широтных «одно-» и «двухкачковой» радиотрасс ($\Delta f_c \approx 150$ Гц, $P_{изл} \approx 1$ кВт) с применением ненаправленных приемной и передающей антенн

Однако если снижение скорости при последовательной передаче бит команды управления ограничено исходя из требуемого времени ее доведения ($V \geq 5 \div 10$ бит/с), то снижение скорости передачи до 5 бит/с для двухкачковой радиотрассы позволит повысить отношение сигнал/шум (см. рис. 9 красная пунктирная кривая) в период с 10 до 15 часов лишь до уровня $P_c/P_{ш} \leq -2 \div 3$ дБ, следовательно для достижения необходимого порога $P_c/P_{ш} > 9$ дБ следует дополнительно использовать или направленную передающую антенну с коэффициентом усиления $G \geq 9$ дБ, или, соответственно, увеличить мощность РПДУ, если $G < 9$ дБ.

В работе [28] предложен метод параллельной передачи сверхзкополосных сигналов в режиме ППРЧ, основной особенностью которого является повышение вероятности приема при постановке прицельных преднамеренных помех. «Платой» за реализацию такого режима является повышение требований к линейности усилителя мощности (УМ) РПДУ. Это обусловлено тем, что при последовательной передаче сигналов с модуляцией ОФТ, ЧТ, АТ не требуется высокой линейности усилителя, что позволяет использовать «ключевые» схемы в УМ, реализация которых обеспечивает достижения КПД до 90 % и выше [29].

В случае усиления большого количества гармонических сигналов наличие нелинейности приводит к появлению интермодуляционных гармоник на частотах $f_{ik} = \pm m f_i \pm n f_k$, (где m и $n = 1, 2, \dots$ — целые числа), т. е. при параллельной передаче значительного числа бит в режиме ППРЧ с высокой вероятностью могут появиться гармоники на частотах с пассивной передачей «0» (при АТ модуляции на частотах f_1, f_3, f_5, \dots , рис. 10), что приведет к ошибкам в приеме команды.

Следовательно для такой сигнально-кодовой конструкции необходимо использовать усилители класса А, обладающие достаточной линейностью, но имеющие при этом существенно меньшей КПД ($< 40\%$) по сравнению с «ключевыми» УМ. Кроме того, использование многочастотного сигнала приводит к необходимости учета его пик-фактора α^2 , определяемого как отношение пиковой мощности, не превышаемой с определенной вероятностью $p(N)$ к средней мощности суммы N гармонических колебаний. Для рассматриваемой сигнально-кодовой конструкции амплитуды парциальных сигналов будут одинаковыми, а начальные фазы

– случайными величинами. Тогда для $N > 10$ суммарная огибающая может быть аппроксимирована распределением, подчиняющемуся закону Релея [30]. С учетом этого, на рис. 11 приведен график зависимости α^2 от N для различных вероятностей неперевышения пикового уровня мощности суммарного сигнала. На этом же рисунке пунктирными линиями приведены результаты моделирования диапазона изменения α^2 для различных законов распределения параллельно передаваемых 100 и 500 гармонических сигналов.

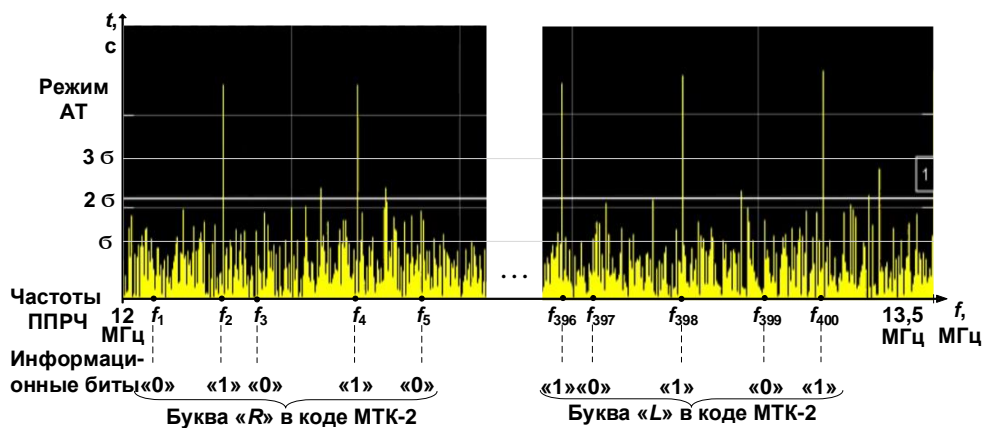


Рис. 10. Фрагмент передачи текста сообщения в режиме параллельного излучения сверхузкополосных сигналов [27]

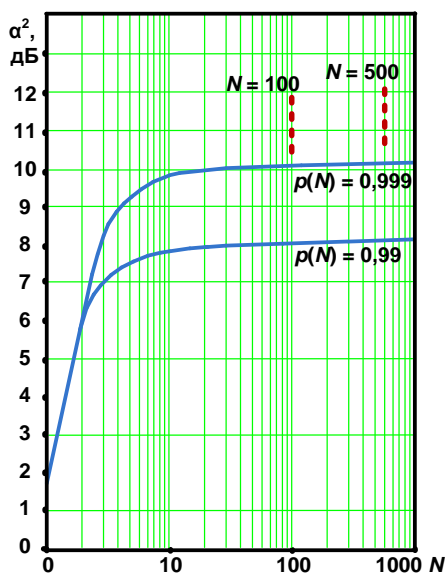


Рис. 11. Зависимость α^2 от N для различных вероятностей неперевышения пикового уровня мощности суммарного сигнала

Таким образом, при параллельной передаче 500 «активных» частот с $\Delta t = 10$ с [11], чтобы обеспечить значение $h^2 = PT/v^2$, соответствующее передаче одного бита в штатном режиме, необходимо реализовать $P_{\text{бит}} > 0,2$ Вт, т. е. для $N = 500$ теоретически достаточно $P_{\text{изл}} > 100$ Вт, а с учетом пик-фактора сигнала мощность РПДУ (в линейном режиме) должна составлять $P_{\text{изл}} > 2$ кВт. При использовании логопериодической передающей антенны мощность излучения может быть снижена с сохранением достоверности приема. Следует отметить, что АО «РИМР», помимо специальных антенных систем (рис. 12), выпускает РПДУ «Водопад-20» мощностью $P_{\text{изл}} = 5 \div 20$ кВт (рис. 13), обеспечивающий работу в режиме ППРЧ без дополнительных переключений АнСУ и обладающий высокой устойчивостью при передаче сигналов с особо высоким пик-фактором [31].

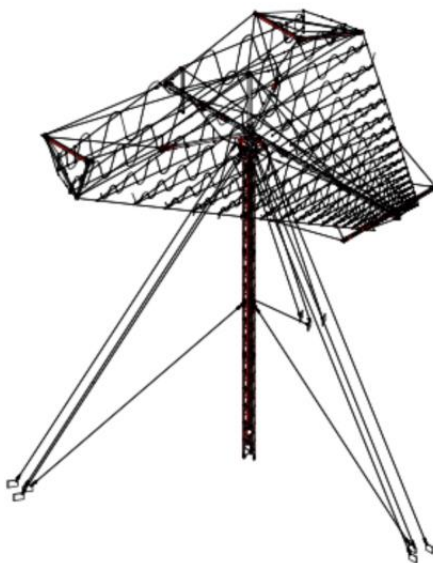


Рис. 12. Приемопередающая антенна типа «Сектор» (произв. АО «РИМР»)



Рис. 13. Внешний вид РПДУ «Водопад 20» [31]

Для СДВ диапазона волн реализация РПДУ, работающего в линейном режиме (класс *A*) с целью достижения необходимой помехоустойчивости при параллельной передаче, например $N = 200$, гармонических сигналов с $T \approx 10$ с ($\Delta f \approx 0,1$ Гц), мощность излучения на парциальной частоте для радиотрассы протяженностью до 5 тыс. км и медианного значения атмосферных шумов ($E_{\text{пм}}$) должна составить, как следует из расчетов 50-100 Вт, т. е. максимальная мощность излучения с учетом пик-фактора многочастотного сигнала должна быть не менее 300 ÷ 400 кВт, что практически реализуемо только на стационарных радиопередающих радиопередатчиках. Но для радиотрасс протяженностью до 500 ÷ 1000 км («земная» волна) мощность излучения отдельного бита команды может быть снижена до $P_{\text{бит}} \approx 10$ Вт (см. рис. 2б), что позволяет применять в этом случае РПДУ контейнерного (мобильного) типа с использованием тросовой антенны с летно-подъемными средствами в виде аэростата или копитера (рис. 14 – 16) [32, 33].



Рис. 14. Состав тросовой антенны



Рис. 15. Внешний вид аэростата типа Au-6



Рис. 16 Внешний вид квадрокоптера типа Ка-137

3 Приемная часть канала радиосвязи

Одним из важных элементов приемной части канала доведения информации является приемная антенно-фидерная подсистема.

Учитывая достаточно высокую загрузку СДВ-КВ диапазона волн различными источниками сосредоточенных помех, целесообразно (особенно при работе в режиме ППРЧ) использовать адаптивные приемные антенные решетки с управляемой диаграммой направленности, компенсаторы помех, разнесенный прием [34-36]. В ряде случаев, например на объектах, с ограниченной площадью, эффективным методом повышения вероятности приема в условиях помех, а также «замираний» сигнала является поляризационно-разнесенный прием.

В декаметровом диапазоне волн коэффициент корреляции флуктуирующей части сигнала от удаленного РПДУ в этом случае составляет $R_\phi \approx 0,4 \div 0,6$, что позволяет при оптимальном весовом сложении [37] обеспечить выигрыш по вероятности приема, который можно оценить по формуле [23]

$$p \approx \frac{3h^4(1-R_\phi)+10h^2+8}{[h^4(1-R_\phi)+4h^2+4]^2} \quad (5)$$

Как следует из графиков на рис. 17, теоретически для $h^2 > 30$ при вдвоенном приеме и $R_\phi < 0,5$ вероятность ошибки можно снизить более чем на порядок по сравнению с

одиночным приемом. Примеры реализации СДВ-КВ приемных антенн с вертикальной и горизонтальной поляризацией приведены на рис. 18 – 20 [35, 38].

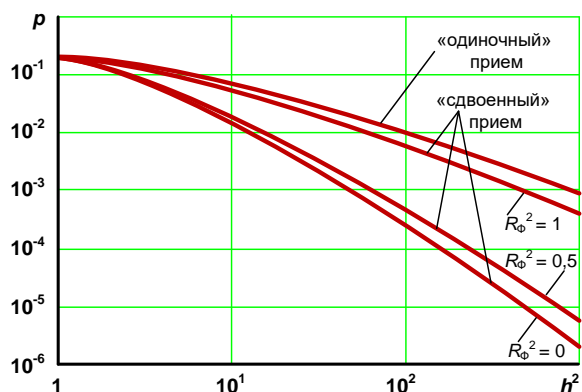


Рис. 17. Зависимость вероятности ошибки от отношения энергии принимаемого сигнала к спектральной плотности шума при сдвоенном и одиночном приеме



Рис. 18. Активная приемная малогабаритная антенна (АПМ) ДКМВ диапазона с триортогональными вибраторами (произв. СОНИИР [35])



Рис. 19. Активная приемная защищенная антенна (АПЗ) ДКМВ диапазона с триортогональными вибраторами (произв. СОНИИР [35])

Для эффективного приема сигнала его уровень на выходе антенны должен быть выше чувствительности РПУ. Поскольку электродвижущая сила, наводимая в приемной антенне при напряженности поля E_n в точке ее расположения определяется по формуле:

$$V_{\text{эдс}} = E_c \cdot l_{\text{эф}},$$

где $l_{\text{эф}}$ – эффективная (действующая) длина (высота) антенны, то при согласовании со входом РПУ напряжение на выходе антенны составит:

$$U_A = 0,5 E_c l_{\text{эф}}. \tag{6}$$

Значение $l_{\text{эф}}$ для вертикальных антенн различной высоты H_A можно вычислить исходя из выражения:

$$l_{\text{эф}} \approx \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{G \cdot R_A}{120}}, \tag{7}$$

где λ – длина волны в метрах; G – коэффициент усиления антенны; R_A – сопротивление излучения антенны.



Рис. 20. Активная СДВ-КВ антенна, обеспечивающая прием сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризацией (произв. Rohde&Schwarz [38])

Например, для четвертьволновой штыревой антенны $R_{A1/4} \approx 36,6$ Ом, а для «короткой» антенны ($H_{Ак} \leq 0,1 \lambda$) с концевой емкостью: $R_{Ак} \approx 160\pi^2 (H_{Ак}/\lambda)^2$ Ом.

Напряжение на выходе этих антенн, исходя из формул (6) и (7) будет равно:

$$U_{A1/4} = 0,5E_c \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{2 \cdot 36,6}{120}} \approx \frac{1}{8} \lambda \cdot E_c, \quad (8)$$

$$U_{Ак} = 0,5E_c \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{1,83}{120} \cdot 160\pi^2 \left(\frac{H_{Ак}}{\lambda}\right)^2} \approx 0,78 \cdot E_c \cdot H_{Ак} U_{Ак}, \quad (9)$$

т. е. для «короткой» антенны теоретически напряжение на ее выходе не зависит от длины волны принимаемого сигнала, а зависит от ее размеров (как правило $H_{Ак} \approx 0,2 \div 0,8$ м).

В СДВ диапазоне практический интерес представляет прием на «короткую» антенну, т. к. для средней части СДВ диапазона (15 кГц) четвертьволновый вибратор имел бы высоту $H \approx 5$ км.

Для обеспечения высокой вероятности приема уровень собственного шума антенной подсистемы должен быть ниже атмосферных шумов и, естественно, ниже собственных шумов радиоприемного устройства. Современные профессиональные РПУ обладают чувствительностью не хуже 0,1 мкВ, т. е. имеют возможность устойчиво принять сигнал с уровнем $U_c > 0,2 \div 0,3$ мкВ, при условии, что уровень шумов на выходе антенны $U_A < 0,1$ мкВ.

В соответствии с формулой (9) и значениями на графиках рис. 3 диапазон изменения уровней шума в стандартной полосе сигнала 1,2 А1 составит соответственно для двух характерных рабочих частот $f_{КВ} \approx 10$ МГц и $f_{СДВ} \approx 15$ кГц при $H_{Ак} \approx 0,5$ м, $U_{КВ} \approx 0,04 \div 0,5$ мкВ, $U_{СДВ} \approx 25 \div 800$ мкВ, а при приеме на четвертьволновой вибратор $U_{КВ} \approx 0,6 \div 7,5$ мкВ.

То есть, в условиях слабых помех и соотношении сигнал/шум 5 ÷ 10 дБ, уровень смеси входного сигнала и шума в КВ диапазоне при использовании «короткой» антенны может оказаться ниже чувствительности РПУ ($U_{С+Ш} < 0,1$ мкВ), в то время как для четвертьволновой антенны при той же напряженности поля сигнала $U_{С+Ш} \approx 1,5$ мкВ.

Однако в реальных условиях связи, рассчитывая на устойчивый прием КУ в условиях по крайней мере среднего уровня естественных помех, необходимо обеспечивать в точке приема напряженность поля сигнала для рассматриваемых частот $E_{с\text{ кв}} > 2,5$ мкВ/м (т. е. $U_{с\text{ кв}} > 0,9$ мкВ), и $E_{с\text{ сдв}} > 30$ мкВ. Таким образом, с учетом дополнительных помех к атмосферным шумам, обусловленным шумами самой антенны и промышленным шумом, общий уровень сигнал + помеха на выходе «короткой» антенны, обеспечиваемый РПДУ для устойчивого приема команд управления, будет выше потенциального порога чувствительности профессионального РПУ, что позволяет использовать «короткую» антенну в расширенном СДВ-КВ диапазоне частот. Эффективность работы «короткой» антенны повышается за счет обеспечения оптимального согласования и компенсации потерь в фидере при использовании малошумящих активных усилителей.

Для примера на графике рис. 21 сплошной зеленой линией представлено значение коэффициента шума активной приемной антенны К-625 (произв. АО «НТО Завод «Волна»), а сплошной фиолетовой линией – значение коэффициента шума активной приемной СДВ-КВ антенны R&S HE010, в сравнении с коэффициентами атмосферных шумов.

Активные антенны ввиду их сравнительно малых габаритов целесообразно использовать на мобильных объектах, объектах с ограниченной площадью, а также в качестве резервных (защищенных) антенн на стационарных объектах. Отечественной промышленностью выпускаются активные антенны электрического (К-625), рис. 21, и магнитного («Акция») типов и др., рис 18 – 20, обеспечивающие приемлемую широкополосность, чувствительность (зеленая линия на рис. 22) и динамический диапазон для работы на реальных СДВ-КВ радиотрассах.



Рис. 21. Активная антенна электрического типа К-625 СВ и КВ диапазона (Произв. АО «НТИ «Радиосвязь», АО «НПО Завод «Волна»)

На стационарных объектах в качестве приемной антенной системы целесообразно использовать кольцевые активные фазированные антенные решетки (АФАР) с формированием узких диаграмм направленности в заданных секторах. Примером такой АФАР является антенный комплекс производства СОНИИР, обеспечивающий независимое формирование нескольких узких диаграмм направленности в заданных секторах приема, рис. 23 [35]. Эффективность применения мультидиаграммной ФАР и принципы ее построения показана в [36].

Современные SDR радиоприемные устройства могут иметь не только высокую чувствительность, расширенный рабочий частотный диапазон, динамический диапазон до 130 дБ, но и значительное число независимых каналов приема при работе на одну антенну. На рис. 24 приведено 64-канальное широкополосное SDR-радиоприемное устройство производства ООО «АДК». АО «ОНИИП» серийно выпускает 128-канальный РПУ, а опытный образец цифрового РПУ «Радикс» (ООО «АДК») имеет 16,5 тыс. каналов независимого приема [39, 40].

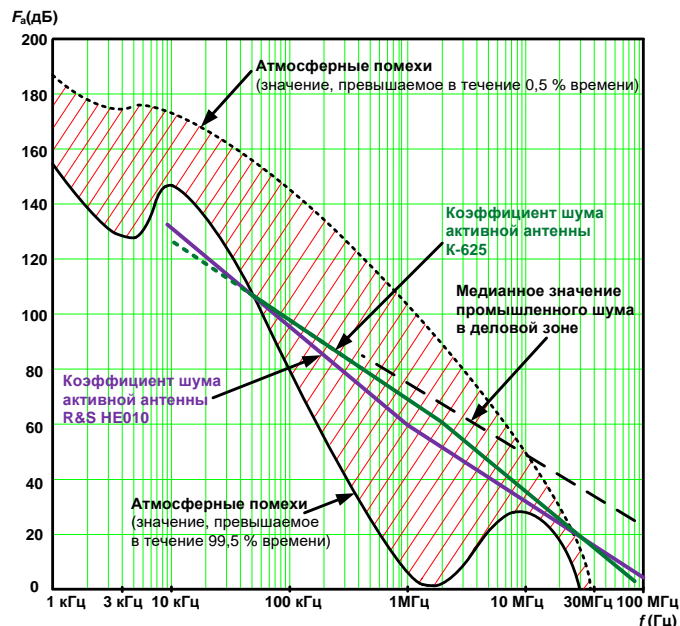


Рис. 22. Значения коэффициентов внешних шумов с учетом влияния времени суток, времени года и земной поверхности в целом [21]



Рис. 23. Быстроразворачиваемая активная кольцевая антенная решетка АКАР (произв. СОНИИР) [35]

Такие характеристики приемной части канала связи позволяют применять новые сигнально-кодовые конструкции в расширенном частотном диапазоне. При этом на передающей части канала связи могут использоваться несколько РПДУ с соответствующими оптимизированными к работе передающими антеннами, что делает возможным доведение команд управления до объектов и их исполнительных звеньев в условиях действия

случайных и преднамеренных помех, а также различных состояниях ионосферы без знания ОРЧ [40-42]. Анализ приведенных расчетов по приему сообщений в СДВ-КВ диапазоне волн показывает, что в ряде случаев использование только СДВ диапазона приведет к срыву сеанса связи, а при использовании ДКМВ – к ухудшению (или нарушению) приема в отдельные часы суток для протяженных радиотрасс. Отсюда следует целесообразность совместного использования разнородных каналов связи для устойчивого доведения команд управления до удаленных объектов.



Рис. 24. Широкополосное SDR-радиоприемное устройство с активной антенной, обеспечивающее 64 канала независимого приема

Современная реализация приемной части тракта позволяет обеспечить одновременный параллельный прием команды управления от нескольких (в том числе территориально разнесенных) источников передачи команд по СДВ, КВ и спутниковым каналам связи с последующей совместной обработкой принятой информации, что даёт возможность существенно повысить устойчивость доведения команд управления в различных условиях связи [43, 44].

Выводы

Дальность устойчивой связи для конкретной радиотрассы должна определяться с учетом значений атмосферных шумов, соответствующих сезону года, времени суток и району территории Земного шара.

При параллельной передаче гармонических сигналов в режиме ППРЧ необходимо использовать в РПДУ усилители мощности с высокой линейностью и с учетом значения пик-фактора суммарного сигнала до 12 дБ.

Активные антенны отечественного производства обладают необходимой широкополосностью и чувствительностью для обеспечения эффективного приема сообщений на реальных СДВ-КВ радиотрассах.

Как следует из теоретических и экспериментальных исследований для отдельного канала связи существуют условия, при которых возможно нарушение приема с требуемым качеством, и для повышения устойчивости доведения команды управления следует использовать параллельную передачу в широкой полосе частот по разнородным каналам связи.

Литература

1. Радиомины – почему их применял только СССР во время Великой Отечественной войны // [электронный ресурс] <https://zen.yandex.ru/media/weapon/radiominy-...> (дата обращения 12.11.2021 г.).

2. Лазоренко В.С., Ватаф С.А., Панков Д.В. О развитии сетей ведомственной декаметровый радиосвязи с учетом ее значимости при создании системы связи Арктической зоны / Материалы III Международной НТК «Радиотехника, электроника и связь» (РЭиС-2015). Омск: Изд. «Наука». С.64-68.
3. Информационные технологии в системе управления силами ВМФ / Шпак В.Ф., Директоров Н.Ф., Мирошников В.И., Навойцев С.П., Наумов В.Н., Серегин А.В., Синещук Ю.И., Туровский О.Н. – СПб.: «Элмор», 2005, – 832 с.
4. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А. Обеспечение устойчивого обмена данными с робототехническими комплексами морского базирования // Техника средств связи. № 4 (144). 2018. С. 5-21
5. Михайловский Л.В. Когнитивное радио – передовая технология на пути к более рациональному использованию радиочастотного спектра / Материалы НТС МСЭ (Армения, 28-30 апреля 2008 г.).
6. Алферов А.П., Зубов А.Ю., Кузьмин А.С., Черёмушкин А.В. Основы криптографии. – М.: Гелмос-АРВ, 2002. – 480 с.
7. Шнаер Б. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке СИ / Под ред. А.Б. Васильева. – М.: Триумф, 2002. – 816 с.
8. Мирошников В.И., Миронов А.А. Основные требования и принципы построения системы обеспечения информационной безопасности мультимедийной сети корпоративных пользователей // Техника средств связи. 2018. № 3 (143). С. 11-20.
9. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. – М.: Мир, 1986. – 576 с.
10. Бабков В.Ю., Цикин И.А. Сотовые системы мобильной радиосвязи. – СПб.: Изд-во политехн. ун-та, 2011. – 426 с.
11. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А., Угрик Л.Н. Новое направление создания помехоустойчивых радиолоний декаметрового диапазона волн // Техника средств связи. 2021. № 1 (153). С. 2-6.
12. Игорь Александрович Мизин – ученый, конструктор, человек. Сборник статей. – М.: ИПИ РАН, 2010. – С. 298.
13. Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. СПб. 2013. 166 с.
14. Емельянов Г.А., Шварцман В.О. Передача дискретной информации. – М.: Радио и связь, 1982. – 240 с.
15. Хворостенко Н.П. Статистическая теории демодуляции. – М.: Связь, 1968. – 335 с.
16. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
17. Романов Ю.В. Эволюция высокоскоростных КВ-радиомодемов в XX веке // Техника радиосвязи. 2016. № 1 (28). С. 72-88.
18. Жуков Г.А., Будко П.А. Широкополосные и узкополосные сигналы в радиолониях декаметрового диапазона волн // Морская радиоэлектроника. № 2 (72). 2020. С. 32-37.
19. Мощный СДВ радиопередатчик «Пятидесятник-Э» / войны // [электронный ресурс] <https://www.rimr.ru/catalog/morskoy-flot> (дата обращения 21.12.2018).
20. Готовко В.И. Физико-технические проблемы создания широкополосных приземных передающих антенн длинноволнового диапазона // Journal of Siberian Federal University. Mathematics&Physics. 2010. № 3 (2). С. 165-172.
21. Рекомендация МСЭ-R P.372-11(09/2013). Радишум.
22. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1972. – 336 с.
23. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. Радио, 1070. 728 с.
24. Акулов В.С., Салюк Д.В., Угрик Л.Н. Учет точности прогнозирования электромагнитных полей при расчете радиотехнических систем // Техника средств связи. 2018. № 2 (142). С. 53-56.
25. Лузан Ю.С., Хмырова Н.П. Адаптивная радиосвязь в /ДКМ диапазоне частот. Современное состояние и тенденции развития // Техника радиосвязи. 2008. Вып. 13. С. 3-24.
26. Гук И.И., Путилин А.Н., Сиротин И.В., Хвостунов Ю.С. Адаптивная система декаметровый радиосвязи с полндиапазонной перестройкой рабочей частоты и предварительные

результаты трассовых испытаний ее фрагмента / Материалы VII Межрегиональной конференции «Информационная безопасность регионов России» (ИБРР-2011). (Санкт-Петербург, 26-28.10.2011.). – СПб.: ФГУП «НПО «Импульс», 2011. – С.32-35.

27. Прогнозирование распространения радиоволн КВ диапазона и доступности связи на заданных частотах. [Электронный ресурс] URL:<http://www/radian-m.ru/prognoz.php>

28. Жуков Г.А., Будко П.А. Обнаружение и прием сверхзуклополосных сигналов в декаметровом диапазоне волн // Морская радиоэлектроника. 2020. № 4 (74). С. 40-45.

29. Зудов Р.Г. Расширение полосы перестройки частот ключевых усилителей мощности класса Д Е, предназначенных для радиопередающих устройств диапазона ВЧ. 2019. Дисс. на соиск. уч. ст. к.т.н. СПб., Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого.

30. Королюк В.С., Портенко Н.И., Скороход А.В., Турбин А.Ф. Справочник по теории вероятностей и математической статистики. М.: Наука, 1985. 640 с.

31. Калинин А.Л. Новое поколение коротковолновых радиопередающих устройств большой мощности // Техника средств связи. 2021. № 3 (155). С. 10-17.

32. Моисеев А.А., Киселев А.А. Применение мобильных аппаратных связи для обмена данными с морскими объектами // Техника средств связи. 2020. № 2 (150). С. 10-17.

33. Готовко В.И., Дегтярев А.С., Евстегнеев В.А., Мезенов В.И., Победин Л.Ф., Хрущев В.М., Юнаков А.А. Аэростатная антенна. Патент РФ № 2320058. Оpubл. 20.03.2008. (Заявка 2005133916/09 от 02.11.2005).

34. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А. Повышение эффективности функционирования радиолиний с псевдослучайной перестройкой рабочих частот / Сборник докладов III Международной НТК «Радиотехника, электроника и связь» (РЭИС-2015). (Омск, 6-8 октября 2015 г.). – Омск: Изд. «Наука». С. 126-137.

35. Официальный сайт СОНИИР /<http://soniir.ru>. (Дата обращения 15 апреля 2022 г.).

36. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А. Нейробионический подход к решению задачи оптимизации приема информации в канале с переменными параметрами // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2016. № 1. С. 49-58.

37. Жуков Г.А. Эффективность совместного использования различных методов обработки сигналов при приеме по параллельным каналам // Техника средств связи. Сер. ТПС. 1984. Вып. 6. С. 66-74.

38. Antennas and Accessories. Catalog 2020-2021. Rohde&Schwarz GmbHCo. KG|81671 Munich, Germany. 2020. 212 p.

39. Официальный сайт АО «ОНИИП» / [электронный ресурс] <http://www.oniip.ru/produkcz>.

40. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жолдасов Е.С., Жуков Г.А. Перспективные методы повышения помехоустойчивости декаметровых радиолиний // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2014. № 1. С. 30-37.

41. Николашин Ю.Л., Мирошников В.И., Будко П.А., Жуков Г.А. Обеспечение устойчивого обмена данными с автономными необитаемыми подводными аппаратами // Морская радиоэлектроника. 2016. № 1 (55). С. 44-49.

42. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жолдасов Е.С., Жуков Г.А. Повышение эффективности функционирования декаметровых радиолиний // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 2. С. 4-9.

43. Николашин Ю.Л., Мирошников В.И., Будко П.А., Жуков Г.А. Территориально-разнесенный прием информации от глобально-перемещающихся объектов морского базирования // Морская радиоэлектроника. 2017. № 4 (62). С. 18-23.

44. Жебрун А.М., Сантус Д.С., Чибышев С.Л. Комплексное использование радиолиний для повышения вероятности доведения информации до глобально удаленных подвижных объектов // Техника средств связи. 2018. № 4 (144). С. 89-92.

References

1. Radiominy – pochemu ih primenyal tol'ko SSSR vo vremya Velikoj Otechestvennoj vojny [Radiomines – why they were used only by the USSR during the Great Patriotic War]. Available at: <https://zen.yandex.ru/media/weapon/radiominy-...> (accessed 12 November 2021) (in Russian).
2. Lazorenko V.S., Vataf S.A., Pankov D.V. [On the development of departmental decameter radio communication networks, taking into account its importance in creating a communication system of the Arctic zone. *O razvitii setej vedomstvennoj dekametrovoj radiosvyazi s uchetom ee znachimosti pri sozdanii sistemy svyazi Arkticheskoy zony. Materialy III Mezhdunarodnoj NTK «Radiotekhnika, elektronika i svyaz'» (REiS-2015)* [Materials of the III International STC "Radio Engineering, Electronics and Communications" (REiS-2015)]. Omsk. Publishing house "Science". Pp.64-68 (in Russian).
3. Shpak V.F., Directors N.F., Miroshnikov V.I., Navoitsev S.P., Naumov V.N., Seregin A.V., Sineshchuk Yu.I., Turovsky O.N. *Informacionnye tekhnologii v sisteme upravleniya silami VMF* [Information technologies in the control system of the Navy]. St. Petersburg, "Elmore" Publ., 2005, – 832 p. (in Russian).
4. Nikolashin Yu.L., Budko P.A., Zhukov G.A. Obespechenie ustojchivogo obmena dannymi s robototekhnicheskimi kompleksami morskogo bazirovaniya [Ensuring stable data exchange with marine-based robotic complexes]. 2018. *Means of communication equipment*. No. 4 (144). Pp. 5-21 (in Russian).
5. Mikhailovsky L.V. Cognitive radio – advanced technology on the way to a more rational use of the radio frequency spectrum. *Kognitivnoe radio – peredovaya tekhnologiya na puti k bolee racional'nomu ispol'zovaniyu radiochastotnogo spectra. Materialy NTS MSE*. [Materials of the ITU NTS]. Armenia, April 28-30, 2008 (in Russian).
6. Alferov A.P., Zubov A.Yu., Kuzmin A.S., Cheremushkin A.V. *Osnovy kriptografii*. [Fundamentals of cryptography]. Moscow. Gelmos-ARV Publ., 2002. 480 p. (in Russian).
7. Shnaer B. *Prikladnaya kriptografiya. Protokoly, algoritmy, iskhodnye teksty na yazyke SI* [Applied cryptography. Protocols, algorithms, source texts in C]. Moscow. Triumph Publ., 2002. 816 p. (in Russian).
8. Miroshnikov V.I., Mironov A.A. Osnovnye trebovaniya i principy postroeniya sistemy obespecheniya informacionnoj bezopasnosti mul'timedijnoj seti korporativnyh pol'zovatelej [Basic requirements and principles of building an information security system for a multimedia network of corporate users]. *Means of communication equipment*. 2018. No. 3 (143). Pp. 11-20 (in Russian).
9. Bleikhut R. *Teoriya i praktika kodov, kontroliruyushchih oshibki*. [Theory and practice of error-controlling codes]. Moscow, Mir Publ., 1986. 576 p. (in Russian).
10. Babkov V.Yu., Tsikin I.A. *Sotovye sistemy mobil'noj radiosvyazi*. [Cellular systems of mobile radio communication]. St. Petersburg, Publishing House of the Polytechnic University, 2011. 426 p. (in Russian).
11. Nikolashin Yu.L., Budko P.A., Zhukov G.A., Ugrik L.N. A new direction for creating noise-resistant radio lines in the decameter wave range. *Means of communication equipment*. 2021. No 1 (153). Pp. 2-26 (in Russian).
12. *Igop Aleksandrovich Mizin – uchenyj, konstruktor, chelovek* [Igop Aleksandrovich Mizin scientist, designer, man]. Moscow, IPI RANS Publ., 2010. 298 p. (in Russian).
13. Makarenko S.I., Ivanov M.S., Popov S.A. Pomekhozashchishchennost' sistem svyazi s psevdosluchajnoj perestrojkoj rabochej chastity [Noise immunity of communication systems with pseudorandom adjustment of the operating frequency]. St. Petersburg, 2013. 166 p. (in Russian).
14. Emelyanov G.A., Shvartsman V.O. *Peredacha diskretnoj informacii* [Transmission of discrete information]. Moscow, Radio and Communications Publ., 1982. 240 p. (in Russian).
15. Hvorostenko N.P. *Statisticheskaya teorii demodulyacii* [Statistical theory of demodulation]. Moscow, Svyaz' Publ., 1968. 335 p. (in Russian).
16. Varakin L.E. *Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami* [Communication systems with noise-like signals]. Moscow, Radio and Communications Publ., 1985. 384 p. (in Russian).

17. Romanov Yu.V. Evolyuciya vysokoskorostnyh KV-radiomodemov v XX veke [Evolution of high-speed HF radio modems in the XX century]. *Radio communication technology*. 2016. No. 1 (28). Pp. 72-88 (in Russian).
18. Zhukov G.A., Budko P.A. SHirokopolosnye i uzkopolosnye signaly v radiolinayah dekametrovogo diapazona voln [Broadband and narrowband signals in radio lines of the decameter wave range]. *Marine radio electronics*. No. 2 (72). 2020. Pp. 32-37 (in Russian).
19. Powerful SDV radio transmitter "Pentecostal-E" Available at: <https://www.rimr.ru/catalog/morskoy-flot> (accessed 21 December 2018). (in Russian).
20. Gotovko V.I. Fiziko-tehnicheskie problemy sozdaniya shirokopolosnyh prizemnyh peredayushchih antenn dlinnovolnovogo diapazona [Physico-technical problems of creating broadband ground-level transmitting antennas of the long-wave range]. *Journal of Siberian Federal University. Mathematics&Physics*. 2010. No. 3 (2). Pp. 165-172 (in Russian).
21. Rekomendaciya MSE-R R.372-11 (09/2013) Radioshum [Recommendation ITU-R p.372-11 (09/2013). Radio noise]. (in Russian).
22. Dolukhanov M.P. *Rasprostraneniye radiovoln* [Propagation of radio waves]. Moscow, Svyaz', 1972. – 336 p. (in Russian).
23. Fink L.M. Teoriya peredachi diskretnykh soobshchenij [Theory of transmission of discrete messages]. Moscow, Sov. Radio Publ., 1070. 728 p. (in Russian).
24. Akulov V.S., Salyuk D.V., Ugrik L.N. Uchet tochnosti prognozirovaniya elektromagnitnyh polej pri raschete radiotekhnicheskikh sistem [Accounting for the accuracy of forecasting electromagnetic fields in the calculation of radio engineering systems]. *Means of communication equipment*. 2018. No. 2 (142). Pp. 53-56 (in Russian).
25. Luzan Yu.S., Khmyrova N.P. Adaptivnaya radiosvyaz' v DKM diapazone chastot. Sovremennoe sostoyanie i tendencii razvitiya [Adaptive radio communication in the DCM frequency range. Current state and development trends]. *Radio communication technology*. 2008. Issue. 13. Pp. 3-24. (in Russian).
26. Guk I.I., Putilin A.N., Sirotin I.V., Khvostunov Yu.S. *Adaptivnaya sistema dekametrovoj radiosvyazi s polnodiapazonnoj perestrojkoj rabochej chastoty i predvaritel'nye rezul'taty trassovykh ispytaniy ee fragmenta / Materialy VII Mezhhregional'noj konferencii «Informacionnaya bezopasnost' regionov Rossii» (IBRR-2011)*. [Adaptive decameter radio communication system with full-range adjustment of the operating frequency and preliminary results of track tests of its fragment / Proceedings of the VII Interregional Conference "Information security of the regions of Russia" (IBRD-2011)]. Saint Petersburg, 26-28.10.2011. St. Petersburg: FSUE NPO Impulse, 2011. Pp.32-35. (in Russian).
27. Prognozirovaniye rasprostraneniya radiovoln KV diapazona i dostupnosti svyazi na zadannykh chastotah [Forecasting the propagation of HF radio waves and the availability of communication at specified frequencies. Available at: <http://www/radian-m.ru/prognoz.php>. (accessed 27 November 2021) (in Russian).
28. Zhukov G.A., Budko P.A. Obnaruzheniye i priem sverhuzkopolosnykh signalov v dekametrovom diapazone voln [Detection and reception of ultra-narrowband signals in the decameter wave range]. *Marine radio electronics*. 2020. No. 4 (74). Pp. 40-45 (in Russian).
29. Zudov R.G. *Obnaruzheniye i priem sverhuzkopolosnykh signalov v dekametrovom diapazone voln*. Diss. kand. tehn. nau [Expansion of the frequency tuning band of key power amplifiers of Class D E designed for RF radio transmitting devices. Ph.D. Tesis]. 2019. St. Petersburg, St. Petersburg Polytechnic University of Peter the Great (in Russian).
30. Korolyuk V.S., Portenko N.I. *Skorochodov A.V., Turbin A.F. Spravochnik po teorii veroyatnostej i matematicheskoy statistiki* [Handbook of Probability theory and mathematical statistics]. Moscow, Nauka Pubk., 1985. 640 p. (in Russian).
31. Kalinin A.L. A new generation of high-power short-wave radio transmitting devices. *Means of communication equipment*. 2021. No 3 (155). Pp. 10-17 (in Russian).
32. Moiseev A.A., Kiselev A.A. Application of mobile communication hardware for data exchange with marine objects. *Means of communication equipment*. 2020. No. 2 (150). Pp. 10-17 (in Russian).

33. Gotovko V.I., Degtyarev A.S., Evstegneev V.A., Mezenov V.I., Pobedin L.F., Khrushchev V.M., Yunakov A.A. *Aerostatnaya antenna* [Balloon antenna]. RF Patent No. 2320058. Publ. 20.03.2008. (Application 2005133916/09 dated 02.11.2005) (in Russian).

34. Nikolashin Yu.L., Budko P.A., Zhukov G.A. Improving the efficiency of radio lines with pseudorandom adjustment of operating frequencies. Collection of reports of the III International STC "Radio Engineering, electronics and communications" (REiS-2015) *Povyshenie effektivnosti funkcionirovaniya radiolinij s psevdosluchajnoj perestrojkoj rabochih chastot / Sbornik dokladov III Mezhdunarodnoj NTK «Radiotekhnika, elektronika i svyaz'» (REiS-2015)*. (Omsk, October 6-8, 2015). Omsk: Nauka Publ. Pp. 126-137 (in Russian).

35. SONIIR official website. Available at: <http://soniir.ru>. (Accessed April 15, 2022) (in Russian).

36. Nikolashin Y.L., Budko P.A., Zhukov G.A. Nejrobionicheskiy podhod k resheniyu zadachi optimizatsii priema informatsii v kanale s peremennymi parametrami [Neurobionic approach to solving optimization tasks of receiving information in a channel with variable parameters]. *H&ES Research*. 2016. No. 1. Pp. 49-58 (in Russian).

37. Zhukov G.A. Effektivnost' sovmestnogo ispol'zovaniya razlichnykh metodov obrabotki signalov pri prieme po paralelnym kanalams [The effectiveness of the joint use of various signal processing methods when receiving via parallel channels]. *Means of communication equipment. Ser. TPN*. 1984. Issue 6. Pp. 66-74 (in Russian).

38. Antennas and Accessories. Catalog 2020-2021. Rohde&Schwarz GmbHCo. KG|81671 Munich, Germany. 2020. 212 p.

39. Oficial'nyj sajt AO «ONIIP» [The official website of JSC "ONIIP"]. Available at: <http://www.oniip.ru/produkciz>. (Accessed April 15, 2022) (in Russian).

40. Nikolashin Yu.L., Budko P.A., Zholdasov E.S., Zhukov G.A. Perspektivnye metody povysheniya pomekhoustojchivosti dekametrovykh radiolinij [Promising methods of increasing the noise immunity of decameter radio lines]. *H&ES Research*. 2014. No. 1. Pp. 30-37 (in Russian).

41. Nikolashin Yu.L., Miroshnikov V.I., Budko P.A., Zhukov G.A. Obespechenie ustojchivogo obmena dannymi s avtonomnymi neobitaemymi podvodnymi apparatami [Ensuring sustainable data exchange with autonomous uninhabited underwater vehicles]. *Marine radio electronics*. 2016. No. 1 (55). Pp. 44-49 (in Russian).

42. Nikolashin Yu.L., Budko P.A., Zholdasov E.S., Zhukov G.A. Povyshenie effektivnosti funkcionirovaniya dekametrovykh radiolinij [Improving the efficiency of decameter radio lines]. *T-Comm* 2015. Vol. 9. No. 2. Pp. 4-9 (in Russian).

43. Nikolashin Yu.L., Miroshnikov V.I., Budko P.A., Zhukov G.A. Territorial'no-raznesennyj priem informatsii ot global'no-peremeshchayushchihsya ob"ektov morskogo bazirovaniya [Geographically dispersed reception of information from globally moving sea-based objects]. *Marine radio electronics*. 2017. No. 4 (62). Pp. 18-23 (in Russian).

44. Zhebrun A.M., Santos D.S., Chibyshev S.L. Kompleksnoe ispol'zovanie radiolinij dlya povysheniya veroyatnosti dovedeniya informatsii do global'no udalennykh podvizhnykh ob"ektov [Complex use of radio lines to increase the probability of bringing information to globally remote mobile objects]. *Means of communication equipment*. 2018. No. 4 (144). Pp. 89-92 (in Russian).

Статья поступила 18 января 2022 года

Информация об авторах

Николашин Юрий Львович – Кандидат технических наук. Генеральный директор ПАО «Интелтех». Тел.: +7(812)295-66-66. E-mail: intelteh@inteltech.ru.

Будко Павел Александрович – Доктор технических наук, профессор. Ученый секретарь ПАО «Интелтех». Тел. +7(812)448-95-97. E-mail: budko62@mail.ru.

Жуков Геннадий Анатольевич – Кандидат технических наук, доцент. Советник генерального конструктора ПАО «Интелтех». Заслуженный конструктор Российской Федерации. Тел. +7(812)448-96-16. E-mail: zhukovGA@inteltech.ru.

Адрес: 197342, Россия, Санкт-Петербург, Кантемировская ул., д. 8.

Ensuring sustainable delivery of control commands to remote executive units

Y.L. Nikolashin, P.A. Budko, G.A. Zhukov

Annotation. Problem statement: the article solves the problem of bringing the required amount of data in real time to various stationary, mobile and globally moving geographically separated objects via ultra-long-wave and short-wave communication channels. At the same time, **the aim of the work** is to study the possibility of stable transmission of control commands to remote objects of executive units over land and over the sea at different levels of atmospheric noise and radiation power. **The methods** used in the work include: inherited transmission methods, including "auditory" telegraphy and "narrowband" data transmission at dedicated frequencies; methods for calculating the values of the signal field strength depending on the length of the radio path for the "terrestrial" wave over land and over the sea, calculated according to the refined Shuleikin – Van der formula-Fields, as well as for "ionospheric" propagation in the ultra-long-wave - short-wave frequency ranges according to the modified Austin formula; methods of increasing the probability of reception in conditions of interference, as well as signal fading based on polarization-separated reception, etc. **The novelty of the work** is the use of new signal-code structures based on the method of parallel transmission of ultra-narrowband signals in the mode of changing the operating frequency according to a pseudo-random law, the main feature of which is to increase the probability of reception when targeting intentional interference. **The main results** of the work include proposals for the implementation of the receiving part of the radio path, allowing simultaneous parallel reception of control commands from several (including geographically dispersed) transmission sources over heterogeneous radio channels, followed by joint processing of the received command, which makes it possible to significantly increase the stability of its delivery in various communication conditions. **The practical significance** of the study lies in the fact that the proposed approach makes it possible to ensure the stable delivery of control commands to globally remote executive links in a specific radio path with proper consideration of atmospheric noise values for the current season, time of day and area of the Globe.

Keywords: active antenna, atmospheric noise, parallel transmission, the mode of transmission of the operating frequency according to a pseudo-random law, the peak factor of a multi-frequency signal.

Information about the authors

Yuri L. Nikolashin – Candidate of Technical Sciences. General Director of PJSC Inteltech. Tel.: +7(812)295-66-66. E-mail: intelteh@inteltech.ru.

Pavel A. Budko – Doctor of Technical Sciences, Professor. Scientific Secretary of PJSC "Inteltech". Tel. +7(812)448-95-97. E-mail: budko62@mail.ru.

Gennady A. Zhukov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor. Advisor to the General Designer of PJSC "Inteltech". Honored Designer of the Russian Federation. Tel. +7(812)448-96-16. E-mail: zhukovGA@inteltech.ru .

Address: 197342, Russia, Saint Petersburg, Kantemirovskaya str., 8.

Для цитирования: Николашин Ю.Л., Будко П.А, Жуков Г.А. Обеспечение устойчивого доведения команд управления до удаленных исполнительных звеньев // Техника средств связи. 2022. № 1 (157). С 2-24. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-2-24.

For citation: Nikolashin Yu.L., Budko P.A., Zhukov G.A. Ensuring sustainable delivery of control commands to remote executive units. Means of Communication Equipment. 2022. No. 1 (157). Pp. 2-24. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-2-24 (in Russian).

ВОПРОСЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

УДК 621.396.93

DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-25-34

Технические основы дезинформации систем перехвата информации цифровых телекоммуникационных систем

Куприянов А.И.

Аннотация: Рассматривается задача выбора оптимальной стратегии дезинформации технического средства радиоразведки для обеспечения информационной скрытности сигнала системы передачи информации. Дезинформация предусматривает постановку имитирующей помехи, подобной по структуре сигналу защищаемой системы, но создающей такие условия, которые провоцируют появления аномальных ошибок приемников перехвата сигналов цифровых систем передачи информации. Выбор параметров помехи – стратегии дезинформации радиоразведки – основывается на методах теории антагонистических игр. Показано, что оптимальная по критерию максимума ошибки несанкционированного приема и восстановления символов сигнала с кодово-импульсной модуляцией помеха должна с равными вероятностями принимать значения, совпадающие и противоположные значениям сигнальных символов сигналов защищаемой системы и превышающие уровни этих сигналов. Синтезированная на основе использованного игрового подхода имитирующая помеха обращает в нуль пропускную способность технического канала утечки информации.

Ключевые слова: игровая модель конфликта, имитационная помеха, радиоканал утечки информации, радиосистемы передачи информации с кодово-импульсной модуляцией, стратегия противодействия радиоразведке.

Информационная скрытность при передаче сообщений обеспечивается посредством криптографических преобразований [1]. Но это не единственная возможность защиты сообщений от несанкционированного доступа к их содержанию со стороны радиоразведки. Информационная скрытность может быть обеспечена методами, традиционными для радиоэлектронной борьбы (РЭБ), то есть помехами, подавляющими информационные каналы несанкционированного доступа (перехвата) сообщений.

Средства РЭБ для подавления информационных каналов используют помехи двух основных классов [2]. Это шумовые помехи, разными способами подавляющие приемники радиоразведки, и/или имитирующие сигналоразведки помехи, которые дезинформируют разведку. Техническая дезинформация предполагает выбор такой стратегии противодействия средствам разведки, которая должна стимулировать аномальные ошибки в определении параметров сигналов, несущих информацию о содержании передаваемых сообщений. Разумеется, применение помехового подавления технических каналов утечки информации не противоречит применению шифрации для обеспечения информационной скрытности сообщений и может вполне с нею сочетаться.

Радиосистемы передачи информации (РСПИ) используют сигнал с кодово-импульсной модуляцией (КИМ) с активной паузой. То есть, на входе приемников радиоперехвата может наблюдаться сигнал

$$c(t) = a_0 \cos[\omega t + (2e(t) - 1)\psi_c] \quad \text{при } t \in [nT; (n+1)T] - \quad (1)$$

при КИМ-ФМ и, соответственно,

$$c(t) = a_0 \cos[\omega t + \Omega(2e(t) - 1)] \quad \text{при } t \in [nT; (n+1)T] - \quad (2)$$

при КИМ-ЧМ.

В (1) и (2) $e(t) \in [1, 0]$ – модулирующая функция (ее значения поставлены в соответствие логическим значениям «1» и «0» символов передаваемого цифрового

сообщения; Ω – девиация при ЧМ; ψ_c – индекс фазовой модуляции при ФМ; T – длительность символа КИМ.

Символы КИМ – равновероятны: $p\{e = 0\} = p\{e = 1\} = 0,5$.

Сигнал РСПИ наблюдается приемником перехвата на фоне нормального стационарного шума $n(t)$ с постоянной спектральной плотностью $N_{ш}$ в полосе спектра сообщения. Для противодействия несанкционированному доступу к содержанию сообщений, циркулирующих в каналах РСПИ, ставится помеха $\Pi(t)$, стимулирующая аномальные ошибки приема символов системой радиоперехвата. Помеха взаимодействует с сигналом и шумом аддитивно. Поэтому на входе приемника перехвата наблюдается колебание

$$x(t) = c(t) + \Pi(t) + n(t). \quad (3)$$

Задача приемника – оценить на основе наблюдения колебания $x(t)$ значение $c(t)$, однозначно соответствующее символу передаваемого сообщения $e(t)$. Действуя наилучшим для себя образом, приемник перехвата должен, наблюдая колебание $x(t)$, построить апостериорное распределение сигнала $c(t)$ на момент времени окончания символа и принять в качестве оценки значение, максимизирующее это распределение. При сделанном предположении о равновероятности значений $c(t)$, максимум апостериорного распределения должен совпадать с максимумом функции правдоподобия. И наилучшая, максимально правдоподобная оценка сигнала должна доставлять максимум функционалу правдоподобия, составляющего для рассматриваемого случая

$$F(c|x) = \kappa \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x(t) - c^*(t) - \Pi^*(t)]^2 dt \right\}, \quad (4)$$

где $c^*(t)$ и $\Pi^*(t)$ – опорные колебания – модели сигнала и помехи, используемые приемником при вынесении решения, содержащие максимум доступных средству разведки априорных сведений о соответствующих процессах.

Приемник, работающий по максимуму апостериорной вероятности, будет принимать то решение, для которого больше значение

$$p_{ps} = p(c) F(c|x), \quad c \in c_0, c_1. \quad (5)$$

Максимум апостериорной вероятности при сделанных предположениях достигается при минимуме показателя экспоненты в (4). Поэтому алгоритм формирования и принятия решения приемником радиоперехвата должен исходить из анализа величины

$$\int_0^T [x(t) - c^*(t) - \Pi^*(t)]^2 dt.$$

При отсутствии активного противодействия ($\Pi(t)=0$) алгоритм работы оптимального приемника [1] сводится к образованию величины

$$\xi = \int_0^T x(t) c_1^*(t) dt - \int_0^T x(t) c_0^*(t) dt = \int_0^T x(t) [c_1^*(t) - c_0^*(t)] dt = \int_0^T x(t) \Delta c(t) dt \quad (6)$$

и сравнению ее с нулевым пороговым уровнем. Если $\xi > 0$, оптимальный приемник решает, что $c = c_1$, если $\xi < 0$, то $c = c_0$. Величина ξ – нормальная с математическим ожиданием и дисперсией [1] соответственно:

$$\langle \xi \rangle = \pm 2Q(1 - \rho_c), \quad \sigma_\xi^2 = 4N_{ш}Q(1 - \rho_c), \quad (7)$$

где знаки «+» или «-» в зависимости от значения передаваемого символа; $Q = \int_0^T c^2(t) dt$ –

энергия элемента сигнала (символа), $\rho_c = \frac{1}{2Q} \int_0^T c_0(t) c_1(t) dt$ – коэффициент взаимной корреляции сигналов (1) и (2), соответствующих передаче разноименных символов.

При использовании мер дезинформации математическое ожидание ξ отличается от (7).

Смещение математического ожидания составляет, как следует из (7) и (4), величину $\Delta = \int_0^T \Pi(t) \Delta c(t) dt$ и может привести к ошибке опознавания символа.

Уменьшить влияние помехи на ошибку приема каждого символа сигнала приемник перехвата может только за счет компенсации деструктивного действия $\Pi(t)$ любыми возможными способами. Но при любом способе компенсации она сводится к вычитанию оценки $\Pi^*(t)$ из наблюдаемого колебания $x(t)$. Или, что эквивалентно, изменению порога обнаружения по сравнению с нулевым, оптимальным при отсутствии действия дезинформирующей помехи.

Принципиально при компенсации действия помехи возможны два подхода. В соответствии с первым, средство разведки, формируя компенсирующую оценку $\Pi^*(t)$, может исходить только из априорных сведений о структуре и способе применения активной помехи $\Pi(t)$. Второй подход предполагает адаптацию разведывательного приемника к условиям работы при противодействии. При адаптивном подходе разведывательный приемник должен оценивать помеху по наблюдению ее реализации в смеси с сигналом и шумом, а затем использовать результат оценивания для построения $\Pi^*(t)$ и компенсации тем самым действия $\Pi(t)$.

При всей кажущейся эффективности второго (адаптивного) подхода к контрпротиводействию, он довольно уязвим. Действительно хорошая (эффективная) помеха должна имитировать маскируемый сигнал. Значит, она неразрешима с сигналом на интервале длительности символа и, следовательно, символ помехи не может быть выделен на фоне символа информативного сигнала. Если кроме того не различаются статистические характеристики потоков символов помехи и сигнала, то средство разведки не сможет разделить их и при обработке записи длинной реализации сигнала с помехой и шумом на входе приемника. Точно также представляется невозможным разделение помехи и сигнала на основе их семантических различий, если помеха имитирует не только структуру сигнала, но и передаваемые им сообщения. Такая помеха (дезинформирующая) должна отличаться от полезного сообщения, но только в пределах его априорной неопределенности для разведчика. Поэтому в дальнейшем считается, что оценка $\Pi^*(t)$, компенсирующая действие активной помехи $\Pi(t)$, конструируется разведчиком на основе только априорных сведений.

Формализация конфликтного взаимодействия между коалицией РСПИ и постановщика помехи с одной стороны и системы противодействия – с другой приводит к постановке игровой задачи. Стратегия коалиции – выбор помехи $\Pi(t)$. Стратегия приемника радиоразведки – выбор компенсирующей поправки $\Pi^*(t)$. Цена антагонистической игры – вероятность ошибки $p_{\text{ош}}$ приема символа сообщения системой радиоразведки.

Очевидно, что компенсация помехи за счет использования ее смещает математическое ожидание выходного сигнала решающего устройства оптимального приемника, но не изменяет ее дисперсии, поскольку не зависит от действующего на входе шума. Поэтому при использовании дезинформирующего воздействия

$$\langle \xi' \rangle = \pm 2Q(1 - \rho_c) + \Delta. \quad (8)$$

Для определения смещения Δ можно использовать следующие рассуждения.

Поскольку помеха $\Pi(t)$ по своей структуре имитирует сигнал, но отличается от него уровнем, можно утверждать, что

$$-q_n 2Q \leq \int_0^T \Delta \Pi(t) \Delta c(t) dt \leq q_n 2Q, \quad (9)$$

где $q_n^2 = \frac{P_n}{P_c}$ – соотношение мощностей (или энергий символов) дезинформирующей помехи и информационного сигнала.

Границы сегмента $[-q_n 2Q; q_n 2Q]$ достигаются в крайних случаях точного совпадения помехи с сигналом или точной их противоположности. Объединяя неравенства (9), можно записать

$$\int_0^T \Delta\Pi(t) \Delta c(t) dt = \vartheta q_n 2Q, \tag{10}$$

где $\vartheta \in [-1; 1]$ и имеет смысл отнесенной к T длительности интервала времени от начала символа до момента смены помехой значения «0» на «1» (противоположного сигналу $c(t)$ значения на совпадающее с ним).

Совершенно аналогично можно описать и величину оценки помехи $\Pi^*(t)$. Поэтому

$$\int_0^T \Delta\Pi(t) \Delta c^*(t) dt = \vartheta^* q_n^* 2Q. \tag{11}$$

Если помеха синхронизирована с сигналом, ϑ и ϑ^* могут принимать конкретные значения, постоянные на каждом интервале длительности символа КИМ. При отсутствии синхронизации ϑ и ϑ^* могут быть любыми, скорее всего – случайными и равновероятными на сегменте $[-1, 1]$. Используя (10) и (11) можно представить (8) в виде

$$\langle \xi' \rangle = 2Q \left[\pm(1 - \rho_c) + (\vartheta q_n - \vartheta^* q_n^*) \right] = 2Q \left[\pm(1 - \rho_c) + \Delta\vartheta q_n \right], \tag{12}$$

где $\Delta\vartheta q_n = (\vartheta q_n - \vartheta^* q_n^*)$; «+» соответствует действию на входе сигнала $c_1(t)$, а «-» – сигнала $c_0(t)$.

Цена игры – ошибка в приеме каждого символа средством разведки – случается с вероятностью

$$p_{\text{ош}} = p(1) p(\xi' > 0 | c = c_0) + p(0) p(\xi' < 0 | c = c_1) \tag{13}$$

и составляет, при сделанных предположениях относительно равенства априорных вероятностей сигналов $c(t)$ и закона распределения величины ξ ,

$$\begin{aligned} p_{\text{ош}} &= \frac{1}{2} \left[\int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\xi} \exp \left\{ -\frac{[z - 2Q(-(1 - \rho_c) + \Delta\vartheta q_n)]^2}{2\sigma_z^2} \right\} dz + \right. \\ &\quad \left. + \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\xi} \exp \left\{ -\frac{[z - 2Q(+ (1 - \rho_c) + \Delta\vartheta q_n)]^2}{2\sigma_z^2} \right\} dz \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \Phi \left[\sqrt{\frac{q_c^2 (1 - \rho_c - \Delta\vartheta q_n)^2}{1 - \rho_c}} \right] - \frac{1}{2} \Phi \left[\sqrt{\frac{q_c^2 (1 - \rho_c + \Delta\vartheta q_n)^2}{1 - \rho_c}} \right] \right\}, \end{aligned} \tag{14}$$

где $q = \frac{Q_c}{2N_0}$ – энергетическое соотношение сигнал/шум, $\Phi(\cdot)$ – интеграл вероятности.

Характерно, что вероятность ошибки растет пропорционально не спектральной плотности маскирующей помехи (как при шуме), а ее мощности, что учитывается множителем $\Delta\vartheta q_n^2$ в аргументе интеграла вероятности.

Для дальнейшего расчета удобно преобразовать (14), разложив функции $\Phi \left(q_c \sqrt{1 - \rho_c} \pm \frac{q_c \Delta\vartheta q_n}{\sqrt{1 - \rho_c}} \right)$ в окрестности $q_c = \sqrt{1 - \rho_c}$ в ряд по степеням $\Delta\vartheta q_n$. При этом

$$\begin{aligned} p_{\text{ош}} &= \frac{1}{2} \left[1 - \Phi(q_c \sqrt{1 - \rho_c}) + \sum_{n=2k+1}^\infty \frac{1}{n!} \Phi^{(n)}(\Delta\vartheta q_n) \right] = \\ &= (p_{\text{ош}})_{\text{м}} + \sum_{n=2k+1}^\infty \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{1}{n!} e^{-q_c^2(1 - \rho_c)} H_{n-1}(q_c \sqrt{1 - \rho_c}) \left(\frac{q_c \Delta\vartheta q_n}{\sqrt{1 - \rho_c}} \right)^n, \end{aligned} \tag{15}$$

где $H_{n-1}(\cdot)$ – полиномы Эрмита порядка $n - 1$, $(p_{\text{ош}})_{\text{ш}} = 0,5[1 - \Phi(q_c \sqrt{1 - \rho_c})]$ – вероятность шумовой ошибки приемника средства разведки в отсутствии активной дезинформации; k – натуральное число, $k \in [0; \infty)$.

Величина $(\Delta \vartheta q_n)$ входит в (15) только в четных степенях. Поэтому, используя дополнительные предположения о нормированных сдвигах ϑ и ϑ^* можно найти усредненные значения для $(\Delta \vartheta q_n)^n$:

– если сигнал, помеха и ее оценка синхронны, то $\vartheta = \vartheta^* = 1$ и

$$\langle (\Delta \vartheta q_n)^n \rangle = (q_n - q_n^*)^n; \tag{16}$$

– если помеха не зависит от сигнала, но оценка помехи $\Pi^*(t)$ и сама помеха $\Pi(t)$ синхронизированы, $\vartheta = \vartheta^* \in [-1, 1]$ и равновероятны на этом сегменте, то

$$\langle (\Delta \vartheta q_n)^n \rangle = \frac{1}{2} \int_{-1}^1 \vartheta^n (q_n - q_n^*)^n d\vartheta = \frac{(q_n - q_n^*)^n}{n+1}; \tag{17}$$

– если сигнал, помеха и оценка помехи не синхронны, то есть ϑ и ϑ^* независимы и равновероятны на $[-1; 1]$, усреднение по неизвестным нормированным сдвигам ϑ и ϑ^* дает

$$\langle (\Delta \vartheta q_n)^n \rangle = \frac{1}{4} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \vartheta^n (q_n - q_n^*)^n d\vartheta = \frac{(q_n + q_n^*)^{n+2} - (q_n - q_n^*)^{n+2}}{2(n+1)(n+2)}. \tag{18}$$

Входящая в (18) полусумма

$$\frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \Phi \left[\sqrt{\frac{q_c^2 (1 - \rho_c - \Delta \vartheta q_n)^2}{1 - \rho_c}} \right] - \frac{1}{2} \Phi \left[\sqrt{\frac{q_c^2 (1 - \rho_c + \Delta \vartheta q_n)^2}{1 - \rho_c}} \right] \right\} \tag{19}$$

представляет собой условную вероятность правильного приема символа сигнала при действии совместно с ним символа активной помехи.

Дезинформирующая помеха, как уже говорилось, смещает порог решающего устройства относительно значения, оптимального для различения противоположных символов сигнала. Если при этом $\Delta \vartheta q_n > 0$ порог поднимается. В результате условная вероятность правильного решения $p(1|c = c_1)$, за которую отвечает первый член полусуммы (19), уменьшается, а условная вероятность $p(0|c = c_0)$ – растет. При $\Delta \vartheta q_n < 0$ наблюдается обратная картина. Но средние значения вероятностей $p(1|c = c_1)$ и $p(0|c = c_0)$ в (19) в первом приближении вообще не зависят от $\Delta \vartheta q_n$. Действительно, при малых изменениях $\Delta \vartheta q_n$ противоположное влияние на слагаемые в правой части (14) как бы взаимно компенсируется. Формально из (15) следует, что при малых $\Delta \vartheta q_n \ll 1$ различие между членами полусумм в (15) или (19) имеет порядок $[(\Delta \vartheta q_n)^2]$.

Учитывая выражения для q_n и q_n^* чистые стратегии сторон конфликта можно преобразовать к виду

$$r = \frac{q_n}{q_{n \max}} \in [-1, 1] \text{ и } r^* = \frac{q_n^*}{q_{n \max}} \in [-1, 1], \tag{20}$$

а также введением обозначений

$$V = q_c \sqrt{1 - \rho_c}; f_c = \sum_{n=1}^{\infty} \langle (\vartheta_n - \vartheta_n^*)^{2n} \rangle \text{ и } f_r = \frac{q_c q_n}{\sqrt{1 - \rho_c}}, \tag{21}$$

исходную игру можно свести к модифицированной, заданной на квадрате $[-1, 1] \times [-1, 1]$ и имеющей функцию выигрыша

$$H(r, r^*) = 0,5[1 - 0,5\Phi(h + f_r) - 0,5\Phi(h - f_r)], \tag{22}$$

где $H()$ получена суммированием ряда в (15) с учетом усреднения $(\vartheta_r - \vartheta_r^*)$ по случайным неизвестным ϑ и ϑ_r как в (16), (17) и (18):

$$f_r = \begin{cases} f|r-r^*| & \text{для синхронных } c(t), \Pi(t) \text{ и } \Pi^*(t), & (23.1) \\ 0,577f|r-r^*| & \text{для синхронных } \Pi(t) \text{ и } \Pi^*(t), & (23.2) \\ 0,408f\sqrt{r^2+(r^*)^2} & \text{для несинхронных } c(t), \Pi(t) \text{ и } \Pi^*(t). & (23.3) \end{cases}$$

Для случаев (23.1) и (23.2), когда $f_r \sim |r - r^*|$ функция выигрыша представлена на рис. 1.

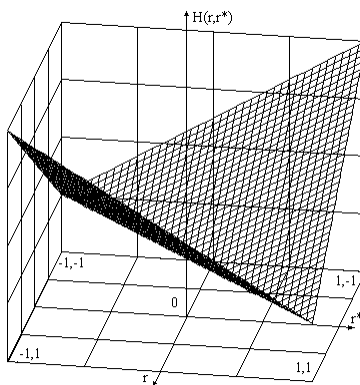


Рис. 1. Функция выигрыша при синхронных помехах

Для случая (23.3), когда $f_r \sim \sqrt{r^2 + (r^*)^2}$ функция выигрыша изображена на рис. 2.

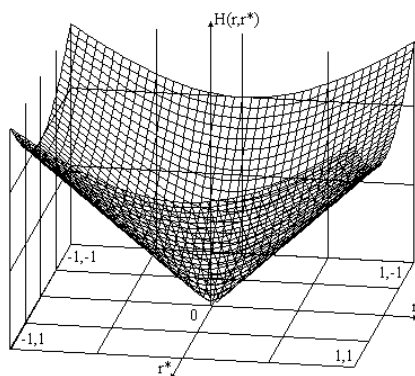


Рис. 2. Квадратичная функция выигрыша при несинхронных помехах

Как видно, функция выигрыша – ядро игры $H(r, r^*)$ – в разных случаях (23) различается, прежде всего, видом симметрии: при $f_r \sim |r - r^*|$ ядро игры $H(r, r^*)$ симметрично относительно диагонали $r = r^*$ квадрата $[-1, 1] \times [-1, 1]$, на котором задана игра. В случае $f_r \sim \sqrt{r^2 + (r^*)^2}$ ядро игры $H(r, r^*)$ симметрично относительно центра $r = r^* = 0$ этого квадрата.

Кроме того, ядро игры $H(r, r^*)$ при любом f_r из (23) выпукло по каждой из переменных r и r^* . Действительно, из (22) или (23) следует, что

$$\frac{\partial^2 H(r, r^*)}{\partial r^2} = \frac{\partial^2 H(r, r^*)}{\partial r^{*2}} \geq 0 \tag{24}$$

(как сумма четных степеней разности $(r-r^*)$) при любых $r, r^* \in [-1, 1]$. Такие игры не имеют решений в чистых стратегиях для обеих сторон [3], но из строгой выпуклости $H(r, r^*)$ на квадрате $[-1, 1] \times [-1, 1]$ следует, что имеется оптимальная чистая стратегия r^* второго игрока [3]. Поскольку общего способа нахождения решений игр с непрерывным ядром не существует [3], для рассматриваемой игры решение конструируется на основе следующей процедуры.

1) Для игры с $f_{r \sim |r-r^*|}$ – в случаях (23.1) и (23.2) ожидаемый выигрыш второго игрока составляет [3]

$$M_2(r, F^*(r^*)) = \int_{-1}^1 H(r, r^*) dF^*(r^*), \tag{25}$$

где $F^*(r^*)$ – оптимальная смешанная стратегия второго игрока – распределение вероятностей на множестве его чистых стратегий

$$dF^*(r^*) = F'^* dr. \tag{26}$$

При этом цена игры (в силу непрерывности ядра $H(r, r^*)$) будет равна

$$v_{II} = \min_{F^*(r^*)} \max_r M_2(r, F^*(r^*)). \tag{27}$$

Но, поскольку в рассматриваемой строго выпуклой игре вторая сторона имеет оптимальную чистую стратегию $r^* = r_0^*$, $F^*(r^*) = \delta(r_0^*)$, из (25) следует, что

$$v_{II} = \min_{r_0^*} \max_r H(r, r^*). \tag{28}$$

Теперь оптимальная чистая стратегия r_0^* может быть определена как значение r^* , обеспечивающее минимум в (28), а цена игры – как значение этого минимума. Из (25) и (26) (а также рис. 2) следует, что $H(r, r^*)$ для рассматриваемого случая $f_{r \sim |r-r^*|}$ достигает максимума в двух областях, симметричных относительно главной диагонали $r = r^*$, а именно – при $r = +1$ если $r^* \leq 0$ и при $r = -1$ если $r^* \geq 0$. То есть

$$\max_r H(r, r^*) = \begin{cases} \left[\frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi \left(h + f(1-r^*) - \frac{1}{2} \Phi(h - f(1-r^*)) \right) \right] \right] & \text{при } -1 \leq r^* \leq 0, \\ \left[\frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi \left(h - f(1-r^*) - \frac{1}{2} \Phi(h + f(1-r^*)) \right) \right] \right] & \text{при } 0 \leq r^* \leq 1. \end{cases} \tag{29}$$

Следовательно, искомый минимум цены игры составляет

$$v_{II} = \min \begin{cases} \left[\frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi \left(h + f(1-r^*) - \frac{1}{2} \Phi(h - f(1-r^*)) \right) \right] \right] & \text{при } -1 \leq r^* \leq 0, \\ \left[\frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi \left(h - f(1-r^*) - \frac{1}{2} \Phi(h + f(1-r^*)) \right) \right] \right] & \text{при } 0 \leq r^* \leq 1. \end{cases} \tag{30}$$

Оба минимальных значения достигаются при одном и том же $r_0^* = 0$. Это и есть оптимальная чистая стратегия приемника радиоразведки.

Цена игры, соответствующая $r^* = 0$ и $r = \pm 1$ оказывается

$$v_{II} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi \left(h + f(1-r^*) - \frac{1}{2} \Phi(h - f(1-r^*)) \right) \right]. \tag{31}$$

Оптимальная смешанная стратегия первого игрока (коалиции) – это распределение $F(r)$ на множестве чистых стратегий $r \in [-1, 1]$. Поскольку игра имеет непрерывную функцию выигрыша, максимин среднего выигрыша первого игрока

$$v_I = \max_{F(r)} \min_{r^*} M_1\{F(r), r^*\} = \max_{F(r)} \min_{r^*} \int_{-1}^1 H(r, r^*) dF(r) \tag{32}$$

равен определенному выше значению игры – минимаксу среднего выигрыша второго игрока v_{II} . Таким образом, среди чистых стратегий r допустимы только такие, для которых

$$v_I = \max_r H(r, r^* = 0) = \max_r \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi(h + \beta r) - \frac{1}{2} \Phi(h - \beta r) \right]. \quad (33)$$

Но максимум формы в правой части (33) достигается на концах интервала значений r , то есть в точках $r = \pm 1$. Поэтому оптимальная смешанная стратегия первого игрока – это смесь двух его чистых стратегий. Плотность распределения смешанной стратегии

$$F'(r) = \eta \delta(-1) + \mu \delta(1). \quad (34)$$

Из условия нормировки $F'(r)$ на сегменте $[-1, 1]$ следует, что

$$\mu = 1 - \eta; \quad \eta \in [-1, 1].$$

Кроме того, ядро игры симметрично по r , стратегии $r = +1$ и $r = -1$ совершенно равноправны. Поэтому нет оснований требовать преимущественного выбора какой-либо из них, и приходится считать

$$\mu = \eta = 0,5$$

Оптимальная смешанная стратегия, таким образом, имеет плотность вероятности

$$F'(r) = 0,5 [\delta(-1) + \delta(1)]. \quad (35)$$

2) Для случая $f_r \sim \sqrt{r^2 + r^{*2}}$ из выпуклости $H(r, r^*)$ также следует существование оптимальной чистой стратегии r^* у второго игрока. Соотношения (22) и (23.3), а также рис. 2 показывают, что ядро игры $H(r, r^*)$ достигает максимума по периметру квадрата, на котором оно определено, а именно

$$\max_r H(r, r^* = 0) = \max_r \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi \left(h + f \sqrt{1 - (r^*)^2} \right) - \frac{1}{2} \Phi \left(h - f \sqrt{1 - (r^*)^2} \right) \right]; |r^*| \leq 1. \quad (36)$$

Поэтому цена игры, равная минимаксу для второго игрока, соответствует выбору им $r^* = 0$, и это есть оптимальная чистая стратегия средства разведки. Цена игры равна таким образом

$$v_{II} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi(h + f) - \frac{1}{2} \Phi(h - f) \right]. \quad (37)$$

Структура выражения (37) такая же, как и (33). Разница только в конкретном значении f . Оптимальная смешанная стратегия первого игрока $F(r)$, доставляющая максимум его минимальному среднему выигрышу,

$$M_I = \int_{-1}^1 H(r, r^* = 0) dF(r), \quad (38)$$

как и в предыдущем случае должна максимизировать форму

$$H(r, r^* = 0) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \Phi(h + f|r^*|) - \frac{1}{2} \Phi(h - f|r^*|) \right]. \quad (39)$$

Поэтому оптимальная стратегия коалиции и в этом случае должна содержать равновероятную смесь двух чистых стратегий $r = \pm 1$, то есть

$$F'(r) = 0,5 [\delta(-1) + \delta(1)]. \quad (40)$$

Возвращаясь к исходным обозначениям (21) и (21), можно установить, что оптимальная стратегия противодействия (стратегия коалиции защищаемой РСПИ и постановщика помехи) состоит в равновероятном излучении такой помехи, которая дает на выходе разведывательного приемника относительное значение $\pm q_{п \max}$, равное максимально допустимому по условиям электромагнитной совместимости с приемниками собственных абонентов маскируемой РСПИ.

Для приемника средства радиоразведки оптимальная стратегия сводится к выбору порога различения противоположных символов сигнала РСПИ исходя из минимума ошибки,

поскольку никакая компенсация изменений этого порога за счет оценки активной маскирующей помехи не приводит (в среднем) к уменьшению вероятности ошибки.

Полученные выводы можно иллюстрировать следующими качественными рассуждениями. Пусть приемник средства перехвата информации реализует стратегию, отличную от $r^* = 0$. Например, выбирая в соответствии с некоторым распределением значения $r^* \neq 0$ на сегменте $[-1, 1]$. Это значит, что наблюдая каждую реализацию смеси сигнала с помехой, приемник принимает решение на основе сравнения выходного эффекта оптимального приемника не с нулевым порогом, а с некоторым смещенным. Предположим, что он угадал значение помехи и сместил порог так, что вероятность ошибки уменьшилась. Может быть, она даже уменьшится до предельно малой величины, равной вероятности шумовой ошибки $(p_{\text{ош}})_{\text{ш}}$. Из-за нелинейности зависимости (15) $(p_{\text{ош}})_{\text{ш}} = p_{\text{ош}}(\Pi(t) - \Pi^*(t))$ от разности уровней помехи и ее оценки, это увеличение вероятности ошибки будет даже больше, чем ее уменьшение при отгадывании значения помехи. Но значение помехи выбирается постановщиком помех случайным неизвестным для разведчика образом среди $q_{\text{п max}}$ и $q_{\text{п min}}$. Вероятность угадывания значения помехи разведчиком в этом случае не больше $1/2$. Значит средняя вероятность ошибки в двух равновероятных ситуациях – отгадывания и не отгадывания значения помехи и соответствующего выбора оценки $\Pi^*(t)$ (или, что то же самое, выбора порога различения символов сигнала) – будет равна

$$\langle p_{\text{ош}} \rangle = 0,5(p_{\text{ош}})_{\text{ш}} + 0,5(1 - (p_{\text{ош}})_{\text{ш}}) = 0,5, \quad (41)$$

где $(p_{\text{ош}})_{\text{ш}}$ – вероятность шумовой ошибки, происходящей в случае, когда средство разведки отгадало значение помехи и скомпенсировало ее действие; $(1 - (p_{\text{ош}})_{\text{ш}})$ – вероятность события, когда средство разведки не отгадало конкретное значение помехи и совершило бы ошибку с вероятностью 1, но ошибка может произойти только за счет действия шума, т. е. с вероятностью $(p_{\text{ош}})_{\text{ш}}$.

Таким образом, имитирующая помеха, с равной вероятностью принимающая противоположные значения, обеспечивает вероятность ошибки правильного приема средством разведки каждого символа сигнала защищаемой РСПИ средство радиоразведки $\langle p_{\text{ош}} \rangle = 0,5$. То есть размыкает канал утечки информации.

Необходимо сравнить эффективность противодействия утечки информации посредством имитирующей помехи с подавлением этого канала шумовой помехой.

Их (15) следует, что при отсутствии имитирующей помехи ($q_{\text{п}} = 0$) ошибка приема каждого символа сигнала в канале утечки информации составит

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(q_c \sqrt{1 - \rho_c} \right) \right]. \quad (42)$$

Вероятность $p_{\text{ош}} \rightarrow 0,5$ только при $q_c \rightarrow \infty$, т. е. либо при стремлении к нуля мощности сигнала в канале утечки информации, либо при бесконечном увеличении мощности помехи, подавляющей канал утечки.

Литература

1. Пеннин П.И. Системы передачи цифровой информации. – М.: Сов.радио, 1976. – 368 с.
2. Куприянов А.И., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Основы теории. – М.: Вузовская книга, 2011. – 800 с.
3. Оуэн Г. Теория игр. – М.: Мир, 1971. – 230 с.

References

1. Pennin P.I. *Sistemy peredachi cifrovoj informacii* [Digital Information Transmission Systems]. Moscow. Sov. radio, 1976. 368 p.
2. Kupriyanov A.I., Shustov L.N. *Radioelektronnaya bor'ba. Osnovy teorii* [Electronic warfare. Fundamentals of theory]. Moscow. University Book. 2011. 800 p.
3. Owen G. *Teoriya igr* [Game Theory]. Moscow. Mir. 1971. 230 p.

Статья поступила 26 января 2022 г.

Информация об авторе

Куприянов Александр Ильич – Доктор технических наук, профессор, профессор Московского авиационного института (национального исследовательского университета). Тел.: +7-910-469-09-55. E-mail: aik@mai.ru. Адрес: Москва, 125993, Волоколамское шоссе, дом 4.

Technical basics of disinformation of information interception systems digital telecommunication systems

A.I. Kupriyanov

Annotation: *The task of choosing the optimal disinformation strategy of a technical means of radio intelligence to ensure information stealth of the information transmission system is considered. Misinformation provides for the setting of a simulating interference, similar in structure to the signal of the protected system, but creating such conditions that provoke the appearance of abnormal errors of receivers for intercepting signals of digital information transmission systems. The choice of interference parameters - the disinformation strategy of radio intelligence - is based on the methods of the theory of antagonistic games. It is shown that the signal symbols optimal for maximum error of unauthorized reception and recovery from code-pulse modulation should at equal probabilities take values coinciding and opposite values of signal symbols of the protected system signals and exceeding the levels of these signals. The simulating interference synthesized on the basis of the used gaming approach turns the throughput of the technical information leakage channel to zero.*

Keywords: *game model of conflict, imitation interference, radio channel of information leakage, radio systems of information transmission with code-pulse modulation, strategy of countering radio reconnaissance.*

Information about the authors

Alexander Ilyich Kupriyanov – Doctor of Technical Sciences, Professor, Professor of the Moscow Aviation Institute (National Research University). Tel.: +7-910-469-0955. E-mail aik@mai.ru. Address: Moscow, 125993, Volokolamskoye highway, house 4.

Для цитирования: Куприянов А.И. Технические основы дезинформации систем перехвата информации цифровых телекоммуникационных систем // Техника средств связи. 2022. № 1 (157). С 25-34. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-25-34.

For citation: A.I. Kupriyanov. Technical basics of disinformation of information interception systems digital telecommunication systems. Means of Communication Equipment. 2022. No. 1 (157). Pp. 25-34. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-25-34 (in Russian).

ПЕРЕДАЧА, ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 004.722

DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-35-44

Предложения по построению аналоговой части SDR радиоприёмных устройств декаметрового диапазона системы радиосвязи с ППРЧ

Хвостунов Ю.С.

Аннотация. В статье рассматриваются предложения по построению аналоговой части SDR радиоприёмных устройств декаметрового диапазона, обеспечивающих требования стандарта, предъявляемых к радиоприёмным средствам декаметрового диапазона в части динамического диапазона входного сигнала и уровня восприимчивости по блокированию, а также устраняющие искажения, вносимые автоматической регулировкой усиления при приёме сигналов системы радиосвязи с использованием режима изменения рабочей частоты по псевдослучайному закону. **Целью работы** является анализ структуры аналоговой части SDR радиоприёмных устройств декаметрового диапазона и требований, предъявляемых к её отдельным составляющим. **Используемые методы:** теоретический и практический заделы в области цифровой обработки сигналов декаметрового канала связи. **Новизна:** состоит в том, что предлагаются структура аналоговой части SDR радиоприёмных устройств декаметрового диапазона. **Результат:** заключается в том, что предлагаемая структура аналоговой части SDR радиоприёмных устройств обеспечивает как предъявляемые требования стандарта и позволяет обеспечить работу систем связи с изменением рабочей частоты по псевдослучайному закону во всём декаметровом диапазоне. **Практическая значимость:** заключается в том, что предлагаемая структура аналоговой части SDR радиоприёмных устройств декаметрового диапазона позволит обеспечить построение систем декаметровой связи, обеспечивающих заданные вероятностно-временные характеристики в условиях радиоэлектронного противоборства и решающие проблему электромагнитной совместимости.

Ключевые слова: SDR радиоприёмные устройства декаметрового диапазона, аналого-цифровой преобразователь, преселектор, псевдослучайная перестройка рабочей частоты, отношение сигнал/шум, антиалайзинговая фильтрация, значащий разряд.

Введение

Программно-определяемое радиоприёмное устройство SDR в общем случае содержит антенну, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и сигнальный процессор (DSP). Сигнальный процессор DSP, входящий в состав SDR радиоприёмного устройства, выполняет одновременно функции цифровой фильтрации и функции аппаратуры передачи данных – решает задачи демодуляции принимаемого из эфира сигнала, автоматического установления соединения, детектора качества сигнала, приёма сообщений и т. д., а также взаимодействия с оконечным оборудованием данных (ООД). Программная реализация алгоритмов обработки принимаемых сигналов позволяет изменять и дополнять функционал устройства и улучшать его характеристики с минимальными затратами. В частности, технология SDR радио позволяет добавлять новые типы модуляции, виды сигнально-кодовых конструкций, протоколы передачи полученных данных и т. д. путём замены программного обеспечения.

Одним из важных узлов SDR-устройства является аналого-цифровой преобразователь. АЦП, подключённый к антенне, преобразует непрерывный во времени входной сигнал в дискретную двоично-кодированную форму. Характеристики АЦП во многом определяют и параметры устройства в целом, прежде всего это разрешение (число бит за выборку), частота выборки сигнала, отношение «сигнал/шум», динамический диапазон при отсутствии

«паразитных» составляющих. Но для реализации технических возможностей АЦП необходимо обеспечить соответствие технических характеристик АЦП и характеристик принимаемого сигнала в частности по динамическому диапазону, полосе пропускания, необходимости обеспечить отсутствие наложения на спектр полезного сигнала внеполосных шумов (антиалайзинговая фильтрация). Эти требования должны учитываться при построении аналоговой части SDR радиоприёмника.

Применение SDR радиоприёмника в системах декаметрового диапазона с использованием режима изменения рабочей частоты по псевдослучайному закону (ППРЧ) накладывает дополнительные требования к его аналоговой части: обеспечить высокий динамический диапазон изменения уровня принимаемого сигнала в условиях мощных сосредоточенных помех.

Требования, предъявляемые к радиоприёмным устройствам по динамическому диапазону принимаемого сигнала

В соответствии с ГОСТ Р 52016-2003 [1] радиоприёмное устройство должно удовлетворять следующим требованиям, зависящим от характеристик АЦП:

- динамический диапазон по побочному каналу приёма на зеркальных частотах (дБ), не менее 90 дБ;
- уровень восприимчивости по блокированию относительно частоты настройки вне полосы $\pm 6\%$ – не менее 130 дБ·мкВ (3,16 В), вне полосы $\pm 15\%$ – не менее 150 дБ·мкВ (31,6 В).

На рис. 1 показана реализация спектра сигнала с антенного выхода антенны ЗБС-2 [2]. На приведенном рисунке четко выделяются сигналы мощных радиостанций. Уровни сигналов и помех меняются в пределах до 75 дБ. В отдельные моменты времени присутствуют импульсные помехи, существенно повышающие средний уровень помех (в частности, пиковые значения импульсных помех в полосе 3100 Гц на десятки децибел превышают уровень фонового шума), при этом длительность пачек импульсных помех достигает сотен миллисекунд, а полоса данных помех в частотной области превышает 10 МГц.

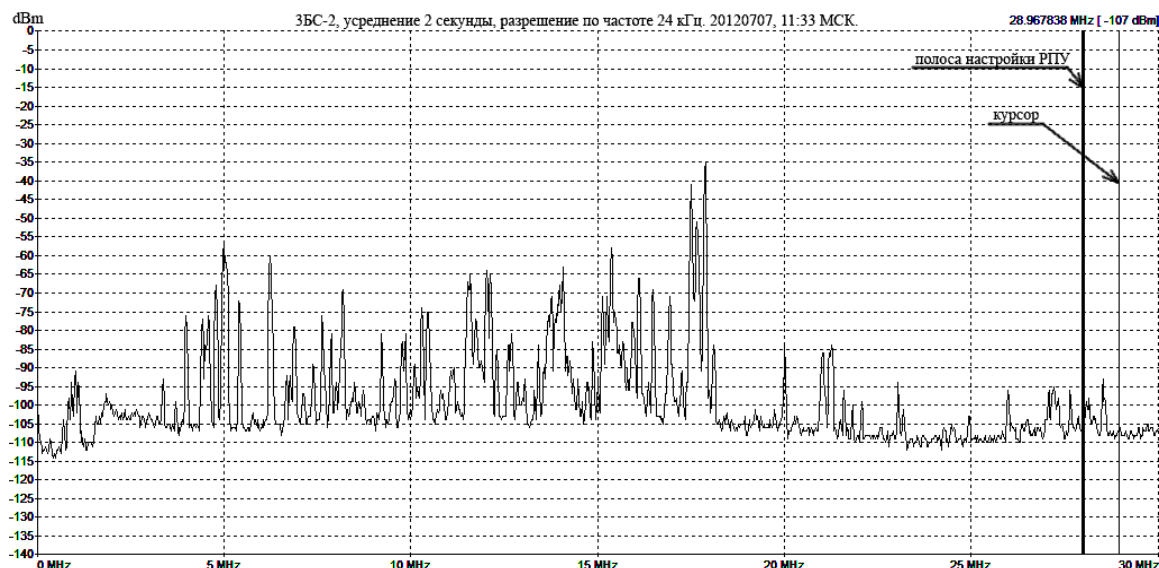


Рис. 1. Реализация спектра сигнала с выхода антенны ЗБС-2

Из приведенного рисунка следует, что при переключении рабочей частоты (РЧ) в пределах всего декаметрового диапазона уровни сигнала скачком могут измениться на 75 дБ и более даже без учета импульсных помех.

Обеспечение требований по уровню шума, вносимым АЦП SDR радиоприёмника

При преобразовании входного сигнала АЦП вносит свой шум, который определяется как отношение среднеквадратического значения входного сигнала к среднеквадратическому значению шума квантования. Без учёта вклада спектральных составляющих для идеального N -разрядного АЦП с частотой выборки f_s отношение сигнал/шум (измеренное в полосе Найквиста $f_s/2$) равно [3, 4]:

$$SNR = (6,02N + 1,76) \text{ дБ},$$

где N — разрядность АЦП.

С учетом спектральных составляющих реальное отношение сигнал/шум $SINAD$ (*Signal-to-noise and distortion radio*) АЦП:

$$SINAD = SNR - D,$$

где D — вклад нелинейных искажений сигнала, выраженный в дБ.

Шум квантования, вносимый АЦП, распределён по всей полосе Найквиста от 0 до $f_s/2$. Если ширина полосы сигнала ΔF_c меньше $f_s/2$, то при цифровой фильтрации составляющие шума АЦП, попадающие вне полосы сигнала, подавляются, за счёт чего повышается эффективное отношение $SINAD$ (эффект передискретизации). Выигрыш по обработке (*processing gain*) или усиление обработки K_{yo} для системы с передискретизацией определяется как [3,4]:

$$K_{yo} = 10 \log \left(\frac{f_s}{2\Delta F_c} \right).$$

При определении эффективной разрядности АЦП необходимо учитывать уровень входного сигнала по отношению к его полной шкале. Эффективное количество разрядов АЦП $ENOB$ (*Effective Number of Bits*) определяется как [3,4]:

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76 + K_{yo} - K_{oc}}{6,02},$$

где K_{oc} — ослабление (динамический диапазон) входного сигнала, выраженное в дБ.

$ENOB$ — характеристика, показывающая сколько на самом деле бит в выходном коде АЦП несет в себе полезную информацию. Может принимать дробные значения.

В табл. 1 приведена оценка $ENOB$ обработки сигналов, занимающих различные полосы рабочих частот и имеющих различный динамический диапазон по отношению к полной шкале АЦП. Оценка проведена для современного отечественного АЦП 5101НВ045 (разрядность 16, частота выборки 80 МГц, заявленный $SINAD = 75$ дБ, разработка АО «ПКК «Миландр»).

Для анализа соответствия возможности рассматриваемого АЦП требованиям аппаратуры передачи данных (АПД), реализованной на DSP , необходимо провести оценку требуемого минимального количества значащих разрядов на выходе АЦП для биполярных сигналов для различных видов модуляции. В табл. 2 приведена данная оценка.

Из табл. 1 и 2 следует, что необходимый динамический диапазон 90 дБ в соответствии с требованиями ГОСТ Р 52016-2003:

- обеспечивается для канала тональной частоты для режимов АМ, ЧМ и ФМ;
- обеспечивается для расширенного канала с полосой 40 КГц для режимов АМ, ЧМ и однократной и двукратной ФМ;
- не обеспечивается для каналов с полосой большей 400 кГц.
- требования обеспечения уровня восприимчивости по блокированию не выполняются для всех видов модуляции сигнала.

Таблица 1 – Оценка ENOB АЦП 5101НВ045 обработки сигналов с различной полосой и динамическим диапазоном

№ п/п	Вариант по полосе занимаемым сигналом	Суммарная полоса сигнала, МГц	Усиление обработки, дБ	Вклад усиления обработки в эффективную разрядность АЦП	Динамический диапазон входного сигнала, дБ	Эффективная разрядность АЦП ENOB
1.	1	0,0031 1 канал ТЧ	41	6,8	60	9,0
2.					70	7,3
3.					80	5,7
4.					90	4,0
5.					150	0
6.	2	0,04 расширенный канал	30	5,0	60	7,2
7.					70	5,5
8.					80	3,9
9.					90	2,2
10.					150	0
11.	3	0,4 групповой канал (до 100 каналов ТЧ)	20	3,3	60	5,5
12.					70	3,9
13.					80	2,2
14.					90	0,5
15.					150	0
16.	4	1,5 широкополосный канал	14	2,3	60	4,6
17.					70	2,9
18.					80	1,2
19.					90	0
20.					150	0
21.	5	3,1 широкополосный канал	11	1,8	60	4,0
22.					70	2,4
23.					80	0,7
24.					90	0
25.					150	0
26.	6	28,5 полный декаметровый диапазон	1,5	0,2	50	4,1
27.					60	2,4
28.					70	0,8
29.					80	0
30.					90	0
31.					150	0

Таблица 2 – Оценка минимального количества значащих разрядов обработки сигнала для различных видов модуляции

Вид модуляции	Используемая кратность модуляции	Количество значащих разрядов АЦП	Допустимая погрешность определения амплитуды принимаемого сигнала	Погрешности определения фазы принимаемого сигнала
АМ (ТГ), ЧМ	1	1	до 50%	-
		2	до 25%	
ФМ	1	1		до 90°
	2	2		до 45°
	3	3		до 28°
КАМ	4	4	до 5%	до 15°
	6	6	до 1,5%	до 4°

Необходимость применения пассивного перестраиваемого преселектора

Полученные данные показывают, что для расширения динамического диапазона и обеспечения требований уровня восприимчивости по блокированию перед АЦП необходимо ставить пассивный перестраиваемый полосовой фильтр, согласованный с расположением (f_0) и полосой полезного сигнала и отсеивающий шум вне его полосы (рис. 2). Функцию переноса сигнала в низкую полосу частот и его цифровую фильтрацию выполняет цифровой процессор приёма сигнала *RSP* (*Receive Signal Processor*), обеспечивающий усиление обработки. Дальнейшую обработку и демодуляцию принимаемого сигнала осуществляет цифровой сигнальный процессор *DSP*. Необходимо отметить, что без пассивного преселектора применение усилителей сигнала для компенсации потерь в тракте от антенны до радиоприёмника, использование супергетеродинного приёмника, а также фильтров с активными элементами приведет к их перегрузке и блокированию приема мощной внеполосной помехой.

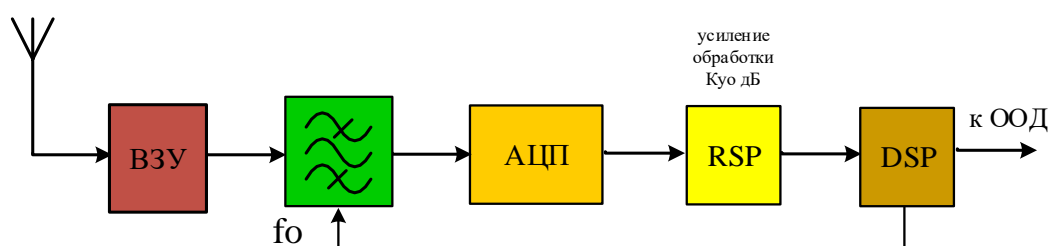


Рис. 2. Структура *SDR* радиоприёмного устройства с расширенным динамическим диапазоном по принимаемому сигналу

В качестве примера на рис. 3 показана АЧХ преселектора PS 1,5-30 (разработка ОАО «Уранис-Радиосистемы», Севастополь). Полоса пропускания преселектора 2 %, ослабление внеполосных помех при расстройке ± 10 % более 45 дБ, а при расстройке ± 20 % – более 65 дБ, максимальный уровень сигнала на входе – до +33 дБм. Динамический диапазон принимаемого сигнала по отношению к помехам, расположенным вне полосы преселектора, увеличивается до 65 ÷ 75 дБ. Применение такого преселектора исключает блокировку приёма мощной внеполосной помехой.

Время перестройки преселектора не превышает 150 мкс, что позволяет обеспечить работу системы радиосвязи с ППРЧ с предельно малым нахождением на одной рабочей частоте (РЧ) во всем декаметровом диапазоне. Для предотвращения выхода из строя преселектора при аномальных больших уровнях сигнала на выходе антенны устанавливается входное защитное устройство (ВЗУ).

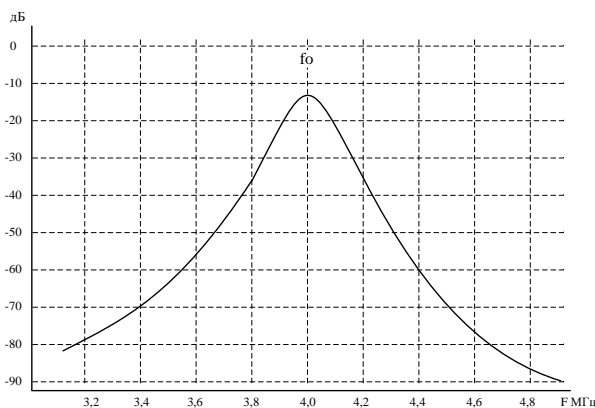


Рис. 3. АЧХ преселектора PS 1,5-30 на частоте настройки 4 МГц

Необходимо заметить, что пассивный преселектор выполняет функцию антиалайзингового фильтра. На рис. 4 видно, что сигнал совместно с внеполосными помехами, отраженные в результате дискретизации на частоту $F_{\text{верх}} = 30$ МГц, подавлен преселектором на величину более 70 дБ. Для сигналов и внеполосных помех, расположенных ниже частоты 30 МГц, ещё больше.

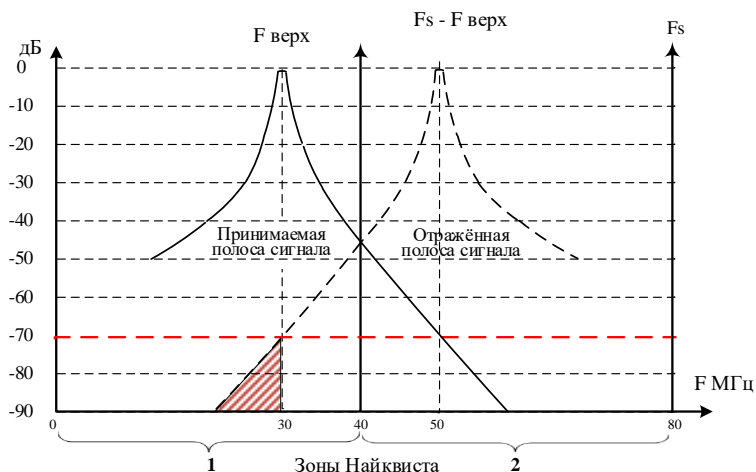


Рис. 4. АЧХ преселектора PS 1,5-30 на частоте настройки 30 МГц

Для максимального использования разрядной сетки АЦП и не допущения его перегрузки после преселектора перед АЦП традиционно используется усилитель с автоматической регулировкой усиления (АРУ) (рис. 5). Управление коэффициентом усиления возможно, как автономно непосредственно путем анализа уровня сигнала на выходе усилителя, так и при анализе качества принимаемого сигнала в DSP. Последний вариант позволяет более гибко и динамично управлять коэффициентом усиления входного усилителя. Необходимо отметить, что работа системы АРУ приводит к амплитудной модуляции сигнала и, как следствие, к появлению в выходном сигнале гармоник низкого уровня.

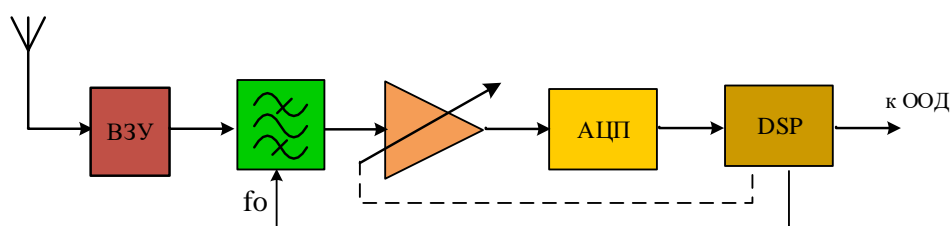


Рис. 5. Структура SDR радиоприёмного устройства с АРУ

Обеспечение приёма сигналов различного уровня SDR радиоприёмным устройством декаметрового диапазона для режима ППРЧ

Для систем декаметровой связи с ППРЧ для увеличения стойкости к радиоэлектронному противодействию (РЭП) время работы на одной РЧ устанавливается менее времени реакции систем РЭП. В связи с тем, что уровни сигналов на входе антенны на разных участках декаметрового диапазона могут отличаться до 75 дБ и более [5], необходимо отдельно для каждой рабочей частоты обеспечить оптимальный для АЦП уровень входного сигнала. Для реализации максимальной пропускной способности используются сигнальные конструкции с высокими кратностями модуляции (табл. 2). Для таких сигналов изменение входного уровня сигнала во время приёма может привести к существенному снижению помехоустойчивости. Таким образом к АРУ предъявляются противоречивые требования: с одной стороны, необходимо быстро установить необходимый

для АЦП уровень при смене РЧ (минимальная постоянная времени АРУ), с другой стороны необходимо поддерживать постоянный уровень сигнала на входе АЦП для исключения искажений его обработки и снижению помехоустойчивости приёма. Количество РЧ и время работы на одной РЧ устанавливается исходя из противоречивых требований по обеспечению надёжности и заданного времени установления и восстановления соединения, обеспечения многоканальности и стойкости к системам РЭП [6].

При использовании в пакете переключения ограниченного количества РЧ (не более нескольких десятков) возможен вариант АРУ отдельно для каждой рабочей частоты – постоянная времени больше времени работы на отдельной рабочей частоте (не значительно искажается принимаемый сигнал), по окончании приема на текущей рабочей частоте полученный уровень усиления фиксируется, работа на данной рабочей частоте возобновляется, начиная с этого уровня. Через несколько периодов повторения каждой РЧ устанавливается необходимый уровень усиления сигнала. Управление усилителем осуществляет *DSP* по информации о номере рабочей частоты из АПД. Недостатками данного варианта являются:

- возможная потеря принимаемой информации в период установления оптимального коэффициента усиления на каждой РЧ;
- низкая динамика отработки изменения уровня сигнала при большом количестве (более нескольких десятков) РЧ, в том числе расположенных в разных участках декаметрового диапазона;
- невозможность правильного функционирования при ведении сеанса связи в режиме ППРЧ без повторения номиналов рабочих частот.

Свободным от этих недостатков является варианты построения *SDR* радиоприёмника показанные на рис. 6.

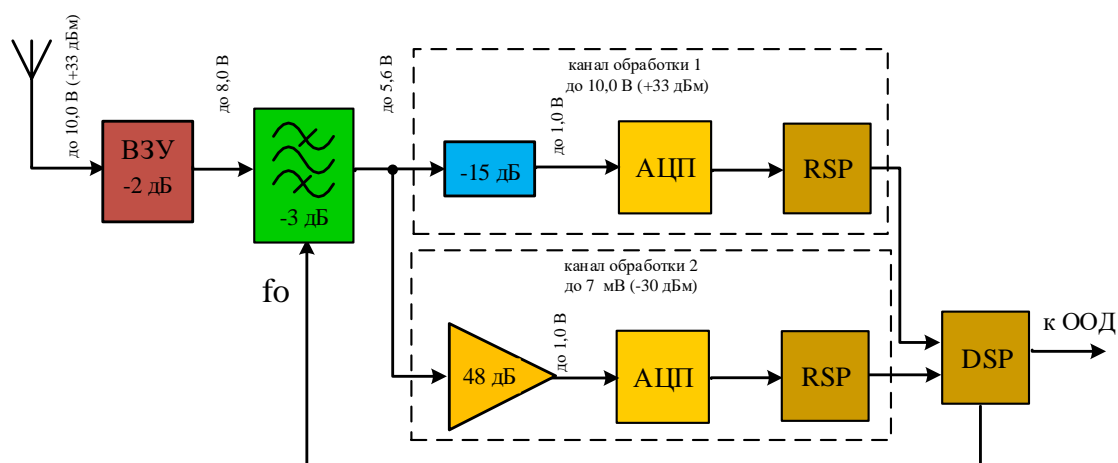


Рис. 6. Структура *SDR* радиоприёмника с динамическим диапазоном 132 дБ для полосы сигнала 40,0 кГц и 143 дБ для полосы сигнала 3,1 кГц для режима ППРЧ

Эффективное число разрядов АЦП 5101НВ045 при разных уровнях сигнала с выхода антенны для двухканального построения *SDR* радиоприёмника показано на рис. 7. Перекрытие между каналами обработки – 5 дБ.

Из рис. 7 следует, что гарантируется минимум 6 эффективных разрядов АЦП для рассматриваемого двухканального приёмника при изменении уровня сигнала с выхода антенны ($R_a = 50 \text{ Ом}$) в пределах от -99 дБм ($2,5 \text{ мкВ}$) до $+33 \text{ дБм}$ (10 В) для полосы принимаемого сигнала 40,0 кГц и от -110 дБм ($0,71 \text{ мкВ}$) до $+33 \text{ дБм}$ (10 В) для полосы принимаемого сигнала 3,1 кГц. Перекрытие между каналами обработки 6 дБ и 17 дБ для сигналов с полосой 40,0 кГц и 3,1 кГц соответственно.

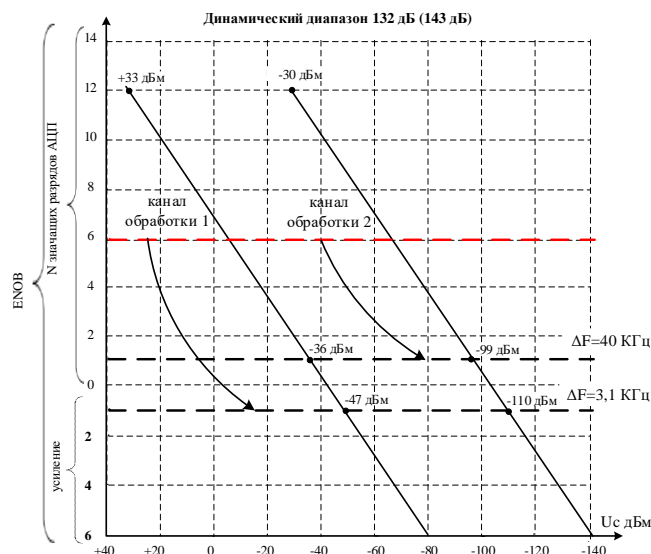


Рис. 7. Зависимость эффективного числа разрядов АЦП 5101НВ045 от уровня сигнала на выходе антенны для двухканального построения SDR радиоприёмника

На рис. 8 показаны версии обработки сигналов различных уровней А, Б и В для варианта сигнала с полосой 3,1 КГц.

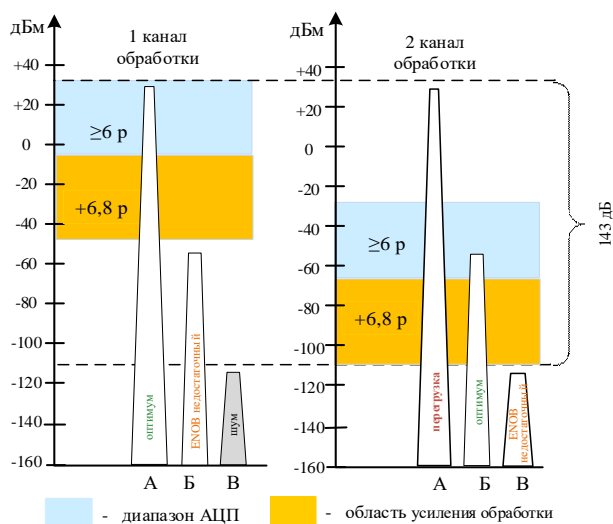


Рис. 8. Обработка каналами 1 и 2 сигналов различного уровня А, Б и В на выходе антенны (вариант 3,1 кГц по полосе канала)

Данная структура построения SDR радиоприёмника позволит эффективно использовать возможности сложных сигнально-кодовых конструкций (СКК) при переходе на новую РЧ без каких-либо настроек. Это позволяет предельно сократить время работы на одной РЧ. Из табл. 1 следует, что данный вариант построения SDR радиоприёмного устройства позволяет для вариантов 1, 2 и 3 обеспечить обработку сложных СКК, требующие эффективной разрядности АЦП не менее 5-6. Это утверждение справедливо при условии, что преселектор подавил помехи до величины, не позволяющей блокировку «рабочего» для сигнала канала усиления.

В соответствии с рассматриваемой структурой DSP получает два независимых потока отсчётов принимаемого сигнала, независимо обрабатывает эти потоки, определяет качество приема по каждому из каналов усиления, выбирает наилучший (т. е. с наименьшими искажениями) и направляет выделенный информационный поток к ООД. Поэтому же критерию для обеспечения максимальной пропускной способности и заданного качества

принимаемого сигнала в системах декаметрового радиосвязи с решающей обратной связью (в режимах дуплекс и полудуплекс) *DSP* обеспечивает адаптацию по рабочей частоте и СКК.

Предложенная архитектура построения аналоговой части *SDR* позволяет для режима ППРЧ исключить искажения, вносимые «классической» схемой построения АРУ и применить более сложные СКК с более высокой кратностью модуляции. Это делает возможным при заданной мощности передатчика (энергетики линии) увеличить пропускную способность организованного канала связи, либо для заданной скорости передачи информации существенно (в разы) понизить требования к энергетике трассы (менее мощный передатчик и более простая передающая или универсальная антенна).

Для обеспечения одновременной обработки принимаемых сигналов на разных РЧ с разной задержкой в декаметровом канале необходимо использовать два комплекта оборудования, установленного после ВЗУ, а для обеспечения приоритета ведения связи [6] четыре комплекта. Примером рассмотренного подхода является система адаптивной декаметрового радиосвязи с ППРЧ [5]. В данной системе *SDR* радиоприёмное устройство оснащено пассивным синхронным преселектором, усилителем с индивидуальным коэффициентом усиления для каждой РЧ. Время нахождения на одной РЧ 50 мс. При использовании сигналов с полосой от 3,1 до 9,0 кГц при мощности передатчика 1 кВт при использовании антенно-фидерного устройства с круговой диаграммой направленности (приемо-передающая антенна «Нерпа-ШВИ») система адаптивной декаметрового радиосвязи с ППРЧ круглосуточно обеспечивала устойчивое соединение и поддержания сеанса связи на информационной скорости $4800 \div 9600$ бит/с на дальности до 2600 км в условиях РЭП.

Выводы

На основании вышеизложенного можно сделать следующие выводы. В состав аналоговой части рассматриваемого *SDR* радиоприёмного устройства декаметрового диапазона должно входить:

- непосредственно после выхода антенны входное защитное устройство ВЗУ для предотвращения выхода из строя аппаратуры при аномальных уровнях сигнала;
- пассивный синхронный согласованный с сигналом по полосе пропускания преселектор, управляемый *DSP* в пределах всего декаметрового диапазона с временем переключения, не превышающим время перехода на новую рабочую частоту радиосредств (до $2 \div 3$ мс). Ввиду постоянной смены рабочей частоты и требуемого большого ресурса (до 10^6 и более переключений за сутки) переключение должно осуществляться *pin*-диодами;
- отдельные каналы обработки сигнала с взаимовязанным уровнем усиления в каждом из них.

В функции аппаратуры передачи данных, реализованной на сигнальном процессоре *SDR* радиоприёмника, дополнительно включаются управление частотой настройки пассивного преселектора и выбор канала усиления по критерию минимума искажений принимаемого сигнала.

Предложенная структура построения *SDR* радиоприёмного устройства с максимальным динамическим диапазоном для режима ППРЧ позволяет обеспечить выполнение требований стандарта, предъявляемых к радиоприёмным средствам декаметрового диапазона в части заданного динамического диапазона входного сигнала и уровня восприимчивости по блокированию, а также устранить искажения, вносимые системой АРУ при приеме сигналов с ППРЧ во всём декаметровом диапазоне частот.

Литература

1. ГОСТ Р 52016-2003 Приёмники магистральной радиосвязи декаметрового-декаметрового диапазона волн. Параметры, общие технические требования и методы измерений.
2. Пояснительная записка технического проекта. Разработка предложений по построению типового автоматизированного приемного радиотракта. – Омск: ОНИИП, 2018. 123 с.

3. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов. – М. ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.
4. Аналого-цифровое преобразование под ред. Уолта Кестера. – М: Техносфера, 2007. 1019 с.
5. Гук И.И., Путилин А.Н., Сиротинин И.В., Хвостунов Ю.С. Адаптивная система декаметровый радиосвязи с полнодиапазонной псевдослучайной перестройкой рабочей частотой и предварительные результаты трассовых испытаний ее фрагмента. Материалы VI Санкт-Петербургской Межрегиональной конференции «Региональная информатика «РИ-2011», Санкт-Петербург, 26-28 октября 2011 года.
6. Хвостунов Ю.С. Децентрализованная система управления работой декаметровый радиосетью // Техника средств связи. 2021. №1 (153). С. 35-48.

References

- 1 GOST R 52016-2003 Receivers of the main radio communication of the hecameter-decameter wave range. Parameters, general technical requirements and measurement methods.
2. Explanatory note of the technical project. Development of proposals for the construction of a typical automated receiving radio path. Omsk. ONIP. 2018. 123 p.
3. Richard Lyons. Digital signal processing. Moscow. ООО "Binom-Press" publ. 2006. 656 p.
4. Analog-to-digital conversion, ed. Walt Kester. Moscow. Technosphere publ. 2007. 1019 p.
5. Guk I.I., Putilin A.N., Sirotinin I.V., Khvostunov Yu.S. Adaptive system of decameter radio communication with full-range pseudo-random tuning of the operating frequency and preliminary results of field tests of its fragment. Materials of the VI St. Petersburg Interregional Conference "Regional informatics "RI-2011", St. Petersburg, October 26-28, 2011.
6. Khvostunov Yu.S. Decentralized system for managing the operation of a HF radio network. Means of Communication Equipment.. 2021. No 1 (153). Pp. 35-48.

Статья поступила 28 января 2022 года

Информация об авторе

Хвостунов Юрий Сергеевич – Кандидат технических наук. Заместитель директора научно-технического центра ПАО «Интелтех». Тел.: +7(812)448-96-30. E-mail: Khvostunov@mail.ru. Адрес: 197342, г. Санкт-Петербург, ул. Кантемировская, д.8.

Proposals for the construction of the analog part of the SDR radio receivers of the HF radio network with FHSS

Yu.S. Khvostunov

Annotation. *The article includes proposals for the construction of the industrial part of SDR decameter radio receivers, recommended standard requirements for HF radio in terms of the dynamic range of the input signal and the level of blocking susceptibility, as well as damaging distortions introduced by AGC when receiving signals from a radio communication system with FHSS. **The purpose of this work** is to analyze the structural part of the SDR radio receivers of decameter and safe components suitable for its use. **Methods used:** theoretical and practical groundwork in the field of digital signal processing of a decameter communication channel. **Novelty:** consists in the fact that the structure of the analog part of the SDR radio receivers of the decameter range is proposed. **Result:** is that the proposed structure of the analog part of the SDR radio receivers provides both the requirements of the standard and allows you to ensure the operation of communication systems with FHSS in the entire decameter range. **Practical significance:** lies in the fact that the proposed structure of the analog part of the SDR HF radio receivers will ensure the construction of decameter communication systems that provide the specified probabilistic-temporal characteristics in the conditions of Electronic countermeasures and solve Electromagnetic compatibility problems.*

Keywords: SDR HF radio, analog-to-digital converter, preselector, FHSS, signal-to-noise ratio, anti-aliasing filtering, significant bit.

Information about the author

Yuri Sergeevich Khvostunov – Candidate of Technical Sciences. Deputy Director of the Research Center of PJSC "Inteltech". Tel.: +7(812)448-96-30 E-mail: Khvostunov@mail.ru. Address: 197342, St. Petersburg, Kantemirovskaya str., 8.

Для цитирования: Хвостунов Ю.С. Предложения по построению аналоговой части SDR радиоприёмных устройств декаметрового диапазона системы радиосвязи с ПППЧ // Техника средств связи. 2022. № 1 (157). С 35-44. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-35-44.

For citation: Khvostunov Yu. S. Proposals for the construction of the analog part of the SDR radio receivers of the HF radio network with FHSS. Means of Communication Equipment. 2022. No. 1 (157). Pp. 35-44. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-35-44 (in Russian).

Помехоустойчивость радиомодема с последовательным расширением спектра сигнала

Шапгала В.С., Соколов В.А.

Аннотация: Последовательное расширение спектра сигналов давно зарекомендовало себя как надежный способ борьбы с «плохим» распространением сигнала на одной несущей частоте. Используя несколько несущих частот, можно эффективно бороться со многими мешающими факторами искусственного и естественного происхождения. В статье **ставится задача** оценки эффективности применения последовательного расширения спектра сигнала в модеме при использовании радиосредств с различным временем переключения несущей частоты. **Целью работы** является создание модели передающей и приёмной части радиомодема с последовательным расширением спектра сигнала, которая учитывает длительность перехода с одной рабочей частоты на другую. При моделировании **использовались методы** цифровой обработки сигналов и теории связи. **Новизна** решения состоит в сопоставлении двух способов модуляции и оценки помехоустойчивости работы радиомодема. **К результатам** работы следует отнести программную реализацию радиомодема в виде объектно-ориентированного кода для вычислительной среды технических расчетов MATLAB. **Практическая значимость** работы заключается в том, что определен характер изменения помехоустойчивости при различном времени переключения несущей частоты. Результаты работы могут использоваться при разработке аппаратуры передачи данных для радиосвязи.

Ключевые слова: FHSS, ADPSK, OFDM, модуляция, помехоустойчивость.

Введение

Технология последовательного расширения спектра сигнала (*FHSS – frequency-hopping spread spectrum*) позволяет эффективно бороться с нестабильностью радиосвязи на одной выделенной частоте, поскольку алгоритмы адаптации, на длительности сеанса связи, могут исключать частоты с низким качеством приема сигналов. В том случае, когда исключение частот невозможно, технология *FHSS* выполняет роль интерливинга, не допуская длительного группирования ошибок, что позволяет реализовать эффективные способы передачи данных.

Для работы в режиме *FHSS* радиосредства должны быстро переключаться с одной несущей частоты на другую. У возбуждателя или приёмника прямого цифрового преобразования время изменения несущей частоты, как правило, не велико, поэтому основной вклад вносит или усилитель мощности (УМ) или антенный коммутатор передающих антенн. Чем выше излучаемая мощность, тем больше времени требуется на переключение несущей частоты.

Модем, который поддерживает технологию *FHSS* должен учитывать время изменения несущей частоты, чтобы не было искажения сигнала на передающей стороне. Например, если интервал ортогональности равен $T_0 = 10,0$ мс, защитный интервал $T_d = 2,5$ мс, то длительность единичного элемента сигнала (посылки) равна $T = 12,5$ мс. Если время изменения несущей частоты будет равно 3 мс, то будет не только потерян защитный интервал, но и нарушен интервал ортогональности, что приведёт к ухудшению помехоустойчивости.

В статье оценивается изменение помехоустойчивости *FHSS* модема, который не учитывает время переключения с одной несущей частоты на другую. Дополнительно в статье сравнивается помехоустойчивость двух видов модуляции: относительно фазовой модуляции (*DPSK – differential phase shift keying*) и амплитудной относительно фазовой модуляции (*ADPSK – amplitude DPSK*) для одинакового количества точек в сигнальном созвездии.

Описание модема

Исследуется радиомодем, который работает в диапазоне коротких волн (КВ) для режима односкачковой трассы. Для того, чтобы не компенсировать искажения группового времени задержки (ГВЗ), вызванные частотно-селективными замираниями, используется технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (*OFDM* – *orthogonal frequency-division multiplexing*). Эта технология разбивает рабочую полосу частот модема на подканалы в каждом из которых приём происходит независимо и для каждого из подканалов искажение ГВЗ становится незначительным.

Длительность интервала ортогональности определяет ширину частотного подканала как $F = 1/T_0 = 100$ Гц. В связи с тем, что при отражении сигнала от ионосферы происходит многолучевое распространение то необходим защитный интервал, который компенсирует межсимвольную интерференцию. Выбранная длительность T_d определяется особенностью распространения сигнала на односкачковой трассе [1].

В радиомодеме применяются дифференциальные виды модуляции, поскольку использование когерентного приема требует или наличия пилот сигналов, или высокой вычислительной сложности демодулятора. Режим *FHSS* соответствует пакетному режиму работы радиомодема, когда на одной несущей частоте излучается один слот, состоящий из нескольких посылок. Для борьбы с преднамеренными помехами и с быстрым временем изменения условий прохождения сигнала в КВ диапазоне длительность слота не должна быть большой. Дифференциальная модуляция приводит к понижению скорости передачи поскольку информация передается как разность фаз между единичными элементами сигнала (посылками), поэтому первая посылка является опорной. В работе слот состоит из 4 посылок и равен 50 мс. Декремент скорости равен 25 %, что является большим значением, но эта плата за умеренную вычислительную сложность алгоритма и за возможность независимого приёма каждого слота.

Помехоустойчивость исследуется без подсистем помехоустойчивого кодирования и тактовой синхронизации. Обе эти подсистемы являются необходимыми для создания радиомодемов, но в контексте исследования они усложняют интерпретацию результатов и существенно увеличат количество измерений. При этом важно понимать, что подсистема тактовой синхронизации основана на использовании защитного интервала и его потеря на передающей стороне приведет к снижению эффективности приема информации.

Моделирующий стенд

Моделирование происходит в системе технических расчетов *MATLAB*, поскольку эта среда уже давно стала стандартом для экспериментальной поддержки в решении инженерных и научных задач. В этой системе представлено большое количество функций, которые позволяют упростить разработку телекоммуникационного оборудования, например модели каналов связи, различные виды модуляций, обширные возможности по графическому представлению результатов измерений.

Отдельно стоит выделить возможности пакета *parallel computing toolbox (PCT)*. Это дополнение [2] позволяет относительно просто запускать параллельные вычисления на многоядерных и многопроцессорных системах. Реализованный в *PCT* цикл *parfor* не требует от разработчика глубоких знаний о построении многопоточных приложений. В условиях, когда доступны высокопроизводительные вычислительные возможности снижается время на эксперимент и уменьшается вероятность алгоритмической ошибки, поскольку исследователю нет необходимости заниматься оптимизацией программного обеспечения.

Сравнение *DPSK* и *ADPSK*

При увеличении размерности сигнального созвездия часто используется квадратурная амплитудная модуляция (*QAM – quadrature amplitude modulation*). Для её приема необходимы когерентный демодулятор и эквалайзер, но поскольку в КВ канале присутствуют частотно-селективные замирания, то построение эквалайзера является сложной задачей [3] и без пилот-сигналов решить эту проблему практически невозможно, особенно на короткой длительности слота.

В рассматриваемом модеме использование *QAM* невозможно ввиду отсутствия когерентного приёма, поэтому применяется такой вид модуляции как *ADPSK*. В отличие от стандартной *DPSK* в этом случае используются несколько уровней амплитуды (см. рис. 1). Рассматривать применение *ADPSK* имеет смысл только для размерности в 16 точек, поскольку для меньшего количества точек достаточно *DPSK*, а большее количество точек, без использования эквалайзера, реализовывать в КВ-канале не целесообразно. Важно обратить внимание на то, что в *ADPSK* амплитуда текущей посылки, в отличие от фазы, не зависит от амплитуды предыдущей посылки.

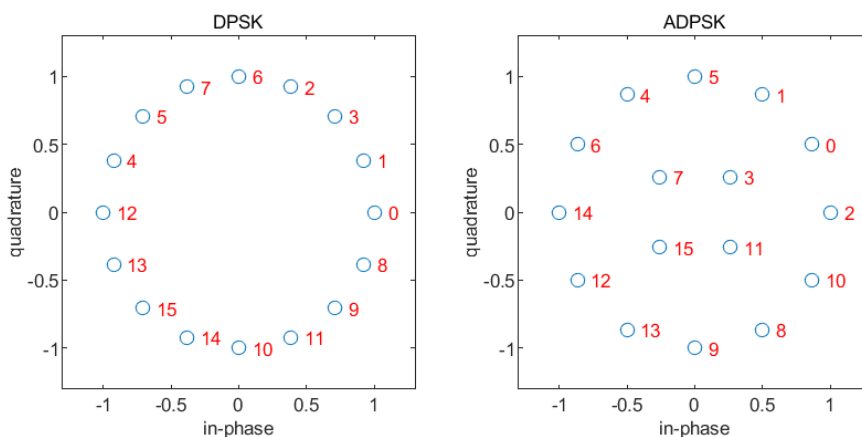


Рис. 1. Сигнальные созвездия *DPSK* и *ADPSK* (радиус внутреннего круга 0,368)

На рис. 2 и 3 представлены кривые помехоустойчивости различных сигнальных созвездий в канале с аддитивным белым Гауссовским шумом (*AWGN – additive white Gaussian noise*). Длительность интервала наблюдения $1e7$ символов. Моделирование ведется на фазовой плоскости на оси абсцисс отображено отношение энергии бита к шуму ($E_b N_0 – ratio of bit energy to noise power$), а на оси ординат – вероятность битовой ошибки ($BER – bit error rate$).

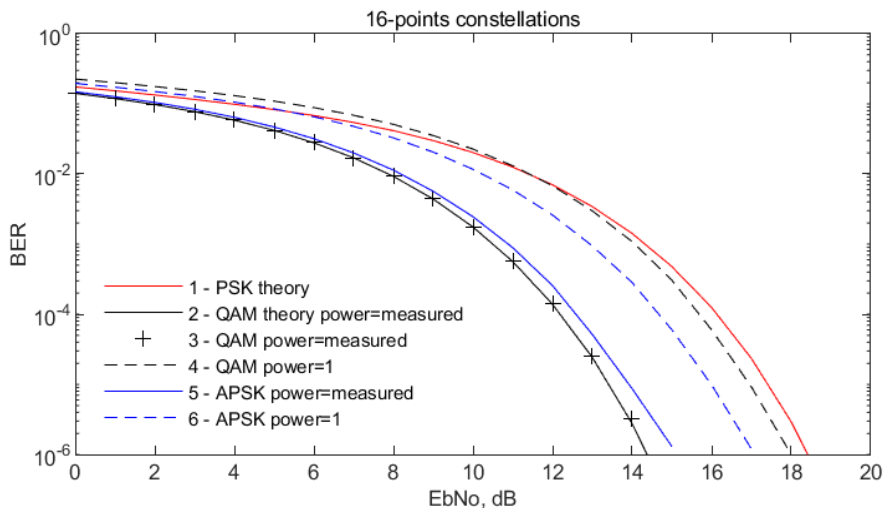


Рис. 2. Помехоустойчивость при когерентном приёме

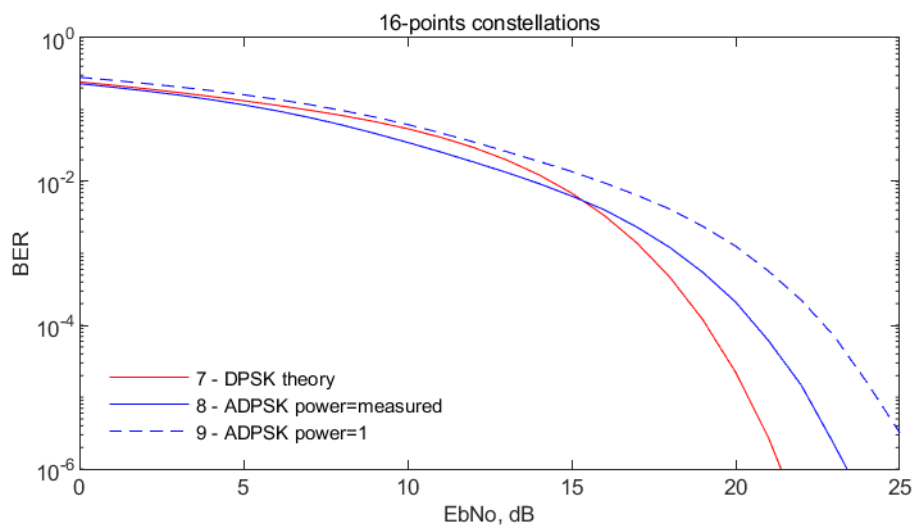


Рис. 3. Помехоустойчивость при некогерентном приёме

Для того, чтобы подтвердить правильность реализации модели, на рис. 2 представлен график для *QAM* модуляции: теоретическая кривая № 2 и кривая, полученная при моделировании № 3 совпадают. Кривые помехоустойчивости для фазовой модуляции (*PSK* – *phase shift keying*) № 1 и *APSK* № 5 и № 6 приведены для сопоставительного анализа. Все теоретические кривые получены с использованием встроенной функции *MATLAB: berawgn()*. Кривая *APSK* моделируется встроенной функцией *apskmod()*. Важно обратить внимание, что все рассмотренные виды модуляций требуют когерентного приема.

При моделировании *AWGN* используется встроенная функция *MATLAB awgn()* в двух разных режимах: *power=1* и *power=measured*. Разница заключается в том, что в первом случае энергия сигнала задаётся, а во втором – вычисляется. Моделирование происходит на фазовой плоскости. Для *PSK* и *DPSK* режимы *power=1* и *power=measured* совпадают.

Определение энергии сигнала является важной задачей при сравнении различных созвездий. Размерность *EbNo* учитывает различное количество точек в созвездии и полосу занимаемого сигнала (при моделировании на фазовой плоскости не имеет значения) и позволяет сравнивать различные созвездия. Однако при этом нельзя забывать о важном практическом эффекте – при добавлении амплитудной модуляции энергия созвездия уменьшается, поскольку максимальная амплитуда сигнала не может измениться. Исходя из этого, когда шум добавляется к средней энергии сигнала (*power=measured*) получается не совсем корректное сравнение различных видов модуляции. Чтобы сравнение стало корректным надо ответить на вопрос, почему нельзя изменять максимальную энергию сигнала? Максимальная энергия сигнала определяет, как эффективно используется передающий тракт – если она будет больше, чем допустимое значение на входе усилителя мощности, то это приведёт к искажению (ограничению) сигнала, а если меньше, то к неэффективному использованию передающей аппаратуры.

Когда используется *PSK* (№ 1), то энергия сигнала и максимальная амплитуда всегда равна 1. Для режимов *QAM* и *APSK* энергия сигнала меньше 1, а максимальная амплитуда равна 1. В тоже время в *APSK* больше точек имеют единичную амплитуду, поэтому кривые № 3 и № 5 практически совпадают, когда шум добавляется исходя из средней энергии сигнала, и различаются сильнее, когда шум добавляется исходя из максимальной энергии сигнала – кривые № 4 и № 6.

Кривые *ADPSK* на рис. 3 моделируются с использованием встроенной функции *apskmod* и дифференциальной схемы сдвига фазы на передаче и его компенсации на приёме, но амплитудная составляющая никогда не зависит от предыдущей посылки. Видно, что

кривая № 9 имеет самую низкую помехоустойчивость, поскольку на точки внутреннего круга с маленькой энергией действует такой же шум как на точки внешнего круга. Даже при нормировании шума к средней энергии модуляция *ADPSK* (кривая № 8) после 16 дБ работает хуже, чем модуляция *DPSK* (кривая № 7), а её отличие до 16 дБ незначительно.

Искажение сигнала на передающей стороне

Перейдем к основной исследовательской задаче – что происходит, когда время переключения несущей частоты не учитывается в алгоритме функционирования модема. Самой простой моделью этой ситуации является тот случай, когда полностью теряется начало слота. Последовательно обнуляя начало первой посылки в слоте, можно будет понять, как будет вести себя система с *FHSS* при заданном времени переключения.

Длительность защитного интервала в этом эксперименте не влияет на конечный результат исследований, поскольку указанный интервал предназначен для эффективной работы системы тактовой синхронизации. Обнуление части посылки, в этом контексте, только уменьшает возможность тактовой синхронизации найти оптимальное положение интервала ортогональности для демодуляции.

На фазовой плоскости такой эксперимент уже не провести, поскольку требуется представление сигнала во временной области и, как следствие, в *MATLAB* необходимо реализовать полную версию модулятора и демодулятора *OFDM* модема. Используется частота дискретизации 12,8 кГц, 32 информационных подканала, разнос частот между подканалами – 100 Гц. Для выбранной частоты дискретизации 6 отсчетов соответствуют 0,5 мс, 38 – 3 мс и 128 – 10 мс. Графики на рис. 4 помогают понять, насколько сильно происходит искажение информации в ключевых точках. Для выбранного значения T_d и времени переключения несущей частоты на передающей стороне 3 мс – кривая 0,5 мс соответствует максимально возможной помехоустойчивости при условии выбора наилучшего положения тактовой синхронизации.

Все измерения происходят только для *AWGN* канала на длительности 1e5 слотов для каждого режима и для каждого значения E_bN_0 с использованием возможностей пакета *PCT*.

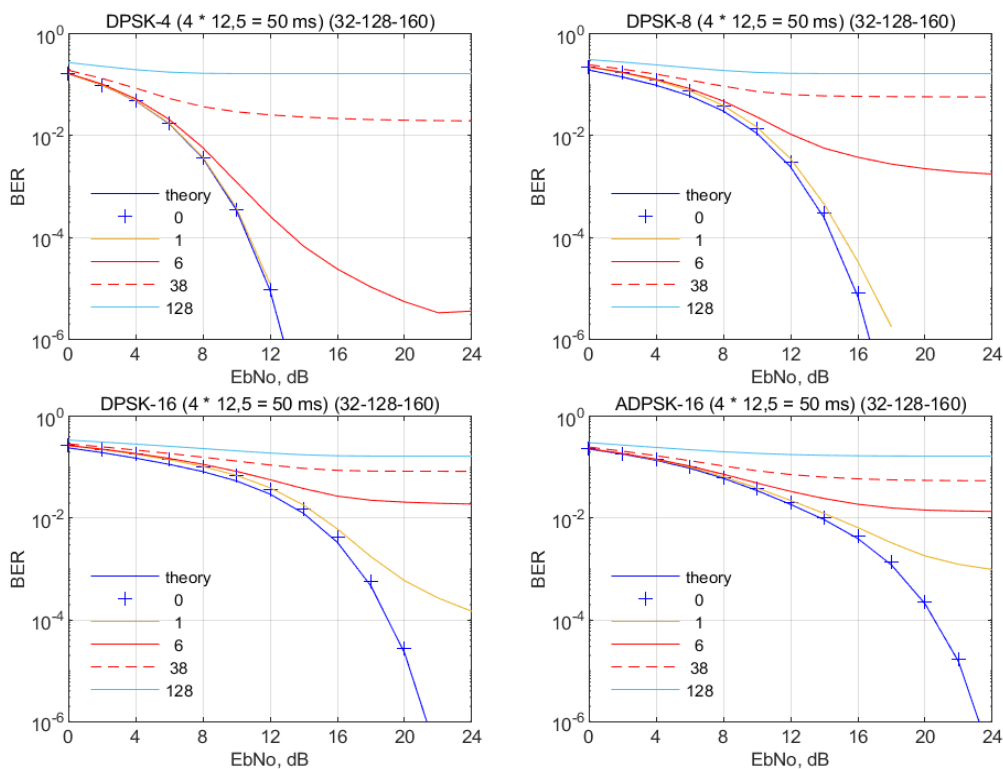


Рис. 4. Помехоустойчивости при обнулении ключевых значений первой посылки в слоте

Также присутствует трёхмерное представление (рис. 5) графиков помехоустойчивости, которое наглядно показывает уменьшение помехоустойчивости для всех возможных вариантов.

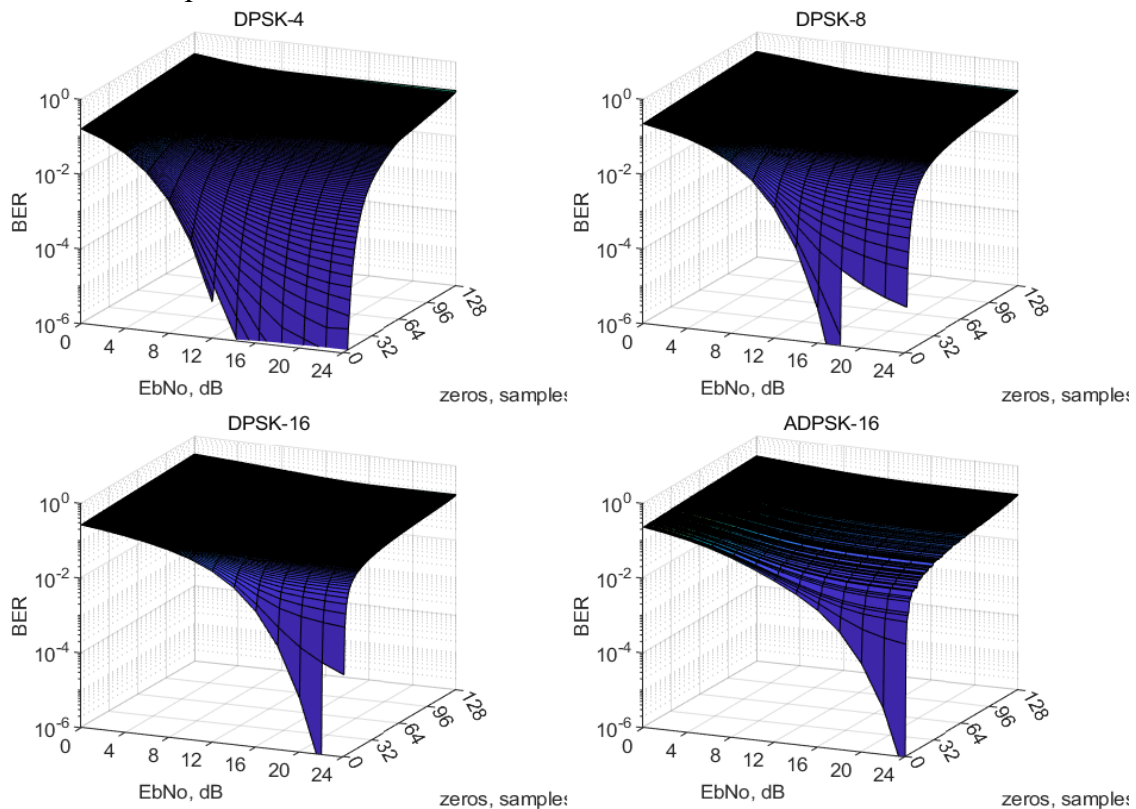


Рис. 5. Помехоустойчивости при последовательном обнулении первой посылки в слоте

Результаты моделирования в среде MATLAB хорошо коррелируют с результатами тестирования разрабатываемой программной реализации модема – рис. 6 и 7. Структура слота практически совпадает, но используется частота дискретизации 9,6 кГц и 44 информационных подканала. Программная реализация модема разрабатывается с использованием фреймворка Qt на языке C++. Кривая shift=0 соответствует обнулению 3 мс опорной посылки, а кривая shift=24 – 0,5 мс. Остальные кривые соответствуют промежуточным значениям и нужны для проверки системы тактовой синхронизации.

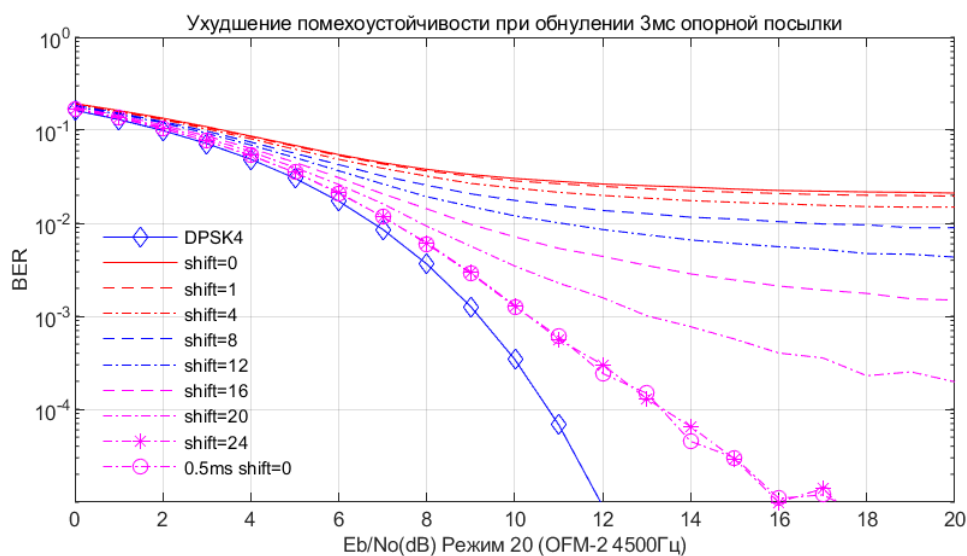
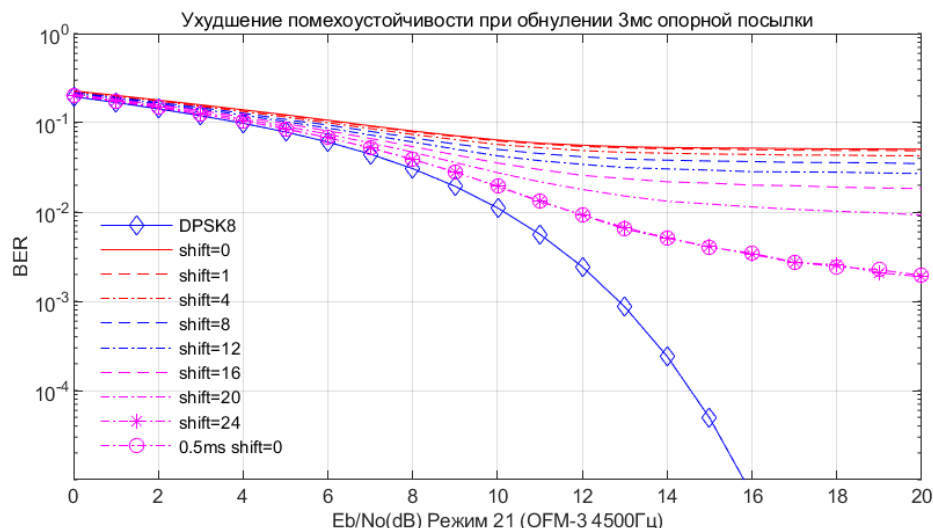


Рис. 6. Результаты тестирования слота с DPSK-4

Рис. 7. Результаты тестирования слота с *DPSK-8*

Выводы

При когерентном приёме использование *APSK-16* обеспечивает более высокую помехоустойчивость, по сравнению с *QAM-16*.

При некогерентном приёме применение *ADPSK-16* нецелесообразно, поскольку усложняется построение демодулятора, возрастает пик-фактор сигнала и отсутствует выигрыш по помехоустойчивости по сравнению с *DPSK-16*.

Пренебрежение временем переключения несущей частоты при разработке модема с последовательным расширением спектра сигнала снижает его помехоустойчивость.

Использование РСТ позволило провести расчёт помехоустойчивости за 66 часов при задействовании 12 параллельных потоков. Без параллельной обработки длительность эксперимента превышает 30 дней, что уменьшает вероятность его успешного завершения, поскольку нужен доступ к серверному оборудованию, работающему в режиме 24/7.

Литература

1. F.1487: Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators URL: <https://www.itu.int/rec/R-REC-F.1487/en> (дата обращения 3 сентября 2020).
2. Kepner, J. (2009). Parallel MATLAB for Multicore and Multinode Computers (Software, Environments and Tools). Society for Industrial and Applied Mathematics.
3. H.C. Myburgh, J.C. Olivier. Low complexity MLSE equalization in highly dispersive Rayleigh fading channels. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. Dec. 2010 p. 10.

References

1. F.1487: Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators URL: <https://www.itu.int/rec/R-REC-F.1487/en> (accessed 3 Sep. 2020).
2. Kepner, J. (2009). Parallel MATLAB for Multicore and Multinode Computers (Software, Environments and Tools). Society for Industrial and Applied Mathematics.
3. H.C. Myburgh, J.C. Olivier. Low complexity MLSE equalization in highly dispersive Rayleigh fading channels. // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. Dec. 2010. P. 10.

Статья поступила 14 февраля 2022 г.

Информация об авторах

Шаптала Василий Сергеевич – Начальник лаборатории ПАО «Интелтех», кандидат технических наук. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в телекоммуникационных системах. E-mail: shaptalavs@inteltech.ru.

Соколов Владимир Александрович – Ведущий инженер ПАО «Интелтех». Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в телекоммуникационных системах. E-mail: sokolovva@inteltech.ru.

Адрес: 197342, г. Санкт-Петербург, Кантемировская ул., д.8, тел. 8(812)448-19-01.

Bit error rate of radio modem with frequency-hopping spread spectrum

V.S. Shaptala, V.A. Sokolov

Annotation: *The frequency-hopping spread spectrum is a reliable way to work in non-stationary communication channels. By using multiple carrier frequencies, it is possible to work in a poor communication channel with natural and man-made noise. The article aims to consider the boundaries of frequency-hopping spread spectrum usage in radio modem when using radio transceivers with different carrier frequency switching times. The main goal of this work is to create a model of the transmitting and receiving part of the radio modem with frequency-hopping spread spectrum that takes into account the time of the carrier frequency changing. In modeling, methods of communication theory and digital signal processing are used. The novelty of the solution is to compare two types of modulation and calculation of bit error rate in different situation. The result of the work is a software solution of a part of the radio modem, which runs in MATLAB. The practical significance of the work is to define the bit error rate it depends on time of changing of carrier frequency. The results of the work are possible to use in the development of data transmission equipment for radio communications.*

Keywords: FHSS, ADPSK, OFDM, modulation, bit error rate.

Information about Authors

Vasily Sergeevich Shaptala – Head of laboratory PJSC “Inteltech”, Ph.D. of Engineering Sciences. Scientific interests: digital signal processing in telecommunication systems. E-mail: shaptalavs@inteltech.ru.

Vladimir Alexandrovich Sokolov – Lead engineer of PJSC “Inteltech”. Scientific interests: digital signal processing in telecommunication systems. E-mail: sokolovva@inteltech.ru.

Address: Russia, 197342, Saint-Petersburg, Kantemirovskaya street 8, tel. 8(812) 448-19-01.

Для цитирования: Шаптала В.С., Соколов В.А. Помехоустойчивость радиомодема с последовательным расширением спектра сигнала // Техника средств связи. 2022. № 1 (157). С. 45-52. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-45-52.

For citation: Shaptala V.S., Sokolov V.A. Bit error rate of radio modem with frequency-hopping spread spectrum. Means of communication equipment. 2022. No. 1 (157). Pp. 45-52. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-45-52 (in Russian).

ЭЛЕКТРОННЫЕ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396

DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-53-60

Оценка зон обслуживания систем радиосвязи с земной волной в Арктических районах

Акулов В.С., Талагаев В.И., Угрик Л.Н.

Аннотация: С учетом повышенного интереса к развитию Арктики и необходимости создания арктических телекоммуникаций гражданского и военного назначения в научной литературе уделяется большое внимание анализу работы систем радиосвязи в арктических районах, и в частности, систем с использованием земной волны. Причинами повышенного внимания к созданию радиотехнических систем такого рода являются известные закономерности, связанные с аномально низким затуханием земной волны над морскими трассами с ледовым покрытием. Эта аномалия имеет место при определенных параметрах трасс распространения сигналов над арктическими ледовыми полями. Вместе с тем, подобный анализ проводится, как правило, на уровне количественного изучения функции ослабления поля поверхностной волны в зависимости от свойств ледовых трасс. Для практики, однако, более существенным является количественная оценка возможных предельных дальностей передачи сигналов, определяющих размер зоны покрытия систем связи. Целью данной работы является количественный анализ дальностей радиоприема сигналов в системах связи с поверхностной волной на базе современных физико-математических методов.

Ключевые слова: арктическая радиосвязь, поверхностная волна, приведенный поверхностный импеданс, напряженность поля, спектральная плотность шума, параметры подстилающей поверхности, предельный прием сигналов, дальность связи, зоны обслуживания системы.

Введение

В интересах создания систем радиосвязи в Арктике с применением земной волны в работе [1] выполнен детальный количественный анализ функции ослабления для ледовых трасс с различными электрическими параметрами. Результаты этого анализа представляют интерес как при разработке телекоммуникационного оборудования, так и при их практическом использовании. Изучение проведено на основе теоретических методов исследования распространения радиоволн над плоской и сферической ледовыми подстилающими поверхностями. Теоретической базой этих исследований послужил цикл фундаментальных трудов в области распространения радиоволн, среди которых можно упомянуть, например, работы [2, 3] и другие источники, цитируемые в статье [1]. Практически важным продолжением указанных исследований служит количественная оценка размера зон покрытия радиосвязью систем с земной волной. С этой целью в данной статье предлагается метод сравнительного количественного анализа предельных дальностей радиоприема в таких системах и произведены расчеты возможного размера зон покрытия.

Метод оценки предельной дальности

Для любой системы радиосвязи на границе зоны покрытия должно выполняться соотношение, называемое часто уравнением предельного приема

$$|E(R, p_{ei})|^2 = h^2 \Delta f |E_{nl}|^2, \quad (1)$$

где: $E(R, p_{ei})$ – напряженность поля сигнала на расстоянии R от источника поля (передатчика);

p_{ei} – совокупность электрических параметров подстилающей поверхности;

h – требуемое отношение сигнал/шум в точке приема по напряжению;

Δf – полоса приема;

$|E_{n1}|^2$ – спектральная плотность шума в точке приема.

Поле в точке приема обычно определяют через функцию ослабления W

$$E(R, p_{ei}) = \frac{300\sqrt{P_{\Sigma}}}{R} W(R, p_{ei}), \tag{2}$$

где: P_{Σ} – излученная мощность передающей антенны.

С учетом формулы (2) уравнение предельного приема (1) принимает вид

$$\frac{300\sqrt{P_{\Sigma}}}{R} |W(R, p_{ei})| = h\sqrt{\Delta f} |E_{n1}|. \tag{3}$$

Излученная мощность P_{Σ} связана с КПД передающей антенны и обычно зависит от рабочей частоты. Напряженность поля шумов E_{n1} зависит от геофизических условий, частоты передачи и способов обработки сигналов в приемном устройстве. Если эти зависимости известны, то уравнение (3) позволяет определить предельную дальность передачи сигналов R_m с требуемым качеством.

Уравнение (3) позволяет, однако, при рассмотрении частных случаев сделать некоторые общие, интересные для практики, выводы. При количественном анализе будем рассматривать среды, параметры которых показаны в табл. 1 (ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость, σ – удельная проводимость). В разных комбинациях эти параметры определяют совокупность, обозначенную ранее через p_{ei} .

Таблица 1 – Параметры сред, используемые при количественном анализе

№	Тип среды	ϵ_r	$\sigma, \text{См/м}$
1	Лед	5	10^{-4}
2	Сухая почва	10	10^{-3}
3	Полувлажная почва	15	$3,0 \cdot 10^{-3}$
4	Влажная почва	20	10^{-2}
5	Морская вода	80	3,0

Влияние ледового покрова на дальность радиосвязи

Рассмотрим ледовый покров (тип среды 1 толщиной d_1) на морской трассе (тип 5). Вдоль трассы подстилающая поверхность предполагается однородной. Из совокупности параметров p_{ei} выделим лишь толщину льда d_1 , считая остальные параметры в данном анализе неизменными. Тогда уравнение (3) примет вид

$$\frac{300\sqrt{P_{\Sigma}}}{R} |W(R, d_1)| = h\sqrt{\Delta f} |E_{n1}|. \tag{4}$$

Предположим теперь, что при толщине d_{10} и неизменности остальных параметров задачи предельная дальность составляет R_0 , т. е. выполняется равенство

$$\frac{300\sqrt{P_{\Sigma}}}{R_0} |W(R, d_{10})| = h\sqrt{\Delta f} |E_{n1}|,$$

с учетом которого уравнение предельного приема (4) примет вид

$$R_0 |W(R, d_1)| = R |W(R_0, d_{10})|. \tag{5}$$

Для однородной вдоль трассы сферической Земли функция ослабления выражается рядом нормальных волн

$$W = W_1(x, q) = \sqrt{i\pi x} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\exp(ixt_s)}{t_s - q^2}, \tag{6}$$

где: $x = (k_0 a / 2)^{1/3} R / a$ – безразмерное приведенное расстояние (k_0 – волновое число в воздухе, a – радиус Земли); $q = i(k_0 a / 2)^{1/3} \delta$; t_s – нули уравнения $w'(t) - qw(t) = 0$; $w(t)$ – функция Эйри.

Комплексный параметр q , определяемый через приведенный поверхностный импеданс δ , учитывает все параметры подстилающей поверхности, включая толщину льда d_1 . Численное решение уравнения (5) с использованием формулы (6) позволяет получить зависимость $R_m(d_1)$ при заданных опорных значениях d_{10} и R_0 , на основе которого будут проводиться дальнейшие расчеты.

Результаты расчетов динамики предельной дальности связи представлены на рис. 1. При расчетах полагалось $d_{10} = 0$, т. е. показана динамика предельной дальности R_m относительно чистого моря. Задавались значения R_0 , равные 200 км и 300 км, характерные для стандартной полосы телефонного радиоканала на море. Этот канал принят в расчетах для примера.

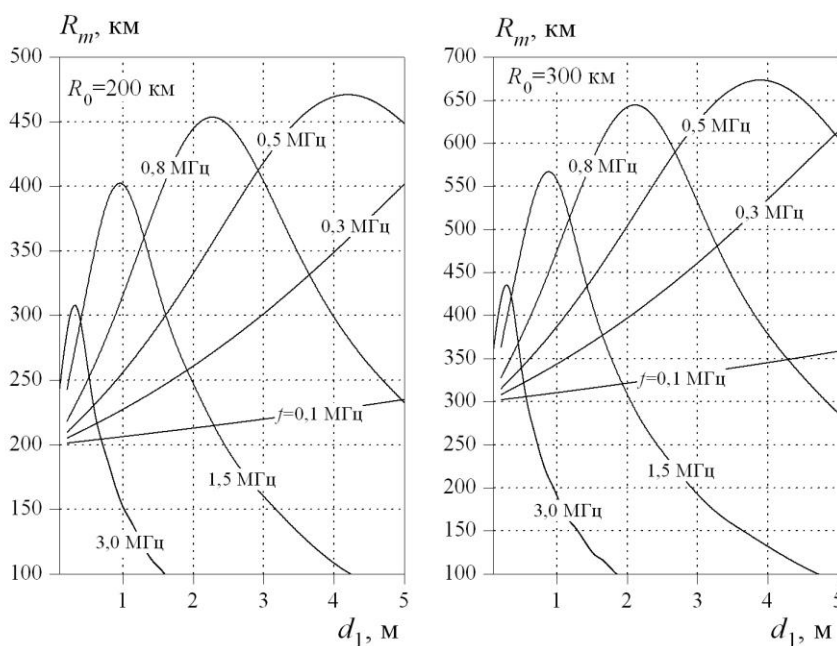


Рис. 1. Динамика предельной дальности связи относительно чистого моря

Наличие ледового покрова на трассе распространения может существенно увеличить размер зоны покрытия, что объясняется существованием в этих условиях поверхностной волны. Наибольший эффект достигается в средневолновом диапазоне. Здесь максимальная дальность может достигать двукратного и более увеличения по сравнению с чисто морской трассой. Однако частота, обеспечивающая заметное увеличение максимальной дальности, существенно зависит от толщины льда на трассе, что затрудняет надежное прогнозирование оптимальных условий передачи сигналов. В реальных условиях толщина льда может изменяться по трассе, что еще более усложняет указанное прогнозирование.

Зависимость дальности связи от полосы частот

Если предположить, что при полосе частот используемых сигналов Δf_0 предельная дальность составляет R_0 , из уравнения (3) последует равенство

$$\frac{300\sqrt{P_\Sigma}}{R_0} |W(R_0, p_{ei})| = h\sqrt{\Delta f_0} |E_{n1}|,$$

с учетом которого, уравнение (3) принимает вид

$$\Delta f = \Delta f_0 \frac{R_0^2}{R^2} \frac{|W^2(R, p_{ei})|}{|W^2(R_0, p_{ei})|}. \quad (7)$$

Уравнение (7) определяет зависимость $R_m(\Delta f)$ при заданных значениях Δf_0 , R_0 и свойствах трассы p_{ei} . Результаты расчетов этой зависимости представлены на рис. 2.

Значения R_0 также задавались равными 200 км и 300 км, а в качестве опорной полосы принималась полоса стандартного телефонного канала $\Delta f_0 = 3000$ Гц. Данные опорные точки показаны на рис. 2 символом *. Расчеты выполнены для чистого моря (в табл. 1 тип среды 5).

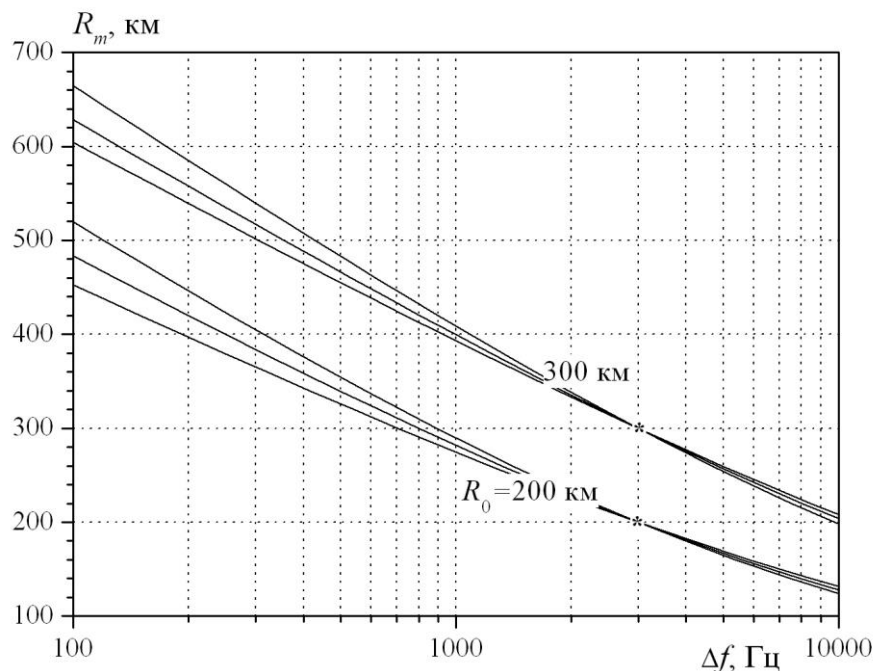


Рис. 2. Динамика предельной дальности относительно стандартного телефонного канала

В каждой тройке кривых верхние линии соответствуют несущей частоте 300 кГц, средние – частоте 500 кГц, нижние – частоте 800 кГц. Отметим, что зависимость дальности связи от несущей частоты сравнительно невелика.

Необходимая ширина полосы пропускания канала может быть уменьшена с использованием вокодеров. При этом увеличивается пропускная способность телефонной линии, а коэффициент разборчивости речи уменьшается незначительно (83 % – 85 % с использованием вокодера против 90 % – 91 % в стандартном телефонном канале).

По данным 2007 г. (<https://ruwiki.pres/es/Vokoder>) за рубежом существует стандарт на вокодеры *LPC* со скоростью 800 бит/с. Вокодеры *MELP* на скорость 600 бит/с находятся в

стадии стандартизации, а на вокодеры со скоростью 300 бит/с объявлен международный конкурс. Однако, такие стандарты в силу специфики применения являются закрытыми.

Эффективное сокращение ширины полосы пропускания достигается при использовании следующих алгоритмов вокодеров:

MELP – линейное предсказание со смешанным возбуждением;

SPR – синусоидально-импульсное представление;

TWELP – трехволновое линейное предсказание с возбуждением;

NRV – устойчивый к шумам вокодер.

Значения ожидаемых параметров вокодеров, использующих такие алгоритмы, приведены в табл. 2.

Таблица 2 – Ожидаемые параметры вокодеров.

Ширина полосы пропускания, Гц	Скорость, бит/с	Алгоритмы вокодеров
3000	1200	<i>MELP</i>
2000	800	<i>NRV</i>
1500	600	<i>MELP, SPR, TWELP</i>
750	300	<i>NRV</i>

Сужение полосы сигнала до 750 Гц увеличивает предельную дальность не менее чем на 100 км по сравнению с использованием стандартного телефонного канала. Телеграфный способ передачи при полосе сигнала 100-200 Гц увеличивает линейный размер зоны покрытия в 2-2,5 раза.

Кусочно-однородная трасса

При радиосвязи на морских трассах один из корреспондентов часто находится на определенном расстоянии от береговой черты, причем электрические параметры суши и моря обычно сильно различаются. Поэтому представляет практический интерес проанализировать размер зоны покрытия с учетом горизонтальной неоднородности трассы.

В настоящее время наиболее строго распространение радиоволн на таких трассах описывается обобщенным интегральным уравнением Фейнберга [4]. Известны программные реализации данного метода, которые позволяют выполнять количественный анализ упомянутой выше ситуации для переменной толщины льда на трассе, например, [5]. В данной задаче достаточно рассмотреть двухкусочную трассу типа «суша-море», схема которой приведена на рис. 3.

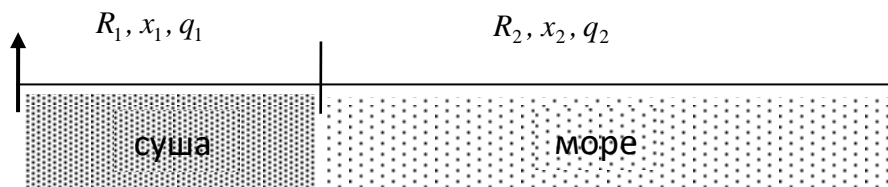


Рис. 3. Схема двухкусочной трассы

Для такой трассы функция ослабления выражается в конечном виде [4]

$$W_2(x_1, x_2; q_1, q_2) = \sqrt{i\pi(x_1 + x_2)} (q_1 - q_2) S_2(x_1, x_2; q_1, q_2), \tag{8}$$

где

$$S_2(x_1, x_2; q_1, q_2) = \sum_{k,l=1}^{\infty} \frac{\exp[ix_1 t_k(q_1) + ix_2 t_l(q_2)]}{[t_k(q_1) - q_1^2][t_l(q_2) - q_2^2][t_k(q_1) - t_l(q_2)]}. \tag{9}$$

Эти формулы, как и формула (6), относятся к сферической Земле и учитывают дифракцию. Плоская схема на рис. 3 применена лишь в интересах простоты иллюстрации. Уравнение для предельной дальности (3) в этом случае имеет вид

$$\frac{300\sqrt{P_\Sigma}}{R_1 + R_2} |W_2(R_1, R_2, p_{ei2})| = h\sqrt{\Delta f} |E_{n1}|, \tag{10}$$

где p_{ei2} – совокупность электрических параметров обеих участков трассы.

Здесь в качестве опорной примем ситуацию, когда передатчик находится на береговой черте ($R_1 = 0$), а максимальная дальность составляет R_0 . В этом случае уравнение (10) преобразуется в равенство

$$\frac{300\sqrt{P_\Sigma}}{R_0} |W_1(R_0, p_{ei2})| = h\sqrt{\Delta f} |E_{n1}|, \tag{11}$$

где W_1 – функция ослабления для однородной по горизонтали трассы (6) с параметрами p_{ei2} участка трассы 2.

С учетом равенства (11) уравнение (10) принимает вид

$$\frac{|W_2(R_1, R_2, p_{ei2})|}{R_1 + R_2} = \frac{|W_1(R_0, p_{ei2})|}{R_0}. \tag{12}$$

Данное уравнение определяет зависимость $R_2(R_1)$, описывающую динамику размера зоны покрытия морского участка трассы, в зависимости от удаления передатчика от береговой черты.

Результаты численного решения уравнения (12) представлены на рис. 4. Для большей наглядности здесь показана разность $R_0 - R_2(R_1)$. Расчеты выполнены для различных типов трасс, параметры которых приведены в табл. 1.

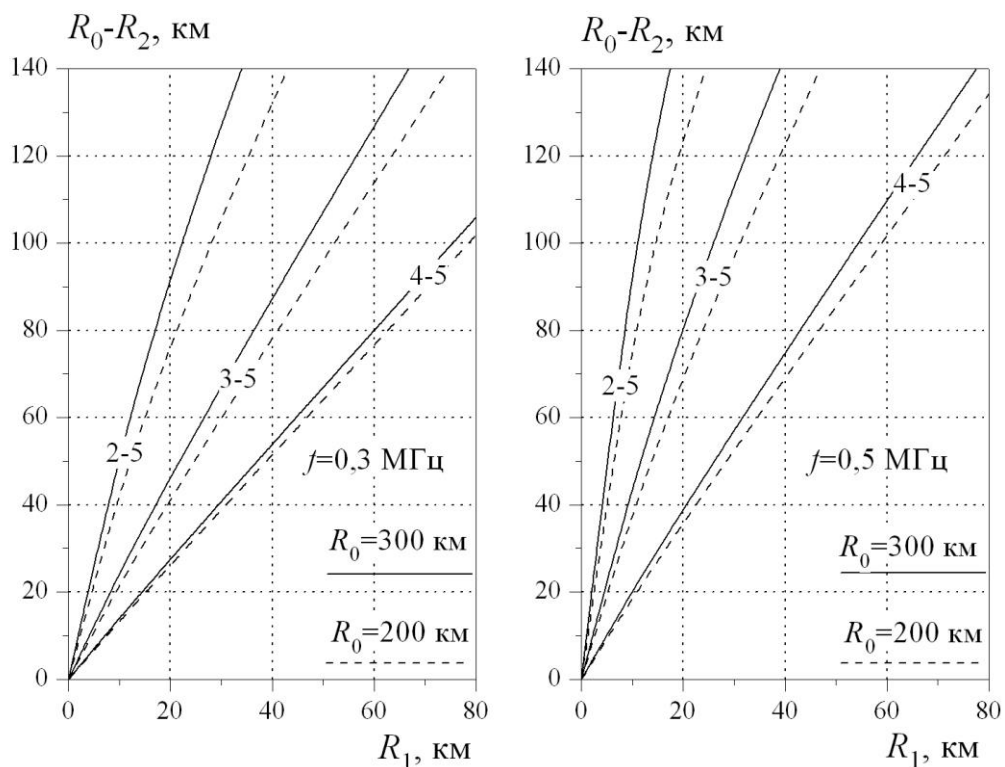


Рис. 4. Размера зоны покрытия морского участка трассы, в зависимости от удаления передатчика от береговой черты

Из рис. 4, в частности, следует, что при удалении передатчика от береговой черты на 20 км при влажной суше (кривые 4-5) размер морского участка трассы уменьшается на 30-40 км. При более сухой береговой среде такое уменьшение более существенно. Качественно этот результат является естественным, но представляют интерес количественные оценки, которые необходимо учитывать при проектировании системы связи, а именно при выборе географического местонахождения антенных и передающих радиосредств такого рода систем радиосвязи в Арктике.

Выводы

При наличии на море ледового покрова, в условиях существования поверхностной волны, линейный размер зоны покрытия может достигать двукратного и более увеличения по сравнению с чисто морской трассой. Наибольший эффект достигается в средневолновом диапазоне. Однако оптимальная частота при этом, существенно зависит от толщины льда на трассе, что затрудняет надежное прогнозирование условий передачи сигналов.

Применение современных вокодеров, сокращающих полосу телефонного сигнала до 750 Гц при незначительной потере разборчивости, позволяет увеличить предельную дальность передачи телефонного сигнала не менее, чем на 100 км.

При удалении передатчика от береговой черты размер обслуживаемого морского участка трассы естественно уменьшается. Наиболее сильно это проявляется при плохой проводящей суше. При сравнительно небольшом удалении передатчика от берега с сухой почвой (до 20 км) предельное уменьшение размера морского участка трассы может достигать 1,5–2 раз.

Литература

1. Акулов В.С., Талагаев В.И., Структура земной волны над ледовыми трассами в Арктических районах // Техника средств связи. № 4 (156). 2021. С. 34-43.
2. Макаров Г.И., Новиков В.В., Рыбачек С.Т. Распространение электромагнитных волн над земной поверхностью. М.: Наука, 1991. 198 с.
3. Башкуев Ю.Б., Хаштанов В.Б., Дембелов М.Г., Буянова Д.Г., Нагуслаева И.Б., Аюров Д.Б. Поверхностные электромагнитные волны на трассах северного морского пути // Техника радиосвязи (Распространение радиоволн). 2019. Вып. 1(40). С. 7-18.
4. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Физматлит, 1999. 496 с.
5. Дембелов М.Г., Башкуев Ю.Б., Мельчинов В.П. Поле земной волны над протяженными неоднородными трассами // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov19/11/text.pdf>. DOI 1030898/1684-1719.2019.11.11.

References

1. Akulov V.S., Talagaev V.I. Earth wave structure over ice tracks in Arctic regions. Means of communication equipment. 2021. No 4 (156). Pp. 34-43 (in Russian).
2. Makarov G.I., Novikov V.V., Rybachek S.T. Propagation of electromagnetic waves over the earth's surface. Moscow. Science, 1991. 198 s. (in Russian).
3. Bashkuev Yu.B., Khaptanov V.B., Dembelov MG, Buyanova D.G., Naguslaeva I.B., Ayurov D.B. Surface electromagnetic waves on the routes of the northern sea route. Radio communication technology (Radio wave propagation), Issue 1 (40), 2019, pp. 7-18 (in Russian).
4. Feinberg E.L. Propagation of radio waves along the Earth's surface. 2nd ed. M.: Fizmatlit, 1999. 496 p. (in Russian).
5. Dembelov MG, Bashkuev Y.B., Melchinov V.P. The field of the earth wave over extended heterogeneous routes. Radio electronics journal [electronic journal]. 2019. No 11. Access mode: <http://jre.cplire.ru/jre/nov19/11/text.pdf>. DOI 1030898/1684-1719.2019.11.11 (in Russian).

Статья поступила 21 февраля 2022 г.

Информация об авторах

Акулов Валерий Семёнович – Кандидат технических наук. Старший научный сотрудник. Старший научный сотрудник НИЦ ТТ ВМФ КК и СОИ и Р. Тел.: +7(812)542-90-54. E-mail: intelteh@inteltech.ru.

Талагаев Владимир Иванович – Кандидат технических наук. Старший научный сотрудник, профессор Академии военных наук. Ведущий научный сотрудник ПАО «Интелтех». Тел. +7(812) 448-96-50. E-mail: intelteh@inteltech.ru.

Угрик Лариса Николаевна – Кандидат технических наук. Старший научный сотрудник. Старший научный сотрудник НИЦ ТТ ВМФ КК и СОИ и Р. Тел.: +7(812)542-90-54. E-mail: intelteh@inteltech.ru.

Адрес: 197342, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Кантемировская, д. 8. Тел. +7(812) 448-96-50. E-mail: intelteh@inteltech.ru.

Assessment of the service areas of radio communication systems with the earth wave in the Arctic regions

V.S. Akulov, V.I. Talagaev, L.N. Ugrik

Annotation: *Due to the increasing interest in the development of the Arctic and the need to create Arctic civil and military telecommunications, the scientific literature pays great attention to the analysis of the work of radio communication systems in the Arctic regions, and in particular, systems using the Earth wave. The reasons for the increased attention to the creation of radio engineering systems of this kind are known patterns associated with abnormally low attenuation of the earth's wave over ice-covered sea routes. This anomaly occurs at certain parameters of signal propagation routes over Arctic ice fields. However, such an analysis is usually carried out at the level of quantitative study of the function of attenuation of the surface wave field depending on the properties of ice tracks. For practice, however, quantitative estimates of possible limit signal transmission ranges determining the size of the coverage area of communication systems are more significant. The purpose of this work is to develop a method for quantitative analysis of signal transmission ranges with the required quality and service areas of surface wave communication systems based on modern physical and mathematical methods.*

Keywords: *Arctic radio communication, surface wave, given surface impedance, field strength, noise spectral density, parameters of underlying surface, limit reception of signals, communication range, system maintenance areas.*

Information about Authors

Valery Semenovich Akulov – Candidate of Technical Sciences. Senior Researcher at the Research Center TT Navy KK and SOI and R. Tel.: +7 (812) 542-90-54. E-mail: intelteh@inteltech.ru.

Vladimir Ivanovich Talagaev – Candidate of Technical Sciences. Senior Researcher, professor of the Academy of Military Sciences. Leading researcher at PJSC «Inteltech». Tel. +7(812) 448-96-50. E-mail: intelteh@inteltech.ru.

Larisa Nikolaevna Ugrik – Candidate of Technical Sciences, senior Researcher. Senior Researcher at the Research Center TT Navy KK and SOI and R. Tel.: +7(812) 542-90-54. E-mail: intelteh@inteltech.ru. Address: 197342, Russia, St. Petersburg, 8 Kantemirovskaya St.

Для цитирования: Акулов В.С., Талагаев В.И., Угрик Л.Н. Оценка зон обслуживания систем радиосвязи с земной волной в Арктических районах // Техника средств связи. 2022. № 1 (157). С. 53-60. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-53-60.

For citation: Akulov V.S., Talagaev V.I., Ugrik L.N. Assessment of the service areas of radio communication systems with the earth wave in the Arctic regions. Means of Communication Equipment. 2022. No. 1 (157). Pp. 53-60. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-53-60 (in Russian).

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.317

DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-61-68

Концептуальная модель источника сообщений на выходе мультиплексора для исследования свойств двоичного потока в процедурах сжатия данных

Иванов В.А., Конышев М.Ю., Маркин А.В.

Аннотация. Структура двоичного потока на выходе мультиплексора определяется правилом, согласно которому общий групповой канал связи делится на некоторое количество интервалов (подканалов), определяемых абонентским трафиком на его входе. Для внешнего наблюдателя групповой поток представляет собой двоичную последовательность с неизвестным изменяющимся во времени распределением многомерных двоичных случайных величин. **Цель работы** заключается в нахождении параметров распределения дискретной двоичной величины, аппроксимирующего двоичный поток на выходе мультиплексора. **Новизна работы** состоит в том, что для аппроксимации имеющего избыточность разнородного двоичного потока предлагается использовать математический аппарат марковских цепей. Показано, что двоичный поток, в целом являясь нестационарным, состоит из участков локальной стационарности, на которых распределения двоичной случайной величины могут считаться постоянными. Предложена вероятностная мера оценки распределения многомерных двоичных случайных величин для оценивания разладки, на основе которой могут быть обнаружены границы участков локальной стационарности. **Практическая значимость работы** заключается в возможности использования модели при разработке процедур и алгоритмов сжатия цифровых потоков в режиме реального времени.

Ключевые слова: мультиплексированный цифровой поток, источник сообщения, статистическое уплотнение, марковская модель случайного процесса, цепь Маркова, избыточность сообщения, ряды распределения.

Введение

Основным фактором, стимулирующим развитие и практическое воплощение идеи эффективного использования каналов и сетей связи для обмена информацией, является потребность в повышении их пропускной способности при минимальных затратах на их строительство и эксплуатацию. По результатам исследований [1] среднемесячный объем трафика в сетях связи общего пользования только за последние 5 лет вырос более чем в 3 раза. До 2025 года его повышение планируется еще в 6 раз, в том числе за счет мобильного варианта предоставления новых видов услуг абонентам и развития информационной инфраструктуры в зонах удаленного доступа. Движущей силой этого процесса является опережение темпов развития спектра услуг по отношению к возможностям телекоммуникационных платформ для их реализации с позиций пропускной способности. Поэтому наличие фрагментов в сетях связи с недостаточной пропускной способностью является объективной закономерностью их функционирования и развития.

Для оперативного устранения возникающих нежелательных ситуаций, связанных с недостатками пропускной способности приёмо-передающих трактов, применяют устройства, повышающие информационную эффективность каналов связи, за счет

протокольной оптимизации, кэширования данных и снижения избыточности передаваемых по сети сообщений, в том числе и служебного характера. Такие устройства впервые появились в начале 2000 годов и получили название сетевых акселераторов трафика. Об их востребованности свидетельствует оборот продажи на рынке телекоммуникаций, который к настоящему времени превысил планку 10 млрд. долларов. [2, 3]. На рынке акселераторов трафика основными поставщиками технических средств выступают иностранные производители и компании. Российские потребители телекоммуникационного ресурса, закупали подобное оборудование за рубежом. В условиях экономических санкций и импортозамещения проблема разработки отечественных средств повышения эффективности пропускной способности каналов и трактов связи на базе архиваторов цифрового потока становится важной и актуальной. В теоретическом аспекте решение этой проблемы опирается на информационную модель, интегрирующую свойства потока в виде согласованной и взаимоувязанной системы, способной определять параметры, которыми необходимо руководствоваться при разработке алгоритма сжатия данных

Концептуальная модель источника сообщений и условия формирования мультиплексированного цифрового потока

Структура мультиплексированного цифрового потока (МЦП) в приемопередающих трактах определяется правилом, согласно которому общий групповой канал связи делится на некоторое количество интервалов (цифровых подканалов), закрепляемых за источниками сообщений (рис. 1).

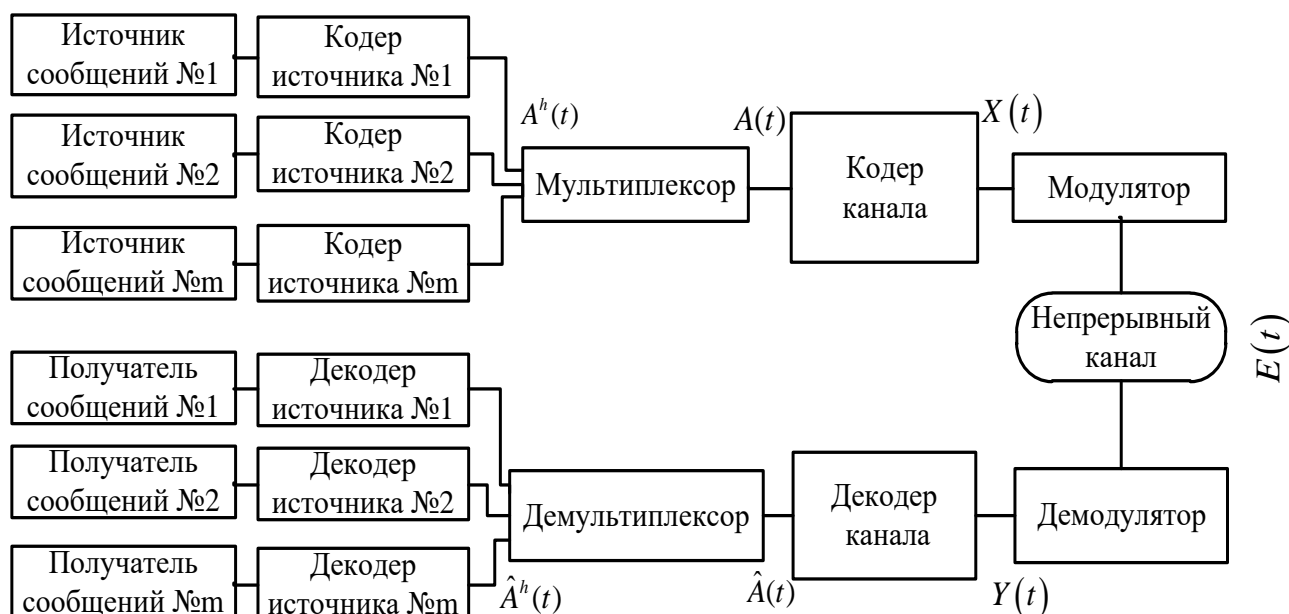


Рис. 1. Обобщенная структурная схема многоканальной системы передачи информации

В современных многоканальных системах передачи информации мультиплексор может быть выполнен в виде отдельного устройства или платы, встраиваемой в другие устройства (коммутаторы, маршрутизаторы пакетов и интеграторы цифрового потока). При статистическом и динамическом мультиплексировании правило распределения общей пропускной способности тракта адаптируется к значениям трафика, передаваемого от абонентов на мультиплексор. При статическом – пропускная способность подканалов не зависит от входящей нагрузки и не меняется во времени. Современные системы мультиплексирования в основном используют принцип динамического уплотнения

каналов, при котором если суммарная скорость от всех источников сообщений (ИС) меньше скорости МЦП, то полная и своевременная передача трафика от абонентов обеспечивается за счет перераспределения общего ресурса пропускной способности мультимплексируемого цифрового потока в соответствии с потребностями всех источников сообщений, в противном случае – снижается скорость передачи сообщений от некоторых источников в соответствии с их приоритетами. Все изменения в групповом потоке передаются оборудованием мультимплексора от передающей к приемной стороне по каналу управления.

Вариант мультимплексирования абонентского трафика в групповом канале связи представлен на рисунке 2.

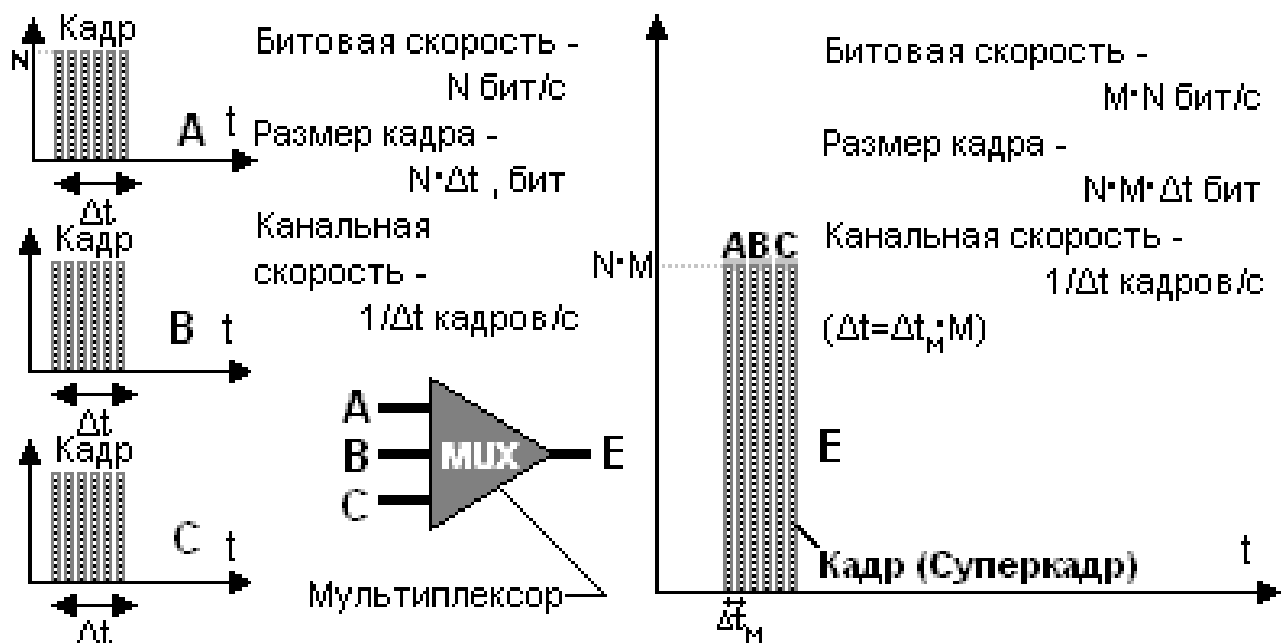


Рис. 2. Схема мультимплексирования при передаче трафика одновременно от трех абонентов связи

Учитывая, что с одной стороны мультимплексированный цифровой поток не является стационарным, а с другой состоит из участков локальной стационарности случайных по длительности и случайных относительно распределения двоичной последовательности бит, то для разработки адаптивного алгоритма сжатия мультимплексированного цифрового потока необходимо оценивать и прогнозировать его статистических свойств. Поэтому разработка концептуальной модели мультимплексированного цифрового потока предполагает ее чувствительность к нагрузке в уплотняемых каналах, правилу ее распределения в общем потоке, структуре кадра, и статистическим свойствам источников сообщений.

В простейшем случае для статического мультимплексирования в t -м кадре МЦП реализация сообщения h -го источника сообщений определяется следующим выражением:

$$A_t^h = \{a_1^h, a_2^h, \dots, a_i^h, \dots, a_{N_h}^h\}, \quad (1)$$

где t – порядковый номер бита ИС, N_h – количество бит h -го источника в кадре мультимплексированного цифрового потока.

Правило закрепления бит в кадре мультимплексированного цифрового потока записывается как вектор (2)

$$S = [s_i], 1 \leq i \leq N_u, \tag{2}$$

где i – порядковый номер бита ИС, N_h – количество бит h -го источника в кадре мультиплексированного цифрового потока.

Для динамического мультиплексора правило мультиплексирования (уплотнения) является функцией, в качестве аргумента которой выступает нагрузка, поступающая на вход мультиплексора от абонентов.

При мультиплексировании с разделением по времени *TDM* (*Time Division Multiplexing*) закон мультиплексирования, определяющий закрепление временных интервалов за источником сообщений, определяется выражением (3).

$$A(t') = S \left[\{A^h(t)\}_{h=1, \overline{N}} \right], \tag{3}$$

где S – функция, отражающая правило закрепления бит в цикле мультиплексированного цифрового потока за уплотняемыми источниками сообщений; t' – порядковый номер бита в цикле мультиплексированного цифрового потока; $A^h(t)$ – реализация сообщения h -го источника.

Учитывая аппроксимацию МЦП случайным процессом, описание которого на участке локальной стационарности опирается на марковскую модель, запишем выражение для распределения финальных вероятностей двумерной двоичной случайной величины (ДСВ) в виде (4).

$$p(a_{i-1}^h a_i^h) = p(a_{i-1}^h) p(a_i^h / a_{i-1}^h), \tag{4}$$

где a_i^h – i -й символ h -го ИС; $p(a_i^h / a_{i-1}^h)$ – условная вероятность, элемент матрицы переходных вероятностей.

Выражением (5) определим реализацию сообщения h -го ИС на длине кадра мультиплексированного цифрового потока

$$\{A^h(t)\} = \left[\{a_1^h, a_2^h, \dots, a_{N_h}^h\}_{h=1, \overline{N}} \right], \tag{5}$$

где h – порядковый номер ИС в мультиплексированном цифровом потоке; N – количество ИС, уплотняемых в МЦП; N_h – объем сообщения h -го источника; t – порядковый номер бита источника сообщения.

Тогда, учитывая структуру статического МЦП, суммарный цифровой поток представим выражением (6).

$$\{A(t')\} = (a_1^1(1), a_2^2(2), \dots, a_{mnN_u}^N(mnN_u)), \tag{6}$$

где $a_i^h(t)$ – i -й символ в сообщении h -го ИС, расположенный на позиции t в МЦП, N_u – длина кадра МЦП.

На рис. 3 представлен фрагмент структуры МЦП, соответствующий введенным выше обозначениям.

Известно [1, 2], что избыточность группового сообщения, передаваемого в МЦП, зависит от избыточности сообщений в уплотняемых абонентских каналах и эффективности использования пропускной способности группового приемо-передающего тракта, определяемой выражением

$$R_{МЦП} = \frac{1}{N_u} \sum_{h=1}^N S_h, \tag{7}$$

где $R_{МЦП}$ – коэффициент эффективности использования пропускной способности группового тракта; $S_h = 0$ при отсутствии нагрузки в h -м источнике сообщения мультиплексированного цифрового потока и $S_h = 1$ – при максимальной нагрузке в h -м источнике сообщений мультиплексированного цифрового потока; N_u – количество бит в цикле

мультиплексированного цифрового потока; N – количество источников сообщений, уплотненных в МЦП.

Позиция в кадре								
1	...	6	...	9	...		$N_{\text{Ц}}$	
Номер источника								
1	...	1	...	N	...	2	...	N
Кадр 1								
$a_1^1(1)$...	$a_6^1(6)$...	$a_9^N(9)$...	$a_{n_2}^2(j+1)$...	$a_{n_N}^N(N_{\delta})$
Кадр 2								
$a_{n_1+1}^1(N_{\delta}+1)$...	$a_{n_1+2}^1(N_{\delta}+6)$...	$a_{n_N+2}^N(N_{\delta}+9)$...	$a_{2n_2}^2(N_{\delta}+j+1)$...	$a_{2n_N}^N(2N_{\delta})$
Кадр m								
$a_{mn_1+1}^1((m-1)N_{\delta}+1)$...	$a_{mn_1+2}^1((m-1)N_{\delta}+6)$...	$a_{mn_N+2}^N((m-1)N_{\delta}+9)$...	$a_{mn_2}^2((m-1)N_{\delta}+j+1)$...	$a_{mn_N}^N(mN_{\delta})$

Рис. 3. Фрагмент структуры мультиплексированного цифрового потока в групповом приемопередающем тракте

Проведенный анализ показывает, что коэффициент использования пропускной способности групповых каналов для сетей связи общего пользования в среднем составляет 85 %, а для ведомственных сетей, к которым предъявляются дополнительные требования, от 10 % до 70 % .

Поскольку эффективное снижение избыточности в сообщении предполагает кодирование длинных битовых групп, а на практике существуют ограничения, определяемые требованиями к задержкам при передаче сообщений, то на выходе источника сообщения определенная доля избыточности сохраняется. Тогда, с учетом структуры мультиплексированного цифрового потока и корреляционных связей между символами сообщений в уплотненных каналах, вероятность значения t -го бита в мультиплексированного цифрового потока $A(t)$, выделенного для передачи информации h -го источника сообщения, определим выражением (8).

$$p(a_{i-n}^h(j), \dots, a_i^h(j')) = p(a_{i-n}^h(j), \dots, a_{i-1}^h(j')) p(a_{i-n}^h(j), \dots, a_i^h(j') / a_{i-n}^h(j), \dots, a_{i-1}^h(j')) \tag{8}$$

где j, j' – порядковые номера бит мультиплексированного цифрового потока, выделенных h -му ИС непосредственно перед t -м битом; i – порядковый номер бита в сообщении h -го ИС; n – связность цепи Маркова.

В случае динамического уплотнения правило уплотнения может изменяться во времени и выражение (5) принимает следующий вид:

$$A(t') = S_0 \left[\{A^h(t)\}_{h=1, N_0} \right], S_1 \left[\{A^h(t)\}_{h=1, N_1} \right], \dots, S_M \left[\{A^h(t)\}_{h=1, N_M} \right], \tag{9}$$

где S_i – правило (шаблон) уплотнения мультиплексированного цифрового потока на i -м интервале времени формирования мультиплексированного цифрового потока, N_i – количество ИС, уплотненных в мультиплексированном цифровом потоке на i -м интервале времени формирования МЦП, M – количество интервалов времени формирования мультиплексированного цифрового потока.

Очевидно, длительность интервала времени формирования мультиплексированного цифрового потока соответствует длительности стационарного состояния для шаблона уплотнения, а количество интервалов определяется количеством состояний шаблона уплотнения для реализации МЦП. Поскольку состояния шаблона уплотнения S_0, S_1, \dots, S_M в реализации мультиплексированного цифрового потока, представленной выражением (9), зависит от алгоритма управления структурой мультиплексированного цифрового потока, то

решение задачи прогнозирования ряда распределения двоичных комбинаций в МЦП требует знания априорной информации относительно не только изменения во времени статистических свойств уплотняемых источников сообщений, но и реакции системы управления оборудованием мультимплексирования на изменение потребностей ИС в передаче информации.

С учетом выражения (5) для прогнозирования статистических свойств потока на выходе мультимплекса представим его в виде последовательности из M сообщений распределенных по времени

$$A^h(t') = \{A_{t_i}^h, A_{t_{i+1}}^h, \dots, A_M^h\} \tag{10}$$

Статистические свойства сообщений на каждом из t интервалов времени описываются распределением финальных вероятностей n -мерной двоичной случайной величины. Тогда статистические свойства h -го ИС $A^h(t')$ определяются соответствующей последовательностью вероятностей двумерных двоичных случайных величин (ДСВ) следующего вида

$$\{p(A_{t_i}^h), p(A_{t_{i+1}}^h), \dots, p(A_M^h)\}, \tag{11}$$

где $p(A_{t_i}^h) = (p(00)_{t_i}, p(01)_{t_i}, p(10)_{t_i}, p(11)_{t_i})$.

При разделении сообщения h -го ИС на M сообщений, соответствующих различным интервалам времени формирования мультимплексированного цифрового потока получаем матрицу вида (12). элементы в строках которой описывают распределения двумерной ДСВ на каждом из интервалов времени

$$M_h = \begin{vmatrix} p(00)_{t_i} & p(01)_{t_i} & p(10)_{t_i} & p(11)_{t_i} \\ p(00)_{t_{i+1}} & p(01)_{t_{i+1}} & p(10)_{t_{i+1}} & p(11)_{t_{i+1}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ p(00)_{t_M} & p(01)_{t_M} & p(10)_{t_M} & p(11)_{t_M} \end{vmatrix} \tag{12}$$

Учитывая доказанное в [3] утверждение о том, что распределение финальных вероятностей двумерной ДСВ, задаваемой односвязной цепью Маркова, полностью определяется распределением финальных вероятностей одномерной двоичной случайной величины (ДСВ) и значением любого из элементов вектора финальных вероятностей двумерной ДСВ, то

$$p(x) = 1 - p(\bar{x}), p_i \stackrel{f(p(x), p_i)}{\Rightarrow} \{p(00), p(01), p(10), p(11)\}, \tag{13}$$

где $p_i, i = \overline{0...3} \in \{p_0 = p(00), p_1 = p(01), p_2 = p(10), p_3 = p(11)\}$,

Для характеристики расстояния между рядами распределений в строках матрицы (12) предлагается использовать метрику Евклида. Расстояние между рядами распределения двумерных двоичных случайных величин в строках матрицы (12) j и k определяется выражением

$$d_{jk} = \sqrt{(p(0)_j - p(0)_k)^2 + (p(00)_j - p(00)_k)^2} \tag{14}$$

Уплотняемые источники сообщений могут описаны в виде последовательности расстояний между рядами распределений двумерной ДСВ, соответствующих различным временным интервалам наблюдения реализации двоичного случайного процесса на выходе мультимплекса. Полученный в (14) n -мерный вектор можно рассматривать как временной ряд, и использовать для прогнозирования статистических свойств потока на выходе мультимплекса [4, 5, 6].

Выводы

Аппроксимация потока марковским случайным процессом позволяет использовать полученную информацию о распределениях вероятностей двоичных комбинаций в анализируемом мультиплексированном цифровом потоке для прогнозирования распределений двоичных случайных величин на участках локальной стационарности и составления кодовой книги, определяющей принцип и особенности работы поточного архиватора, реализующего минимальные задержки по времени при передаче речевых и видео сообщений.

Литература

1. Гавлиевский С.Л. Принципы построения мультисервисной сети ПАО «Ростелеком». М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 228 с.
2. Department of Defense Unified Capabilities Framework 2013, <http://disa.mil>.
3. Статьи аналитических компаний Infonetics Research <http://infonetics.com> и Gartner Group <http://gartner.com>.
4. Конышев М.Ю., Близнюк В.И., Панкратов А.В., Санин Ю.В. Математическая модель мультиплексированного цифрового потока для систем потокового сжатия // Информация и Космос. 2014. № 3. С. 35-39.
5. Конышев М.Ю., Близнюк В.И., Иванов В.А., Панкратов А.В. Метод оценивания статистических свойств дискретного канала с памятью в системах передачи информации с мультиплексированием // Наукоедение. 2014. № 3 (22). С. 95-105.
6. Баранов В.А., Конышев М.Ю., Панкратов А.В., Шинаков С.В. Идентификация модели двоичного Марковского процесса по выборке ограниченного объема // Материалы международной научной конференции «Радиолокация, навигация, связь» («RLNC-2012»). Том 1. Воронеж: Изд. ВГУ. 2012. С. 22–33.
7. Афанасьев В.Н., Юзбашев М.М. Анализ временных рядов и прогнозирование. М.: Финансы и статистика, ИНФРА–М.: 2010. 320 с.
8. Кендэл М. Временные ряды: пер. с англ. / М. Кендэл. М.: Финансы и статистика, 1981.
9. Четыркин Е.М. Статистические методы прогнозирования / М.: Статистика, 1977.

References

1. Gavlievsky S.L. Principles of building a multiservice network of PJSC Rostelecom. Moscow. Hotline. Telecom, 2018. 228 p. (in Russian).
2. Department of Defense Unified Capabilities Framework 2013, <http://disa.mil>.
3. Link to articles of Infonetics Research analytical companies <http://infonetics.com> and Gartner Group <http://gartner.com>
4. Konyshev M.Yu., Bliznyuk V.I., Pankratov A.V., Sanin Y.V.. Mathematical model of multiplexed digital stream for streaming compression systems. Information and space. 2014. No. 3.Pp. 35-39. (in Russian).
5. Konyshev M.Y., Bliznyuk V.I., Ivanov V.A., Pankratov A.V. Method of estimating the statistical properties of a discrete channel with memory in information transmission systems with multiplexing. Naukovedenie. 2014. No 3 (22). Pp. 95-105. (in Russian).
6. Baranov V.A., Konyshev M.Y., Pankratov A.V., Shinakov S.V. Identification of the binary Markov process model by a limited volume sample. Radar, navigation, SV. (in Russian).
7. Afanasyev V.N., Yuzbashev M.M. Time series analysis and forecasting: textbook. Moscow. Finance and Statistics, INFRA– M. 2010. 320 p. (in Russian).
8. Kendal M. Time series: translated from English. Moscow. Finance and Statistics, 1981. (in Russian).
9. Chetyrkin E.M. Statistical methods of forecasting. Moscow. Statistics, 1977. (in Russian).

Статья поступила 15 марта 2022 г.

Информация об авторах

Иванов Владимир Алексеевич – Доктор военных наук, профессор, главный специалист ФГУП «НТЦ «ОРИОН». Тел: +7-926-4747812, E-mail: iva.mac@mail.ru.

Коньшев Михаил Юрьевич – Доктор технических наук, доцент, начальник отдела ФГУП «НТЦ «ОРИОН». Тел: +7-953-6204881, E-mail: misha-kon@mail.ru.

Маркин Алексей Валерьевич – Директор ФГУП «НТЦ «ОРИОН». Тел: +8-495-914-94-11, E-mail: markin.a.v@fgupntcorion.ru.

Адрес: г. Москва, ул. Образцова, д. 38, стр.1.

**A conceptual model of a message source
at the output of a multiplexer for studying the properties of a binary stream
in data compression procedures**

V.A. Ivanov, M.Y. Konyshov, A.V. Markin

Annotation: *The structure of the binary stream at the output of the multiplexer is determined by the rule according to which the common group communication channel is divided into a certain number of intervals (subchannels) determined by subscriber traffic at its input. For an external observer, the group stream represents a binary sequence, with an unknown dynamic distribution of a multidimensional binary random variable on the time axis. **The aim of the work** is to find the distribution parameters of a discrete binary quantity (1.0) approximating the binary stream at the output of the multiplexer. **The novelty lies** in the fact that it is proposed to use the mathematical apparatus of Markov circuits to approximate a heterogeneous binary stream with redundancy. It is proved that the digital stream, as a whole being non-stationary, consists of sections of local stationarity on which the distribution of a binary random multidimensional variable remain constant. A probabilistic measure for estimating this distribution and determining the moments of the breakdown, showing the change of local stationarity sites, is proposed. **The practical significance lies** in the possibility of using the model in the development of procedures and algorithms for compressing digital streams in real time.*

Keywords: *multiplexed digital stream, message source, statistical compaction, Markov model of a random process, Markov chain, message redundancy, distribution series.*

Information about Authors

Vladimir Alekseevich Ivanov – Doctor of Military Sciences, Professor, Chief Specialist of FSUE "STC "ORION". Tel: +7-926-4747812, E-mail: iva.mac@mail.ru.

Mikhail Yuryevich Konyshov – Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the department of FSUE "STC "ORION". Tel: +7-953-6204881, E-mail: misha-kon@mail.ru.

Alexey Valeryevich Markin – Director of FSUE "STC "ORION". Tel: +8-495-914-94-11, E-mail: markin.a.v@fgupntcorion.ru.

Address: Moscow, Obraztsova str., 38, p.1.

Для цитирования: Иванов В.А., Коньшев М.Ю., Маркин А.В. Концептуальная модель источника сообщений на выходе мультиплексора для исследования свойств двоичного потока в процедурах сжатия данных. // Техника средств связи. 2022. № 1 (157). С. 61-68. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-61-68.

For citation: Ivanov V.A., Konyshov M.Y., Markin A.V. A conceptual model of a message source at the output of a multiplexer for studying the properties of a binary stream in data compression procedures. Means of Communication Equipment. 2022. No. 1 (157). Pp. 61-68. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-61-68 (in Russian).

УДК 621.317

DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-69-95

Аналитическая модель контроля технического состояния радиосредств радиолинии в процессе функционирования с предварительной оценкой сигнальной и помеховой обстановки в канале связи

Голунов М.В.

Аннотация: в статье представлена модель контроля технического состояния радиосредств радиолинии в процессе функционирования. Применение представленной модели позволит выявлять постепенные скрытые отказы, возникающие в процессе эксплуатации радиосредств из-за отклонений (дрейфа) параметров за пределы допусков. Для выявления этого типа отказов, устранения разрегулировок в настоящее время проводятся годовые технические обслуживания (планово-предупредительная система технического обслуживания) с привлечением инженерно-технического состава и средств измерений. Как показывает практика, проведение технического обслуживания инженерно-техническим составом с низкой квалификацией зачастую приводит к неработоспособности радиосредств с одной стороны, а также существованию продолжительных периодов, скрытых от служб эксплуатации, с причинами заниженных технологических показателей средств связи, носящих многодневный и даже многомесячный характер, с другой. В этом случае для перехода от планово-предупредительной стратегии технического обслуживания средств и систем связи к техническому обслуживанию по фактическому техническому состоянию необходима разработка надежных автоматизированных средств контроля технического состояния, работающих как в непрерывном, так и дискретном режимах. **Цель работы** заключается в достоверной идентификации технического состояния радиосредств в процессе функционирования радиолинии. **Новизна** работы состоит в системном подходе к определению технического состояния радиосредств в процессе их функционирования, учитывающего «техническое состояние окружения», который выражается в оценке качества сформированного сигнала радиопередающим устройством в окружении приемных радиоцентров и учете совместного влияния передающей и приемной сторон на основной целевой показатель – вероятность связи с требуемой достоверностью (вероятность ошибки) в формируемых радиолиниях. **Результат:** получена аналитическая модель относительной идентификации технического состояния функционирующего радиоприемного устройства, а также выявлены условия для обеспечения требуемой достоверности определения его технического состояния. **Практическая значимость** заключается в возможности использования полученной аналитической модели для мониторинга технического состояния функционирующих радиосредств, что позволит своевременно выявлять наступление постепенных скрытых отказов.

Ключевые слова: контроль технического состояния, техническое обслуживание, отказ, радиолиния, радиосредства, вероятность ошибки.

Введение

Обмен данными между пунктами управления (ПУ) и удаленными объектами обеспечивается, как правило, по спутниковым и декаметровым (ДКМ) каналам связи. Вместе с тем, несмотря на постоянный рост трафика спутниковой связи, ДКМ связь, в силу ряда причин, остается достаточно востребованной в различных гражданских и военных ведомствах, особенно для взаимодействия с глобально перемещающимися объектами (ГПО) морского базирования, в том числе с надводными кораблями (НК), подводными лодками (ПЛ), морскими робототехническими комплексами (МРТК), а также и в других видах и родах ВС РФ [1].

Эффективным методом обеспечения требуемых вероятностно-временных характеристик (ВВХ) по доведению информации до ГПО в сложных условиях и устойчивому приему информации от них в случае применения ДКМ каналов связи

является территориально-разнесенный прием с использованием нескольких центров связи (ЦС) и совместной обработки копий сообщений в ПУ. С этой целью в настоящее время ведутся работы по развертыванию межведомственной автоматизированной сети радиосвязи (АСРС) на базе территориально-разнесенных ЦС в интересах всех видов и родов ВС РФ [1].

При использовании декаметрового диапазона волн на пути реализации сетевых структур возникает одна из ключевых проблем – это анизотропия радиоканалов как по направлению передачи, так и по задействованному частотному и аппаратурному ресурсам. Она обусловлена тем, что вследствие использования отражения радиоволн от ионосферы, одни и те же рабочие частоты в различных направлениях обеспечивают различные уровни сигнала на приеме. Рабочая частота, пригодная для обмена данными в одном направлении, может быть совершенно непригодной для обмена данными в другом направлении. Также структурно автоматизированные радиоцентры (АРЦ) как узловыe элементы сети радиосвязи состоят из аппаратурного ресурса с выделением множества радиопередающих (РПДУ) и радиоприемных (РПУ) устройств, закрепленных за радиоканалами и обладающими своими надежными характеристиками (параметрическим ресурсом).

На радиоцентрах имеющийся аппаратурный ресурс распределяется между организуемыми радиолиниями таким образом, что средства связи с наилучшими техническими характеристиками закрепляются за приоритетными радиолиниями, а остальные технические средства – между равноправными радиолиниями. При этом всегда должен обеспечиваться необходимый резерв технических средств (в том числе и «горячий»).

Фактически каждый начальник радиоцентра (дежурный по радиосвязи) на экспертном уровне (эвристически) занимается решением задачи управления аппаратурным ресурсом, достигая цель – повышение эффективности связи в радиолинии, опираясь при этом на свои знания о значениях эксплуатационных параметров включаемых в радиолинию радиосредств, исходя из оценки их технического состояния (ТС) в ходе процедур технического обслуживания (ТО) [2].

Физический уровень, согласно эталонной модели взаимодействия открытых систем [3], в АСРС имеет особое значение из-за специфичных свойств среды распространения радиоволн ДКМ диапазона и реализуется в РПДУ, РПУ и антенно-фидерных устройствах (АФУ), что накладывает дополнительные требования на систему контроля их ТС. Радиосредства в ДКМ радиолиниях осуществляют передачу мощных (от десятков Вт, до нескольких кВт) и прием слабых (единицы мкВ) с высоким динамическим диапазоном, подверженных замираниям и воздействию противника, аналоговых сигналов. Основные цепи (от модулятора до демодулятора) передачи и приема таких сигналов остаются аналоговыми, и их техническое состояние в значительной мере определяет качество функционирования РПУ, РПДУ и радиолинии (РЛ) в целом.

На рис. 1 приведена обобщенная структурная схема радиотракта РЛ АРЦ.

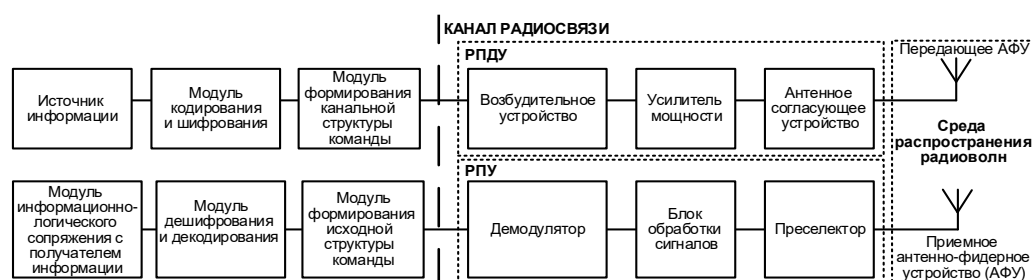


Рис. 1. Обобщенная структурная схема радиотракта РЛ АРЦ

Контроль технического состояния (КТС) средств кодирования и шифрования, а также декодирования и дешифрования (см модули на рис. 1) не требуют особых пояснений, поскольку их правильность функционирования полностью определяется тестовыми методами [4, 5].

Согласно ГОСТ Р 52016-2003 средняя наработка на отказ магистральных РПУ ДКМ диапазона должна быть не менее 7000 ч при круглосуточной работе (1 год – 8760 ч). Согласно ГОСТ Р 51903-2002 наработка на отказ РПДУ ДКМ диапазона должна составлять для полупроводниковых не менее 5000 ч (5 кВт), 6000 ч (1 кВт), а для РПДУ полупроводниково-лампового исполнения 2600 ч и 3000 ч соответственно. Необходимо отметить, что радиосредства РЛ АРЦ должны работать в непрерывном режиме и их техническое состояние будет в значительной мере определять устойчивость функционирования всей автоматизированной сети радиосвязи. Таким образом контроль (мониторинг) ТС радиосредств (РПДУ, РПУ) РЛ АРЦ является актуальной задачей.

1 Модель контроля технического состояния РПДУ в процессе функционирования

Согласно межгосударственному стандарту ГОСТ 27.002-2015 отказ – это событие, заключающееся в нарушении работоспособного состояния, и может быть внезапным, постепенным, явным, скрытым и т. д. Особое внимание необходимо обратить на постепенные скрытые отказы, возникающие в процессе эксплуатации радиосредств из-за отклонений (дрейфа) параметров за пределы допусков для выявления которых требуется разработка средств контроля ТС. Для обнаружения этого типа отказов, устранения разрегулировок в настоящее время проводятся годовые технические обслуживания (ТО-2) (планово-предупредительная система ТО) с привлечением инженерно-технического состава и средств измерений. Согласно ГОСТ 27.002-2015 мониторинг ТС: составная часть ТО, заключающаяся в наблюдении за объектом с целью получения информации о его ТС и рабочих параметрах. Мониторинг может проводиться в процессе работы объекта непрерывно или через запланированные интервалы времени. На основе данных мониторинга осуществляется контроль ТС и остаточного ресурса объекта.

Необходимо отметить основные проблемы планово-предупредительной стратегии ТО средств связи:

1) низкая оперативность, трудоемкость, требуется разработка планирующих документов и дополнительный контроль со стороны должностных лиц;

2) существование продолжительных периодов, скрытых от служб эксплуатации, причин заниженных технологических показателей средств связи, носящих многодневный и даже многомесячный характер [6];

3) эпизодическое применение (один раз в год) дорогостоящих средств измерений, кроме того, определяющее значение качества проведения измерений имеет накопленный опыт и профессионализм обслуживающего персонала.

Одним из основных направлений совершенствования методов ТО радиотехнических систем является внедрение гибких стратегий ТО, степень гибкости которых определяется полнотой учета данных о фактическом состоянии обслуживаемых средств [7], что при круглосуточном режиме работы радиосредств невозможно обеспечить без автоматических систем контроля ТС.

Для осуществления комплексного контроля ТС формирователя сигналов (РПДУ) в процессе функционирования предлагается использовать коэффициент подобия сигналов g_{or}^2 , определяющийся выражением [7-9]:

$$g_{or}^2 = \left(\int_0^T S_{rn}(t) S_{rs}^*(t) dt \right)^2 / 4P_n P_s T^2, \quad (0 \leq g_{or}^2 \leq 1), \quad r = 1, \dots, m, \quad t \in [0, T], \quad (1)$$

где $S_{rn}(t)$ – исследуемый искаженный сигнал, содержащий информацию об аппаратурных искажениях; $S_{r3}^*(t)$ – эталонный сигнал без аппаратурных искажений; P_n, P_3 – соответственно мощности искаженного и эталонного сигналов; T – длительность информационной посылки.

Коэффициент взаимной корреляции (коэффициент подобия сигналов, далее по тексту КПС) g_{or}^2 численно оценивает степень отклонения параметров контролируемого сигнала от эталонных значений, поэтому вследствие дуализма понятия «сигнал – система» он может быть использован в виде комплексного показателя качества или показателя качества функционирования (ПКФ) системы передачи сигналов [10]. КПС g_{or}^2 имеет простой физический смысл: он представляет собой нормированную величину, пропорциональную мощности процесса на выходе фильтра или квадратурного устройства, согласованных с вариантом эталонного сигнала $S_{r3}^*(t)$, при прохождении через них исследуемого сигнала $S_{rn}(t)$. КПС оценивает относительную величину перекрытия в частотно-временной области (ЧВО) энергетических спектров сигналов $S_{rn}(t)$ и $S_{r3}^*(t)$.

Анализ в ЧВО выходного сигнала позволит выявить медленно (относительно сигнала) меняющийся «аппаратурный след» и наблюдать его эволюцию [10]. Максимальное значение КПС достигается при равенстве параметров сигнала $S_{rn}(t)$ номинальным значениям, т. е. полном отсутствии аппаратурных искажений сигнала. С ростом степени искажения сигнала $S_{rn}(t)$ значение КПС уменьшается.

Сигналы можно представить в векторной форме. Из формулы (1) видно, что КПС представляет собой скалярное произведение двух векторов, где в качестве первого вектора выступает искаженный сигнал, а второго – эталонный сигнал, тогда выражение (1) запишем в следующем виде [11]:

$$\cos^2(\alpha) = \left(\int_0^T S_{rn}(t) S_{r3}^*(t) dt \right)^2 / 4P_n P_3 T^2, \quad (0 \leq \alpha \leq 90^\circ), \quad (2)$$

где α – угол между векторами эталонного и искаженного сигналов в n -мерном пространстве, который, согласно выражению (1), пропорционален значению искажения сигнала. В этом случае модуль вектора напряжения искаженного сигнала равен произведению модуля вектора напряжения (мощности) эталонного сигнала на $\cos(\alpha)$ ($\cos^2(\alpha)$).

Представление КПС через $\cos^2(\alpha)$ удобно тем, что при прохождении сигнала через два последовательно соединенных радиотехнических устройства искажения, вносимые вторым устройством можно определить как дополнительный угол β в сумме углов под знаком косинуса, т. е. искажения обоих устройств представим в виде $\cos^2(\alpha+\beta)$. В общем виде угол β может быть как положительным (искажения) так и отрицательным (коррекция), но в любом случае будет определять ТС второго устройства (далее в работе будем считать, что $\beta \geq 0$). Например, возбуждательное устройство (ВУ) и усилитель мощности (УМ) в РПДУ соединены последовательно. Радиосредства (РПДУ, РПУ) РЛ, относительно направления распространения сигнала, так же можно считать последовательно соединенными.

Оценим значение КПС для случая контроля r -го варианта дискретных узкополосных частотно (ЧТ) либо фазоразностно-манипулированных (ФРМ) сигналов используя их аналитические представления:

$$S_{rn}(t) = U_{rn} \exp[j(\omega_{rn} t + \varphi_{rn})] \quad \text{– для ЧТ,}$$

$$S_{rn}(t) = U_{rn} \exp[j(\omega_{rn} t + \varphi_{rn})] \quad \text{– для ФРМ,}$$

где U_{rn} , ω и φ – соответственно амплитуда, несущая частота и начальная фаза сигнала.

По формуле (1) определяем КПС g_{or}^2 контролируемого и эталонного сигналов, например, частотно-манипулированных:

$$g_{or}^2 = \left(\int_0^{T-\eta T} U_{rn} \exp[j(\omega_{rn}t + \varphi_n)] U_{rs} \exp[-j(\omega_{rs}t + \varphi_s)] dt \right)^2 / 4P_n P_s T^2,$$

где η – относительная величина краевых искажений дискретного сигнала. После преобразований и введения обозначения $\Delta f = f_m - f_s$, выражение для КПС примет окончательный вид [12]:

$$g_{or}^2 = (1 - \eta)^2 \sin^2 [\pi \Delta f T (1 - \eta)]. \tag{3}$$

На рис. 2 (а) представлена структурная схема передающей части радиолинии с измерителем коэффициента подобия сигналов (ИКПС), на которой обозначены: УЭВМ – управляющая электронно-вычислительная машина, ВУ – возбуждательное устройство (формирователь сигналов), УМ1 – усилитель мощности, АФУ – антенно-фидерное устройство, dB – аттенюатор, $\tau \geq (2nT^* \Delta t_k^*)^{1/2}$ – интервал дискретного контроля [13].

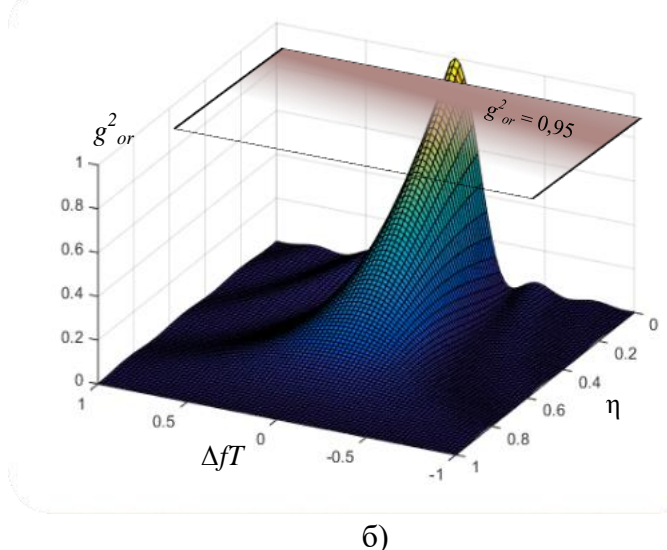
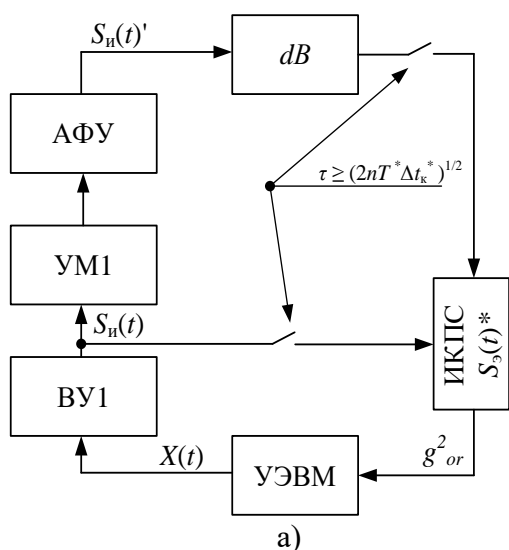


Рис. 2. Структурная схема передающей части радиолинии с измерителем коэффициента подобия сигналов (а) и график зависимости КПС от параметров РПДУ (б)

Из выражения (3) следует, что КПС зависит от разности частот Δf контролируемого и эталонного сигналов, определяемой нестабильностью частоты радиосредства, и краевых искажений η контролируемого сигнала. При этом считаем, что ортогональность сигналов не нарушается. КПС по выражению (2) представляет собой поверхность в трехмерном пространстве (рис. 2 б), характерной особенностью которой является наличие глобального максимума $g_{or}^2 = 1$ ($\eta = 0, \Delta f = 0$) или $\cos^2(\alpha) = 1$ ($\alpha = 0^\circ$), т.е. равенства значений всех параметров контролируемого сигнала номинальным.

Отклонение значения любого из параметров от номинального значения вызывает уменьшение g_{or}^2 . Таким образом, КПС пригоден для оценки степени искажения контролируемого сигнала. КПС будет зависеть от сигнально-кодовой конструкции, применения формирующих фильтров с частотной характеристикой (например, в виде «приподнятого косинуса»), нелинейных искажений, но для дальнейшего изложения будем использовать простой сигнал ЧТ (ФРМ) и КПС согласно выражению (3).

Пример расчета. Произведем оценку значения КПС РПДУ. Согласно ГОСТ Р 51903-2002 краевые искажения, вносимые передатчиками в классах излучения А1А, А1В, F1А, F1В, F1D, F7В составляют не более 5%. Максимально допустимое относительное отклонение рабочей частоты от номинального значения, в течение 1 месяца не должно

превышать значения $\Delta f / f_0 = \pm 5 \times 10^{-8}$ Гц. Примем $f_0 = 15$ МГц, $B = 200$ бит/с, тогда согласно выражению(3)

$$g_{or}^2 = \sin^2(3,14 \times 0,75 \times 0,005 \times 0,95) / (3,14 \times 0,75 \times 0,005)^2 \approx 0,95^2 = 0,9025.$$

Для радиотракта возбудителя «Тишина» аппаратной «Антей-У» (Р-176-У) краевые искажения должны быть не более 2 %, тогда $g_{or}^2 \approx 0,98^2 = 0,9604$. Из примера видно, что значение КПС определяется краевыми искажениями (джиттером) при $B = 200$ бит/с. Степень влияния отклонения частоты опорного генератора от номинального значения Δf будет зависеть от длительности информационной посылки T .

Примем $T = 0,005$ с, $\Delta f = 20$ Гц, $\eta = 5$ %, тогда КПС согласно выражению (3) будет равно $g_{or}^2 = 0,876$, а при $T = 0,001$ с $g_{or}^2 = 0,9014$. В перспективных РЛ с параллельной побитной передачей сообщений узкополосными сигналами длительность информационной посылки может достигать несколько десятков секунд в этом случае при $T = 10$ с, $\eta = 0$ % значение $g_{or}^2 = 0,8753$, при частотном сдвиге несущей на 0,02 Гц. Следовательно, влияние отклонений технических параметров аппаратуры от номинального значения на КПС будет зависеть от длительности информационной посылки, вида применяемого сигнала, что может быть недопустимым при формировании одной сигнальной структуры и приемлемой для другой.

Выше было отмечено, что $\cos^2(\alpha) = g_{or}^2$, тогда мощность искаженного сигнала представим в виде:

$$|S_{rn}(t)|^2 = |S_{rs}(t)|^2 \cos^2(\alpha). \quad (4)$$

Выражение (4) с учетом дополнительных искажений в РПУ РЛ примет вид:

$$|S_{rn}(t)|^2 = |S_{rs}(t)|^2 \cos^2(\alpha + \beta). \quad (5)$$

На приемной стороне это эквивалентно снижению мощности сигнала на 10 % (0,9), 4 % (0,96) при сохранении фактической мощности излучения РПДУ неизменной.

2 Модель контроля технического состояния РПУ в процессе функционирования

Рассмотрим процедуру оценки ТС РПУ как системы. ТС РПУ (системы) сложно охарактеризовать одним показателем качества в виде функции от его параметров, поскольку качество функционирования РПУ заключается в адаптации к сложившейся сигнальной и помеховой обстановке, а также своему ТС. В работе [14] представлен регуляризирующий алгоритм, назначение которого заключается в оценке искажений сигнала в РПУ прямого преобразования с целью последующей коррекции. Однако несмотря на применение в РПУ различных адаптивных корректирующих алгоритмов, автоматической регулировки усиления, подстройки частоты, блоков компенсации сосредоточенных помех вероятность ошибки на выходе односторонних РПУ, функционирующих в одинаковых условиях, будет отличаться и это отличие можно использовать для относительной идентификации ТС функционирующего РПУ в целом. В работах [15-17] отмечается, что основным параметром эффективности работы цифровой радиочастотной системы передачи является зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в системе.

Наиболее полная (универсальная) математическая запись для вероятности ошибочного приема элемента широко используемого в ионосферных радиоприемах декаметрового диапазона радиосигнала частотной манипуляции (F1B) при некогерентном способе приема на фоне нормальной станционной помехи определяется из распределения Накагами [18]:

$$p_{ош} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\bar{h}_0^2}{2m} \right)^{-m}, \quad m \geq 0,5, \quad (6)$$

где $m = \frac{(U_{c\text{эф}}^2)^2}{M[(U_c^2 - U_{c\text{эф}}^2)^2]}$ – отношение квадрата мощности принимаемого радиосигнала

$(U_{c\text{эф}}^2)^2$ к дисперсии его мгновенной мощности U_c^2 ; $\bar{h}_0^2 = (P_c \cdot T) / v^2$ – отношение энергии сигнала на бит информации к спектральной плотности шума. Отсюда, считая, что для узкополосного сигнала $T \approx 1/\Delta f_c$, где Δf_c – частотная полоса сигнала, следует приближенная оценка для соотношения мощностей сигнал/шум на входе радиоприемника (детектора) в виде $\bar{h}_0^2 = \bar{P}_c / \bar{P}_ш$.

Влияние ТС формирователя сигналов на вероятность ошибочного приема при некогерентной обработке замирающих по рэлеевскому закону ($m = 1$) ортогональных сигналов в канале с белым гауссовским шумом определяется по формуле [9]:

$$p_{\text{ош}} = 1 / (\bar{h}_0^2 g_{\text{ор}}^2 + 2). \quad (7)$$

Выражение (7) получено из уравнения (6) при $m = 1$ и учете влияния ТС формирователя сигналов $g_{\text{ор}}^2$. Тогда обратно можем записать, что вероятность ошибочного приема элемента радиосигнала частотной манипуляции при некогерентном способе приема на фоне нормальной стационарной помехи с учетом искажений вносимых формирователем сигналов определяется из распределения Накагами следующей формулой:

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{g_{\text{ор}}^2 \bar{h}_0^2}{2m} \right)^{-m}, \quad m \geq 0,5, \quad (8)$$

Необходимо отметить, что из уравнения (6) при различных значениях m параметра можно получать выражения для вероятности ошибочного приема элемента радиосигнала частотной манипуляции (ФРМ) при некогерентном способе приема на фоне нормальной стационарной помехи для различных распределений огибающей радиосигнала.

В результате обработки 149 пятиминутных записей на длинных коротковолновых трассах широтного и меридионального направлений распределение огибающей в 86,6 % случаев совпадало с распределением Рэлея ($m = 1$), в 2 % – с распределением Райса ($m > 1$), в 6,7 % – с распределением логарифмически-нормальным и только 2,7 % – не классифицировалось [17].

Наиболее простое решение задачи определения искажений приемо-передающей аппаратуры в процессе функционирования следует из выражения (8), но нужно понимать, что основное количество ошибок в процессе приема дискретной информации будет определяться средой распространения радиоволн, законом распределения огибающей радиосигнала, сосредоточенными по спектру помехами, т.е. динамикой различных процессов, которые могут приводить к отклонению реального значения коэффициента ошибок от значения вероятности ошибки определяемого уравнением (8). Для получения качественной оценки ТС функционирующего РПУ, устойчивой к случайным отклонениям значения коэффициента ошибок в канале связи, необходимо сравнение его значения со значением коэффициента ошибок при приеме дискретной информации с однотипным резервным (заведомо исправным, без регулировок) РПУ.

Важно отметить, что уравнения (6), (7), (8) применимы в течение небольшого интервала времени Δt значение которого составляет от десятков секунд до нескольких минут [18]. За это время параметры \bar{h}_0^2 и m можно считать постоянными (квазистационарное состояние). КТС функционирующего РПУ необходимо осуществлять в одном из таких квазистационарных состояний канала связи.

На рис. 3 представлена структурная схема приемной части радиолинии с резервным РПУ₂. Резервирование РПУ₁ осуществляется методом замещения [18] с периодическим (дискретным) контролем его ТС за счет параллельной работы и вычислением разности

вероятностей (коэффициентов) ошибок основного и резервного РПУ с последующим определением вида ТС РПУ₁.

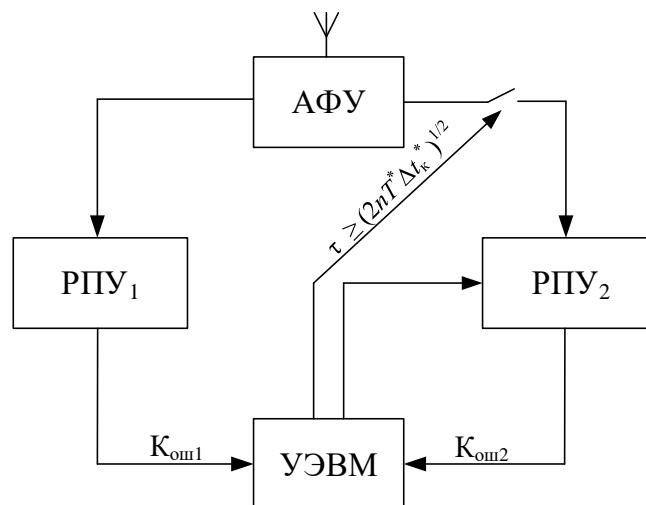


Рис. 3. Структурная схема приемной части радиолинии с резервным РПУ₂

Аппаратурная избыточность [19] является ресурсом приемного радицентра (ПРЦ) и не вводится только для контроля ТС. Разность вероятностей ошибок функционирующего и резервного РПУ запишем в виде:

$$\Delta p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\cos^2(\alpha + \beta_1) \bar{h}_0^2}{2m} \right)^{-m} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\cos^2(\alpha + \beta_2) \bar{h}_0^2}{2m} \right)^{-m}, \quad (9)$$

где β_1 и β_2 под знаком косинуса представляют собой номинальную величину искажений соответственно функционирующего и резервного РПУ (параметры которого соответствуют норме). Выражение (9) получено при условии малости внутренних шумов РПУ по сравнению с внешними шумами [20] и представления искажений вносящей приемо-передающей аппаратурой при формировании и обработки радиосигналов через скалярное произведение эталонного и искаженного сигналов (рис. 3 б).

Из уравнения (9) следует, что разность вероятностей (коэффициентов) ошибок Δp с выхода одноплатных РПУ появляется из-за неравенства значений β_1 и β_2 , но величина разности Δp определяется значениями пяти параметров: $\alpha, \beta_1, \beta_2, \bar{h}_0^2, m$. Представим значение β_1 в виде $\beta_1 = \beta_2 + \Delta\beta$, тогда для контроля ТС функционирующего РПУ интерес представляет зависимость $\Delta\beta \sim f(\Delta p_{\text{ош}})$. Влияние вышеуказанных параметров на разность вероятностей ошибок функционирующего и контролирующего (резервного) РПУ согласно выражению (9) представлено на рис. 4 и 5.

Из графиков, представленных на рис. 4 и 5 видна нелинейная зависимость разности вероятностей ошибок от параметров $\alpha, \beta_1, \beta_2, \bar{h}_0^2, m$, что предъявляет высокие требования к точности измерения значений отношения сигнал/шум \bar{h}_0^2, m параметра. Значительное влияние на разность вероятностей ошибок оказывает КПС РПДУ, так, при повышении значения сигнал/шум на 6 (дБ) (рис. 5) недостаточно для компенсации уменьшения значения КПС с 1 до 0,95, что ведет к увеличению разности вероятностей ошибок в 2 раза. Таким образом ТС радиосредств (отклонение параметров сигнала от нормы) приводит к значительному возрастанию разности вероятностей ошибок.

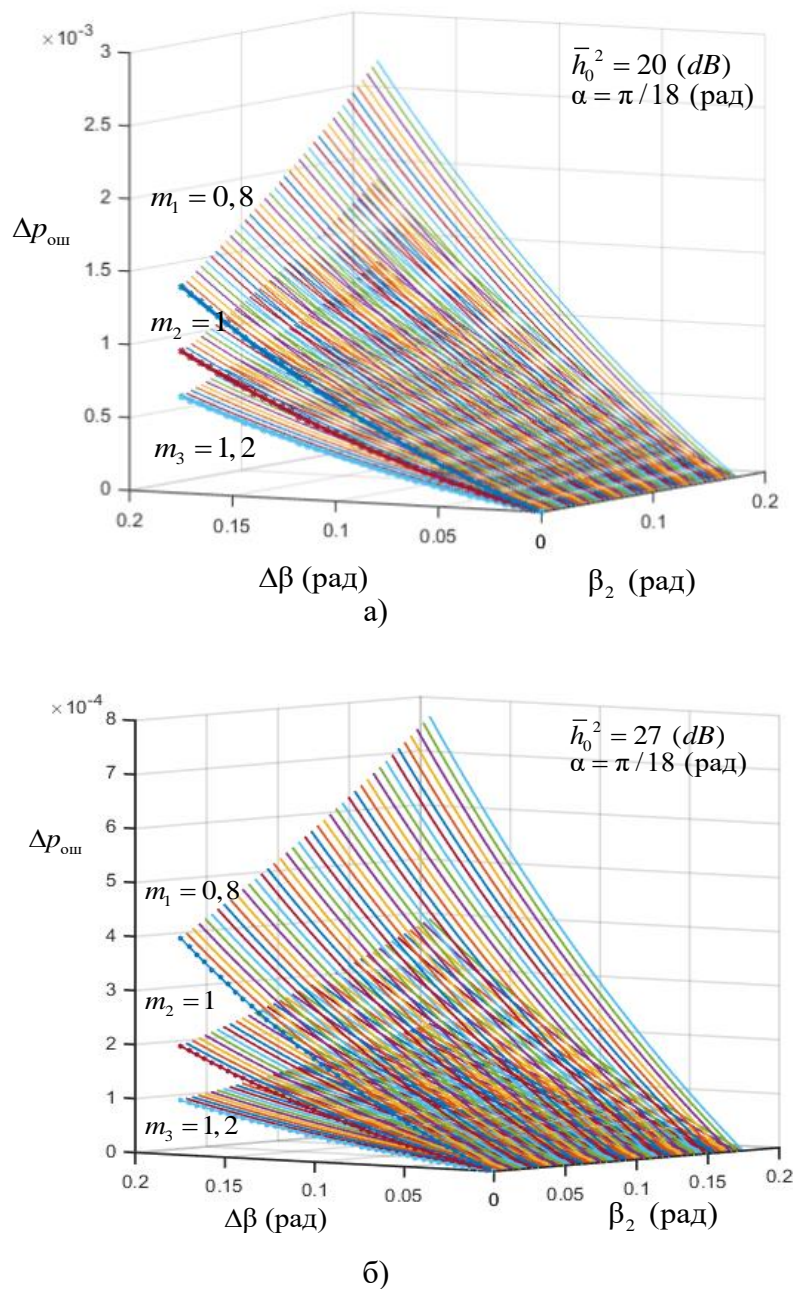


Рис. 4. Графики зависимости разности вероятностей ошибок функционирующего и резервного РПУ от параметров α , $\Delta\beta$, β_2 , m при $\bar{h}_0^2 = 20$ (дБ) (а) и $\bar{h}_0^2 = 27$ (дБ) (б)

Выразим значения β_1 , β_2 из выражения (9) через $p_{ош1}$, $p_{ош2}$ и запишем $\Delta\beta$ в виде следующего уравнения:

$$\Delta\beta = \beta_1 - \beta_2 = \arccos\left(\sqrt{\frac{2m}{\bar{h}_0^2}(-\sqrt{2p_{ош1}} - 1)}\right) - \arccos\left(\sqrt{\frac{2m}{\bar{h}_0^2}(-\sqrt{2p_{ош2}} - 1)}\right). \quad (10)$$

Для относительной идентификации ТС функционирующего РПУ согласно выражения (10) необходимо измерение значений \bar{h}_0^2 , m в канале связи, а так же определения значений вероятности ошибок функционирующего $p_{ош1}$ и резервного $p_{ош2}$ РПУ. Вероятность ошибки функционирующего РПУ запишем в виде $p_{ош1} = p_{ош2} + \Delta p$, где $p_{ош2}$ определяется правой

частью выражения (9). Резервное РПУ будем считать заведомо исправным с параметрами, соответствующими номинальным значениям и ПКФ $\Delta\beta_{\text{пор}} \gg \beta_2$. Тогда уравнение (10) запишем в следующем виде:

$$\Delta\beta = \arccos\left(\sqrt{\frac{2m}{\bar{h}_0^2}(-\sqrt{2(p_{\text{ош}2} + |\Delta p|)} - 1)}\right) - \alpha. \quad (11)$$

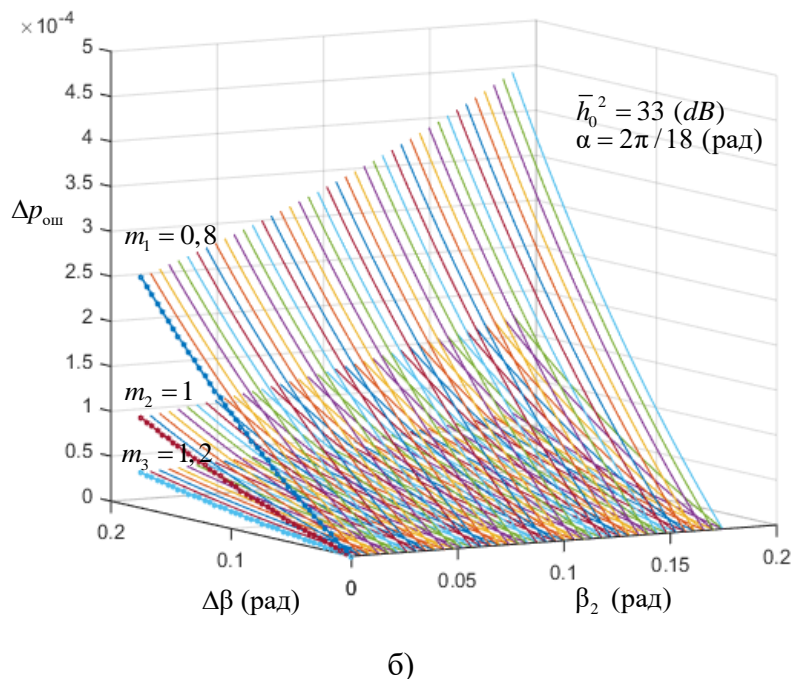
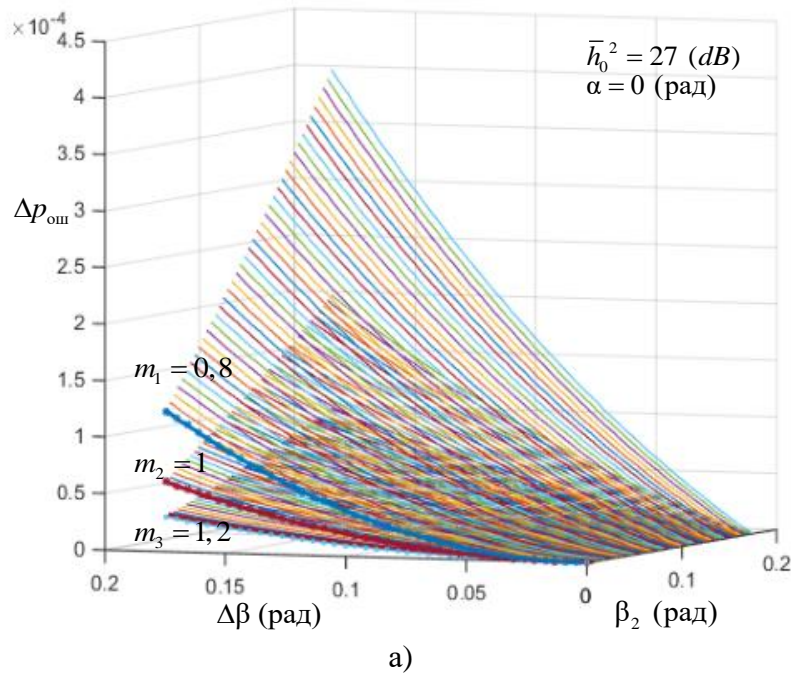


Рис. 5. Графики зависимости разности вероятностей ошибок функционирующего и резервного РПУ от параметров α , $\Delta\beta$, β_2 , m при $\bar{h}_0^2 = 27$ (dB), $\alpha = 0$ (рад) (а) и $\bar{h}_0^2 = 33$ (dB), $\alpha = 2\pi/18$ (рад) (б)

Определить значения $P_{\text{ош1}}, P_{\text{ош2}}$ возможно только с некоторой точностью, которая будет зависеть от выборки – объема принятой дискретной информации и количества ошибок при этой выборке. Следовательно идентификация ТС функционирующего РПУ по уравнению (11) будет тем точнее, чем больше время Δt_k^* , в течение которого осуществляется выборка (измерение) при постоянной средней скорости передачи дискретной информации V .

Например, согласно руководству по эксплуатации на изделие «Тишина – ПВР» для оценки пригодности частоты во время сеанса радиосвязи используются временные интервалы 1 с, 3 с, 8 с, в течение которых накапливается информация о количестве ошибок в канале и по результату этой оценки принимается решение о смене текущей частоты.

Для осуществления функционального контроля всего радиотракта на ПРЦ используют радиосигнал с местного передатчика и с определенной периодичностью проверяют его прохождение по радиотракту по отсутствию ошибок в принятой тестовой последовательности, которая обычно не превышает несколько десятков знаков. Аналогичным образом осуществляют функциональный контроль РПДУ на ПДРЦ, только в этом случае используют «контрольное» РПУ на ПДРЦ.

Данные способы контроля радиотракта в целом дополняют тестовые методы встроенного функционального контроля средств связи. Однако к определению ТС (правильности функционирования) радиосредств данные способы непригодны по следующим причинам:

- 1) незначительная выборка (несколько десятков знаков);
- 2) энергия радиосигнала с местного РПДУ превышает минимально необходимую энергию для его безошибочного приема на несколько dB , что является важным условием осуществления устойчивого функционального контроля (потери в АФУ);
- 3) условия, при которых осуществляется тестирование, не соответствуют условиям реальной работы (при тестировании замирования отсутствуют);
- 4) возникает необходимость в контроле правильности функционирования, используемых для тестирования РПУ (ПДРЦ), РПДУ (ПРЦ) с неизвестной периодичностью.

Таким образом если в процессе тестирования радиотракта будет обнаружена хотя бы одна ошибка, то это будет означать функциональный отказ его элементов (одного или нескольких). Ничего не стоит повышать уровень тестового радиосигнала и ошибок может не быть. Для относительной идентификации ТС $\Delta\beta$ РПУ на ПРЦ время Δt_k^* должно составлять несколько минут и выше в процессе функционирования по рабочему радиосигналу с целью достижения требуемой точности. За это время будет принято несколько сотен тысяч бит информации, т. е. необходим набор статистики ошибок РПУ.

Определение значения $\Delta\beta$ как функции от параметров РПУ является проблематичным по следующим причинам:

- 1) даже в случае известной зависимости ПКФ ($\cos^2(\alpha)$) (2) как функции от параметров радиосредства, ошибки первого и второго рода [9] не равны нулю;
- 2) теоретически определить математическую зависимость ПКФ от параметров средств связи удастся не всегда.

По этим причинам параметрический контроль более универсален и точен.

Несмотря на это контроль ТС по ПКФ, в отличие от параметрического, обладает большей полнотой поскольку учитывает влияние на целевую функцию сразу всех основных параметров и, соответственно, значение ПКФ должно быть учтено в технической документации на радиосредство, а его определение возможно эмпирически в результате испытаний. В этом случае с одной стороны снимается неопределенность относительно

ошибок первого и второго рода, а с другой значительно сокращается время [8] на идентификацию ТС радиосредств с помощью автоматизированных измерительных комплексов (АИК).

Оценить значение $\Delta\beta_{\text{пор}}$ возможно по допустимому повышению вероятности ошибки как целевой функции из условия:

$$\Phi = \cos^2(\alpha + \Delta\beta) > \Phi_{\text{пор.}} = \cos^2(\alpha_{\text{пор.}} + \Delta\beta_{\text{пор.}}), \quad (12)$$

где $\cos^2(\alpha + \Delta\beta)$ – искажения функционирующей приемопередающей аппаратуры, Φ , $\Phi_{\text{пор.}}$ – ПКФ, учитывающие влияние ТС радиосредств на вероятность ошибки.

Например, при $g_{\text{пор.}}^2 = \cos^2(\alpha_{\text{пор.}}) = 0,95$, $\Phi_{\text{пор.}} = \cos^2(\alpha_{\text{пор.}} + \Delta\beta_{\text{пор.}}) = 0,9$, тогда $\Delta\beta_{\text{пор.}} = 0,1$ (рад).

Представим условия правильности функционирования радиосредств (РПДУ, РПУ) передающего и приемного радиоцентров в виде системы неравенств:

$$\begin{cases} (g_{0r}^2 = \cos^2(\alpha)) > (g_{\text{пор.}}^2 = \cos^2(\alpha_{\text{пор.}})); \\ \Delta\beta < \Delta\beta_{\text{пор.}} \end{cases} \quad (13)$$

Первое и второе неравенство в системе неравенств (13) определяет условие правильности функционирования соответственно РПДУ и РПУ, а значение неравенства (12) – радиосредств радиолинии в целом.

Тезисно опишем модель контроля ТС радиосредств РЛ в процессе функционирования:

1) на ПДРЦ с периодичностью $\tau \geq \sqrt{2nT^* \Delta t_k^*}$ АИК последовательно производит измерение значений КПС всех функционирующих возбудительных устройств, в том числе резервных и РПДУ в целом согласно выражению (1). Если $g_{0r}^2 > g_{\text{пор.}}^2$ (13), то принимается решение о правильном функционировании РПДУ, если $g_{0r}^2 \leq g_{\text{пор.}}^2$, то необходимо проведение инструментального ТО (ВУ, УМ) с целью определения причины снижения качества функционирования (выявить отклоненный от нормы параметр);

2) значения КПС РПДУ передаются на противоположную приемную сторону (ПРЦ) и применяются для определения значения вероятности ошибки согласно уравнению (8). На ПРЦ с периодичностью $\tau \geq \sqrt{2nT^* \Delta t_k^*}$ резервные РПУ выводятся из дежурного режима (один или несколько) и подключаются параллельно функционирующим РПУ с целью определения значения $\Delta\beta$ по уравнению (11) и относительной идентификации их ТС по условию $\Delta\beta < \Delta\beta_{\text{пор.}}$ (13) и своего собственного ТС. Если $\Delta\beta \geq \Delta\beta_{\text{пор.}}$, то необходимо проведение инструментального ТО РПУ;

3) из вычисленных значений ПКФ ($\cos^2(\alpha)$, $\Delta\beta$) приемно-передающей аппаратуры формируют временные ряды для контроля и прогнозирования их ТС.

Важно отметить, что контроль ТС радиосредств во время функционирования по ПКФ позволит не допустить их функциональные отказы из-за процессов развития параметрических отказов, т. е. является более чувствительным качественно-количественным методом контроля ТС радиосредств, что позволит сократить количество внезапных отказов.

Пример применения модели.

I. Исходные данные:

1.1 Вид сигнала (ЧТ, ФРМ и т. д.);

1.2 $g_{\text{пор.}}^2$, $\Delta\beta_{\text{пор.}}$ ($g_{\text{пор.}}^2 = 0,95$, $\Delta\beta_{\text{пор.}} = 0,1$ (рад)).

II. Согласно уравнений (1), (11) и пунктов 1, 2 описания модели производим вычисления текущих значений g_{0r}^2 , $\Delta\beta$ и, по условию (13), определяем вид ТС радиосредств в процессе функционирования.

На рис. 6 представлен алгоритм процесса КТС средств радиосвязи РЛ в процессе функционирования.

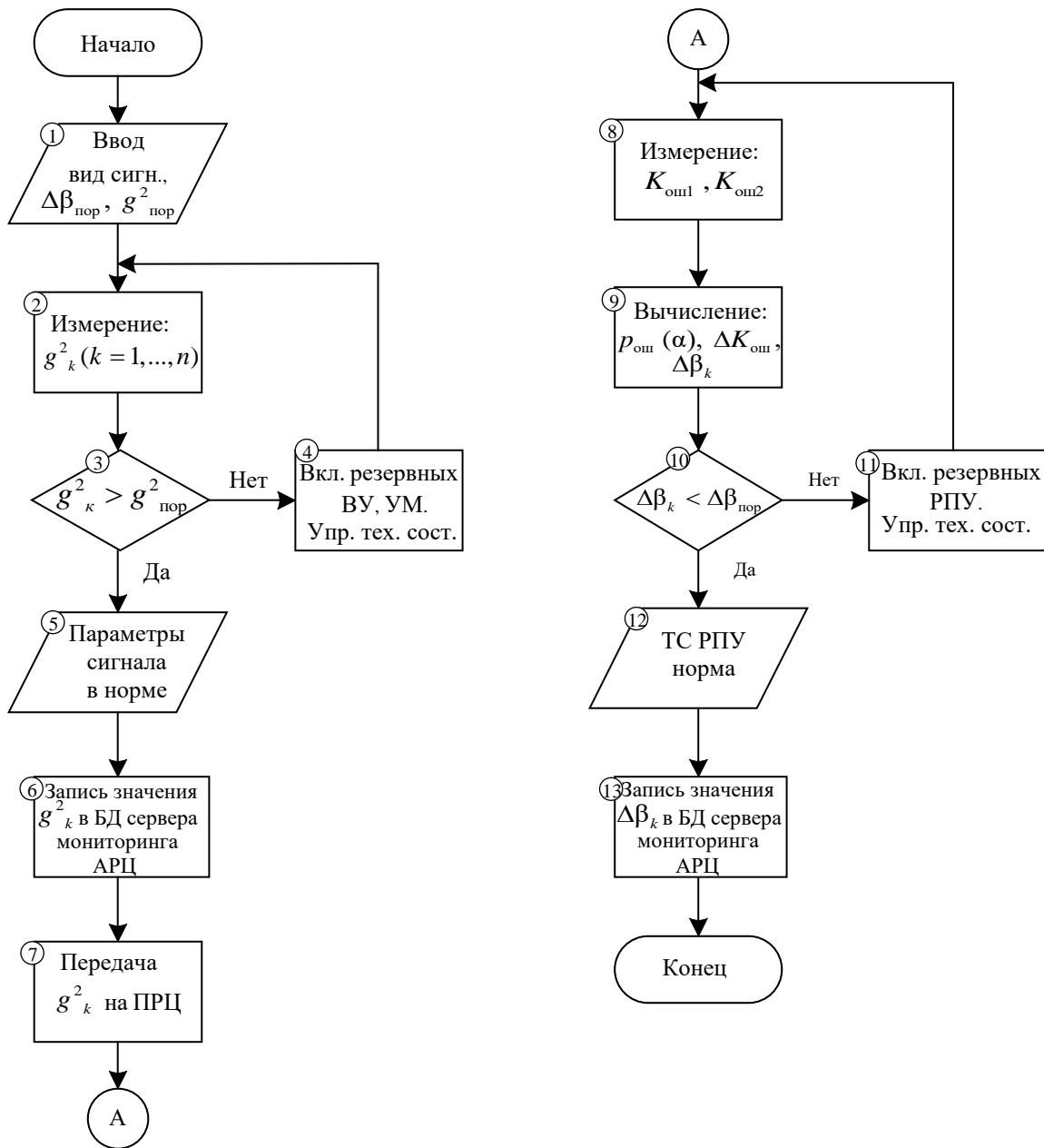


Рис. 6. Алгоритм процесса контроля технического состояния средств радиосвязи радиолинии в процессе функционирования

На рис. 7, 8, 9 представлены графики зависимостей ТС функционирующего РПУ от разности вероятностей ошибок при различных значениях отношения сигнал/шум, параметра m , искажений РПДУ и $\beta_2 = 0$ (рад).

На графиках рис. 7 видно снижение разности вероятности ошибок ($\Delta\beta = 0,1$ (рад)) в 5 раз при повышении отношения сигнал/шум на 7 (дБ).

Из графиков, представленных на рис. 8, следует, что при изменении m параметра с 0,8 до 1 разность вероятностей ошибок уменьшается в 2 раза.

Из графиков, представленных на рис. 7, 8, 9 следует, что с ростом значений отношения сигнал/шум и, особенно m параметра резко снижается значение разности вероятности ошибок, что на практике потребует увеличения времени набора статистики ошибок в канале.

Таким образом наибольшая точность определения ТС функционирующего РПУ $\Delta\beta$ возможна при наилучших условиях приема, но до момента смены текущей частоты. Это означает необходимость оценки сигнальной и помеховой обстановки в канале связи перед началом определения ТС функционирующего РПУ, а поскольку параметры \bar{h}_0^2, m вычисляются непрерывно в процессе ведения радиосвязи, то сложностей в выборе интервала времени для более точной идентификации его ТС нет.

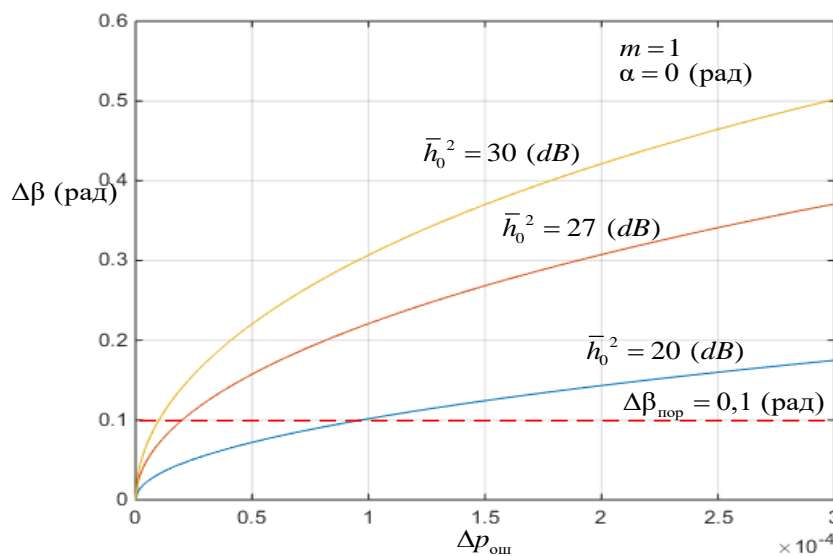


Рис. 7. Графики зависимостей ТС функционирующего РПУ от разности вероятностей ошибок основного и резервного РПУ при различных значениях отношения сигнал/шум

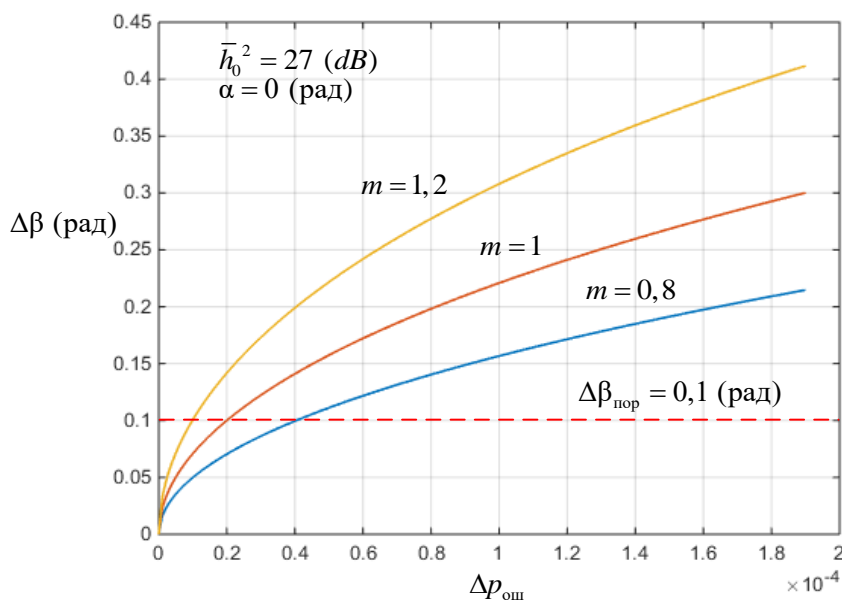


Рис. 8. Графики зависимостей ТС функционирующего РПУ от разности вероятностей ошибок основного и резервного РПУ при различных значениях m параметра

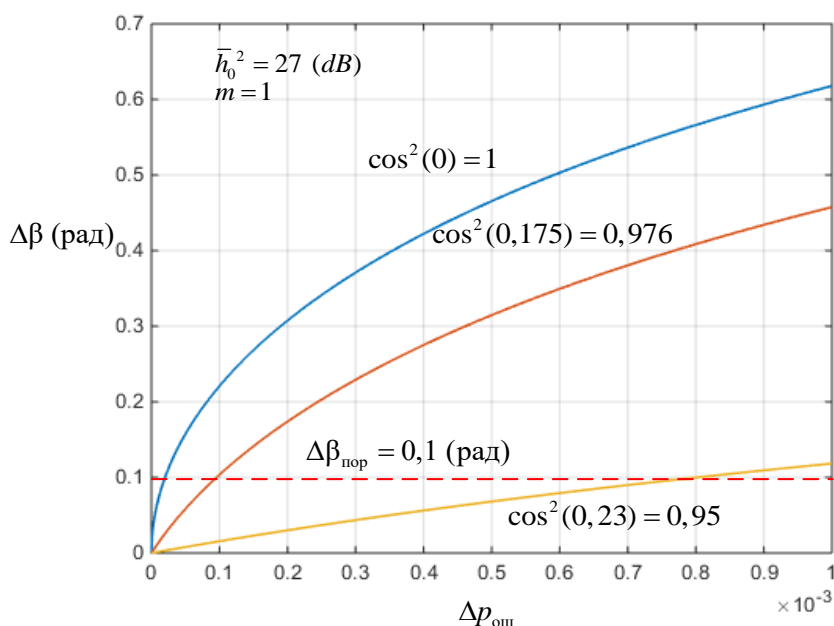


Рис. 9. Графики зависимости ТС функционирующего РПУ от разности вероятностей ошибок основного и резервного РПУ при различных значениях искажений РПДУ

3 Оценка достоверности КТС средств радиосвязи по ПКФ

3.1 Оценка методической погрешности КТС средств радиосвязи по ПКФ с учетом наличия ошибок первого и второго рода

Оценку методической погрешности КТС радиосредств по ПКФ удобно производить при двух- или трехпараметрической зависимости по причине ее наглядности. Далее будем полагать, что параметры, от которых зависит значение ПКФ независимы.

В работе [21] показана методика расчета эксплуатационных допусков на параметры каналообразующей аппаратуры с учетом свойств канала связи и требований на показатель достоверности системы передачи сообщений. Из представленной в работе [21] методики следует, что для минимизации ошибочного принятия решения о неработоспособности аппаратуры связи необходимо в эллипс, образованный в результате сечения функции ПКФ плоскостью параллельной плоскости ОХУ, вписать прямоугольник максимальной площади. Данный прямоугольник будем называть параметрическим со сторонами равными допускам на параметры, а взаимная перпендикулярность его сторон указывает на их независимость.

Вышеуказанное условие означает необходимость правильного установления значений допусков на параметры средств связи с целью минимизации методической погрешности КТС по ПКФ. Может показаться, что это условие является не необходимым и значения допусков на параметры могут выбираться произвольно, но это не так, поскольку отклонение значений параметров от нормы по-разному влияют на способность аппаратуры связи выполнять требуемые функции, что и определяет при двухпараметрической зависимости функции ПКФ вид сечения в виде эллипса или эллипсоида для трехпараметрической зависимости.

На рис. 10 представлен параметрический прямоугольник со сторонами $2b_1, 2b_2$ вписанный в эллипс с осями $2a_1, 2a_2$. Условие его максимальной площади определяется положением его сторон параллельно осям эллипса и их значением $b_1 = a_1 / \sqrt{2}, b_2 = a_2 / \sqrt{2}$.

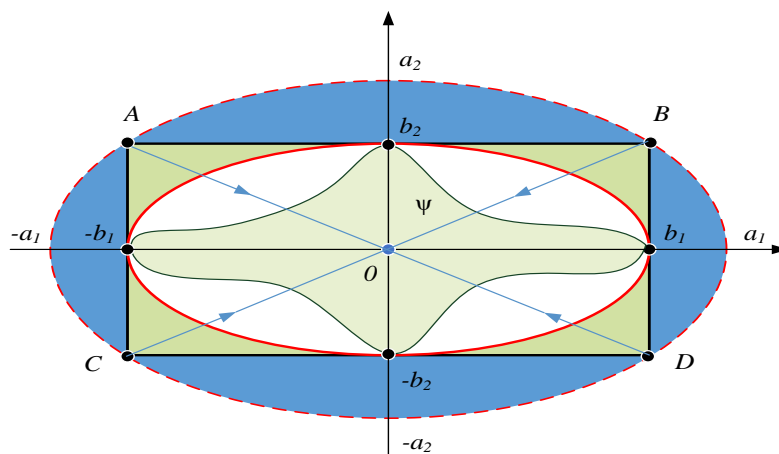


Рис. 10. Определение порогового значения ПКФ радиосредств

Например, согласно уравнению (3) КПС (ПКФ) радиосредства формирующего r -й вариант дискретного узкополосного частотно (ЧТ) либо фазоразностно-манипулированного (ФРМ) сигнала определяется двумя параметрами: $\pm\eta (\pm b_1), \pm\Delta f (\pm b_2)$.

В работе [8] пороговое значение КПС предлагается выбирать по критерию максимума порогового уровня:

$$g_{\text{пор}}^2 = \max g_{j \text{ пу}}^2, j = 1, \dots, n, \tag{14}$$

где $g_{j \text{ пу}}^2$ – пороговый уровень КПС при допусковом значении j -го параметра применяемого сигнала, n – количество параметров.

Минимизация методической погрешности при КТС радиосредства по показателю качества функционирования заключается в правильном выборе его порогового значения, а, значит, осуществляется максимизация достоверности КТС. Далее под методической погрешностью будем понимать достоверность КТС. Максимизация достоверности КТС по ПКФ будет иметь вид:

$$\max_{g_{\text{пор}}^2 = \max g_{j \text{ пу}}^2} D(g_{\text{пор}}^2) = \min [\lambda(\Delta\Theta_j), \chi(\Delta\Theta_j)], \tag{15}$$

где $\lambda(\Delta\Theta_j), \chi(\Delta\Theta_j)$ – ошибки первого и второго рода, обусловленные неправильным выбором допусков на параметры $\Delta\Theta_j$.

На рис. 10 эллипс, вписанный в параметрический прямоугольник подобен описанному, т. е. он может быть получен путем преобразования координат умножением осей описанного эллипса на коэффициент $1/\sqrt{2}$. При этом такая возможность появляется только если параметрический прямоугольник имеет максимальную площадь.

Тогда критерий (14) примет следующий вид:

$$g_{\text{пор}}^2 = g_{j \text{ пу}}^2, j \in \{1, n\}. \tag{16}$$

На рис. 10 в точках $\pm b_1, \pm b_2$ соответствующие значения ПКФ равны, что следует из подобия вписанного в параметрический прямоугольник эллипса описанному вокруг него. Следовательно, для минимизации методической погрешности КТС радиосредств по ПКФ необходимо:

- 1) определить минимальное количество независимых основных параметров радиосредства Θ_j , от которых зависит его целевая функция (условие полноты контроля);
- 2) установить (по возможности) аналитическую зависимость между ПКФ и техническими параметрами радиосредства;

3) скорректировать значения допусков $\Delta\Theta_j$ на параметры радиосредства согласно условию (16), при котором все независимые параметры, оказывающие влияние на ПКФ, равнозначно снижают его значение до порогового уровня при достижении своих допусков (парциально).

Важно отметить, что аналитическую зависимость между ПКФ и техническими параметрами радиосредства установить удастся не всегда. В этом случае значение ПКФ можно определить эмпирически, изменяя значения параметров при условии, что значения остальных параметров равны номинальным и скорректировать допуски на них по условию (16).

При выполнении вышеуказанных пунктов эллипс ПКФ будет вписан в параметрический прямоугольник и возможно оценить минимальную достоверность контроля по ПКФ:

$$D_{\min} = 1 - \lambda_{\max} - \chi_{\max}, \quad (17)$$

где λ_{\max} – максимальная вероятность ложного отказа, χ_{\max} – максимальная вероятность нераспознанного отказа.

Важно исключить пропуск отказа, тогда согласно рис. 9 $\chi = 0$, а значение λ_{\max} можно определить из выражения:

$$\lambda_{\max} = (S_{\text{пар}} - S_{\text{эл}}) / S_{\text{пар}}, \quad (18)$$

где $S_{\text{пар}}$, $S_{\text{эл}}$ – площади параметрического прямоугольника и эллипса ПКФ соответственно, $S_{\text{пар}} = 4b_1b_2$, $S_{\text{эл}} = \pi b_1b_2$.

Тогда $\lambda_{\max} = 1 - \pi/4$ и $\max D_{\min} = \pi/4$ для двухпараметрической зависимости и $\max D_{\min} = \pi/6$ при трехпараметрической и формально значение достоверности КТС радиосредств по ПКФ находится в диапазоне $D \in [\pi/4; 1)$, $D \in [\pi/6; 1)$ соответственно. При $\chi = 0$ $g_{\text{пор}}^2$ принимает максимальное значение (вписанный эллипс), если $\lambda = 0$, то $g_{\text{пор}}^2$ имеет минимальное значение (описанный эллипс).

Фигура ψ на рис. 10 (ее реальный вид может быть различным) примерно отображает область значений контролируемых параметров, и ее форма указывает на малую вероятность события их одновременного отклонения до границ своих допусков или наступление параметрического отказа в результате выхода одного из контролируемых параметров за пределы допусков значительно более вероятно. В этом случае крайние области параметрического прямоугольника будут как бы «втянуты» (сглажены) в «эллипс качества», что и показано на рис. 10 в виде фигуры ψ и практическое значение достоверности КТС по ПКФ $D \rightarrow 1$ независимо от количества контролируемых параметров. Таким образом наиболее приемлемо значение $g_{\text{пор}}^2$ при $\chi = 0$.

При трехпараметрической зависимости ПКФ радиосредства примет вид эллипсоида вписанного в параллелепипед максимального объема (вписанный эллипсоид подобен описанному вокруг параллелепипеда эллипсоиду) стороны которого образованы значениями допусков на контролируемые параметры. При этом нахождение одновременно двух или трех параметров у границ своих допусков значительно менее вероятно, чем нахождение у границ допуска одного параметра. Тогда фигура ψ (рис. 10) из двумерной преобразуется в трехмерную и будет преимущественно находиться внутри эллипсоида.

Оценка достоверности (методической погрешности) КТС по ПКФ имеет смысл только при выборе в качестве критерия работоспособного состояния совокупности параметров и допусков на них, что приводит к неопределенности выбора его значения. С другой стороны, если пороговый уровень ПКФ задать в качестве критерия работоспособного

состояния, а он им является по определению, то возникает неопределенность значений параметров, определяющих работоспособное состояние средства связи. Для разрешения этого противоречия значение ПКФ должно быть учтено в технической документации на радиосредство, а его определение (уточнение) возможно эмпирически в результате испытаний. В этом случае методическая погрешность равна нулю, а достоверность контроль технического состояния радиосредств по ПКФ будет определяться значениями инструментальной (РПДУ) и случайной (РПУ) погрешностями. Далее в работе инструментальную погрешность учитывать не будем, считая ее малой величиной, а значение случайной погрешности будет основной величиной влияющей на достоверность КТС по ПКФ РПУ.

3.2 Оценка методической погрешности контроля технического состояния функционирующего РПУ по ПКФ с учетом влияния технического состояния контролирующего РПУ

Методическая погрешность относительной идентификация ТС функционирующего РПУ будет зависеть от ТС контролирующего (резервного) РПУ, поскольку $\beta_1 = \Delta\beta + \beta_2$ и только при $\Delta\beta_{\text{пор}} \gg \beta_2$, значением β_2 можно пренебречь.

В процессе длительной эксплуатации РПУ в качестве контролирующих могут применяться любые инструментально проверенные на соответствие параметров своим допускам резервные РПУ. При этом может оказаться, что ТС функционирующего РПУ по ПКФ лучше контролирующего. В этом случае $\beta_2 > \beta_1$ и значение $\Delta\beta$ необходимо учесть в качестве поправки для $\Delta\beta_{\text{пор}}$ при условии, что оно его не превышает. Если $\Delta\beta \geq \Delta\beta_{\text{пор}}$, то РПУ для контроля функционирующего РПУ не подходит (требуется его инструментальный контроль, ТО и, возможно, ремонт).

Таким образом корректировку значения $\Delta\beta_{\text{пор}}$ необходимо осуществлять апостериорно по результату пробных процедур контроля по ПКФ на величину $\Delta\beta \approx \beta_2$ и скорректированное значение $\Delta\beta_{\text{пор}}^*$ будет иметь следующий вид:

$$\Delta\beta_{\text{пор}}^* = \Delta\beta_{\text{пор}} - \Delta\beta. \quad (19)$$

Рассмотрим возможные варианты определения текущего значения $\Delta\beta$:

1) после включения очередного контролирующего РПУ наблюдается неравенство $K_{\text{ош1}} \geq K_{\text{ош2}}$, тогда производим сравнение $\Delta\beta$ с $\Delta\beta_{\text{пор}}$ и определяем необходимость проведения инструментального контроля РПУ по условию $\Delta\beta \geq \Delta\beta_{\text{пор}}$;

2) в течение нескольких первичных процедур КТС функционирующего РПУ $K_{\text{ош1}} < K_{\text{ош2}}$ и $\Delta\beta < \Delta\beta_{\text{пор}}$, тогда необходимо произвести корректировку значения $\Delta\beta_{\text{пор}}$ согласно выражению (19). Если в процессе эксплуатации второй вариант сменит первый, то текущее значение $\Delta\beta$ необходимо сравнивать с $\Delta\beta_{\text{пор}}^*$.

Важно отметить, что в процессе дискретного КТС параметры контролирующего РПУ можно считать фиксированными относительно функционирующего РПУ, т. е. $\beta_2 = \text{const}$ по причине многократной разницы в интенсивностях их эксплуатации [19], поэтому дрейфом параметров контролирующего РПУ можно пренебречь.

Таким образом, используя апостериорную оценку значения $\Delta\beta$ возможно произвести корректировку значения $\Delta\beta_{\text{пор}}$ по выражению (19) на начальном этапе использования РПУ в качестве контролирующего с различным уровнем выработки его параметрического ресурса.

3.3 Оценка точности относительной идентификации технического состояния функционирующего РПУ

Техническое состояние функционирующего РПУ определяется выражением (11) и точность идентификации его ТС будет зависеть от погрешностей измерения параметров \bar{h}_0^2 и m в канале связи, а так же от качества оценки значений вероятностей ошибок основного и резервного РПУ по известным значениям их коэффициентов ошибок. В дальнейшем в работе будем считать, что измерения параметров \bar{h}_0^2 и m производятся с высокой точностью и влияние их погрешностей на значение $\Delta\beta$ учитывать не будем.

Тогда оценка относительной погрешности $\delta_{\Delta\beta}$ идентификации ТС функционирующего РПУ сводится к определению значений вероятностей ошибок основного и резервного РПУ с относительной погрешностью $\delta_{\text{ош}}$ для заданной доверительной вероятности P_d по известным значениям их коэффициентов ошибок, т. е. $\delta_{\Delta\beta} = f(\delta_{\text{ош}})$.

В общем случае коэффициент ошибок определяется отношением числа элементов дискретного сигнала принятых с ошибками $N_{\text{ош}}$ к общему числу элементов N принятых в течение времени измерения Δt_k^* [22]:

$$K_{\text{ош}} = N_{\text{ош}} / N . \quad (20)$$

Измерение коэффициента ошибок носит статистический характер, так как получаемый за конечное время результат является случайной величиной. Относительную погрешность измерения в случае нормального закона распределения числа ошибок, что допустимо при $N_{\text{ош}} \geq 10$, можно определить по формуле:

$$\delta_{\text{ош}} = t_{\beta} / \sqrt{N_{\text{ош}}} , \quad (21)$$

где t_{β} – коэффициент Стьюдента (табл. 1), определяемый через интеграл вероятностей для заданной доверительной вероятности P_d .

Таблица 1 – Значения коэффициентов Стьюдента при различных объемах выборки и доверительных вероятностей

n	$P_d = 0,99$	$P_d = 0,95$	$P_d = 0,9$	$P_d = 0,85$	$P_d = 0,8$	$P_d = 0,75$	$P_d = 0,7$
1	63,6567412	12,7062047	6,3137515	4,1652998	3,0776835	2,4142136	1,9626105
10	3,1692727	2,2281389	1,8124611	1,5592359	1,3721836	1,2212554	1,0930581
50	2,6777933	2,0085591	1,6759050	1,4619940	1,2987137	1,1638714	1,0472949
100	2,6258905	1,9839715	1,6602343	1,4506749	1,2900748	1,1570705	1,0418359
200	2,6006344	1,9718962	1,6525081	1,4450814	1,2857988	1,1537000	1,0391276
400	2,5881761	1,9659123	1,6486719	1,4423010	1,2836716	1,1520222	1,0377787
600	2,5840481	1,9639256	1,6473972	1,4413766	1,2829641	1,1514641	1,0373299
800	2,5819888	1,9629337	1,6467606	1,4409149	1,2826107	1,1511852	1,0371056
1000	2,5807547	1,9623391	1,6463788	1,4406380	1,2823987	1,1510179	1,0369711

Из табл. 1 видно, что коэффициент Стьюдента при объеме выборки $n > 100$ в пределах заданной доверительной вероятности $P_d = 0,9$ меняется незначительно и в большей степени зависит от значения доверительной вероятности. В нашем случае $n = N_{\text{ош}}$. Следовательно, при $N_{\text{ош}} > 100$ влиянием неточности значения коэффициента Стьюдента из-за ограниченного времени Δt_k^* сбора статистики ошибок в канале связи на значение относительной погрешности $\delta_{\text{ош}}$ (20) можно пренебречь.

Согласно уравнению (21) верхнее $p_{в\ ош}$ и нижнее $p_{н\ ош}$ значения вероятностей ошибок будут определяться следующими выражениями:

$$p_{в\ ош} = K_{ош} + t_{\beta}(\sqrt{N_{ош}} / N) = K_{ош}(1 + \delta_{ош}); \tag{22}$$

$$p_{н\ ош} = K_{ош} - t_{\beta}(\sqrt{N_{ош}} / N) = K_{ош}(1 - \delta_{ош}). \tag{23}$$

В самом деле $p_{в\ ош} = K_{ош}(1 + (p_{в\ ош} - K_{ош}) / K_{ош})$, что после операции умножения приведет к тождеству.

Уравнения (22), (23) устанавливают диапазон значений в котором будет находиться оцениваемая вероятность ошибки с относительной погрешностью $\delta_{ош}$ для заданной доверительной вероятности P_d по известному значению ее коэффициента ошибок.

Если же известна вероятность ошибки, тогда выражения (22), (23) запишем в виде $K_{в\ ош} \approx p_{ош}(1 + \delta_{ош})$, $K_{н\ ош} \approx p_{ош}(1 - \delta_{ош})$. Значения коэффициентов ошибок при многократных измерениях будут симметрично распределены относительно среднего значения (вероятности ошибки) в интервале от $K_{н\ ош}$ до $K_{в\ ош}$ с доверительной вероятностью P_d .

Произведем вычитание из выражения (22) уравнение (23) и представим N в виде произведения $B\Delta t_k^*$, тогда выражение для Δt_k^* примет следующий вид:

$$\Delta t_k^* = t_{\beta}^2 / \delta_{ош}^2 B K_{ош}. \tag{24}$$

При заданной относительной погрешности $\delta_{ош}$ оценки значения вероятности ошибки и доверительной вероятности P_d максимальный интервал времени $\Delta t_{к\ max}^*$ в течение которого необходимо осуществлять подсчет ошибок $N_{ош}$ будет определяться формулой (24) при $K_{ош} \geq K_{ош\ min}$. Соблюдение условия $\Delta t_k^* \leq \Delta t_{к\ max}^*$ возможно только при $K_{ош} \geq K_{ош\ min}$.

Пример расчета: $\delta_{ош} = 0,05$; $K_{ош\ min} = 0,005$; $t_{\beta} = 1,96$ ($P_d = 0,95$); $B = 1,2$ (Кбит/с). ($P_d = 0,95$). Тогда согласно уравнению (24) $\Delta t_k^* = 1,96^2 / (0,05^2 \times 0,005 \times 1200) = 256$ (с) или 4,3 (мин). На время Δt_k^* значительное влияние оказывает относительная погрешность $\delta_{ош}$ оценки значения вероятности ошибки. На рис. 11 представлен график зависимости времени Δt_k^* (24) в течение которого производится подсчет ошибок в канале связи от относительной погрешности $\delta_{ош}$ оценки значения вероятности ошибки. Исходные данные для построения графика $\Delta t_k^* = f(\delta_{ош})$ будут те же, что представлены в примере расчета.

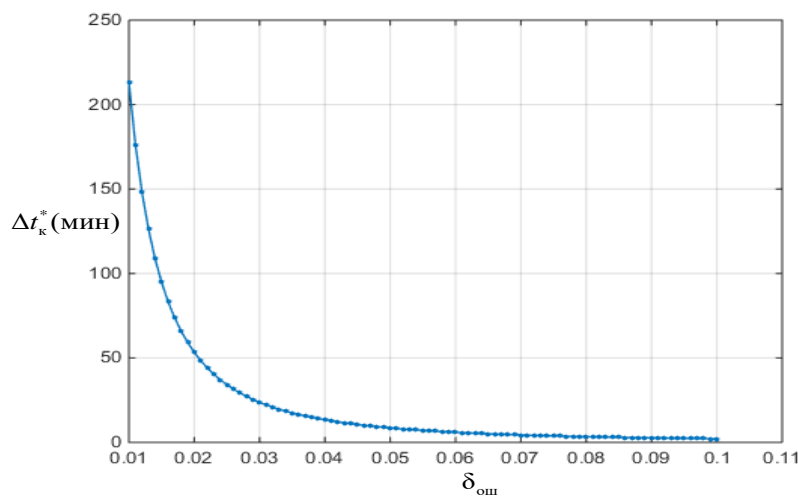


Рис. 11. График зависимости времени Δt_k^* от относительной погрешности $\delta_{ош}$ оценки значения вероятности ошибки

Из графика представленного на рис. 11 следует, что при изменении относительной погрешности $\delta_{\text{ош}}$ ($P_d = 0,95$) оценки вероятности ошибки в канале связи от 1 % до 5 % время Δt_k^* , необходимое для подсчета ошибок, уменьшается с 3,5 часов до 8,5 мин. Так же на время Δt_k^* значительное влияние будет оказывать $K_{\text{ош min}}$, который в вышеуказанном примере равен 0,005 и его значение обратно пропорционально времени Δt_k^* .

Оценку относительной погрешности $\delta_{\Delta\beta}$ идентификации ТС функционирующего РПУ запишем в следующем виде:

$$\delta_{\Delta\beta} = \left(\frac{\Delta\beta_{\text{min}} - \Delta\beta}{\Delta\beta} \right) \times 100\% . \tag{25}$$

Учитывая выражения (22), (23) уравнение (11) для $\Delta\beta_{\text{min}}$ ($\Delta\beta_{\text{max}}$) примет вид:

$$\Delta\beta_{\text{min}} = \arccos \left(\sqrt{\frac{2m}{h_0^2} (-\sqrt{2(p_{\text{ош}2} + \Delta p(1 - \delta_{\text{ош}}))} - 1)} \right) - \alpha , \tag{26}$$

$$\Delta\beta_{\text{max}} = \arccos \left(\sqrt{\frac{2m}{h_0^2} (-\sqrt{2(p_{\text{ош}2} + \Delta p(1 + \delta_{\text{ош}}))} - 1)} \right) - \alpha . \tag{27}$$

Уравнение для $\Delta\beta$ будет соответствовать уравнениям для $\Delta\beta_{\text{min}}$ ($\Delta\beta_{\text{max}}$) без множителя $(1 - \delta_{\text{ош}})$ ($(1 + \delta_{\text{ош}})$) соответственно. После подстановки выражений (26), (27) в уравнение (25) получаем зависимость $\delta_{\Delta\beta} = f(\delta_{\text{ош}})$, в свою очередь $\delta_{\text{ош}} = f(\Delta t_k^*)$, следовательно $\delta_{\Delta\beta} = f(\Delta t_k^*)$.

На рис. 12 представлен график зависимости относительной погрешности $\delta_{\Delta\beta}$ идентификации ТС функционирующего РПУ от относительной погрешности $\delta_{\text{ош}}$ оценки значения вероятности ошибки.

Из графика, представленного на рис. 12, видна линейная зависимость относительной погрешности $\delta_{\Delta\beta}$ идентификации ТС функционирующего РПУ от относительной погрешности $\delta_{\text{ош}}$ оценки значения вероятности ошибки в канале связи. Так при изменении $\delta_{\text{ош}}$ от 1 % до 10 % $\delta_{\Delta\beta}$ принимает значения от 1 % до 8 %.

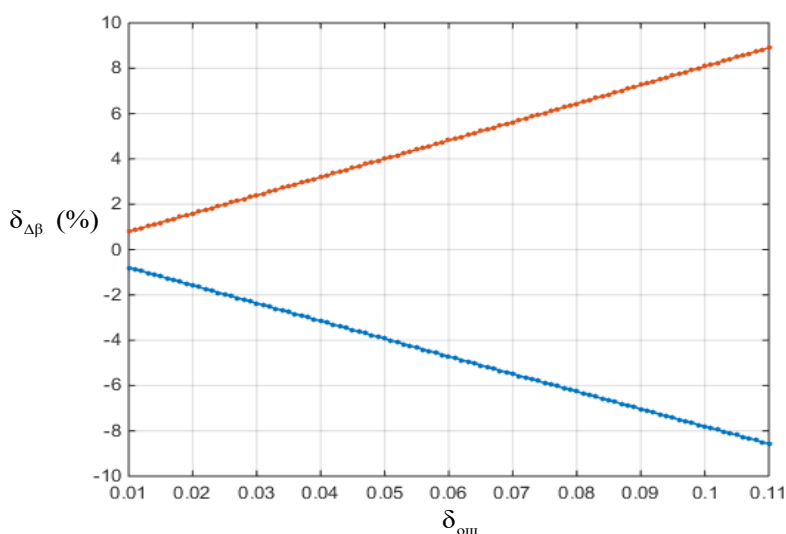


Рис. 12. График зависимости относительной погрешности $\delta_{\Delta\beta}$ идентификации ТС функционирующего РПУ от относительной погрешности $\delta_{\text{ош}}$ оценки значения вероятности ошибки

Согласно уравнению (24), выражение для $\delta_{\text{ош}} = f(\Delta t_k^*)$ запишем в следующем виде:

$$\delta_{\text{ош треб.}} = t_{\beta} / \sqrt{\Delta t_k^* B K_{\text{ош min}}} . \quad (28)$$

Запишем зависимость $\delta_{\Delta\beta} = f(\Delta t_k^*)$. Для этого подставим уравнение (28) в выражения (26), (27), а их соответственно в формулу (25).

На рис. 13 представлен график зависимости относительной погрешности $\delta_{\Delta\beta}$ идентификации ТС функционирующего РПУ от времени подсчета количества ошибок в канале связи Δt_k^* .

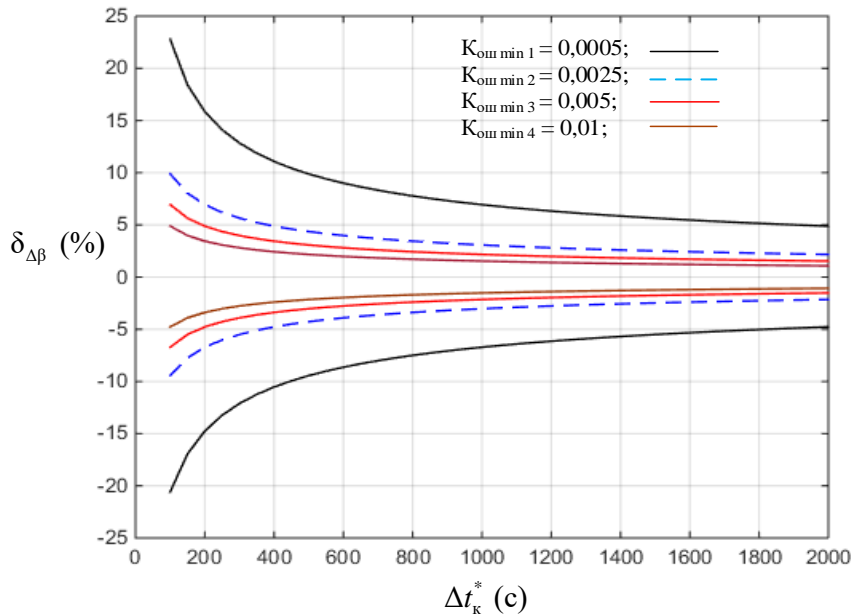


Рис. 13. График зависимости относительной погрешности $\delta_{\Delta\beta}$ идентификации ТС функционирующего РПУ от времени подсчета количества ошибок в канале связи Δt_k^*

Из графиков представленных на рис. 13 следует, что зависимость $\delta_{\Delta\beta} = f(\Delta t_k^*)$ имеет нелинейный участок, продолжительность которого зависит от значения $K_{\text{ош min}}$, и асимптотическое приближение к нулевому значению $\delta_{\Delta\beta}$ ($\Delta t_k^* \rightarrow \infty, \delta_{\Delta\beta} \rightarrow 0$). Если значение относительной погрешности $\delta_{\Delta\beta}$ принять $\pm 5\%$, то требуемая точность при $K_{\text{ош min}} = 0,01; 0,005; 0,0025; 0,0005$ и средней скорости передачи данных $B = 1,2$ кбит/с будет достигнута через интервал времени $\Delta t_{k \text{ max}}^* = 100$ (с); 200 (с); 400 (с); 1800 (с) соответственно. Соблюдение условия $\Delta t_k^* \leq \Delta t_{k \text{ max}}^*$ возможно только при $K_{\text{ош}} \geq K_{\text{ош min}}$ ($p_{\text{ош}} \geq p_{\text{ош min}}$), что означает необходимость оценки сигнальной и помеховой обстановки в канале связи перед началом определения ТС $\Delta\beta$ функционирующего РПУ с требуемой точностью $\delta_{\Delta\beta}$.

Вывод о предварительной оценке сигнальной и помеховой обстановки в канале связи перед началом определения технического состояния функционирующего РПУ прежде всего важен для сокращения времени процедуры КТС Δt_k^* с требуемой точностью $\delta_{\Delta\beta}$ в условиях ограниченного времени квазистационарного состояния канала связи $\Delta t''$ и возможности применения моделей (6), (7), (8), (11). Следовательно, важно соблюдение условия $\Delta t'' > \Delta t_k^*$,

что предъявляет дополнительные требования к моменту подключения контролирующего РПУ₂.

На рис. 14 представлен алгоритм КТС средств радиосвязи РЛ в процессе функционирования с учетом предварительной оценки сигнальной и помеховой обстановки в канале связи.

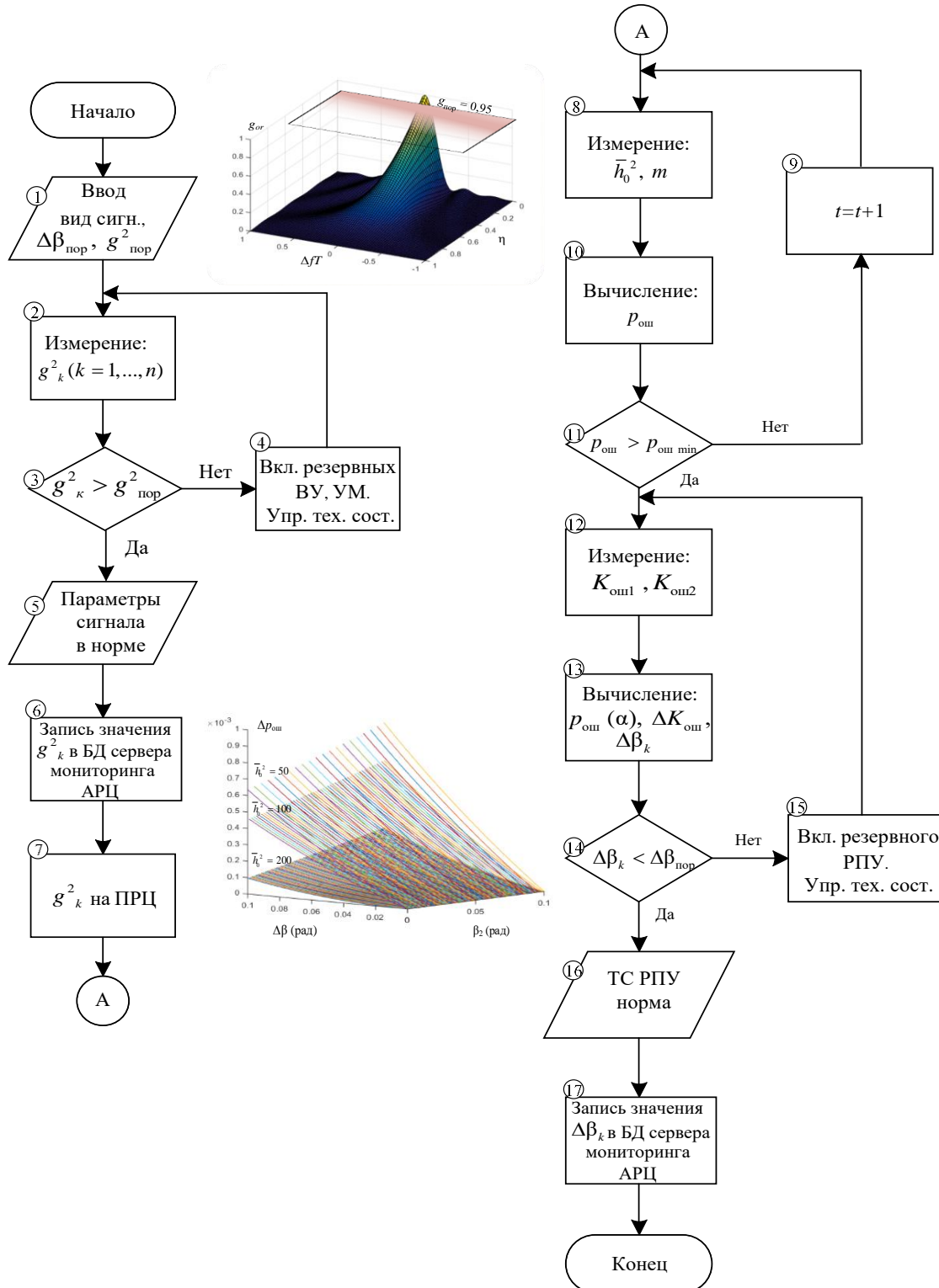


Рис. 14. Алгоритм КТС средств радиосвязи РЛ в процессе функционирования с учетом предварительной оценки сигнальной и помеховой обстановки в канале связи

Алгоритм, представленный на рис. 14, в отличие от алгоритма на рис. 6, содержит три дополнительных блока: 8, 10, 11. В блоке 8 осуществляется измерение отношения сигнал/шум \bar{h}_0^2 и m параметра согласно уравнения (модели) (11), в блоке 10 производится предварительная оценка значения вероятности ошибки в канале связи и его сравнение с пороговым значением в блоке 11 с целью обеспечения требуемой точности $\delta_{\Delta\beta}$ относительной идентификации ТС функционирующего РПУ за требуемое время $\Delta t_k^* \leq \Delta t_{k\max}^*$, при условии $\Delta t^* > \Delta t_{k\max}^*$.

Заключение

В статье представлена аналитическая модель контроля технического состояния радиосредств радиолинии в процессе функционирования, произведена оценка ее достоверности и выявлены условия, соблюдение которых обеспечивает требуемую точность идентификации технического состояния средств радиосвязи.

Из модели следует:

- 1) требование по определению и корректировке основных параметров радиосредств, влияющих на ПКФ (сигнал), и оценка его порогового значения с целью минимизации методической погрешности применяемого способа КТС;
- 2) необходимость учета на приемной стороне значения ПКФ, формирующих сигнал радиосредств на передающей стороне (ТС окружения);
- 3) важность предварительной оценки сигнальной и помеховой обстановки перед осуществлением процедуры идентификации технического состояния функционирующего радиоприемного устройства с целью сокращения времени процедуры контроля;
- 4) возможность ее применения на интервалах времени квазистационарного состояния канала, что является ограничением на время осуществления КТС.

Применение представленной модели позволит выявлять постепенные скрытые отказы и будет способствовать внедрению гибких стратегий ТО благодаря полноте учета данных о фактическом состоянии радиосредств.

Новизна модели заключается в достоверном определении ТС функционирующих радиосредств РЛ на аппаратурном и канальном уровнях, а ее периодическое, своевременное применение позволит сократить интервалы неправильного функционирования, возникающих из-за наличия нераспознанных скрытых отказов.

Совместное применение встроенных средств контроля ТС и предложенной модели будет способствовать идентификации как внезапных, так и постепенных отказов, а также возможности прогнозирования остаточного ресурса радиосредств.

Литература

1. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А. Основные направления модернизации декаметрового системы связи // Техника средств связи. 2019. № 1 (145). С. 13-25.
2. Аллакин В.В., Голюнов М.В. Анализ научно-методического аппарата удаленного мониторинга технического состояния информационно-телекоммуникационных сетей и систем // Техника средств связи. 2020. № 4 (152). С. 17-36.
3. Захаров Г.П., Яновский Г. Г. Интегральные цифровые сети связи // Итоги науки и техники. Электросвязь. Т. 1. М.: ВИНТИ, 1986. С. 3-101.
4. Ключев В.В., Пархоменко П. П., Абрамчук В. Е. Технические средства диагностирования. – М.: Машиностроение, 1989. – 672 с.
5. Давыдов П.С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1988. – 256 с.
6. Исаков Е.Е. Основные принципы построения устойчивой военной связи и возможные способы их реализации. – СПб.: ВАС, 2015. – 447 с.

7. Федоренко В.В. Модель оптимизационных задач технического обслуживания систем передачи сигналов по фактическому состоянию // *Электронное моделирование*. 1994. Т. 16. № 1. С. 47-51.
8. Сикарев А.А., Федоренко В.В. Способ ускоренного контроля параметров средств связи // *Механизация и автоматизация управления*. 1987. № 3. С. 54-56.
9. Федоренко В. В. Математическая модель системы передачи сигналов для решения задач контроля // *Электронное моделирование*. 1991. № 6. С. 85-88.
10. Будко П.А., Федоренко В.В. Управление в сетях связи. Математические модели и методы оптимизации: Монография. – М.: Издательство физико-математической литературы, 2003. – 539 с.
11. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. – М.: Издательство физико-математической литературы, 1962. – 870 с.
12. Федоренко В.В. Способ контроля средств радиосвязи по показателю качества // *Механизация и автоматизация управления*. 1991. № 2. С. 19-22.
13. Голюнов М.В. Своевременность контроля технического состояния средств радиосвязи // *Техника средств связи*. 2021. № 4 (156). С. 61-68.
14. Поборчая Н.Е. Анализ влияния априорной неопределенности относительно дисперсии аддитивного шума на работу алгоритмов оценивания параметров сигналов // *Электросвязь*. 2021. №2. С. 39-42.
15. Бакланов И.Г. Тестирование и диагностика систем связи. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 264 с.
16. Сикарев А.А., Соболев В.В. Функционально устойчивые демодуляторы сложных сигналов. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с.
17. Сикарев А.А., Фалько А.И. Оптимальный прием дискретных сообщений. – М., «Связь», 1978. – 328 с.
18. Семисошенко М.А. Помехоустойчивость линий декаметрового радиосвязи, осуществляющих передачу дискретных сообщений ионосферными волнами // *Радиотехника, электроника и связь: сборник докладов V Международной научно-технической конференции (Омск, АО «ОНИИП», 07-09 октября 2019 г.)*. С. 9-16.
19. Половко А.М., Гуров С.В. Основы теории надежности. – СПб.: БХВ–Петербург, 2006. – 704 с.
20. Мешалкин В.А., Сосунов Б.В. Основы энергетического расчета радиоканалов. – СПб.: ВАС, 1991. – 110 с.
21. Федоренко В.В., Будко П.А. Расчет эксплуатационных допусков на параметры каналообразующей аппаратуры // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. 2000. № 4. С. 55-60.
22. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / Под ред. проф. Головина О.В. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 598 с.

References

1. Nikolashin Y.L., Budko P.A., Zhukov G.A. The Main directions of modernization decameter communication system. *Technics of means of communication*. 2019. № 1 (145). Pp. 13-25 (in Russian).
2. Allicin V.V., Golunov M.V. Analysis of scientific and methodological apparatus for remote monitoring of the technical condition of information and telecommunication networks and systems. *Technics of means of communication*. 2020. № 4 (152). Pp. 17-36 (in Russian).
3. Zakharov, G.P., Yanovsky G.G. Integrated digital communication network. Results of science and technology. *Telecommunication*. T. 1. Moscow: VINITI, 1986. Pp. 3-101 (in Russian).
4. Klyuev V.V., Parkhomenko P.P., Abramchuk V.E. Technical means of diagnostics. Moscow: Mechanical Engineering, 1989. 672 p. (in Russian).
5. Davydov P.S. Technical diagnostics of radio-electronic devices and systems. Moscow: Radio and Communications, 1988. 256 p. (in Russian).

6. Isakov E.E. The basic principles of building a stable military communication and possible ways to implement them. St. Petersburg: VAS, 2015. 447 p. (in Russian).
7. Fedorenko V.V. Model of optimization tasks of maintenance of signal transmission systems according to the actual state. Electronic modeling. 1994. Т. 16. № 1. Pp. 47-51 (in Russian).
8. Sikarev A.A., Fedorenko V.V. Method of accelerated control of parameters of means of communication. Mechanization and automation of control. 1987. № 3. Pp. 54-56 (in Russian).
9. Fedorenko V.V. Mathematical model of a signal transmission system for solving control problems. Electronic modeling. 1991. № 6. Pp. 85-88 (in Russian).
10. Budko P.A., Fedorenko V.V. Management in communication networks. Mathematical models and optimization methods: Monograph. Moscow: Publishing House of Physical and Mathematical Literature, 2003. 539 p. (in Russian).
11. Vygodsky M.Ya. Handbook of Higher Mathematics. Moscow: Publishing House of Physical and Mathematical Literature, 1962. 870 p. (in Russian).
12. Fedorenko V.V. Method of control of radio communication facilities by quality indicator. Mechanization and automation of management. 1991. № 2. Pp. 19-22 (in Russian)
13. Golyunov M.V. Timeliness of monitoring the technical condition of radio communications equipment. Technics of means of communication. 2021. № 4 (156). Pp. 61-68 (in Russian).
14. Poborchaya N.E. Analysis of the influence of a priori uncertainty regarding the dispersion of additive noise on the operation of algorithms for estimating signal parameters. Telecommunication. 2021. № 2. Pp. 39-42 (in Russian).
15. Baklanov I.G. Testing and diagnostics of communication systems. Moscow: Eco-Trends, 2001. 264 p. (in Russian).
16. Sikarev A.A., Sobolev V.V. Functionally stable demodulators of complex signals. Moscow: Radio and Communications, 1988. 224 p. (in Russian).
17. Sikarev A.A., Falko A.I. Optimal reception of discrete messages. Moscow, "Svyaz", 1978. 328 p. (in Russian).
18. Semisoshenko M.A. Noise immunity of decimeter radio communication lines transmitting discrete messages by ionospheric waves // Radio engineering, electronics and communications: collection of reports of the V International Scientific and Technical Conference. 2019. Pp. 9-16 (in Russian).
19. Polovko A.M., Gurov S.V. Fundamentals of reliability theory. St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2006. 704 p. (in Russian).
20. Meshalkin V.A., Sosunov B.V. Fundamentals of energy calculation of radio channels. St. Petersburg: VAS, 1991. 110 p. (in Russian).
21. Fedorenko V.V., Budko P.A. Calculation of operational tolerances for parameters of channel-forming equipment. Radioelectronics. 2000. № 4. Pp. 55-60 (in Russian).
22. Golovin O.V., Prostov S.P. Systems and devices of short-wave radio communication. Edited by Professor Golovin O.V. Moscow: Hotline – Telecom, 2006. 598 p. (in Russian).

Статья поступила 25 марта 2022 г.

Информация об авторах

Голунов Михаил Валерьевич – Адъюнкт кафедры Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Адрес: г. Санкт-Петербург, Тихорецкий проспект, д. 3. Тел.: +7 (812) 247 – 98 – 42. E-mail: belka1213@mail.ru.

Analytical model for monitoring the technical condition of radio equipment of radio line in the process of functioning with a preliminary assessment of the signal and interference situation in the communication channel

M.V. Golyunov

Annotation: *The article presents a model for monitoring the technical condition of radio facilities in the process of operation. Application of the presented model will allow to reveal gradual latent failures, arising in the process of radio facilities operation due to deviations (drift) of parameters beyond tolerance limits. To identify this type of failures, elimination of deviations, annual technical maintenance (preventive maintenance system) with the involvement of engineering and technical personnel and measuring instruments is currently carried out. As practice shows, maintenance by the engineering staff with low qualification often leads to inoperability of radio facilities on the one hand, as well as the existence of long periods, hidden from the operating services, with the causes of reduced technological indicators of communication facilities, which are many days and even many months in nature, on the other hand. In this case, for the transition from the planned preventive maintenance strategy of communication facilities and systems to maintenance according to the actual technical condition, the development of reliable automated means of technical condition monitoring, working both in continuous and discrete modes is necessary. **The aim of the work** is to reliably identify the technical condition of radio facilities in the process of radio link operation. **The novelty** of the work consists in the system approach to the definition of the technical state of radio facilities in the process of their functioning, taking into account the "technical state of the environment", which is expressed in the evaluation of the quality of the signal formed by the transmitting device in the environment of the receiving radio centers and the joint influence of the transmitting and receiving parties to the main target indicator - the probability of communication with the required reliability (error probability) in the formed radio links. **Result:** the analytical model of the relative identification of the technical condition of the functioning radio receiver device was obtained, and the conditions for ensuring the required reliability of determining its technical condition were identified. **Practical significance** lies in the possibility of using the obtained analytical model for monitoring the technical condition of functioning radio facilities, which will allow to detect the onset of gradual hidden failures in a timely manner.*

Keywords: *technical condition monitoring, maintenance, failure, radio line, radio facilities, probability of error.*

Information on Autor

Mikhail Valeryevich Golyunov – Adjunct of the Department of the Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny. Address: St. Petersburg, Tikhoretsky Prospekt, 3. Tel.: +7 (812) 247 – 98 – 42. E-mail: belka1213@mail.ru.

Для цитирования: Голунов М.В. Аналитическая модель контроля технического состояния радиосредств радиолинии в процессе функционирования с предварительной оценкой сигнальной и помеховой обстановки в канале связи // Техника средств связи. 2022. № 1 (157). С. 69-95. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-69-95.

For citation: Golyunov M.V. Analytical model for monitoring the technical condition of radio equipment of radio line in the process of functioning with a preliminary assessment of the signal and interference situation in the communication channel. Means of Communication Equipment. 2022. No. 1 (157). Pp. 69-95. DOI 10.24412/2782-2141-2022-1-69-95 (in Russian).

**О журнале «Техника средств связи»
«Means of Communication Equipment»**

Научно-технический журнал «Техника средств связи» (перевод с англ. яз. «Means of Communication Equipment») – это рецензируемое научное издание, в котором публикуются результаты научных исследований специалистов в области современных инфокоммуникационных технологий и автоматизированных систем управления, средств связи и информационной безопасности.

Журнал является правопреемником издававшихся с 1959 года Министерством промышленности средств связи СССР всесоюзных журналов «Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника проводной связи» и «Вопросы специальной радиоэлектроники. Серия: Техника проводной связи». С 1975 года журнал издается под названием «Техника средств связи».

Учредитель и издатель журнала: Публичное акционерное общество «Информационные телекоммуникационные технологии» (ПАО «Интелтех»). Адрес учредителя и издателя журнала: 197342, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Кантемировская, д. 8.

Периодичность выхода журнала - 4 номера в год (очередные номера выходят ежегодно – 20 марта, 20 июня, 20 сентября и 20 декабря).

Публикация в журнале является научным печатным трудом. Основное содержание издания представляют собой научные статьи и научные обзоры.

Информация предназначена для детей старше 12 лет.

Журнал зарегистрирован как сетевое и печатное издания в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор).

Свидетельства о регистрации средств массовой информации, ISSN:

ПИ № ФС 77 – 80135 от 31.12.2020 г.; ЭЛ № ФС 77 – 80136 от 31.12.2020 г.

ISSN (print): 2782-2141; ISSN (online): 2782-2133.

РИНЦ (eLIBRARY ID: 77074)

Внимание! Уважаемые читатели! Открыта подписка на второе полугодие 2022 г.

Подписной индекс журнала «Техника средств связи» – 79656

Ссылки для оформления интернет-подписки на журнал:

[https://www.akc.ru/itm/means-of-communication-equipment/;](https://www.akc.ru/itm/means-of-communication-equipment/)

<https://www.pressa-rf.ru/cat/1/edition/e79656/>

Будем рады видеть Вас в числе наших новых читателей!

**Перечень научных специальностей,
паспорта которых соответствуют тематическому содержанию журнала**

05.00.00 – Технические науки	<i>05.12.00 «Радиотехника и связь»</i>
	05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»
	05.12.07 «Антенны, СВЧ устройства и их технологии»
	05.12.13 «Системы, сети и устройства телекоммуникаций»
	<i>05.13.00 «Информатика, вычислительная техника и управление»</i>
	05.13.01 «Системный анализ, управление и обработка информации»
	05.13.05 «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления»
	05.13.11 «Математическое и программное обеспечение вычислительных машин, комплексов и компьютерных сетей»
	05.13.15 «Вычислительные машины, комплексы и компьютерные сети»
	05.13.18 «Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ»
05.13.19 «Методы и системы защиты информации, информационная безопасность»	
20.00.00 – Военные науки	20.01.09 «Военные системы управления, связи и навигации»
	20.01.10 «Военная разведка»
	20.01.12 «Радиоэлектронная борьба (способы и средства)»
	20.02.12 «Системный анализ, моделирование боевых действий и систем военного назначения, компьютерные технологии в военном деле»
	20.02.14 «Вооружение и военная техника. Комплексы и системы военного назначения»
	20.02.17 «Эксплуатация и восстановление вооружения, техническое обеспечение»
20.02.25 «Военная электроника, аппаратура комплексов военного назначения»	

Индексы ГРНТИ:

- 20.00.00 Информатика.
- 28.00.00 Кибернетика.
- 45.00.00 Электротехника.
- 47.00.00 Электроника. Радиотехника.
- 47.05.00 Теоретическая радиотехника.
- 47.41.00 Радиоэлектронные схемы.
- 47.51.39 Синтез и обработка телевизионных сигналов.
- 49.00.00 Связь.
- 49.03.05 Теория обработки сигналов в системах связи.
- 49.27.00 Система передачи.
- 49.31.00 Многоканальная связь.
- 49.39.00 Телефонная связь и аппаратура.
- 49.43.00 Радиосвязь и радиовещание.
- 50.00.00 Автоматика. Вычислительная техника.
- 49.33.35 Надежность сетей связи и защита информации.
- 50.37.23 Защита от несанкционированного доступа. Физическая защита информации.
- 50.41.27 Компьютерные вирусы. Антивирусные программы.
- 81.93.29 Информационная безопасность. Защита информации.
- 59.00.00 Приборостроение.