

# ТЕХНИКА СРЕДСТВ СВЯЗИ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

№2 (146). 2019

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

**Николашин Ю.Л.** Генеральный директор ПАО «Интелтех». к.т.н.

**ЗАМЕСТИТЕЛЬ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА ЖУРНАЛА:**

**Кулешов И.А.** Первый заместитель генерального директора ПАО «Интелтех» по научной работе. 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.** Заслуженный изобретатель РФ. Заслуженный работник высшей школы РФ. Заместитель генерального директора АО «НИИ «Рубин» по научной работе. Д.т.н, профессор.

**Курнос В.И.** Заслуженный работник высшей школы РФ. Заместитель генерального директора АО «НИИ «Рубин» по научной работе. Д.т.н, профессор.

**Лычагин Н.И.** Заместитель директора научно-технического центра по развитию 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. Заслуженный деятель науки РФ

**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) К.т.н., доцент

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

**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

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

**Михайлов Р.Ю.** Череповецкое высшее военное училище радиоэлектроники. (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 им. Петра Великого (г. Серпухов). Д.т.н., профессор

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

**Саенко И.Б.** СПИИ РАН (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.** First Deputy General Director of PJSC «Inteltech» for Scientific Work. 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 ISIS Institute 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 of JSC "NII" Rubin" in scientific work. Doctor of Technical Sciences, Professor. Higher School Honored Employee of the Russian Federation

**Lychagin N. I.** Deputy Director of Science and Technology Development Center 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

**Prisyajnik 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. Budenniy. 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.** "Rostov-on-Don Scientific Radio Research Institute"(Rostov-On-Don). Doctorate of Technical Sciences, Associate Professor

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

**Zhukov G.A.** PJSC "Inteltech" (St. Petersburg). Doctorate of Technical Sciences, Senior Researcher Military Space Academy of A.F. Mozhaiskiy (St. Petersburg).

**Legkov C.E.** 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 FINEK (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

**Minakov V.F.** Cherepovets Higher Military School of radio electronics (Cherepovets). Doctorate of Technical Sciences

**Mikhailov R.Y.** Military Academy of Communications (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

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

**Pashintsev V.P.** North Caucasus Federal University. Institute of Information Technology and Telecommunications (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

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

**Tsymbal V.A.** Branch of the Great Petr RVSН Military Academy (Serpuhkov). Doctor of Technical Sciences, Professor

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

**Saenko I.B.** SPiI RAN (St. Petersburg). Doctor of Technical Sciences, Professor

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

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Николашин Ю. Л., Кулешов И. А.</b> Предложения по методам сопряжения гетерогенных сетей связи специального назначения и их оценка . . . . .	4
<b>Мирошников В. И., Будко П. А., Жуков Г. А.</b> Компенсаторы помех для ППРЧ радиолиний декаметрового диапазона волн . . . . .	8
<b>Яшин А. И., Питерский Б. П.</b> Модель группового взаимодействия безэкипажных буксиров и крупнотоннажного судна с учетом контекста внешних условий . . . . .	21
<b>Бикчинтаева Н. Г., Орлова О. В.</b> Оценка помехоустойчивости логического алгоритма цифрового демодулятора F1B . . . . .	25
<b>Бикчинтаева Н. Г., Орлова О. В.</b> Метод «клонирования» отсчетов квадратуры, представляющей комплексный дискретный сигнал МЧТ. . . . .	37
<b>Бобровский В. И., Путилин А. Н., Скворцов А. К.</b> Повышение эффективности OFDM модемов на основе клиппирования . . . . .	46
<b>Будко П. А., Винограденко А. М., Кузнецов С. В.</b> Системы автоматического контроля радиоэлектронного оборудования . . . . .	51
<b>Васильев Н. В., Забродин О. В., Куликов Д. В.</b> Метод Process Mining для анализа регламентов документооборота . . . . .	60
<b>Винограденко А. М.</b> Моделирование систем мониторинга технического состояния сложных технических объектов на основе методов теории энтропийных потенциалов . . . . .	71
<b>Гойденко В. К.</b> Комплексная тепловая модель программно-аппаратного комплекса связи . . . . .	79
<b>Гук И. И.</b> Фазовая компенсация нелинейных искажений на выходе усилителя мощности . . . . .	90
<b>Густов А. А., Пылинский М. В., Латушко М. М.</b> Методический подход обоснования требований к узлам связи специального назначения . . . . .	106
<b>Дяченко А. Н.</b> Анализ рынка аналогово-цифровых преобразователей . . . . .	111
<b>Литвинов А. И., Гойденко В. К.</b> Прогнозирование технического состояния на основе бесконтактного контроля параметров динамических процессов в цепях питания электрооборудования специального назначения . . . . .	117
<b>Миронов А. А., Томилин Н. Л.</b> Анализ возможностей формирования стегосигнала при передаче информации с использованием параметров сетевого IP протокола . . . . .	124
<b>Моисеев А. А., Чуев А. В., Киселев А. А.</b> Качество военной связи как совокупность ее основных свойств . . . . .	127
<b>Севастьянов С. И.</b> К вопросу о классификации стендовых и испытательных баз организаций оборонно-промышленного комплекса . . . . .	134
<b>Скворцов А. К., Русин С. В.</b> Результаты сравнения оперативных прогнозов на радиолинии протяженностью 2770 км. Часть 1. . . . .	138
<b>Солозобов С. А., Сударев А. П., Шевченко В. В.</b> Предложения по созданию типового центра связи пункта управления опорной зоны развития в Арктике . . . . .	142
<b>Фролов К. В., Русин С. В.</b> Современный подход к проектированию согласующего устройства малогабаритной корабельной передающей ДВ-СВ антенны . . . . .	148
<b>Шапгала В. С.</b> Моделирование системы цифровой коротковолновой радиосвязи . . . . .	154
<b>Шапгала В. С.</b> Визуализация доступности между абонентами сети радиосвязи . . . . .	157

*Ю. Л. Николашин*

Кандидат технических наук, генеральный директор, ПАО «Интелтех»

*И. А. Кулешов*

Кандидат военных наук, доцент, первый заместитель  
генерального директора по научной работе, ПАО «Интелтех»

## ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО МЕТОДАМ СОПРЯЖЕНИЯ ГЕТЕРОГЕННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И ИХ ОЦЕНКА

**АННОТАЦИЯ.** В статье проведен анализ существующих методов сопряжения гетерогенных сетей связи специального назначения, а также математических методов их оценки. На основе данного анализа даны рекомендации по использованию результатов оценки методов сопряжения гетерогенных сетей связи специального назначения.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** гетерогенные сети связи, межведомственный обмен информацией, метод трансляции, метод мультиплексирования, метод инкапсуляции.

В настоящее время 30 % населения земного шара проживает в городах, которые занимают лишь 1 % территории планеты. При этом население, проживающее на территории в 1 %, генерирует 60 % мирового трафика, который постоянно растет (в 10 раз по сравнению с 2014 годом).

Сопоставив эти две тенденции, становится очевидным, что требования к пропускной способности сетей стремительно растут, как растут и ожидания потребителей относительно скорости и надежности передачи данных. Для решения этой проблемы перед телекоммуникационными сетями поставлена цель — создание сетей, которые были бы интегрированы на самых разных уровнях, сочетали различные стандарты и технологии, обеспечивая бесшовный переход из одного стандарта к другому, от одной технологии к другой. Такие сети должны не просто сочетать разные стандарты, но и обеспечивать полное взаимодействие между различными сетевыми уровнями, а также сетями, построенными на разных технологиях доступа.

Проблема объединения и согласования разнородных сетей для обеспечения межведомственного обмена информацией в настоящее время стоит очень остро. В развитых зарубежных стра-

нах, которые уже находятся в пятом и частично шестом технологическом укладе (США, Япония), эта проблема разрешена. Для РФ, которая находится в четвертом, а частично и в третьем технологическом укладе, эту проблему только предстоит решить. В настоящее время она в РФ решается, в основном, экстенсивными методами (строительством новых линий и сетей связи), что является очень затратным и не повышает надежность системы в целом.

В настоящее время ведущие технологически развитые страны активно развивают сети связи специального назначения (СН), функционирующие в интересах различных силовых структур и органов государственной власти. Основными мировыми тенденциями развития этих сетей является использование в них ресурсов различных сетей связи (как собственных, так и общего пользования). Ввиду того, что в сетях связи общего пользования наблюдается качественный переход к новым сетевым технологиям (концепция *NGN*, пакетные технологии передачи, использование технологий виртуализации), а в сетях связи силовых структур до настоящего присутствуют аналоговые и низкоскоростные средства канала образования и коммутации.

Движение к поставленной цели в РФ привело к появлению нового класса сетей, обеспечивающих информационный обмен в интересах решения отраслевых и государственных задач. Данные сети, как правило, образуются посредством объединения различных ведомственных сетей, имеющих, разные принципы построения, сетевые технологии доставки и/или защиты информации, и/или программно-аппаратные средства. Так в настоящее время в РФ для обеспечения функционирования более 270 специализированных автоматизированных систем управления используют более 20 типов транспортных сетей связи и более 70 типов сетей доступа специального назначения различных ведомств. Всего в этом случае возможно более 7 млн вариантов построения сетей связи для обеспечения выполнения требований различных специализированных систем управления.

В РФ совокупность сетей связи СН называются гетерогенными сетями связи (ГСС) СН. Современным ГСС СН свойственен переход к децентрализованной сетевой структуре, которая в большей степени соответствует современным требованиям к системам государственного и военного управления. Также для современных ГСС СН характерен переход к гибриднему построению, когда отдельные сегменты сети связи национальных и региональных операторов связи, а также сегменты глобальных сетей используются в качестве элементов транспортной инфраструктуры ГСС СН. Кроме того, наблюдается устойчивая тенденция широкого использования в ГСС СН коммерческих протоколов и технологий из гражданской сферы связи и телекоммуникаций. Эти тенденции делают современные ГСС СН уязвимыми к атакам средств радиоэлектронного подавления и информационно-техническим воздействиям. Эти атаки могут проводиться на ГСС СН через сетевые сегменты, которые, как правило, подключены к глобальной информационно-телекоммуникационной сети Интернет. При этом среди коммерческих сетевых протоколов, которые получили широкое распространение в ГСС СН, не в полной мере отработаны механизмы защиты от таких атак, а также механизмы быстрого восстановления работоспособности.

Представленный в статье анализ будет полезен техническим специалистам для обоснования новых технологических решений в области ГСС СН.

В настоящее время существует три основных метода спряжения ГСС СН:

- трансляции;

- мультиплексирования;
- инкапсуляции.

*Метод трансляция* описан как способ согласование двух протоколов ГСС СН путем преобразования (трансляции) сообщений, поступающих от одной сети, в формат другой сети.

*Метод мультиплексирования* ГСС СН состоит в установке нескольких дополнительных стеков протоколов на одном из конечных устройств, участвующих во взаимодействии.

*Метод инкапсуляции* ГСС СН по результатам анализа заключается в том, что подключают объединяемые сети к транзитной, которая упаковывает пакеты транспортного протокола объединяемых сетей в пакеты транспортного протокола транзитной сети.

Выбор конкретного решения по построению ГСС СН в настоящее время затруднителен [1, 3]. Это связано с недостаточной теоретической проработкой предметной области и требует систематизации уже известных подходов и разработки новых методов оценки ГСС СН, которые учитывают их специфику:

- распределённую архитектуру построения, с образованием подсистем: информационного обмена, сигнализации (управления вызовами), управления (оборудованием, услугами и их качеством), информационной безопасности и др.;
- многокомпонентный трафик с самоподобной структурой, а также необходимость обеспечения в данных условиях устойчивости к воздействию дестабилизирующих факторов различной природы и сквозного качества обслуживания на основе введения классов качества по задержкам и потерям пакетов определяемых по видам услуг, категориям пользователей и подсистемам (сигнализации, управления и др.);
- дефицит информации о программных реализациях сетевых методов управления и большими затратами по перенастройке под новые применения.

Для оценки данной специфики в подходах к построению ГСС СН разработан научно-методический аппарат [2, 4]. Проведенный анализ позволил разделить методы оценки на классы [5]:

- алгебраические формальные модели: марковские и полумарковские процессы, регрессионные модели, алгебраические модели, модели теории массового обслуживания;
- языковые формальные модели: формальные грамматики, логические автоматы, сети Петри,

логики-лингвистические модели ситуационного управления, схемы Янова, граф-схемы и логические схемы алгоритмов Ляпунова;

– языково-алгебраические модели: сети предшествования, сети PERT, GERT сети метода критического пути, сочетание E-сетей с оценочным способом метода кусочно-линейных автоматов, функциональные и функционально-семантические сети, вероятностно-алгоритмические функциональные сети.

Анализ показывает, что алгебраические модели могут в первую очередь использоваться для количественной оценки ГСС СН, но для отражения логики структуры сети данные модели практически не пригодны. Так, например, в полумарковских процессах исходная информация в виде матриц переходных вероятностей  $P = [P_{ij}]$  и законов распределения  $F(x) = [F_{ij}(x)]$  позволяет учесть как элемент случайности в выборе поведения (при принятии решения вследствие ошибок выполнения и т. д.) за счет вероятностей  $P_{ij}$ , так и элемент случайности в длительности выполнения операций за счет законов распределения  $F_{ij}(x)$ . Однако аппарат полумарковских процессов не позволяет моделировать: выполняемые операции; конечное число повторений операций; операции, выходящие из вершины по логическим функциям «И» и «ИЛИ», которые имеют место при исследовании ГСС СН.

Языковые формальные модели позволяют хорошо описывать ГСС СН, но не имеют аналитических уравнений для количественной оценки. Так, например, класс сетей Петри (обычные сети Петри, приоритетные сети, сети Мерлина, временные сети Петри, E-сети) часто используется для описания вычислительных систем, параллельных процессов функционирования и т. д., но для оценки количественных показателей требуют использования дополнительных средств моделирования (статистических или других имитационных моделей). Языковые системы, удовлетворяя всем требованиям, связанным с описательными возможностями и автоматизацией моделирования процесса функционирования, для проведения количественной оценки требуют привлечения дополнительных средств, что затрудняет их применение для оценки эффективности ГСС СН.

Языково-алгебраические модели, в отличие от приведенных выше алгебраических и языковых моделей, обладают хорошим сочетанием свойств описательности и оцениваемости

процессов функционирования. Несмотря на большие возможности сетевых методов для моделирования и оценки сложных систем, они все же имеют ограничения по описанию параллельных процессов, обладают значительной трудоемкостью в реализации аналитических методов количественной оценки и по представлению информации в логики-лингвистической форме, не позволяют моделировать потерю устойчивости основного процесса вследствие отказов и ошибок, что характерно для исследуемых ГСС СН.

Анализ результатов проведенных исследований позволяет сделать вывод [6–8], что аналитические методы в целом пригодны для проведения полных и исчерпывающих исследований моделируемой системы, а также дают возможность применить методы оптимизации. Однако данные условия можно реализовать лишь при исследовании сравнительно простых систем. Поэтому, применение аналитических методов для моделирования сложных систем связано с большей, по сравнению с другими методами, степенью упрощения реальности и абстрагирования. Поэтому при исследовании ГСС СН были использованы методы имитационного моделирования.

В результате имитационного моделирования и анализа были получены следующие выводы по результатам оценки методов сопряжения ГСС СН [9].

*Использование метода трансляции в ГСС СН имеет следующие достоинства:*

Не требуется устанавливать дополнительное программное обеспечение на рабочих станциях.

Сохраняется привычная среда пользователей и приложений, транслятор полностью прозрачен для них.

Все проблемы межсетевое взаимодействия локализованы; следовательно, упрощается администрирование, поиск неисправностей, обеспечение безопасности.

*Недостатки согласования протоколов путем трансляции состоят в том, что:*

– транслятор замедляет работу из-за относительно больших временных затрат на сложную процедуру трансляции, а также из-за ожидания запросов в очередях к единственному элементу, через который проходит весь межсетевой трафик;

– централизация обслуживания запросов к «чужой» сети снижает надежность. Однако можно предусмотреть резервирование — использовать несколько трансляторов;

— при увеличении числа пользователей и интенсивности обращений к ресурсам другой сети резко снижается производительность — плохая масштабируемость.

*Достоинства метода мультиплексирования по сравнению с трансляцией протоколов в ГСС СН заключаются в следующем:*

— запросы выполняются быстрее, за счет отсутствия очередей к единственному межсетевому устройству и использования более простой, чем трансляция, процедуры переключения на нужный протокол;

— более надежный способ — при отказе стека на одном из компьютеров доступ к ресурсам другой сети возможен посредством протоколов, установленных на других компьютерах.

*Недостатки данного подхода:*

— сложнее осуществляется администрирование и контроль доступа;

— высокая избыточность требует дополнительных ресурсов от рабочих станций, особенно если требуется установить несколько стеков для доступа к нескольким сетям;

— менее удобен для пользователей по сравнению с транслятором, так как требует навыков работы с транспортными протоколами «чужих» сетей.

*Достоинства метода инкапсуляции в ГСС СН:*

— инкапсуляция приводит к более простым и быстрым решениям по сравнению с трансляцией, так как решает более частную задачу, не обеспечивая взаимодействия с узлами транзитной сети;

— инкапсуляция может быть использована для транспортных протоколов любого уровня;

— для согласования сетей на сетевом уровне могут быть использованы различные устройства, такие как — инкапсулирующие маршрутизаторы, а также программные и аппаратные шлюзы.

Таким образом, ценность проведенных исследований заключается в разработке теоретической формы знаний в области технологии построения ГСС СН, развитии научного аппарата моделирования типовой среды сопряжения и дальнейшем развитии методологических основ повышения качества обслуживания пользовательского трафика и на стыках с гетерогенными сетями различного назначения. При этом теоретические модели позволяют проводить исследования по накоплению знаний в отношении структуры методов аналитического и имитационного моделирования ГСС СН и настройки реализующих алгоритмов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. — М.: Радио и связь, 1993. — 278с.
2. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений, изд. 2. — М.: Сов. радио, 1970. — 728 с.
3. Дудник Б. Я. Проблемы организации военной связи / Б. Я. Дудник, И. А. Кулешов // Военная мысль. — 2005, № 2. — С. 31–40.
4. Николашин Ю.Л., Мирошников В.И., Кулешов И.А. Основные направления развития системы связи на современном этапе // Техника средств связи. 2018. № 1. С. 31–40.
5. Кулешов И. А. К вопросу о классификации структур управления сложной организационно-технической системой / И. А. Кулешов, А. Г. Фортинский // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. — 2010. — Т. 5, № 108. — С. 74–77.

6. Кулешов И. А. Показатели оценки эффективности сетей связи // Научно-технический журнал «Известия института инженерной физики», 2010. — Т. 2, № 16. — С. 58–62.
7. Кулешов И. А. Оценка эффективности системы связи по комплексному показателю / И. А. Кулешов, А. Г. Расчесова // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. — 2009. — Т. 1, № 72. — С. 33–37.
8. Кулешов И. А. Перспективные подходы решения задачи синтеза современных коммутационных средств. // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. — 2008. — Т. 4, № 62. — С. 56–60 с.
9. Kaplan D. I. Octave Band Digital Filtering on 12th International Student Olympiad on Automatic Control (Baltic Olympiad). — Saint-Petersburg: SPb State Polytechnical University, SPb State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, 2012. — P. 127–132.

*В. И. Мирошников*

Генеральный конструктор ПАО «Интелтех», доктор технических наук, профессор

*П. А. Будко*

Ученый секретарь ПАО «Интелтех», доктор технических наук, профессор

*Г. А. Жуков*

Советник генерального конструктора ПАО «Интелтех», кандидат технических наук, доцент

## КОМПЕНСАТОРЫ ПОМЕХ ДЛЯ ППРЧ РАДИОЛИНИЙ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

**АННОТАЦИЯ.** В статье рассмотрены методы повышения вероятностно-временных характеристик радиолиний декаметрового диапазона частот с перестройкой рабочих частот по псевдослучайному закону на примере построения двухканального и одноканального адаптивного компенсатора помех. Предложен вариант повышения помехоустойчивости приема сигнала в реальных условиях декаметровой связи за счет внедрения мультидиаграммной кольцевой антенной решетки, обеспечивающей формирование «статических» порционных диаграмм направленности, число которых определяется исходя из заданных параметров подавления помехи.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** адаптивный компенсатор помех, помехоустойчивость, радиолиния, рабочая частота, порционная диаграмма направленности.

### Введение

Современные технологии обработки радиосигналов позволяют обеспечить повышение устойчивости и скорости обмена данными в каналах с переменными параметрами, в том числе в декаметровом канале связи, востребованном как гражданскими, так и военными ведомствами [1].

Радиолинии (РЛ), используемые в декаметровом диапазоне волн (ДКМВ) условно можно разделить на три основных группы по способу использования частотного ресурса:

– радиолинии, обеспечивающие передачу всего сообщения на одной выделенной частоте (одночастотные радиолинии — ОРЛ);

– частотно-адаптивные радиолинии (ЧАРЛ-радиолинии), в которых сообщение в зависимости от изменяющейся помеховой обстановки может быть передано на частотах из разрешенного перечня;

– к третьей группе можно отнести радиолинии, в которых сообщение разбивается на информационные блоки с определенным чис-

лом элементов и каждый блок передается на новой рабочей частоте (РЧ) изменяющейся по псевдослучайному закону (ППРЧ), известному только назначенным абонентам и не может быть определен в реальном масштабе времени посторонним наблюдателем.

*Целью* данной статьи является рассмотрение методов повышения помехоустойчивости приема при использовании ППРЧ-радиолиний декаметрового диапазона волн.

### Методы повышения вероятностно-временных характеристик радиолиний ППРЧ

Преимуществами ППРЧ-радиолиний, особенно с побитной передачей сообщения в режиме псевдослучайной перестройки рабочих частот, по сравнению с ОРЛ и ЧАРЛ являются:

– информационная скрытность при использовании режима частотной телеграфии (ЧТ) или амплитудной модуляции (АМ) [2];

– низкая вероятность постановки прицельных преднамеренных помех;



- слабое влияние многолучевости на вероятность приема радиосигнала;
- возможность совместной работы с ОРЛ и ЧАРЛ без практического снижения эффективности их функционирования;
- обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими РЛ;
- статистическая независимость принимаемых элементов информации, что исключает группирование ошибок в принятом сообщении и позволяет использовать эффективное кодирование.

Фрагмент spectrogramмы реальной работы ДКМВ РЛ с побитной ППРЧ представлен на рис. 1.

В свою очередь, недостатками РЛ с ППРЧ являются:

- необходимость привязки к системе единого времени (СЕВ) для обеспечения синхронной перестройки радиопередающего устройства (РПДУ) передающего радиоцентра (ПДРЦ) и радиоприемного устройства (РПУ) приемного радиоцентра (ПРЦ);
- при «быстрой» ППРЧ, характерной для передачи блоков информации на одной частоте длительностью менее времени распространения радиоволн до ПРЦ (например, до 30 мс, при протяженности радиотрассы до 9 тыс. км) необходимость дополнительного учета переменного времени рассогласования приемного и передающего комплекта РЛ ППРЧ, зависящего от

расстояния между ПДРЦ и перемещающимся объектом (например, между береговым пунктом управления и глобально перемещающимся надводным кораблем).

Данный фактор приводит к необходимости перед текстом сообщения передавать синхронизирующую последовательность, что снижает помехоустойчивость РЛ, особенно в условиях воздействия преднамеренных помех, а также увеличивает общее время передачи сообщения. Однако, время перестройки на новую частоту (для сокращения суммарного времени передачи) может быть сведено практически к нулю при использовании пуш-пульных (push-pull) схем для возбуждающих и приемных устройств.

Вместе с тем, на базе современных SDR-технологий уже серийно выпускаются многоканальные РПУ (без существенного удорожания по сравнению с одноканальными РПУ) [3], а также устройства долговременной «цифровой записи» сигналов радиоэфира с возможностью последующего анализа и обработки этих сигналов.

Таким образом, существует возможность «ждущего» режима приема сигналов ППРЧ при рассогласовании синхронизации времени переключения частот на РПДУ и РПУ, что может быть обусловлено длительным временем отсутствия сигнала связи и сигнала СЕВ или значительным удалением объекта управления (ОУ) от пункта управления (ПУ).

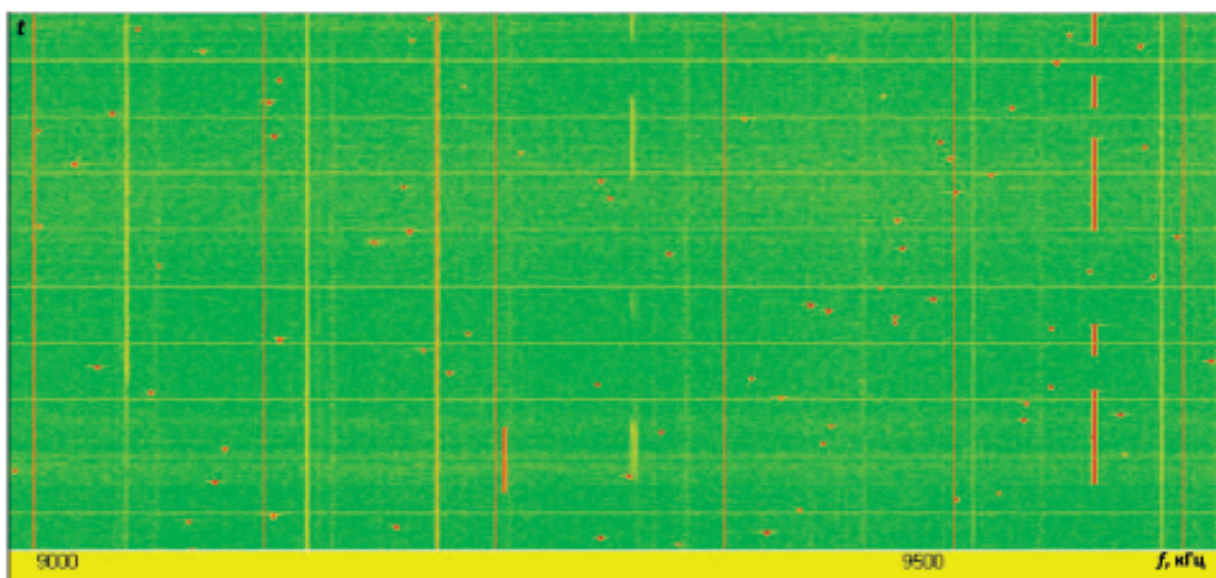


Рис. 1

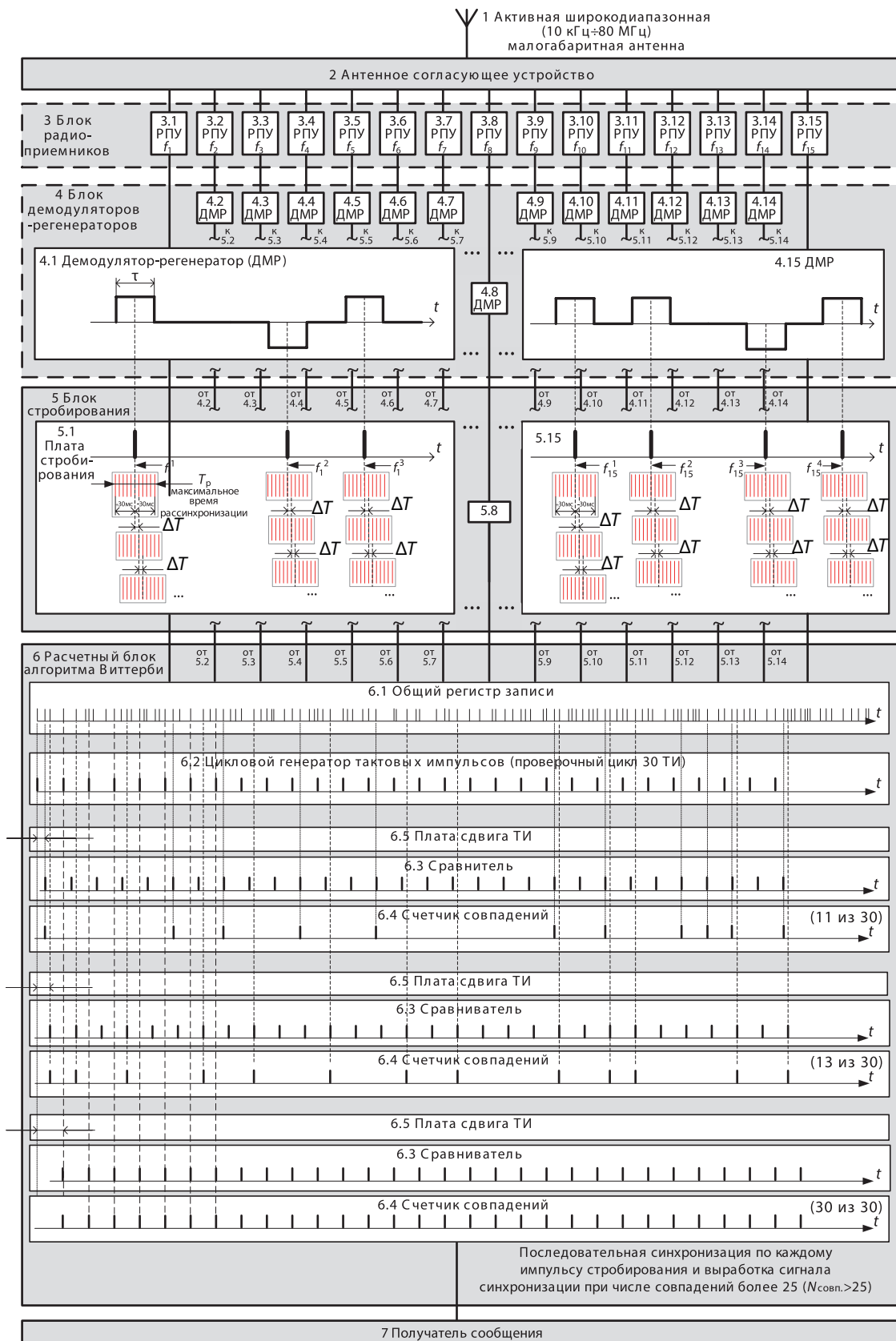


Рис. 2

Если возможное временное рассогласование при перестройке рабочих частот на ПДРЦ и ПРЦ составляет  $T_p$ , то количество необходимых «дежурных» каналов приема в этом случае может быть определено исходя из длительности информационной посылки на одной частоте ( $\Delta t$ ):

$$K = T_p / \Delta t,$$

где  $T_p$  — максимальное время рассинхронизации (необходимое время нахождения канала приема на соответствующей частоте для исключения пропуска полезного сигнала).

Для характерных значений  $T_p$  и  $\Delta t$  в декаметровом канале радиосвязи достаточно десяти — пятнадцатиканального РПУ ( $K = 10 \div 15$ ).

На рис. 2 проиллюстрирован алгоритм обеспечения приема сообщения при неопределенном времени рассинхронизации в перестройке рабочих частот.

За время  $T_p$  на выходе каждого демодулятора-регенератора (ДР) может быть зарегистрирован только один «правильный» бит (в случае наличия сеанса связи и энергетического контакта), а также биты «ложного» срабатывания ДР (ошибки).

В блоке стробирования вырабатываются импульсы (ИС), соответствующие зарегистрированному (зарегистрированным) элементам (бит).

Таким образом, в общем регистре записи образуется временная последовательность ИС, которую можно рассматривать как скрытую цепь Маркова. Следовательно «поиск» реально передаваемых блоков сообщения можно реализовать на базе известных алгоритмов Витерби (динамического программирования) [4], используя признак равного временного интервала  $\Delta t$  между соседними ИС, соответствующими элементам передаваемого блока сообщения.

Задаваясь требуемой вероятностью ложной синхронизации, исходя из формулы Бернулли,  $P_{л} = C_N^k p^k q^{N-k}$ , (где  $N$  — число элементов в анализируемом блоке сообщения,  $k$  — число ложных элементов в блоке сообщения), можно выбрать необходимые значения  $N$  и  $k$ .

Так на рис. 3 приведены графики вероятности ложной синхронизации для различных значениях  $N$  и  $k$  при вероятности ошибочного приема одного бита  $p_{ош} = 0,2$ . Из графиков следует, что даже при таких высоких значениях  $p_{ош}$  вероятность ложной синхронизации при  $N > 30$  и  $k < 4$  позволит обеспечить достаточно низкую вероятность ложной синхронизации  $P_{л} < 10^{-15}$ .

#### Примечание:

1. При практической реализации поиска синхронизирующей комбинации необходимо учесть временной «джиттер» между импульсами «считывания» вызванный многолучевостью, свойственной для ДКМ канала связи.

2. Рассмотренная методика может использоваться и для приема сообщения в целом при наличии соответствующих вычислительных ресурсов в аппаратно-программном комплексе приема сигналов.

Высокая загруженность ДКМВ диапазона волн излучателями различной мощности (до 20 кВт и более) приводит к повышению вероятности ошибки в приеме элементов сообщения, и, как следствие, к снижению вероятности правильного приема сообщения.

В работе [5] показано, что с точки зрения оптимизации вероятности «попадания» бита сообщения, передаваемого в режиме ППРЧ, в частотную «зону», условно свободную от случайных помех, целесообразно снизить полосу, занимаемую сигналом, до  $\Delta f \approx 20 \div 30$  Гц. Дальнейшее снижение  $\Delta f$  следует осуществлять при повышенных требованиях по ЭМС РЛ с другими системами радиосвязи, при пониженной мощности излучения сигнала, а также в случае работы в условиях преднамеренных помех. Для примера на рис. 4 приведен график вероятности правильного приема бита  $p_{пр}$  сообщения для трассы протяженностью 6 тыс. км, мощности излучения РПДУ  $P_{изл} = 10$  Вт, при передаче сигнала в режиме ЧТ с различной полосой (длительностью) в условиях воздействия «слабой» ( $U_{п}^2 \approx 1$  мкВ/м) и «сильной» ( $U_{п}^2 \approx 20$  мкВ/м) помех.

Если снижение полосы частот, занимаемой сигналом можно реализовать в РЛ за счет выбора сигнально-кодовой конструкции (СКК), то снижение уровня случайных (преднамеренных) помех в полосе приема можно осуществить за счет использования адаптивных компенсаторов помех.

Эффективность применения АКП иллюстрируется графиками на рис. 5, где приведены граничные значения вероятности ошибки приема бита сообщения при использовании двухканального компенсатора для различных значений коэффициента подавления помехи  $K_{АКП}$ , ( $h^2$  и  $h_{п}^2$  — среднестатистические значения отношения энергии сигнала и сосредоточенной помехи к спектральной плотности шума).

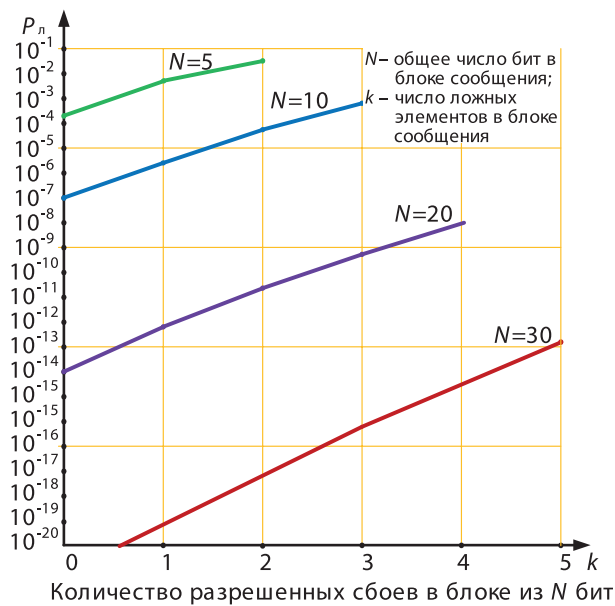


Рис. 3

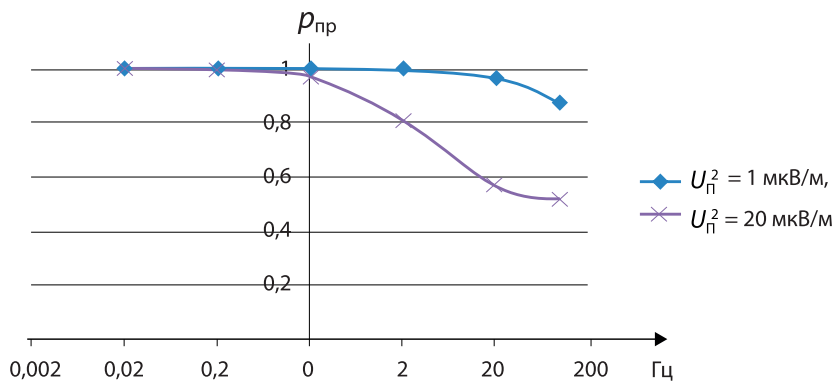


Рис. 4

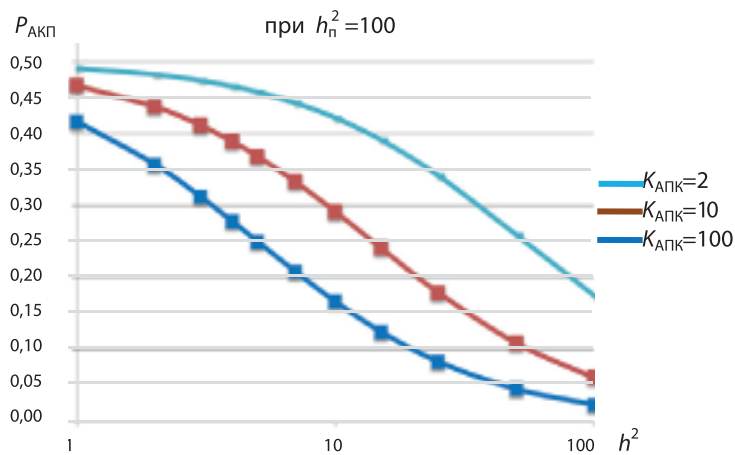


Рис. 5

*Примечание:* Необходимо отметить, что использование компенсатора помех, формирующего диаграмму направленности (ДН) с одним управляемым направлением ослабленного («нулевого») приема недостаточно эффективно при работе с широкополосным сигналом (ШПС), в полосу которого может попасть до двух и более независимых помех. Характерным примером является ШПС в СДВ диапазоне волн.

На рис. 6 приведена спектрограмма сигналов реального эфира в полосе  $30 \div 60$  кГц. Из представленного скриншота ясно, что при частотной полосе сигнала свыше 5 кГц в его полосу всегда попадет от 2-х и более мощных помех и при использовании компенсаторов с управляемой «кардиоидной» ДН (характерной для СДВ диапазона волн) при определенных соотношениях азимута прихода помех и полезного сигнала возможно даже ухудшение соотношения сигнал/помеха на выходе АКП. В этом случае (при отсутствии возможности формирования нескольких «нулевых» зон ДН с сохранением необходимого уровня полезного сигнала), целесообразно использовать блоки управляемых режекторных фильтров и ориентировать ДН антенной решетки максимумом на ожидаемое направление прихода полезного сигнала.

Однако в условиях «присутствия» полезного сигнала в ходе процесса подавления помехи происходит смещение значений весовых коэффициентов  $W$  (адаптивно управляемых соотношений коэффициента передачи и фаз в каналах обработки сигналов) АКП от оптимальных ( $W_{\text{опт}}$ ).

Как было показано в [5] для снижения этого эффекта в радиолиниях с применением режима узкополосной передачи ЧТ сигналов целесообразно использовать АКП с управлением подавления помехи с выхода фильтра «защитного интервала», см. рис. 7.

Так, например, при передаче сигнала в полосе  $\Delta f \approx 30$  Гц, состоящей из частотных полос канала «нажатия»  $\Delta f_{\text{кн}} \approx 10$  Гц, канала «отжатия»  $\Delta f_{\text{ко}} \approx 10$  Гц и защитного интервала  $\Delta f_{\text{кз}} \approx 10$  Гц процедура автоматического подавления помехи, попавшей в полосу  $\Delta f_c$  можно осуществить с помощью АКП в канале  $\Delta f_{\text{кз}}$ , в котором полезный сигнал заведомо будет отсутствовать. В этом случае установившиеся значения  $W_{\text{опт}}$ , соответствующее подавлению в полосе  $\Delta f_{\text{кз}}$  не будет отличаться от значений весовых коэффициентов, обеспечивающих подавление помехи в частотных полосах  $\Delta f_{\text{кн}}$  и  $\Delta f_{\text{ко}}$ . Данный факт, характерный для узкополосных и сверхузкополосных сигналов позволяет реализовать эффективный АКП, в котором отсутствует явление «смещения»  $W_{\text{опт}}$  при поступлении полезного сигнала и одновременно может быть установлено значение  $\tau_0$ , согласованное с ожидаемыми параметрами помехи и удовлетворяющими следующему неравенству, характеризующему условия эффективного функционирования АКП при наличии фединга помехи по амплитуде и азимуту прихода.

$$\tau_0 < t_{\text{п}} \left( 1 + \alpha \frac{P_{\text{п}}}{P_{\text{ш}}} \right) \cdot \beta,$$

где  $\alpha$  — суммарный коэффициент передачи приемного тракта;  $P_c$ ,  $P_{\text{п}}$ ,  $P_{\text{ш}}$  — соответственно

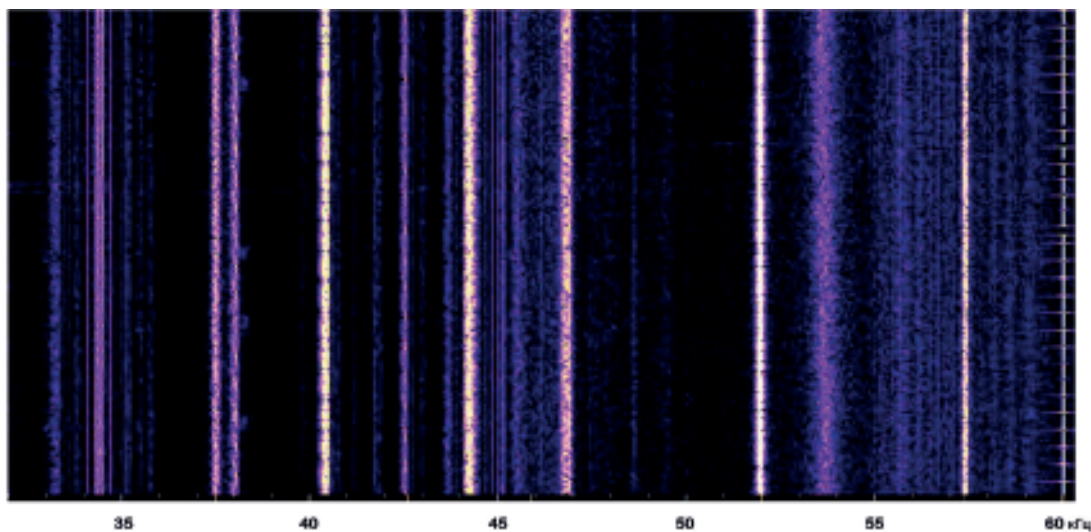


Рис. 6

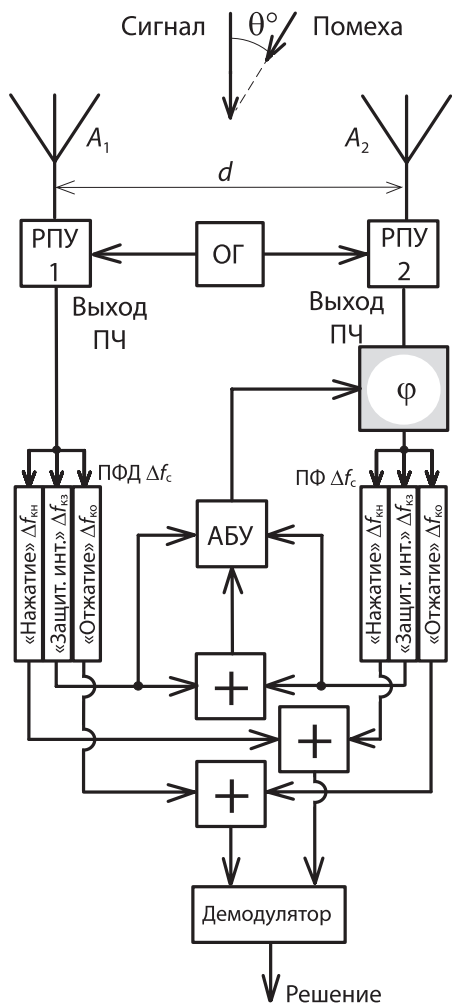


Рис. 7

мощности сигнала, помехи и шума,  $\beta$  — коэффициент максимально допустимого отклонения  $W$  от  $W_{\text{опт}}$ ,  $t_{\text{п}}$  — время цикла изменения параметров помехи в условиях «замирания».

Отметим, что двухканальный компенсатор помех можно рассматривать как упрощенный пеленгатор, т. е. время усреднения значения  $W$  для получения  $W_{\text{опт}}$  соответствует усреднению мгновенных отсчетов пеленга сигнала для получения минимальной ошибки в его определении, и как показано в [6], время этого усреднения для ДКМ канала связи должно составлять примерно 200–500 мс, что, как правило определяет значение  $t_{\text{п}}$ .

Повышение помехоустойчивости приема сигнала в реальных условиях декаметровая связи также можно обеспечить за счет внедрения мультидиаграммной кольцевой антенной решетки (МКАР), обеспечивающей формирование  $M$  «статических» порционных диаграмм направленности (ПДН), число которых определяется исходя из заданных параметров уровня подавления помехи.

На рис. 8 представлена выборка порционных диаграмм направленности, формируемых МКАР. Из данного рисунка видно, что в момент времени  $T_1$  подавление помехи с сохранением приемлемого уровня полезного сигнала обеспечивается при использовании ПДН- $q$  (ПДН голубого цвета), а в момент времени  $T_2$  из-за изменения азимута прихода помехи оптимальным является прием на ПДН- $l$  (ПДН красного цвета) и т. д.

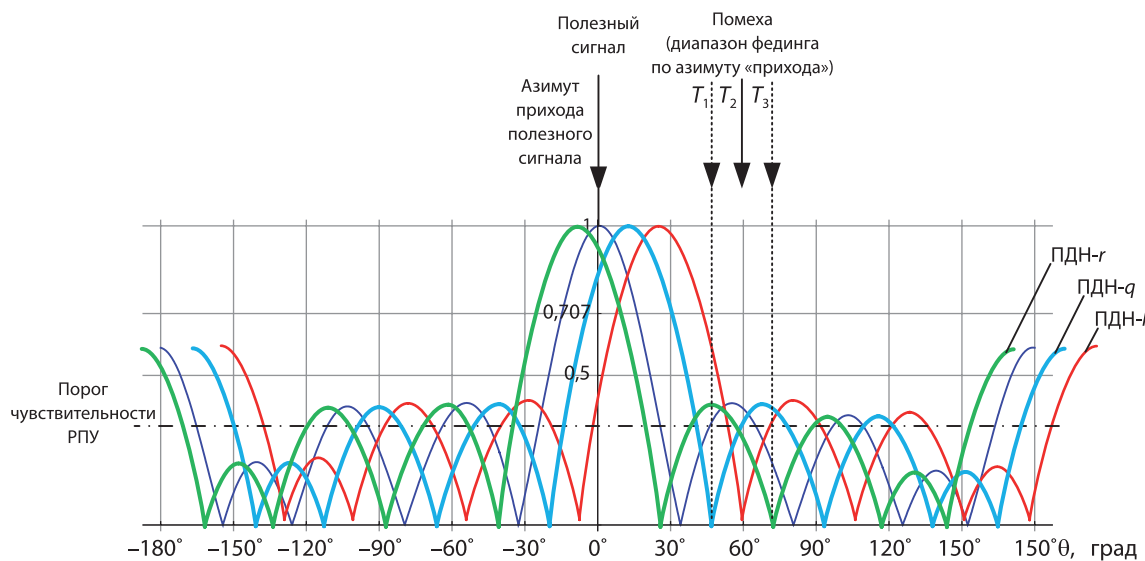


Рис. 8

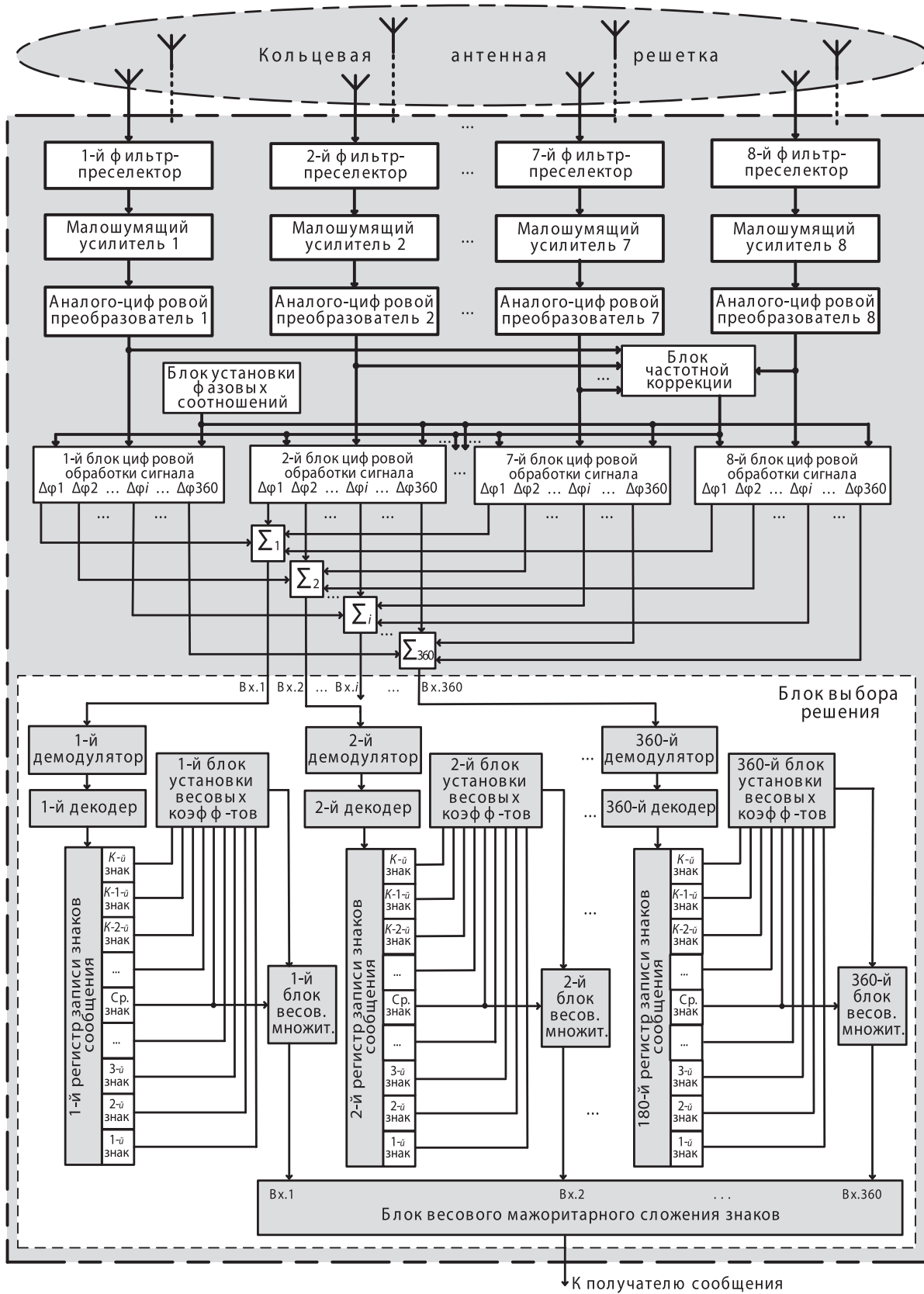


Рис. 9

Таким образом, для мультидиаграммной антенной системы [7] в каждый момент времени всегда найдется соответствующая ПДН, в которой будет обеспечено подавление мощной помехи (до 40 дБ) с сохранением необходимого уровня полезного сигнала.

Автоматический выбор ПДН обеспечивается путем одновременного параллельного анализа сигнала в блоке выбора решений со всех, например, 360 выходов блоков суммирования, см. рис. 9.

Одним из методов снижения времени доведения сообщения при использовании узкополосных (сверхузкополосных) сигналов, передаваемых в помехозащищенном режиме «побитной ППРЧ», является параллельная передача с использованием многоканального (мегаканального) возбуждательного устройства [8] структурная схема которого представлена на рис. 10. При этом АПК может быть реализован на базе многоканального SDR-ППУ в соответствии со

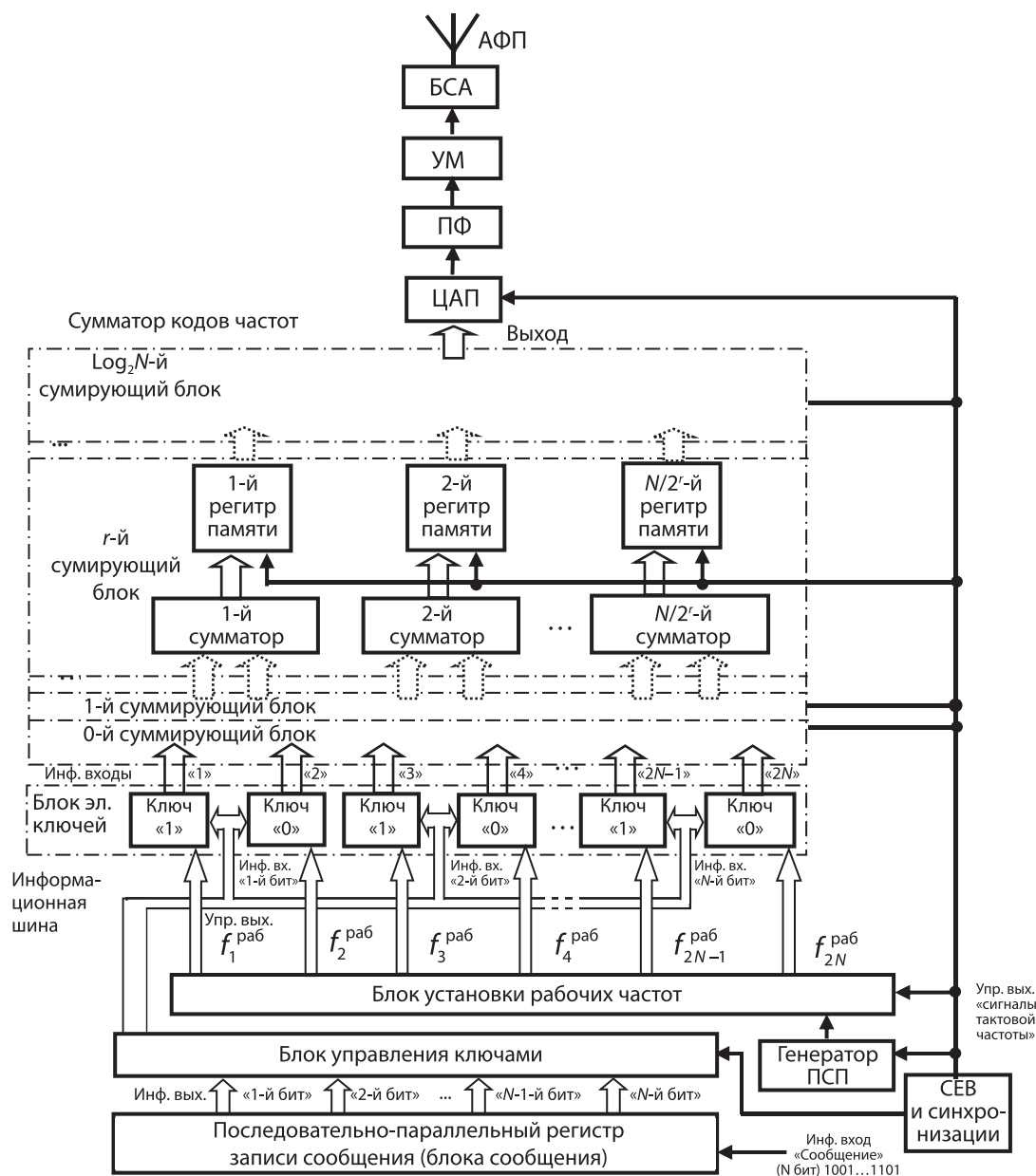


Рис. 10



структурной схемой на рис. 11. Принцип работы такого компенсатора аналогичен АКП, представленному на рис. 7.

### Одноканальный компенсатор помех

Применение метода мультидиаграммного приема, особенно в случае параллельной передачи сигнала, значительно усложняет и удорожает программно-аппаратную реализацию АКП. Кроме того, на объектах с ограниченной площадью установка нескольких антенных систем может оказаться проблематичным. В этом случае для повышения соотношения сигнал/помеха перед решающим устройством в РПУ могут быть использованы методы линейной (фильтры Колмогорова-Винера, Калмана) и нелинейной фильтрации сигнала, в том числе «экстрактор» Н. П. Хворостенко [9, 10], в которых оценка характеристик помех осуществляется на фоне принимаемого сигнала, что снижает точность конечного результата фильтрации.

В случае приема узкополосных (сверхузкополосных сигналов) на фоне помехи от постороннего излучателя с помощью режекции частотной полосы  $\Delta f_c$ , занимаемой полезным сигналом, может быть реализован эффективный одноканальный компенсатор, структурная схема которого приведена на рис. 12.

Адаптивный фильтр  $\Phi_A$  со средней частотой настройки  $f_c$  обеспечивает изменение полосы приема в зависимости от характеристики помехи с целью ее классификации. Сигнал с фильтра  $\Phi_A$  подается в ветви обработки «А» и «Б». В фильтре режекции  $\Phi_p$ , обеспечивается режекция полосы  $\Delta f_p = 1,2 \Delta f_c$  (для последующего исключения влияния неравномерности характеристик сигнала на «срезе» фильтра при последующей обработке). Режектированный сигнал помехи (без полезного сигнала) поступает в блок цифровой записи сигнала и в модуль экстраполяции. В модуле экстраполяции обеспечивается по наблюдаемым частотно-временным и амплитудно-фазовым характеристикам помехи прогнозирование участка в полосе  $\Delta f_c$  и его восстановление в модуле восстановления помехи. Восстановленная помеха через фазовый корректор поступает на вычитатель. Время обработки в ветви «Б» учитывается в блоке цифровой задержки сигнала. Управление фазовым корректором осуществляется через экстремальный регулятор.

Таким образом, на выходе вычитателя получим  $U_{\text{вых}} = П + С - \tilde{П} = С + \delta$ , где  $\delta = П - \tilde{П}$ . Очевидно, что при  $\delta \rightarrow 0$  на выходе одноканального компенсатора будет выделен полезный сигнал без помехи.

Как следует из представленной структурной схемы одноканального компенсатора помех, рис. 12, минимальное значение  $\delta$  определяется точностью экстраполяции помехи в канале «Б».

Примером эффективного восстановления сигнала (помехи) является реализация алгоритма полигармонической экстраполяции (ПГЭ) сигналов в среде LabVIEW [11, 12].

Как показали экспериментальные исследования, итерационный метод применения алгоритма ПГЭ позволяет снизить среднеквадратическую ошибку до  $\delta \approx 0,01 \div 0,02$  [11]. Вместе с тем, более перспективным представляется реализация экстраполятора на базе искусственной нейронной сети, обеспечивающей самообучение по помехам эфира с последующей идентификацией и восстановлением в полосе  $\Delta f_c$  режектированной помехи.

Результаты положительной практической проверки двухслойного перцептрона для распознавания радиосигнала приведены в работе [13].

### Выводы

1. «Побитная» передача сообщений в режиме ППРЧ обеспечивает информационную скрытность и высокую устойчивость при приеме в условиях воздействия случайных и преднамеренных помех.
2. При использовании узкополосных сигналов эффективные компенсаторы помех для объектов с ограниченной площадью могут быть реализованы на базе двух малогабаритных антенных систем.
3. На стационарных приемных радиоцентрах целесообразно использовать кольцевые антенные решетки с формированием «веера» диаграмм направленности.
4. Одним из перспективных направлений по повышению устойчивости радиолиний является использование искусственных нейронных сетей, обеспечивающих самообучение по помехам эфира с последующим эффективным восстановлением полезного сигнала на фоне помех.

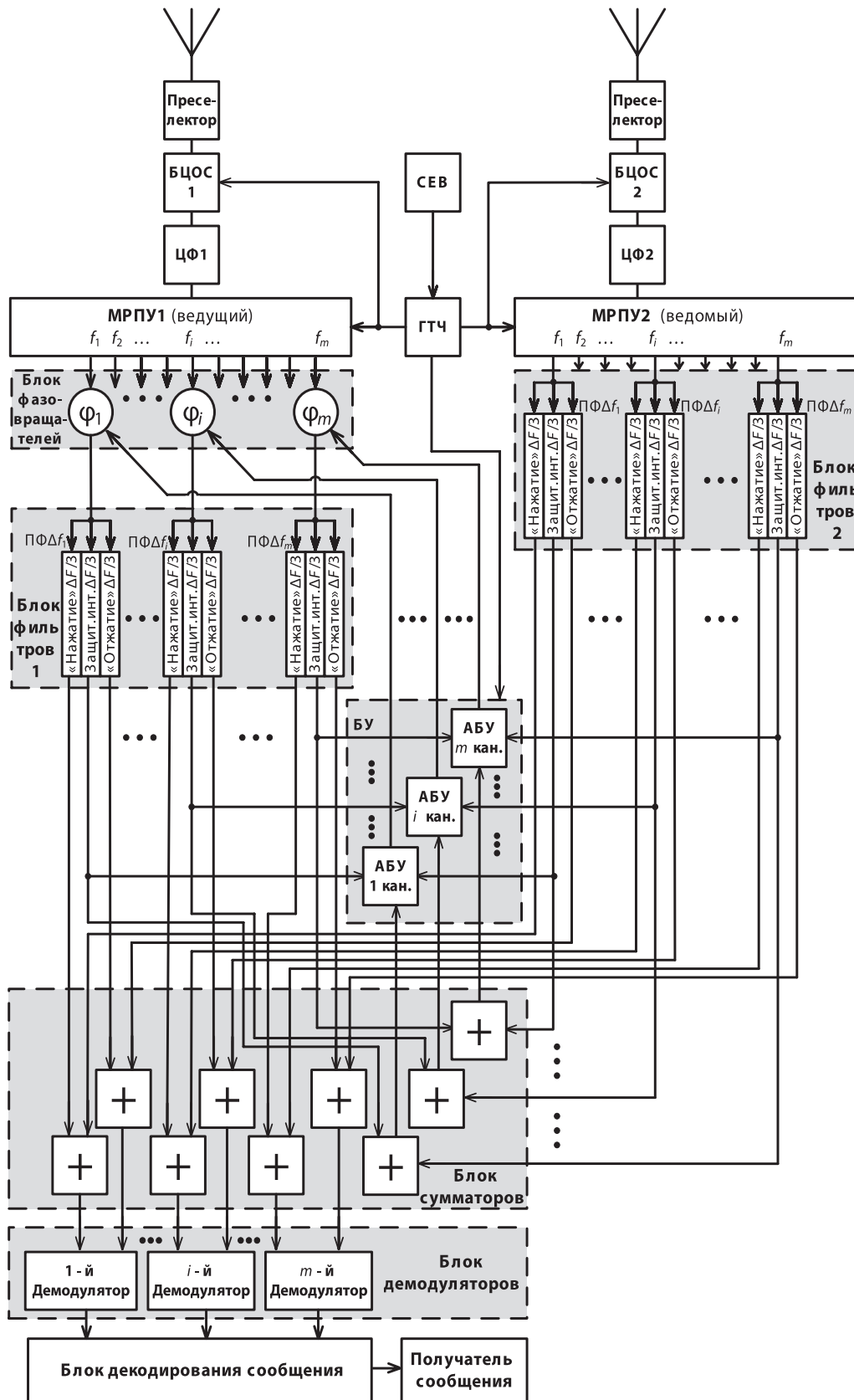


Рис. 11

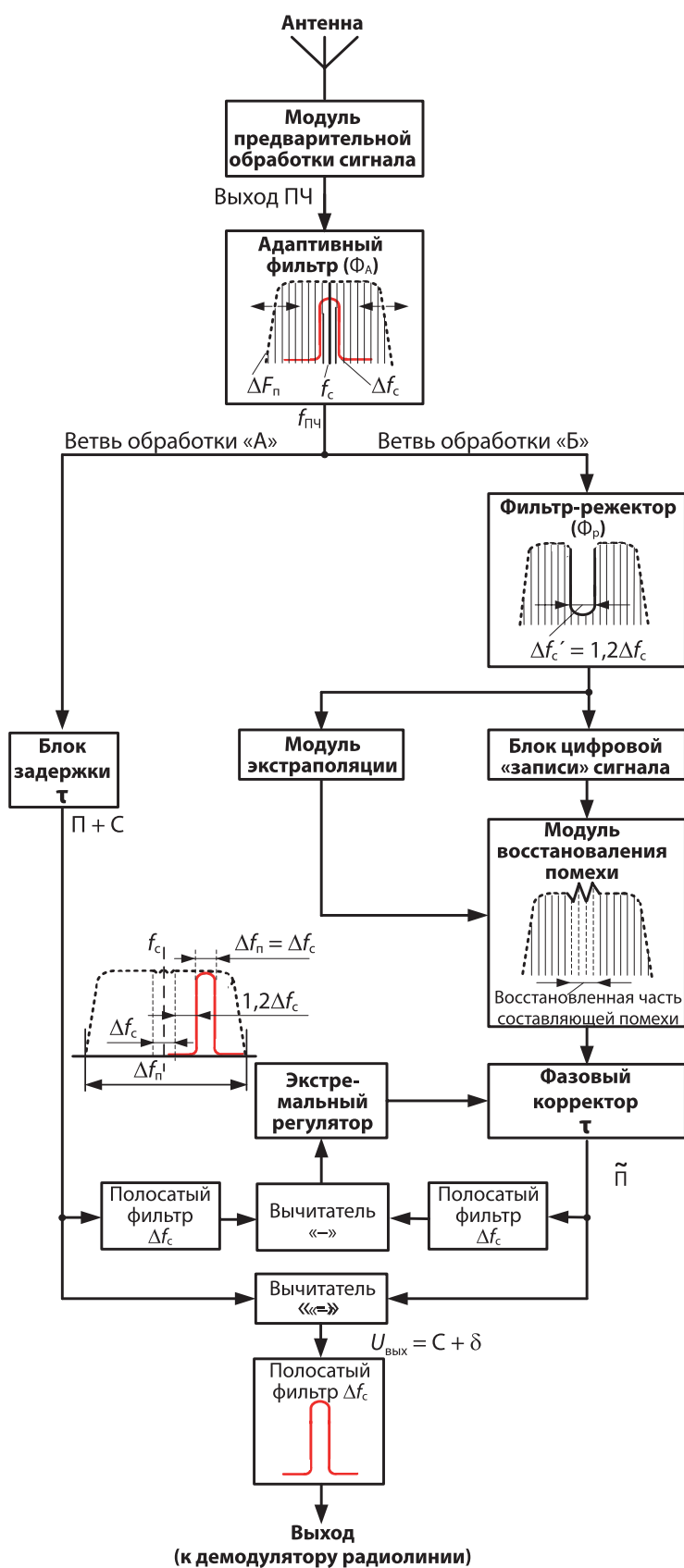


Рис. 12

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А.** Основные направления модернизации декаметровый системы связи // *Техника средств связи*. 2019. № 1. С. 13-25.
2. **Николашин Ю. Л.** Автоматизированный, слуховой и визуальный прием коротких сообщений на удаленных морских объектах / Ю. Л. Николашин, В. И. Мирошников, П. А. Будко, Г. А. Жуков // *Морская радиоэлектроника*. — 2017, № 3 (61). — С. 34–39.
3. Официальный сайт АО «ОНИИП» / <http://www.oniip.ru/produkcija>.
4. **Кельберт М. Я.** Вероятность и статистика в примерах и задачах. Т. 2 / М. Я. Кельберт, Ю. М. Сухов // *Марковские цепи как отправная точка теории случайных процессов и их приложений*. — М.: МЦНМО, 2009.
5. **Николашин Ю. Л.** Повышение эффективности функционирования радиолиний с псевдослучайной перестройкой рабочих частот / Ю. Л. Николашин, П. А. Будко, Г. А. Жуков // *Сборник докладов III Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь»* (г. Омск, 6–8 октября 2015 г.). Омск: Издательский дом «Наука», 2015. — С. 126–137.
6. **Кукес И. С.** Основы радиопеленгации / И. С. Кукес, М. Е. Старик. — М.: Сов. радио. — 1964. — 640 с.
7. **Николашин Ю. Л.** Нейробionicкий подход к решению задачи оптимизации приема информации в канале с переменными параметрами / Ю. Л. Николашин, П. А. Будко, Г. А. Жуков // *Нейрокомпьютеры: разработка, применение*. — 2016, № 1. — С. 49–58.
8. **Николашин Ю. Л.** Когнитивная система связи и влияние использования данных мониторинга на помехоустойчивость сверхзаконных декаметровых радиолиний / Ю. Л. Николашин, В. И. Мирошников, П. А. Будко, Г. А. Жуков // *Морская радиоэлектроника*. — 2015, № 2 (52). — С. 16–22.
9. **Зюко А. Г.** Теория передачи сигналов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, М. В. Назаров, Л. М. Финк. — М.: Радио и связь, 1986. — 304 с.
10. **Хворостенко Н. П.** Экстракторы сигналов ФТ / Н. П. Хворостенко // *Радиотехника*. — 1978. — Т. 33, № 1. — С. 37–42.
11. Разработка модификаций алгоритма полигармонической экстраполяции в среде LabVIEW. <http://lad-center.ru/mess218.htm>.
12. **Евсеев А. П.** Экстраполяция (прогнозирование) пространственно-временных рядов на основе спектральных представлений / А. П. Евсеев, Д. А. Евсеев, В. В. Баданов // *Вестник ННГУ. Серия «Радиофизика»*. — Вып., № 1 (2). — С. 249–255.
13. Распознавание радиотехнических сигналов с помощью нейронных сетей. [Nabr.com/post/318832](http://Nabr.com/post/318832).

*А. И. Яшин*

Заместитель генерального директора — директор научно-технического центра ПАО «Интелтех»

*Б. П. Питерский*

Начальник отдела специального программного обеспечения ОАО «НПП «АМЭ»

## МОДЕЛЬ ГРУППОВОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ БЕЗЭКИПАЖНЫХ БУКСИРОВ И КРУПНОТОННАЖНОГО СУДНА С УЧЕТОМ КОНТЕКСТА ВНЕШНИХ УСЛОВИЙ

**АННОТАЦИЯ.** Рассматриваются концептуальные вопросы построения системы управления группой безэкипажных буксиров, функционирующих в открытой системе и обеспечивающих эффективное решение различных портовых задач.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** группа безэкипажных буксиров, синтез системы управления группой, интеллектуальные системы управления, методы синергетической теории управления.

### Введение

Анализ тенденции развития вопросов применения как зарубежных, так и отечественных морских роботизированных комплексов показывает, что в настоящее время мощностей отдельно взятого мобильного робота, в том числе безэкипажного буксира (БЭБ), не достаточно для решения таких задач, как мониторинг надводной и подводной обстановки больших по площади акваторий, оперативной постановки гидробуев и боновых ограждений, а в перспективе — проведение буксирных операций в морских портах и на рейдах.

Следует отметить, что важными преимуществами группового применения БЭБ являются потенциальный охват больших площадей акваторий за меньшее время и высокая отказоустойчивость системы, которая достигается за счет перераспределения ролей между отдельными БЭБ из состава группы в случае аварийной ситуации. Эти преимущества обуславливают высокую вероятность успешного выполнения поставленной задачи. Использование алгоритмов

автоматического управления для группы БЭБ исключает человеческий фактор, что повышает безопасность проведения маневровых операций. Система, в состав которой входит группа БЭБ, имеет большой потенциал к модификации и расширению функциональных возможностей за счет размещения на борту БЭБ различных технических средств.

Вместе с тем, при всех достоинствах группового применения БЭБ существует ряд проблем, возникающих в связи с необходимостью организации «коллективного» поведения роботов, решающих конкретную технологическую задачу. Одной из таких проблем является создание алгоритмов эффективного взаимодействия между БЭБ группы на всех уровнях иерархии, при которой достигается конечная цель (или целевая ситуация) применения БЭБ за минимальное время и при минимальных затратах. При этом задачу организации эффективного взаимодействия между роботами группы можно разбить на ряд следующих подзадач:

- определение состава группы, необходимого и достаточного для эффективного решения конкретной технологической задачи;

- распределение подзадач между БЭБ из состава группы для достижения конечной цели с заданными критериями (минимизация времени работы, затрат топлива и др.);

- реализация законов управления отдельно взятыми БЭБ, которые одновременно обеспечивают как автономность их применения, так полноту и эффективность выполнения конечной задачи, поставленной перед группой БЭБ.

Для решения указанных задач предлагается использовать централизованный подход к групповому управлению. При таком подходе формирование тактических стратегий для группы БЭБ возлагается на одного, ведущего робота, в то время как поведение остальных ведомых БЭБ определяется поведением ведущего. При таком подходе к групповому управлению мощным комплексом технических средств достаточно оснастить только один — ведущий БЭБ, остальные — ведомые комплектуются минимальным набором оборудования, которое необходимо для выполнения целевой задачи.

### Цель управления

В качестве примера применения группы БЭБ в данной статье рассматривается гомогенная

группа БЭБ. При этом каждый из БЭБ оснащен двигателями с двумя гребными винтами в поворотных направляющих насадках.

Перед группой БЭБ стоит задача буксировки крупнотоннажного судна. Данная задача является многомерной, т. к. включает в себя множество поведений БЭБ, а если учесть, что каждый БЭБ является нелинейным объектом управления, то общая модель поведения группы роботов дополняется нелинейными составляющими.

### Математическая модель

Математическая модель безэкипажного буксира (БЭБ) в соответствии с системой координат (см. рис. 1) имеет следующий вид [1][2]:

$$\begin{cases} \dot{x}_g = V_x \cos \varphi + V_z \sin \varphi, \\ \dot{z}_g = V_z \cos \varphi - V_x \sin \varphi, \quad \varphi \dot{=} \omega; \\ m_x \frac{\partial V_x}{\partial t} = \sum_{i=1}^n F_{xi} + \sum_{j=1}^m F_{xj} + F_T \cos \theta; \\ J_\omega \frac{\partial \omega}{\partial t} = \sum_{p=1}^n M_{\omega p} + F_T \cos \theta; \end{cases}$$

где:  $F_{xi}, F_{zj}$  — проекции на оси  $X_g, Z_g$ , соответственно, внутренних сил действующих на судно;

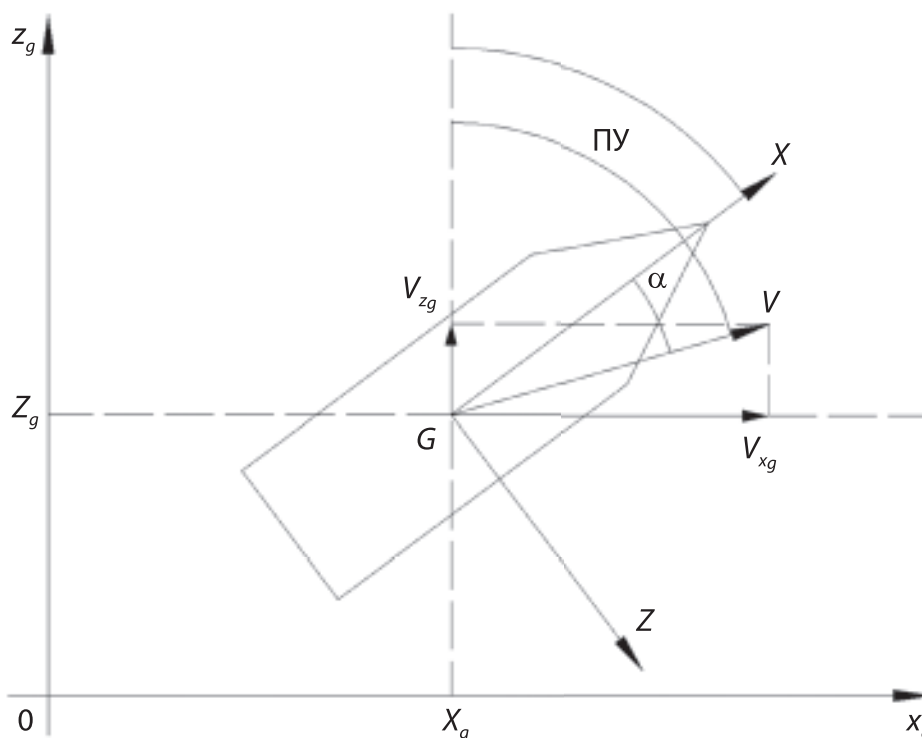


Рис. 1. Системы координат БЭБ

$F_{xj}, F_{zj}$  — проекции на оси  $X_g, Z_g$ , соответственно, внешних сил, действующих на судно;  $F_T$  — сила тяги, создаваемая двигателем;  $\theta$  — угол поворота направляющих насадок.

Математическая модель буксируемого судна в соответствии с системой координат (см. рис. 1) имеет следующий вид [1][2]:

$$\begin{cases} \dot{x}_g = V_x \cos \varphi + V_z \sin \varphi, \\ \dot{z}_g = V_z \cos \varphi - V_x \sin \varphi, \quad \varphi \dot{=} \omega; \\ m_x \frac{\partial V_x}{\partial t} = \sum_{i=1}^n F_{xi} + \sum_{j=1}^m F_{xj} + u_x; \\ m_x \frac{\partial V_z}{\partial t} = \sum_{i=1}^n F_{zi} + \sum_{j=1}^m F_{zj} + u_z; \\ J_\omega \frac{\partial \omega}{\partial t} = \sum_{p=1}^n M_{\omega p} + u_\omega; \end{cases}$$

где:  $F_{xi}, F_{zi}$  — проекции на оси  $X_g, Z_g$ , соответственно, внутренних сил действующих на судно;  $F_{xj}, F_{zj}$  — проекции на оси  $X_g, Z_g$ , соответственно, внешних сил, действующих на судно;  $u_x, u_z, u_\omega$  — внешние управляющие воздействия.

Как видно из уравнений, буксируемое судно связано с группой БЭБ через управляющие воздействия, которые группа БЭБ оказывает на судно. Таким образом для изменения положения судна необходимо найти определить следующие функциональные зависимости:

$$\begin{cases} u_x = F_{u_x}(R_1, \dots, R_s) \\ u_z = F_{u_z}(R_1, \dots, R_s) \\ u_\omega = F_{u_\omega}(R_1, \dots, R_s) \end{cases}$$

где:  $R_t \in [1, s]$ ,  $t$ -ый БЭБ. Системы координат БЭБ и буксируемого судна показана на рис. 1.

### Синтез системы управления

Для управления группой БЭБ в открытой постановке задачи управления, классических методов теории систем автоматического управления (САУ) недостаточно. Это обусловлено неоднозначностью входящей информации и её вариативностью в зависимости от ситуации, в которой она функционирует. Рассмотрим задачу движения группы БЭБ по некоторой траектории. На маршруте её следования могут находиться статические или появляться динамические объекты различной природы. Информация об этих объектах собирается различными датчи-

ками и может иметь не однозначную трактовку. Это обусловлено тем, что поведение каждого объекта невозможно заранее описать. Очевидно, что в данном случае необходимо разработать интеллектуальную систему управления (ИСУ), которая учитывала бы эти обстоятельства.

ИСУ группой БЭБ разработана на основе концепции построения интеллектуальных роботов на базе комплексного применения технологии экспертных систем [4]. Согласно данной концепции управление БЭБ организуется по иерархическому принципу. При этом иерархия управления включает стратегическую подсистему планирования поведения, тактическую подсистему формирования движений и подсистему приводного уровня.

На стратегическом уровне иерархии хранятся цели группы БЭБ. Каждая цель характеризуется определенными условиями функционирования БЭБ, скоростью и временем выполнения задачи и др. параметрами. Информация о дополнительных условиях храниться и обрабатывается также на стратегическом уровне. На этом уровне иерархии проверяется завершенность выполнения каждой из целей.

На тактическом уровне на основе информации из базы данных о составе группы, параметрах перемещаемого судна, метеорологической, гидрологической и др. информации выбирается соответствующий алгоритм действия группы БЭБ в базе знаний для достижения поставленной цели.

На приводном уровне ставится цель для каждого БЭБ. При этом в силу того, что каждый БЭБ является наименьшим неделимым элементом группы, цель управления этой группой будет синтезирована.

В тоже время каждый БЭБ — это тоже является ИСУ с тремя уровнями иерархии. Цель синтезированная на приводном уровне иерархии группы БЭБ для БЭБ становится целевой задачей и попадает на стратегический уровень иерархии. Согласно [4] интеллектуализация системы уменьшается от стратегического уровня к приводному. Последний уровень БЭБ может быть реализован с помощью различных методов в том числе с помощью методов синергетического управления.

### Синтез управления на приводном уровне

Синтез управления на приводном уровне выполним методом аналитического конструирования агрегированных регуляторов (АКАР) [3].

В синергетической теории управления (СТУ) совокупность критериев управления системы принято выражать в виде соответствующей системы инвариантов, которые выступают в роли цели управления, на них обеспечивается выполнение заданной технологической задачи, а процедура синергетического синтеза сводит-

ся к поиску законов управления, при которых эти заданные инварианты выполняются. В качестве инвариантов БЭБ возьмем координаты  $x^*$ ,  $z^*$  к которым движется центр масс буксира, а также желаемый путевой угол  $ПУ^*$ .

Инварианты БЭБ имеют следующий вид:

$$S^M = \{x = x^*, z = z^*, ПУ = ПУ^*\}$$

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Лукомский Ю. А.** Управление морскими подвижными объектами: учебник. / Ю. А. Лукомский, В. М. Корчанов. — СПб.: Элмор, 1996. — 320 с.
2. **Вагущенко Л. Л.** Системы автоматического управления движением судна / Л. Л. Вагущенко, Н. Н. Цымбал. 3-е изд. — Одесса: Феникс, 2007. — 308 с.
3. **Колесников А. А.** Синергетические методы управления [Текст] / А. А. Колесников. — М.: Энергоатомиздат, 1994. — 344 с.
4. **Лохин В. М.** Интеллектуальные системы автоматического управления: понятия, определения, принципы построения [Текст] / В. М. Лохин, В. Н. Захаров // Интеллектуальные системы автоматического управления // под редакцией И. М. Макарова, В. М. Лохина — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. — 576 с.



*Н. Г. Бикчинтаева*

Инженер 2 категории ПАО «Интелтех»

*О. В. Орлова*

Инженер 1 категории ПАО «Интелтех»

## ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЛОГИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА F1B

**АННОТАЦИЯ.** В предыдущей статье авторов был подробно рассмотрен алгоритм обработки цифрового сигнала класса F1B (с характеристиками:  $f$  — частота сигнала,  $b$  — скорость передачи), а также приведены примеры с конкретными тестами и оценкой вычислительной сложности алгоритма. Однако, при этом остался открытым вопрос обеспечения помехоустойчивости. Теоретическая ее оценка предлагается в данной работе.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** помехоустойчивость, цифровой демодулятор, вероятность ошибки, оптимальный приемник.

### Введение

Оценить помехоустойчивость конкретного рабочего алгоритма сравнительно с потенциальной помехоустойчивостью — задача нетривиальная, но решаемая.

Рассмотрим аддитивную помеху типа «белый шум», имеющую нормальный закон распределения вероятностей с нулевым средним и дисперсией  $\sigma = 1$ . Это самый интересный случай с точки зрения практического приложения. Информация — двоичные символы с равной априорной вероятностью.

Для иллюстрации постановки задачи представим схему алгоритма отдельными вычислительными блоками. На рис. 1 показано, что оценка значения информационного бита производится в два этапа, изображенных отдельными блоками, между которыми существует обратная связь.

На рис. 1 представлены:

$S[i]$  — промежуточные решения об оценке символов на  $i$ -ых отсчетах квадратуры;

если  $S[i] = 1$ ,  $S1[i] = 1$ ;

если  $S[i] = 0$ ,  $S0[i] = 1$ ;

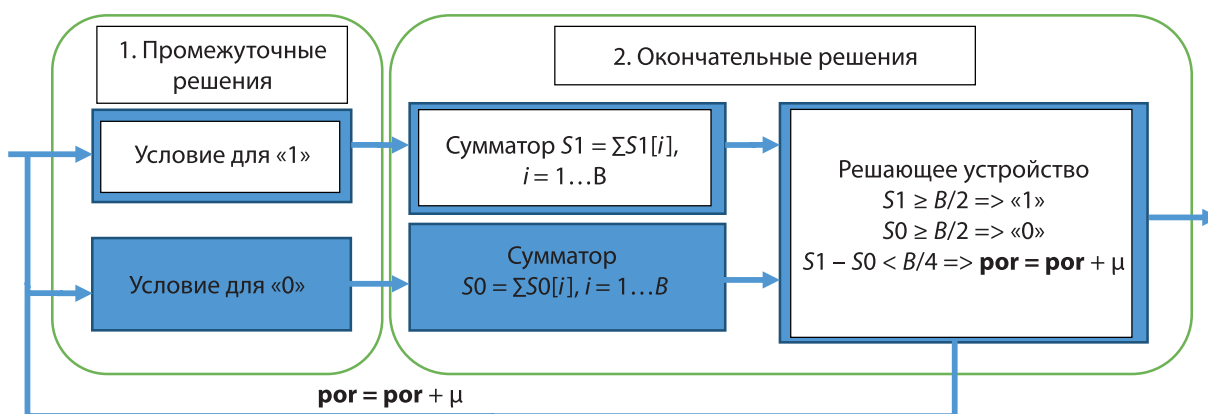


Рис. 1. Схема логического алгоритма демодулятора F1B

$$\begin{cases} S1 = \sum S1[i]; \\ S0 = \sum S0[i]; \end{cases} \quad (1)$$

$S1, S0$  — суммы промежуточных решений;  
«1» или «0» — окончательные решения об оценке символа на интервале 1 бита выносятся по факту превышения суммой  $S1$  или  $S0$  величины  $B/2$ , где  $B$  — число отсчетов квадратуры на длительности одного бита;

**por** — порог, используемый в логическом алгоритме для оценки знака отсчета действительной части квадратуры и знака производной мнимой части квадратуры;

$\mu$  — приращение порога.

Задача расчета вероятности ошибки для логического алгоритма включает в себя:

1) оценку вероятности ошибки  $p[i]$  на отдельном отсчете;

2) оценку средней вероятности ошибки  $\bar{p}$  при предварительном решении;

3) оценку влияния величины порога и эффекта усреднения отсчетов квадратур на интервале  $n$  отсчетов на среднюю вероятность ошибки при предварительном решении;

4) оценку вероятности ошибки при окончательном решении задачи, при известной  $\bar{p}$ .

## 1. Вероятность ошибки промежуточной оценки

### 1.1. Определение вероятности ошибки на каждом отсчете

На первом этапе решение о значении символа  $S[i]$  выносится по каждому отсчету квадратуры:

$S[i] = 1$ , если  $\{[A\cos(2\pi i/N) + \mathcal{X}_0^r > 0] \oplus [A\sin'(2\pi i/N) + \mathcal{X}_0^i > 0]\} = 0$ ,

$S[i] = 0$ , если  $\{[A\cos(2\pi i/N) + \mathcal{X}_0^r > 0] \oplus [A\sin'(2\pi i/N) + \mathcal{X}_0^i > 0]\} = 1$ .

Здесь:  $\oplus$  — исключающее «или» (сложение по mod2).

$S[i]$  — предварительное решение о значении символа на  $i$ -ом отсчете;

$A\cos(2\pi i/N)$  — действительная часть отсчета квадратуры;

$A\sin'(2\pi i/N)$  — производная мнимой части отсчета квадратуры;

$N$  — число отсчетов квадратуры за 1 период частоты сигнала  $f_s$  при частоте дискретизации  $f_d$ ,  $N = f_s/f_d$ ;

$\mathcal{X}_0^2$  — средняя мощность шума.

Амплитуды меняются по гармоническому закону, соответственно, вероятности тоже будут

меняться с изменением амплитуды. Вероятность ошибки  $p[i]$  на отдельном отсчете при фиксированном отношении сигнал/шум изменяется от минимального значения при максимальной амплитуде до максимального в точках нулевой амплитуды, кратных  $\pi$ . Период функции, описывающей вероятность ошибки  $\pi$ , в дискретном времени —  $N/2$ , а ее вид представлен на рис. 2.

$$P[t] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$$

Для производной мнимой части квадратуры вид графика имеет такой же вид.

На каждом отсчете функция  $p[i]$  определяется по таблице значений интеграла Лапласа, которые табулированы.

Используя порог, мы исключаем из анализа самые неблагоприятные участки на протяжении периода частоты сигнала, там, где вероятность ошибки максимальна.

График зависимости вероятности ошибки для каждого отсчета за полупериод представлен на рис. 3.

Когда мы имеем дело с квадратурами, то шум, также как и сигнал, представлен своими проекциями в ортогональных системах координат.

В реальном алгоритме оценка вычисляется еще проще:

Пусть  $A1 = A\cos(2\pi i/N) + \mathcal{X}_0^r$ , тогда производную заменим приращением за один отсчет квадратуры:

$$A2 = A \sin(2\pi i/N) + \mathcal{X}_0^i;$$

$$A3 = A \sin(2\pi(i+1)/N) + \mathcal{X}_0^i;$$

$A = 1$  — для теоретической оценки амплитуды нормированы к «1»;

$$S[i] = \begin{cases} 1, & \text{если } \{(A1 > por) \text{ и } (A3 - A2) > 0\}, \\ & \text{или } \{(A1 < -por) \text{ и } (A3 - A2) < 0\}, \\ 0, & \text{если } \{(A1 < -por) \text{ и } (A3 - A2) > 0\}, \\ & \text{или } \{(A1 > por) \text{ и } (A3 - A2) < 0\}. \end{cases} \quad (3)$$

Входная последовательность отсчетов квадратур усредняется на интервале  $n$  отсчетов. Это позволяет не только уменьшить число анализируемых величин, но приводит к уменьшению дисперсии шума в  $n$  раз. Величина отсчета с шумом по вероятности сходится к исходному значению по теореме Чебышева (закон больших чисел).

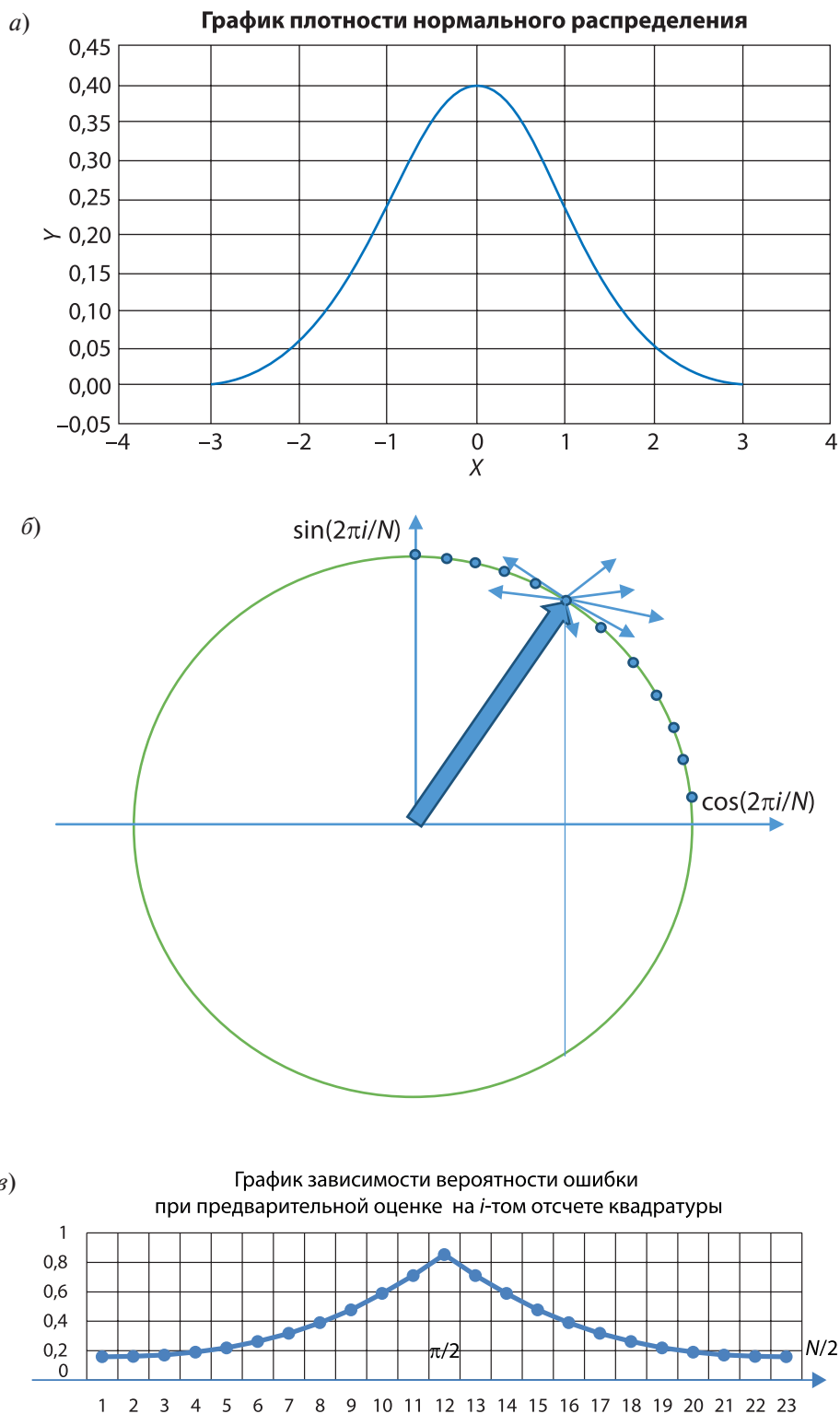


Рис. 2. *a* – плотность распределения случайных величин – отсчетов квадратуры с шумом; *б* – результат сложения отсчетов квадратуры и шума со средней мощностью  $\mathcal{X}_0^2$ , имеющего гауссовское распределение; *в* –  $p[i]$  – вероятность превышения случайной величиной  $A\cos(2\pi i/N) + \mathcal{X}_0^2$  нулевого порога на промежутке  $N/2$  – половины периода, что соответствует  $\pi$ .

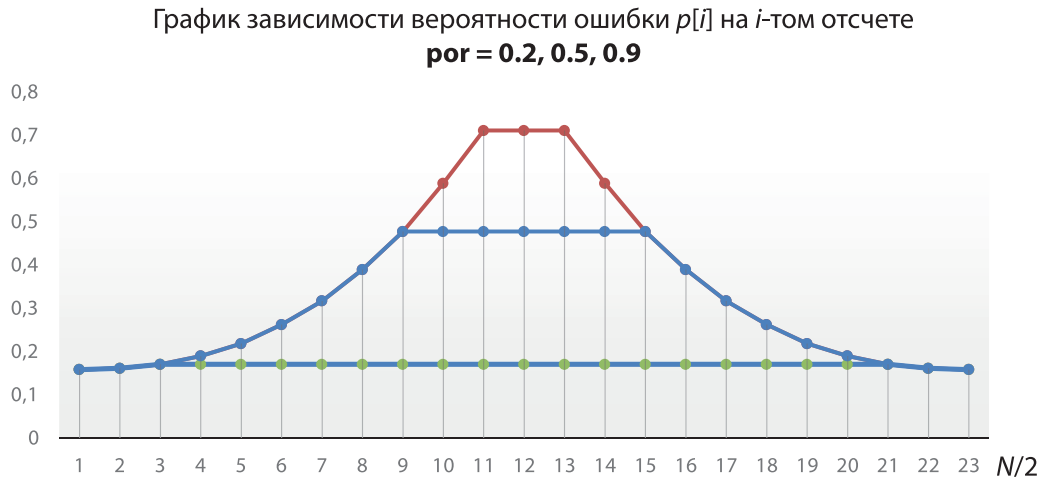


Рис. 3. Вид функции  $p[i]$  при использовании порога **por**

$$P_{A1} = \begin{cases} \Phi \left[ h\sqrt{n} \frac{\cos\left(\frac{2\pi i}{N}n\right)}{\sigma} \right] & \text{при } i = 0, 1, \dots, \arccos(\mathbf{por}) \quad i = N/2 - \arg \cos(\mathbf{por}), N/2, \\ \{2 \arg \cos(\mathbf{por}) \text{ отсчетов}\}. \\ \Phi \left[ \sqrt{n} \frac{\mathbf{por}}{\sigma} \right] & \text{при } i = \arccos(\mathbf{por}) \dots N/2 - \arg \cos(\mathbf{por}), \\ \left\{ \left( \frac{N}{2} - 2 \arg \cos(\mathbf{por}) \right) \text{ отсчетов} \right\}. \end{cases} \quad (4)$$

где: **por** — порог;  $n$  — число отсчетов на котором производится усреднение принятых отсчетов действительной (и мнимой) частей квадратуры;  $h$  — отношение амплитуд сигнал/шум;  $i$  — текущий индекс отсчетов;  $\Phi[x] = 0,5 - \int_0^x P[t]dt$ ;

$$P[t] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}.$$

После усреднения полученных отсчетов квадратур на интервале  $n$  текущий индекс меняется через каждые  $n$  отсчетов.

При использовании порога вероятности ошибки на каждом отсчете меняются, когда ам-

плитуда отсчета больше порога. Пока она меньше порога, то вероятность ошибки на отсчете  $i$  постоянна и задается величиной порога.

Приращение мнимой части отсчетов квадратуры ( $A3-A2$ ) — величина случайная, меняется на протяжении периода частоты сигнала от минимального значения при  $\pi/2 + \pi k$  до максимального при  $0 + \pi k$ . Соответственно, вероятность ошибки будет изменяться, как и для действительной части квадратуры, с максимумами и минимумами в тех же точках. Разница в том, что минимальные вероятности больше, чем для действительной части, т. к. амплитуды приращения меньше, чем амплитуды действительной части.

$$P_{(A3-A2)} = \begin{cases} \Phi \left[ h\sqrt{n} \frac{\sin\left(\frac{2\pi i+1}{N}n\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{N}n\right)}{\sigma} \right] & \text{при } i = 0, 1, \dots, \arcsin(\mathbf{por}) \quad i = N/2 - \arg \sin(\mathbf{por}), N/2, \\ \{2 \arg \cos(\mathbf{por}) \text{ отсчетов}\}. \\ \Phi \left[ \sqrt{n} \frac{(\mathbf{por}) - \sin(\arcsin(\mathbf{por}-1))}{\sigma} \right] & \text{при } i = \arccos(\mathbf{por}) \dots N/2 - \arg \cos(\mathbf{por}), \\ \left\{ \left( \frac{N}{2} - 2 \arg \sin(\mathbf{por}) \right) \text{ отсчетов} \right\}. \end{cases} \quad (5)$$

Составим полную группу событий:

Пусть пришел «0» (для «1» — симметрично, т. к. символы равновероятны и вероятность получения «0» и «1» равна 1/2:  $P(0) = P(1) = 1/2$

$$P(0)\{P(A1 > \text{por}) \text{ И } (A3-A2) < 0\} \text{ ИЛИ } P(A1 \leq \text{por}) \text{ И } (A3-A2) > 0\} \text{ ИЛИ } P(A1 > \text{por}) \text{ И } (A3-A2) > 0\} \text{ ИЛИ } P(A1 \leq \text{por}) \text{ И } (A3-A2) < 0\} = 1/2 \quad (6)$$

Здесь подчеркнуты вероятности событий, приводящих к ошибочному решению, которое можно рассчитать с вероятностью:

$$P(0)\{P(A1 > \text{por}) P(A3 - A2) > 0\} + P(A1 \leq \text{por}) P(A3 - A2) < 0\}. \quad (7)$$

Для нормального закона распределения:

$$P(0)\{(1 - \Phi[A1])(1 - \Phi[A3 - A2]) + \Phi[A1]\Phi[A3 - A2]\} = 1/2\{\Phi[A1] + \Phi[A3 - A2] - 2\Phi[A1]\Phi[A3 - A2]\}.$$

Здесь:

$$\Phi[x] = 0,5 - \int_0^x P[t] dt; \quad (8)$$

$$P[t] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}.$$

### 1.2 Оценка средней вероятности ошибки при предварительном решении

Определим среднее значение вероятности ошибки на интервале, равном периоду частоты сигнала:

$$\bar{p} = n/2N \sum_0^{N/n} \{\Phi[A1] + \Phi[A3 - A2] - 2\Phi[A1]\Phi[A3 - A2]\} \quad (9)$$

На рис. 4 представлены графики функций, рассчитанных по формуле (7)

Результаты расчетов показывают, что вероятности ошибки при предварительном решении зависят от величины порога, от частоты сигнала, от интервала усреднения отсчетов  $n$ .

При низких частотах сигнала приращение мнимых составляющих значительно меньше, чем при высоких частотах. Однако, при низких частотах усреднять отсчеты можно на большем интервале времени. Так, для F1500(150) усреднение производилось на 16 отсчетах (12 отсчетов на период), а для F1200(50) — на 40 отсчетах (24 отсчета на период), вероятности ошибки ниже.

От скорости передачи средние вероятности ошибки при предварительном решении не зависят.

## 2. Вероятность ошибки окончательных оценок символов

### 2.1. Закон распределения вероятностей ошибки при окончательной оценке

На втором этапе алгоритма решение о переданном символе выносится по выборке  $B$  промежуточных оценок.

Событие, состоящее в ошибочном решении, описывается дискретным законом распределения вероятностей.

Выборка  $m$  предварительных решений при вероятности ошибки предварительного решения  $\bar{p}$  — содержит  $k$  ошибочных с вероятностью  $P(m, k)$

$$P(m, k) = \frac{k!}{(m-k)!k!} \cdot \bar{p}^k q^{m-k}. \quad (10)$$

где:  $q = 1 - \bar{p}$ ,  $m$  — величина выборки,  $k$  — число отсчетов, приводящих к искомому результату с некоторой вероятностью.

Выборка  $m$  содержит не менее  $k$  ошибочных отсчетов с вероятностью

$$P = 1 - \sum_{k=0}^m (C_m^k) \bar{p}^k (1 - \bar{p})^{m-k}, \quad (11)$$

где:

$$(C_m^k) = \frac{m!}{(m-k)!k!}.$$

Вероятность того, что предварительное решение  $S[i] = 1$  при условии, что передан «0», ИЛИ  $S[i] = 0$  при условии, что передана «1»:

$$p_0 P(S[i] = 1) = p_1 P(S[i] = 0) = \bar{p}, \quad (11)$$

где  $\bar{p}$  — средняя вероятность ошибки при предварительном оценивании, которая была вычислена в прошлом разделе;

$B$  — число отсчетов на один информационный бит. Для вынесения окончательной оценки рассматривается  $m = B$  отсчетов. Если число  $k = S1$  отсчетов превышает значение  $S1 > B/2$ , а передавался «0», ИЛИ  $S0 > B/2$  а передавалась «1», то окончательная оценка будет ошибочной.

### 2.2 Расчет вероятности ошибки

В п. 2.1 показано, что выбор окончательной оценки соответствует задачам, которые описываются биномиальным законом распределения.

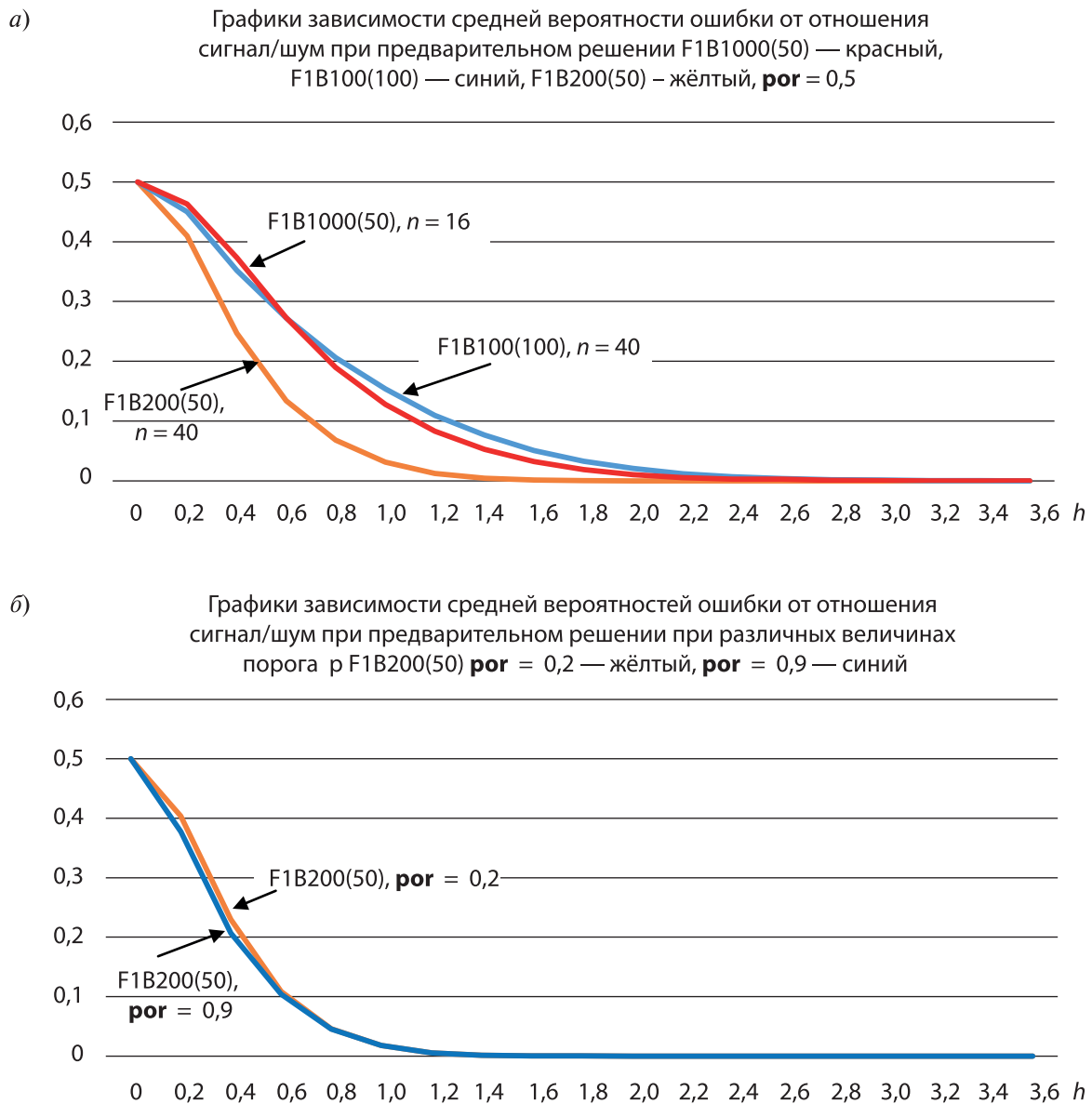


Рис. 4. Результаты расчета средней вероятности ошибки при предварительном решении для различных частотах, интервалах усреднения и скоростях передачи (а), для различных значений порогов (б)

Если передан «0», то полная группа событий описывается следующим образом: где:

$$P(0) P(S_0 < B/2) + P(0) P(S_1 \geq B/2) + P(1) P(S_0 \geq B/2) + P(1) P(S_0 > B/2) = 1,$$

$$P(S_1 \geq B/2) = 1 - P(S_1 < B/2) \quad (12)$$

Вероятность ошибки  $P(S_1 \geq B/2)$  в этом случае можно рассчитать по формуле:

$$P(S_1 \geq B/2) = 1 - \sum_{k=0}^{B/2n} \binom{C_{B/n}^k}{C_{B/n}^k} \bar{p}^k (1 - \bar{p})^{B/n-k}, \quad (13)$$

$$\binom{C_m^k}{(m-k)!k!},$$

$\bar{p}$  — средняя вероятность ошибки при предварительном оценивании.

Кривые, построенные по результатам расчетов приведены на рис. 7. Расчет по формуле (13) при использовании прореживания не представляет сложности, позволяет применение рекуррентных выражений:

$$P(m, k) = \frac{k!}{(m-k)!k!} p^k q^{n-k} =$$

$$= P(m, k-1) \frac{m-k+1}{qk} p. \quad (14)$$

Иллюстрация этих расчетов приведена на графиках рис. 5

### 3. Статистическая проверка расчетных значений вероятности ошибки

Для проверки корректности выбранного алгоритма расчета вероятности ошибки было

проведено статистическое исследование зависимости частоты ошибок от отношения сигнал/шум для сигналов с теми же параметрами, что были приняты и в расчетах.

Генератор случайной последовательности двоичных информационных символов построен так, что случайная последовательность уникальна, без повторов. Белый шум генерируется по тому же принципу: он всегда разный. Для получения модели белого шума с нормальным распределением вероятностей, нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией использовался алгоритм Бокса-Мюллера.

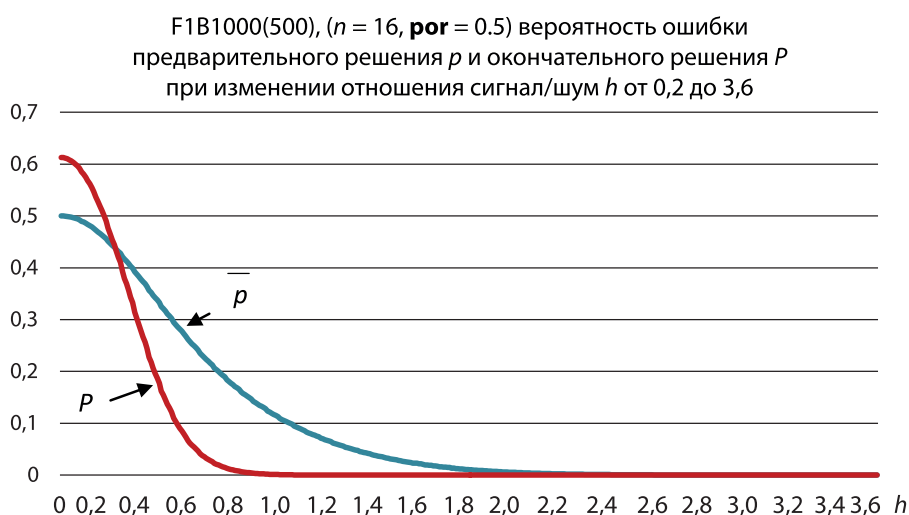


Рис. 5. Графики зависимости вероятностей ошибки при предварительном и окончательном решении от отношения сигнал/шум

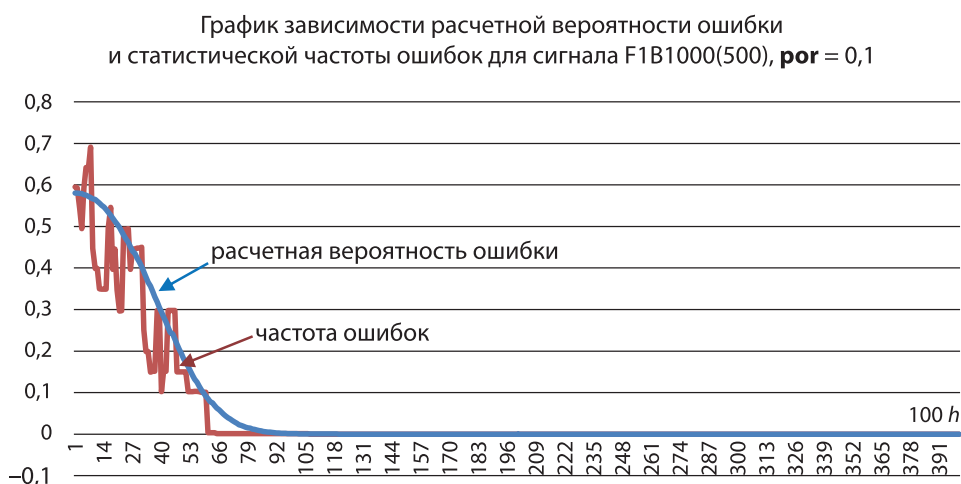


Рис. 6. Статистическая проверка алгоритма расчета помехоустойчивости логического алгоритма декодирования сигналов класса F1B1000(500)

Порог в алгоритме подстраивается автоматически в зависимости от того, насколько близко число промежуточных решений «1» и «0». В начале работы алгоритма задается первоначальное значение порога, ниже которого он не опускается.

Результаты статистических проверок представлены на рис. 6, 7 и 8, где обозначено первоначальное значение порога.

#### 4. Сравнительная оценка результатов моделирования работы логического алгоритма с оптимальным приемником

Представляет интерес сравнительная оценка помехоустойчивости логического алгоритма с потенциальной помехоустойчивостью, кото-

рую обеспечивает оптимальный приемник ЧМ сигналов. Для корректности такой оценки помехоустойчивость оптимального приемника следует рассматривать в условиях предварительного усреднения отсчетов квадратур на интервале  $n$  отсчетов. Такую предварительную обработку квадратур можно делать для любого приемника. При этом мы уменьшаем дисперсию нормального белого шума в  $n$  раз.

На рис. 9 представлены кривые помехоустойчивости оптимального приемника с предварительным усреднением отсчетов квадратур, расчетные кривые для логического алгоритма и кривые частоты ошибок, полученные при статистическом моделировании:  $a$  — представляет наиболее благоприятный случай соотношения частоты

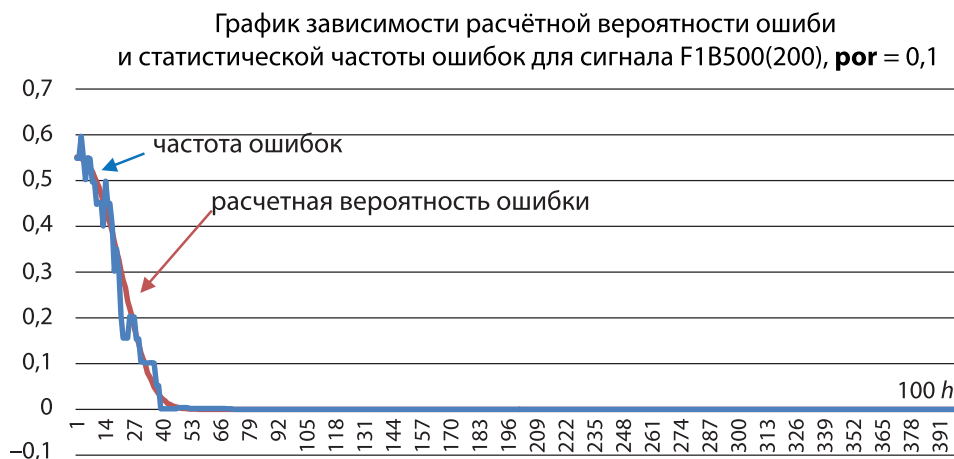


Рис. 7. Статистическая проверка алгоритма расчета помехоустойчивости логического алгоритма декодирования сигналов класса F1B500(200)

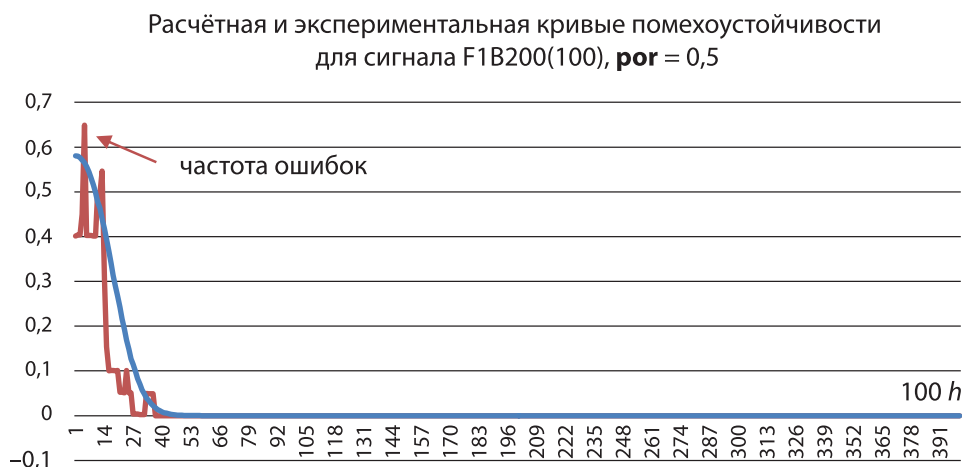


Рис. 8. Статистическая проверка алгоритма расчета помехоустойчивости логического алгоритма декодирования сигналов класса F1B200(100)



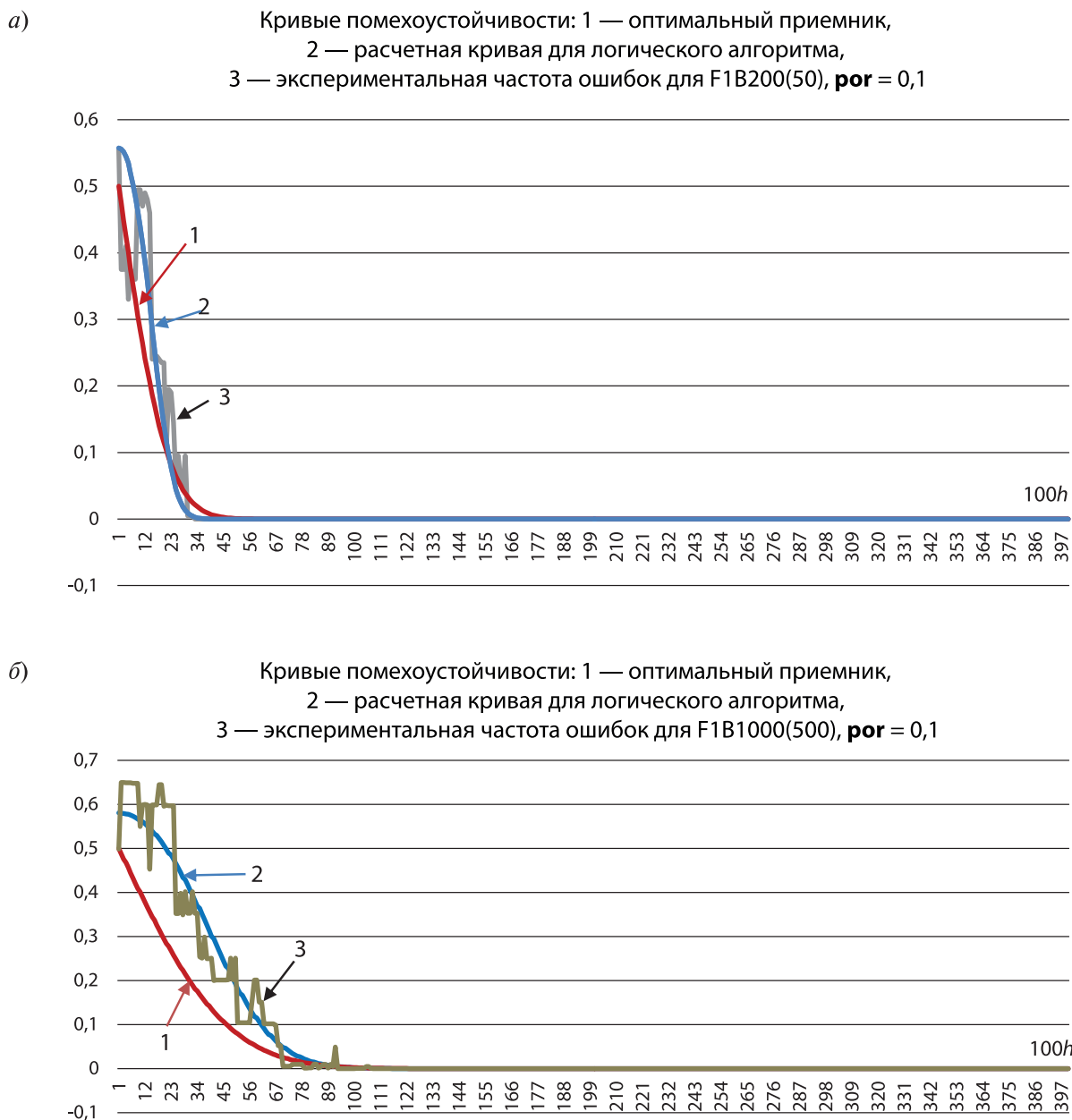


Рис. 9. Кривые помехоустойчивости оптимального приемника с предварительным усреднением отсчетов квадратур, расчетные кривые для логического алгоритма и кривые частоты ошибок, полученные при статистическом моделировании

сигнала и скорости передачи: наиболее высокая скорость передачи  $f = 200$  Гц при возможности усреднения на большом интервале  $n = 40$  отсчетов и маленькая скорость передачи  $b = 50$  бод;  $b$  — представляет наименее благоприятное соотношение  $f = 1000$  Гц,  $b = 500$  бод. Частота сигнала позволяет усреднение на интервале  $n = 8$ , на 1 бит приходится всего 24 отсчета

Теоретически можно сделать и больший интервал (до предельного по теореме Котельникова), но моделирование показывает, что необходим некоторый запас.

На рис. 10 приведена сравнительная оценка помехоустойчивости логического алгоритма с помехоустойчивостью оптимального приемника.

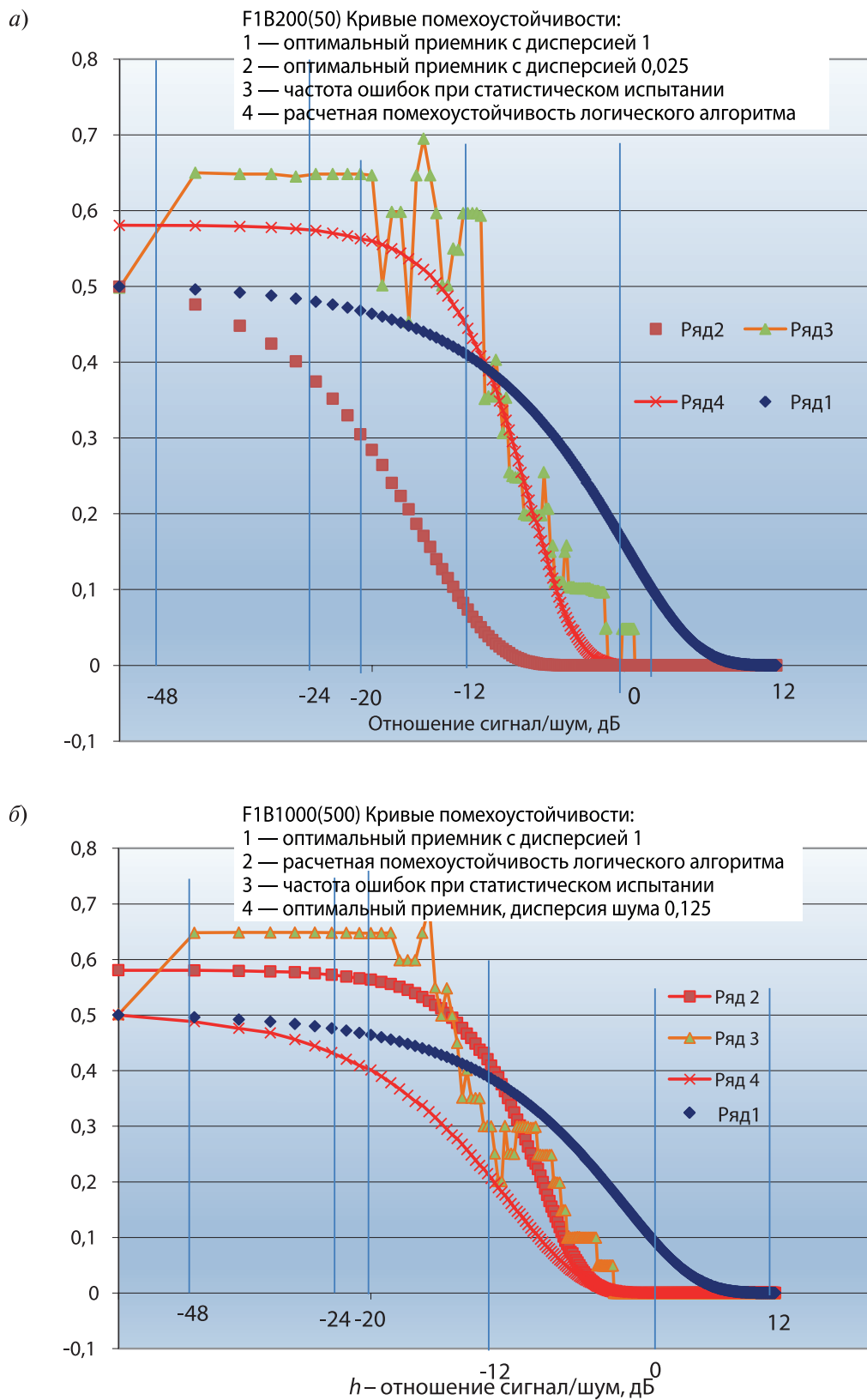


Рис. 10. Сравнительная оценка помехоустойчивости логического алгоритма с помехоустойчивостью оптимального приемника

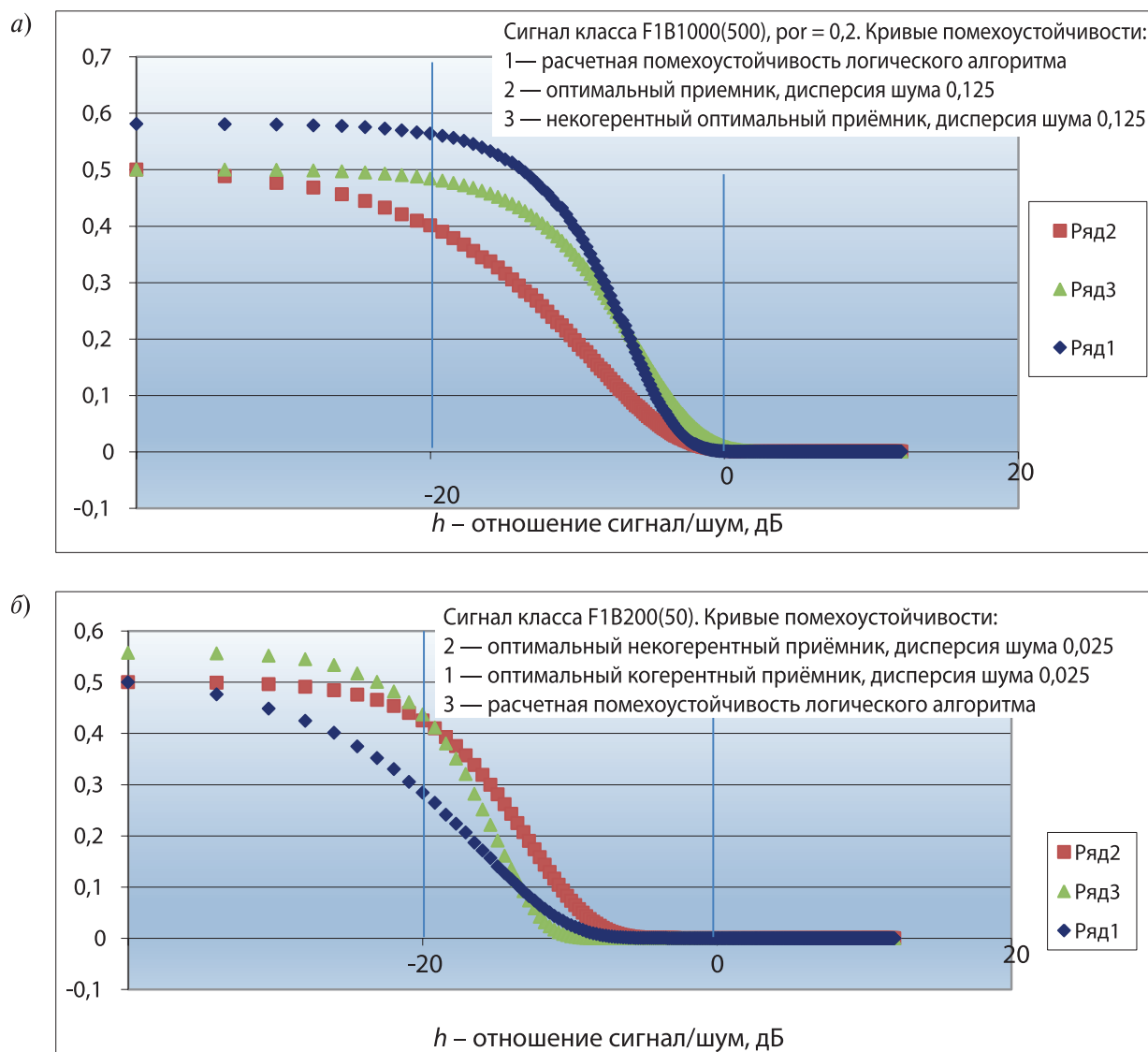


Рис. 11. Кривые помехоустойчивости для оптимального когерентного, оптимального некогерентного, и логического алгоритмов: (а) — сигнал класса F1B1000(500), (б) — F1B200(50)

Как видно из графиков, расчетные кривые тем более приближаются к кривым помехоустойчивости оптимального алгоритма, чем выше частота сигнала, чем больше интервал усреднения и чем ниже скорость передачи данных. В этом есть некоторое противоречие, т. к. при высокой частоте сигнала интервал усреднения ограничен: он должен по теореме Котельникова превышать двойное значение частоты.

Экспериментальные данные: частоты ошибок хорошо приближаются к расчетным, значит, расчет вполне корректен.

Представляет интерес сравнение расчетных значений вероятностей ошибки для когерентного и некогерентного оптимальных приемников и для логического алгоритма. Он не является когерентным, однако, побитовая синхронизация для него просто не нужна. Поэтому можно ожидать, что его кривые помехоустойчивости не хуже, чем для некогерентного оптимального приемника. Логический алгоритм в этом смысле можно рассматривать как квазикогерентный.

На рис. 11 приведены кривые помехоустойчивости для когерентного и некогерентного оп-

тимальных приемников и для логического алгоритма. Для всех трех случаев был учтен эффект усреднения отсчетов квадратур на интервале 8 отсчетов для сигналов класса F1B1000(500) и на интервале 40 отсчетов для F1B200(50)

### Выводы

Оценку помехоустойчивости алгоритма для дискретного сигнала можно выполнять в 2 этапа: определить среднюю вероятность ошибки при вынесении решения о промежуточной оценке  $\bar{p}$  с учетом использования порога;

определить вероятность ошибки при вынесении решения об окончательной оценке исходя из величины  $\bar{p}$ .

На первом этапе оценивания вероятность ошибки зависит от частоты сигнала, интервала усреднения и порога. В свою очередь

предпочтительные большие частоты не позволяют использовать больших интервалов усреднения.

На втором этапе оценивания вероятность ошибки зависит от вероятности ошибки на первом этапе, от скорости передачи и интервала усреднения.

Результаты моделирования показали, что логический алгоритм дает хорошие результаты, как при аналитической, так и при статистической оценке помехоустойчивости.

Реализация предложенного алгоритма проста и предполагает полностью цифровую обработку сигналов. Логический алгоритм не нуждается в побитовой синхронизации, позволяет настройки изменением интервала усреднения и порога. Недостатком является зависимость от величин частоты сигнала и скорости передачи.

### ЛИТЕРАТУРА

Бикчинтаева Н. Г. Логический алгоритм демодуляции цифрового частотно-модулированного сигнала / Н. Г. Бикчинтаева, В. В. Дмитриев,

О. В. Орлова // Техника средств связи. Научно-технический сборник. — 2017. Вып. 6 (145). — СПб. — С. 41–51.

*Н. Г. Бикчинтаева*

Инженер 2 категории ПАО «Интелтех»

*О. В. Орлова*

Инженер 1 категории ПАО «Интелтех»

## МЕТОД «КЛОНИРОВАНИЯ» ОТСЧЕТОВ КВАДРАТУРЫ, ПРЕДСТАВЛЯЮЩЕЙ КОМПЛЕКСНЫЙ ДИСКРЕТНЫЙ СИГНАЛ МЧТ

**АННОТАЦИЯ.** В статье рассмотрен способ «клонирования» отсчетов квадратуры, представляющей комплексный дискретный сигнал МЧТ. Данный способ позволяет увеличить интервал между соседними линиями спектра, соответствующими символам алфавита и тем самым увеличить разрешающую способность при приеме сигнала МЧТ. Кроме этого в алгоритме применен метод уменьшения дисперсии шума за счет усреднения значений отсчетов на интервале  $n$ , в результате которого уменьшается число отсчетов и уменьшается дисперсия шума. Увеличение числа отсчета между соседними частотами алфавита позволяет анализировать результирующий дискретный спектр только для отсчетов, близких к ожидаемым частотам, выбирая их по принципу «гребенки».

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** быстрое преобразование Фурье, дискретный сигнал МЧТ, частота дискретизации, корреляционный прием

### 1. Постановка задачи

Сигнал МЧТ представляет собой последовательность гармонических сигналов ограниченного набора частот, которые следуют друг за другом на фиксированных интервалах времени. Данные интервалы времени для каждого сигнала, соответствующего символу алфавита, отсчитываются от нуля часов нуля минут нуля секунд и продолжаются 10 с каждый. Несущая частота определяется радиолнией.

#### 1.1. Обнаружение сообщений радиостанции

Сигналы радиостанции с помощью анализатора спектра сигналов звукового диапазона обнаруживаются в зоне хорошей радиовидимости, рис. 1.

Для приема и анализа сообщения необходим мощный вычислитель анализатора, работающий в режиме on-line и считающий текущий спектр.

#### 1.2. Обнаружение и различение сигналов МЧТ

Исходим из того, что каждый  $m$ -тый символ алфавита  $M$ , подлежащий оценке, имеет в качестве основной характеристики частоту  $\omega_{\text{mega}_m}$ . Поэтому, самый реальный подход состоит в определении спектра полученного сигнала в цифровом виде.

Известно, что сигнал передается в течение 10 секунд, начало и конец этого интервала определены, поэтому нет смысла считать текущий спектр.

**Примечание.** Текущий спектр можно сравнить с киносъемкой: для каждого полученного отсчета времени набор  $N$  временных отсчетов, сдвинутых на один интервал дискретизации, поступают на вычислитель. Получается «живая картинка» спектра. В данной работе считаем 1 «кадр» в 10 с. Вся информация заключена в отсчетах за 10 с, необходимо только ее полностью использовать для оценки.

Считаем спектр принятого за 10 с сигнала ( $T=10$  с), тогда и операция расчета должна происходить менее, чем за 10 с.

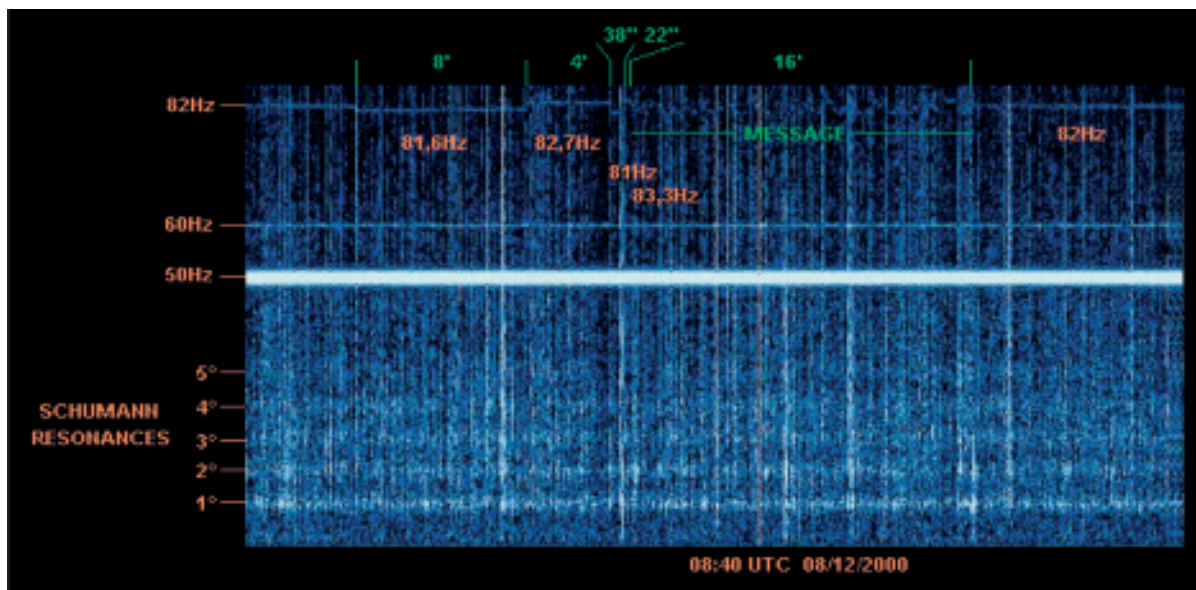


Рис. 1. Развертка сигнала по осям времени и частоты.  
(Рис. заимствован из статьи «The russian 82 Hz ELF transmitter» (США): о «Русском Зевсе»)

Исходными данными для расчета должны быть данные с аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

В качестве математического аппарата выбирается метод быстрого преобразования Фурье (БПФ): это мощный метод расчета дискретного преобразования Фурье (ДПФ); на основе БПФ построено большое количество вычислителей на микропроцессорах (в анализаторах спектра используется тоже БПФ).

Можно рассматривать и другие методы обнаружения сигналов МЧТ: алгоритм Герцеля, корреляционный прием и пр.

### 1.3. Корреляционный прием

Оптимальным приемником для сигналов такого типа является согласованный оптимальный фильтр. Он имеет импульсную характеристику — инвертированный образ сигнала, а частотную — комплексно-сопряженный спектр сигнала.

В цифровом виде оптимальный фильтр вычисляет взаимно-корреляционную функцию принятого и эталонного сигнала. Причем эталонных сигналов должно быть столько же, сколько символов в алфавите. Вычислительная сложность его значительно больше, чем БПФ (вычисление дискретной свертки). Алгоритмы быстрой свертки основаны на использовании БПФ и приводят к первому методу.

### 1.4. Алгоритм Герцеля

Алгоритм Герцеля позволяет итерационно вычислять ДПФ для нескольких выбранных частот. Он экономичнее только при условии, если алфавит не превышает 2-х, 3-х знаков.

## 2. Дискретная модель спектра

Модель спектра, используемая для расчета, отличается от реального спектра сигнала, т. к.: реальный спектр непрерывен и бесконечен; он зависит от времени и меняется непрерывно; дискретизация по времени, и использование дискретной математической модели приводит к периодичности и по времени и по частоте.

оцифровка сигналов приводит к появлению паразитных разностных частот, «шумов квантования».

На рис. 2 представлен реальный спектр идеального сигнала, переданного в течение 10 с. От 0 до  $T$  он меняется непрерывно, основной лепесток спектра постепенно сужается и приобретает такой вид только на 10-й секунде. За счет ограниченности времени анализа спектр бесконечен, «хвосты» спектральной функции расползаются до  $\infty$ .

Здесь существенно то, что  $T$  определяет ширину основного лепестка спектра: чем больше

время анализа, тем он тоньше, в пределе —  $\delta$ -функция. Это же соотношение справедливо для дискретной модели.

На рис. 3 показан дискретный спектр, моделирующий реальный сигнал.

### 2.1. Расчет спектра сигнала

Основные параметры:

*интервал времени  $T$*  10 секунд (определяет, как и в непрерывном спектре, ширину основного лепестка, в нем тах информации, использовать ее надо полностью);

*частота дискретизации  $F_d$*  задана АЦП (44100Гц, 192000Гц), но уменьшить ее можно

и нужно. Частота дискретизации для дискретной модели — число отсчетов  $N/T$ , где  $T$  — время передачи одного символа,  $N$  — число отсчетов на этом временном интервале. Расчет БПФ дает  $N$  отсчетов спектра на частотном интервале  $F$ ,  $F = \Delta t$ ,  $\Delta t = T/N$ . Дискретная модель периодична и по времени и по частоте, рис. 3:

1) Частота дискретизации (по Найквисту) не может быть меньше  $2 * \omega_{\max} = (2 * 83,2) \text{ Гц} = 166,4 \text{ Гц}$ ;

2) Число отсчетов на 10 с в 10 раз больше частоты дискретизации,  $N = 1664$ .

3) Для БПФ число отсчетов — степень двойки,  $N = 2048$ ,  $2048/1664 = 32/26$ . Каждый отсчет повторяется 32 раза и выбирается каждый 26-й.

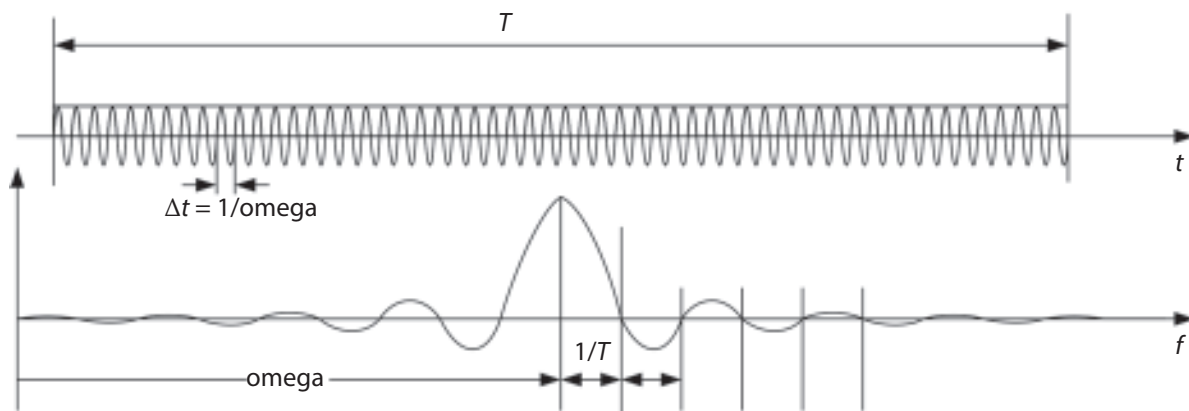


Рис. 2. Реальный спектр идеального гармонического сигнала к концу 10-й секунды интервала времени  $T$

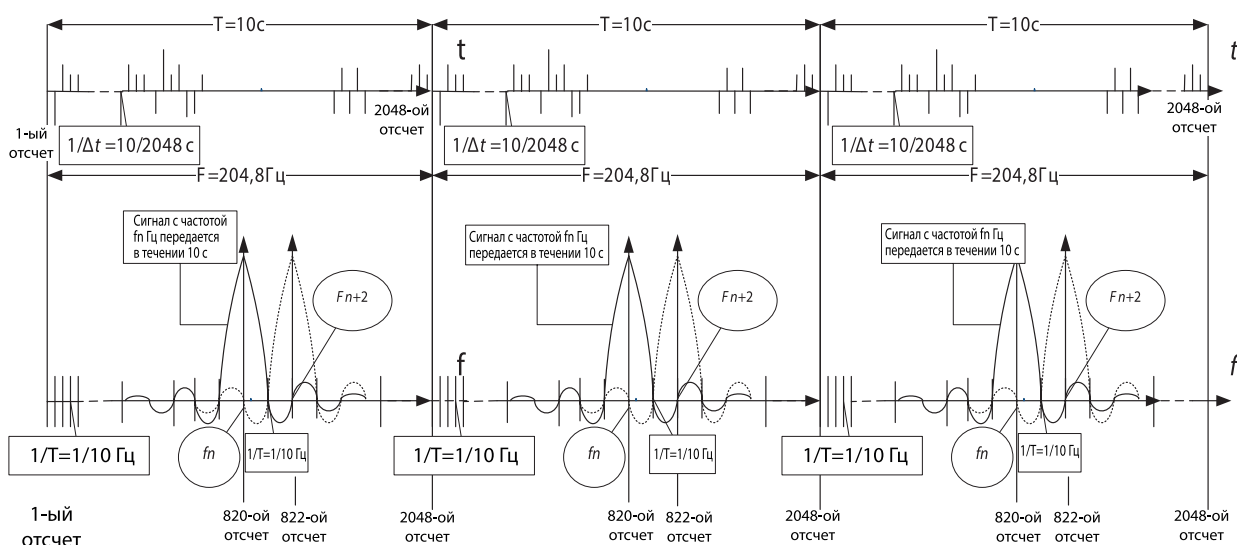


Рис. 3. Дискретная модель спектра сигнала МЧТ, передаваемого на несущей частоте  $f_n$ . Сигналы, соответствующие символам алфавита, отстоят друг от друга на 0.2 Гц, в дискретной модели на 2 отсчета, если число отсчетов 2048

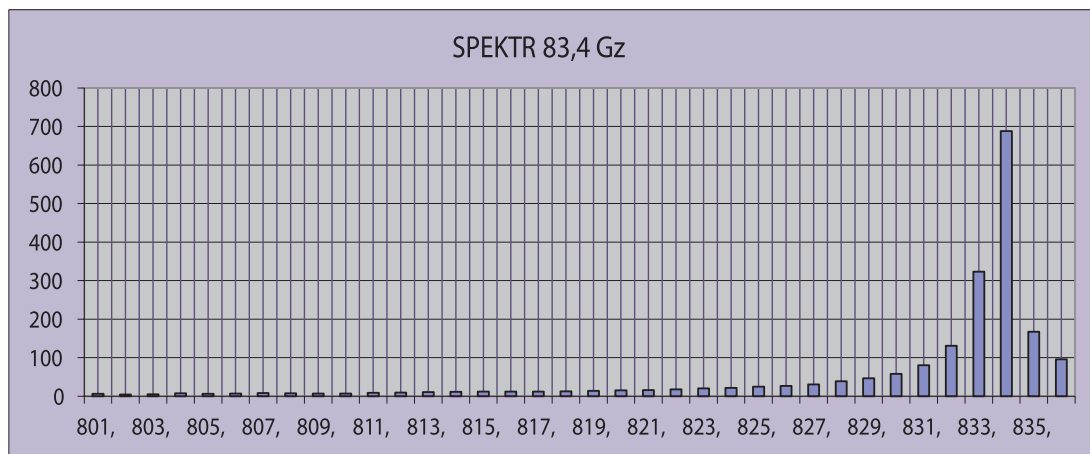


Рис. 4. Спектр сигнала частотой 83.4 Гц, рассчитанный программой БПФ

## 2.2. Расчет спектра квадратур

Считать БПФ низкочастотных сигналов значительно проще. Для сигналов — 1.2 ... 1.2 Гц число отсчетов может быть меньше, теоретически — не менее 4, на практике и с учетом требования к исходным данным БПФ — 32, 64, 128...

Сложность остается в том, что частоты, соответствующие соседним символам алфавита, отстоят друг от друга всего на 0.2 Гц. Спектр сигнала одного символа это свертка спектров частоты сигнала  $f_s$  и прямоугольного импульса длительностью  $T = 10$  с. Спектр прямоугольного импульса имеет вид функции  $\sin(x)/x$ , ширина главного лепестка его определяется величиной  $T$ . Чем дольше передается сигнал, соответствующий одному символу, тем больше кодовое расстояние в частотном функциональном пространстве.

Рис. 5 показывает спектры двух соседних символов.

На рис. 5 показан непрерывный спектр, реально он такой и есть (к концу 10-й секунды), хотя все расчеты производятся с использованием дискретной модели. Модель вовсе не должна точно соответствовать реальности, она должна давать ожидаемый результат. Спектр имеет бесконечные «хвосты», которые накладываются друг на друга, т. к. дискретизация сигнала приводит к его периодичности.

Если частоты сигналов перенести на нулевую частоту и представить в виде квадратур — комплексных временных отсчетов с частотой дискретизации  $fd$ , то символы алфавита будут соответствовать частотам, симметричным не относительно несущей частоты, а относительно нуля.

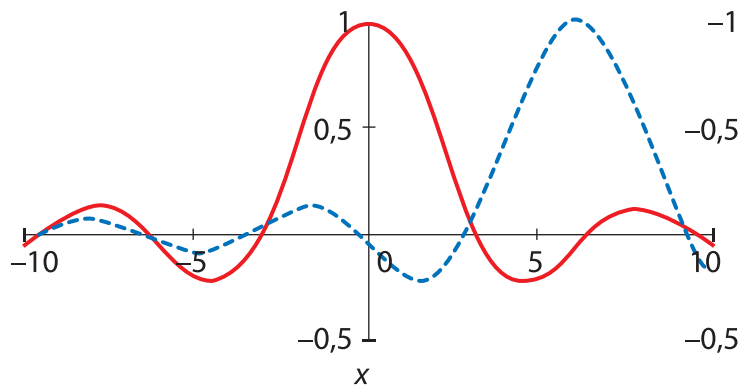


Рис. 5. Спектры двух сигналов, отличающихся на 0.2 Гц и передающихся на интервале 10 с находятся на предельно близком расстоянии



Частоты, Гц:  $-1,2; -1,0; -0,8; -0,6; -0,4; -0,2; 0,0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0; 1,2$ .

Перенос частоты может осуществляться умножением на две ортогональные несущие, на  $\pm \exp(j\omega_n t)$ , или в дискретном виде

$\pm \exp(ij2\pi fs/fd)$ , где  $i$  — текущий индекс,  $j$  — корень квадратный из «-1»,  $fs$  — частота сигнала,  $fd$  — частота дискретизации.

### 3. Алгоритм «клонирования» отсчетов квадратур частоты сигнала — «Овечка Долли»

Чем дальше передается гармонический сигнал, тем уже главный лепесток спектра. Но не всегда имеется возможность влияния на параметры передатчика. В таком случае можно сделать искусственное продление передачи одного символа, «клонировав» полученные отсчеты на длительность  $2T, 4T, 8T, \dots$

«Клонирование» производится в дискретном времени: полученные отсчеты повторяются в обратном порядке в действительной части и в обратном порядке с инвертированием в мнимой части.

При преобразовании действительной части квадратуры в функцию, четную относительно среднего отсчета и мнимой части квадратуры

в функцию, нечетную относительно среднего отсчета получим сигнал, который будет иметь действительный спектр. Функция, представленная моделью, удовлетворяет условиям Дирихле, является кусочно-непрерывной, этого достаточно для однозначного представления ее в спектральной области. Так мы увеличиваем время передачи виртуально. Виртуально же изменится и спектр. Хотя новой информации в этой модели нет, но спектр меняется в лучшую сторону для обнаружения сигнала.

Практически важно то, что главный лепесток такого сигнала будет в 2, 4, 8 раз уже исходного. Соседние сигналы, отличающиеся на 0.2 Гц будут дальше друг от друга на 4, 8, 16 отсчетов в зависимости от кратности «клонирования».

Расчет спектра дискретного сигнала с «клонированием» исходных данных промоделирован программно.

К идеальному сигналу МЧТ добавляется аддитивный белый шум с нормальным распределением. На рис. 6 представлена компьютерная модель сигнала на выходе АЦП, это квадратуры с шумом.

В алгоритме «Овечка Долли» используется также метод усреднения амплитудных значений  $n$  соседних отсчетов. Квадратуры с шумом, изменяющиеся в дискретном времени,

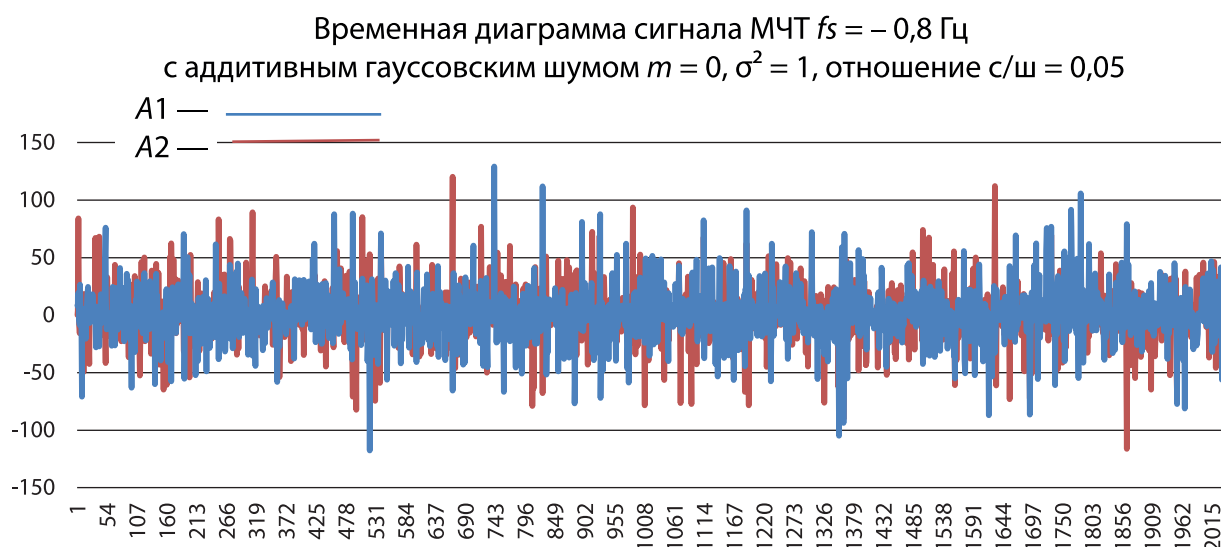


Рис. 6. Действительная и мнимая часть квадратур, представляющих сигнал МЧТ: отсчет действительной части квадратуры:  $A1 = A \cos(2\pi i/N) + N1_i$ , отсчет мнимой части квадратуры:  $A2 = A \sin(2\pi i/N) + N2_i$ , где:  $A$  — амплитуда квадратурной составляющей дискретного сигнала;  $i$  — текущий отсчет;  $N$  — число отсчетов в дискретной модели, здесь — 2048;  $N1_i$  —  $i$ -ый отсчет действительной составляющей белого шума с нормальным распределением плотности вероятности;  $N2_i$  —  $i$ -ый отсчет мнимой составляющей белого шума с нормальным распределением плотности вероятности

можно рассматривать, как случайный процесс. По теореме Маркова для случайных процессов среднее арифметическое  $n$  отсчетов случайного процесса сходится по вероятности к математическому ожиданию, дисперсия при этом уменьшается в  $n$  раз. Здесь, конечно очень важен выбор величины  $n$ . Должна выполняться теорема Котельникова для всех частот алфавита. Сигнал, представленный на рис. 6 в дискретном времени выглядит после усреднения на каждом интервале по 16 отсчетов как показано на рис. 7.

На рис. 8 представлены энергетические спектры сигналов  $G(i)fs = 0,2$  Гц,  $fs = 0,4$  Гц, полученные программами:

- а) БПФ без усреднения на 2048 отсчетах;
- б) БПФ с усреднением  $n = 16$  на 128 отсчетах;
- с) алгоритм «Овечка Долли», где использовано и усреднение и 16-кратное клонирование.

На рис. 8 с) видно, что спектры соседних сигналов гораздо лучше различимы в результате клонирования — расстояние между ними

увеличивается в 16 раз при 16-кратном клонировании, а число отсчетов стало таким же, как до усреднения на интервале 16 отсчетов. Так методы усреднения и клонирования хорошо сочетаются друг с другом: если бы мы использовали только клонирование, число отсчетов увеличилось бы до  $N = 32768$ .

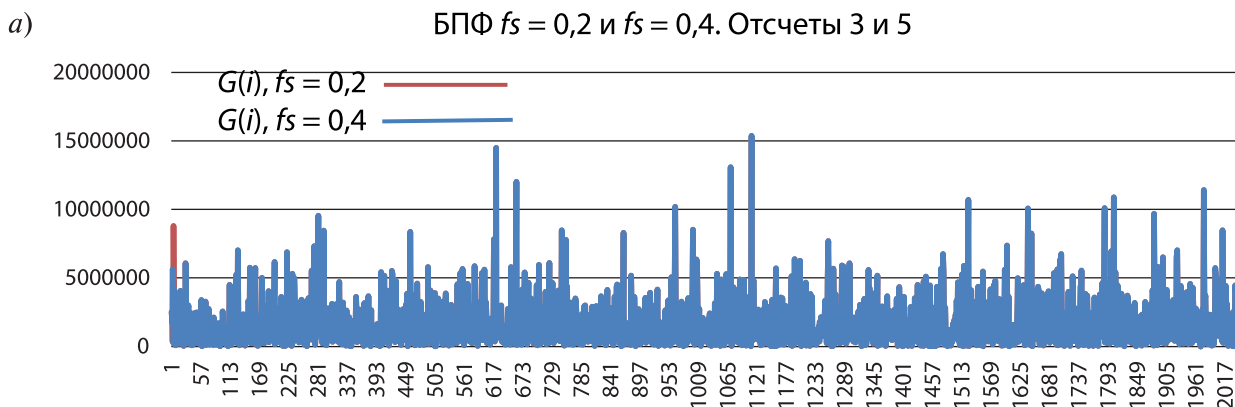
Математическая модель, которая использовалась для исследования алгоритма «Овечка Долли» позволяет проверить статистически эффект клонирования и усреднения. Случайная последовательность символов модулируется и представляется комплексными отсчетами квадратур, к ним добавляется случайная последовательность комплексных отсчетов шума.

На рис. 9 представлены полученные графики частоты ошибок в зависимости от отношения с/ш.

Преимущество клонирования состоит в виртуальном увеличении кодового расстояния между символами алфавита в частотном функциональном пространстве. Используется это



Рис. 7. Результат усреднение отсчетов квадратуры, представленной на рис. 6



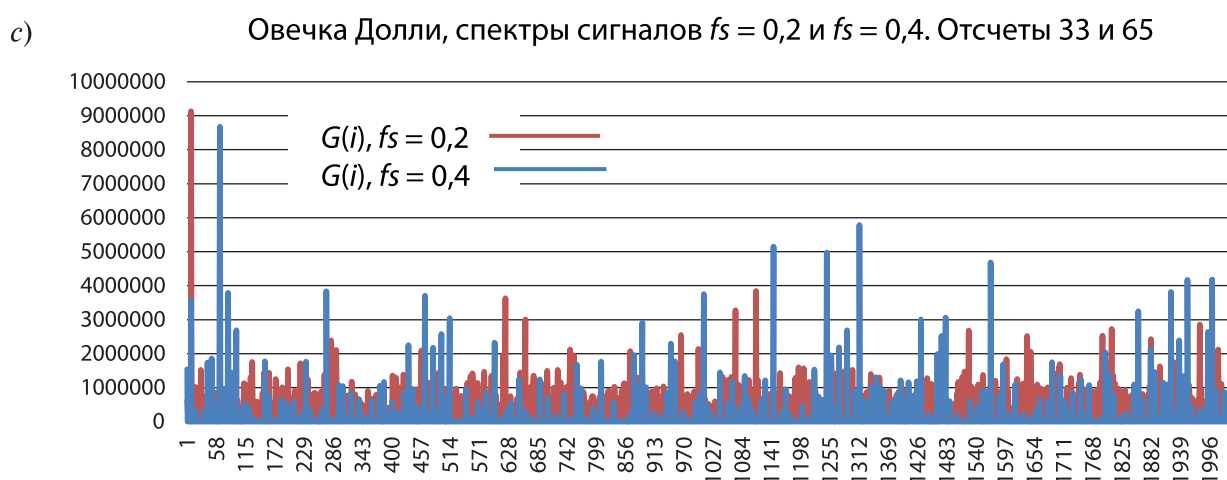
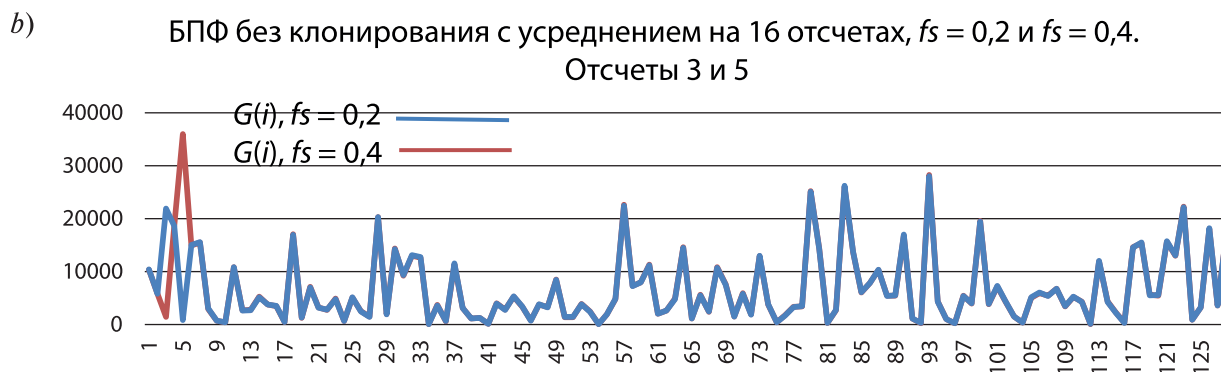


Рис. 8. Спектры сигналов  $f_s = 0,2$  и  $0,4$ , расстояние между которыми  $0,2$  Гц, соответственно —  $2$  отсчета в дискретной модели, отношение  $c/\text{ш} = 0,05$

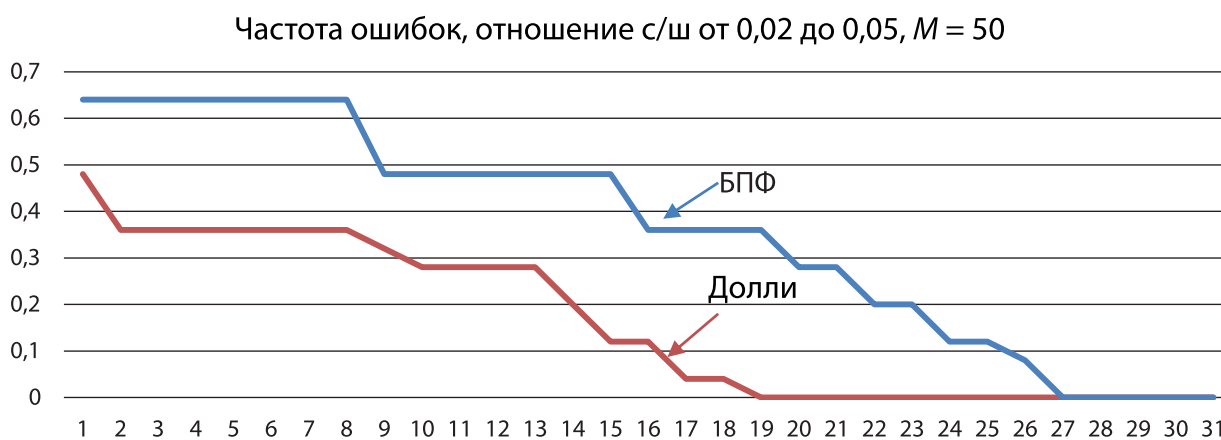


Рис. 9. Экспериментальные кривые помехоустойчивости для БПФ и «Овечки Долли».  $M$  — число символов алфавита в случайной выборке

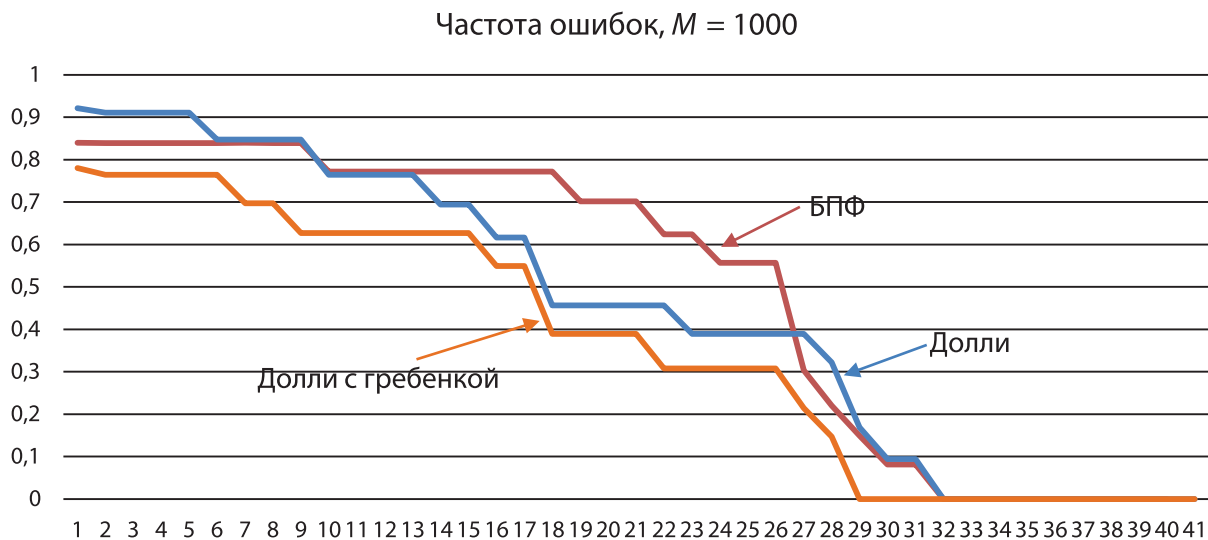


Рис. 10. Частота ошибок для алгоритма «Овечка Долли» с использованием «гребенки» дает видимый выигрыш по сравнению с алгоритмом только с клонированием отсчетов.  $M$  — число символов алфавита в случайной выборке

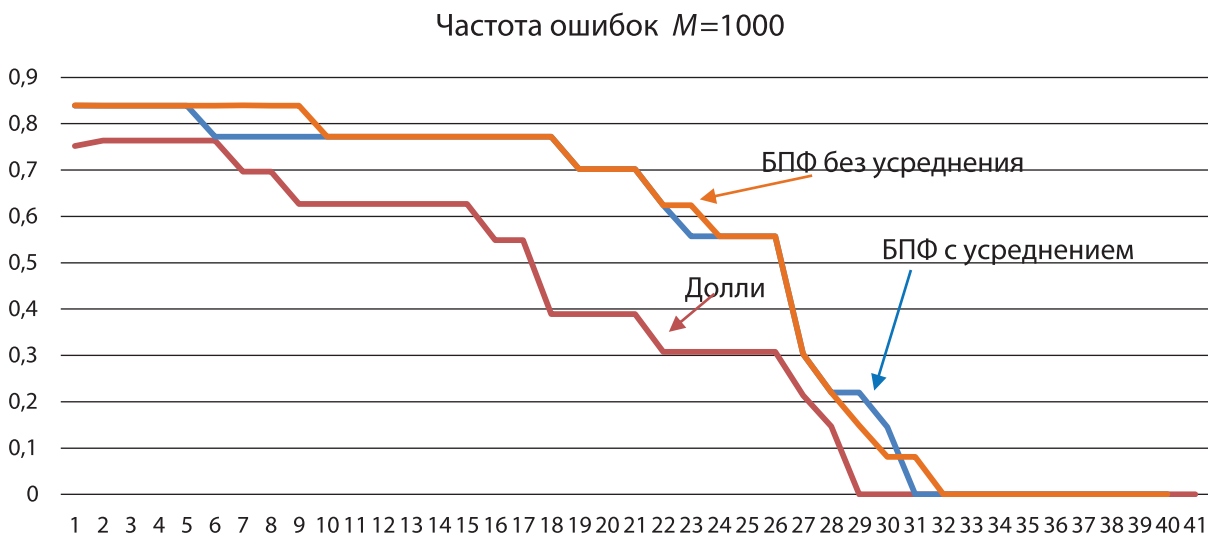


Рис. 11. Эффект от усреднения отсчетов на интервале 16 дает выигрыш и для алгоритма БПФ, но он все же намного уступает алгоритму «овечка Долли».  $M$  — число символов алфавита в случайной выборке.

преимущество путем уменьшения интервалов, на которых анализируются отсчеты спектра. Между соседними символами по 32 отсчета (вместо 2-х), максимум ищем среди  $i_m \pm 4$ , где  $i_m$  — отсчет, соответствующий  $m$ -тому символу. Интервал « $\pm 4$ » практически дает наилучший результат для 16-кратного клонирования. Получается эффект «гребенки»: отфильтровываются только близкие к частоте сигнала отсчеты. При-

чем, это делается очень просто программным путем: ищем максимум среди отсчетов около ожидаемых частот.

Рисунок 10 иллюстрирует эффект «гребенки».

Интересно также сравнить частоту ошибок для алгоритмов БПФ и «Овечка Долли», если для БПФ применить усреднение на интервале 16 отсчетов. Результат моделирования представлен на рис. 11.

### Выводы

В статье представлен метод улучшения различения сигналов МЧТ путем виртуального увеличения дискретного времени передачи каждого символа. Это происходит 16-кратным клонированием отсчетов квадратуры на интервале времени передачи одного символа.

Наряду с клонированием предлагается метод усреднения  $n$  последовательных отсчетов, что позволяет уменьшить дисперсию шума.

Моделирование алгоритма «Овечка Долли» показало лучшие результаты, чем простое БПФ и чем БПФ с использованием только усреднения  $n$  отсчетов.

Использование гребенчатой выборки отсчетов спектра дает возможность вполне реализовать преимущество клонирования.

### ЛИТЕРАТУРА

1. **Бикчинтаева Н. Г.** Логический алгоритм демодуляции цифрового частотно-модулированного сигнала / Н. Г. Бикчинтаева, В. В. Дмитриев, О. В. Орлова // Техника средств связи. Научно-технический сборник. — 2017. Вып. 6 (145). — СПб. — С. 41–51.
2. **Рабинер Л., Гоулд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Издательство «Мир», 1978.
3. **Трахтман А. М.** Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах / А. М. Трахтман, В. А. Трахтман. — М.: Советское радио, 1975.

*В. И. Бобровский*

Доктор технических наук, доцент, главный специалист ПАО «Интелтех»

*А. Н. Путилин*

Доктор технических наук, профессор главный научный сотрудник ПАО «Интелтех»

*А. К. Скворцов*

Инженер 1-й категории ПАО «Интелтех»

## ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ OFDM МОДЕМОВ НА ОСНОВЕ КЛИППИРОВАНИЯ

**АННОТАЦИЯ.** Настоящая работа посвящена исследованию влияния уровня клиппирования, выбранного для снижения пик-фактора, на качество приёма сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (Orthogonal frequency-division multiplexing — OFDM) в системах передачи информации с усилителем мощности, имеющим ограничение на линейный участок усиления. В статье приводится имитационная модель системы передачи OFDM сигнала с двоичной фазовой манипуляцией на 32-х поднесущих. Модель позволяет задавать произвольные уровни клиппирования. На основе этой модели делается оценка потенциальной помехоустойчивости клиппированного OFDM сигнала. В заключение приводятся рекомендации относительно способа выбора оптимального уровня клиппирования сигнала для достижения максимальной помехоустойчивости.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** Декаметровая радиосвязь, клиппирование, OFDM, многочастотные сигналы, усилитель мощности, поднесущие частоты, имитационная модель, моделирование, групповой сигнал, пик-фактор, потенциальная помехоустойчивость.

### Введение

Каналы декаметровой радиосвязи характеризуются малыми скоростями передачи данных, что является следствием низкой помехоустойчивости передачи сигналов, ввиду глубоких частотно селективных замираний, вызванных отражением сигналов от различных слоев ионосферы. В целях повышения помехоустойчивости применяют многочастотные модемы, формирующие OFDM сигналы. Однако недостатком многочастотных модемов является высокий уровень пик-фактора. Поскольку высокочастотные усилители передатчика имеют ограничения на динамический диапазон передаваемых сигналов, сигнал с высоким уровнем пик-фактора на выходе таких усилителей искажается, вследствие чего возникают внутриполосные и внеполосные искажения. Это приводит к снижению качества приёма. Для устранения этого эффекта необходимо уменьшать мощность OFDM сигнала на передаче, что приводит к сни-

жению отношения сигнал/шум (ОСШ) на приеме, а также неэффективному использованию динамического диапазона аналогово-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей (АЦП и ЦАП), что, в свою очередь, снижает помехоустойчивость системы передачи информации (СПИ) в целом.

Одним из приемов, применяемых для уменьшения пик-фактора и повышения мощности сигналов на передаче при заданной величине линейного участка усиления передатчика, является клиппирование сигнала по определённому уровню [1, 2].

На рисунке 1 приведены диаграммы сигналов, поясняющие процесс клиппирования [2]. На данном рисунке введены обозначения:  $s_1(t)$  — входной неклиппированный сигнал;  $s_2(t)$  — клиппированный сигнал;  $s_3(t)$  — выходной усиленный клиппированный сигнал;  $U_{cl}$  — уровень клиппирования сигнала;  $U_{max}$  — максимально допустимый уровень сигнала на входе передатчика.

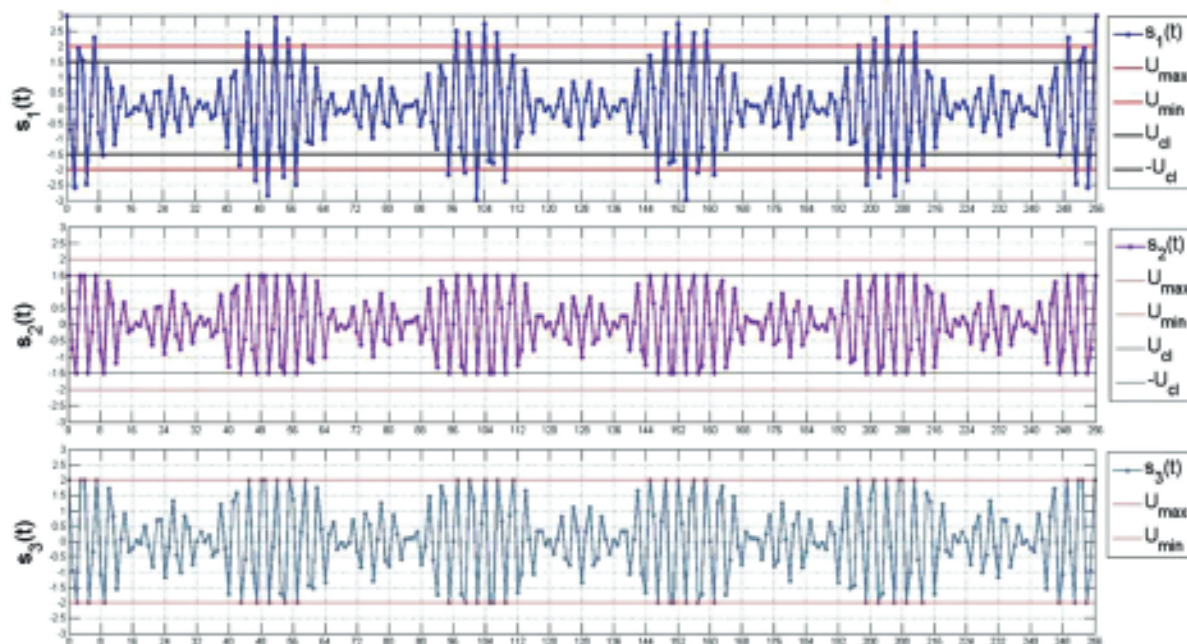


Рис. 1

### Постановка задачи

В работе исследуется способ повышения помехоустойчивости СПИ OFDM сигналов на основе снижения пик-фактора группового сигнала и повышения ОСШ на входе детектора приемника, путем клиппирования OFDM сигнала и последующей полосовой фильтрацией на выходе возбудителя передатчика.

Способ позволяет повысить помехоустойчивость СПИ OFDM сигналов в заданной полосе частот в широких пределах изменения ОСШ, при оптимальном выборе уровня клиппирования по критерию минимума вероятности ошибки на групповой символ OFDM сигнала [2].

В работах [1, 2] показано, что при уменьшении уровня клиппирования OFDM сигнала имеют место два противоположных процесса: с одной стороны повышается средняя мощность клиппированного сигнала, что повышает помехоустойчивость, а с другой — появляются паразитные гармоники, что влечет снижение помехоустойчивости СПИ. Таким образом, возникает задача поиска такого уровня клиппирования  $U_{cl}$ , который является оптимальным по критерию минимума вероятности ошибки на символ OFDM при заданном уровне шума в канале. Учитывая, что уровень клиппирования  $U_{cl}$  результирующего OFDM сигнала прямо пропорционален коэффициенту усиления  $G$ , задача

сводится к нахождению такого коэффициента усиления  $G$ , при котором частота ошибок  $F_{ош}$  принимает наименьшее значение при заданном (требуемом) уровне шума в канале  $h_{тр}^2$ :

$$G_{опт} = \arg \min_G \{ F_{ио} (G, h_{тр}^2) \}, \quad (1)$$

где  $G$  — коэффициент усиления сигнала;  $h_{тр}^2$  — требуемое ОСШ;  $F_{ош}$  — частота ошибок,  $G_{опт}$  — оптимальный коэффициент усиления сигнала, при котором частота ошибок  $F_{ош}$  принимает наименьшее значение.

В работе задача поиска оптимального коэффициента усиления  $G_{опт}$  решалась при помощи имитационной модели СПИ OFDM. По результатам имитационного моделирования получены графики зависимости частоты  $F_{ош}$  ошибок от ОСШ  $h_{тр}^2$  при заданной величине коэффициента усиления  $G$ , а также графики зависимости оптимального значения коэффициента усиления  $G_{опт}$ , в соответствии с выражением (1), и максимального выигрыша в мощности передаваемых сигналов от ОСШ  $h_{тр}^2$ .

### Описание имитационной модели

Имитационная модель СПИ OFDM, построена в пакете MatLab Simulink. Структурная схема модели представлена на рис. 2.

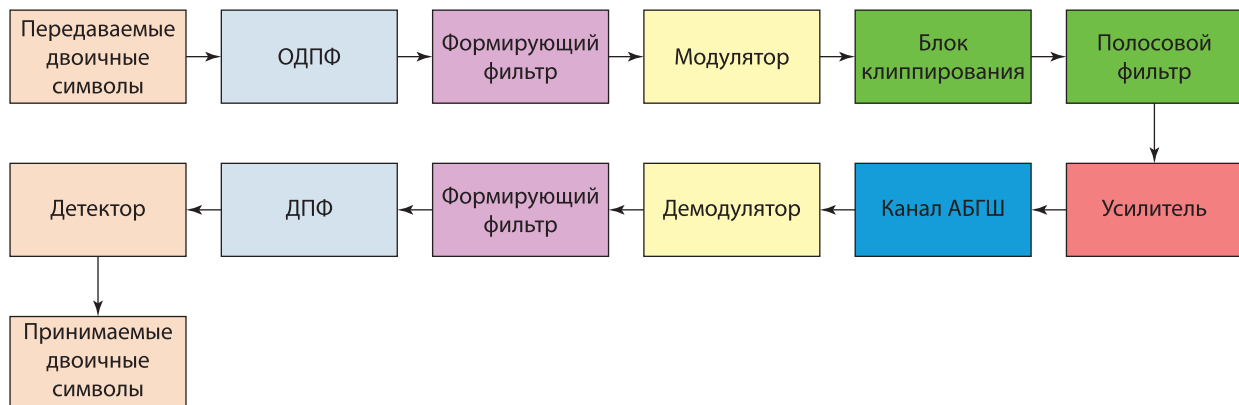


Рис. 2

Групповой OFDM сигнал согласно схеме, приведенной на рисунке 2, формируется следующим образом. Вектор двоичных символов с размерностью 32 подается на блок обратного дискретного 32-точечного преобразования Фурье (ОДПФ), после чего сигнал поступает на формирующий фильтр, предназначенный для формирования заданной полосы частот группового сигнала и подавления межсимвольных искажений. Формирующий фильтр имеет импульсную характеристику корень из приподнятого косинуса (Raised Cosine Transmitter) с коэффициентом сглаживания фильтра равным единице. Таким образом, на выходе формирующего фильтра образуется групповой OFDM сигнал на нулевой частоте. Модулятор выполняет функцию переноса группового сигнала в заданный диапазон частот в соответствии со значением несущего колебания с частотой  $f_0$ . Моделирование выполнялось при  $f_0 = 10$  МГц. Сигнал с выхода модулятора, соответствующего выходу возбуждителя передатчика, поступает в блок клиппирования, состоящий из усилителя и ограничителя амплитуды. Уровень ограничения амплитуды OFDM сигнала  $U_{cl}$  при коэффициенте усиления  $G = 1$  выбран величине, равной  $U_{max}$  (см. рис. 1).

Моделирование выполнялось в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). На приемной стороне модели, представленной на рис. 2, выполняются действия обратные преобразования передающей стороны: демодуляция, фильтрация с характеристикой корня из приподнятого косинуса, дискретное преобразование Фурье (ДПФ) и детектирование принимаемого сигнала. В модели производится расчет частоты ошибок детектирования OFDM

сигнала, которая определяется как отношение ошибочно принятых символов к общему числу переданных символов за время моделирования.

При моделировании принималось, что мощность шума в канале не зависит от уровня клиппирования. Мощность шума рассчитывалась с учетом заданного отношения сигнал/шум.

### Результаты моделирования

Результаты моделирования показали, что клиппирование позволяет повысить помехоустойчивость при определенных отношениях сигнал/шум. По результатам имитационного моделирования получены графики зависимости частоты ошибок  $F_{ош}$  от ОСШ  $h^2$  при заданной величине коэффициента усиления  $G$ . Моделирование проводилось при наличии и отсутствии полосового фильтра на выходе модели передатчика. На рис. 3 и 4 показаны графики зависимости частоты ошибок  $F_{ош}$  от ОСШ  $h^2$  при отсутствии полосового фильтра на выходе блока клиппирования (рис. 3) и при его наличии (рис. 4). Из данных графиков видно, что для каждого значения  $G$  существует оптимальное значение отношения сигнал/шум, при котором выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с теоретической кривой будет максимальным. Анализ результатов моделирования показал, что полосовая фильтрация на выходе блока клиппирования существенно влияет на частоту ошибок  $F_{ош}$ , при коэффициентах усиления больше полутора:  $G > 1,5$ .

Анализ графиков зависимостей на рис. 3 и 4 также показал, что максимальному выигрышу в помехоустойчивости соответствует оптимальный уровень усиления  $G_{opt}$ , соответствующий (1).



В результате решения оптимизационной задачи в работе получена зависимость значений оптимального уровня усиления  $G_{\text{опт}}$  от ОСШ  $h^2$ . График данной зависимости показан на рис. 5. Таким образом, регулируя с помощью усилителя уровень клиппирования при заданных требованиях к ОСШ на входе детектора можно снижать требования к величине линейного участка усилителя мощности, снижая, тем самым, мощности передатчика.

Рис. 5 показывает, что в случае снижения требований к ОСШ (при применении помехоустойчивых кодов) оптимальное значение усиления  $G_{\text{опт}}$  возрастает в экспоненциальной зависимости до 3,7 раз.

На рис. 6 показана зависимость запаса мощности передатчика  $\Delta h^2$  от ОСШ  $h^2$  при клиппировании с применением полосовой фильтрации на выходе передатчика при оптимальном уровне усиления  $G_{\text{опт}}$ .

Запас мощности передатчика  $\Delta h^2$  определяется следующим образом

$$\Delta h^2 = h_{\text{тр}}^2 - h_c^2, \quad (2)$$

где  $h_c^2$  — ОСШ на выходе канала модели, при котором частота появления ошибок при клиппировании равна вероятности  $P_{\text{ош тр}}$ , соответствующей ОСШ  $h_{\text{тр}}^2$  в СПИ, без клиппирования.

График зависимости потенциального выигрыша в мощности  $\Delta h^2$  при клиппировании показывает, что применение клиппирования имеет большую эффективность при низких требованиях к ОСШ. При ОСШ свыше 10 дБ (рис. 6) применение клиппирования приводит к ухудшению потенциальной помехоустойчивости.

Имитационное моделирование проводилось для доверительной вероятности, равной 0.99 с доверительным интервалом, границы которого равны  $\pm 5\%$  от среднего значения частоты ошибки. Число испытаний (выборка имитационного

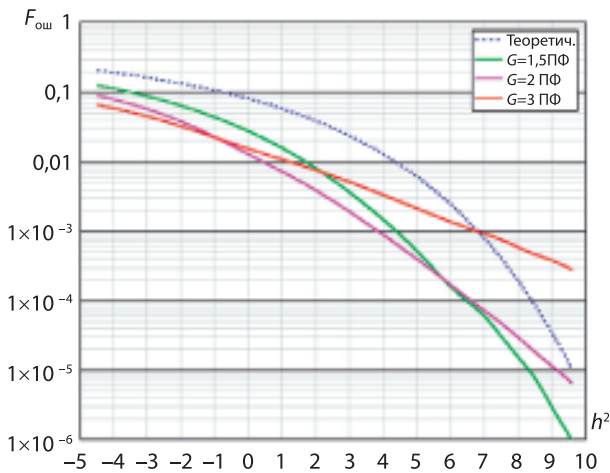


Рис. 3

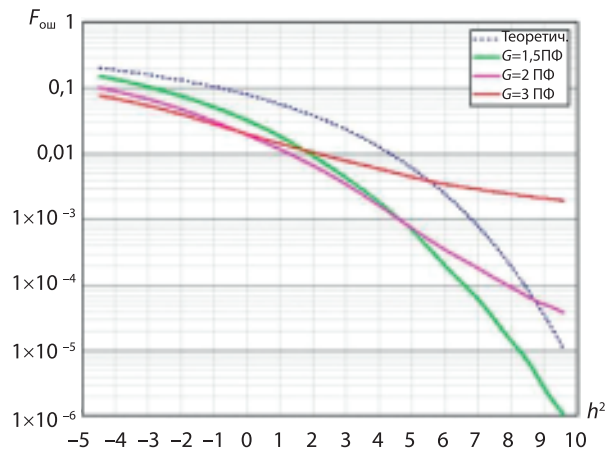


Рис. 4



Рис. 5

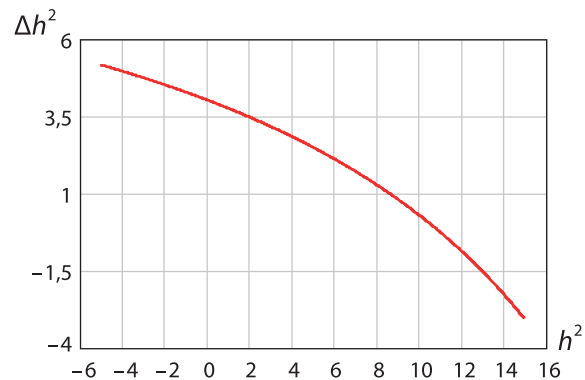


Рис. 6

моделирования) при данных значениях доверительного интервала и доверительной вероятности выбиралось равным  $100/F_{\text{ош ср}}$ , где  $F_{\text{ош ср}}$  – среднее значение частоты появления ошибок [3].

### Выводы

По результатам имитационного моделирования анализируемой системы передачи OFDM сигналов можно сделать следующие выводы.

1. Клиппирование позволяет повысить помехоустойчивость передачи OFDM символов в ограниченном диапазоне отношений сигнал/шум.

2. Потенциальный выигрыш от клиппирования составляет до 5 дБ.

3. Каждому заданному значению отношения сигнал/шум соответствует оптимальный уровень клиппирования, при котором выигрыш в помехоустойчивости по сравнению со случаем без клиппирования будет максимальным.

4. Максимальному выигрышу соответствует оптимальный уровень усиления OFDM сигнала в передающем устройстве.

5. Применение клиппирования имеет большую эффективность при низких требованиях к отношению сигнал/шум. При требованиях к отношению сигнал/шум на входе приемного устройства свыше 10 дБ применение клиппирования приводит к ухудшению потенциальной помехоустойчивости.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Wang L., Tellambura C. “An Overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM systems,” *Signal Processing and Information Technology, 2006 IEEE International Symposium on*, Aug. 2006, Page(s): 840–845.

2. Алейник С. В. Метод оценки уровня клиппирования речевого сигнала / С. В. Алейник, Ю. Н. Матве-

ев, А. Н. Раев // *Науч.-техн. вестн. информационных технологий, механики и оптики*. 2012. № 3 (79). С. 79–83.

3. Шелухин О. И. Моделирование информационных систем. Уч. пособие для вузов. — М.: Горячая линия — Телеком, 2014. — 516 с.

*П. А. Будко*

Доктор технических наук, профессор, ученый секретарь ПАО «Интелтех»

*А. М. Винограденко*

Кандидат технических наук, доцент, докторант кафедры Технического обеспечения связи и автоматизации Военной академии связи

*С. В. Кузнецов*

Главный конструктор ООО «Информтехпроект»

## СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ

**АННОТАЦИЯ.** Проведен анализ функционирования существующих систем автоматического контроля технического состояния радиоэлектронного оборудования. Приведены принципы построения, характеристики систем автоматического контроля технического состояния радиоэлектронного оборудования, а также методы контроля. Показаны обобщенные структурные схемы систем автоматического контроля различного назначения, а также современное состояние и перспективы развития систем автоматического контроля радиоэлектронного оборудования.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** системы автоматического контроля, радиоэлектронное оборудование, техническое состояние, объекты контроля

### Введение

В условиях высокой динамики поставок в Вооруженные Силы Российской Федерации (ВС РФ) современных видов вооружения, военной и специальной техники (ВВСТ), увеличения их сложности, перехода на контракты полного жизненного цикла (ЖЦ), а также на фоне всеобщего развития процессов информатизации Вооруженных Сил и формирования единого информационного управляющего пространства (ЕИУП) России, вопросы автоматизации контроля технического состояния (ТС) наблюдаемых объектов становятся особо актуальными.

Системы автоматического контроля (САК) радиоэлектронного оборудования (РЭО) появились в результате прогресса в области автоматизации радиоизмерений и представляют в настоящее время отдельную отрасль техники, как привило, интегрированную в систему управления сложных технических объектов (СЛО). В связи с увеличением числа модульных конструкций, беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), робототехнических комплексов назем-

ного (НРТК) и морского (МРТК) базирования, повышением их автономности и усложнением оборудования, предусматривается создание контуров управления, решающих отдельные задачи (контуров освещения наземной, воздушной, надводной и подводной обстановки, ПВО, РЭБ и др.) в рамках боевой информационно-управляющей системы (БИУС), в том числе, и по автоматическому контролю их ТС, что предполагает полную интеграцию всех информационных средств и оружия [1].

САК позволяет осуществить практически полную автоматизацию процесса контроля работоспособности и поиска неисправностей РЭО, уменьшить время восстановления и сократить количество обслуживающего персонала. При этом значительно повышается достоверность и объективность контроля, накапливается необходимая информация для прогнозирования постепенных отказов [1–4].

В зависимости от вида связи с проверяемой аппаратурой и целевого назначения САК РЭО можно разделить на три большие группы [1]: внешние, встроенные, комбинированные.

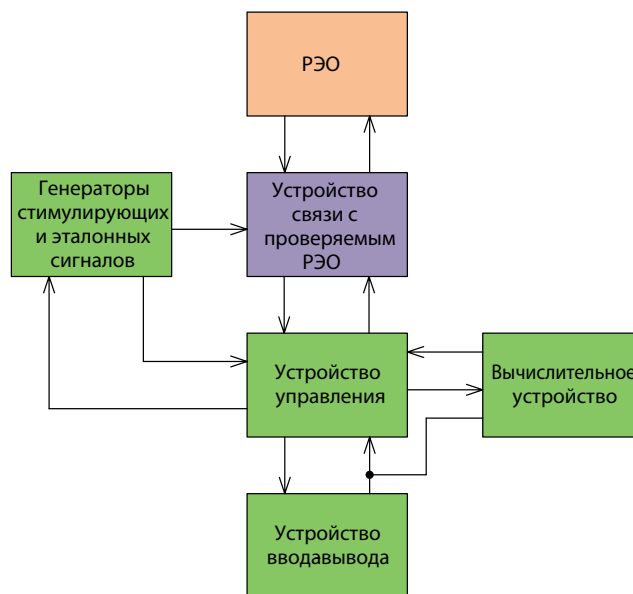


Рис. 1. Упрощенная блок-схема внешней САК

Внешние САК применяют для проверки РЭО средней сложности, связь внешних САК с проверяемой аппаратурой осуществляется по каналам передачи данных (радио- или проводным каналам) (рис. 1). Внешние САК являются в большинстве случаев универсальными, т. е. пригодными для проверки различных видов аппаратуры.

Встроенные САК функционально связаны с основной аппаратурой. В состав встроенных САК входят встроенные приборы и датчики (сенсоры), генераторы стимулирующих сигналов, коммутаторы, блоки обработки данных, устройства регистрации и индикации результатов контроля, входящие в единую сенсорную сеть. По видам САК делятся на несколько классов (в зависимости от типа объектов контроля, по функционалу САК, по объему контроля и др.), но в большинстве случаев они являются специализированными, т. е. пригодными для проверки одного вида аппаратуры. В таких системах последовательность проверки параметров устанавливается при разработке аппаратуры и в дальнейшем не изменяется. В универсальных встроенных САК имеется возможность изменения программы контроля.

Комбинированные САК представляют собой сочетание внешней и встроенной систем контроля. Встроенная система контроля обеспечивает

проверку общей работоспособности РЭО в процессе функционирования и выдает информацию об основных параметрах отдельных блоков аппаратуры. Поиск неисправностей в РЭО и комплексная всесторонняя проверка [2, 3] производится с помощью внешней системы контроля.

### Анализ альтернативных САК РЭО

В настоящее время, процесс, происходящий в развитии измерительных систем, переходит на качественно новый уровень, характеризующийся следующими особенностями:

внедрением процессорной техники на уровень первичных преобразователей (сенсоров), что дает возможность перенести часть вычислительной нагрузки на уровень первичных измерительных и исполнительных приборов и снизить интенсивность межсетевого обмена;

использованием технологий открытого взаимодействия, дающих принципиальную возможность получить доступ к диагностической информации, управлению системой из любой ее точки по цифровой шине, по радиоканалу и др., при этом каждый датчик или исполнительный механизм превращается в своеобразный сервер данных и может накапливать и хранить информацию, а также управлять некоторыми контурами управления в системе;

реализацией альтернативных алгоритмов измерения и обмена, позволяющих повысить надежность системы;

на основе диагностической информации, поступающей от первичных преобразователей, система может прогнозировать изменение характеристик и отказы, как отдельных узлов, так и системы в целом.

За счет усложнения своей организации сенсоры приобретают новые эксплуатационные качества: упрощается обслуживание, снижаются эксплуатационные и ремонтные расходы, уменьшается время подготовительных работ перед началом эксплуатации, повышается надежность и точность измерения. В сенсорах может быть обеспечена непрерывная самодиагностика и доступность для контроля, настройки и коррекции непосредственно на РЭО.

### Принципы построения САК РЭО

К числу основных принципов построения САК РЭО относят [5]:

1) САК должны обеспечивать получение информации о состоянии РЭО в необходимом количестве и качестве для обеспечения наблюдаемости его ТС. По результатам наблюдения должны своевременно вырабатываться управляющие воздействия, которые обеспечивают необходимый запас устойчивости РЭО, качество их функционирования, создают необходимый запас их техногенной, экологической и экономической безопасности.

2) Принцип достаточности регламентирует выбор минимального числа датчиков, сопровождающих работу РЭО и обеспечивающих наблюдаемость его ТС. При этом выходной сигнал датчиков может быть представлен в широком диапазоне амплитуд и частот с последующей обработкой его на ЭВМ (обнаружением, фильтрацией, линеаризацией, коррекцией амплитудно-фазовых характеристик и т. д.).

3) Принцип информационной полноты отражает ограниченность наших знаний об окружающем мире и в общем виде может быть сформулирован так, что помимо известных нам диагностических признаков выделяют остаточный «шум», характеристики которого также используют для диагностики. При достаточно общих условиях такая система признаков почти ортогональна, то есть каждый из признаков отражает свой класс неисправностей.

4) Принцип инвариантности регламентирует выбор и селекцию таких диагностических признаков, которые инвариантны к конструкции оборудования и форме связи с параметрами ее ТС, что обеспечивает применение стандартных процедур без эталонной диагностики и прогнозирования ресурса РЭО, и, соответственно, быстрые темпы разработки и внедрения САК, перевода их в разряд стандартных систем обеспечения безопасности оборудования и процессов.

5) Принцип самодиагностики всех измерительных и управляющих каналов САК реализуется подачей специальных стимулирующих сигналов в цепь датчика и компьютерного анализа этого сигнала на выходе системы. Таким образом, проверяется функционирование всего тракта САК от датчика до компьютерной программы и средств отображения результатов контроля. Реализация этого принципа обеспечивает легкий пуск систем в эксплуатацию, простоту обслуживания и ремонта отдельных каналов, высокую метрологическую и функциональную надежность системы, ее выживаемость и приспособляемость к постоянно меняющимся условиям.

6) Принцип структурной гибкости и программируемости обеспечивает реализацию оптимальной параллельно-последовательно структуры ИДС, исходя из критериев необходимого быстродействия при минимальной стоимости. Системы с параллельной сосредоточенной структурой (VME-VXI) имеют максимальное быстродействие при максимальной стоимости. Системы с последовательной распределенной структурой имеют минимальное быстродействие при минимальной стоимости. Системы с последовательно-параллельной структурой занимают промежуточное положение. Главным недостатком применения параллельных систем во взрывопожароопасных объектах является большой расход кабеля, стоимость которого соизмерима со стоимостью САК. Выбор структуры системы (степени параллельности) требуют оценки ее необходимого быстродействия. Последнее определяется скоростью деградации ТС РЭО.

7) Принцип коррекции неидеальностей измерительных трактов вычислительными методами на ЭВМ — нелинейности датчиков, амплитудно-фазовых характеристик преобразовательных трактов и др., что обеспечивает высокую точность и стабильность метрологических характеристик САК.

8) Принцип дружелюбности интерфейса при максимальной информационной емкости обеспечивает восприятие оператором состояния СЛО в целом и получение целеуказывающего предписания на ближайшие неотложные действия. Осуществление этого принципа возможно только при наличии ЭВМ, комплексно отражающими ТС РЭО и его свойств в автоматическом режиме и под управлением оператора, средств мультимедиа и встроенной экспертной системы, диагностирующей состояние РЭО и всего СЛО в целом.

9) Принцип многоуровневой организации обеспечивает работу с системой специалистов разных уровней квалификации. Количество уровней САК определяется сложностью РЭО, его принадлежностью и местом расположения.

### Методы контроля

Работоспособность РЭО может контролироваться несколькими методами, определяющими готовность ее к действию с различной степенью достоверности. Применение того или иного метода определяется назначением контролируемой РЭО, ее сложностью и надежностью, а иногда и техническими возможностями. Основные методы контроля приведены в [5–9].

Основными методами контроля работоспособности РЭО являются функциональный, допусковый, диагностический и прогнозирующий.

*Функциональный контроль* является наиболее распространенным методом автоматической оценки работоспособности РЭО. При этом, обычно, на вход проверяемого устройства подается возмущающий сигнал, а реакции на него оцениваются по срабатыванию исполнительных устройств или по сигналам на рабочих индикаторах проверяемой аппаратуры. При функциональном контроле количественные характеристики выходных параметров РЭО не измеряются, поэтому достоверность его ограничена, но из-за простоты реализации он широко используется на практике.

*Допусковый контроль* производится количественными измерениями выходных параметров аппаратуры по принципу «годен-негоден» или «ниже-годен-выше». Этот метод позволяет с большей достоверностью получить информацию о работоспособности РЭО и ее выходных параметрах, определяющих технические характеристики аппаратуры.

При *диагностическом контроле* обнаруживают неисправные узлы и блоки аппаратуры, а иногда

и отдельные элементы, являющиеся причиной появления отказов. Применение этого метода повышает готовность РЭО, сокращает время ее восстановления. Примером реализации метода диагностического контроля может служить автоматизированный программно-аппаратный комплекс контроля и диагностики (АПАК КД), предназначенный для измерений параметров, контроля функционирования, контроля ТС, поиска мест и определения причин отказов РЭО в ходе эксплуатации [10] и, имеющий возможность интеграции в ЕИУП.

Как известно [11], коэффициент готовности аппаратуры определяется выражением:

$$K_r = \frac{T_o}{T_o + T_b},$$

где  $T_o$  — среднее время наработки аппаратуры на отказ;  $T_b = t_{\text{пн}} + t_{\text{ун}}$  — среднее время восстановления аппаратуры;  $t_{\text{пн}}$  — среднее время, затрачиваемое на поиск одной неисправности;  $t_{\text{ун}}$  — среднее время, затрачиваемое на устранение одной неисправности.

Для повышения коэффициента готовности необходимо уменьшать время восстановления аппаратуры, которое, в основном, определяется величиной  $t_{\text{пн}}$ . Разработано несколько методов оптимизации процесса поиска неисправностей [12, 13]: метод «половинного разбиения» (средней точки); метод «время-вероятность»; информационные методы поиска, метод синдромов, метод распознавания образов и многие другие.

При методе «половинного разбиения» неразветвленные участки схемы делят пополам, производя каждую последующую проверку по середине оставшейся непроверенной части схемы.

Метод «время-вероятность» основывается на знании интенсивности отказов и среднего времени, затрачиваемого на проверку различных участков схемы. Метод дает значительный выигрыш во времени при поиске отказов с высокой интенсивностью и неэффективен при поиске отказов с малой интенсивностью.

Информационные методы поиска основаны на применении теории информации к процессу отыскания неисправностей в сложных радиоэлектронных системах (РЭС). Процесс поиска неисправностей рассматривается как процесс снятия неопределенности состояния контролируемой РЭО. Количество информации, получаемое при проведении одного шага проверки, равно:

$$H_k = -[P_k \log_2 p_k + (1 - p_k) \log_2 (1 - p_k)],$$

где:  $P_k$  — вероятность безотказной работы РЭО по  $K$ -му параметру.

Последовательность программы поиска неисправностей составляется из условия:

$$H_{x-1} > H_x > H_{x+1}.$$

При методе синдромов проверкой охватывается вся контролируемая аппаратура в целом и ее отдельные элементы, до уровня которых отыскиваются неисправности. В процессе анализа каждый результат проверки «годен» — «не годен» относится к определяемому синдрому (признаку). Библиотека таких «синдромов» составляется предварительно, программируется и вводится в запоминающее устройство системы контроля. Преимущество метода заключается в том, что для проверки РЭО не требуется подачи стимулирующих сигналов.

Сущность метода распознавания образов заключается в разделении  $m$ -мерного пространства значений выходных параметров РЭО на  $P$  подпространств признаков неисправностей. Этот метод так же, как и метод синдромов, реализуется с помощью ЭВМ.

Среди существующих разработок следует отметить методы интервальных оценок, методы теории нечетких или размытых множеств, методы, основанные на использовании технологий экспертных систем, искусственных нейронных сетей, методах когнитивных информационных технологий, байесовские интеллектуальные технологии и сети, методы энтропийных потенциалов и др. Подробный обзор приведен, например, в работах [14].

При *прогнозирующем контроле* периодически проверяются выходные параметры и основные блоки РЭО, чтобы, исходя из накапливаемой информации о состоянии аппаратуры, предсказать, какой узел или блок явится причиной отказа на определенном временном интервале. Своевременное предотвращение отказов позволяет существенно повысить надежность действия РЭО. Основу профилактического контроля составляют метод граничных испытаний и статистические методы прогнозирования отказов: методы Байеса; с применением карт Шухарта (для контроля независимых параметров) или карт Хотеллинга (при контроле коррелированных параметров) и др. [15].

На практике используются все методы автоматического контроля работоспособности ап-

паратуры, однако наибольшее распространение получил метод допускового контроля в сочетании с диагностическим контролем и прогнозированием отказов аппаратуры.

### Характеристики САК

Свойства любой САК определяются рядом характеристик. Наиболее общими из них являются [9, 16]:

- достоверность результатов контроля;
- эффективность САК;
- надежность;
- вес и габаритные размеры;
- общее количество контролируемых параметров;
- полнота контроля;
- точность измерения параметров;
- возможность и точность прогнозирования состояния проверяемой РЭО;
- наличие и вид самоконтроля;
- возможность автоматического включения резервных блоков.

Достоверность результатов контроля характеризует способность системы контроля правильно отражать реальное состояние проверяемой РЭО и является важнейшей технической характеристикой любой САК.

Понятие эффективности контроля в настоящее время не является однозначным. Одни авторы [17] под эффективностью системы понимают отношение даваемого ею эффекта к затратам. Другие при определении эффективности учитывают точностные характеристики системы и суммарные затраты на контроль [18]. Некоторые авторы [19] связывают эффективность с вероятностью выполнения системой поставленной задачи. В общем случае под эффективностью САК понимается качественная оценка решения общей задачи контроля с достоверностью не ниже заданной в течение заданного времени.

Полнота контроля характеризует, какой процент из общего числа параметров, определяющих работоспособность аппаратуры, охваченной контролем:

$$\Pi_k = \frac{N_k}{N_\Sigma},$$

где:  $N_k$  — число параметров, охваченных контролем;  $N_\Sigma$  — общее число параметров, характеризующих работоспособность РЭО.

### Структура САК РЭО

Обобщенная структурная схема САК РЭО приведена на рис. 2. Реальная система контроля должна содержать только те блоки, которые позволяют обеспечить соответствие ее характеристик требованиям эксплуатации. В общем случае в состав САК РЭО входят следующие устройства [4, 5, 8, 9, 20–22]:

- устройство связи с проверяемой РЭО;
- генераторы стимулирующих и эталонных сигналов;
- преобразующие устройства;
- вычислительное устройство (ВУ);
- устройство управления;
- устройство ввода-вывода.

Примером САК может служить устройство комплексного контроля РЭО (рис. 3), работа которого основана на использовании методов неразрушающего контроля, а именно, на комплексировании измерительной информации, поступающей в реальном режиме времени от тепловизора, датчика напряженности магнитного поля, датчика напряжения (контактный метод) и датчика влажности [20–22].

Устройство связи содержит аппаратуру для передачи контролируемых и стимулирующих сигналов по радиолиниям (сигналы телеуправления — телесигнализации (ТУ-ТС)) или по кабельным (медножильным, оптическим) линиям связи коммутаторы сигналов.

Генераторы стимулирующих и эталонных сигналов вырабатывают необходимые для кон-

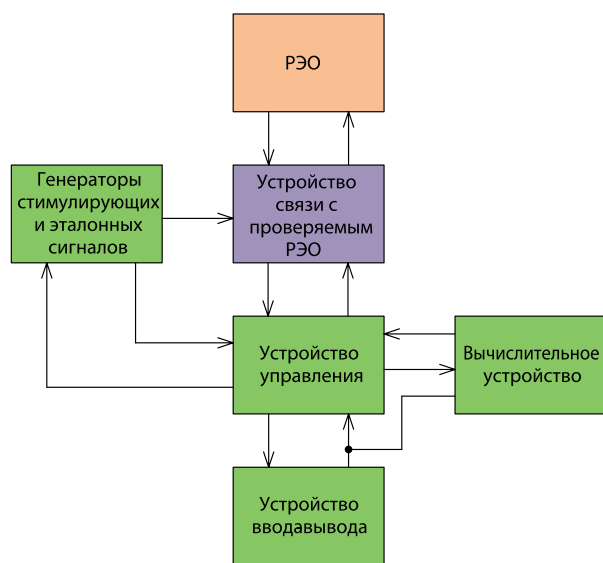


Рис. 2. Обобщенная структурная схема САК

троля входные стимулирующие (возбуждающие) сигналы и эталонные величины сигналов, с которыми сопоставляются результаты измерений. Они подразделяются на генераторы электрических напряжений и токов, генераторы частоты, импульсов и т. д.

Вычислительное устройство производит обработку информации о состоянии проверяемого РЭО по заданной программе.

Устройство ввода-вывода хранит программы контроля, определяет режим работы других блоков САК и осуществляет индикацию (отображение) результатов контроля.

Опыт применения АСК в ракетно-космической отрасли показал тенденции к росту автоматизации все большего количества процессов при контроле ТС и испытаниях космических аппаратов. В настоящее время наиболее полно автоматизирован информационный обмен, частично — обработка информации и менее всего — принятие решений. Технически телеметрирование и телеконтроль реализуются с помощью РЭО, образующего информационно-телеметрические средства. В обобщенном виде состав и взаимосвязи этих средств изображены на рис. 4.

Датчики размещаются на борту ОК и для остальных систем играют роль источников информации о нем [9].

Основным потребителем информации является система анализа, реализующая конечные цели телеметрирования и телеконтроля. Результаты анализа служат основой принятия решения, поэтому системой отображения и документирования они выводятся на средства отображения. Датчики и система анализа соединяются между собой системой связи и согласования, которая обеспечивает их взаимодействие. Информационно-вычислительные средства являются основными неотъемлемыми частями в составе современных и перспективных телеметрических средств и обеспечивают существенное улучшение их тактико-технических и эксплуатационно-технических характеристик.

Современные измерительные системы отличаются функциями, которых нет у совокупности средств измерений, размещенных в разных точках ОК, например, метрологическим самоконтролем и автоматической коррекцией погрешности, поэтому, с целью повышения достоверности результатов контроля, в устройства САК вводят цепи самоконтроля [23]. Частичная самопроверка САК осуществляется в процессе функционирования,



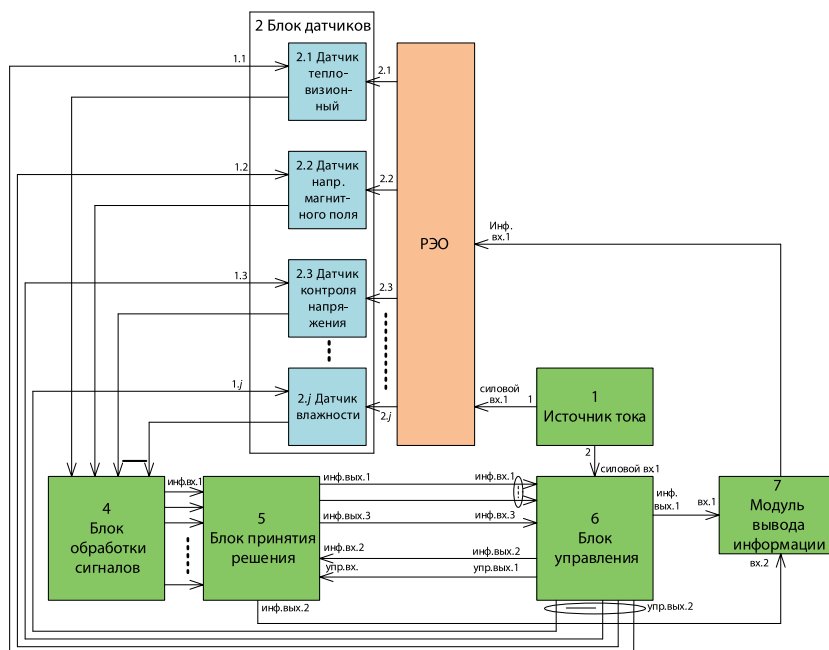


Рис. 3. Функциональная схема устройства комплексного контроля ТС РЭО

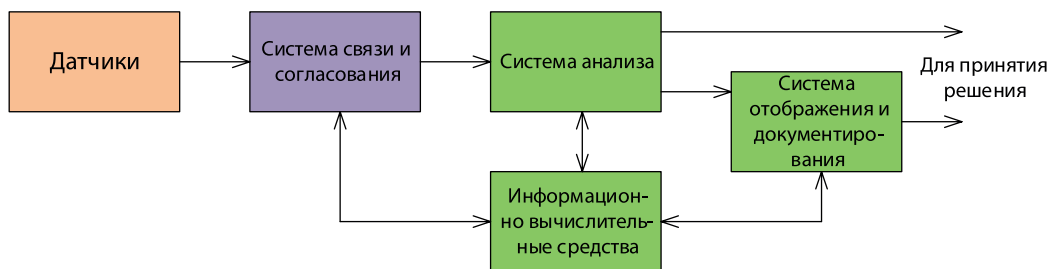


Рис. 4. Структурная схема информационно-телеметрических средств

а полная самопроверка производится перед началом работы, в режиме профилактики перед началом работы, в режиме профилактики или после получения отрицательного результата проверки. Кроме того, в устройстве САК может быть функция формирования приоритетов при передаче информации от датчиков (сенсоров) в вычислительное устройство (блок принятия решения).

В настоящее время разрабатываются главным образом комбинированные САК для контроля отдельных видов РЭО. Имеются попытки создать универсальные комбинированные САК, которые после незначительного изменения в структурной схеме путем замены или добавления некоторых стандартных блоков (генераторов сигналов, коммутаторов, датчиков и т. д.) могут быть использованы для проверки различных радиоэлектронных комплексов.

### Современное состояние и перспективы развития САК РЭО

В последние годы в нашей стране и за рубежом ведутся работы по исследованию, разработке, производству и эксплуатации САК РЭО. Эти системы различны по назначению, сложности, стоимости, принципам программирования, управления и обработки информации, а также техническому уровню их выполнения.

Зарубежный опыт показывает, что применение *CALS*-технологий (*Continuous Acquisition and Life-Cycle Support* — информационная поддержка жизненного цикла РЭО на всех его стадиях, основанная на использовании единого информационного пространства) позволяет кардинальным образом повысить достоверность, эффективность и др. показатели качества САК [8].

Увеличение количества применяемых устройств с беспроводным интерфейсом, к которым относятся не только средства связи, но и устройства, объединенные в сети промышленного и исследовательского (сенсорные сети) назначения, и их миниатюризация ведут к перспективе появления беспроводных сетей, состоящих из очень большого (до десятков тысяч и более) количества узлов, также, способствующих повышению оперативности оценки ТС ОК.

Современные САК РЭО встраиваются (интегрируются) в аппаратуру или придаются ей. Они выполняются на программно-логических интегральных схемах (ПЛИСах) с использованием микропроцессорной техники. Перспективным многие годы считается метод автоматического самоконтроля [5, 20]. Согласно основному принципу данного метода, контрольное оборудование должно проектироваться одновременно с действующими элементами аппаратуры на каждом этапе разработки РЭС.

По аналогичным методам в ведущих космических державах разрабатываются системы контроля оборудования космических кораблей, которые могут работать без вмешательства человека многие годы [24], своевременно включая необходимый резерв.

Однако существующие схемы построения систем контроля имеют ряд недостатков, которые иногда не позволяют обеспечить высокую достоверность и эффективность контроля.

Основными недостатками современных САК являются [9]:

- большая сложность;
- низкая надежность;
- недостаточная помехоустойчивость;
- отсутствие возможности самообучения.

В связи с этим проводятся большие работы по исследованию возможности, с одной стороны, упрощения систем контроля и повышения их надежности, с другой стороны — и повышения точности измерений.

Упрощение системы контроля может быть достигнуто в результате системного подхода к разработке основной и контрольной аппаратуры, для чего применяется описанный выше метод автоматического самоконтроля.

Исследуется возможность использовать для передачи информации неэлектрические сигналы с тем, чтобы повысить устойчивость систем к внешним электромагнитным воздействиям. Так, например, были созданы системы контроля, в которых передача и логическая обработка информации осуществлялись с помощью света. Кроме того, исследуются возможности построения систем контроля на основе пневмоники.

### Вывод

На данный момент при растущей сложности современных РЭС, увеличении числа контролируемых параметров, миниатюризации размеров элементов, а также низкого уровня использования систем, выполняющих функции прогнозирования и диагностирования предаварийного состояния, актуальными являются задачи прогнозирования отказов в рабочем режиме, снижения времени восстановления, уменьшения ресурсов сил и средств, требуемых для диагностирования. Это возможно достичь при использовании неразрушающих методов контроля и диагностики (радиоволновой, оптический, магнитный, вихретоковый, акустический, радиационный, тепловой, электрический и проникающими веществами), внедрение которых позволяет обнаруживать такие дефекты, которые при обычных методах контроля не выявляются [20].

В последнее время находят применение системы контроля, построенные на принципах искусственных нейронных сетей. [25]. Это позволяет значительно расширить логические возможности систем контроля и создать самообучающиеся системы контроля.

В перспективе системы автоматического контроля должны стать неотъемлемой частью самоорганизующихся систем, в которых они будут выполнять функции непрерывного диагностирования и саморемонта, а при наличии неустраняемого отказа выбирать оптимальный режим функционирования аппаратуры с улучшенными характеристиками.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Охтилев П. А. Подход к оцениванию структурных состояний сложных организационно-технических объектов на основе обобщенных вычислительных моделей /

П. А. Охтилев, А. Д. Бахмут, А. В. Крылов, М. Ю. Охтилев, Б. В. Соколов // Научно-технические технологии в космических исследованиях Земли. — 2017. — Т. 9, № 5. — С. 73–82.

2. **Охтилев М. Ю.** Интеллектуальные технологии мониторинга состояния и управления структурной динамикой сложных технических объектов / М. Ю. Охтилев, Б. В. Соколов, Р. М. Юсупов. — М.: Наука, 2006. — 410 с.
3. **Соловьев И. В.** Общие принципы управления сложной организационно-технической системой / И. В. Соловьев // Перспективы науки и образования. 2014. № 2 (8). С. 21–27. URL.: <https://pnojournal.wordpress.com>. ISSN2307–2447.
4. **Байда Н. П.** Системы автоматического контроля радиоэлектронной аппаратуры / Н. П. Байда, В. М. Разин, Я. И. Капицкий, Г. П. Павленко, В. М. Танасейчук // Известия Томского политехнического института им. С. М. Кирова. 1972. Т. 230. С. 74–80.
5. **Дмитриенко А. Г.** Техническая диагностика. Оценка состояния и прогнозирование остаточного ресурса технически сложных объектов. Уч. пос. / А. Г. Дмитриенко, А. В. Блинов, Д. В. Волков, В. С. Волков // Под ред. Д. И. Нефедьева, В. Б. Ципина. — Пенза, 2013. — 62 с.
6. **Лебедев М. Д.** Состояние и развитие автоматических систем контроля / М. Д. Лебедев. — Москва-Ленинград: Энергия, 1967. — С. 14–20.
7. Основы эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры / Под ред. В. Ю. Лавриненко. — М.: Высшая школа, 1968. — 236 с.
8. **Посупонько Н. В.** Автоматизированные системы контроля, диагностики и прогнозирования. Уч. пособ. / Н. В. Посупонько. — Ростов-на-Дону, 2008. — 79 с.
9. **Козырев Г. И.** Методы контроля функционирования радиоэлектронных средств. Ч. 1. Основные понятия и принципы контроля функционирования радиоэлектронных средств / Г. И. Козырев, О. Л. Полончик // Под ред. Г. И. Козырева. — СПб.: ВКА им. А. Ф. Можайского, 2016. — 80 с.
10. **Винограденко А. М.** Моделирование централизованной автоматизированной системы управления техническим состоянием техники связи и АСУ / А. М. Винограденко, С. В. Кузнецов // Материалы трудов Всероссийской НТК «Расплетинские чтения — 2018», ГСКБ «Алмаз». — М., 2018. — С. 81–88.
11. **Половко А. М.** Основы теории надежности / А. М. Половко, С. В. Гуров. — СПб.: БХВ-Петербург, 2006. — 706 с.
12. **Цыпин Б. В.** Методы поиска неисправностей при диагностике машин и приборов. Уч. пос. / Б. В. Цыпин. — Пенза: Изд. Пензенского гос. ун-та, 1997. — 60 с.
13. **Расщепляев Ю. С.** Методы контроля состояния динамических систем в процессе их функционирования / Ю. С. Расщепляев, И. В. Бурлай, Н. В. Посупонько // НТП «Виращ-центр»; «Техника машиностроения». — М., 2007, № 3. — С. 56–61.
14. **Лазарев В. Л.** Системный подход к оценке состояний неопределенности. Особенности реализации для задач мониторинга и управления / В. Л. Лазарев, В. Л. Иванов // Вестник МАХ. — 2014, № 2. — С. 25–29.
15. **Клячкин В. Н.** Модели и методы статистического контроля многопараметрического технологического процесса / В. Н. Клячкин. — М.: Физматлит, 2011. — 196 с.
16. **Разумный В. М.** Оценка параметров автоматического контроля / В. М. Разумный. — М.: Энергия, 1975. — 80 с.
17. **Бурцев В. К.** О надежности и эффективности систем автоматического контроля и регулирования / В. К. Бурцев, Д. В. Свичарник // Приборостроение, 1963, № 6.
18. **Губенко О. А.** Повышение эффективности радиотехнических комплексов при оптимизации информационно-измерительных подсистем систем технической эксплуатации / О. А. Губенко, Н. В. Посупонько // Межвузовская НТК «Проблемы теории и практики построения радиотехнических систем и перспективные методы приема и обработки измерительной информации». Ростовский военный институт ракетных войск, 1998.
19. **Балаясников В. Н.** Пути повышения эффективности радиотехнических комплексов МО США / В. Н. Балаясников, И. И. Емельянов // Зарубежная радиоэлектроника, 1987, № 7. — С. 86–92.
20. **Будко П. А.** Реализация метода многоуровневого комплексного контроля технического состояния морского робототехнического комплекса / П. А. Будко, А. М. Винограденко, С. В. Кузнецов, В. К. Гойденко // Системы управления, связи и безопасности. — 2017, № 4. — С. 71–101. URL: <http://scs.intelgr.com/archive/2017-04/04-Budko.pdf>
21. **Будко П. А.** Метод многомерного статистического контроля технического состояния радиоэлектронного оборудования на основе комплексирования показаний нескольких типов датчиков / П. А. Будко, А. М. Винограденко, В. К. Гойденко, Л. И. Тимошенко // Датчики и системы. — 2018, № 3 (223). — С. 3–11.
22. **Будко П. А.** Экспериментальные исследования кинетического метода контроля и диагностики технических средств / П. А. Будко, Н. П. Будко, А. И. Литвинов, А. М. Винограденко // Мехатроника, автоматизация, управление». — 2014, № 9 (162). — С. 53–58.
23. **Тауманов R., Sapozhnikova K., Ionov A.** Topical metrology problems in the era of cyber-physical systems and Internet of Things. — 09006, “18<sup>th</sup> InternCongress of Metrology”, EDP sciences, Web of Conferences, Paris, France, ed C. Corleto, Sept. 19–21, 2017, 7 p. [https://cf-metrologie.edpsciences.org/articles/metrology/abs/2017/01/metrology\\_metr2017\\_09006.html](https://cf-metrologie.edpsciences.org/articles/metrology/abs/2017/01/metrology_metr2017_09006.html).
24. **Назаров А. В., Козырев Г. И., Шитов И. В. и др.** Современная телеметрия в теории и на практике. Учебный курс. СПб.: Наука и техника, 2007. — 672 с.
25. **Абрамов О. В.** Технология предупреждения отказов технических систем ответственного назначения / О. В. Абрамов // Материалы XII Всероссийского совещания по проблемам управления ВСПУ-2014. — М.: 2014. — С. 7540–7545.

*Н. В. Васильев*

К.т.н., начальник сектора, ПАО «Интелтех»,

*О. В. Забродин*

Инженер, ПАО «Интелтех»

*Д. В. Куликов*

Инженер, ПАО «Интелтех»

## МЕТОД PROCESS MINING ДЛЯ АНАЛИЗА РЕГЛАМЕНТОВ ДОКУМЕНТООБОРОТА

**АННОТАЦИЯ.** Предложен метод анализа журналов событий системы электронного документооборота, основанный на методологии *Process Mining* (глубинный анализ процессов), позволяющий осуществить реконструкцию проекции потока управления, проекции ресурсов и проекции данных рабочих процессов обработки документов на предприятии. Метод основывается на анализе журналов действий над документами. Описывается компонент анализа в составе редактора процессов, реализующий приведенные методы реконструкции проекций моделей процессов.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** анализ процессов, документооборот, бизнес-процесс, принятие решений, альфа-плюс алгоритм, жизненный цикл документа, анализ журналов событий

### Введение

В современном мире подавляющий объём информации существует в электронном виде. Для хранения, обработки и управления документами на цифровых носителях широкое распространение получили системы электронного документооборота (СЭД), представляющие собой автоматизированные многопользовательские системы, сопровождающие процесс создания и перемещения по организации документов.

Большинство современных СЭД строится на основе процессного подхода, в соответствии с которым документооборот промышленного предприятия или государственного ведомства представляется в виде формализованного множества описаний последовательности-выполняемых сотрудниками операций над документами.

Однако, внедрение подобной системы приводит к чрезмерному увеличению нагрузки на аналитиков и сотрудников служб обеспечения. Это связано с необходимостью формализации процессов движения документов на предприятии. Особенно сложной эта задача становится при изменении структуры организации, штат-

ной численности или при переориентации деятельности предприятия. Вследствие описанных структурных изменений имеющаяся модель процессов теряет актуальность. Порой степень несоответствия модели процессов приводит к необходимости разработки моделей процессов «с нуля».

Актуальность темы работы обусловлена тем, что в настоящий момент в составе СЭД отсутствуют средства, позволяющие автоматизировать процесс создания и корректировки моделей процессов обработки документов на предприятии.

Большинство современных СЭД поддерживают журнализацию действий пользователей. В последние годы в зарубежных [1] и отечественных [2] работах получило развитие направление, носящее название «Глубинный анализ процессов» (*Process Mining*), которое позволяет на основе журналов событий информационных систем реконструировать схемы рабочих процессов (*work flow*), реализуемые пользователями. Однако в настоящее время данные средства в системах электронного документооборота пока еще не получили широкого распространения.

В работе предпринята попытка разработки инфраструктуры глубинного анализа процессов в структуре реализованной коллективом авторов СЭД «Цера». Предложенные модели и методы были реализованы в прототипе модуля, позволяющего помочь интеграторам СЭД при решении задачи создания и актуализации бизнес-процессов документооборота предприятия.

В статье приводится общая характеристика современных систем документооборота, приведен разработанный метод глубинного анализа процессов в СЭД и описан разработанный прототип модуля анализа процессов, реализующий предложенный метод.

### 1. Характеристика современных систем электронного документооборота

За последние 20 лет концепция электронного документооборота получила свое развитие от идеи сканирования и централизованного хранения графических образов документов до идеи управления документами и их карточками включая создание, регистрацию, подписание и сдачу в архив. Необходимость решения задачи маршрутизации документов внутри организации между исполнителями привела к внедрению в СЭД технологии рабочих (бизнес) процессов (БП). Русский термин «системы электронного документооборота» является некорректным, так как основным объектом хранения СЭД выступают не документы, а регистрационно-учетные карточки.

Документ при этом может храниться в базе данных СЭД, файловой системе или в бумажном виде в деле. В этом отношении англоязычный термин *EDRMS (Electronic Document Record Management Systems)* является более правильным.

Современные СЭД условно можно разделить на 2 класса: документ — ориентированные (*doc-flow*) и процесс — ориентированные (*work-flow*) СЭД. Основой как первого так и второго класса СЭД является подход на основе рабочих процессов. Пример автоматизации деятельности сотрудников на примере процесса согласования документа представлен на рис. 1.

Организация рабочих процессов в *doc-flow* — СЭД идет от документа. Для каждого документа, прошедшего систему, создается задача (экземпляр рабочего процесса). Рабочие процессы имеют в *doc-flow* — СЭД *общий характер*, и, как правило, соответствующее название «Согласование», «Утверждение», «Рассмотрение». В то время как в *work-flow* — СЭД с одним экземпляром рабочего процесса могут быть связаны несколько документов. Процессы в этом случае носят специфический характер и название: «Обслуживание заявки на подключение клиента», «Проведение сделки», «Аттестация персонала» и пр. Безотносительно типа СЭД задачи размещаются на сервере баз данных. Задачи характеризуются статусом (выполнена/в процессе/просрочена), прикрепленными документами, маршрутом движения документа, списком пользователей-исполнителей, а также временными параметрами.

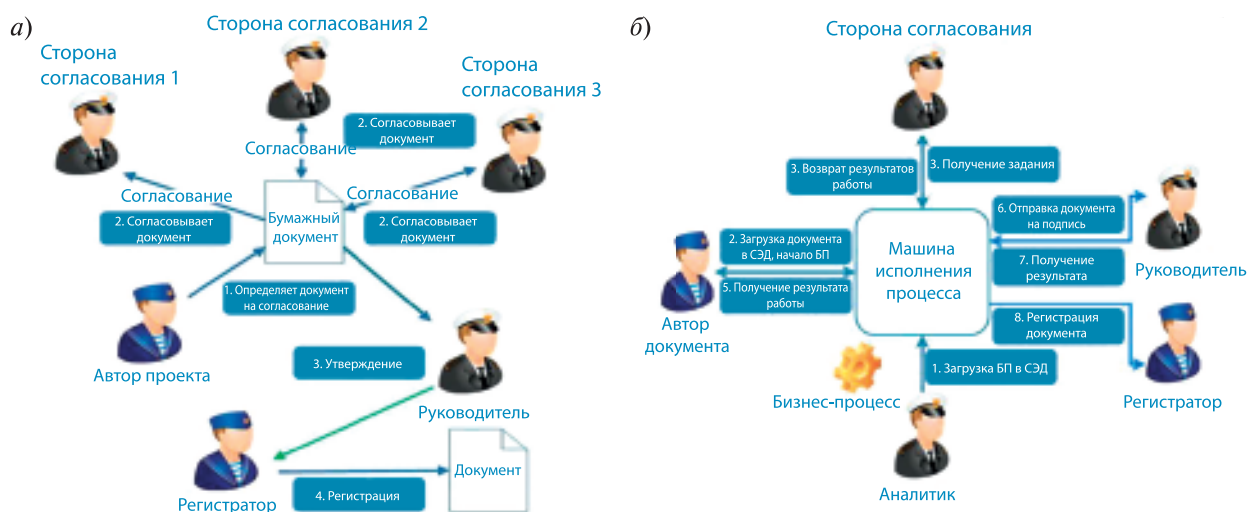


Рис. 1. Пример согласования документа в ручном режиме (а) и средствами системы электронного документооборота (б)



Рис. 2. Проекция модели рабочего процесса

Как правило, в СЭД каждый документ характеризуется типом, а тип в свою очередь моделью жизненного цикла. Жизненный цикл определяет, какие стадии и в каком порядке может проходить документ. Например, практически все документы проходят стадии разработки, согласования и утверждения, а также списания в архив. Для специфических типов документов могут выделяться специфические стадии.

Современные СЭД (см. [3, 4]) строятся на основе реляционных баз данных. Более близкая к СЭД концепция документ — ориентированных *NoSQL* — баз данных не получила пока широкого распространения. Идеологически, в составе СЭД можно выделить набор сервисов:

*сервис справочников*, предназначенный для хранения условно-постоянной информации, используемой пользователями СЭД при работе с документами;

*сервис пользователей*, предназначенный для управления пользователями и разграничения прав доступа. Он отвечает за авторизацию и аутентификацию пользователей системы по доступу к папкам и файлам, для чего использует как механизмы клиентской составляющей системы, так и встроенные механизмы безопасности базы данных;

*сервис поиска и индексации*, предназначенный для реализации механизмов полнотекстового поиска. Сервис производит периодическую индексацию таблиц документов и справочников с сохранением индекса в специальной таблице или на диске;

*объектные сервисы*, реализующие базовые операции создания, чтения, обновления и удаления (*CRUD*) над объектами, включая документы, справочники, задачи и задания рабочих процессов. Для объектов — документов это включает установку и получение свойств и потоков содержимого файлов;

*сервис каталогов*, осуществляющий доступ к объектам, размещаемым в иерархии папок путем добавления или удаления объектов из папки. Папки могут содержать другие папки и документы;

*сервис исполнения рабочих процессов*, служащий для создания новых экземпляров рабочих процессов документооборота, генерации и назначения заданий исполнителям, поддержки и контроля выполнения созданных экземпляров. Данный сервис использует для своей работы все перечисленные выше сервисы.

Как показано на рис. 2 описание рабочего процесса документооборота может быть представлено как набор из 4 проекций-перспектив.

Перспективе «*управление потоком*» соответствует маршрут движения документа между исполнителями (схема рабочего процесса).

Перспективе «*данные*» соответствует документ, над которым выполняется экземпляр процесса, а также набор дополнительных переменных процесса (переменных управления).

Перспективе «*ресурсы*» соответствует набор ролей и исполнителей, которые могут выполнять действия над документом в узлах схемы рабочего процесса.

Перспективе «*операции*» соответствует список элементарных действий, совершаемых исполнителями с документом в рамках задания. Например, скачать документ, подписать документ, создать новую версию, перенести в другую папку и пр.

В существующей схеме создание и загрузку рабочих процессов в СЭД в виде файлов BPMN (*Business process management notation*) производит администратор с помощью редактора (см. [5]). Подобная схема в силу субъективности и неточности имеет недостатки. В работе далее предлагается метод, который позволяет частично их устранить.

## 2. Метод глубинного анализа процессов в системе электронного документооборота

Привлечение глубинного анализа вносит в привычную схему развертывания бизнес-процессов документооборота коррективы. На пред-

приятие ставится система с минимально необходимым набором процессов и пользователи выполняют привычные действия в ручном режиме. Например, при согласовании документа вручную указывают все согласующие инстанции, которые должен пройти данный документ. В процессе согласования факты выполнения всех действий заносятся в журнал. После обработки нескольких однотипных документов журнал становится «полным», что позволяет реконструировать предполагаемый процесс обработки документа. То есть после рецензии полученного процесса аналитиком и внесения изменений процесс может быть загружен в систему и движение документа по организации будет автоматизировано.

Согласно [1–8] для обеспечения реконструкции схемы процесса журнал событий должен иметь как минимум четыре атрибута:

действие (*activity*) — действие, выполненное пользователем например, «подпись документа», «наложение резолюции»;

время регистрации (*timestamp*) — момент времени, когда произошло события;

идентификатор последовательности событий (*case id*) — идентификатор последовательности действий над определенным документом;

ресурс (*resource*) — исполнитель, или инициатор действия пользователь или внешняя информационная система).

В рамках СЭД отдельный экземпляр рабочего процесса ассоциируется с документом, поэтому трассы могут быть выявлены по идентификатору документа, который соответствует идентификатору последовательности (*case id*) рассмотренного журнала. Общая схема метода реконструкции рабочих процессов документооборота показана на рис. 3.

Необходимость шагов 1,2 обусловлена тем, что с одним типом документов в журнале могут быть связаны несколько рабочих процессов, поэтому важно определить признак, по которому трассы одного процесса отличаются от трасс другого. Это может быть сделано исходя из положения, что каждый документ имеет свой *тип*, а тип в свою очередь характеризуется *жизненным циклом*. Жизненный цикл (ЖЦ) документа — тип поведения документа от момента формирования до момента передачи в архив (на хранение) или уничтожения. Жизненный цикл может быть описан в форме графа, в котором вершинами являются стадии жизненного цикла, а ребра-

ми — переходы между стадиями. При выделении трасс рабочего процесса можно исходить из принадлежности действий к одной стадии ЖЦ. К одному рабочему процессу могут быть отнесены трассы от момента начала до момента окончания стадии ЖЦ.

Жизненный цикл каждого типа документа должен быть описан. В разработанном прототипе для этих целей был использован справочник «Жизненный цикл документа», связанный со справочником «Типы документов».

После выделения множества трасс может быть проведена реконструкция перспективы «Поток управления» рабочего процесса одним из алгоритмов *Process Mining* (шаг 3 на рис. 3). При разработке прототипа был использован альфа-плюс алгоритм [9]. Общая схема реконструкции проекции «Поток управления» показана на рис. 4.

Алгоритм на первом этапе на основе журнала событий строит матрицу пар отношений между событиями. Выделяется 4 типа отношений:

*прямая преемственность* ( $a >_L b$ ) — шаблонное отношение, наблюдающееся, когда в журнале событий присутствует хотя бы одна трасса, в которой событие *b* следует сразу же за событием *a*;



Рис. 3. Схема процесса реконструкции рабочих процессов документооборота

*причинность* ( $a \rightarrow_L b$ ) — отношение наблюдается в журнале только когда есть хотя бы одна трасса, где ( $a >_L b$ ) и нет ни одной трассы, в которой ( $a \not>_L b$ ). То есть можно говорить, что причиной появления события  $b$  в журнале служит событие  $a$ ;

*несвязность* ( $a \#_L b$ ) — шаблонное отношение, наблюдаемое, когда в журнале ( $a \not>_L b$ ) и ( $b \not>_L a$ );

*параллельность* ( $a \parallel_L b$ ) — отношение, наблюдаемое в журнале, если ( $a >_L b$ ) и ( $b >_L a$ ).

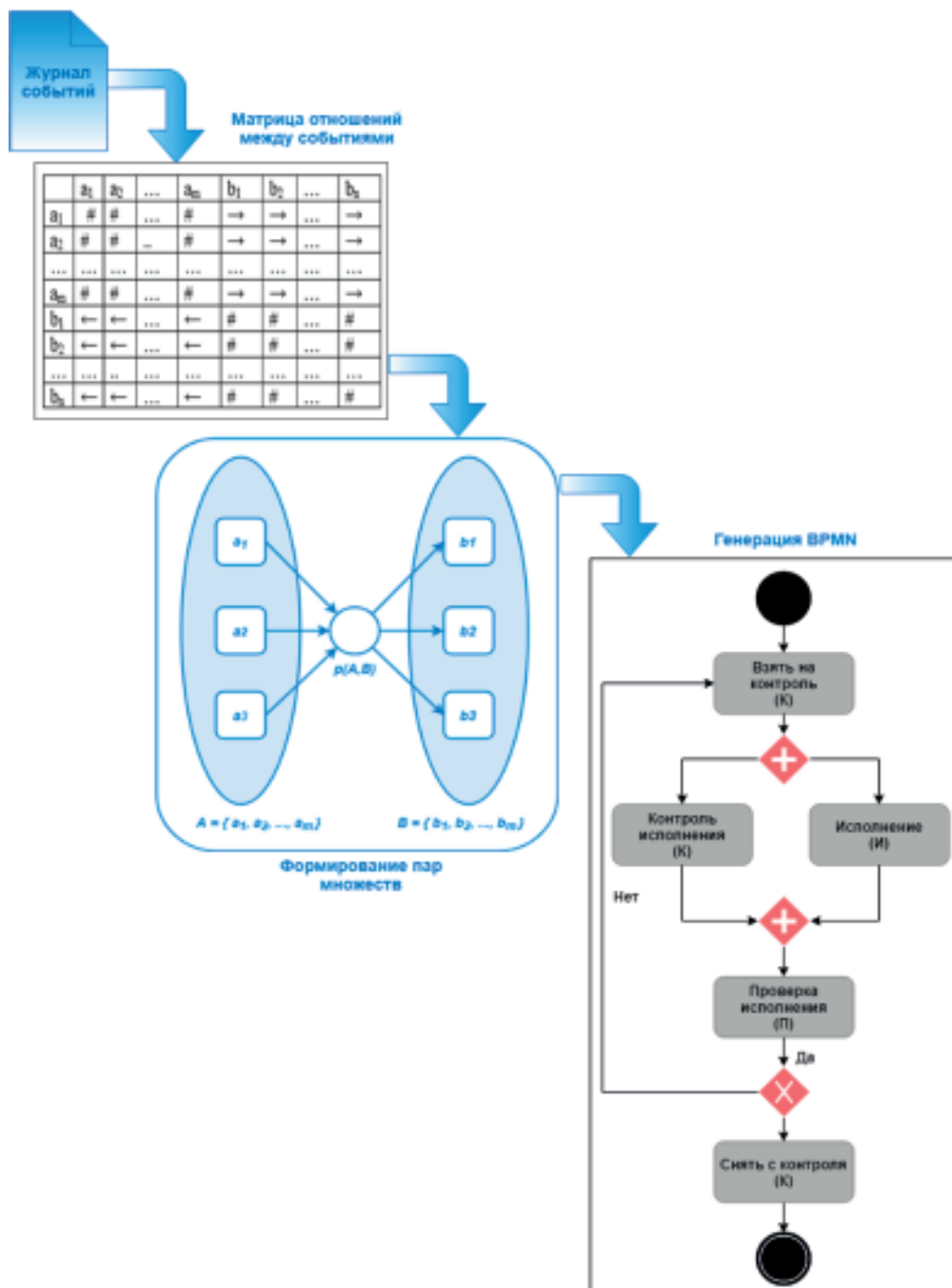

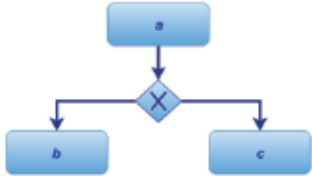
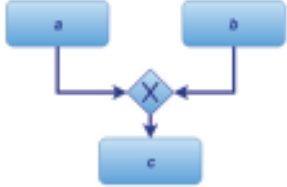
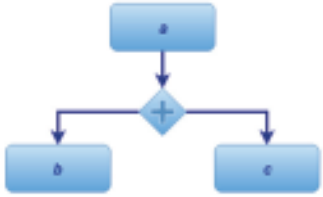



Рис. 4. Схема реконструкции модели потока управления



Таблица 1

Условия для генерации фрагментов нотации BPMN на основе альфа-алгоритма

Фрагмент в нотации BPMN	Условие
<p>Последовательное выполнение</p> 	<p>присутствует пара <math>(A, B)</math> <math>a \in A, b \in B</math>, не выполняются другие условия</p>
<p>Условное разделение</p> 	<p>присутствует пара <math>(A, B)</math> <math>a \in A, b \in B, c \in B</math></p>
<p>Условное слияние</p> 	<p>присутствует пара <math>(A, B)</math> <math>a \in A, b \in A, c \in B</math>. не выполняются другие условия</p>
<p>Параллельное разделение</p> 	<p><math>a \in A_1, a \in A_2, b \in B, c \in C</math> и присутствуют пары отношений <math>(A_1, B)</math> <math>(A_2, C)</math></p>
<p>Параллельное слияние</p> 	<p><math>a \in A_1, a \in A_2, b \in B, c \in C</math> и присутствуют пары отношений <math>(B, A_1)</math> <math>(C, A_2)</math></p>

На втором этапе множество событий разбивается на пары множеств  $(A, B)$  по следующему принципу: каждый элемент множества  $A$  связан с каждым элементом множества  $B$ , при этом внутри  $A$  и  $B$  события связаны отношением ‘#’ (несвязность).

Базовая версия альфа-плюс алгоритма использует в качестве целевого представления сеть Петри. Переход к нотации BPMN на третьем этапе был осуществлен при помощи таблицы преобразования (табл. 1).

Проекция «Операции» (см. рис. 2) поддерживается на уровне системы электронного документооборота и может в себя включать такие элементарные действия над документом как: изменение, просмотр, подписание, блокировка, создание и удаление версии. Исполнение каждого действия сопровождается занесением записи в журнал. Кроме этого, в модель операций должны быть включены действия исполнителей с данными регистрационных карточек. Предполагается, что в качестве одного действия

результатирующего журнала рассматривается набор действий по изменению атрибутов карточки, выполняемых последовательно одним пользователем.

На шаге 4 (см. рис. 3) для обеспечения реконструкции проекции «Ресурсы» модели исполнителей процесса в журнале должны содержать поле «Исполнитель действия». Указанное поле может быть взято из справочника «Пользователи». Реконструкция роли исполнителя действия может быть осуществлена на основе связанных справочников «Должностные лица» (ДЛ), «Должности» (Д) и «Подразделения организации» (ПО). На основе указанных справочников формируется дерево, в котором промежуточные узлы — подразделения организации и должности, а листья — должностные лица (см. рис 5).

Назначение исполнителей заданий рабочих процессов может быть осуществлена на основе следующих эвристических правил:

– если на множестве трасс действия всегда исполняет одно и то же должностное лицо, то роль может соответствовать только этому ДЛ;

– в случае если исполнителем действия выступают разные должностные лица, в качестве роли может быть использован промежуточный узел дерева (наименьшее по численности подразделения или должность), включающий в качестве потомков всех указанных ДЛ.

Рассмотрим заключительный шаг 5 метода (см. рис. 3). В случае электронного документооборота, перспектива «Данные», описывающая основные атрибуты экземпляра процесса содержится в регистрационной карточке. Карточка, наряду с жизненным циклом описаны

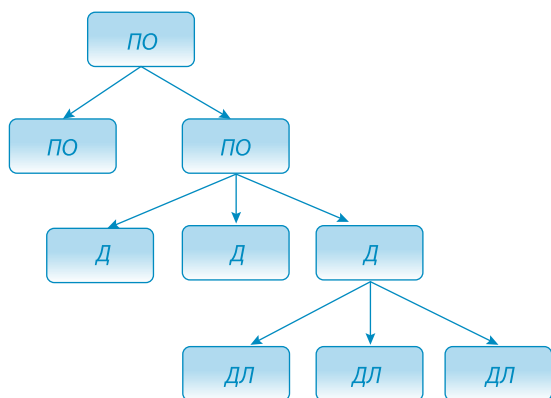


Рис. 5. Фрагмент дерева организационно-штатной структуры для реконструкции перспективы «Ресурсы»

в справочнике «Тип документа» куда заносится администратором СЭД. Для заполнения регистрационной карточки используются следующие базовые типы атрибутов: «Дата», «Дробное число», «Признак», «Справочник», «Строка», «Текст», «Целое число».

В разных действиях рабочего процесса документооборота исполнители работают с различными подмножествами атрибутов регистрационной карточки. Как было отмечено, под одним действием предполагается набор изменений реквизитов карточки, выполняемых последовательно одним пользователем.

Полнота описания перспективы «Данные» также обеспечивается заданием модели поведения исключающих шлюзов. То есть условий заданных на значениях реквизитов карточки в зависимости от которых срабатывают исключающие шлюзы, соответствующие условным переходам процесса (см. рис. 6). Каждый вариант прохождения исключающего шлюза представлен отдельной трассой в журнале событий. Таким образом, для каждого исключающего шлюза, полученного при реконструкции модели управления потоком по журналу должна быть построена пара предикатов вида:

(атрибут<sub>1</sub> *оп.сравн.* значение<sub>1</sub>)

ИЛИ (атрибут<sub>2</sub> *оп.сравн.* значение<sub>2</sub>) ИЛИ...

где *оп.сравн.* — операции сравнения: «>», «<», «=».

Каждое из полученных выражений определяет вариант исполнения исключающего шлюза.

Данное построение может быть выполнено алгоритмом автоматического построения деревьев решений С4.5 (см. напр. [10]). Меткам классов, соответствующих листьям дерева принятия решений соответствуют пары событий до и после условного перехода (см. рис. 7). Однако реализация для перечисленного набора типов данных налагает свои особенности:

для атрибутов типа «Признак» и «Справочник» алгоритм используется без модификаций. В процессе построения дерева решений для каждого возможного значения признака или записи справочника создается отдельное поддерево;

для атрибутов «Целое число» и «Дробное число» производится дискретизация. Для каждого численного реквизита определяется возможный размах значений с последующим разбиением на интервалы — по одному для каждого поддерева;

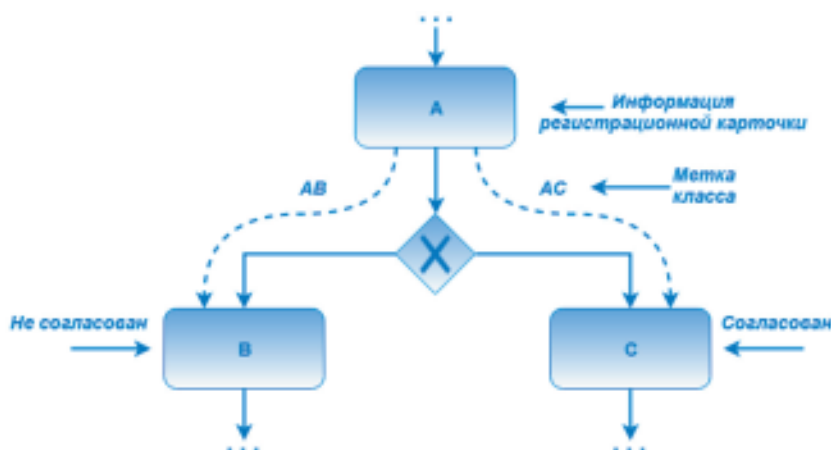


Рис. 6. Схема срабатывания условного перехода в рабочем процессе с меткой класса маршрута

на множестве атрибутов типа «Дата» вычисляются все возможные разности (целые числа), после чего задача сводится к классификации целочисленных значений;

на множестве значений реквизитов типа «Строка» и «Текст» выполняется индексирование (см. [11]) и последующее выделение типов резолюций методом кластеризации на основе дерева суффиксов *STC (Suffix tree clustering)*. Сформированные для каждого исключаяющего шлюза классы резолюций соответствуют под-деревьям узла.

Рассмотрим пример построения схемы принятия решений (см. табл. 2). Из регистрационной карточки было взято два атрибута «Срок исполнения» и «Поле резолюции» ( $X_1$  и  $X_2$ ). Первое поле относится к типу «Дата», а второе имеет тип «Текст». Для дальнейшего анализа было введено поле  $X_1''$  и  $X_2''$ . Первое представляет разницу между сроком выполне-

ния и текущей датой (10.10.2018 г.) в днях, а во втором хранится отношение резолюции к одной из групп: *positive* (положительное решение), *negative* (отрицательное решение), *null group* (без резолюции). Данное отношение было получено с использованием алгоритма ранжирования (см. [11] и табл. 2). Вариант прохождения исключаяющего шлюза указан в виде столбца  $Y$ . На данном наборе данных было построено дерево принятия решений (рис. 8) по алгоритму  $S4.5$ . На каждом шаге алгоритм последовательно вычисляет энтропию и прирост информации (см. подробнее [10]) для каждого атрибута регистрационной карточки. Выбор атрибута для текущего узла дерева решения производится на основе критерия максимизации прироста информации. Энтропия приведенного фрагмента до разбиения равна 0,9852.

Энтропия при разбиении по атрибуту  $X_1'' = 0,3935$ .

Таблица 2

Реквизиты фрагмента регистрационной карточки для реконструкции дерева решений

$X_1$	$X_2$	$X_1''$	$X_2''$	$Y$
20.10.2018	Изменить название пункта 2.2	<i>neg</i> (изменить)	9	<i>AB</i>
18.10.2018	В приказе добавить подпись Иванова В. В.	<i>neg</i> (добавить)	7	<i>AB</i>
15.10.2018	Приказ одобрен. Для ознакомления	<i>pos</i> (одобрено)	4	<i>AC</i>
09.10.2018	Null	<i>Null</i>	-1	<i>AB</i>
11.10.2018	Null	<i>Null</i>	1	<i>AC</i>
12.10.2018	На счет правок не возражаю.	<i>pos</i> (не возражаю)	2	<i>AC</i>
01.10.2018	Не смотрел	<i>Null</i>	-9	<i>AB</i>

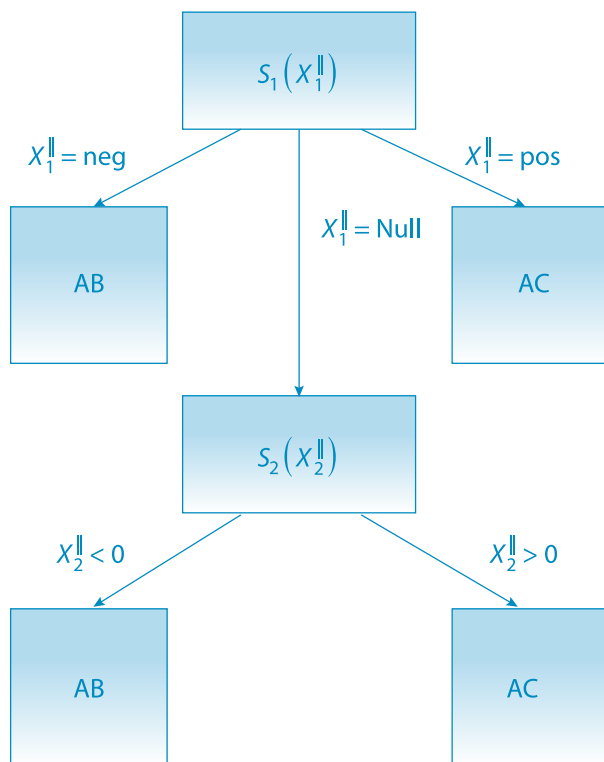


Рис. 7. Пример дерева принятия решений

Прирост информации по атрибуту  $X_1^{II} = 0,5917$ .

Энтропия при разбиении по  $X_2^{II} = 0,6935$ .

Прирост информации по  $X_2^{II} = 0,2916$

Таким образом, на основе приведенного критерия на первом шаге для ветвления должен использоваться  $X_1^{II}$ .

Фрагмент построенного дерева показан на рис. 7.

Построенные предикаты в виде делегатов хранятся в описании рабочего процесса и ассоциируются с конкретным шлюзом.

### 3. Реализация инфраструктуры анализа процессов в СЭД

Предложенный метод реконструкции проекций моделей процессов был реализован в виде компонента в составе редактора рабочих процессов документооборота «Цера» [12]. Отличительной особенностью разработанного модуля от уже существующих решений (см. напр. [13–15]) является ориентация на анализ процессов документооборота.

Инфраструктура *Process Mining* в СЭД показана на рис. 8. В процессе функционирования редактор обращается к базе данных и справоч-

никам документооборота. На первом этапе модулем построения модели управления потоком осуществляется процесс сегментирования журнала событий на основе выбранного пользователем типа документа и стадии его жизненного цикла. После чего производится реконструкция BPMN — графа рабочего процесса. На основании рассмотренной методики модуль построения модели ресурсов производит обращения к справочникам описания организационно-штатной структуры и последующее назначение ролей заданиям схемы рабочего процесса.

Дальнейшую работу выполняет модуль построения модели данных и решений, производящий на основе таблиц «Регистрационная карточка» и «Атрибут карточки», *json*-поля «Образ атрибутов» таблицы «Журнал событий», которое производит создание форм заданий рабочего процесса, а также формирование предикатов для делегатов, обеспечивающих поведение исключаяющих шлюзов.

### 4. Практическая апробация. Выводы

Практическая апробация разработанного модуля показала недостаточную эффективность альфа — плюс алгоритма для решения задач анализа реальных журналов СЭД. В случае наличия ошибок в журнале (дублирование или выпадение событий, ошибки ручного выполнения операций) авторами были получены слабо читаемые модели, объем ручных модификаций которых по доводке до рабочих процессов был значителен. В качестве дальнейших исследований авторы предполагают использовать алгоритм индуктивного анализа (*Inductive miner*), позволяющий, как и альфа-плюс алгоритм создавать «бездефектное» (*soundness*) описание процессов, но не столь чувствительное к ошибкам (см. напр. [15]). Была также определена зависимость результатов анализа от дисциплинированности исполнителей документов, на основе действий которых формируется исходный журнал. В случае несвоевременного указания значений реквизитов регистрационной карточки при выполнении действий наблюдалась некорректная проекция данных процесса. В качестве частичной меры преодоления указанного недостатка авторами предлагается привязка групп реквизитов регистрационной карточки к стадиям ЖЦ типа документа. Открытым остается также вопрос оценки степени деградации схемы рабочего процесса при организационно-штатных и нормативных изменениях на предприятии.

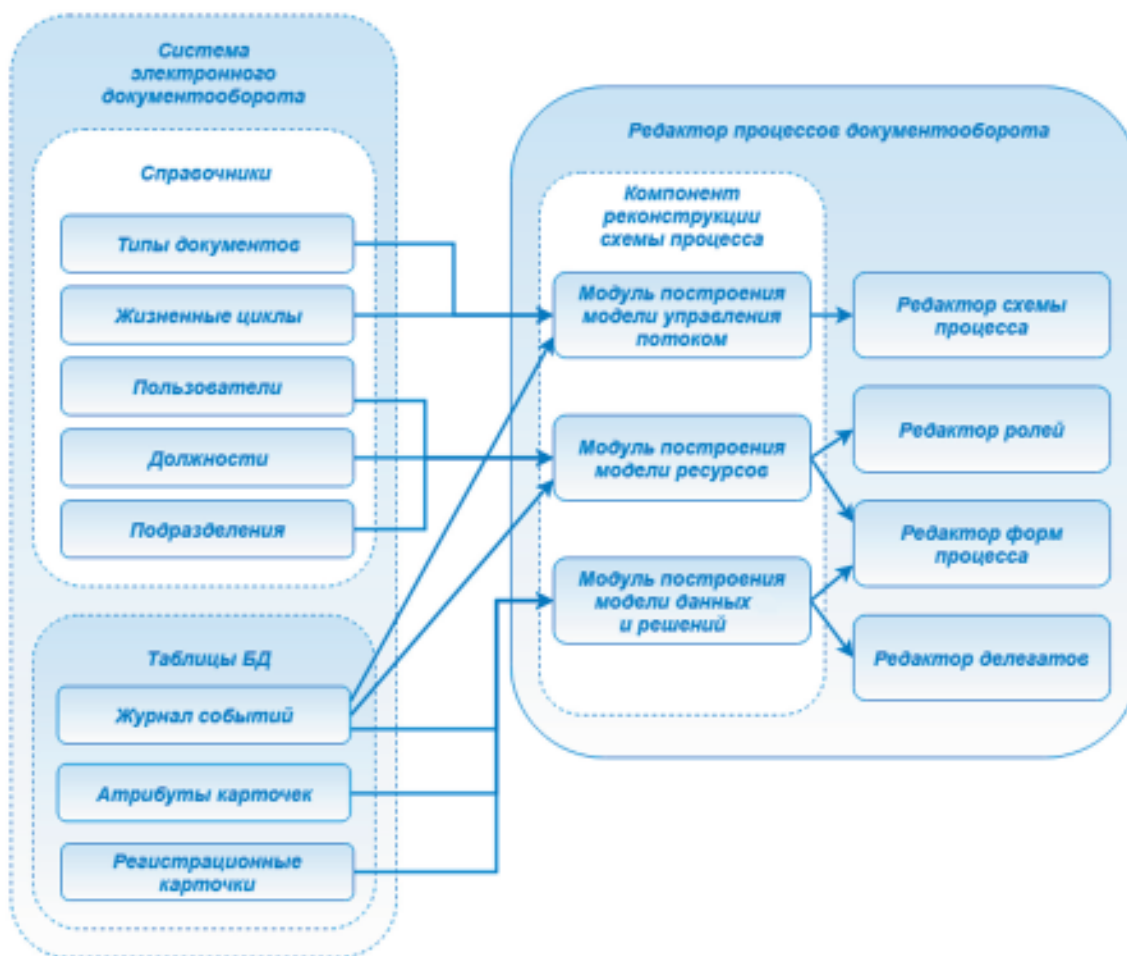


Рис. 8. Инфраструктура Process Mining в системе электронного документооборота

## ЛИТЕРАТУРА

1. W.M.P. van der Aalst Process Mining: Discovery, Conformance and Enhancement of Business Processes. — Berlin: Springer-Verlag, 2011. — 352 p.
2. Барсегян А. А. Анализ данных и процессов: учеб. пособие / А. А. Барсегян, М. С. Куприянов, И. И. Холлод, М. Д. Тесс, С. И. Елизаров. — СПб.: БХВ-Петербург, 2009. — 512 с.
3. Романченко Е. В. Основные тенденции развития СЭД в России / Е. В. Романченко // Современные технологии делопроизводства и документооборота. — 2015. — № 8. [Электронный ресурс]: Режим доступа: <http://e.deloprost.ru/article.aspx?aid=419473>.
4. Мокрый В. Ю. Системы электронного документооборота: учебное пособие / В. Ю. Мокрый. — СПб.: Инфо-да, 2018. — 48 с.
5. Михеев А. Г. Системы управления бизнес-процессами и административными регламентами на примере свободной программы RunaWFE: учеб. пособие / А. Г. Михеев. — М.: Альт Линукс, 2011. — 178 с.
6. W.M.P. van der Aalst, A.J.M.M. Weijters L. Maruster Workflow Mining: Discovering process models from event logs. In *IEEE Transactions on Knowledge & Data Engineering*, vol. 16, no.5, pp. 1128–1142, 2004.
7. W.M.P. van der Aalst and B.F. van Dongen. Discovering Workow Performance Models from Timed Logs. In Y. Han, S. Tai, and D. Wikarski, editors, International Conference on Engineering and Deployment of Cooperative Information Systems (EDCIS2002), volume 2480 of Lecture Notes in Computer Science, pp. 45–63. Springer Verlag, Berlin, 2002.
8. W.M.P. van der Aalst, A.J.M.M. Weijters, and L. Maruster. Workflow Mining: Discovering Process Models from Event Logs. *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, 16(9):1128–1142, 2004.
9. A. K. Alves de Medeiros, B. F. van Dongen, W.M.P. van der Aalst, and A.J.M.M. Weijters. Process Mining: Extending the  $\alpha$ -algorithm to Mine Short Loops. BETA Working Paper Series, WP 113, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, 2004.

10. **Паклин Н. Б.** Бизнес-аналитика: от данных к знаниям / Н. Б. Паклин, В. И. Орешков. — СПб: Питер, 2009. — 624 с.

11. **Марманис Х., Бабенко Д.** Алгоритмы интеллектуального интернета. Передовые методики сбора, анализа и обработки данных/Пер. с англ. — СПб.: Символ-Плюс, 2011. — 480 с.

12. Свид. 2017663083 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Подсистема защищенного электронного документооборота «Цера» / Васильев Н. В., Компанец А. Н., Сопин Д. С.; заявитель и правообладатель ПАО «Интелтех» (RU). — № 2017663083; заявл. 06.10.17; опублик. 24.11.17, Реестр программ для ЭВМ. — 1 с.

13. B. F. van Dongen, A. K. Alves de Medeiros, H.M.W. Verbeek, A.J.M.M. Weijters, and W.M.P. van der Aalst. The ProM Framework: A New Era in Process Mining Tool Support. In G. C. and P. Darondeau, editors, ICATPN, volume 3536 of Lecture Notes in Computer Science, pp. 444–454. Springer, 2005.

14. B. F. van Dongen and W.M.P. van der Aalst. EMiT: A Process Mining Tool. In Jordi Cortadella and Wolfgang Reisig, editors, ICATPN, volume 3099 of Lecture Notes in Computer Science, pp. 454–463. Springer, 2004.

15. Leemans S.J.J., Fahland D., van der Aalst W. M.P. (2013) Discovering Block-Structured Process Models from Event Logs — A Constructive Approach. In: Colom JM., Desel J. (eds) Application and Theory of Petri Nets and Concurrency. PETRI NETS2013. Lecture Notes in Computer Science, vol 7927. Springer, Berlin, Heidelberg.

*А. М. Винограденко*

Кандидат технических наук, доцент, докторант кафедры Технического обеспечения связи и автоматизации Военной академии связи

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ТЕОРИИ ЭНТРОПИЙНЫХ ПОТЕНЦИАЛОВ

**АННОТАЦИЯ.** Проведен анализ возникновения состояний неопределенности при функционировании сложных технических объектов, а также выделены основные причины снижения эффективности функционирования систем мониторинга технического состояния. Предложен подход учета состояний неопределенности контролируемых параметров в системах мониторинга технического состояния сложных технических объектов. Описаны основные понятия теории энтропийных потенциалов, рассмотрены их свойства и возможности по описанию состояний неопределенности. Представлена вероятностная модель аварийных сигналов в системе мониторинга.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** система мониторинга, техническое состояние, состояния неопределенности, энтропийные потенциалы, измерительная информация.

### **Введение**

Территориальное разнесение объектов распределенной системы управления, жесткие условия их функционирования и необходимость обеспечения безопасной работы обусловили широкое использование систем мониторинга. Непрерывно возрастающие потоки измерительной информации (ИИ) при контроле сложных технических объектов (СЛО) и технологических процессов приводят к необходимости сокращения объема ИИ, сообщений, передаваемых по линиям связи [1].

Для уменьшения избыточности ИИ при сохранении полноты контроля объектов по каналу связи целесообразно передавать не все результаты измерения параметров, а только сообщения о выходе параметров объекта за пределы установленных допусков. Системы, реализующие данный метод сбора ИИ, в некоторых источниках называются адаптивными системами допускового контроля [2, 3].

Процесс уменьшения избыточности ИИ порождает, в свою очередь, возникновение неопределенности в оценке состояний таких объектов

контроля (ОК), что наоборот снижает эффективность мониторинга. Подобные состояния неопределенности в системах мониторинга технического состояния (ТС) территориально-распределенных объектов, обусловленные «дефицитом» ИИ, являются ее характерными свойствами [4–5].

Таким образом, наличие состояний неопределенности является объективной реальностью при функционировании систем мониторинга, изучении контролируемых объектов, прогнозировании эволюций (изменений) их технического состояния и организации управления контролируемыми объектами и системами в целом. Поэтому, разработка подходов и методов описания и учета состояний неопределенности при контроле СЛО, будет способствовать повышению эффективности проводимых исследований и решению (практических) задач мониторинга их ТС.

*Цель исследования:* разработка системного подхода в оценке состояний неопределенности ИИ, снимаемой с контролируемых объектов в системах мониторинга их ТС.

### Анализ функционирования систем мониторинга ТС СЛО

Существующие системы мониторинга контролируемых СЛО представляют собой информационно-измерительные, информационно-телеметрические системы, автоматические или автоматизированные измерительные комплексы и др., как правило, включающие в себя подсистему получения ИИ и формирования аварийных сигналов, характеризующих ТС СЛО, подсистему средств и линий связи и подсистему диспетчерского управления. Первая подсистема состоит из датчиков и контроллеров, осуществляющих регистрацию параметров сигналов и их сравнение с допустимыми пределами [3, 4]. Заявками на обслуживание являются пакеты информационных символов, сформированные на выходе измерительных датчиков в случае выхода значения контролируемого технологического параметра за пределы установленных допусков [5]. Изменение какого-либо параметра наблюдаемого процесса проявляется разбросом его значений в течение определенного периода времени. Выход любого параметра полученного измерительного сигнала  $Y_i(t)$  за соответствующие пределы  $Y_{нi}(t)$ ,  $Y_{вi}(t)$  должен рассматриваться как сигнал об отказе аппаратуры, поступающий с датчика, а его анализ (обработка ИИ), соответственно, оценивать ТС контролируемого объекта. Интенсивность таких заявок определяется количеством датчиков, временными характеристиками контролируемых случайных процессов и числом установленных допусковых уровней для каждого процесса. ИИ поступает на контроллеры, осуществляющие программный опрос датчиков, не регулярно, а в виде случайного потока сигналов о состоянии аппаратуры, проходящего через определенные пороговые уровни, которые в случае выхода значений технологических параметров за пределы допусков формируют пакеты заявок и наделяют их статусом приоритетности [4, 5].

К особенностям функционирования и эксплуатации большинства систем мониторинга относят необходимость использования дорогостоящего оборудования, привлечения высококвалифицированного персонала, а также значительные затраты времени на проведение самих измерений и оценку их результатов [4, 5].

Анализ проведенных исследований показал, что основными причинами относительно низкой эффективности функционирования систем мониторинга ТС СЛО являются:

- 1) условия априорной неопределенности, обусловленные дефицитом (недостаточным объемом) исходной ИИ;
- 2) низкая достоверность исходной ИИ;
- 3) различные «веса» и приоритеты целевых функций и т. д.;
- 4) проблема разработки системного подхода к оценке состояний неопределенности и оптимизации структуры и объемов ИИ, снимаемой с ОК, для организации эффективного мониторинга и управления такими объемами.

### Обоснование применимости теории энтропийных потенциалов к решению поставленной задачи

Проведенный анализ рассматриваемой проблематики выявил существующие подходы к решению поставленной задачи, сформулированные (выраженные, реализованные) в виде совокупности методов [6, 7]:

- методы интервальных оценок;
- статистического моделирования;
- методы, основанные на теории эллиптического оценивания;
- теории нечетких и размытых множеств;
- робастного оценивания, основанные на использовании различных подходов;
- методы, основанные на использовании экспертных систем;
- методы и технологии искусственных нейронных сетей;
- Байесовские интеллектуальные технологии;
- методы описания состояний неопределенности на основе понятия вероятностной энтропии и др.

Достоинством «энтропийного» подхода является то, что на его основе представляется возможным найти решение максимально удовлетворяющее требованиям (описать требования или переформулировать).

Общая идея применения методов теории энтропийных потенциалов (ТЭП) для организации системы мониторинга ТС состоит в следующем. Как уже было отмечено, функционирование любого СЛО характеризуется изменением его параметров. Эти изменения, могут быть охарактеризованы соответствующими состояниями



неопределенности, а, следовательно, и величинами энтропийных потенциалов (ЭП) [8–11]. Даже если изменения какого-либо параметра в процессе функционирования ОК описываются детерминированной зависимостью, то его отдельные реализации могут рассматриваться как случайные величины, характеризуемые функцией распределения вероятностей и состоянием неопределенности. Поэтому, анализируя изменение величин ЭП и определяющих их параметров (среднеквадратическое отклонение (СКО) энтропийных коэффициентов, базовых значений и др.) можно отслеживать состояние ОК и тенденции (динамику) их изменений.

Таким образом, одним из перспективных для исследования вариативных свойств технологических параметров СЛО в условиях неопределенности является подход, сформированный на основе положений ТЭП [8–12], возможности которой позволяют проводить исследования «параметрической неопределенности» ТС СЛО при ограниченном объеме ИИ, в условиях ограниченной выборки реализаций контролируемых параметров.

### Оценка параметрической неопределенности на основе энтропийного подхода

ТЭП базируется на использовании следующих понятий: энтропийный потенциал, комплексный ЭП (КЭП), многомерный КЭП (МКЭП). В общем виде всю совокупность понятий ЭП —  $E$  можно определить в виде следующей зависимости:

$$E = \langle X, N_E, L_{E,Z}, P_E \rangle, \quad (1)$$

где  $X = \{\Omega_i(\vec{\xi})\}$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$  — множество параметров, используемых для описания ТС СЛО;  $\vec{\xi}$  — вектор факторов, определяющий вариацию величин  $i$ -го параметра;  $N_E$  — набор отображений для множеств параметров из  $\Omega_i(\vec{\xi})$ . В качестве таковых в моделях ЭП используются отображения для получения характеристик рассеяния СКО —  $\sigma_i$ , базовых значений параметров —  $X_{ni}$ , величин энтропийных коэффициентов —  $K_{ei}$ , а также, при необходимости, соответствующих весовых коэффициентов —  $c_i$ ;  $L_{E,Z}$  — набор форм отношений для отображения элементов из  $N_E$  в  $P_E$ ,  $Z$  — номер варианта форм  $Z = 1, 2, \dots, n$ ;  $P_E$  — набор понятий, критериев, характеризующих состояния неопределенности элементов из  $X$ : ЭП, КЭП, МКЭП.

Растущая сложность объектов контроля, увеличение числа контролируемых параметров, миниатюризация размеров элементов, а также низкий уровень использования систем, выполняющих функции прогнозирования и диагностирования предаварийного состояния, актуализируют задачи прогнозирования отказов в рабочем режиме, снижение времени восстановления, уменьшение ресурсов сил и средств, требуемых для диагностирования, а соответственно обуславливают необходимость АСК осуществлять контроль по нескольким параметрам [13, 14]. Это позволяет повысить достоверность результатов идентификации ТС СЛО, осуществляя идентификацию отклонений контролируемых параметров по нескольким признакам, расширить области применения технических средств контроля и др.

Примером подобных систем мониторинга ТС СЛО является система многоуровневого комплексного контроля ТС территориально-распределенных объектов связи (рис. 1), предназначенная для комплексного контроля и диагностики радиоэлектронной аппаратуры, реализуемого за счет анализа, комплексирования ИИ, поступающей от тепловизора, датчиков напряженности магнитного поля, напряжения и влажности воздуха [12, 14]. Тем не менее, функционирование этой системы также сопровождается соответствующими состояниями неопределенности при идентификации различных параметров, как и во многих системах мониторинга.

Таким образом, решение задачи многоуровневого комплексного контроля возможно с использованием методов ТЭП. Приведенное определение (1) допускает дальнейшее развитие и пополнение перечня вводимых понятий для описания состояний неопределенности в задачах мониторинга ТС, а также при использовании различных групп параметров.

В соответствии с (1) вводится общее понятие состояние неопределенности  $m$ -мерного вектора — МКЭП (критерии  $La_z$ ) в следующем виде

$$La_z = \left( \sum_{i=1}^m (c_i |L_{\Delta i}|)^z \right)^{\frac{1}{z}} = \left( \sum_{i=1}^m \left( c_i \frac{\Delta_{ei}}{|X_{ni}|} \right)^z \right)^{\frac{1}{z}} = \left( \sum_{i=1}^m \left( c_i \frac{K_{ei} \sigma_i}{|X_{ni}|} \right)^z \right)^{\frac{1}{z}}, \quad (2)$$

где  $L_{\Delta i}$  — КЭП  $i$ -го параметра  $i = 1, 2, \dots, m$ .

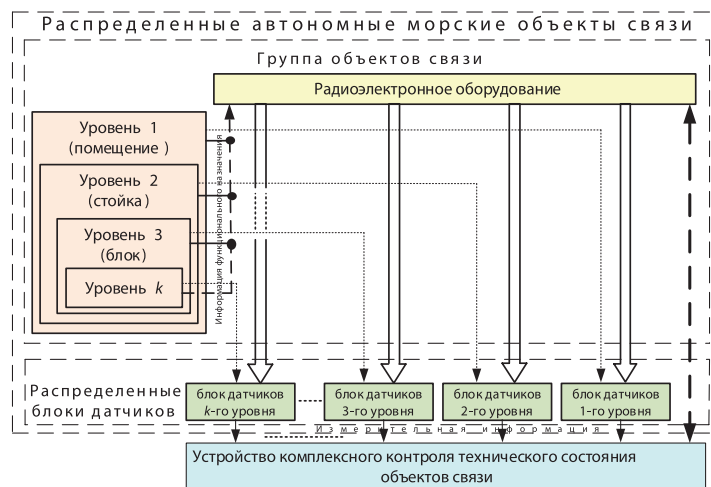


Рис. 1. Структурная схема системы многоуровневого комплексного контроля ТС СЛО

$$L_{\Delta_i} = \frac{\Delta_{ei}}{|X_n|} = \sigma \frac{K_{ei}}{|X_n|}, \quad (3)$$

где  $X_n$  — величина базового значения, относительно которого рассматривается состояние неопределенности;  $\Delta_{ei}$  — энтропийный потенциал  $i$ -го параметра.

В качестве базы может быть выбрана величина математического ожидания параметра —  $m_x$  или величина его номинального значения. Если изменения параметра происходят в окрестности нуля, то в качестве величины  $X_n$  могут быть использованы величина диапазона изменения этого параметра, величина предельно-допустимого значения и др.

Энтропийным потенциалом  $\Delta_{ei}$  параметра  $x$  называется половина диапазона изменения ограниченного распределения, имеющего такую же информационную энтропию  $H(x) = -\sum_{(i)} P(X_i) \times \log_a P(X_i)$  что и закон распределения этого параметра, где  $P(X_i)$  — вероятность появления значения величины  $X_i$ .

В качестве базы для нахождения величины ЭП целесообразно выбрать распределение, имеющее ограниченный диапазон изменения, равный  $[-\Delta_e; \Delta_e]$ , а также функцию плотности вероятности  $p(x)$  симметричную относительно центра этого диапазона. То есть

$$x \in [-\Delta_e; \Delta_e]. \quad (4)$$

В этом случае соответствующая плотность распределения вероятностей будет зависеть от величины  $\Delta_e$ :

$$p(x) = p(x, \Delta_e). \quad (5)$$

Величина энтропии базового распределения также будет зависеть от величины  $\Delta_e$  в соответствии с (5).

Приравнивая энтропию рассматриваемого параметра с произвольным законом распределения  $H(x)$ , энтропии базового распределения с ограниченным диапазоном изменения параметра  $H(x, \Delta_e)$ , получим

$$H(x) = H(x, \Delta_e). \quad (6)$$

Решая уравнение (6) относительно  $\Delta_e$ , получим выражение для нахождения величины ЭП в общем виде

$$\Delta_e = F\{H(x)\}. \quad (7)$$

Величина ЭП имеет размерность рассматриваемого параметра. Поэтому ее можно выразить как масштабное изображение каких-либо величин (например, СКО —  $\sigma$ , размаха выборки и др.), имеющих такую же размерность. В частном случае, состояние неопределенности параметра может быть выражено через характеристику его рассеяния —  $\sigma$  и коэффициент  $K_e$ , характеризующий дестабилизационные свойства закона распределения в виде

$$\Delta_e = K_e \sigma. \quad (8)$$

Понятия величин ЭП являются взаимосвязанными и основаны на принципах «вложения»: понятия более высокого уровня выражаются через величины ЭП предыдущих уровней. И, наоборот,

упрощение описания состояния неопределенности осуществляется путем исключения дополнительных характеристик неопределенности (варианта многопараметрической модели, базового значения, энтропийного коэффициента и др.). В результате «диапазон» изменения «сложности моделей» состояний неопределенности, в зависимости от ситуации, может изменяться от уровня критерия  $La_z$  (в различных вариантах) до величины СКО или размаха выборки контролируемого параметра.

### Вероятностная модель аварийных сигналов в системе мониторинга

Для передачи по каналу связи результаты контроля технологического параметра  $x(t)$  подлежат преобразованию в электрический сигнал, кодированию с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП), модуляции и т. д. В качестве классического варианта построения АЦП рассмотрим преобразователь с двойным интегрированием. Основу такого преобразователя составляет интегратор с конденсатором емкостью  $C$  и активным сопротивлением  $R$ .

Как уже было отмечено, возникновение аварийного сигнала представляет собой реакцию на событие, состоящее в достижении напряжением с датчика некоторого порогового (аварийного) уровня  $U_{\Pi}$  в случайный момент времени  $t_i$ . Напряжение, отражающее процесс  $u_{\xi i}$  в момент  $t_i$ , также является случайной величиной. На непрерывной временной оси  $t \in [0, T]$  все физически реальные случайные процессы, в том числе и технологические процессы  $u_{\xi}(t)$  контролируемых объектов, представляют собой непрерывные функции времени. При этом, как отмечено выше, ставится задача минимизации объемов ИИ, обеспечивающей получение «правдоподобных» оценок соответствующих параметров [15].

При поступлении аварийного сигнала с подачей соответствующего разностного напряжения  $u_{\xi}(t) - U_{\Pi} = u_{\Delta}(t)$  на интегратор АЦП его конденсатор заряжается в течении фиксированного промежутка времени  $t_1$ . При этом, чем больше значение  $u_{\Delta}(t)$ , тем до большего значения напряжения будет заряжен конденсатор за время  $t \in [0, t_1]$ . Максимальное напряжение интегратора в составе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) определяется выражением:

$$U_m = \frac{1}{RC} \int_{t_0}^{t_0+t_1} [u_{\xi}(t) - U_{\Pi}] dt. \quad (9)$$

Важным моментом в практической реализации предложенных решений является организация (процесс) вычислений оценок величин ЭПов и определяющих их параметров на основании результатов измерений.

В конечном счете, решение задачи сводится к рациональному выбору частот дискретизации  $\omega_d$  или периодов проведения измерений  $T_d = 2\pi / \omega_d$ , с последующим квантованием и кодированием анализируемых параметров объекта, или к оптимизации режимов процедуры аналого-цифрового преобразования. Последующая обработка «оцифрованного» сигнала осуществляется в вычислительном устройстве по заданным зависимостям и алгоритмам. При решении большинства практических задач проблема квантования сигналов является ключевой, хотя наличие различных эффектов (например, шумов квантования, переполнения разрядной сетки в процессе вычисления и др.) могут оказать влияние на качество выполнения этой операции. Точность квантования сигнала определяется выбором метода округления. В настоящее время задачи квантования сигналов достаточно хорошо проработаны на математическом и программном уровнях. Так, например, в системе MATLAB имеется значительный арсенал функций для округления различными методами (*round, ceil, fix, floor*), а также большие наборы специальных функций для квантования сигналов в пакетах *SignalProcessing, FilterDesign* и др.

Наиболее проблематичным является выбор периода дискретизации при снятии исходного сигнала. Проблема состоит в следующем. Увеличение периода дискретизации позволяет уменьшить количество измерений  $X_i (i \in I)$ , результаты которых используются для вычислений значений величин ЭП на основе выражений (2)–(8) и, следовательно, уменьшить затраты на проведение измерений и обработку информации. При этом возрастает вероятность того, что представление исходного параметра набором «редких» дискретных значений  $X_i$  приведет к потере информации, т. е. исходный сигнал не сможет быть восстановлен по значениям таких отсчетов. Соответственно вышеуказанные оценки величин энтропийных

потенциалов и определяющих их параметров, рассчитанные на основании этих дискретных значений, не будут являться «надежными» и объективными. И наоборот, повышение частоты дискретизации будет способствовать устранению этих недостатков, а, следовательно, повышению эффективности мониторинга и управления, а также повышению стоимости исследований и выпускаемой продукции. Отсюда возникает необходимость нахождения компромисса между этими противоречиями или так называемой «золотой середины». Для этого целесообразно использовать следующий подход.

Дискретизация исходного сигнала параметра  $X(t)$  осуществляется путем представления его последовательностью числовых значений  $X_i$ , отстоящих друг от друга по времени на величину  $T_d$ . Поэтому его можно представить в виде последовательности смещенных дельта-функций  $\delta(t - iT_d)$ ; ( $i \in I$ ), в масштабах значений исходного аналогового сигнала в соответствующие моменты дискретизации,

$$x_d(t) = \sum_{(i)} x(iT_d)\delta(t - iT_d) = x(t)\sum_{(i)} \delta(t - iT_d). \quad (10)$$

Процесс дискретизации исходного сигнала параметра  $X(t)$  приведет к возрастанию разностного напряжения  $u_{\Delta}(t)$  на интеграторе АЦП, и, следовательно, вероятности выявления аварийного сигнала.

Условие, при котором исходный сигнал может быть представлен дискретными отсчетами без потери информации, описывается теоремой Котельникова. Применительно к рассматриваемой ситуации эта формулировка будет следующей. Для неискаженного представления информации, содержащейся в сигнале  $x(t)$ , дискретными отсчетами  $X_i = x(iT_d)$ ; ( $i \in I$ ), необходимо чтобы величина периода дискретизации удовлетворяла условию

$$T_d \leq \frac{\pi}{\omega_{\max}} = \frac{1}{2f_{\max}}, \quad (11)$$

где  $\omega_{\max}$  и  $f_{\max}$  максимальная круговая и циклическая частоты спектрального состава этого сигнала,  $\omega = 2\pi f$  [12, 13].

Если спектр сигнала является бесконечным или достаточно большим, то в качестве  $\omega_{\max}$  может быть выбрана, так называемая, эффективная ширина его спектра. Исходя из изложенных соображений, целесообразно осуществлять

процедуру дискретизации сигналов параметров при мониторинге СЛО и др. Для удобства практического использования при решении подобных задач представляется необходимым заранее определить значения величин  $T_d$  для важнейших параметров СЛО различного назначения. Это позволит значительно упростить процедуру проведения исследований и решения задач мониторинга и управления этими объектами. Определение значений величин  $T_d$  может быть осуществлено различными способами: на основании спектрального анализа сигналов параметров, исходя из имеющихся аналогий, на основе «физического смысла» работы объекта и др.

В табл. 1 приведены диапазоны варьирования величин  $T_d$  для ряда параметров пространственных технологических процессов (например, контроль рабочей температуры материнской платы ЭВМ (процессора ЭВМ) с использованием тепловизора, см. рис. 2). Эти данные получены на основании ограниченных исследований для отдельных видов типового оборудования и при необходимости могут быть скорректированы и дополнены. Динамика изменения влияющих факторов технологических процессов и формируемых параметров ОК, помимо причин, указанных в примечании к табл. 1, также зависит от характеристики конструктивных особенностей используемого оборудования.

## Заключение

Моделирование систем мониторинга с использованием методов ТЭП позволит осуществить получение информационных (энтропийных) портретов состояний неопределенности, в результате анализа которых возможно осуществление прогнозирования случаев возникновения аварийных ситуаций.

С использованием предложенных понятий и методов представляется возможным оценить изменение технического состояния отдельных элементов СЛО по их «информационному следу», а также выявить степень влияния составляющих величин ЭП на состояния неопределенности системы СЛО в целом.

Приведенные данные необходимы для получения оценок затрат на проведение исследований, а также для оценки эффективности функционирования систем мониторинга

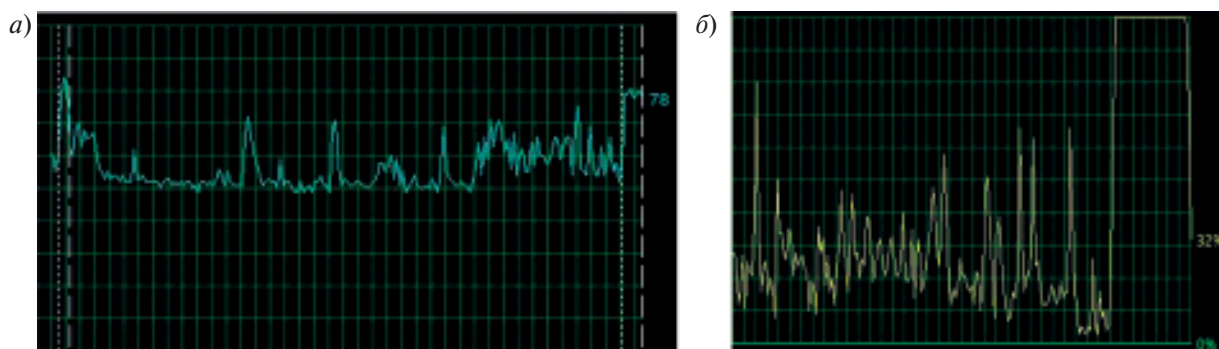


Рис. 2. График изменения температуры (а) и загрузки (б) процессора ЭВМ

Таблица 1

Ориентировочные значения величин  $T_d$  для температуры материнской платы ЭВМ

Объект контроля	Параметры	Значения $T_d$ , °С	Примечание
Материнская плата ЭВМ, процессор (Intel)	Температура отдельных элементов платы номинальная температура процессора максимальная температура процессора	5–45 5–55 5–80	Вариации $T_d$ зависят от режимов работы ЭВМ (процессора)

и управления процессами. Кроме того, знания реальных значений величин  $T_d$  позволяют обосновать требования по быстродействию к методам и аппаратуре для проведения соответствующих измерений.

Изложенный подход, основанный на использовании методов ТЭП, направлен на повышение эффективности функционирования систем мониторинга и управления, особенно в условиях априорной неопределенности.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Будко П. А. Способ мониторинга предаварийного состояния контролируемых объектов / П. А. Будко, А. М. Винограденко, А. И. Литвинов, А. С. Юров // Датчики и системы. — 2014, № 9 (184). — С. 8–14.
2. Винограденко А. М. Оперативный контроль технического состояния подвижных электротехнических объектов / А. М. Винограденко, А. П. Веселовский, О. Н. Бурьянов // Современные проблемы создания и эксплуатации вооружения, военной и специальной техники: тезисы докладов III Всероссийской научно-практической конференции (Санкт-Петербург, 2016 г.). — СПб., 2016. — С. 178–184.
3. Винограденко А. М. Система мониторинга технического состояния подвижных объектов военного назначения с использованием беспроводных технологий / А. М. Винограденко, О. В. Ладонкин, А. С. Юров // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. — 2015, № 1. — С. 51–55.
4. Винограденко А. М. Система для контроля технического состояния радиоэлектронных объектов / А. М. Винограденко, И. В. Федоренко // Патент на полезную модель RU90916 U1, опубл. 05.08.2009, бюл. № 2.
5. Винограденко А. М. Система для контроля параметров технологических объектов / А. М. Винограденко, И. В. Федоренко, А. В. Семенов // Патент на полезную модель RU96676 U1, опубл. 09.03.2010, бюл. № 2.
6. Управление в условиях неопределенности: монография / С. В. Прокопчина, М. Ю. Шестопалов, Л. В. Уткин, М. С. Куприянов, В. Л. Лазарев, Д. Х. Имаев, В. Л. Горохов, Ю. А. Жук, А. В. Спесивцев // Под ред. С. В. Прокопчиной. — СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2014. — 312 с.
7. Охтилев М. Ю. Интеллектуальные технологии мониторинга и управления структурной динамикой сложных технических объектов / М. Ю. Охтилев, Б. В. Соколов, Р. М. Юсупов. — М.: Наука, 2006. — 410 с.
8. Лазарев В. Л. Исследование вариаций параметров на основе значений энтропийного коэффициента / В. Л. Лазарев // Материалы XXI Международной конференции по мягким вычислениям и измерениям (SCM-2018), СПбГЭТУ «ЛЭТИ». — С. 7–10.
9. Лазарев В. Л. Теория энтропийных потенциалов. — СПб.: Изд-во Политехнического ун-та, 2012. — 127 с.

10. **Лазарев В. Л.** Нахождение оценок энтропийных потенциалов в условиях неопределенности / В. Л. Лазарев, В. Л. Иванов, О. Л. Жданова // Низкотемпературные и пищевые технологии в XXI в. 2017. — С. 105–108.

11. **Лазарев В. Л.** Системный подход к оценке состояний неопределенности. Особенности реализации для задач мониторинга и управления / В. Л. Лазарев, В. Л. Иванов // Вестник МАХ. Холод: техника и технологии. — 2014, № 2. — С. 25–29.

12. **Lazarev V. L.** Representiv information models for monitoring and control in the conditions of uncertainty // Proceedings of the 18th International Conference on Soft Computing and Measurements, SCM 2015. Saint Petersburg, Russia Publisher: IEEE. Pp. 54–57. DOI:10.1109/SCM.2015.7190408.

13. **Будко П. А.** Реализация метода многоуровневого комплексного контроля технического состояния

морского робототехнического комплекса / П. А. Будко, А. М. Винограденко, В. К. Гойденко, С. В. Кузнецов // Системы управления, связи и безопасности. — 2017, № 4. — С. 71–101.

14. **Будко П. А.** Метод многомерного статистического контроля технического состояния радиоэлектронного оборудования на основе комплексирования показаний нескольких типов датчиков / П. А. Будко, А. М. Винограденко, В. К. Гойденко, Л. И. Тимошенко // Датчики и системы. — 2018, № 3 (223). — С. 3–11.

15. **Федоренко В. В.** Вероятностно-временные характеристики телеметрического сигнала с переменной разрядностью / В. В. Федоренко, Ю. Г. Кононов, В. В. Самойленко, И. В. Самойленко, А. М. Винограденко // Материалы II Международной научной конференции по проблемам управления в технических системах (ПУТС-2017), СПбГЭТУ «ЛЭТИ». — 2017. — С. 151–155.

*В. К. Гойденко*

Адьюнкт Военной академии связи

## КОМПЛЕКСНАЯ ТЕПЛОВАЯ МОДЕЛЬ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ

**АННОТАЦИЯ.** В статье рассмотрены состояние и перспективы развития программно-аппаратных комплексов связи. Предложена тепловая диагностическая модель, позволяющая учитывать режимы работы ПАКС и моделировать различного рода неисправности. В состав тепловой диагностической модели входят: электрическая модель схемы, тепловая модель ПАКС и тепловая модель электронного модуля ПАКС. Проведена оценка адекватности предложенной модели. Приведены сведения о направлениях использования полученных результатов.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** тепловая модель, тепловой режим, диагностирование, температура, тепловой процесс, топологическая модель.

### Введение

Современное состояние и перспективы развития программно-аппаратных комплексов связи (ПАКС), представляющих основную часть парка средств связи и автоматизации во всех родах войск, характеризуются постоянным повышением уровня производительности, улучшением эксплуатационных свойств, миниатюризацией конструкции и, как следствие, увеличением плотности компоновки отдельных радиоэлектронных модулей (функциональных узлов). При этом одним из важнейших свойств, характеризующих качество ПАКС, является их надежность. Надежность является комплексным свойством, которое включает безотказность, долговечность, ремонтпригодность и сохраняемость. Одним из путей повышения надежности является повышение ремонтпригодности [1]. Одним из показателей ремонтпригодности является время восстановления, около 80 % которого составляет время диагностирования.

Эффективным и перспективным методом диагностирования ПАКС является бесконтактный метод, основанный на регистрации электромагнитного излучения в инфракрасной области спектра (далее по тексту теплового излучения), сформированного элементом или их совокупностью в составе функционального узла, блока или устройства. Использование теплового излучения для диагностирования обусловлено следующими факторами:

- от 70 до 80 % энергии в электрорадиоизделиях (ЭРИ) преобразуется в тепловое излучение [2];
- ряд опытов показывает, что тепловой контроль является одним из наиболее информативных видов контроля [3];
- одной из основных причин развития дефектов является нарушение теплового и электрического режима работы элементов [4].

Для исследования характеристик и создания библиотеки состояний необходимо получение модели, позволяющей рассчитывать тепловые характеристики элементов ПАКС в различных режимах его функционирования.

### 1 Анализ существующего научно-методического аппарата

Существует ряд работ, рассматривающих возможности теплового диагностирования [4, 5]. Основной их направленностью является контроль печатных узлов при производстве на специальных стендах. Среди научной литературы на данный момент нет публикаций, в которых описаны тепловые модели ПАКС учитывающие такие свойства, как многорежимность и многофункциональность.

Под многофункциональностью понимается свойство объекта, заключающееся в способности удовлетворить различные потребности пользователя. Многорежимность — свойство объекта, заключающееся в способности выполнения

возложенных на него функций посредством использования различных совокупностей функциональных элементов либо изменения их свойств [6]. С изменением режима работы ПАКС будут меняться допусковые интервалы эксплуатационных параметров и характеристик элементов, из которых формируется библиотека состояний, а также определяются пороговые значения пара-

метров для каждого режима функционирования отдельно, на основе компьютерного моделирования ПАКС.

В общем виде модель ПАКС приведена на рис. 1 входные воздействия  $X(t)$  с влиянием внешних факторов  $Z(t)$  преобразуются в выходные параметры  $Y(t)$ . Преобразование осуществляется с помощью функции преобразования,

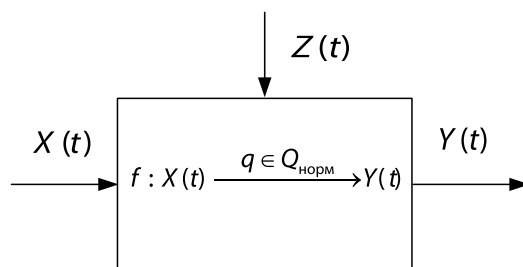


Рис. 1. Модель ПАКС

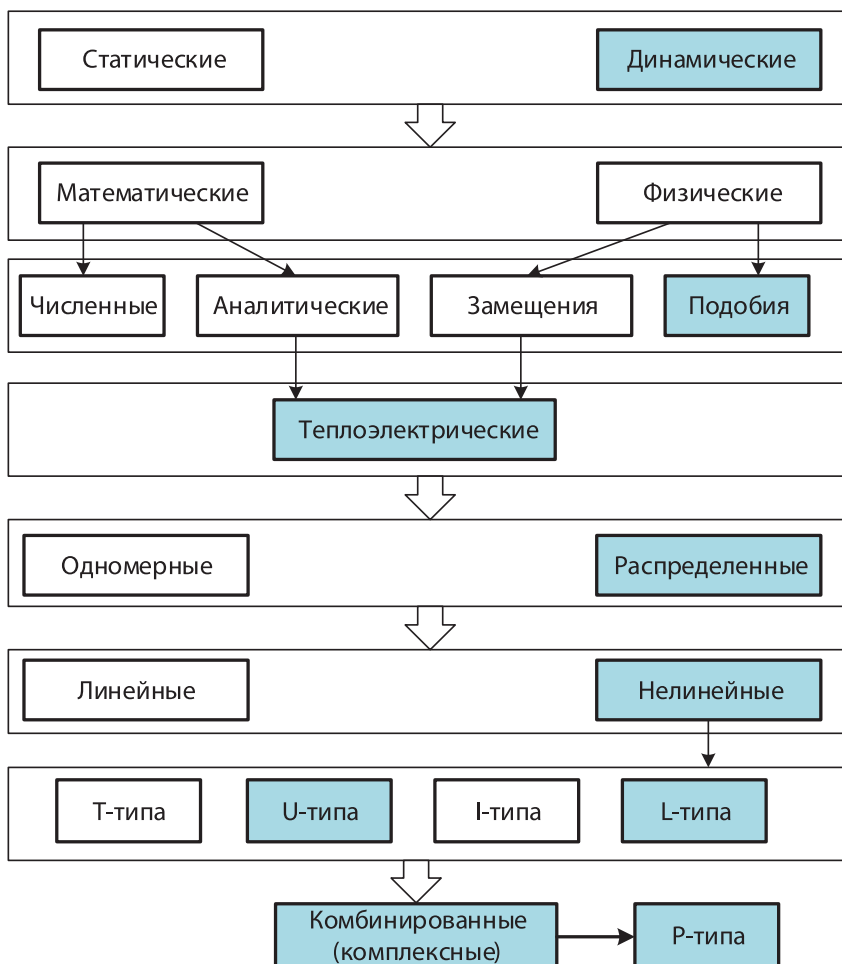


Рис. 2. Классификация и иерархия тепловых моделей ЭМ



где  $q_i$  — параметр устройства со своими верхним  $q_i^B$  и нижним  $q_i^H$  допусками из множества  $Q_{\text{норм}}$  — электрических, теплофизических, физических и др. параметров. В качестве выходных параметров рассматриваются значения температуры элементов.

С учетом особенностей современных ПАКС для расчета теплового режима можно выделить следующие виды тепловых моделей электронных модулей (ЭМ) (рис. 2).

Все тепловые модели (ТМ) делятся на динамические и статические. По способу моделирования различают математические (символьные) и физические (объектные) модели.

Физические модели разделяются на модели замещения, в которых реальный объект заменяется другим объектом и процесс теплопереноса заменяется другим процессом, описываемым уравнением, аналогичным уравнению теплопереноса, и модели подобия, в которых реальный объект заменяется его копией увеличенного или уменьшенного размера.

Эффективным методом теплового моделирования, соединяющим физический и математические способы представления объекта, является метод основанный на принципе теплоэлектрической аналогии [7], согласно которому тепловые процессы в твердотельных элементах аналогичны электрическим процессам в электрических цепях. Поэтому выделен отдельный класс электротепловых или теплоэлектрических моделей.

## 2. Моделирование тепловых режимов ПАКС

### 2.1. Постановка задачи на моделирование

*Исходными данными* для модели являются:

— электронный макет схемы ( $\Gamma_{\text{пар}}$  — геометрические параметры,  $\mathcal{E}_{\text{пар}}$  — электрические параметры,  $T_{\text{пар}}$  — тепловые параметры,  $A_{\text{пар}}$  — аэродинамические параметры);

— входные воздействия  $X(U(t))$  — изменение напряжений,  $P$  — вектор перепадов давлений (воздуха);

— начальные условия ( $S_n$  — режим функционирования,  $U_0$  — начальные значения напряжений,  $T_0$  — начальные значения температур);

— внешние воздействующие факторы ( $T_{\text{ср}}$  — температура окружающей среды,  $P_{\text{ср}}$  — давление).

*Найти:*

температуры элементов для разных состояний ( $T(S_n, t)$  — температуры в режиме  $S_n$ ).

*Ограничения:* поверхность каждого печатного узла изотермична; поверхность корпуса блока изотермична; тепловой поток от печатных узлов через разъемы и монтажные провода незначительный.

Для принятой идеализации в блоке существуют следующие виды теплообмена:

— тепловое взаимодействие посредством теплопроводности между каждым печатным узлом и корпусом блока;

— тепловое взаимодействие посредством теплопроводности между стенками корпуса блока;

— излучение с поверхности корпуса блока в окружающую среду;

— конвективная теплоотдача с поверхности печатных узлов в проходящие между ними воздушные потоки;

— конвективная теплоотдача с поверхности корпуса блока в окружающую среду;

— теплоперенос воздухом в воздушных каналах между печатными узлами.

*Допущения:* влияние теплового режима на электрические характеристики ПАКС не учитывается.

*Решение*

Для получения искомым значений температур в приведенной модели электрические характеристики ПАКС рассчитываются в программе схемотехнического моделирования, позволяющей сохранять результаты в одном из стандартизированных форматов. Затем полученные данные вводятся в подсистему АСОНИКА-Т и АСОНИКА-ТМ [8], для расчета температурных значений элементов. Моделируются различные режимы работы, в результате чего создается библиотека технических состояний ПАКС.

Для расчета параметров модели будем использовать способ комплексного моделирования с учетом электрических, тепловых и аэродинамических факторов (рис. 3).

На рис. 3 даны следующие обозначения:

— электрическая модель схемы:  $U_0$  — вектор напряжений,  $\bar{I}$  — вектор токов,  $S_n$  — режим работы ПАКС,  $U_0$  — начальные значения напряжений,  $U(t)$  — изменения напряжений;

— тепловая модель ПАКС:  $T^k$  — вектор элементов температур конструктива,  $Q^T$  — тепловые потоки,  $T_{\text{ср}}$  — температура окружающей среды,  $P_{\text{ср}}$  — атмосферное давление,  $P$  — вектор давлений воздуха,  $\Delta P$  — вектор изменений давлений воздуха;

— тепловая модель ЭМ ПАКС:  $T^{\text{Э}}$  — вектор температур элементов,  $Q^T$  — тепловые потоки,  $q^{T^{\text{Э}}}$  — тепловые параметры элементов.

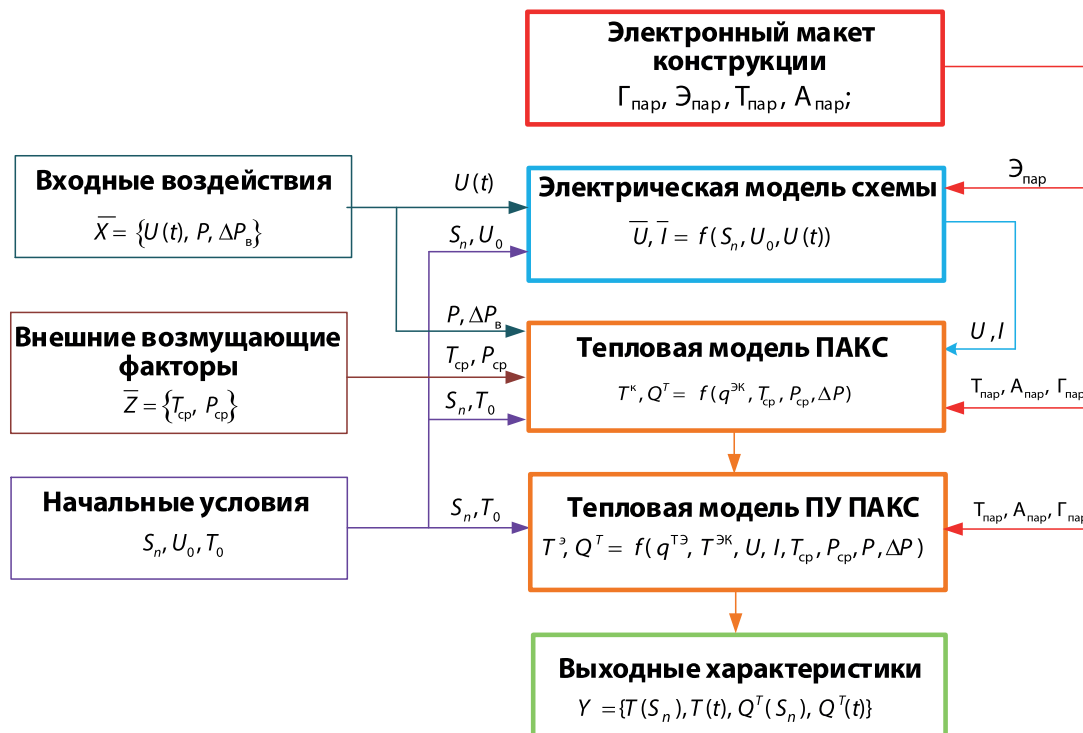


Рис. 3. Схема метода теплового комплексного моделирования ПАКС с учетом, электрических, тепловых и аэродинамических факторов

Сначала задаются геометрические ( $\Gamma_{\text{пар}}$ ), электрические ( $\mathcal{E}_{\text{пар}}$ ), тепловые ( $T_{\text{пар}}$ ) и аэродинамические ( $A_{\text{пар}}$ ) параметры исследуемого ПАКС. На их основе формируются электрическая тепловые модели ПАКС в системах автоматизированного проектирования. В результате работы электрической модели схемы получают значения токов и напряжений на элементах ЭМ. Данные полученные в электрической модели схемы вводятся в тепловую модель ЭМ. На основе расчета значений электрических режимов элементов в тепловой модели ЭМ ПАКС проводится расчет значений температур элементов. После чего, изменяя входные воздействия и внешние возмущающие факторы моделируются различные режимы и неисправности ПАКС.

### 2.2. Расчет электрических характеристик ЭМ ПАКС

Максимальной точностью и достоверностью обладают классические программы схемотехнического моделирования (SPICE-подобные программы [9]), которые основаны на машинном составлении системы обыкновенных дифферен-

циальных уравнений электрической цепи и их решении без применения упрощающих предположений. В них используются численные методы Рунге — Кутты или метод Гира для интегрирования системы дифференциальных уравнений, метод Ньютона-Рафсона [10] для линеаризации системы нелинейных алгебраических уравнений и метод Гаусса или LU-разложение для решения системы линейных алгебраических уравнений. Расчет электрических характеристик производится в программе Proteus.

### 2.3. Расчет теплового режима ПАКС

Существуют программные средства для расчета тепловых режимов ПАКС, такие как АСОНИКА-Т, VITUS, AutoTherm, AutoFlow, BETAsoft-Board, FLOTHERM.

Для расчета тепловых характеристик наиболее доступными и универсальными средствами являются подсистемы системы АСОНИКА: АСОНИКА-Т и АСОНИКА-ТМ.

В системе реализован импорт данных, в том числе из систем PCAD, MentorGraphics, AltiumDesigner, OrCAD по имеющемуся сбо-

рочному чертежу [11, 12, 13]. АСОНИКА-ТМ подключена к сетевой базе данных (СБД) на основе Postgres 8.4., в которой содержатся геометрические, теплофизические и физико-математические параметры ЭРИ и конструкционных материалов, необходимых для расчета тепловых и механических характеристик [8].

Моделирование теплового режима проводится поэтапно с постепенным переходом от верхнего уровня иерархии, включающего группу блоков и конструкций ПАКС, к нижнему, имеющему в своем составе простейшие подсистемы — отдельные элементы, которые невозможно разделить не нарушив их целостности [9].

Сначала создаются модели тепловых процессов или макромоделей исследуемой конструкции рис. 4.

Построение модели начинается с определения узлов топологического графа. Далее узлы соединяются ветвями для определения тепловых связей между элементами конструкции (рис. 5).

На рис. 5 цифрами обозначены: 1 — левая стенка корпуса, 2 — верхняя стенка корпуса, 3 — передняя стенка корпуса, 4 — нижняя стенка корпуса, 5 — задняя часть корпуса, 6 — правая стенка корпуса, 7 — электронный модуль, 8 — воздух внутри, 9 — воздух снаружи.

Между стенками задаются условия кондуктивного теплообмена, такие как,  $x \times y \times z$  — размер, определяющий площадь сечения теплового потока,  $l^q$  — длина пути теплового потока,  $\sigma$  — теплопроводность материала.

Теплообмен с окружающей средой описан естественной конвекцией с плоской поверхности в окружающую среду и излучением с неразвитой поверхности. Задаются следующие па-

раметры: длина поверхности, ширина (высота) поверхности, ориентация поверхности, давление окружающей среды.

Теплообмен платы с воздухом внутри корпуса задан условиями излучения и конвекции с плоской неразвитой поверхности. Так как ЭМ размещается на нижней стенке корпуса, задан кондуктивный теплообмен ЭМ с нижней стенкой корпуса.

Система уравнений автоматически формируется и рассчитывается подсистемой АСОНИКА-Т на основе топологической модели (рис. 5).

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{T_1 - T_2}{R_{12}} + \frac{T_1 - T_3}{R_{13}} + \frac{T_1 - T_5}{R_{15}} + \frac{T_1 - T_4}{R_{14}} &= P_1(T_1) \\ \frac{T_2 - T_1}{R_{21}} + \frac{T_2 - T_5}{R_{25}} + \frac{T_2 - T_3}{R_{23}} + \frac{T_2 - T_6}{R_{26}} &= P_2(T_2) \\ \frac{T_3 - T_1}{R_{31}} + \frac{T_3 - T_4}{R_{34}} + \frac{T_3 - T_2}{R_{32}} + \frac{T_3 - T_6}{R_{36}} &= P_3(T_3) \\ \frac{T_4 - T_3}{R_{43}} + \frac{T_4 - T_6}{R_{46}} + \frac{T_4 - T_1}{R_{41}} + \frac{T_4 - T_5}{R_{45}} &= P_4(T_4) \\ \frac{T_5 - T_2}{R_{52}} + \frac{T_5 - T_6}{R_{56}} + \frac{T_5 - T_1}{R_{51}} + \frac{T_5 - T_4}{R_{54}} &= P_5(T_5) \\ \frac{T_6 - T_5}{R_{65}} + \frac{T_6 - T_4}{R_{64}} + \frac{T_6 - T_2}{R_{62}} + \frac{T_6 - T_3}{R_{63}} &= P_6(T_6) \\ 4 \frac{T_7 - T_4}{R_{74}} + 2 \frac{T_7 - T_8}{R_{78}} + 2 \frac{T_7 - T_8}{R_{78}^{rad}} &= P_7(T_7) \\ \sum_{i=1}^7 \frac{T_8 - T_i}{R_{8i}^{rad}} + \sum_{i=1}^7 \frac{T_8 - T_i}{R_{8i}^{conv}} &= P_8(T_8) \\ \sum_{i=1}^7 \frac{T_9 - T_i}{R_{9i}^{rad}} + \sum_{i=1}^7 \frac{T_9 - T_i}{R_{9i}^{conv}} &= P_9(T_9) \end{aligned} \right.$$

где  $P_i(T_i)$  — тепловая мощность  $i$ -го элемента, в  $T_i$  — температура  $i$ -го элемента,  $R_{ij}$  — тепловое сопротивление между  $i$ -м и  $j$ -м элементами.

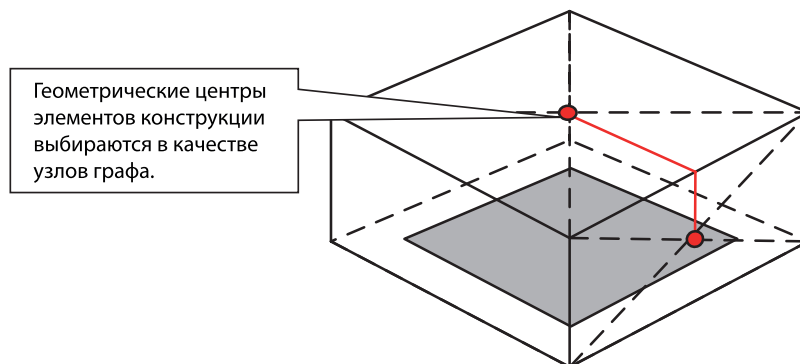


Рис. 4 Определение длины теплового потока между стенками

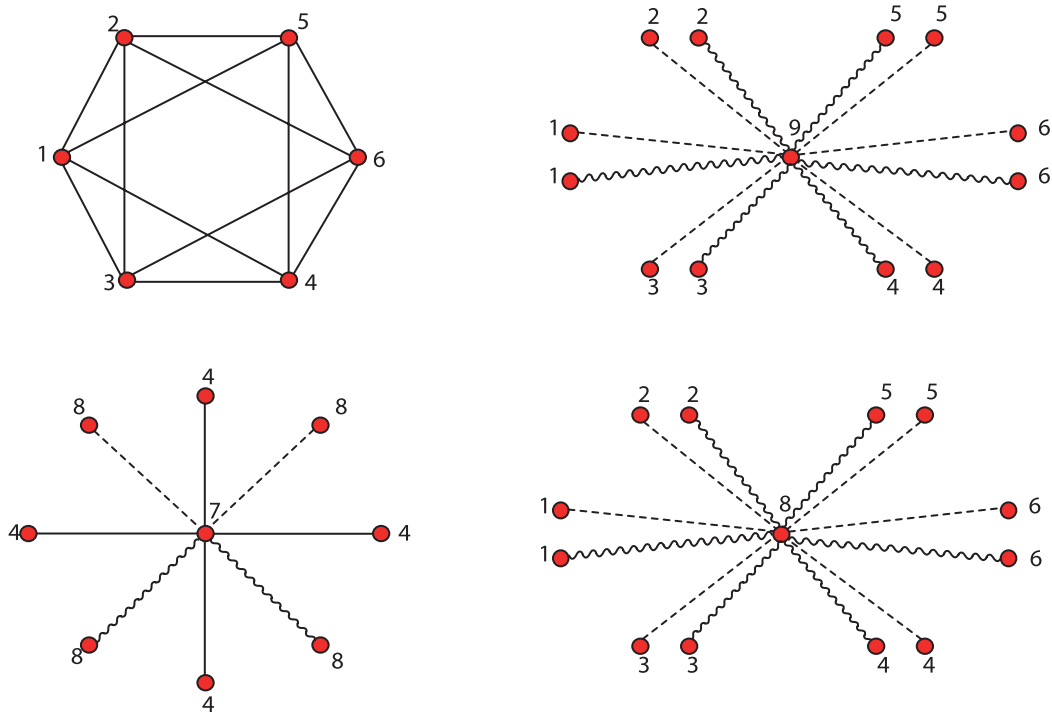


Рис. 5. Топологическая модель модуля «Монокуб» в корпусе

Таблица 1

Характеристики модуля «Монокуб» в корпусе

Размеры корпуса	96 × 281 × 315 мм
Материал корпуса	Сталь
Толщина стенок корпуса	0,5
Общая мощность, выделяемая ЭМ	30 Вт

Таблица 2

Результаты расчета значений температур во всех узлах модели

№ Узла	Имя узла	Температура, °С
1	Левая стенка	46
2	Верхняя стенка	45.6
3	Передняя стенка	46
4	Нижняя стенка	47.4
5	Задняя стенка	46.4
6	Правая стенка	46
7	Плата	80.1
8	Воздух внутри	58.7
9	Воздух снаружи	30

Для решения указанной задачи используются критериальные уравнения теории подобия и уравнения теплообмена, метод узловых потенциалов для формирования математической модели тепловых процессов в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений (СОДУ) или системы нелинейных алгебраических уравнений (СНАУ) [9].

Для решения СОДУ используется метод формул дифференцирования назад (ФДН), для решения СНАУ используется метод простых итераций, а для решения систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), к которым сводятся СОДУ и СНАУ (на каждом шаге по времени и/или на каждой итерации по нелинейностям), — метод LU-разложения с символьной факторизацией и учетом разреженности матрицы тепловых проводимостей [14].

В отличие от других видов моделей топологические модели тепловых процессов позволяют в простой форме задавать граничные условия различных родов [8] и их комбинаций по объемам и поверхностям конструкции ПАКС при помощи соответствующих компонентов графа (ветвей, источников заданной температуры и (или) источников с заданной тепловой мощностью).

Тепловой расчет конструкции ПАКС позволил получить окончательные значения температур, показанные в табл. 2.

После разработки модели проводится контроль точности и подстройка параметров, далее

производится расчет и оптимизация целевой функции (1), которая зависит от измеренных и рассчитанных температур, путем изменения геометрических и теплофизических параметров (ГТФП) модели в пределах их допусков.

$$\delta = \sum_{n=1}^N \left( 1 - \frac{T_n^I}{T_n^M} \right)^2 \Rightarrow \min_{q \in Q_{\text{зад}}}, \quad (1)$$

где  $T_n^I = f(q^I)$  — вектор измеренных значений температур;  $T^M = f(q^M)$  — вектор расчетных значений температур;  $q^M$  — вектор фактических ГТФП конструкции ЭМ;  $q^I$  — вектор идентифицируемых ГТФП конструкции ЭМ;  $N$  — число элементов. Значения параметров  $q$  рассчитываются методом Давидона-Флетчера-Пауэлла (ДФП), который основан на формуле:

$$q_{i+1} = q_i - \lambda_i \cdot P(q_i) \cdot g(q_i), \quad (2)$$

где  $i$  — номер итерации процесса оптимизации;  $\lambda$  — параметр шага оптимизации;  $P(q_i)$  — матрица, рекуррентно пересчитываемая по значениям градиента в текущих точках;  $g(q_i)$  — градиент целевой функции.

При этом задача идентификации параметров является оптимизационной задачей (рис. 6). Значения параметров оптимизируются таким образом, чтобы максимально приблизить смоделированные значения температур к измеренным.

Реализация способа [15] приведена на рис. 6.

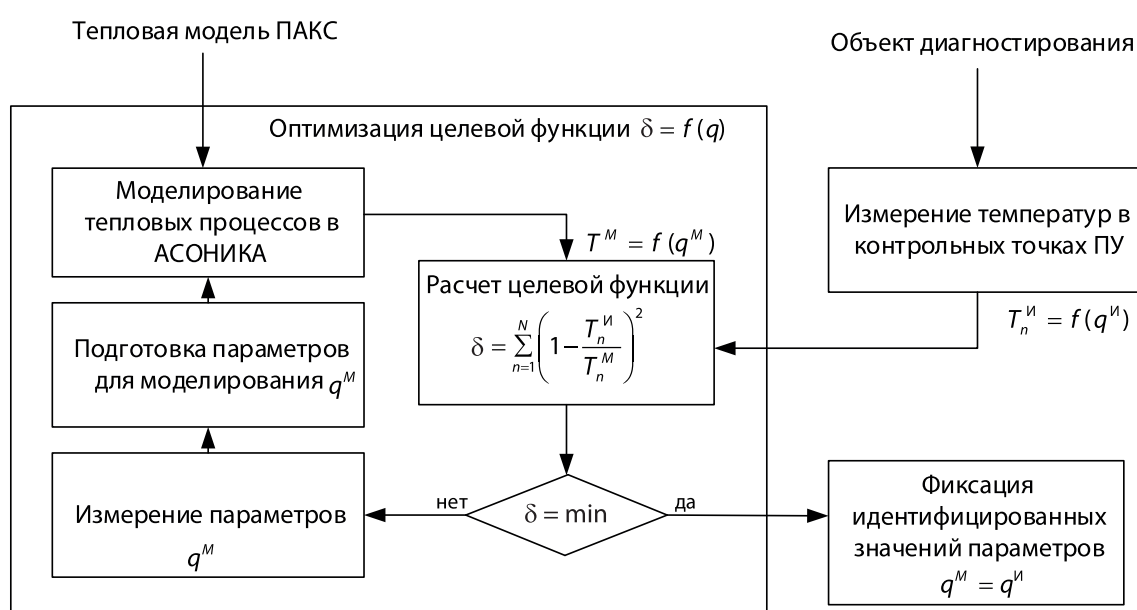


Рис. 6. Оценка точности и подстройка параметров модели

Для первого этапа теплового моделирования были подготовлены следующие исходные данные: теплофизические параметры материалов несущих конструкций из баз данных и справочников; заданы теплофизические параметры материалов и мощности тепловыделений всех ЭМ, а также указаны пути кондуктивной, конвективной и лучистой передач тепла.

### 3. Расчет тепловых режимов элементов ЭМ ПАКС

Для первого этапа моделирования блока в подсистеме АСОНИКА-Т на нестационарное тепло-

вое воздействие была построена тепловая модель блока (рис. 5). После чего осуществляется переход ко второму этапу моделирования — уточнению температур ЭРЭ, расположенных в каждом ЭМ.

Для расчета тепловых режимов ЭРЭ ЭМ в соответствии с конечным этапом моделирования были подготовлены следующие исходные данные на основе конструкции модуля Монокуб (рис. 7):

- теплофизические параметры материалов и геометрические параметры печатных плат и всех ЭРЭ;
- мощности тепловыделений в каждом ЭРЭ;
- поверхности кондуктивной и лучистой передач тепла;

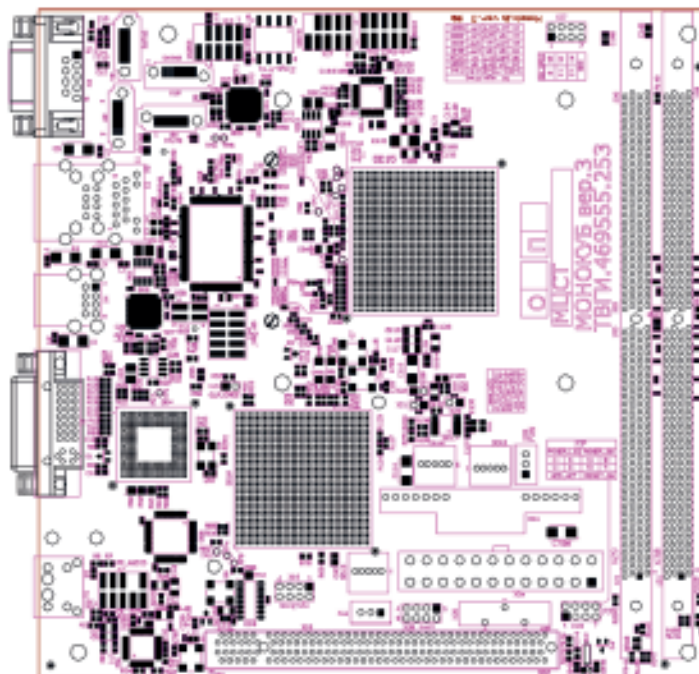


Рис. 7. Электронный модуль «Монокуб»

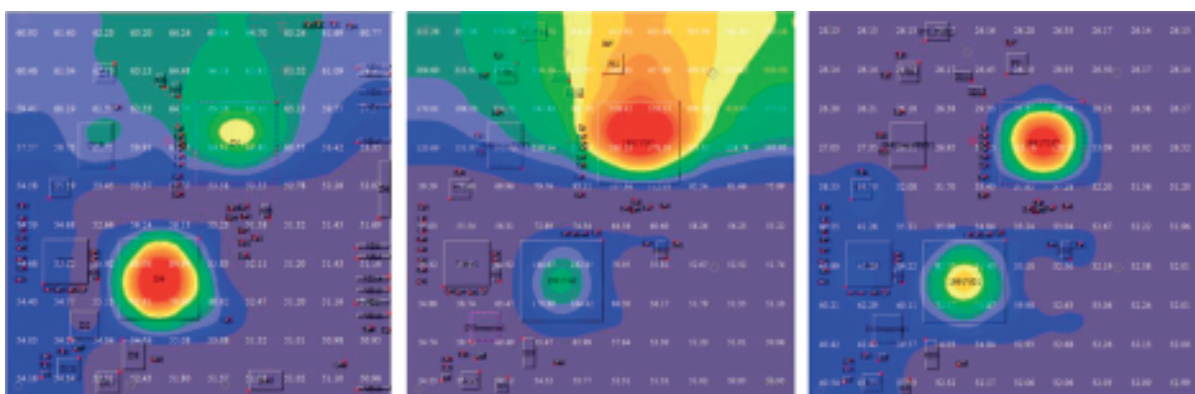


Рис. 8. Термограммы поверхностей ЭМ «Монокуб» различных режимах

Таблица 3

Тепловые режимы ЭМ «Монокуб»

Обозначение ЭРК	Время, с	Температура ЭРК		Коэффициент тепловой нагрузки	Запас по температуре, %
		Максимальная расчетная, °С	Максимальная по ТУ, °С		
DA2	200,00	56,91	85,00	0,67	33
DA9	200,00	59,74	85,00	0,7	30
DA8	200,00	55,69	85,00	0,66	34
DA3	200,00	54,52	85,00	0,64	36
DD1	200,00	53,08	85,00	0,62	38
DD3	200,00	60,58	125,00	0,48	52
...	...	...	...	...	...

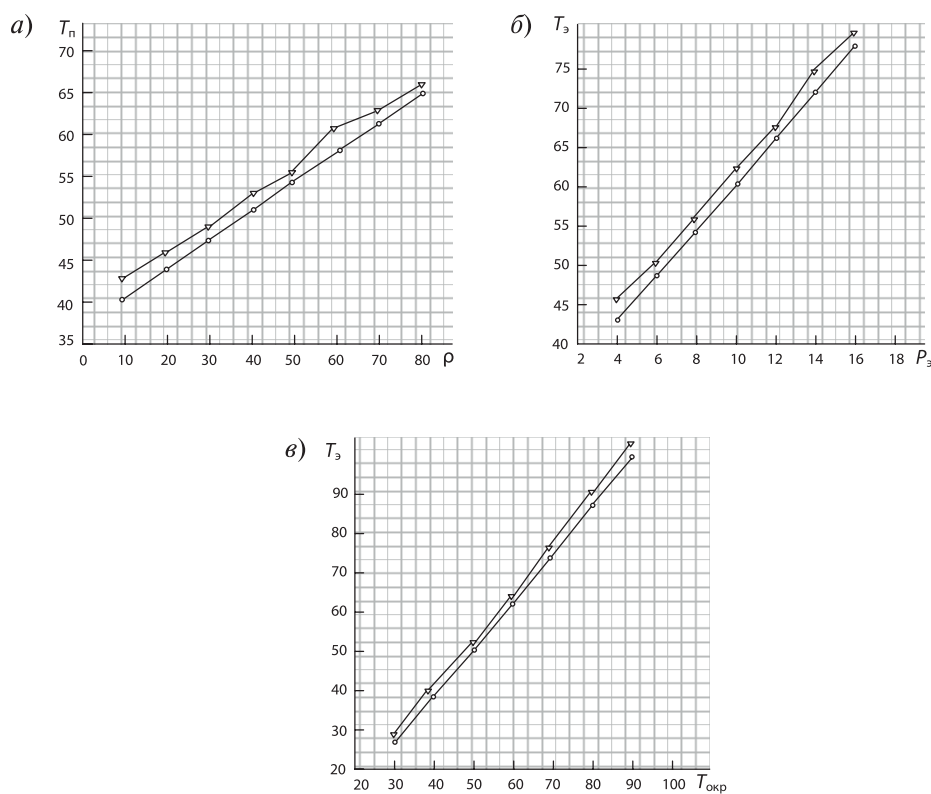


Рис. 9. Результаты компьютерного и натурального моделирования: а — зависимость температуры процессора от режима загрузки; б — изменение температуры элемента в зависимости от мощности рассеивания; в — изменение температуры элемента в зависимости от изменения температуры окружающей среды

– средние температуры ЭМ и стенок блока, а также воздушных объемов вокруг ЭМ, полученные на первом этапе моделирования.

В результате проведенного моделирования были получены термограммы ЭМ, а также температуры и запасы по температурам на каждом отдельном ЭРЭ. На рис. 8 и в табл. 3 представлены результаты моделирования ЭМ «Монокуб».

#### 4. Проверка модели на адекватность

Полученные результаты необходимо оценить на чувствительность и адекватность к изменению входных воздействий и внешних возмущающих факторов. На рис. 9 приведены результаты натурального и имитационного моделирования, выполненного с использованием разработанной модели.

Проведенное компьютерное моделирование показало, что разработанная модель адекватна, информативна и чувствительна к изменению входных воздействий и внешних возмущающих факторов и как следствие изменению технического состояния ПАКС, погрешность разработанной модели составляет 3...5 %, и не превышает статистическую погрешность и существующие требования к достоверности контроля [16]. Результаты компьютерного моделирования подтверждают выводы, сделанные в процессе математического моделирования, о целесообразности применения модели ПАКС при формировании библиотеки неисправностей.

### Заключение

Разработанная тепловая диагностическая модель ПАКС представляет собой комплексную модель, в которой на основе иерархического подхода последовательно моделируются: электрический режим, тепловой режим конструкции ПАКС и тепловые режимы ЭРЭ ЭМ ПАКС.

При моделировании получены математические и имитационные модели с использованием

средств компьютерного моделирования АСОНИКА и Proteus 8.0, которые подтверждаются результатами натурального эксперимента.

Была разработана модель и способ моделирования температурных значений элементов ПАКС, которая позволяет рассчитать температуры элементов ПАКС в различных режимах работы ПАКС.

Полученная модель отличается от известных моделей тем что в ней учитываются различные режимы работы ПАКС. Модель позволяет температурные режимы элементов оценить с точностью до 3 %, что на сегодня недостижимо имеющимися средствами моделирования.

Предлагаемая модель позволяет моделировать диагностическую информацию о таких технических состояниях, как запуск, ненагруженный режим, нагруженный режим, предотказное состояние, энергосбережение, отключение, неработоспособное состояние.

На основе полученной модели целесообразно разработать методику теплового диагностирования, которая позволит своевременно выявлять и предупреждать отказы, а также определять причины отказов.

### ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 27.002–2015 Надежность в технике. М.: Стандартиформ, 2007. 22 с.
2. Давыдов П. С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем. — М.: Радио и связь, 1988. — 256 с.
3. Чернышев А. А. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники. — М.: Энергия, 1980. — 216 с.
4. Долматов А. В. Программно-методический инструмент мониторинга производственных дефектов радиотехнических устройств / А. В. Долматов, С. П. Сулейманов, С. У. Увайсов, С. У. Алкадарский // Надежность и качество: труды Международного симпозиума. — 2005. — Т. 1. — С. 335–336.
5. Долматов А. В. Синтез температурных допусков на комплектующие элементы электронных приборов / А. В. Долматов, С. У. Увайсов, Р. И. Увайсов, А. М. Алкадарский // Надежность и качество: труды Международного симпозиума. — Пенза, 2005. С. 334–335.
6. Ксенз С. П. Теоретические и прикладные задачи диагностирования средств связи и автоматизации. Л.: ВАС, 1990. 336 с.
7. Сулейманов С. П. Метод и средства теплового диагностирования радиотехнических устройств: дис. ... канд. тех. наук: 05.12. 04. — М., 2005. — 201 с.
8. Шалумов А. С. Автоматизированная система АСОНИКА для проектирования высоконадежных радиоэлектронных средств на принципах CALS-технологий. М.: Энергоатомиздат, 2007. 368 с.
9. Шелепин Н. А. Основные принципы создания SPICE-моделей микроэлектромеханических систем // Микросистемная техника. — 2004. — № 9. — С. 30–35.
10. Васильев Н. П. Опыт расчета параметров логистической регрессии методом Ньютона–Рафсона для оценки зимостойкости растений / Н. П. Васильев, А. А. Егоров // Математическая биология и биоинформатика. 2011. Т. 6. № 2. С. 190–199.
11. Суходольский В. Ю. Altium Designer: проектирование функциональных узлов РЭС на печатных платах. 2 изд. — БХВ-Петербург, 2014. — 224 с.
12. Разевиг В. Д. Система проектирования OrCAD9.2. — М.: Солон-Р, 2001. — 250 с.
13. Петросянц К. О. Реализация процесса электротеплового моделирования в САПР БИС Mentor Graphics // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем-2008. Сборник научных трудов / Под общ. ред. Академика РАН АЛ Стемповского. — М.: ИППМ РАН, 2008. — С. 243–246.
14. Дульнев Г. Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. «Энергия», 1971. — 248 с.



15. **Увайсов С. У.** Методика обеспечения тепловой контролепригодности радиотехнических устройств на этапе проектирования / С. У. Увайсов, Н. К. Юрков // Вестник Самарского государственного университета. 2012. № 7. С. 16–21.

16. **Аврунин О. Г.** Повышение достоверности контроля и диагностики объектов в условиях неопреде-

ленности / О. Г. Аврунин, П. Ф. Шапов. — Харьков: ХНАДУ, 2011. — 192 с.

17. **Дульнев Г. Н.** Теория тепло- и массообмена. — СПб: НИУ ИТМО, 2012. — 195 с.

18. **Сабоннадьер Ж. К.** Метод конечных элементов и САПР. — М.: Мир, 1989. — 192 с.

*И. И. Гук*

К.т.н., ведущий инженер, ПАО «Интелтех»

## ФАЗОВАЯ КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ВЫХОДЕ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

### Введение

При организации линий или сетей радиосвязи одной из актуальных проблем является выполнение требований по помехоустойчивости. Эффективным способом повышения помехоустойчивости может служить использование различных видов сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). При достаточной скорости перестройки использование таких сигналов позволяет бороться не только с естественными (природными и промышленными) помехами, но и с преднамеренными.

Практическому применению сигналов ППРЧ препятствует отсутствие быстро перестраиваемых усилителей мощности (УМ). Это обусловлено тем, что современные УМ для уменьшения собственной нелинейности строятся с использованием октавных фильтров, которые предназначены для снижения уровня гармонических составляющих. В свою очередь, наличие октавных фильтров в тракте усиления приводит к большой инертности при переключении рабочих частот. Значение времени переключения с одной рабочей частоты на другую для 1 кВт УМ может составлять порядка 20–40 мс, что соизмеримо со временем реакции систем РЭБ. Поэтому, современные усилительные тракты малоприспособны для сигналов ППРЧ.

В статье предлагается рассмотреть построение УМ без октавных фильтров, а для повышения линейности усилительного тракта использовать фазовую компенсацию гармоник.

В начале рассмотрим модель нелинейных искажений для усилительного элемента.

### 1. Описание модели нелинейных искажений

В качестве модели нелинейных искажений выбрана схема с «отсечкой» минимального уровня входного сигнала, соответствующая двухтактной схеме реализации транзисторного УМ. Графическое представление такой модели показано на рис. 1.

Математическим описанием модели, представленной на рис. 1, является следующая система уравнений:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} 0, & \text{если } -S \leq U_{\text{вх}} \leq S \\ K \cdot U_{\text{вх}}, & \text{если } S < U_{\text{вх}} < -S' \end{cases} \quad (1)$$

где  $K$  — это коэффициент усиления УМ,  $S$  — уровень «отсечки» (если в качестве входного сигнала использовать синусоиду, то величина  $\arcsin(S)$  определит «угол отсечки»).

Если на вход УМ, нелинейность которого описывается выражением (1), подать синусоидальный сигнал, то спектр сигнала на его выходе будет содержать ряд гармоник с частотами, кратными частоте входного сигнала. Пример амплитудного спектра выходного сигнала показан на рис. 2.

Представленный амплитудный спектр обладает следующими особенностями:

- 0-я гармоника — это постоянная составляющая;
- 1-я гармоника — это непосредственно сам сигнал (только эту, единственную, гармонику содержит входной сигнал);
- четные гармоники отсутствуют, т. к. модель нелинейности центрально симметрична;
- нечетные гармоники — это продукт нелинейных искажений.

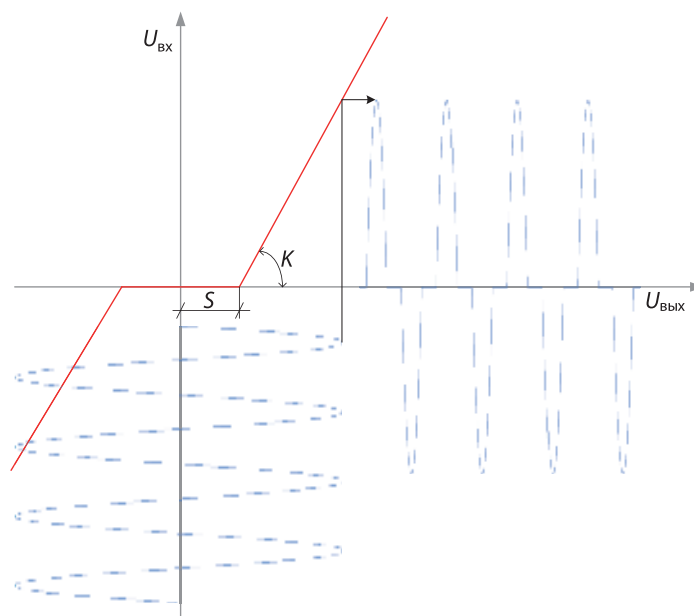


Рис. 1. Графическое представление модели нелинейности УМ

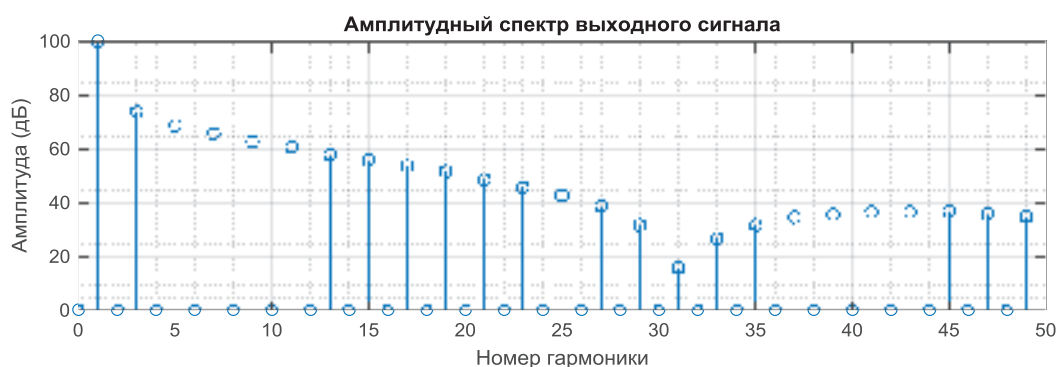


Рис. 2. Спектры амплитуды на выходе УМ

Особенность фазового спектра состоит в том, что *приращение начальной фазы* входного сигнала вызывает *приращения фазы* гармоник искаженного выходного сигнала, прямо пропорциональное номеру гармоники, умноженному на приращение начальной фазы. Например, если входной синусоидальный сигнал получит приращение фазы  $\varphi$ , тогда фаза 3-й гармоники получит приращение  $3\varphi$ , 5-й —  $5\varphi$  и т. д.

На этом свойстве основан принцип фазовой компенсации нелинейных искажений, заключающийся в том, что если несколько сигналов, отличающихся начальными фазами, подать на одинаковые УМ, выходы которых суммируются, то в результирующем сигнале произойдет

полная, либо частичная компенсация гармонических составляющих, определяемая фазовыми соотношениями входных сигналов.

Рассмотрим реализацию данного принципа на примере двух сигналов с начальными фазами  $10^\circ$  и  $70^\circ$ , то есть разность начальных фаз составляет  $60^\circ$ . Осциллограммы этих сигналов представлены на рис. 3.

На рис. 4 показаны осциллограммы выходных, искаженных сигналов и результат их суммирования.

На рис. 5 а) показаны вектора начальных фаз входных сигналов, а на рис. 5 б) — распределение фаз гармоник в выходных сигналах. Отметим, во-первых, чтобы не загромождать рисунок,

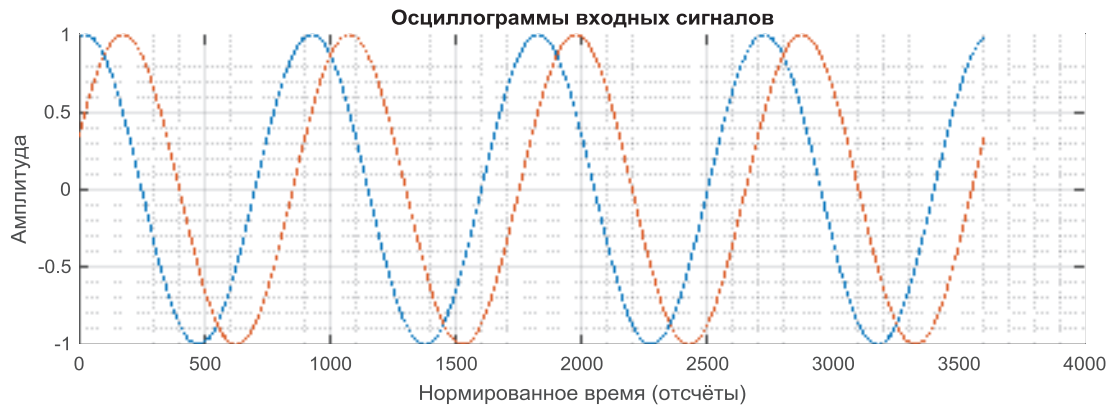


Рис. 3. Осциллограммы входных сигналов с начальными фазами  $10^\circ$  и  $70^\circ$

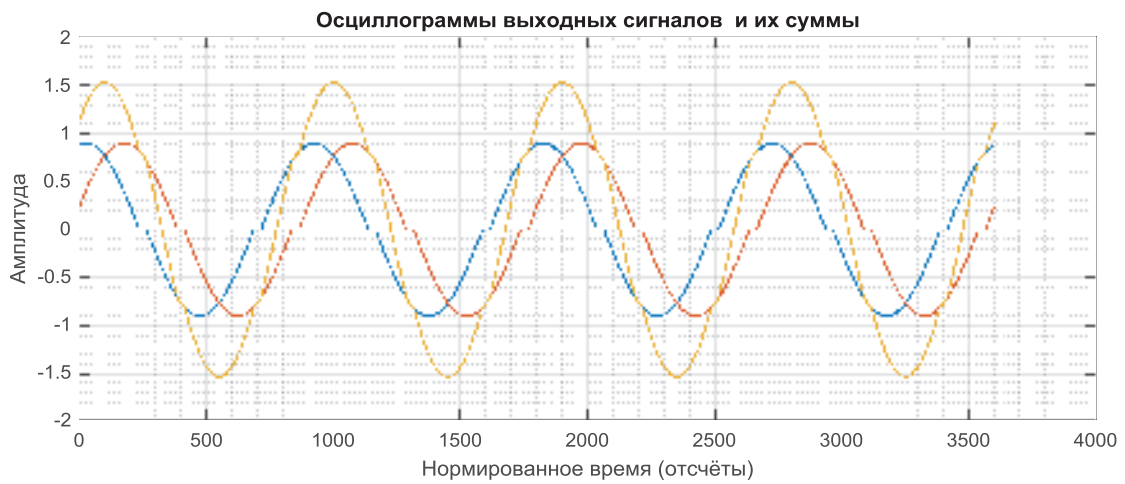


Рис. 4. Осциллограммы выходных сигналов и их суммы

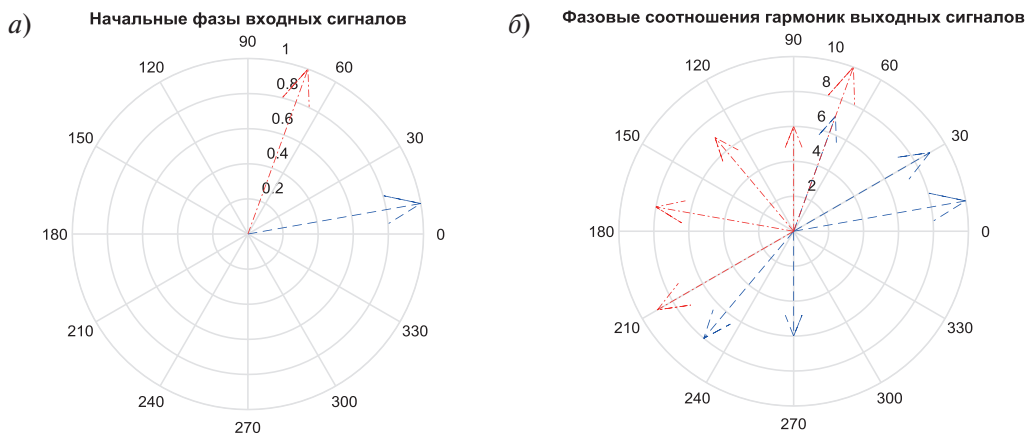


Рис. 5. Фазовые соотношения для двух выходных сигналов, при разности начальных фаз входных сигналов  $60^\circ$

представлены только фазы 1-й, 3-ей, 5-й, 7-й и 9-й гармоник, во-вторых, для наглядности векторы фаз ранжированы по модулю: самый длинный — это 1-я гармоника, самый короткий — 9-я.

Очевидно, что соответствующие 3-я и 9-я гармоники в выходных сигналах находятся в противофазе, следовательно, они будут скомпенсированы при суммировании этих сигналов. Этот вывод подтверждает спектр суммарного выходного сигнала, представленный на рис. 6.

Сравнивая спектры, представленные на рис. 2 и 6, можно сделать вывод о том, что для случая двух входных сигналов с разностью начальных фаз  $60^\circ$  будут подавлены 3-я, 9-я, 15-я, 21-я и т. д. гармоники. При желании можно определить аналитическое выражение для номеров подавленных гармоник:  $n = 3 + 6k$ , где индекс  $k = 0, 1, 2, 3...$  (максимальное значение определяется значением частоты дискретизации).

Рассмотренный принцип может быть интерполирован на случай  $N$  входных сигналов, сдвинутых по фазе друг относительно друга таким образом, чтобы компенсировать (полностью или частично!) максимальное количество гармоник. Ниже рассмотрен вариант построения усилительного тракта, реализующего данный подход к снижению нелинейных искажений.

## 2. Функциональная схема усилительного тракта с фазовой компенсацией нелинейных искажений

Функциональная схема усилительного тракта с фазовой компенсацией нелинейных искажений (ФКНИ) представлена на рис. 7.

Усилительный тракт с ФКНИ реализует принцип фазовой компенсации нелинейных искажений следующим образом: из входного



Рис. 6. Выходной амплитудный спектр суммы двух сигналов с начальными фазами  $10^\circ$  и  $70^\circ$

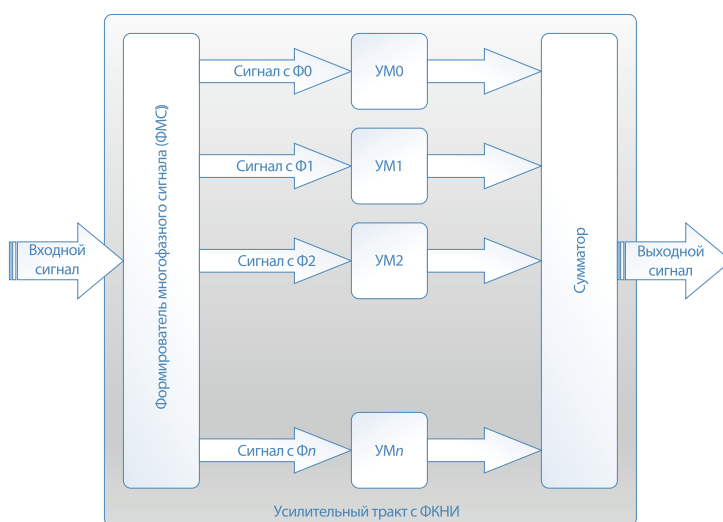


Рис. 7. Функциональная схема усилительного тракта с ФКНИ

сигнала формирователь многофазного сигнала (ФМС — см. рис. 7) формирует несколько сигналов со смещенными друг относительно друга фазами (Сигнал с  $\Phi_0/1/2/\dots/n$  — см. рис. 7), которые подаются на одинаковые УМ (УМ0/1/2/.../n — см. рис. 7), выходы которых суммируются (Сумматор — см. рис. 7), в результате чего в выходном сигнале происходит полная, либо частичная компенсация гармонических составляющих выходного сигнала, определяемая фазовыми соотношениями входных сигналов.

Теперь определим критерии оценки эффективности компенсации нелинейных искажений.

### 3. Критерии оценки эффективности компенсации нелинейных искажений

Оценка эффективности компенсации нелинейных искажений будет проводиться по трем параметрам: коэффициент гармонических искажений (КГИ), коэффициент потери мощности (КПМ) и максимальный уровень нелинейных искажений (МНИ).

КГИ рассчитывается по формуле:

$$K_{\text{ги}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{N/2} U_i^2}{U_1^2}} \cdot 100, \quad (2)$$

где  $U_i$  — амплитуды гармоник искаженного сигнала,  $N$  — количество точек ДПФ, 100 — коэффициент перевода результата в %.

КПМ рассматривается, как отношение квадрата амплитуды первой гармоники суммарного сигнала при текущем сдвиге начальных фаз к квадрату амплитуды первой гармоники суммарного сигнала при нулевом сдвиге начальных фаз, при прочих равных условиях:

$$K_{\text{пм}} = \frac{\left( \left( \sum_{i=0}^{K-1} \cos(\alpha_i) \right)^2 + \left( \sum_{i=0}^{K-1} \sin(\alpha_i) \right)^2 \right)}{K} \cdot 100, \quad (3)$$

где  $K$  — это количество сигналов, используемых при компенсации нелинейных искажений,  $\alpha_i$  — это начальная фаза  $i$ -го входного сигнала, 100 — коэффициент перевода результата в %.

Третий параметр оценки степени компенсации — это максимальный уровень нелинейных искажений (МНИ). В качестве данного параметра будем рассматривать максимальный уровень

гармоник нелинейных искажений относительно 1-й гармоники, т. е. самого сигнала. Оценку будем проводить по следующей формуле:

$$K_{\text{ми}} = 20 \lg \left[ \frac{\max_{i=2, N/2} \left\{ \left| \text{ДПФ}(s(t)) \right|_i \right\}}{\left| \text{ДПФ}(s(t)) \right|_1} \right], \quad (4)$$

где  $s(t)$  — это отсчеты выходного суммарного сигнала,  $\text{ДПФ}(s(t))$  — это дискретное преобразование Фурье (ДПФ),  $N$  — количество точек ДПФ.

Определим зависимость выбранных критериев от величины начальных фаз входных сигналов.

### 4. Анализ возможных алгоритмов распределения начальных фаз

Рассмотрим возможные варианты компенсации нелинейных искажений на выходе УМ, определяемые различными алгоритмами распределения значений начальных фаз входных сигналов.

#### 4.1. Фиксированное распределение начальных фаз

Один из самых простых и наглядных алгоритмов распределения значений начальных фаз является фиксированное распределение, которое позволяет полностью (теоретически) компенсировать отдельные гармоники выходного сигнала. Например, если имеется два входных сигнала и необходимо скомпенсировать 3-ю гармонику, то разность начальных фаз должна составлять  $60^\circ$ . Этот случай был рассмотрен при описании модели нелинейности. В табл. 1 представлены некоторые значения начальных фаз двух сигналов для полной компенсации отдельных гармоник выходного суммарного сигнала.

Попарно комбинируя значения начальных фаз можно компенсировать любое количество гармоник. Например, для компенсации первых 4-х гармоник (3-й, 5-й, 7-й и 9-й), необходимо сформировать следующий вектор начальных фаз: [0; 60; 36; 96; 25.71; 85.71; 61.71; 121.71]. Такой усилительный тракт с ФКНИ будет включать 8-м нелинейных УМ (см. рис. 7).

Более наглядно формирование требуемого соотношения фаз можно представить в виде функциональной схемы формирователя многофазного сигнала (ФМС — см. рис. 7). Схема такого формирователя показана на рис. 8.

Таблица 1

Значения начальных фаз двух сигналов для полной компенсации отдельных гармоник

№ п/п	Разность начальных фаз (в градусах)	Номера компенсируемых гармоник						Обобщенное выражение, $k = 1, 3, 5, 7...$
		3	9	15	21	27	...	
1	60	3	9	15	21	27	...	$n = 3k$
2	36	5	15	25	35	45	...	$n = 5k$
3	25.71	7	21	35	49	63	...	$n = 7k$

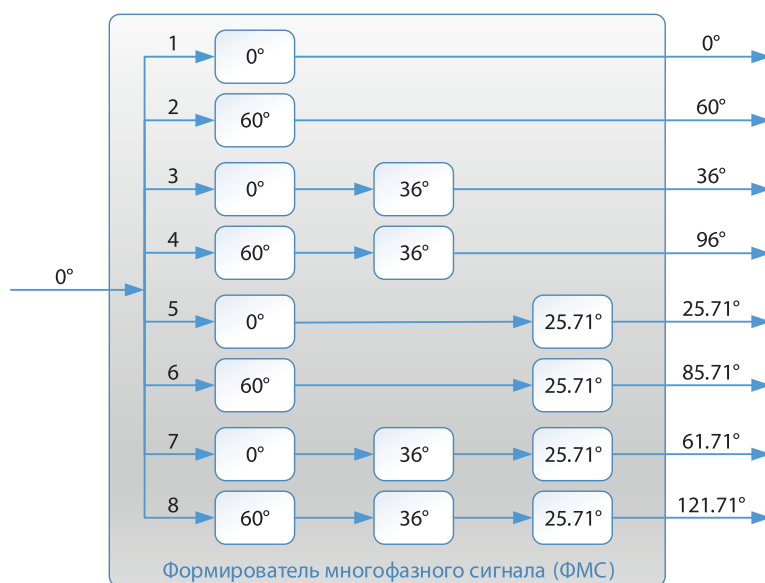


Рис. 8. Функциональная схема ФМС

Обратите внимание, что разность фаз между сигналами 1–2, 3–4, 5–6 и 7–8 составляет  $60^\circ$ , то есть при суммировании произойдет компенсация 3-й, 9-й, 15-й и т. д. гармоник от всех восьми УМ. Разность фаз между парами (1, 2)–(3, 4) и (5, 6)–(7, 8) составляет  $36^\circ$  — это компенсирует 5-ю, 15-ю, 25-ю и т. д. гармоники. Разность между четверками (1, 2, 3, 4)–(5, 6, 7, 8) составляет  $25.71^\circ$  — это компенсирует 7-ю, 21-ю, 35-ю и т. д. гармоники.

Значения оценочных параметров для фиксированного распределения начальных фаз приведен в табл. 2.

Принцип компенсации нелинейности при фиксированном распределении начальных фаз заключается в удвоении количества сигналов со смещенными начальными фазами для компенсации следующей гармоники.

На рис. 9 представлен спектр суммы 8-ми искаженных сигналов со смещенными начальными

фазами, который подтверждает эффект компенсации нелинейных искажений. Это наглядно видно из сравнения спектра, представленного на данном рисунке, со спектром, приведенным на рис. 2.

#### 4.2. Равномерное распределение начальных фаз

Рассмотрим случай входных сигналов с равномерным распределением начальных фаз. При этом фазы сигналов будут рассчитаны по формуле:

$$\varphi_k = k\alpha, \tag{5}$$

где  $\alpha = \overline{0, \alpha_{\max}}$  — фазовый сдвиг между входными сигналами (см. рис. 10, где  $\alpha = 30$ ),  $\alpha_{\max}$  — максимальное значение фазового сдвига, зависящее от количества входных сигналов (см. табл. 3).

Таблица 2

**Значения оценочных параметров при фиксированном распределении фаз**

№ п/п	Количество сигналов	Значение начальных фаз (в градусах)	Коэффициент гармонических искажений (в %)	Максимальный уровень гармоник		Коэффициент потери мощности (в %)
				Значение (в дБ)	Номер гармоники	
1	1	0	6,27	-26,40	3	0
2	2	0, 60	3,72	-31,07	5	25
3	4	0, 60, 36, 96	1,76	-38,53	7	32,16
4	8	0, 60, 36, 96, 25.71, 85.71, 61.71, 121.71	1,05	-41,30	11	35,52

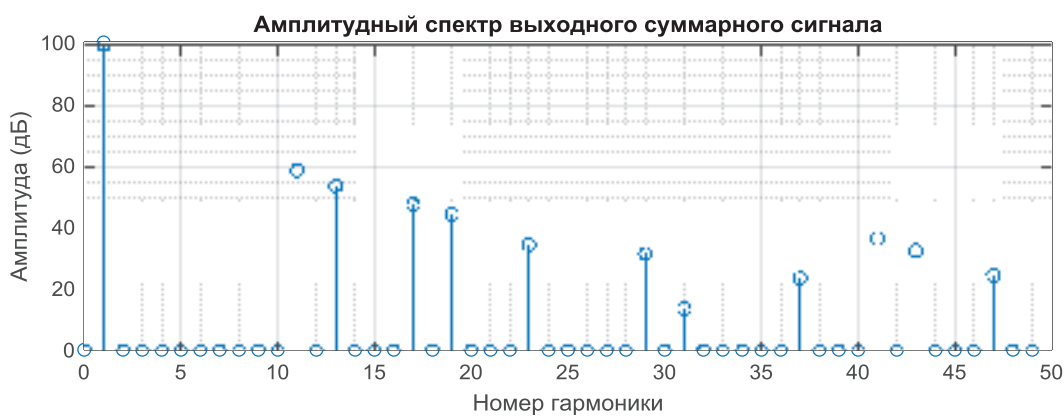


Рис. 9. Выходной амплитудный спектр суммы 8-ми сигналов с начальными фазами 0°, 60°, 36°, 96°, 25.71°, 85.71°, 61.71°, 121.71°

Таблица 3

**Допустимые значения максимального фазового сдвига**

Количество сигналов	2	3	4	5	6	7	8
Максимальный фазовый сдвиг $\alpha_{max}$	180°	120°	90°	72°	60°	51.43°	45°

**Пример равномерного распределения начальных фаз**

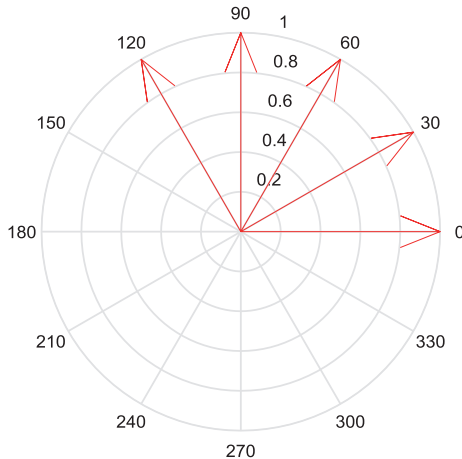


Рис. 10. Равномерное распределение начальных фаз



В соответствии с объявленными критериями оценки степени компенсации нелинейных искажений (см. § 4) были рассчитаны зависимости этих параметров от величины фазового сдвига между входными сигналами УМ (см. рис. 7). Ниже приводятся графики полученных зависимостей.

Зависимость КГИ представлена на рис. 11. Горизонтальная линия на данном рисунке соответствует КГИ одиночного искаженного сигнала (в рассматриваемом примере — 6.27 %).

На рис. 12 представлена зависимость КПМ от фазового сдвига между входными сигналами нелинейных УМ (см. рис. 7).

На рис. 13 представлена зависимость МНИ от фазового сдвига между входными сигналами нелинейных УМ (см. рис. 9).

Если определить в качестве критерия оптимальности получение минимального МНИ, то можно рассчитать оптимальные значения фазового сдвига для различного количества входных сигналов. Ряд таких значений приведен в табл. 4.

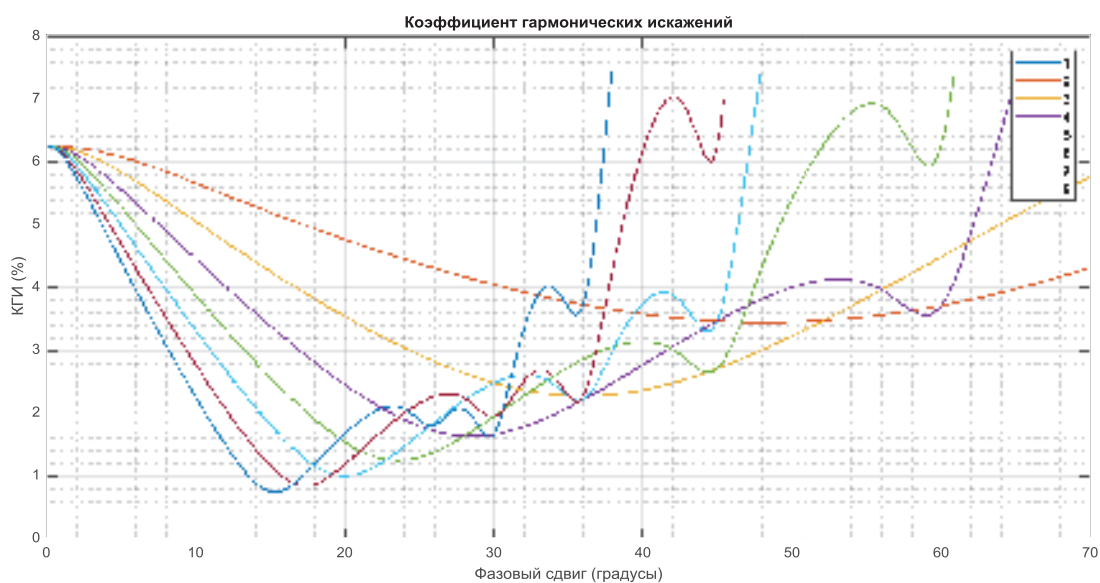


Рис. 11. Зависимость КГИ от фазового сдвига входных сигналов

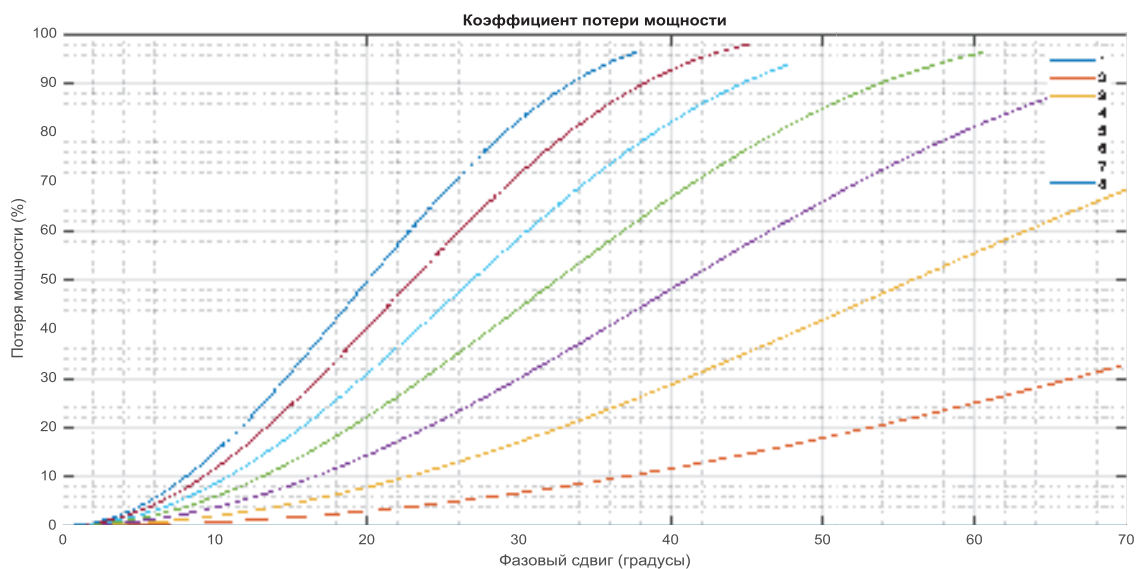


Рис. 12. Зависимость КПМ от фазового сдвига входных сигналов

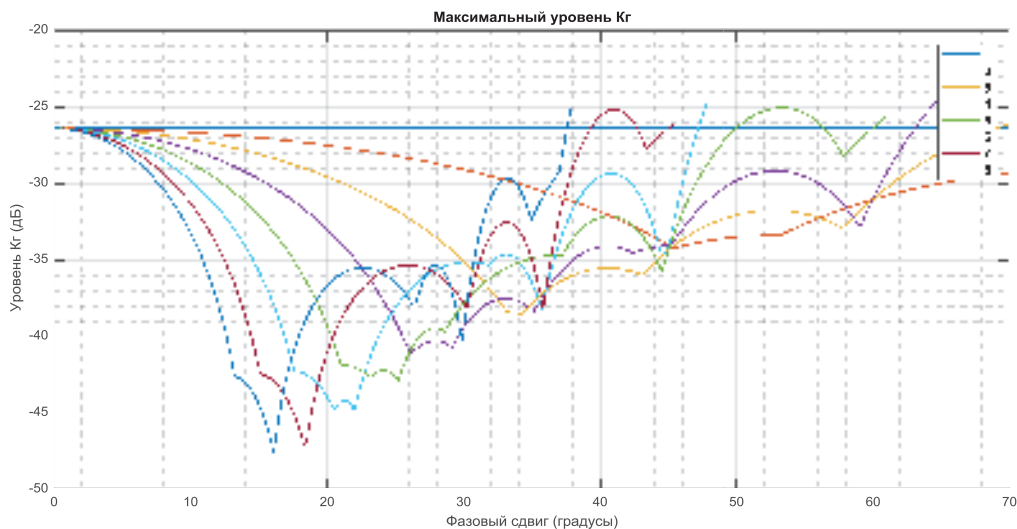


Рис. 13. Зависимость МНИ от фазового сдвига для 2-х входных сигналов

Таблица 4

**Значения оценочных параметров при равномерном распределении фаз**

№ п/п	Кол.-во сигналов	Фазовый сдвиг (в градусах)	Начальные фазы (в градусах)	КГИ (в %)	МНИ		КПМ (в %)
					Значение (в дБ)	Номер гармоники	
1	1	0	0	6,27	-26,40	3	0
2	2	45,4	0, 45.4	3,47	-34,25	7	14.89
3	3	34,2	0, 34.2, 68.4	2,23	-38,54	9	21.73
4	4	26,1	0, 26.1, 52.2, 78.3	1,72	-41,17	13	23.47
5	5	25,2	0, 25.2, 50.4, 75.6, 100,8	1,31	-42,85	13	33.27
6	6	22	0, 22, 44, 66, 88, 110	1,15	-44,84	17	36.33
7	7	18,3	0, 18.3, 36.6, 54.9, 73.2, 91.5, 109.8	0,90	-47,10	5	34.75
8	8	16,1	0, 16.1, 32.2, 48.3, 64.4, 80.5, 96.6, 112.7	0,80	-47,64	3	35.20

Обратите внимание на строки 2, 4 и 8 данной таблицы и сравните их со строками в табл. 1. Видно, что при равномерном распределении начальных фаз получаем значительный выигрыш по МНИ (от 3 до 6 дБ), остальные параметры имеют значения как минимум не хуже, чем при фиксированном распределении. Однако, следует учитывать, что в этом случае нет полной компенсации нелинейных искажений. Полученный спектр будет иметь в своем составе все гармоники, но при этом их уровень не будет превышать значение минимального МНИ.

В качестве примера на рис. 14 представлен амплитудный спектр суммы 8-ми сигналов с равномерным распределением начальных фаз дающих минимум МНИ. Для этого случая (см. табл. 4) значение фазового сдвига равно 16.1°.

Представленный спектр можно сравнить со спектром, показанным на рис. 11. Видно, что в данном случае присутствуют все гармоники с уровнем, не превышающим -47.64 дБ (для 3-й гармоники). Спектр на рис 11 имеет МНИ, не превышающем -41.30 дБ (для 11-й гармоники), но при этом отсутствуют все гармоник, вплоть до 11-й.

**4.3. Произвольное распределение начальных фаз**

Рассмотрим, как будут меняться оценочные параметры при произвольном изменении фазового сдвига между входными сигналами (см. рис. 15).



Рис. 14. Выходной амплитудный спектр суммы 8-ми сигналов с фазовым сдвигом  $16.1^\circ$

Вначале возьмем 3-и входных сигнала. В этом случае имеем два изменяемые параметра: фазовый сдвиг между 1-м и 2-м, и фазовый сдвиг между 2-м и 3-м входными сигналами (см. рис. 15).

При моделировании данной ситуации будем использовать следующий вектор начальных фаз:  $[0 \alpha_2 \alpha_3]$ . То есть фаза первого сигнала всегда равна нулю, а фазы 2-го и 3-го сигналов будут меняться произвольно в заданных пределах. Таким образом, будет выполнено условия наличия двух произвольно изменяемых фазовых сдвигов.

Определяя пределы изменения начальных фаз можно ориентироваться на результаты, полученные в предыдущем параграфе. Так для случая 3-х входных сигналов можно взять предельное значение равное  $150^\circ$ . Результаты вычислений представим в виде сонограммы, где по осям X и Y отложены значения начальных фаз 2-го и 3-го сигналов (напомним, 1-й сигнал всегда имеет фазу  $0^\circ$ ), а цвет и его интенсивность соответствует рассчитанному уровню оценочного параметра: более яркий желтый цвет — это высокий, а более темный синий — это низкий уровни.

На рис. 16 представлена зависимость КГИ от начальных фаз 2-го и 3-го входных сигналов. Сонограмма имеет выраженную симметрию, что вполне обоснованно, так как вектора начальных фаз  $[0 \alpha \beta]$  и  $[0 \beta \alpha]$  имеют одинаковые фазовые сдвиги, а это приводит к одинаковой эффективности подавления гармоник.

На рис. 17 представлена зависимость максимального уровня гармонических искажений от начальных фаз 2-го и 3-го входных сигналов. Здесь также наблюдается симметричность сонограммы.

Пример произвольного распределения начальных фаз

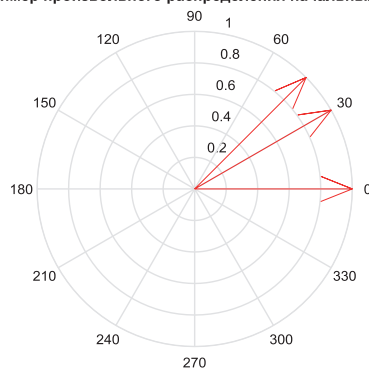


Рис. 15. Произвольное распределение начальных фаз для 3-х входных сигналов

На рис. 18 представлена сонограмма зависимости КПМ от произвольных начальных фаз. Ничего неожиданного здесь нет: с ростом значения разности фаз растет и потеря мощности.

Если снова в качестве критерия выбрать минимальный уровень нелинейных искажений, то на рис. 17 отчетливо можно выделить две области. В силу симметричности можно рассмотреть только одну из них в границах  $[50 100]$  по горизонтали и  $[20 60]$  по вертикали. На рис. 19 представлена эта область более крупно.

Проведя поиск минимума МНИ по этой области получаем следующий результат:

- оптимальные значения фазовых сдвигов:  $[0^\circ 37.6^\circ 67.6^\circ]$ ;
- максимальный уровень гармоник:  $-38.99$  дБ;
- коэффициент гармонических искажений:  $2.35 \%$ ;
- коэффициент потери мощности:  $21.35 \%$ .

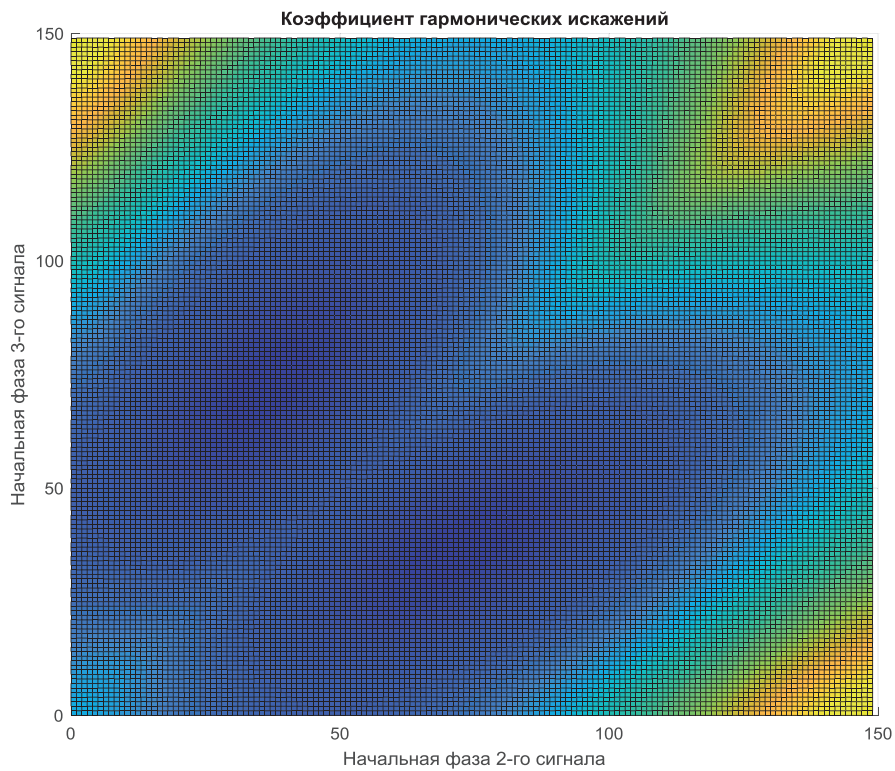


Рис. 16. Коэффициент гармонических искажений для 3-х входных сигналов с произвольным распределением начальных фаз

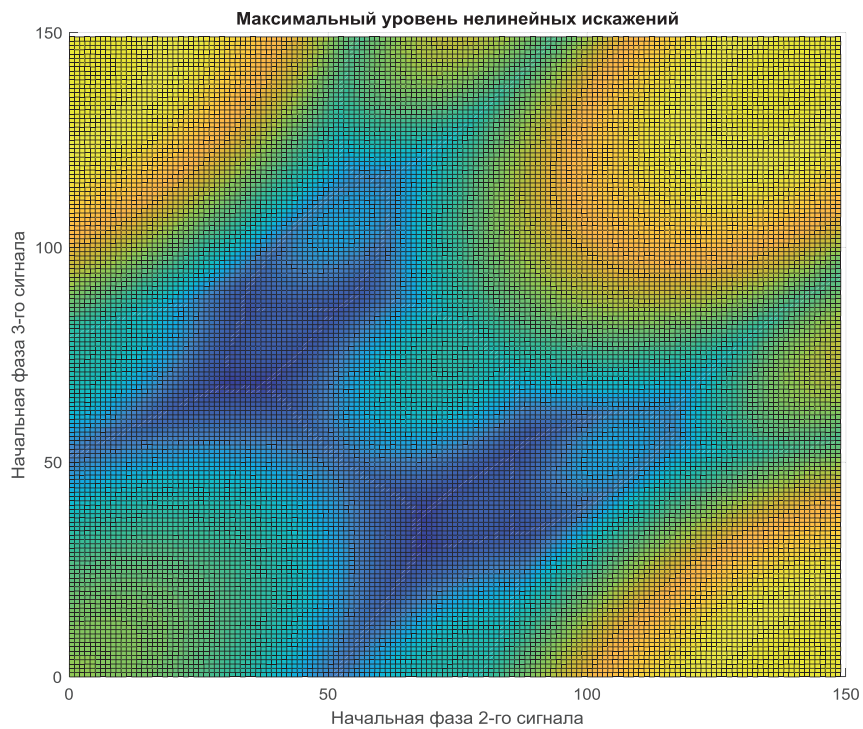


Рис. 17. Максимальный уровень нелинейных искажений для 3-х входных сигналов с произвольным распределением начальных фаз

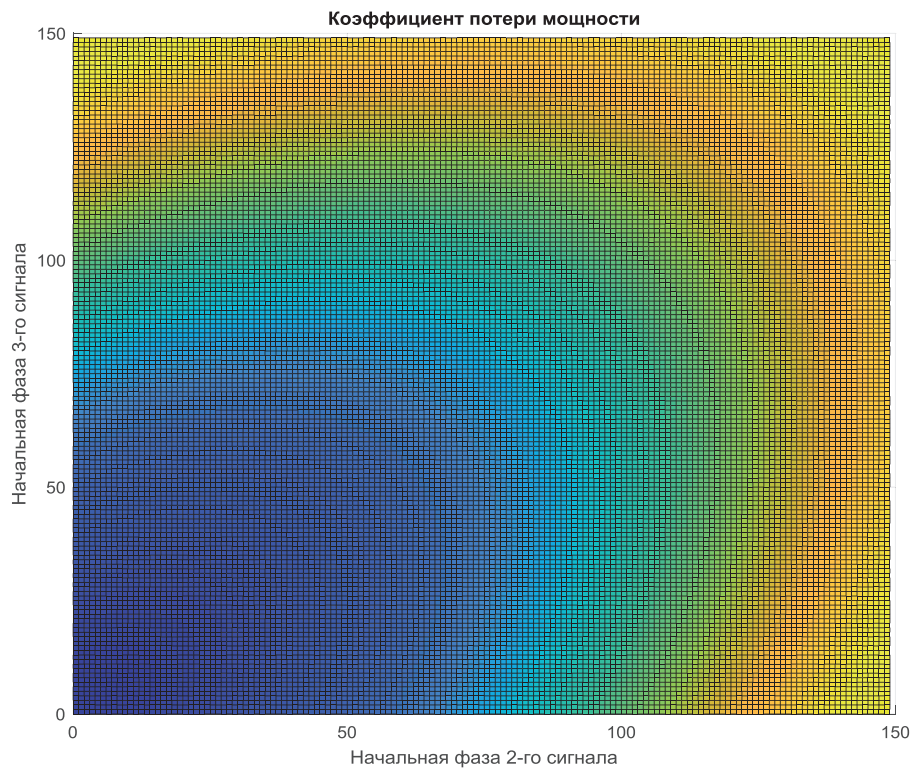


Рис. 18. Коэффициент потери мощности для 3-х входных сигналов с произвольным распределением начальных фаз

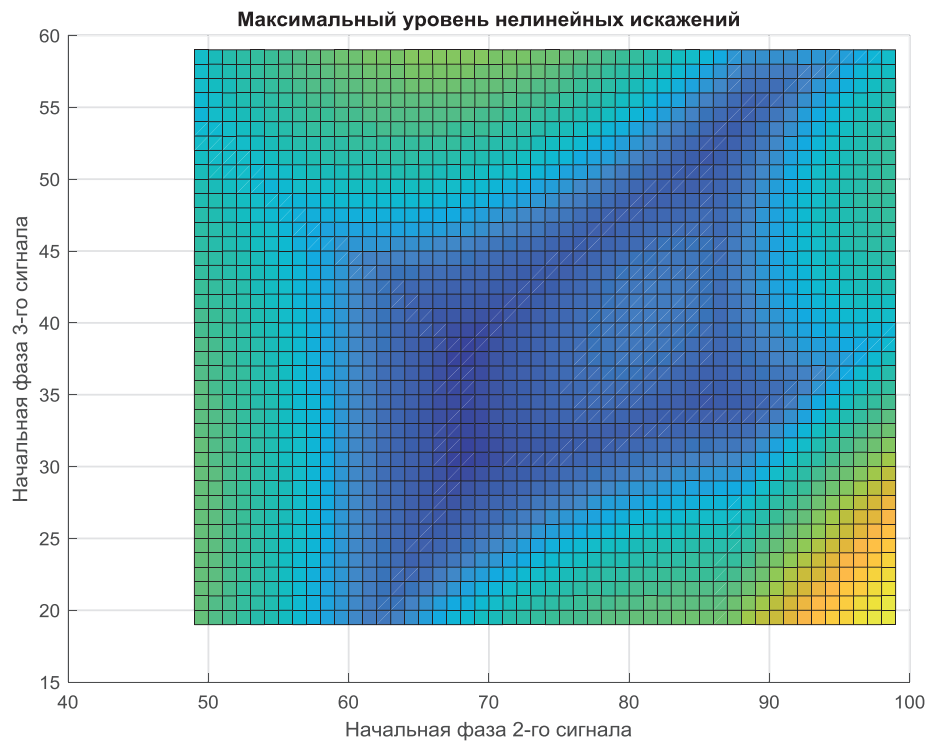


Рис. 19. Уточненная область максимального уровня нелинейных искажений для 3-х входных сигналов с произвольным распределением начальных фаз

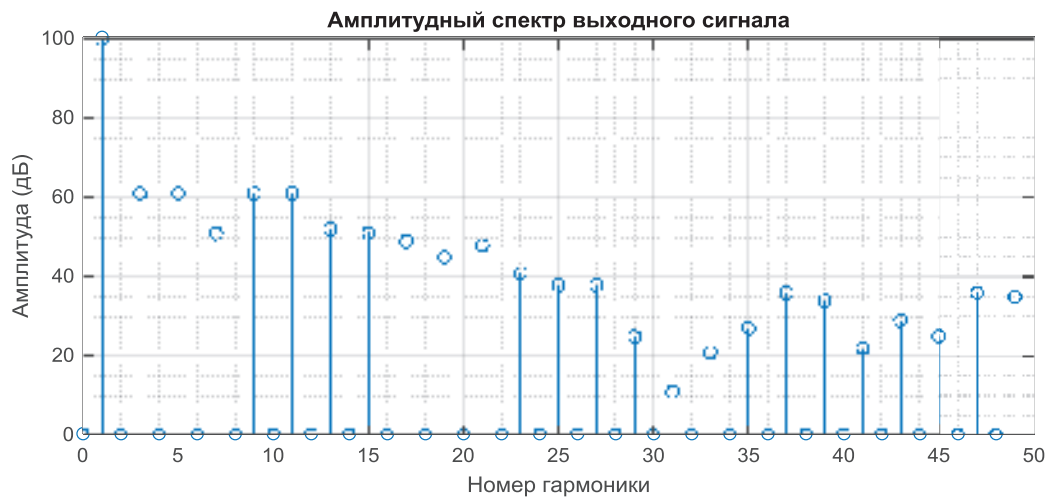


Рис. 20. Выходной амплитудный спектр суммы 3-х сигналов с начальными фазами  $[0^\circ 37.6^\circ 67.6^\circ]$



Рис. 21. Выходной амплитудный спектр суммы 4-х сигналов с начальными фазами  $[0^\circ 25.6^\circ 50.8^\circ 87.8^\circ]$

Сравнивая полученный результат с 3-й строкой табл. 4 видно, что полученный выигрыш незначительный. Кроме того, интересно сравнить амплитудный спектр для полученной разности фаз (см. рис. 20) со спектрами, полученными ранее (см. рис. 9 и 14).

Аналогичным образом был проведен поиск минимума МНИ для случая 4-х входных сигналов. Получен следующий результат:

– оптимальные значения фазовых сдвигов:  $[0^\circ 25.6^\circ 50.8^\circ 87.8^\circ]$ ;

– максимальный уровень гармоник:  $-42.93$  дБ;  
 – коэффициент гармонических искажений:  $1.78$  %;  
 – коэффициент потери мощности:  $28.22$  %.

Сравнивая полученный результат с 4-й строкой табл. 4 видно, что полученный выигрыш по МНИ незначительный, при этом видим небольшой проигрыш по КНИ и КПМ.

На рис. 21 представлен амплитудный спектр для рассчитанных выше значений начальных фаз. Его анализ подтверждает полученный ранее

вывод: присутствуют практически все гармонические составляющие, но их уровень не превышает минимального МНИ.

#### 4.4. Комбинированное распределение начальных фаз

Можно предложить еще один алгоритм распределения начальных фаз — комбинированный, ког-

да мы фиксируем, допустим, сдвиг фаз для двух пар из 4-х входных сигналов и пытаемся найти оптимальное значение сдвига фаз между этими парами.

Методика анализа данного алгоритма распределения начальных фаз не чем не отличается от выполненной ранее, поэтому приведем только итоговые результаты:

— оптимальные значения начальных фаз:  $[0^\circ; 51.8^\circ; 31.7^\circ; 83.5^\circ]$ ;

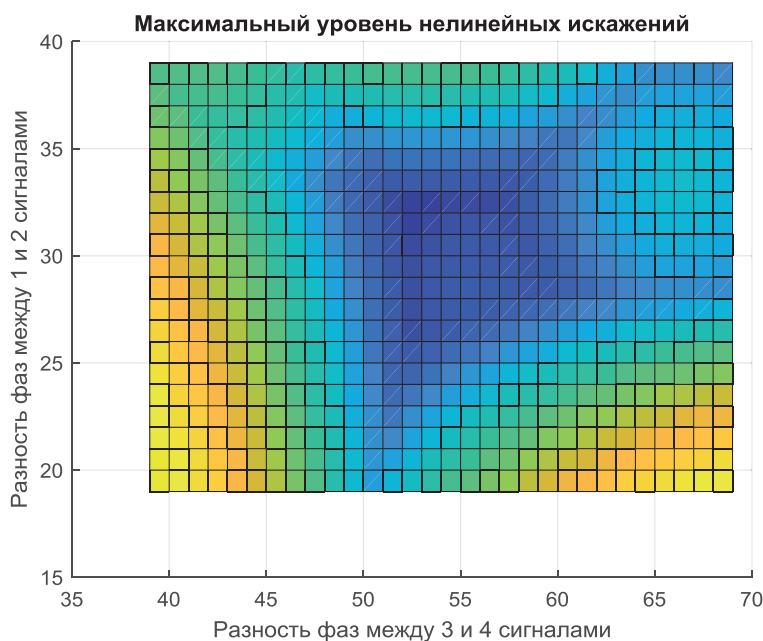


Рис. 22. Уточненная область МНИ для 4-х входных сигналов с комбинированным распределением начальных фаз

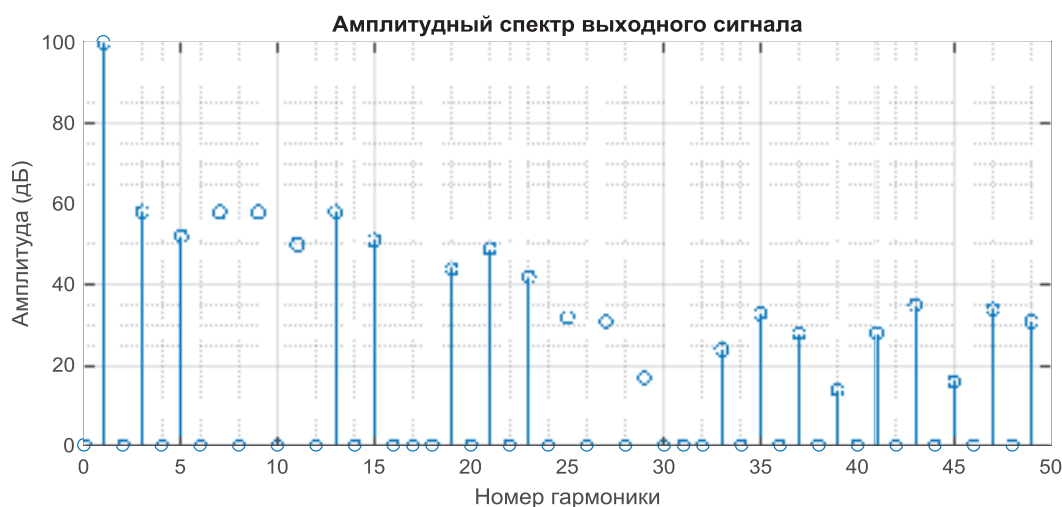


Рис. 23. Выходной амплитудный спектр суммы 4-х сигналов с начальными фазами  $[0^\circ 51.8^\circ 31.7^\circ 83.5^\circ]$

- максимальный уровень гармоник:  $-41.98$  дБ;
- коэффициент гармонических искажений:  $1.7344$  %;
- коэффициент потери мощности:  $25.1158$  %.

На рис. 22 приведена часть сонограммы МНИ, показывающая область минимальных значений этого параметра для случая с комбинированным распределением начальных фаз.

Рис. 23 представляет спектр амплитуд для рассматриваемого в этом разделе алгоритма. Он также укладывается в полученные ранее выводы: присутствует частичное подавление гармоник и их уровень не превышает минимального МНИ.

### 5. Влияние модели нелинейности на полученный результат

Модель нелинейности, описанная в начале статьи, является достаточно грубой аппроксимацией нелинейной характеристики реальных

УМ. Ее можно рассматривать только для качественного анализа и как оценку «сверху» (наихудший случай). Реальная нелинейность будет иметь более «гладкий» характер.

Например, если взять модель нелинейности, показанную на рис. 24, то амплитудный спектр искаженного сигнала на выходе единичного УМ будет выглядеть так, как это показано на рис. 25.

Сравнивая амплитудные спектры на рис. 25 и 2 можно видеть, что уровень гармоник уменьшился, особенно уменьшение ощутимо для гармоник высших порядков.

В табл. 5 приведен расчет оптимальных параметров для равномерного распределения начальных фаз с учетом «гладкой» модели нелинейности.

Обратите внимание на строку 6 данной таблицы и строку 8 табл. 4. Видно, что при «гладкой» модели нелинейности уже при 6-ти входных сигналах можно добиться такой же эффективно-

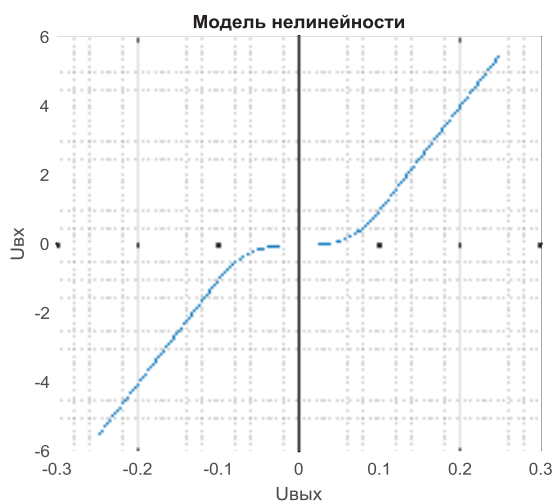


Рис. 24. «Гладкая» модель нелинейности УМ



Рис. 25. Спектры амплитуды на выходе УМ при «гладкой» модели нелинейности



Таблица 4

## Значения оценочных параметров при равномерном распределении фаз для «гладкой» модели нелинейности

№ п/п	Кол.-во сигналов	Фазовый сдвиг (в градусах)	Начальные фазы (в градусах)	КГИ (в %)	МНИ		КПМ (в %)
					Значение (в дБ)	Номер гармоники	
1	1	0	0	6,27	-26,40	3	0
2	2	45,1	0, 45.1	2,32	-37,95	7	14,71
3	3	34,4	0, 34.4, 68.8	1,57	-41,77	9	21,96
4	4	25,8	0, 25.8, 51.6, 77.4	1,20	-44,32	13	22,98
5	5	22,6	0, 22.6, 45.2, 67.8, 90.4	0,91	-45,99	15	27,56
6	6	20	0, 20, 40, 60, 80, 100	0,74	-47,73	5	30,91
7	7	17,9	0, 17.9, 35.8, 53.7, 71.6, 89.5, 107.4	0,64	-49,67	5	33,48
8	8	16,1	0, 16.1, 32.2, 48.3, 64.4, 80.5, 96.6, 112.7	0,59	-51,43	3	35,20

сти по МНИ, что при 8-ми сигналах для «кусочно-ломаной» модели нелинейности. При этом имеем меньшие значения КГИ и КПМ.

### Заключение

В заключении можно сказать, что фазовая компенсация нелинейных искажений является достаточно хорошей основой для создания широкополосных усилителей мощности. Например, если для алгоритма с фиксированным распределением начальных фаз взять минимальную частоту входного сигнала равную 3 МГц, тогда значение первой гармоники, отличной от нуля, будет равно 33 МГц, т. к. это 11-я гармоника (см. рис. 9). Поставив на выходе усилительного тракта с ФКНИ НЧ-фильтр с частотой среза 30 МГц, можно построить широкополосный УМ КВ-диапазона (3–30 МГц). Этот усилитель будет иметь минимальное (теоретически нулевое) время перестройки с одной рабочей частоты на другую во всем рабочем диапазоне частот!

Выбор конкретного вида компенсации нелинейных искажений зависит:

Во-первых, от уровня нелинейных искажений УМ: если он достаточно большой — выбирать следует схему с фиксированным распределением фаз, если незначительный — вполне может быть применена схема с равномерным, произвольным, или комбинированным распределением начальных фаз, так как эти схемы дают более низкий КПМ.

Во-вторых, выбор того, либо другого алгоритма распределения начальных фаз может определяться характером нелинейности. Та модель, что предложена в начале статьи является наихудшим случаем. Реальные усилители обладают более гладкой характеристикой нелинейности, что приводит к значительному снижению гармоник высших порядков и выдвигает на первый план снижение максимального уровня нелинейных искажений и уменьшения требуемого количества входных сигналов.

*А. А. Густов*

Доктор военных наук, профессор, заместитель директора НТЦ по научной работе ПАО «Интелтех»

*М. В. Пылинский*

Кандидат военных наук, доцент, Военная академия связи

*М. М. Латушко*

Адъюнкт, Военная академия связи

## МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД ОБОСНОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К УЗЛАМ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Эффективная работа пунктов управления определяется как подготовкой оперативного состава, так возможностями узлов связи пунктов управления (УС ПУ). Это объективно позволяет рассматривать совершенствование построения и применения ПУ как с позиции улучшения работы должностных лиц, так и с позиции улучшения характеристик УС ПУ. Прогноз развития УС ПУ во многом определяется корректностью задания требований к ним.

Прежде следует определиться, что понимается под требованиями к УС ПУ. Понятие «требование» зачастую отождествляют с понятием «норматив». Однако, термин «норматив» определяется как «... временные, количественные и качественные показатели выполнения отдельными военнослужащими или подразделениями определенных задач, приемов и действий, связанных с применением оружия и военной техники в ходе боевой подготовки». Нормативы разрабатываются с учетом состава и возможностей войск в результате специальных исследований. Они появляются тогда, когда комплексы разработаны, составлено штатное расписание, определено место и задачи в общей системе действий и необходимо, с одной стороны, иметь данные для проведения оперативных расчетов, а с другой — для оценки подготовленности соединений (частей, подразделений). Прежде, чем комплексы появятся, их надо разработать для выполнения определенных целей.

В прямой постановке о требованиях говорится в серии документов «Система общих технических требований (ОТТ) к видам вооружения и военной техники». Они являются нормативно-техническими для промышленности и научно-исследовательских учреждений МО. В ОТТ к УС ПУ с позиции системного анализа предлагается перечень свойств, отражающих качество УС ПУ, вводятся показатели для характеристики этих свойств, предлагаются критерии оценки УС.

Но при этом в документе не определены условия, для которых должны выполняться приведенные в некоторых случаях цифры, методики (либо ссылки на утвержденный методический аппарат) для их расчета не приводятся. Неоднозначно само отношение к рассчитываемым значениям характеристик: разные методики могут давать разные числовые значения. Следовательно, задача обеспечения конкретных числовых значений многих требований не может иметь строго оптимального решения, а сами значения не могут выступать в качестве требований. Поэтому «Общие ТТТ...» следует рассматривать, скорее, как рекомендации по проведению исследования поведения разрабатываемых УС ПУ, а не требования к ним.

В наставлении по связи говорится: «Узлы связи должны поддерживаться в постоянной боевой готовности к немедленной передаче (приему) всех видов информации (обеспечение перегово-

ров) в заданные сроки с требуемой достоверностью и безопасностью; обеспечить максимальные удобства пользования средствами связи и автоматизированного управления; обладать высокой живучестью, разведзащищенностью и надежностью; иметь возможности широкого маневра средствами, каналами и видами связи; удовлетворять требованиям ЭМС всех радиоэлектронных средств, развернутых в районе УС».

Этот же документ определяет, что они «... обеспечивают образование каналов различного вида связи, предоставление их оперативному составу для обмена информацией ...», жестко определяет организационную структуру полевого УС, и тем самым закрепляются и для перспективных разработок существующие структурно-технические решения. Определяет с кем организуется связь от ПУ, что можно также толковать как требования к соответствующим полевым УС ПУ, порядок размещения на местности.

Таким образом, как показывает анализ руководящих документов, научной и учебной литературы, на сегодняшний день нет какой-либо формулировки категории «требования» применительно к УС ПУ. По-видимому, это является одной из причин того, что нет также и систематизированного документа, в котором четко определяется по каким свойствам какие предъявляются требования к УС ПУ, и каким образом они обосновываются.

Исходя из семантического значения слова «требование», может быть введено определение категории «требование»: требования к УС ПУ — совокупность обязательных для выполнения правил и условий, необходимых для обеспечения достижения цели функционирования ПУ в прогнозируемых условиях обстановки.

Требования являются отражением взаимодействия органов управления и УС, действующего в интересах этих органов, в определенных условиях обстановки (которые прогнозируются на основе анализа возможного характера операций в рассматриваемый период). Взаимодействие между ними является определяющим для УС, поскольку он создается и действует исключительно в интересах соответствующего органа управления для того, чтобы удовлетворить потребности должностных лиц в обмене и обработке информации в процессе управления войсками. В связи с этим с определенной долей условности можно говорить о двух группах требований.

Первая группа требований выражает потребности со стороны органов управления. Эта группа требований определяется как оперативные требования. Они формируются на основе изучения потребностей органов управления в прогнозируемых условиях оперативных действий и определяют содержание, т. е. что и в каких условиях должен обеспечить УС ПУ.

Вторая группа требований характеризуется как технические. Они определяют форму, т. е. каким должен быть УС ПУ, чтобы удовлетворить потребности органов управления в прогнозируемых условиях. Обоснование технических требований невозможно без решения задачи о выборе технического облика УС ПУ. Поэтому обоснование технических требований к УС ПУ означает определение технического облика рассматриваемого объекта, который способен удовлетворить потребности должностных лиц в прогнозируемых условиях.

Методический подход к обоснованию требований к УС ПУ предусматривает выполнение ряда последовательных этапов.

1 Определение основных оперативно-стратегических условий, которые могут сложиться в обозримой перспективе, влияния управления на ход и исход операций, порядка функционирования ПУ, позволяющего обеспечить устойчивое управление войсками в прогнозируемых действиях и формирование на этой основе оперативных требований к УС ПУ.

Это сопряжено с проблемами, самой характерной чертой которых является неопределенность. В соответствии с характером причин, вызывающих неопределенность, можно выделить несколько групп факторов [1]:

сопутствующих принятию сложных решений, имеющих долговременные и далеко идущие последствия, и связанных с нечеткими представлениями о своих собственных целях, целях других участников операции, о своих и чужих возможностях в отношении достижения целей, о будущих путях развития и т. п.;

связанных с огромной сложностью процесса функционирования системы ПУ в операциях, трудностями строгой формализации как самого процесса, так и цели функционирования системы ПУ, а также проведения количественной оценки степени достижения цели;

появляющихся за счет участия в противоборстве нескольких сторон, как разумных, активно действующих и преследующих противоположные

цели, так и природного характера. Неопределенность в этом случае обусловлена тем, что каждая из сторон вынуждена принимать решения в условиях, когда ей неизвестны будущие действия противоположной стороны.

Поскольку речь идет о будущем, средству придется предсказывать, альтернативы проектировать и правила использования изобретать. Анализ будущего сопровождается увеличением неопределенности и количества переменных величин. Некоторые из них управляются своей стороной, некоторые — противником, а некоторые не подвластны никакому контролю. Количество вопросов, требующих истолкования, значительно возрастает. Это относится к таким вопросам, как реакция противника (следует учитывать, что свои действия он стремится сохранить в тайне), технический прогресс (быстрый темп изменения оружия и почти экспонентное его усложнение), политическое и экономическое положение, выбор общих целей и правила выбора альтернатив.

Любое предсказание обстановки, в которой должны применяться УС ПУ, стратегии их использования и их влияние на эту обстановку чрезвычайно рискованно и ведет к увеличению количества параметров. Чем больше количество параметров, тем больше требуется ресурса, чтобы оценить рассматриваемую систему. Количество параметров приходится ограничивать, а это требует здравого суждения и равносильно принятию решения о том, что имеет важное значение, а что неважно при анализе.

2 Определение потребностей, обусловленных внедрением технологии автоматизированного управления войсками.

Развитие информационных технологий оказывает существенное влияние на построение системы управления, определяя ее новое качество, при этом расширяются требования к предоставляемому системой связи и ее элементами услугам связи, которые должны обеспечить информационный обмен для решения задач информационно-интеллектуальной поддержки процесса выработки решений, интерактивного режима решения задач управления и автоматизированного преобразования содержания информации в реальном масштабе времени, визуализации информации, образного представления и обработки информации на основе интерактивной компьютерной графики, документооборота в электронном виде, геоинформационного обеспечения и т. п.

3 Определение целей функционирования УС ПУ с учетом внешних по отношению к нему факторов и внутренних потребностей.

УС ПУ является сложным иерархическим объектом, достичь одинакового понимания цели на всех уровнях иерархии принципиально невозможно. Вследствие чего при исследовании характеристик УС ПУ, его поведения на каждом уровне иерархии общую цель необходимо детализировать в виде набора взаимосвязанных подцелей, конкретных и понятных для каждого уровня иерархии. При этом следует учитывать закономерность целостности: достижение целей вышележащего уровня зависит от достижения подцелей, хотя и не может быть полностью обеспечено их выполнением. Для каждого уровня иерархии исследуются потребности, мотивы, влияющие на формирование подцелей, и, по мере рассмотрения уровней иерархии, осуществляется формулировка подцелей.

4 Определение наиболее существенных свойств, характеризующих поведение УС ПУ в прогнозируемых условиях.

Свойства УС ПУ рассматриваются как проявление определенной стороны его качества по отношению к другим объектам, с которыми он вступает во взаимодействие, и не существуют вне отношений с этими объектами. При этом не имеется какого-либо формализованного правила, в соответствии с которым возможно определить перечень свойств УС ПУ. Это эвристическая процедура, которая, как правило, начинается с общего, абстрактного, возможно более полного описания множества свойств, проявляющихся для данного класса УС ПУ в различных условиях функционирования. Затем итеративным образом перечень свойств детализируется, тщательно и постепенно описывается. А поскольку, вообще говоря, УС ПУ, как и любой объект, находится в бесчисленных связях, то и обладает бесчисленным множеством свойств. Поэтому определение полного множества свойств вводит в бесконечность и оценка качества УС ПУ в таких условиях является не имеющей решения задачей.

В связи с этим перечень свойств, по которым целесообразно проводить оценку качества УС ПУ, следует ограничивать и определять те из них, которые являются наиболее существенными. При этом следует заметить, что процесс ограничения свойств также является эвристической процедурой, в основе которой лежит оперирование с нечетко очерченными понятиями, и на

этом этапе также вносится некоторый элемент неопределенности. Свойства, важные в прогнозируемых условиях, могут оказаться неучтенными, что может привести к принятию ошибочного решения.

Нельзя сказать, что свойства УС ПУ не рассматривались на предмет их значимости для выполнения своей роли. Однако изменение условий ведения боевых действий приводит к тому, что изменяется значимость свойств, меняется их роль в достижении целевого предназначения УС ПУ. Это определяет необходимость уточнения наиболее существенных свойств УС ПУ, что требует, прежде всего, здравого смысла и богатого опыта в решении проблем в рассматриваемой предметной области, а также определенных приемов, направленных на снижение субъективизма при проведении исследований. При этом исследование проявления этих свойств должно позволять отражать не только существующее положение дел, но и давать рекомендации по построению и применению ПУ на перспективу.

5 Формирование концептуальных схем опорных вариантов, характеризующих технический облик УС ПУ.

Схемы опорных вариантов УС ПУ носят характер опорных конструкций и предназначаются для последующего проведения оптимизации и выработки технического облика перспективных узлов связи. Задача разработки таких схем не может быть решена формальными методами. Поиск новых идей и технических решений — это сложная и во многом творческая процедура, полностью описать и проанализировать которую не представляется возможным [2].

На начальном этапе проблема заключается, по большей части, в выборе идеологии разработки, и только потом — выбор конкретных решений. В решении этой задачи первостепенное значение имеют интуиция, разумные суждения и опыт, которые на определенных этапах подкрепляются аналитическими методами. Момент творчества, в результате которого появляется некоторая структура, не формализуем. По крайней мере, на современном этапе развития человечество не знает как это делать [3]. Применение формальных методов возможно только после оформления идеи в каком-либо материальном виде (схемы, графики, вербальное описание и т. п.). Разработка альтернативных вариантов УС ПУ относится именно к творческому процессу и может осуществляться только методом

эвристического прогнозирования. Прогнозирование технического облика УС ПУ основывается на практическом опыте, оценках, концепциях и идеях, которые либо слабо формализуются, либо не формализуются вообще, плохо вписываются в традиционные вычисления, применению знаний об объектах, взаимодействующих с УС ПУ, событиях и процессах, протекающих в процессе управления войсками.

Сложность этой процедуры состоит в том, что на основе обработки информации о прошлом, т. е. о том пути развития, который прошли УС ПУ до настоящего времени, и условиях, в которых происходило это развитие, необходимо выработать достоверную информацию о будущем УС ПУ. При этом следует заметить, что по отношению к прогнозируемому периоду информация о текущем состоянии УС ПУ также является ретроспективной, а ценность ретроспективной информации по мере увеличения ее давности уменьшается. В ходе разработки технических предложений необходимо на основе нечеткой информации о противнике и его возможных действиях, о состоянии и возможностях своих войск, о развитии телекоммуникационных и информационных технологий найти такой вариант конструктивной схемы, который в наибольшей степени отвечал бы прогнозируемым условиям.

6 Оценка эффективности функционирования рассматриваемых вариантов и выбор схемы, наиболее отвечающей прогнозируемым условиям.

В основу методологии оценки эффективности функционирования УС ПУ положен подход, в соответствии с которым понятие эффективности относят к действию, направленному на выполнение определенной задачи (т. е. к операции). Применительно к УС ПУ под операцией понимается согласованная совокупность действий, объединенных общим замыслом, с целью реализации функций информационного обмена. А поскольку УС ПУ выступает в качестве средства достижения цели, понятие «эффективности операции» отождествляется с понятием эффективности функционирования самого УС ПУ [4]. Чем в большей степени он приспособлен к решению задач в тех условиях, которые для него определены, тем лучше будет результат его функционирования. Поэтому результат функционирования зависит от качества УС ПУ, а также условий и способов его применения по целевому

назначению, что и определяет возможность оценки эффективности функционирования по характеристикам качества УС ПУ.

Оценка целенаправленного функционирования УС ПУ и его элементов производится на основе оценки характеристик его свойств — показателей эффективности. Количественное определение показателей эффективности функционирования УС ПУ позволяет при наличии специального методического аппарата выбрать наиболее приемлемый для заданных условий вариант. При этом следует отметить, что речь идет не об их измерении в строгом смысле этого слова. Рассматриваемым характеристикам присваиваются определенные числовые значения, которые рассчитываются по правилам, опирающимся на объективные методы, и в этом смысле являются необходимыми и достаточными для определения изучаемого свойства на шкале порядка и сравнения объектов между собой на основе рассчитанных величин [5]. В некоторых

случаях показатели свойств УС ПУ, на поведение которого сильное влияние оказывают суждения, действия или эмоции человека, не поддается точному количественному анализу [6]. В таких случаях применяется, как единственно возможный, способ оценки характеристик поведения, основанный на использовании лингвистических переменных, т. е. переменных, значением которых являются не числа, а слова или предложения в естественном или формальном языке [7].

7 На основе выбранной концептуальной схемы описание основных технических требований, определяющих технический облик УС ПУ.

Следует заметить, что технический облик, выработанный на начальном этапе разработки УС ПУ, имеет прогнозный характер, и может в дальнейшем претерпеть некоторые изменения, обусловленные изменением оперативных условий, развитием техники. Поэтому уточнение требований должно осуществляться на каждом этапе разработки.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Петухов Г. Б.** Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремленных систем / Г. Б. Петухов, В. И. Якунин. — М.: АСТ, 2006. — 304 с.
2. **Заде Л.** Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. — М.: Мир, 1976. — 165 с.
3. **Орловский А. Н.** Использование теории нечетких множеств в процедурах принятия решений. — М.: Наука, 1981. — 178 с.
4. **Острейковский В. А.** Теория систем: Учебник для вузов по специальности «Автоматизированные системы обработки информации и управления». — М.: Высшая школа, 1997. — 240 с.
5. Военно-научные исследования и разработка вооружения и военной техники. Ч. 2. — М.: МО РФ, 1993. — 252 с.
6. **Руднев В. Е., Володин В. В., Лучанский К. М. и др.** Формирование технических объектов на основе системного анализа. — М.: Машиностроение, 1991. — 320 с.
7. Рузавин Г. И. Научная теория. Логико-методологический анализ. — М.: Мысль, 1978. — 244 с.

*А. Н. Дяченко*

Начальник сектора, ПАО «Интелтех»

## АНАЛИЗ РЫНКА АНАЛОГОВО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

**АННОТАЦИЯ.** В статье приводится анализ ассортимента аналогово-цифровых преобразователей, представленный на современном рынке электронных компонентов. Результаты анализа позволяют получить представление об основных характеристиках АЦП мировых производителей, доступных на данный момент к свободному приобретению.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** Аналогово-цифровые преобразователи, АЦП, рынок, электронные компоненты.

Цифровая обработка позволяет оперировать сигналами с высокой точностью и стабильностью по сравнению с аналоговой обработкой, а в некоторых применениях предоставляет возможности недостижимые или труднодостижимые для аналоговой обработки.

Однако, прежде чем получить все плюсы цифровой обработки сигнал из реального мира необходимо представить в цифровой форме. Оцифровка осуществляется с использованием аналогово-цифровых преобразователей (АЦП). Базовыми характеристиками, от которых зависят возможности АЦП, являются: разрядность (бит) и частота выборки (выборок в секунду). Основные сферы применения охватывают следующие области:

- сбор и обработка данных;
- точные измерения;
- обработка голосовых и аудиоданных;
- «высокоскоростная» обработка сигналов (в том числе в системах и комплексах связи).

График на рис. 1 представляет ряд данных о распределении АЦП между описанными областями в соответствии с их базовыми характеристиками [1].

Примером применения АЦП для «высокоскоростной» обработки сигналов является бурно развивающееся направление приемников software-defined radio (программно определяемая радиосистема — SDR) основанных на полностью цифровом методе извлечения полезного

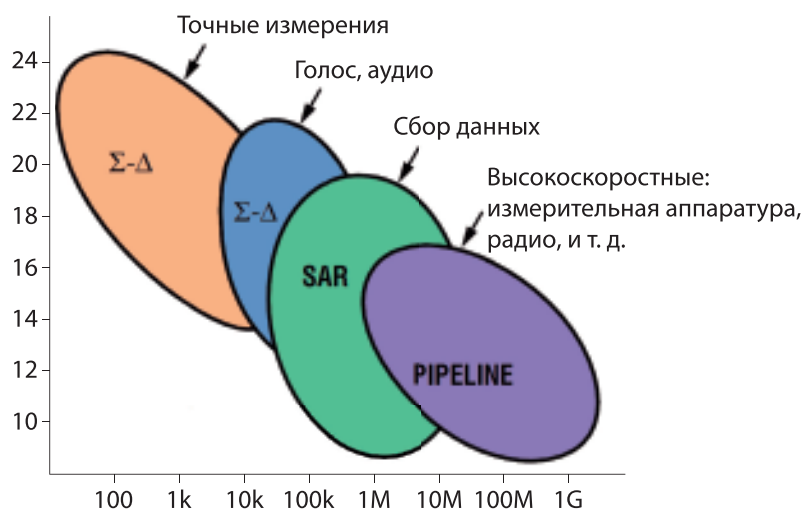


Рис. 1. Распределение АЦП по областям применения в зависимости от базовых характеристик

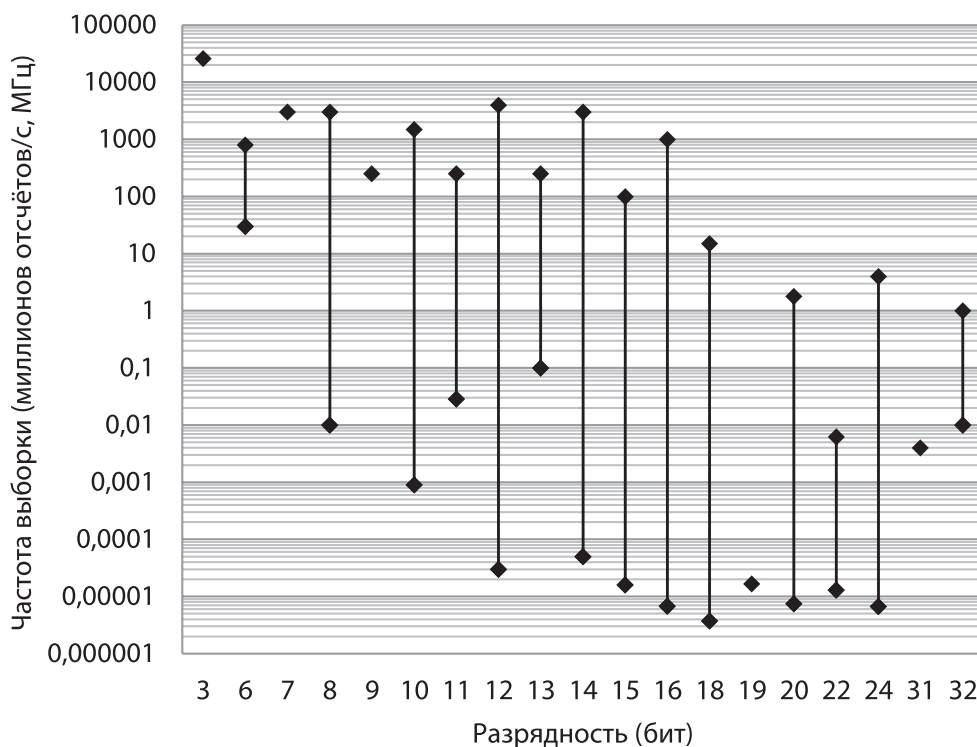


Рис. 2. Зависимость диапазона частот выборки сигналов от разрядности АЦП

сигнала из радиоэфира, так называемые digital down conversion (цифровое преобразование «вниз» — DDC) приемники SDR. Применение подхода DDC обеспечивает улучшение всех основных характеристик приемного устройства:

- постоянство характеристик преобразований исходного сигнала (исключение погрешностей, присущих аналоговым компонентам, в том числе зависимость от температуры);
- «идеальный» преобразователь вещественного сигнала в комплексную форму;
- применение цифровых фильтров при селекции сигнала;
- снижение сложности производства и настройки РПУ, повторяемость;
- снижение габаритов, массы и энергопотребления РПУ.

Решающую роль в SDR DDC приемниках играет АЦП, от которого при используемой схеме построения, зависят все основные характеристики приемника. На сайтах ведущих поставщиков электронных комплектующих отсутствует обобщенная информация, дающая представление о спектре представленных на рынке АЦП. Такие данные могут быть полезны

как для начинающих разработчиков в качестве ориентира на возможности современной техники, так и в качестве поддержания актуальности знаний для опытных разработчиков.

Для анализа выбрано содержимое электронного каталог одного из крупнейших мировых поставщиков электронных компонент digikey.com [2] данные актуальны на ноябрь 2018 года. Загрузка и обработка данных осуществлена с помощью разработанной программы.

Извлеченные данные содержат следующую информацию:

- производитель;
- модель;
- разрядность;
- частота выборки;
- напряжения питания аналоговой и цифровой частей;
- стоимость;
- минимальное количество, доступное к заказу.

По данным были построены графики, обобщающие извлеченную информацию. На рис. 2 представлена выборка по характеристикам частота выборки/разрядность АЦП.



На рис. 3 приведена диаграмма с количеством наименований продукции каждого из производителей доступных для приобретения (производители с номенклатурой менее 100 наименований, приведены в табл. 1).

Из диаграммы на рис. 3 видно, что основным производителем, представленным в разделе

АЦП, у поставщика digikey.com является Analog Devices Inc., после объединения с компанией Linear Technology [3], их совокупная номенклатура составляет 5000 единиц. Стоит обратить внимание, что три компании занимают подавляющую долю на рынке с точки зрения номенклатуры АЦП.

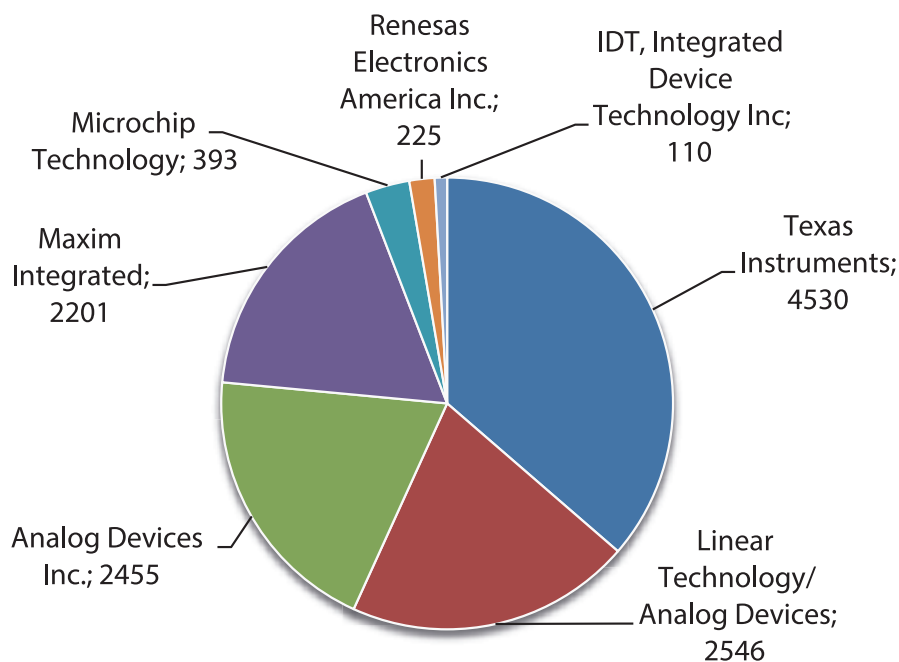


Рис. 3. Количество наименований продукции по производителям (более 100 наименований)

Таблица 1

**Количество наименование продукции по производителям (менее 100 наименований)**

Производитель	Кол-во наименований, шт
Cirrus Logic Inc.	60
NXP USA Inc.	24
AKM Semiconductor Inc.	16
Silicon Labs	11
Advanced Linear Devices Inc.	10
Nuvoton Technology Corporation of America	3
ON Semiconductor	3
Rohm Semiconductor	3
ams	2
CEL	2
Honeywell Aerospace	2
Parallax Inc.	1
MaxLinear, Inc.	1

Таблица 2

**Максимальная частота выборки отсчетов по производителям**

Производитель	Разрядность, бит	Частота, МГц
Analog Devices Inc.	3	26000
Texas Instruments	8	5000
Maxim Integrated	8	800
Renesas Electronics America Inc.	24	500
Linear Technology/Analog Devices	16	310
IDT, Integrated Device Technology Inc	10	250
Microchip Technology	10	200
CEL	10	170
NXP USA Inc.	10	125
MaxLinear, Inc.	10	40
AKM Semiconductor Inc.	14	1,17
Cirrus Logic Inc.	16	0,216
Rohm Semiconductor	10	0,2
ams	12	0,1
Honeywell Aerospace	12	0,1
ON Semiconductor	8	0,07
Nuvoton Technology Corporation of America	24	$8 \cdot 10^{-6}$

Таблица 3

**Цены на 10-разрядные АЦП с частотой выборки не менее 100 МГц**

Производитель	Частота, МГц	Цена, \$	Заказ, шт	Частота max, МГц	Цена, \$	Заказ, шт
Linear Technology/Analog Devices	105	9,10	2500	250	70,82	1
IDT, Integrated Device Technology Inc	105	10,32	490	125	12,90	490
Analog Devices Inc.	105	10,40	1000	210	84,77	1
Maxim Integrated	100	12,51	2500	250	65,12	10
CEL	170	15,00	1000	170	31,85	1
Renesas Electronics America Inc.	125	15,79	200	500	139,19	1
NXP USA Inc.	125	20,27	1			

Максимально достигнутые частоты выборки отсчетов для каждого из производителей представлены в табл. 2.

Ниже приведены таблицы стоимости АЦП в зависимости от разрядности и частоты выборки (данные представлены для частоты выборки равной 100 МГц и более, как минимально допустимое для реализации DDC SDR приемника декаметрового (ДКМВ) диапазона). Также в каждой таблице приводятся данные о макси-

мально доступной частоте выборки и цена на АЦП с данными характеристиками для заданной разрядности.

В табл. 3 приведены цены на 10-ти разрядные АЦП с частотой выборки не менее 100 МГц. Столбец «Заказ» определяет минимальное количество единиц, приобретаемых в одном заказе по указанной цене. В первой группе столбцов «Частота», «Цена», «Заказ» приводятся данные для модели производителя с минимальной це-

ной, удовлетворяющей критерию минимальной частоты выборки 100 МГц. Вторая группа столбцов «Частота max», «Цена», «Заказ» содержит информацию о стоимости АЦП с максимальной частотой дискретизации для рассматриваемой разрядности.

В табл. 4 приведены цены на 12-ти разрядные АЦП с частотой выборки не менее 100 МГц.

В табл. 5 приведены цены на 14-ти разрядные АЦП с частотой выборки не менее 100 МГц.

В табл. 6 приведены цены на 16-ти разрядные АЦП с частотой выборки не менее 100 МГц.

Таблица 4

**Цены на 12-разрядные АЦП с частотой выборки не менее 100 МГц**

Производитель	Частота, МГц	Цена, \$	Заказ, шт	Частота max, МГц	Цена, \$	Заказ, шт
IDT, Integrated Device Technology Inc	105	12,39	4000	125	21,92	2000
NXP USA Inc.	105	15,01	490	125	17,55	490
Texas Instruments	125	15,80	2500	1600	993,98	1
Linear Technology/Analog Devices	105	17,50	2000	310	136,24	40
Analog Devices Inc.	170	26,66	1500	2500	902,75	1500
Renesas Electronics America Inc.	125	30,11	100	500	168,63	1
Microchip Technology	200	30,30	3300	200	48,54	1
Maxim Integrated	170	98,47	1	210	169,83	1

Таблица 5

**Цены на 14-разрядные АЦП с частотой выборки не менее 100 МГц**

Производитель	Частота, МГц	Цена, \$	Заказ, шт	Частота max, МГц	Цена, \$	Заказ, шт
IDT, Integrated Device Technology Inc	105	13,72	4000	246	44,05	348
NXP USA Inc.	105	28,00	н/д			
Texas Instruments	125	28,41	2500	2500	999,13	1
Renesas Electronics America Inc.	125	42,42	1	500	249,57	1
Analog Devices Inc.	155	45,68	1500	1250	914,67	1
Linear Technology/Analog Devices	105	49,31	2500	125	306,88	1
Microchip Technology	200	55,84	3300	200	87,97	1

Таблица 6

**Цены на 16-разрядные АЦП с частотой выборки не менее 100 МГц**

Производитель	Частота, МГц	Цена, \$	Заказ, шт	Частота max, МГц	Цена, \$	Заказ, шт
IDT, Integrated Device Technology Inc	105	16,77	4000	125	40,50	260
Analog Devices Inc.	160	38,12	750	125	351,59	1
Linear Technology/Analog Devices	105	64,10	2000	125	178,36	45
Texas Instruments	130	72,16	2000	1000	800,26	1
Renesas Electronics America Inc.	130	86,23	20	250	161,21	1
Microchip Technology	200	91,19	3300	200	136,76	1

### Выводы

Приведенные данные позволяют получить представление о значениях основных характеристик АЦП мировых производителей, доступных на данный момент к свободному приобретению.

Лидерами по производству АЦП, в том числе применимых для создания комплексов приема и обработки информации в СДВ-ДКМВ диапазонах волн являются:

Analog Devices (США)  
Texas Instruments (США)

### ЛИТЕРАТУРА

1. Кестер У. Какая архитектура АЦП подходит для вашей задачи?: пер. с англ. Иоффе. Д. // Современная электроника. 2008. № 3. С. 14–21.

2. Digi-Key Electronics. World's Largest Selection of Electronic Components Available for Immediate Shipment! URL: <https://www.digikey.com> (дата обращения 03.11.2018)

3. Analog Devices и Linear Technology объединяются для создания компании — ведущего производителя аналоговых технологий URL: <https://www.analog.com/ru/about-adi/news-room/press-releases/2016/24-08-2016-lineartech-ru.html> (дата обращения 10.11.2018).

*А. И. Литвинов*

К.т.н., зам. начальника отдела организации научной работы  
и подготовки научно-педагогических кадров, Военная академия связи

*В. К. Гойденко*

Адъюнкт Военной академии связи

## ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ НА ОСНОВЕ БЕСКОНТАКТНОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЦЕПЯХ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

**АННОТАЦИЯ.** В статье обозначена актуальность совершенствования системы технического обеспечения техники связи и автоматизированных систем управления и как следствие ее подсистем контроля и прогнозирования технического состояния электрооборудования систем электроснабжения специального назначения. Проведена оценка и представлена классификация существующих методов прогнозирования, на основании которой выбран подходящий класс методов прогнозирования. Рассмотрена основная задача прогнозирования. Сформирована общая структура системы контроля и прогнозирования электрооборудования систем электроснабжения систем специального назначения. Предложено решение задачи прогнозирования технического состояния, основанное на регистрации изменений параметров динамических процессов в цепях питания электрооборудования систем электроснабжения специального назначения и вероятностно-аналитических моделях развития деградационных процессов. С целью последующего формирования методик бесконтактного контроля и прогнозирования по изменению параметров динамических процессов в цепях питания электрооборудования систем электроснабжения специального назначения, обосновано введение виртуального генератора «информационных признаков» в схемы контроля технического состояния. Обоснованно, что для аналитического прогнозирования времени сохранения работоспособности электрооборудования систем электроснабжения специального назначения необходимо использовать статистические модели развития деградационных процессов. Обозначено, что в прямом подходе к решению этой задачи необходимо рассмотреть физический механизм образования деградационных процессов в конкретном случае и его проявление в измеряемых параметрах динамических процессов в цепях питания, а далее производить сравнение реально имеющих место изменений с предсказываемой аналитической моделью и делать соответствующие выводы.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** техника связи и АСУ; электрооборудование систем электроснабжения специального назначения; прогнозирование технического состояния; бесконтактный контроль; динамические процессы в цепях питания; информационный признак; определяющий параметр.

### **Введение**

В современных условиях требования к подержанию готовности войск на уровне, обеспечивающем обороноспособность страны, а так-

же проводимая в настоящее время реформа сил специального назначения (СН), направленная на формирование их нового облика, обуславливают повышение уровня требований к управлению силами СН, боевыми средствами и оружием [1, 2].

Повышенные требования к системе управления в свою очередь предъявляют более жесткие требования к системе связи, в том числе к её надёжности. Одним из основных элементов системы связи являются узлы связи (УС) различного назначения. Способность узлов связи выполнять свои функции зависит не только от наличия современных средств связи, но и от безотказного функционирования их средств электроснабжения.

Ужесточение требований предъявляемых к системам электроснабжения (СЭС) выдвигает на передний план вопросы повышения их эксплуатационно-технических характеристик. Вместе с тем, в современных условиях появился ряд негативных факторов, снижающих эффективность применения СЭС СН. Наиболее существенным из них является фактор износа и старения электрооборудования (ЭО) входящего в состав этих СЭС. В настоящее время, более 50 % существующих СЭС выработали свой эксплуатационный ресурс. В этой связи отказы в устройствах электроснабжения становятся более вероятными и труднопрогнозируемыми. Принятая программа развития систем вооружения сил СН до 2020 года в соответствии с которой ежегодные поставки нового вооружения будут составлять не менее 9 % от общего числа ВВСТ, работы проводимые по сервисному обслуживанию, а также планируемые МО РФ процедуры по переводу военно-промышленного комплекса на работу по контрактам жизненного цикла не позволят решить данную проблему в полном объеме, так как доля выработавших эксплуатационный ресурс СЭС на протяжении этого периода будет оставаться высокой [1].

Анализ отказов на гарантийной технике связи и АСУ за 2014 г. и 2015 г. показал, что некоторые новые образцы техники связи и АСУ имеют низкие надёжностные показатели. Предприятиями изготовителями ведется доработка этих средств связи и их составных частей с целью повышения их безотказности [2].

В связи с вышеизложенным, а также с учетом того обстоятельства что боевая готовность и боеспособности органов управления и сил СН, обеспечение их техникой и имуществом связи является главной задачей технического обеспечения связи и АСУ, вопросы совершенствования системы технического обеспечения техники связи и АСУ и как следствие ее подсистем контроля и прогнозирования технического состояния приобретают актуальность [1, 2].

Одним из перспективных направлений совершенствования систем контроля технического состояния (ТС) является развитие физико-технических методов и устройств неразрушающего контроля (НК) [3–10]. При использовании этих методов в элементах и устройствах не происходит каких-либо изменений, влияющих на качество, параметры и характеристики оборудования. Методы бесконтактного НК позволяют по косвенным признакам обнаружить скрытые дефекты, либо выявить предпосылки к возникновению отказов. Указанные методы наиболее эффективны для получения диагностической информации о ТС ЭО в реальном масштабе времени, что особенно важно при эксплуатации техники связи и АСУ специального назначения. [11].

*Целью статьи* является рассмотрение возможности решения задач прогнозирования технического состояния на основе существующих методов бесконтактного контроля параметров динамических процессов в цепях питания электрооборудования систем электроснабжения техники связи и АСУ специального назначения (далее ЭО СЭС СН).

### **Классификация методов прогнозирования**

При классификации методов прогнозирования технического состояния сложных систем в литературе выделяются три больших класса [12–14]: экстраполяции, моделирования и опроса экспертов. Наиболее известные методы в зависимости от классификационных признаков приведены в таблице.

Проведенная классификация позволяет определить, что:

- в зависимости от применяемого математического аппарата классификация методов прогнозирования чрезвычайно обширна;
- в настоящее время разработаны десятки различных математических методов прогнозирования, многие из которых могут быть использованы для решения задач прогнозирования технического состояния ЭО СЭС СН;
- выбор математического аппарата для решения конкретной задачи прогнозирования определяется главным образом постановкой задачи и видом математической модели прогнозируемого процесса;

Таблица

Признак классификации	Метод прогнозирования
Информационное обоснование метода	Фактографический, экспертный, комбинированный
Принцип обработки информации	Статистический, метод аналогий, опережающий
Полнота результатов прогноза	Прогноз: предупреждающий, разрешающий, командный
Форма представления количественных результатов	Прогноз: аналитический, вероятностный, прямой, обратный, альтернативный
Значение интервала упреждения	Прогноз: оперативный, краткосрочный, среднесрочный, долгосрочный
Вид информации о прогнозируемых процессах	Прогноз: индивидуальный, групповой, одномерный, многомерный
Применяемый аппарат	Экстраполяция и интерполяция, регрессия и корреляция, факторные модели, опрос и анализ, генерация идей, игровые модели
Критерий качества прогнозирования	Обобщенный показатель качества, векторный показатель качества, частный показатель качества

– из всей совокупности методов прогнозирования самыми распространенными и работоспособными являются экстраполяционные методы прогнозирования.

Использование экстраполяции в прогнозировании имеет в своей основе предположение о том, что рассматриваемый процесс  $Y(t)$  представляет собой сочетание регулярной и случайной составляющей вида:  $Y(t) = \eta(t, \alpha_i) + \varepsilon(t)$ .

Предполагается, что регулярная составляющая  $\eta(t, \alpha_i)$  представляет собой гладкую функцию времени, описываемую конечномерным вектором параметров  $\alpha_i$ , которые сохраняют свои значения на периоде упреждения прогноза. Эта составляющая имеет ряд синонимов: тренд, уровень, тенденция, детерминированная основа процесса. Случайная составляющая  $\varepsilon(t)$  обычно считается некоррелированным случайным процессом с нулевым математическим ожиданием. Оценки  $\varepsilon(t)$  необходимы для определения точностных характеристик прогноза.

Методы экстраполяции во многом пересекаются с методами прогнозирования по регрессионным моделям. Специфическими чертами экстраполяционных методов прогнозирования являются:

1) предварительная обработка числового ряда в целях преобразования его к виду, удобному для прогнозирования;

2) анализ логики и физики прогнозируемого процесса, оказывающий существенное влияние, как на выбор вида экстраполирующей функции, так и на определение границ изменения ее параметров.

### Прогнозирование аварийных ситуаций

К основной задаче технического прогнозирования относится определение времени, в течение которого в контролируемом объекте гарантируется отсутствие аварийной ситуации с заданной вероятностью. Другой задачей, логически следующей из основной, следует считать определение времени возникновения аварийной ситуации на основании бесконтактной регистрации динамических процессов в цепях питания (ДПЦП) контролируемого объекта.

Любая аварийная ситуация представляет собой завершающую фазу развития деградиционных процессов. Схематично этот процесс представлен на рис 1.

В первом приближении развитие деградиционных процессов можно представить состоящим из трех фаз, продолжительностью  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и  $\tau_3$  соответственно. Две последние фазы протекают, открыто и не представляет труда их зафиксировать.

Наиболее эффективным способом предотвращения аварийной ситуации является ее обнаружение на первой стадии и прогнозирование развития в плане предсказания продолжительности времен  $t_1$  и  $t_2$ . На основании этого прогнозирования оператор принимает решение либо об остановке объекта и проведения соответствующих ремонтных и восстановительных работ, либо о продолжении работы с соответствующим риском.

Обнаружение деградиционных процессов на фазе их скрытого развития и прогнозирование времени  $\tau_1$ , на протяжении которого можно,

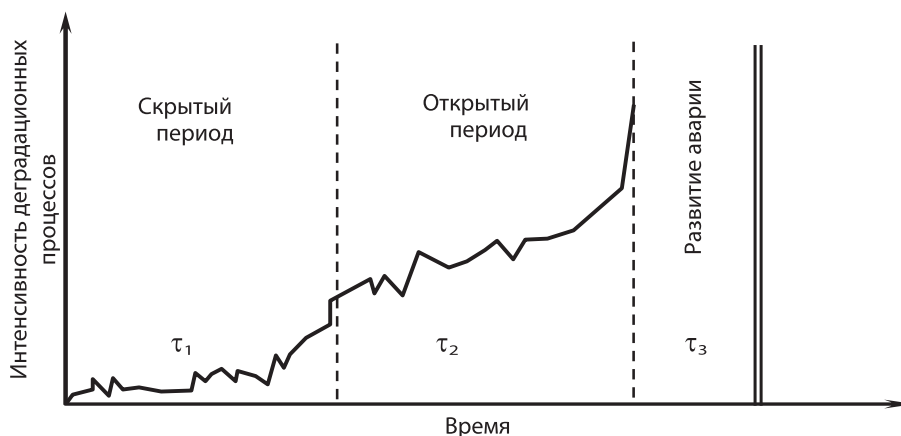


Рис. 1. Диаграмма развития аварийной ситуации

безусловно, продолжать работу, оказывается возможным благодаря существованию «информативных признаков».

Под «информативными признаками» понимают физические эффекты, создающие сигналы о возникновении в объекте дефектов или внеплановых деградиационных процессов, которые с высокой степенью вероятности приводят к отказам через определенное время либо при определенных условиях. «Информативный признак» может быть скрыт от непосредственного наблюдения и выявления сигналами, связанными с нормальной работой объекта, или же представлять собой специфическое изменение этих сигналов [12, 13].

В рамках предлагаемого решения задачи прогнозирования технического состояния под «информативными признаками» аварийных ситуаций понимаются отклонения параметров ДПЦП ЭО СЭС СН от нормы, вызванные развитием деградиационных процессов и приводящие к возникновению аварийных ситуаций. Физический механизм возникновения «информационных признаков» может быть очень сложным и не всегда допускает возможность теоретического описания.

При обнаружении в параметрах ДПЦП изменений («информационных признаков»), последующий контроль сводится к наблюдению развития только «информационных признаков» и появлению существенных изменений в параметрах ДПЦП. Если параметры «информационных признаков» в течение длительного времени не изменяются, то можно говорить о консервации разрушительных процессов и делать «благоприят-

ный прогноз» об исправном функционировании устройства в течение определенного временного промежутка. Если в процессе последовательного контроля наблюдается изменение параметров «информационных признаков», то прогноз исправного функционирования объекта приобретает «неблагоприятное развитие». При достаточно интенсивном изменении параметров «предвестников», особенно если это сопровождается появлением заметных изменений в параметрах ДПЦП ЭО СЭС СН, прогноз становится «существенно неблагоприятным».

Набор физических величин, принимаемых за параметры «информационных признаков» и особенности их изменений являются индивидуальными для каждого типа объекта. Поэтому в общем случае их можно свести к набору условно безразмерных величин и провести анализ общих принципов реализации прогнозирования технического состояния по изменению параметров ДПЦП ЭО СЭС СН.

### Формирование общей структуры системы контроля и прогнозирования

Для последующего формирования методик бесконтактного контроля и прогнозирования технического состояния по изменению параметров ДПЦП ЭО СЭС СН предлагается в структурную схему контроля [8] ввести виртуальный генератор «информационных признаков» (ВГИП) рис 2.

Введение ВГИП позволяет считать, что объект контроля не имеет каких-либо изменений в параметрах ДПЦП ЭО СЭС СН. Накопление



дефектов вследствие внутренних деградиционных процессов в объекте контроля, с помощью набора соответствующих физических механизмов, запускает и управляет работой эквивалентного ВГИП, который с некоторого момента времени начинает вырабатывать сигнал тока определенной формы, складывающийся с потребляемым током, что воспринимается как появление малых изменений в параметрах динамических процессов цепях питания ЭО СЭС СН [11].

ВГИП является условным эквивалентным блоком, не входящим в реальную конструкцию объекта. Фактически он представляет собой материализацию синергетического эффекта

от действия неопределенного числа факторов и процессов, сопровождающих работу объекта контроля в штатном режиме.

На рис. 2: 1 — объект контроля (ЭО СЭС СН); 2 — источник энергии; 3 — генератор «информационного признака»; 4 — управляющие воздействия физическими эффектами; 5 — устройство бесконтактной регистрации параметров динамических процессов в цепи питания ЭО СЭС СН; 6 — блок обработки и отображения информации).

Управляющие воздействия 4 на ВГИП представлены в форме потоков информации, являющейся внутренней для контролируемого ЭО СЭС СН. Для решения задач прогнозирования технического

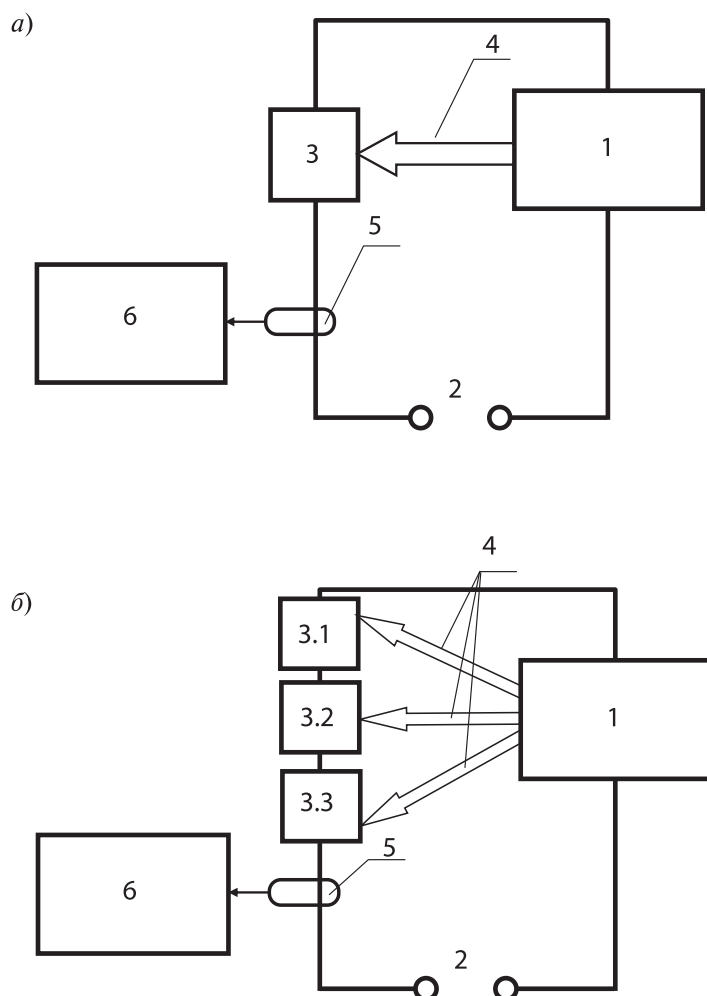


Рис. 2. Структурные блок-схемы введения эквивалентного генератора «информационных признаков»: *а* — генерация «информационного признака» одного типа; *б* — генерация набора «информационных признаков»

состояния достаточно получить информацию о развитии во времени результата действия этих процессов. Данную функцию выполняет ВГИП.

Исследования показывают, что технически целесообразнее для каждого вида «информационного признака» вводить отдельный ВГИП (рис. 2, б). Поэтому, в дальнейшем, при анализе работы системы прогнозирования технического состояния с использованием одного ВГИП будем по умолчанию рассматривать только один «информационный признак». Каждый «информационный признак» может иметь достаточно большое число параметров, по которым можно проследить динамику накопления деградационных процессов. Разделение «информационных признаков» и автоматизация индивидуального прогнозирования осуществляется в блоке обработки и отображения информации (блок 6 на рис. 2)

Рассмотрим, один из вариантов представления структуры виртуального генератора «информационных признаков» для случайного дефекта.

Пусть сигнал основного тока контролируемого объекта в состоянии «норма» имеет вид:

$$i = f_1(t, a, b, c, \dots), \quad (1)$$

где  $a, b, c$  и далее — безразмерные параметры состояния объекта контроля.

Предполагается, что зарождение деградационных процессов приводит к появлению дополнительного тока «информационного признака», который в соответствии со схемой (рис. 2) складывается с основным сигналом и результирующий сигнал тока принимает вид:

$$i = f_1(t, a, b, c, \dots) + \delta f(t, a, b, c, \dots, \alpha, \beta, \dots, t_1, t_2, t_3, \dots) \times [1(t-t_1) - 1(t-t_2)], \quad (2)$$

где  $\delta f(t, a, b, c, \dots, \alpha, \beta, \dots, t_1, t_2, t_3, \dots)$  — «информационный признак»;  $t_1, t_2, t_3$  — временные па-

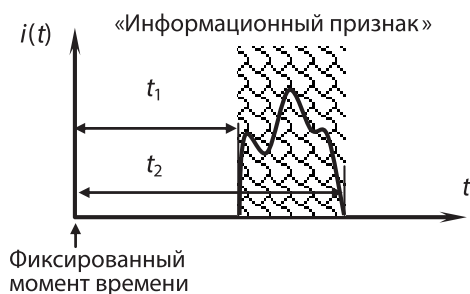


Рис. 3. Временная локализация «информационного признака»

раметры «информационного признака»;  $\alpha, \beta$  — безразмерные амплитудные параметры сигнала генератора «информационных признаков»;  $1(t-t_1)$  и  $1(t-t_2)$  — единичные функции.

В зависимости от конкретного типа объекта, протекающих в нем физических процессов, характера формирования «информационных признаков» и т. п. можно ожидать, что «информационные признаки» должны наблюдаться на определенном временном интервале рис. 3.

Сам информационный признак может представлять собой сигнал достаточно сложной формы. Характеристическими параметрами формы должны быть безразмерные амплитудные параметры сигнала генератора «информационного признака»  $\alpha, \beta$ . Наблюдение за изменением этих параметров «информационного признака» на протяжении некоторого интервала времени позволит осуществить прогнозирование технического состояния ЭО СЭС СН.

Прогнозирование технического состояния ставит своей целью обнаружение изменений определяющего параметра (ОП) на ранних стадиях развития деградационных процессов и определение степени приближения ОП к предельно допустимому значению, которое устанавливается заранее. Важнейшей особенностью решения является получение реальной информации о значении ОП в некоторый момент времени и предсказание его значения через интервал времени  $\Delta t$ . Предсказание значения ОП осуществляется с использованием аппроксимационных моделей развития деградационного процесса. Выбор оптимальной аппроксимации должен быть сделан на основе наблюдения за изменениями ОП, фиксируемого с помощью регистрации параметров ДПЦП ЭО СЭС СН. Поскольку наиболее важным является установление развития процессов отказа в начальный момент, то можно предположить, что они развиваются достаточно медленно. Интервалы времени между последовательным получением измерительной информации могут быть достаточно большими (не обязательно равными), а их значение также может определяться использованной аппроксимационной моделью: чем ближе находится значение ОП к заданному предельному значению, тем меньше этот интервал.

### Заключение

Решение задачи прогнозирования технического состояния возможно при условии одновремен-

ного использования, определяющего параметра, полученного с помощью таблиц измерений параметров динамических процессов в цепях питания ЭО СЭС СН и вероятностно-аналитических моделей развития деградационных процессов.

В связи с тем, что реализация предлагаемого решения основывается на анализе получаемого сигнала об изменении параметров динамических процессов в цепях питания, предлагается под «информативными признаками» понимать определенную особенность измерительного сигнала, которая связана с состоянием контролируемого ЭО СЭС СН.

Для аналитического прогнозирования времени сохранения работоспособности ЭО СЭС СН необходимо использовать статистические модели развития деградационных процессов. В пря-

мом подходе к решению этой задачи необходимо рассмотреть физический механизм образования деградационных процессов в конкретном случае его проявления в измеряемых параметрах динамических процессов в цепях питания, а далее производить сравнение реально имеющих место изменений с предсказываемой аналитической моделью и делать соответствующие выводы.

В тоже время при всей ординарности идеи, данный подход предполагает объемные математические вычисления, а также рассмотрение вопросов унификации существующих аналитических моделей развития деградационных процессов к данному классу объектов контроля, в рамках предложенного решения. Указанные вопросы требуют отдельных исследований и будут рассмотрены авторами в дальнейшем.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Литвинов А. И.** Анализ существующего научно-методического аппарата диагностирования электрооборудования систем электроснабжения военного назначения / Сборник трудов всеармейской научно-практической конференции «Инновационная деятельность в Вооруженных Силах Российской Федерации». — СПб.: ВАС, 2014. — С. 180–185.
2. **Дорошенко Г. П.** Анализ состояния и перспективы развития системы технического обеспечения связи и автоматизации / Г. П. Дорошенко, Е. Б. Харченко, А. В. Чихачев // Сборник трудов научно-практической конференции «Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях». — СПб.: ВАС, 2016. — С. 205–208.
3. **Будко П. А.** Кинетический метод контроля и диагностики технических средств / П. А. Будко, А. И. Литвинов // Мехатроника, автоматизация, управление. — 2014. — № 7. — С. 42–47.
4. **Будко П. А.** Реализация кинетического метода контроля и диагностики технических средств / П. А. Будко, А. М. Винограденко, А. И. Литвинов [и др.] // Мехатроника, автоматизация, управление. — 2014. — № 8. — С. 37–44.
5. **Будко П. А.** Экспериментальные исследования по применению кинетического метода контроля и диагностики технических средств / П. А. Будко, А. М. Винограденко, А. И. Литвинов // Мехатроника, автоматизация, управление. — 2014. — № 9. — С. 53–58.
6. **Будко П. А.** Методы контроля технического состояния сложных технологических объектов на основе бесконтактного способа диагностирования / П. А. Будко, В. Ю. Ткаченко, Б. Абуйлы, А. Е. Жолдасова // Сборник трудов научно-технической конференции «Интегрированные системы управления». — Ульяновск: ФНПЦ АО «НПО «Марс», 2016. — Ч. 1. — С. 71–80.
7. **Будко П. А.** Бесконтактный контроль и идентификация технического состояния электрооборудования систем электроснабжения промышленных комплексов / П. А. Будко, А. И. Литвинов // Датчики и системы. — 2014. — № 8. — С. 5–11.
8. **Будко Н. П., Будко П. А., Литвинов А. И., Винограденко А. М.** Способ и устройство автоматизированного контроля технического состояния электрооборудования: патент на изобретение 2548602 РФ: МПК G01R19/00; заявитель и патентообладатель СПб.: ВАС. — 2014106259; заявл. 19.02.2014; опубл. 20.04.2015, бюл. № 11. — 24 с.: ил. 9.
9. **Винограденко А. М.** Способ мониторинга предаварийного состояния контролируемых объектов / А. М. Винограденко, П. А. Будко, А. С. Юров, А. И. Литвинов // Датчики и системы — 2014. — № 9. — С. 8–14.
10. **Будко П. А.** Метод бесконтактного мониторинга технического состояния электрооборудования систем электроснабжения промышленных комплексов / П. А. Будко, А. И. Литвинов // Двенадцатое всероссийское совещание по проблемам управления 2014. Москва, 16–19 июня 2014 г.: труды. [Электронный ресурс]. М.: Институт проблем управления имени В. А. Трапезникова РАН, 2014. — С. 7001–7011.
11. **Будко П. А.** Модель неразрушающего контроля технического состояния сложных технологических объектов / П. А. Будко, А. И. Литвинов, В. Ю. Ткаченко, Б. Абуйлы // Сборник трудов научно-технической конференции «Интегрированные системы управления». Часть 1. — Ульяновск: ФНПЦ АО «НПО «Марс», 2016. — С. 81–90.
12. **Панин В. В.** Измерение импульсных магнитных и электрических полей / В. В. Панин, Б. М. Степанов. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.
13. **Тихонов В. И.** Марковские процессы / В. И. Тихонов, М. А. Миронов. — М.: Сов. радио, 1977. — 488 с.
14. **Филиппов Е.** Нелинейная электротехника. — М.: Энергия; 1968. — 504 с.

*А. А. Миронов*

Инженер первой категории ПАО «Интелтех», кандидат технических наук, доцент

*Н. Л. Томилин*

Ведущий инженер ПАО «Интелтех», кандидат технических наук

## АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ СТЕГОСИГНАЛА ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРОВ СЕТЕВОГО IP ПРОТОКОЛА

**АННОТАЦИЯ.** Дается краткий анализ возможностей скрытой передачи информации с использованием штатных средств защищенных мультисервисных IP сетей и общий подход к обеспечению защиты от формирования стегосигнала при передаче информации.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** стеганография, стегосигнал, эхо-запросы ping, IP –пакет, специальное программное обеспечение

### Введение

К числу основных параметров IP протокола, посредством которых возможно формировать стегосигнал при передаче информации, следует отнести:

- манипуляция длиной пакетов («морзянка пакетов»);
- манипуляция длиной заголовка пакета (частный случай «морзянки»);
- непосредственное кодирование бит в полях заголовка, неиспользуемых в ходе информационного обмена;
- изменение отдельных бит заголовка по заранее известному закону («моргание» битами);
- манипуляция количеством посланных эхо-запросов ping.

**Примечание:** стегосигнал от слова «стеганография» (от греч. *στεγανός* «скрытый» + *γράφω* «пишу»; написание букв, «тайнопись») — способ передачи или хранения информации с учетом сохранения в тайне самого факта такой передачи (хранения).

Рассмотрим каждый вариант стегосигнала в отдельности.

### 1. Манипуляция длиной пакетов («морзянка» пакетов)

Способ тайной передачи информации путем изменения длин передаваемых пакетов по заранее известному закону.

Одним из примеров такого закона является код Морзе. В этом случае короткий пакет является «точкой», а длинный пакет — «тире». Аварийный сигнал SOS, передаваемый кодом Морзе имеет вид: ... --- ... (3 «точки» — 3 «тире» — 3 «точки»). Этот же сигнал, переданный посредством IP пакетов с использованием «морзянки пакетов» может выглядеть следующим образом: IP-пакет [500 байт] — IP-пакет [500 байт] — IP-пакет [500 байт] — IP-пакет [1500 байт] — IP-пакет [1500 байт] — IP-пакет [1500 байт] — IP-пакет [1500 байт] — IP-пакет [500 байт] — IP-пакет [500 байт] — IP-пакет [500 байт]. Естественно, все пакеты однозначно определяются как принадлежащие одному сеансу передачи информации.

Законы формирования «морзянки» могут быть различными и зависят только от воображения и способностей разработчика. Чем сложнее применяемый для стегосигнала алфавит, тем выше вероятность скрыть его в передаваемой информации.

Реализация данного способа требует обязательного наличия на сторонах передачи и приема специального программного или аппаратно-программного обеспечения, которое непосредственно будет осуществлять перехват пакетов и их модуляцию по заранее заложенному закону.

Способы борьбы с «морзянкой пакетов»:

- выравнивание длин пакетов на границе с транспортной сетью — технический способ;
- осуществление контроля за внедрением специального программного (аппаратно-программного) обеспечения (СПО, САПО) в тракт передачи пакетной информации — административно-технологический способ.

На самом деле, исходя из обязательности наличия СПО (САПО), реализация данного способа достаточно затруднительна, так как СПО можно внедрить только на автоматизированном рабочем месте должностного лица (АРМ ДЛ). В сетевое оборудование внедрение практически маловероятно, по причине закрытости программного обеспечения самого оборудования. АРМ ДЛ специального назначения, в свою очередь, имеют средства защиты от установки посторонних программных продуктов. В случае установки САПО сложностей возникает еще больше, так как требуется включение САПО непосредственно в тракт, с обеспечением доступа к нему для ввода передаваемой (модулирующей) информации. В таком случае, устройство может быть обнаружено визуально.

## 2. Манипуляция длиной заголовка пакета (частный случай «морзянки»)

Способ, отличающийся от первого только тем, что манипуляциям подвергается только длина заголовка за счет поля *IP* пакета — «параметры и выравнивание (*Options&Padding*)». В этом случае длина заголовка *IP* пакета может варьироваться от 20 байт (минимальное значение) до 60 байт (максимальное значение). Реализация данного способа намного сложнее первого, а с учетом того, что не все сетевое оборудование (в частности, маршрутизаторы) могут обрабатывать пакеты с длиной заголовка более 20 байт, то и вовсе маловероятно.

Способы борьбы аналогичны «морзянке пакетов».

## 3. Непосредственное кодирование бит в полях заголовка, неиспользуемых в ходе информационного обмена

Данный способ заключается в скрытой передаче информации посредством кодирования бит полей заголовка, незадействованных в передаче пакетов. К таким битам можно отнести:

- поле *TOS* (*type of service* — тип сервиса), биты 7–8 (как зарезервированные в большинстве случаев);
- поле *TTL* (*time to live* — время жизни пакета), биты 1–3 (так как, чаще всего *TTL* устанавливается не более 32);
- поле *Options&Padding* (параметры и выравнивание), фактически можно использовать все биты, хотя есть ограничения. Количество бит в этом случае может быть до 320 (40 байт по 8 бит).

Данный способ, как и все остальные, требует наличия СПО (САПО) и, в ряде случаев, не гарантирует доставки скрываемой информации, так как на промежуточных узлах сети оборудование может полностью изменять содержание указанных полей (в частности, маршрутизаторы могут изменять поле *TTL*, устанавливая свое значение (помимо уменьшения на единицу), а криптомаршрутизаторы могут устанавливать значение поля *TOS* в «неопределенность»). Пакеты с полем *Options&Padding* могут вообще отбрасываться рядом сетевого оборудования.

Способы борьбы:

- явная установка на граничном с транспортной сетью устройстве значений бит полей *TTL* и *TOS*;
- запрет обработки на граничном устройстве и транзитных узлах пакетов с полем *Options&Padding* (этот же способ является одним из основных в случае «морзянки» заголовка пакета).

В целом, способ требует больших трудозатрат и, с большой долей вероятности, не обеспечивает доставку информации нарушителю.

## 4. Изменение отдельных бит заголовка по заранее известному закону («моргание» битами)

Является частным случаем третьего способа. Отличается тем, что кодируется не группа бит вышеуказанных полей заголовка, а осуществляется манипуляция одним конкретным битом вышеуказанных полей в потоке пакетов. Например, значение 7 бита поля *TOS* в 3-х первых пакетах

будет равно «0», затем в 3-х последующих «1» и в следующих 3-х пакетов опять равны «0». На приемной стороне получим последовательность 000–111–000, то есть аварийный сигнал *SOS*. По сути данный способ является прямой реализацией бинарного кода Морзе одним битом заголовка.

Реализация и способы противодействия аналогичны способу 3.

### 5. Манипуляция количеством посланных эхо-запросов *ping*

Способ, не требующий на передающей стороне СПО (САПО), легко реализуемый (так как любое сетевое оборудование и любая операционная система имеют такой функционал), заключающийся в передаче скрываемой информации комбинаций посылок эхо-запросов типа *ping*. Подавляющее большинство сетевого оборудования и операционных систем позволяют устанавливать количество посылок *ping* от 1 до 255, что и позволяет использовать данный способ при передаче информации. Например, совокупность команд *Linux*-подобной ОС:

```
$ping — c 3 < IP-адрес получателя >
```

```
пауза 10 сек.
```

```
$ping — c 6 < IP-адрес получателя >
```

```
пауза 10 сек.
```

```
$ping — c 3 < IP-адрес получателя >
```

приведет к тому, что получающая сторона увидит комбинацию: 3 *ping*-пакета, пауза 10 сек, 6 *ping*-пакетов, пауза 10 сек, 3 *ping*-пакета.

При заранее установленном алфавите комбинаций *ping*-проб получатель получит сигнал *SOS*.

Бороться с таким каналом утечки информации возможно простым запретом передачи

и обработки *ping*-проб на всех типах сетевого оборудования. Но, как показывает практика, посылка *ping*-проб является единственным способом проверки доступности сетевого оборудования и канала для администраторов сети и данную блокировку чаще всего снимают.

### Выводы

1) Формирование стегосигнала посредством управления параметрами *IP* пакета является достаточно сложной технологией, требующей от нарушителя максимальных прав доступа к передаваемой информации, оборудованию и тракту ее прохождения. Также требует наличия специального программного продукта и хорошего уровня знаний операционных систем, сетевого оборудования и функционирования сетевых протоколов. В системах с высокими требованиями по информационной безопасности, тем не менее, должны быть предусмотрены организационные и технические меры, исключающие возможность нарушителю формировать стегосигнал при передаче информации.

2) Формирование стегосигнала посредством *ping*-проб требует доступа к сетевому оборудованию (но не обязателен максимальный уровень прав доступа), Он не требует специального программного обеспечения СПО (САПО) и высокого уровня подготовки нарушителя. Противодействовать данному способу утечки тайной информации значительно проще, так как любое сетевое оборудование и любая операционная система имеют возможность блокировать отправку и обработку *ping*-проб.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Ричард СтивенсУ. Протоколы TCP/IP. Практическое руководство. — СПб.: «Невский Диалект» — «БХВ-Петербург». 2003 г.

2. Таненбаум Э., Уэзеролл А. Компьютерные сети. — СПб.: Питер, 2017.

*А. А. Мусеев*

Кандидат военных наук, профессор, заместитель начальника центра ПАО «Интелтех»

*А. В. Чуев*

Кандидат технических наук, доцент, начальник отдела ПАО «Интелтех»

*А. А. Киселев*

Кандидат технических наук, доцент, начальник сектора ПАО «Интелтех»

## КАЧЕСТВО ВОЕННОЙ СВЯЗИ КАК СОВОКУПНОСТЬ ЕЕ ОСНОВНЫХ СВОЙСТВ

**АННОТАЦИЯ.** В статье представлены основные свойства военной связи, которые обуславливают ее пригодность удовлетворять потребностям пользователей в соответствии с ее основным предназначением, что позволяет оценить ее качество.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** качество связи, своевременность военной связи, достоверность военной связи, безопасность военной связи, непрерываемость военной связи.

### Введение

Одной из важнейших и основных характеристик сети военной связи является качество предоставляемых пользователю (абоненту) услуг, которое регламентируется различными стандартами и нормативными документами.

В ходе создания (проектирования, планирования), модернизации сети связи требования по качеству связи должны задаваться, как правило, техническим заданием на сеть или ее элементы. Практический опыт показывает, что не всегда заказчик, а также и разработчик имеют четкое представление о конечном результате организации работ по созданию сети военной связи, как объекта, обеспечивающего предоставление связи с заданным качеством.

Качество связи, с точки зрения пользователя (абонента), можно оценить при рассмотрении ее основных свойств.

Любое явление, процесс, система (ее элемент) или объект обладают определенной совокупностью характерных признаков (свойств), определяющих их сущность. Эта совокупность обуславливает различие или сходство объекта исследования с другими объектами и проявляется

при взаимодействии с ними, то есть представляет собой перечень свойств, который позволяет характеризовать объект со всех сторон.

Достаточно полную и объективную оценку свойств любого объекта дают его количественные и качественные характеристики. Количественной характеристикой свойства является параметр, а качественной — показатель. Зависимость количественных и качественных характеристик свойства выражается через критерий его оценки. Под критерием понимают количественную меру оценки свойства процесса (объекта), определяемую путем сравнения вычисленного параметра данного показателя с требуемым (нормируемым) (рис. 1). Применение критериев оценки позволяет делать вывод о соответствии свойств объекта исследования заданным, что является основой для принятия управленческого решения.

Военная связь как процесс доставки сообщений также обладает совокупностью определенных *свойств, которые обуславливают ее пригодность удовлетворять потребностям пользователей в соответствии с ее основным предназначением.*

Эти свойства характеризуют качество военной связи и ее отличие от других видов связи.

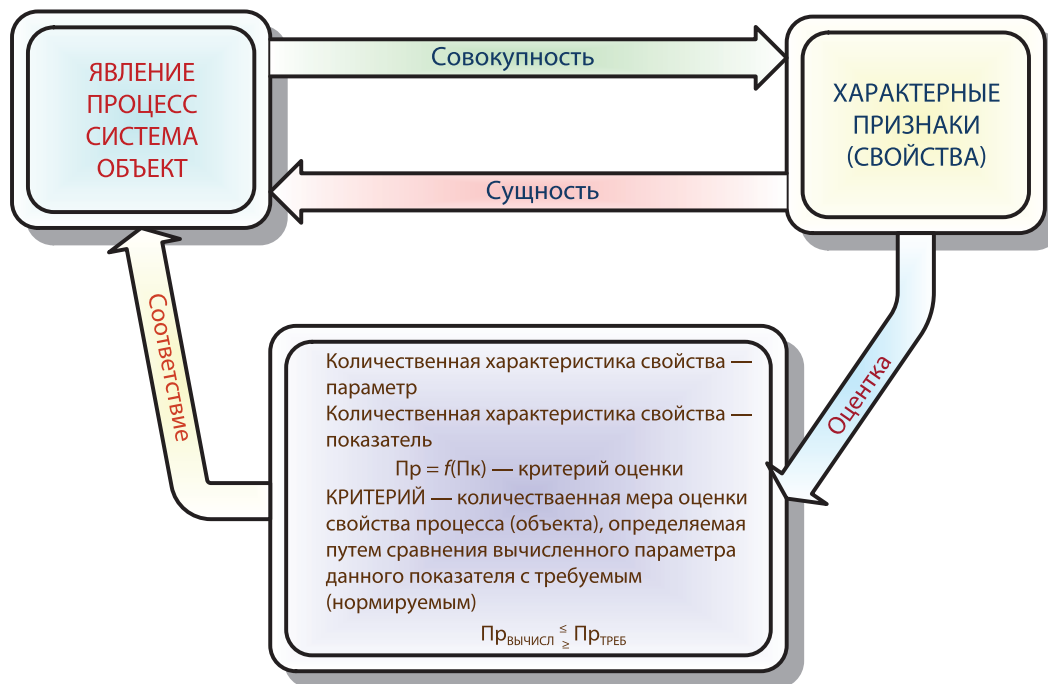


Рис. 1. Определение существенных свойств явления, процесса, системы, объекта

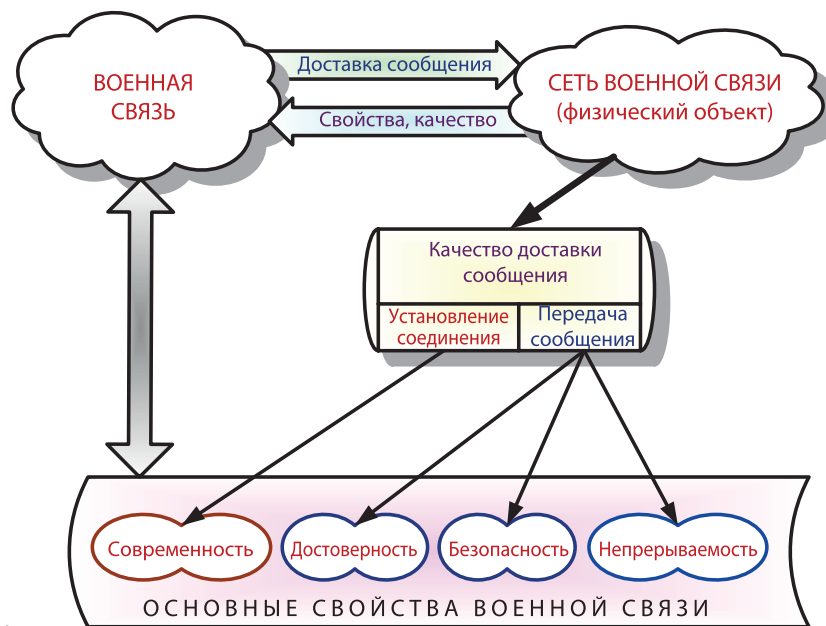


Рис. 2. Свойства военной связи

В ходе организации военной связи, как и любой другой связи, доставка сообщений практически невозможна без использования определенных специальных технических средств и комплексов, объединенных в различные сети

связи [1]. Поэтому сеть связи как физический объект, предопределяет основные свойства военной связи и ее качество.

Так как динамика функционирования любой сети связи состоит в непрерывном обслу-



живании потока заявок (вызовов, телеграмм, сообщений и т. п.), поступающих от пользователей (абонентов) на вход сети связи, то качество военной связи определяется характеристиками доставки каждого отдельного сообщения (качеством доставки) и обслуживания потока заявок (качеством обслуживания).

Качество доставки единичного сообщения до пользователя (абонента) является результатом функционирования множества элементов сети связи под воздействием обслуживающего систему связи персонала при установлении соединения и передачи сообщения. То есть, связь как процесс доставки единичного сообщения от пользователя (абонента) к пользователю (абоненту) состоит из процессов установления соединения и передачи сообщения.

При этом качество процесса установления телекоммуникационного соединения характеризуется [2, 3] *своевременностью* военной связи, а качество собственно передачи сообщения — *достоверностью, безопасностью и непрерываемостью* военной связи (рис. 2).

Оценка качества доставки сообщения осуществляется с помощью физических характеристик, связывающих параметры системы передачи сообщений с результатами функционирования сети связи, таких, например, как точность воспроизведения переданных сообщений, степень их защищенности от различных угроз и других. Подобная оценка качества обычно производится при установленном телекоммуникационном соединении.

Качество обслуживания потока заявок (вызовов) определяется количеством абонентских и коммутационных устройств сети связи, ее канальной емкостью, интенсивностью общения пользователей (абонентов) в сети связи (нагрузкой), принятыми системами обслуживания пользователей (абонентов), способами составления соединений. Оценка качества функционирования сети военной связи по обслуживанию потока заявок производится по отношению числа задержанных в процессе обслуживания заявок к общему их количеству (потери сообщения), а также по производным от этой величины показателям — интенсивности обслуживания, среднему времени ожидания обслуживания, коэффициенту готовности по нагрузке и т. д.

Приведенные характеристики для конкретных технических систем описываются теорией массового обслуживания и не используются при

рассмотрении процессов доставки сообщения, являющихся основными вопросами организации и обеспечения военной связи.

Таким образом, военная связь предоставляет пользователям (абонентам) возможность своевременного, достоверного, безопасного и непрерываемого общения между собой.

## 1. Своевременностью военной связи

Под *своевременностью военной связи* принято понимать ее способность обеспечивать передачу (доставку) сообщений в заданные (установленные, нормативные) сроки.

Своевременность связи характеризуется временем установления соединения ( $t_{уст}$ ) и допустимым его значением ( $t^*$ ), превышение которого может привести к возможной потере ценности информации, содержащейся в сообщении. Своевременность связи может иметь статистическую или вероятностную характеристику.

В общем случае показателем своевременности является время установления соединения ( $t_{уст}$ ), определяемое временем ожидания пользователем (абонентом) соединения ( $t_{ож}$ ) и временем непосредственного предоставления установленного соединения ( $t_{пред}$ ):

$$t_{уст} = t_{ож} + t_{пред} \quad (1)$$

Оценить своевременность военной связи можно путем сравнения времени установления соединения с допустимым (нормируемым) временем ( $t_{уст}^*$ ), задаваемым нормативными документами для конкретной сети военной связи. Критерием оценки в этом случае является выражение

$$t_{уст} \leq t_{уст}^* \quad (2)$$

Для телефонной связи своевременность зависит от способов составления соединений при установлении связи и принятого порядка обслуживания пользователей (абонентов).

Для документальной связи время установления соединения для передачи сообщения включает время вручения и регистрации сообщения, время преобразования его к удобному для передачи виду и время возможного предварительного шифрования, а также время ожидания в очереди для передачи сообщения требуемому пользователю (абоненту).

Показатели своевременности связи необходимо учитывать при анализе и синтезе сетей военной связи.

Следовательно, своевременность связи является характеристикой процесса установления соединения при доставке сообщения.

## 2. Достоверность военной связи

Качество собственно процесса передачи сообщения, как было указано ранее, характеризуется достоверностью, безопасностью и непрерываемостью.

Под *достоверностью военной связи* принято понимать ее способность обеспечивать с заданной точностью воспроизведение передаваемых сообщений в пунктах приема.

Достоверность определяется отношением правильно принятых элементов сообщения к общему количеству переданных и характеризуется разборчивостью, вероятностью ошибок и другими показателями.

С целью учета специфики отдельных видов электросвязи используются различные частные показатели достоверности.

Нормативный (эталонный) уровень качества устанавливается таким образом, чтобы при приеме можно было восстановить не только смысл переданного сообщения, но и основные физические его свойства — громкость, тембр голоса, разборчивость речи и др.

Естественно, что каждое сообщение имеет бесчисленное количество различных свойств (оттенки голоса, особенности почерка, используемая бумага и т. д.), воспроизвести которые полностью при приеме, как правило, не представляется возможным, то есть на практике допускают некоторые потери свойств сообщений, но без ущерба для их основного содержания.

Так, при передаче разговоров ограничивается полоса частот, что приводит к потере некоторых оттенков голоса, но при этом сохраняются основные интонации, позволяющие абонентам узнавать друг друга.

При передаче телеграфных и факсимильных сообщений нельзя определить тип бумаги, на которой было написано исходное сообщение, но сохраняются текст сообщения и его стилистические особенности. Поэтому достоверность связи нормируется не из прямого сопоставления оригинала и его воспроизведенной копии, а с учетом возможностей, предоставляемых конкретным видом связи, и используемых технических средств, то есть с некоторыми потерями информации передаваемых сообщений.

Нормативы устанавливаются исходя из наилучших условий функционирования сети связи, поэтому превышение максимально допустимого или снижение минимально допустимого норматива приводит к нарушению качества передачи сообщений по каналам связи.

Достоверность речевых (телефонных) сообщений определяется в основном качеством разговорного тракта, то есть характеристиками канала связи (канала передачи), влияющими на степень вносимых в передаваемое речевое сообщение искажений, величиной затухания уровня сигнала между разговаривающими абонентами, уровнем окружающего шума, а также особенностями речи и слуха абонентов.

Кроме того, общаясь по каналу, военные абоненты связи, по возможности, должны узнавать друг друга, выделять особенности голоса, дикции, а не только разбирать передаваемую речь.

Используя криптографические способы защиты информации, не представляется возможным полностью восстановить все оттенки речи при приеме сообщения, поэтому воспроизведенные элементы речи (их разборчивость, громкость, интонацию, тембр) можно оценивать только с относительной точностью.

Основным показателем достоверности телефонной связи при приеме речевых сообщений служит артикуляция ( $A$ ), или разборчивость:

$$A = \frac{M_0}{M}, \quad (3)$$

где  $M_0$  и  $M$  — количество правильно принятых и количество переданных элементов речи соответственно.

Существует два подхода к определению артикуляции речи — вероятностный и статистический.

При вероятностном подходе рассматриваются вероятности правильного приема форманты (звука, слога, слова, фразы), которые являются выражением их артикуляции.

При статистическом подходе артикуляция понимается как отношение правильно воспринятых на приемном конце формант, звуков, слогов, слов, фраз к общему числу переданных.

Учитывая, что все виды артикуляции связаны между собой, практически не имеет значения, каким из них пользоваться для оценки достоверности речи. Обычно при передаче речи только фразы содержат в себе законченную мысль, и поэтому именно фразовая артикуляция (раз-

борчивость) наиболее часто применяется для оценки достоверности телефонных сообщений. Однако слоговая разборчивость определяет собой естественность звучания речи а, следовательно, является более жестким показателем достоверности военной связи.

Показателем достоверности факсимильной и видеотелефонной связи является вероятность опознавания передаваемых образов (букв, знаков и т. п.), расположенных на площади детального участка репродукции:

$$P_{\text{опозн}} = \lim_{Z \rightarrow \infty} \frac{Z_{\text{опозн}}}{Z}, \quad (4)$$

где  $Z_{\text{опозн}}$  и  $Z$  — число правильно опознанных и число переданных образов (элементов графики, букв, знаков) соответственно.

При передаче данных оператор (абонент) не может непосредственно убедиться в соответствии принятого сообщения переданному (в отличие от телефонного разговора) без применения каких-либо специальных устройств. К тому же передача может осуществляться с высокой скоростью, а данные, поступающие по каналу связи, содержать ценную информацию, искажение которой недопустимо. Поэтому к качеству передачи данных предъявляются более жесткие требования, чем к телефонной связи, а системы передачи данных должны обеспечивать более высокую достоверность принятой информации. Кроме того, в передаваемом сообщении вследствие различных мешающих воздействий могут возникнуть определенные ошибки (сбои). Если в пункт приема поступит информация, не полностью соответствующая переданной, то вся дальнейшая обработка данных может потерять смысл.

Достоверность документальной связи принято оценивать отношением количества ошибочно принятых (искаженных, не принятых) элементов сообщения ( $N_{\text{ош}}$ ) к общему количеству переданных элементов ( $N$ ):

$$k_{\text{ош}} = \frac{N_{\text{ош}}}{N}. \quad (5)$$

Это отношение называют коэффициентом ошибок (коэффициентом недостоверности),  $k_{\text{ош}}$ .

Аналогично можно определить коэффициент достоверности ( $k_{\text{д}}$ ) как отношение числа правильно принятых элементов сообщения к общему числу переданных:

$$k_{\text{д}} = \frac{N_{\text{пр}}}{N}. \quad (6)$$

Поскольку  $N_{\text{ош}} + N_{\text{пр}} = N$ , то  $k_{\text{ош}} + k_{\text{д}} = 1$ .

При ограниченном времени передачи величина  $k_{\text{ош}}$  является случайной и зависит от интервала наблюдения. Если же общее время передачи информации достаточно велико, то коэффициент недостоверности можно считать близким к вероятности ошибки приема одного элемента сообщения  $P_{\text{ош}}$ . Поэтому часто достоверность документальной связи ( $Q$ ) оценивается вероятностью ошибочного приема одного элемента сообщения, то есть отношением числа искаженных элементов сигнала ( $N_{\text{ош}}$ ) к общему числу переданных элементов ( $N$ ):

$$P_{\text{ош}} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N_{\text{ош}}}{N}. \quad (7)$$

Зная вероятность ошибки ( $P_{\text{ош}}$ ), можно получить значение достоверности документальной связи ( $Q$ ):

$$Q = 1 - P_{\text{ош}}. \quad (8)$$

Таким образом, требования к достоверности передачи в основном зависят от конкретного назначения системы связи. Иногда оказывается достаточной вероятностью ошибки порядка  $10^{-4}$ , то есть допускается ошибка при приеме одного знака из десяти тысяч переданных. Однако, очень часто требуется значительно меньшая вероятность ( $10^{-5} - 10^{-8}$ ). При передаче данных для некоторых категорий пользователей вероятность ошибки на знак не должна превышать  $P_{\text{ош}} \leq 10^{-9}$ . Такой же уровень требований выдвигается системой управления к вероятности потери сообщения (передачи сообщения или его части не по адресу).

### 3. Безопасность военной связи

Специфической особенностью качественных свойств военной связи является защита от возможных угроз пользователей в процессе передачи сообщений, т. е. безопасность.

В общем случае безопасность военной связи определяется состоянием защищенности от различных угроз процесса доставки сообщений и собственно сообщений при их передаче. Поэтому при описании свойств военной связи, с точки зрения ее безопасности, традиционно рассматривался процесс защиты информации, содержащейся в сообщениях, при их передаче (обработке) в сетях связи.

Защищенность от угроз, приводящих к нарушениям или срывам процессов установления

связи и передачи сообщений, описывается такими свойствами связи, как своевременность, достоверность и непрерываемость.

Таким образом, под *безопасностью военной связи* понимается состояние защищенности информации (сохранение ее в тайне и целостности), содержащейся в сообщениях при их передаче (приеме, обработке) в сетях связи.

Безопасность как свойство связи определяется интегральным показателем, характеризующим процесс передачи сообщения с точки зрения защиты абонента связи (пользователя) от возможных угроз:

- несанкционированного получения, размножения (копирования, тиражирования) и использования информации лицами, не имеющими на это соответствующих полномочий;
- нарушения физической целостности информации в сообщении, то есть искажения или уничтожения элементов этой информации;
- ввода ложной информации в сообщение или несанкционированной модификации передаваемой информации.

Частными показателями безопасности военной связи ( $B_{BC}$ ) являются:

- вероятность дешифрования перехваченного сообщения и получения содержания передаваемой информации ( $P_{деш}$ );
- вероятность несанкционированного доступа к содержанию передаваемой информации в процессе ее обработки, передачи и хранения ( $P_{нсд}$ );
- вероятность ввода в сеть связи ложной информации ( $P_{л.инф}$ ).

То есть безопасность военной связи можно представить в виде функции

$$B_{BC} = f(P_{деш}, P_{нсд}, P_{л.инф}). \quad (9)$$

Вероятность дешифрования перехваченного сообщения — это вероятность того, что время дешифрования перехваченного сообщения ( $t_{деш}$ ) будет менее допустимого времени ( $t_{деш}^*$ ), определяемого ценностью передаваемой информации:

$$P_{деш} = P(t_{деш} < t_{деш}^*). \quad (10)$$

Вероятность дешифрования сообщения, как правило, оценивается криптостойкостью применяемых шифрсредств и шифрдокументов. Криптостойкость шифрсредств и шифрдокументов зависит в основном от уровня развития криптографии в стране, а при организации и обеспечении военной связи она определяется комплексом организационных и технических мероприятий.

Вероятность несанкционированного доступа к содержанию передаваемой информации — это вероятность того, что время доставки сообщения ( $t_{дост}$ ) превышает время обеспечения защиты от угроз процесса доставки передаваемого сообщения:

$$P_{нсд} = P(t_{дост} > t_{заш}). \quad (11)$$

Вероятность ввода в систему связи ложной информации — вероятность того, что пользователям может быть предоставлена преднамеренно либо непреднамеренно искаженная (ложная) информация. Данный показатель характеризует имитостойкость связи. Он количественно не оценивается и может задаваться вероятностью ввода ложной информации ( $P_{л.и}$ ) при разработке (модернизации) конкретных сетей военной связи.

Таким образом, суммарный (интегральный) показатель качества военной связи по критерию ее безопасности может быть представлен в виде

$$B_{BC} \geq B_{BC}^*. \quad (12)$$

Безопасность связи обеспечивается комплексным использованием всех способов и средств защиты информации, которые реализуются в зависимости от конкретных условий и задач выполнением организационно-технических, воспитательных, оперативных и других мероприятий.

#### 4. Непрерываемость военной связи

Под *непрерываемостью военной связи* понимают ее способность обеспечивать сохранность установленного в конкретных условиях соединения в течение периода времени, необходимого для передачи сообщения.

Непрерываемость связи характеризуется отсутствием преждевременного разъединения установленного соединения в процессе передачи сообщения и определяется коэффициентом непрерываемости:

$$K_{непр} = 1 - \frac{t_{перп}}{t_{прд}}, \quad (13)$$

где  $t_{перп}$  — общее время возможных прерываний установленного соединения,  $t_{прд}$  — общее время передачи сообщения (обмена сообщениями).

При увеличении времени обмена информацией коэффициент непрерываемости стремится к ве-

роятности непрерывного обмена информацией ( $P_{\text{непр}}$ ) от момента установления соединения (начала передачи сообщения) до окончания передачи:

$$P_{\text{непр}} = 1 - \lim_{t_{\text{зад}} \rightarrow \infty} \frac{t_{\text{прер}}}{t_{\text{прд}}}, \quad (14)$$

то есть непрерываемость установленного соединения — это вероятность того, что передача любого сообщения при установленном коммутируемом соединении будет осуществляться без перерывов в течение заданного временного интервала:

$$P_{\text{непр}}(t_{\text{прер}} \leq t_{\text{прер}}^*). \quad (15)$$

Для телефонной связи преждевременное разъединение установленного соединения определяется как прерывание разговора. Соединение может быть прервано полностью (в этом случае для дальнейшей передачи сообщения требуется восстановление ранее установленного соединения абонентом, оператором) или кратковременно, когда происходит так называемый «сбой» в канале связи, не приводящий к нарушению установленного соединения.

Так, для ЕСЭ России на телефонной сети общего пользования под прерыванием принято понимать один сбой длительностью более 10 с или несколько сбоев длительностью менее 10 с, если произведение средней длительности каждого из них на частоту появления сбоев (т. е. среднее число сбоев в секунду) превышает 0,005. Допустимая вероятность преждевременного разъединения установленного соединения на этой сети составляет  $27 \cdot 10^{-5}$ , то есть на 100 минут непрерывно передаваемых сообщений допускаются прерывания общей длительностью 1,2 с.

На сетях телефонной связи  $t_{\text{прер}}^*$  определяется в основном техническими характеристиками аппаратуры шифрования, установленной на каналах связи.

Для документальной связи непрерываемость характеризуется особенностями установления, коммутации (маршрутизации), возможного хранения, обработки, доставки и предоставления сообщений, характерными для каждой службы

переноса или телеслужбы электросвязи. Кроме того, эти особенности в значительной мере определяются принятыми принципами и способами организации связи.

При передаче документальных сообщений в коммутируемых сетях связи с обеспечением обмена информацией между абонентами в реальном масштабе времени порядок оценки непрерываемости аналогичен порядку, приведенному для телефонной связи.

Таким образом, непрерываемость характеризует процесс передачи сообщений без прерывов, т. е. без нарушения установленного соединения.

Точность же воспроизведения переданных сообщений, подверженных сбоям, не приводящим к нарушению установленного соединения, характеризуется достоверностью связи.

Необходимо отметить, что для пользователя (абонента) не представляет интерес, каким образом было передано сообщение, в большей степени его интересует возможность использования (доступность) различных услуг связи. Качество услуг, предоставляемых пользователю (абоненту) сетью связи, определяется ее разветвленностью, доступностью и удобством пользования различными средствами связи.

### Заключение

Представленные основные свойства военной связи позволяют оценить качество военной связи  $K_{\text{ВС}}$  как кортеж показателей своевременности  $C_{\text{ВС}}$ , достоверности  $D_{\text{ВС}}$ , безопасности  $B_{\text{ВС}}$  и непрерываемости  $T_{\text{ВС}}$ :

$$K_{\text{ВС}} = \langle C_{\text{ВС}}, D_{\text{ВС}}, B_{\text{ВС}}, T_{\text{ВС}} \rangle. \quad (16)$$

С точки зрения системного подхода, показанные в исследовании основные свойства военной связи не являются исчерпывающими и окончательными, их перечень и показатели можно считать открытыми, т. е. в зависимости от рассматриваемой конкретной сети военной связи они могут добавляться, изменяться или устраняться.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Моисеев А.А., Чуев А.В., Салюк Д.В., Киселев А.А. Ифокоммуникационная сеть, как объект системного анализа // Техника средств связи. 2019. № 1. С. 150-158.

2. Бартошевич А. В. и др. Управление и средства связи. — Минск: БНТУ, 2014. — 64 с.

3. Министерство связи и массовых коммуникаций Российской Федерации. Концепция управления качеством связи в РФ. Проект. — М., 2015. — 63 с.

*С. И. Севастьянов*

Кандидат технических наук, начальник сектора ПАО «Интелтех»

## К ВОПРОСУ О КЛАССИФИКАЦИИ СТЕНДОВЫХ И ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ БАЗ ОРГАНИЗАЦИЙ ОБОРОННО-ПРОМЫШЛЕННОГО КОМПЛЕКСА

**АННОТАЦИЯ.** В статье рассматривается подход к систематизации научно-экспериментальной и стендовой базы организаций оборонно-промышленного комплекса. Предлагается уточненная классификация стендовых и испытательных баз организаций оборонно-промышленного комплекса в части связи и автоматизации управления.

Согласно [1] государственные испытания опытных образцов изделий могут проводиться на испытательных полигонах, в специализированных институтах и испытательных центрах (далее — полигонов) заказчика; в войсках; на лабораторных базах, полигонах, в испытательных центрах промышленности.

В целом в различных испытаниях опытных образцов на объектах заказчика и промышленности могут быть использованы: вычислительные комплексы, стенды, комплексные стенды, территориально-распределенные стенды; сформированы: опытные участки, опытные фрагменты и опытные районы; подключены: лабораторные базы, испытательные полигоны, специализированные институты и испытательные центры, реальные объекты заказчика (натурные испытания), а также центры автоматизации управления проведением комплексных исследований или испытаний по ряду направлений, или отдельному направлению. Развитие стендовых баз и полигонов оборонно-промышленного комплекса (ОПК) рассматривается в [2], где:

показана необходимость перехода существующей совокупности стендовых баз и полигонов, как результат накапливаемых количественных изменений в ней и в системе испытаний в целом, в новое качество — экспериментально-испытательная база (ЭИБ) ОПК;

исследованы основные отличительные свойства и показатели экспериментально-испытательной базы ОПК в части связи и автоматизации управления;

отмечается потребность в уточнении классификации стендовых и испытательных баз организаций оборонно-промышленного комплекса в части связи и автоматизации управления, что и является целью данной статьи.

В методических рекомендациях по проведению мониторинга научно-экспериментальной и стендовой базы организаций оборонно-промышленного комплекса (НЭСБ), в целях систематизации и выработки единых методологических подходов организации мониторинга, требования к объектам НЭСБ распределены по группам [3].

Первая группа — определяет функциональные требования к объекту НЭСБ.

Вторая группа — характеризует стоимостные показатели и документальное оформление объектов НЭСБ. При этом документальное оформление объектов НЭСБ, разделенных на три категории объектов, проводится в соответствии с действующим законодательством по сертификации, лицензированию и паспортизации объектов собственности.

Выполненный автором анализ показал, что подход к систематизации объектов НЭСБ разработан в целях систематизации проведения мониторинга объектов НЭСБ по степени их масштабности, сложности и уникальности. Он не позволяет решить поставленную в статье задачу. Так, объекты НЭСБ разделяются на уровни «А», «Б», «В» и «Г» [3]:

Уровень «А» — исследовательский, испытательный центр национальной значимости (далее — Центр).

Объекты этого уровня включают совокупность крупных объектов НЭСБ, объединяющих в своем составе стендовую и испытательную базу конкретной организации ОПК, которая используется для решения комплексных и (или) разноплановых задач, в том числе в интересах других организаций ОПК отрасли и межотраслевых задач, при создании и испытаниях ВВСТ. В состав Центра включаются автономные исследовательские и испытательные комплексы, автономные исследовательские и испытательные стенды, объекты, относящиеся к группе «Г».

Уровень «Б» — автономный исследовательский и испытательный комплекс.

Объекты данного уровня предназначены для проведения комплексных исследований или испытаний по ряду направлений или отдельному направлению. Автономный исследовательский и испытательный комплекс представляет собой организационно-техническую систему, оснащенную средствами обеспечения испытаний, построенных на различных физических принципах и позволяющих проводить оценку тактико-технических характеристик (ТТХ) испытываемых образцов вооружения, военной и специальной техники (ВВСТ). К этому уровню относятся испытательный полигон в составе предприятия, лаборатории, которые выполняют задачи проведения испытаний и исследований по комплексу направлений или отдельному направлению, связанному с разрабатываемой, изготавливаемой или испытываемой предприятием продукцией. В состав автономного исследовательского и испытательного комплекса включаются автономные исследовательские и испытательные стенды, объекты, относящиеся к группе «Г».

Уровень «В» — автономный исследовательский и испытательный стенд (установка, испытательная станция).

К этому уровню относятся отдельные стенды (стенд) научных организаций ОПК, которые функционально не объединены в комплексы, и используются для решения единичных или комплексных задач, в том числе в рамках отраслевого и межотраслевого взаимодействия.

К уровню «Г» относятся другие приборы, оборудование и измерительная аппаратура, посредством которых выполняются частные (промежуточные) исследовательские задачи и работы. Также к этой категории относятся вычислительный комплекс (ВК), предназна-

ченный для проведения расчетных исследований, связанных с разработкой характеристик определенного вида продукции и обеспечением научно-технического задела.

Под научно-экспериментальной и стендовой базой организаций ОПК (НЭСБ) понимается совокупность объектов организаций ОПК, предназначенных для проведения исследований, отработки конструкторских решений и испытаний для новых образцов и комплексов ВВСТ, а также изделий двойного назначения, основных комплектующих компонентов к ним и элементной базы [3].

Из вышеизложенного следует, что данный подход не отражает профильную специфику стендовых и испытательных баз организаций ОПК, не систематизирует их *по выделенному* назначению.

В целях совершенствования комплексного развития НЭСБ и обеспечения возможности уточнения классификации стендовых и испытательных баз организаций ОПК в части связи и автоматизации управления предлагается следующий подход:

- под профильной экспериментально-испытательной базой организаций ОПК (ПЭИБ ОПК) понимать совокупность профильных объектов организаций ОПК (профильная НЭСБ промышленности), включающую в свой состав объекты испытаний, автоматизированные центры управления испытаниями объектов и образцов испытаний, средства испытаний и испытательное оборудование, средств обеспечения испытаний и контроля, предназначенных для проведения исследований, оценки ТТХ, отработки конструкторских решений и испытаний для новых образцов и комплексов ВВСТ. К профильной ЭИБ ОПК целесообразно отнести ПЭИБ ОПК в части связи и автоматизации управления, представляющую собой соответствующую совокупность профильных объектов организаций ОПК;

- под экспериментально-испытательной базой в части связи и автоматизации управления (ЭИБ СиАУ) понимать организационно-техническую систему, объединяющую в своем составе объекты ПЭИБ ОПК и профильные полигоны заказчика (МО РФ) в части связи и автоматизации управления. Информационно-техническое взаимодействие этих объектов осуществляется в едином информационном пространстве посредством автоматизированной подсистемы управления системой испытаний объектов

и образцов испытаний (АПУ) и телекоммуникационной сети (ТлКС) ЭИБ. ЭИБ СиАУ предназначена для проведения прежде всего комплексных испытаний и апробаций, а также исследований, оценки ТТХ новых образцов ВВСТ в части связи и автоматизации управления, в том числе в интересах проведения комплексных испытаний других организаций ОПК, отрасли и межотраслевых задач, видов и родов войск, при создании и испытаниях новых образцов и комплексов ВВСТ. При этом вышеуказанные АПУ и ТлКС ЭИБ целесообразно интегрировать в АСУ ВС РФ на основе следующих положений:

– автоматизированная подсистема управления системой испытаний объектов и образцов испытаний ЭИБ (АПУ ЭИБ), является элементом ЭИБ СиАУ и функциональной подсистемой (ФП) АСУ ВС РФ, включает в свой состав типовые комплексы средств автоматизации и вынесенные автоматизированные рабочие места соответствующих участников комплексных испытаний: разработчиков, заказчиков, органов управления испытаниями от промышленности и органов военного управления — участников; предназначена для организации, планирования,

проведения, контроля и управления комплексными испытаниями образцов ВВСТ в части связи и автоматизации управления в системах (подсистемах) ОПК и заказчика;

– телекоммуникационная сеть ЭИБ (ТлКс ЭИБ), является элементом ЭИБ СиАУ и ФП ОАЦСС ВС РФ, включает в свой состав типовое цифровое телекоммуникационное оборудование, средства связи и управления, обеспечивающие информационно-техническое взаимодействие в едином информационном пространстве объектов ПЭИБ ОПК и профильных полигонов заказчика (МО РФ) в части связи и автоматизации управления, а также участников исследований, апробаций и комплексных испытаний, а также управление процессами испытаний АПУ ЭИБ.

С учетом вышеизложенного в статье приведена уточненная классификация стендовых и испытательных баз в части связи и автоматизации управления, представленная в соответствии с табл. 1.

Таким образом, данная совокупность критериев, приведенная в первой колонке табл. 1, позволяет провести уточнение в классификацию профильных СиИБ ОПК в диапазоне от простых автономных стендов до ЭИБ в части связи

Таблица 1

**Классификация стендовых и испытательных баз в части связи и автоматизации управления**

Критерии	Классы стендовых и испытательных баз (СиИБ)			
	Автономный стенд	Комплексный стенд (автономные комплексы, центры)	Территориально-распределенный стенд	Экспериментально-испытательная база в части связи и автоматизации управления
Потребность в:	1 класс	2 класс	3 класс	4 класс
территориальном размещении элементов	НЕТ	НЕТ/ДА (ДА — в рамках территории крупной организации)	ДА	ДА
объектовой сети	НЕТ	НЕТ/ДА	ДА	ДА
сети доступа	НЕТ	НЕТ	ДА	ДА
региональной транспортной сети	НЕТ	НЕТ	ДА	ДА
управляющем автоматизированном центре испытаний	НЕТ	НЕТ/ДА	ДА	ДА
транспортной сети (в целом), ТлКС ЭИБ	НЕТ	НЕТ	НЕТ	ДА
АПУ ЭИБ	НЕТ	НЕТ	НЕТ	ДА



и автоматизации управления. Основными критериями, определяющими данный новый класс ЭИБ являются потребности СиИБ в ТЛКС ЭИБ

и АПУ ЭИБ, а также функциональная принадлежность к большим организационно-техническим системам — АСУ и ОАЦСС ВС РФ.

### ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ РВ 15.210–2001 Военная техника. Испытания опытных образцов изделий и опытных ремонтных образцов изделий. Основные положения.

2. **Севастьянов С. И.** Развитие стендовой базы и полигонов оборонно-промышленного комплекса / Интеллектуальные разработки в интересах строительства и развития ВМФ: Труды НИИ ОСИС ВМФ

ВУНЦ ВМФ «ВМА». Научно-технический сборник. — Петродворец, 2017. — С. 373–374.

3. Методические рекомендации по проведению мониторинга научно-экспериментальной и стендовой базы организаций оборонно-промышленного комплекса / НТЦ «Информтехника» (филиал ФГУП «НИИСУ»). — М., 2016.

*А. К. Скворцов*

Инженер 1 категории, ПАО «Интелтех»

*С. В. Русин*

Кандидат технических наук, заместитель начальника отдела, ПАО «Интелтех»

## РЕЗУЛЬТАТЫ СРАВНЕНИЯ ОПЕРАТИВНЫХ ПРОГНОЗОВ НА РАДИОЛИНИИ ПРОТЯЖЕННОСТЬЮ 2770 КМ

### Часть 1

**АННОТАЦИЯ.** В статье приведены результаты сравнения оперативных прогнозов на меридиональной радиолинии протяженностью 2770 км. Получена оценка точности оперативных прогнозов сделанных по двум различным методикам.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** наклонное зондирование, КВ-радиотрасса, максимальная наблюдаемая частота, максимальная применимая частота, ЛЧМ-зондирование, долгосрочный прогноз, оперативный прогноз.

Наклонное зондирование (НЗ) считается наиболее эффективным инструментом для определения текущих характеристик КВ канала. Среди измеряемых с помощью НЗ характеристик важнейшей является максимальная наблюдаемая частота (МНЧ). Величина МНЧ, а также динамика ее изменения лежат в основе оперативного (на 1, 2 и 3 часа) прогнозирования максимально применимой частоты (МПЧ) и оптимальной рабочей частоты (ОРЧ) радиолинии.

Для оперативного прогнозирования МПЧ на радиолинии Кипр — Санкт-Петербург протяженностью 2770 км использованы два метода:

1. Метод оперативного прогнозирования МПЧ с использованием суточного хода скользящих медианных значений МПЧ [1] (далее для краткости «Метод медиан»);

2. Метод оперативного прогнозирования МПЧ, описанный в работе [2] и предусматривающий использование Международной справочной модели ионосферы IRI [3] (далее для краткости «Модельный метод»).

В обоих методах оперативного прогнозирования были использованы результаты НЗ мериди-

ональной КВ-радиотрассы Кипр — Санкт-Петербург протяженностью 2770 км. Инструмент зондирования — ЛЧМ зонд. Координаты передатчика: 35°00'N, 34°00'E, приемника: 59°55'N, 30°15'E.

Измерения проводились на территории ПАО «Интелтех» круглосуточно с февраля по июнь 2018 г. Интервал между сеансами зондирования составлял 5 мин. Пример ионограммы представлен на рис. 1. Отсчет МНЧ по ионограммам производился автоматически по алгоритму, описанному в работе [4]. В результате получен массив измеренных МНЧ на каждые 5 мин. в течение 3-х месяцев. Полученный массив МНЧ использован для проверки методов оперативного прогнозирования.

В настоящей статье представлены результаты оперативного прогнозирования на 28 апреля 2018 г. В графическом виде результаты представлены на рис. 2. Здесь по горизонтали — московское время в часах, по вертикали частота в МГц.

В соответствии с «Методом медиан» определен суточный ход скользящих медианных значений МНЧ на 28 апреля 2018 г. (на рис. 2 он изображен

голубой ломаной линией). Для этого обработаны ионограммы за период с 17 по 27 апреля 2018 г. На каждый час указанного периода определены часовые медианы МПЧ по двенадцати 5-минутным МНЧ. Затем по измеренным МНЧ на 1, 5, 9, 13, 17 и 21 час 28 апреля 2018 г. сделан прогноз МПЧ на 1, 2 и 3 часа вперед. Прогнозные значения МПЧ на 3-часовые интервалы полученные «Методом медиан» изображены на рис. 2 желтыми ломаными отрезками.

Для сравнения в соответствии с «Модельным методом» выполнен прогноз на эти же 3-часовые интервалы с использованием откорректированной модели IRI. Настройка (коррекция) модели к текущим условиям распространения радиоволн выполнена по тем же измеренным МНЧ на 1, 5, 9, 13, 17, 21 час 28 апреля 2018 г. Настройка

модели осуществлялась в ее программной реализации, описанной в работе [5]. Прогнозные значения МПЧ на 3-часовые интервалы полученные «Модельным методом» изображены фиолетовыми ломаными отрезками.

Величины прогнозируемых МПЧ и относительные погрешности прогнозов представлены в табл. 1.

Очевидно, «Метод медиан» дает заниженные, тогда как «Модельный метод» — завышенные прогнозные значения МПЧ.

С точки зрения практической радиосвязи, заниженные прогнозные величины МПЧ и ОРЧ с большей вероятностью обеспечат надежную радиосвязь. Поэтому «Метод медиан» оперативного прогнозирования на первый взгляд предпочтительнее.

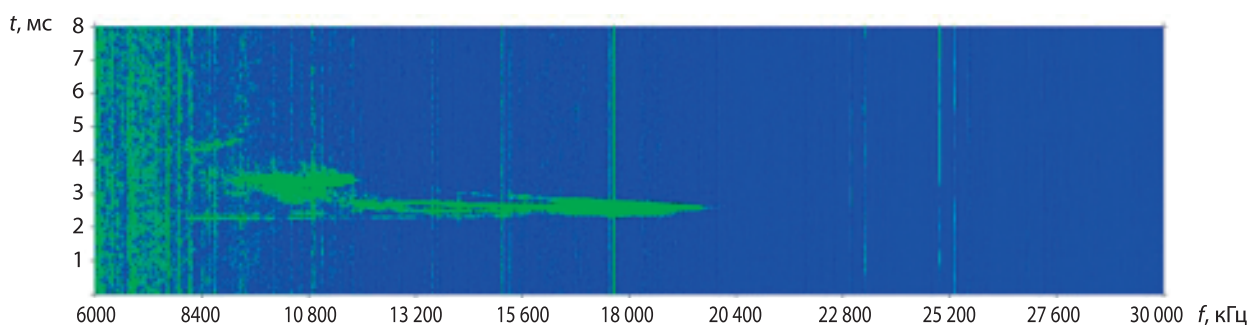


Рис. 1. Ионограмма НЗ 28 марта 2018 г в 12 ч. 35 мин.

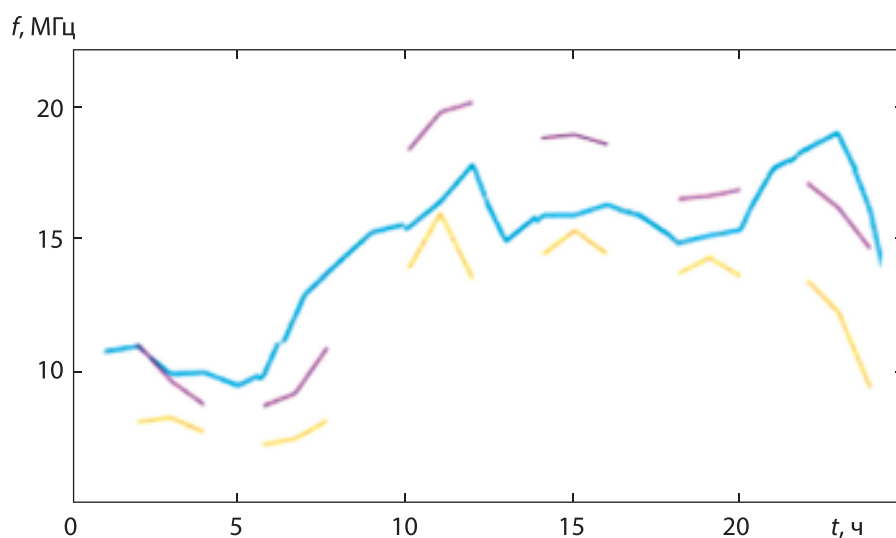


Рис. 2. Радиолиния Кипр — Санкт-Петербург 28 апреля 2018 г. Графики суточного хода скользящих медианных значений МПЧ (голубая ломаная) и оперативные прогнозы МПЧ на 1, 2 и 3 часа, полученные «Методом медиан» (желтые ломаные отрезки) и «Модельным методом» (фиолетовые ломаные отрезки)

Таблица 1

## Оперативный прогноз МПЧ и относительная погрешность методов

Время	Измеренные значения МПЧ, МГц	Оперативный прогноз МПЧ, МГц		Относительная погрешность, %	
		Метод медиан	Модельный метод	Метод медиан	Модельный метод
01:00	10,8	8,17	10,9	-24	1
02:00	9,75	8,22	9,5	-16	-3
03:00	9,81	7,59	8,6	-23	-12
05:00	9,94	7,45	8,8	-25	-11
06:00	12,75	7,66	9,3	-40	-27
07:00	13,93	8,29	11,1	-40	-20
09:00	15,37	14,11	17,8	-8	15
10:00	16,19	15,83	19	-2	17
11:00	17,35	13,76	19,3	-21	11
13:00	15,74	14,33	18	-9	14
14:00	15,74	15,13	18,1	-4	15
15:00	16,07	14,40	17,8	-10	11
17:00	14,88	13,88	16,3	-7	10
18:00	15,12	14,41	16,4	-5	8
19:00	15,30	13,80	16,6	-10	8
21:00	18,15	14,01	17,1	-23	-6
22:00	18,82	12,99	16,3	-31	-13
23:00	16,22	10,58	15	-35	-8

Вместе с тем «Метод медиан» значительно более трудоемкий, так как он основан на обработке МПЧ за 10 предыдущих суток, а для этого необходимо постоянное и непрерывное наблюдение за суточным ходом МПЧ (точнее требуется периодическое круглосуточное зондирование КВ-радиотрассы). При уменьшении количества суточных измерений точность прогноза значительно ухудшается.

Альтернативный метод — «Модельный метод», основанный на модели IRI, менее трудоемкий, он не требует накопления и обработки статистических данных об изменениях МПЧ за 10 суток. Достаточно сделать несколько коротких сеансов зондирования радиопередачи непосредственно перед началом оперативного прогнозирования.

Причиной отклонений прогнозов «Модельного метода» является расхождение модельных и текущих высотных профилей электронной концентрации ионосферы. Однако существует способ значительно повысить точность оперативного прогнозирования. По сведениям, изло-

женным в работе [6] можно добиться практически полного совпадения модельного и текущего высотных профилей электронной концентрации, путем корректировки модели по величине текущего значения потока солнечного радиационного излучения. Это тема дальнейших исследований.

### Вывод

Оперативный прогноз по откорректированной модели IRI (т. н. «Модельный прогноз») дает несколько завышенный оперативный прогноз МПЧ. В дальнейшем, для повышения точности оперативного прогнозирования модельным методом будет введена дополнительная корректировка модели по величине солнечного радиационного излучения. Результаты работы будут представлены в следующих публикациях. Также можно утверждать, что статистическая модель IRI применима для прогнозирования дневных вариаций и вариаций с временным масштабом в несколько часов, а также для оперативного прогнозирования МПЧ.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Руководство по организации ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской службы на узлах связи Вооруженных Сил СССР. — М.: Воениздат, 1990. — С. 63–64.
2. **Крашенинников И. В.** Прогнозирование ионосферного распространения радиоволн на основе решения прямой обратной задач многочастотного наклонного радиозондирования ионосферы: дисс. ... докт. физ-мат наук. — Троицк: ИЗМИРАН, 2011.
3. **Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell L.-A., Reinisch B.** The International Reference Ionosphere 2012 — a model of international collaboration // *J. Space Weather Space Clim.* — 2014. — V. 4 — A07.
4. **Вертоградов Г. Г.** Аппаратно-программный комплекс для определения оптимальных рабочих частот связной радиолинии по данным наклонного зондирования ионосферы. 1. Метод и алгоритм обработки данных / Г. Г. Вертоградов, В. П. Урядов, Е. Г. Вертоградова // XIII международная научно-техническая конференция «Радиолокация. Навигация. Связь». — Воронеж: САКВОЕЕ, 2007. — С. 1203–1214.
5. **Барабашов Б. Г.** Программный комплекс прогнозирования траекторных и энергетических характеристик радиоканалов диапазона 2–30 МГц «Трасса». Ч. 1 / Б. Г. Барабашов, М. М. Анишин // Научно-технический сборник «Техника радиосвязи». — Омск: ОАО «НИИП». — 2013. Вып. № 1 (19). — С. 25–34; 2013. — Ч. 2. — Вып. № 2 (20). — С. 13–21.
6. **Крашенинников И. В.** Эффективность прогнозирования прохождения радиоволн в ионосфере на основе ионосферной модели IRI-2001 / И. В. Крашенинников, И. Б. Егоров, Н. М. Павлова // *Геомагнетизм и аэрономия.* — 2008. — Т. 48, № 4. — С. 526–533.

*С. А. Солозобов*

Кандидат технических наук, доцент, начальник НИО

*А. П. Сударев*

Кандидат технических наук, доцент, начальник отдела

*В. В. Шевченко*

Кандидат военных наук, доцент, действительный член Арктической академии наук

## ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО СОЗДАНИЮ ТИПОВОГО ЦЕНТРА СВЯЗИ ПУНКТА УПРАВЛЕНИЯ ОПОРНОЙ ЗОНЫ РАЗВИТИЯ В АРКТИКЕ

**АННОТАЦИЯ.** Рассмотрены задачи, этапы Государственной Программы РФ «Социально-экономического развития Арктической зоны Российской Федерации» до 2025 года. Показаны опорные зоны развития в Арктике. Представлена типовая структура системы управления арктической опорной зоной. Разработана типовая территориально распределенная телекоммуникационная система связи опорной зоны в Арктике.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** Арктическая зона Российской Федерации, Государственная Программа РФ «Социально-экономического развития Арктической зоны Российской Федерации», опорные зоны развития, ситуационный центр, типовая структура системы управления арктической опорной зоной, типовой центр связи пункта управления опорной зоны развития.

### **Введение**

На сегодняшний день Арктика представляет собой особый регион мира, который привлекает к себе пристальное внимание многих государств. В связи с глобальным потеплением запасы нефти и газа в Арктике становятся доступнее для добычи. Ученые предполагают, что в Арктике может залежать до 25 % мировых запасов углеводородов. Кроме того, через Арктику пролегает Северный морской путь — кратчайший путь из Европы в Америку и Азию.

Но есть кое-что важнее углеводородного сырья и грузовых перевозок. Контроль над Арктикой необходим России, прежде всего для того, чтобы обеспечить безопасность своей территории. Именно через полярные широты пролегают оптимальные траектории полета стратегических ракет.

Для дальнейшего освоения арктической зоны Российской Федерации Правительство РФ постановлением от 31 августа 2017 г. № 1064 внесло

изменения в Государственную Программу РФ «Социально-экономического развития Арктической зоны Российской Федерации» [1].

Задачи Программы следующие:

— повышение качества жизни и защищенности населения на территории Арктической зоны Российской Федерации;

— создание условий для развития Северного морского пути в качестве национальной транспортной магистрали Российской Федерации в Арктике и развитие системы гидрометеорологического обеспечения мореплавания в его акватории;

— развитие науки, технологий и повышение эффективности использования ресурсной базы Арктической зоны Российской Федерации и континентального шельфа Российской Федерации в Арктике;

— повышение эффективности государственного управления социально-экономическим развитием Арктической зоны Российской Федерации.

Программа реализуется в три этапа:

I этап — 2015 ÷ 2017 годы;

II этап — 2018 ÷ 2020 годы;

III этап — 2021 ÷ 2025 годы.

Объем бюджетных ассигнований за счет средств федерального бюджета составляет 190 млрд рублей.

Для развития Арктики принято 3 подпрограммы.

Подпрограмма № 1 называется «Формирование опорных зон развития и обеспечение их функционирования, создание условий для ускоренного социально — экономического развития Арктической зоны Российской Федерации».

Новая редакция Программы развития Арктической зоны РФ разделила русское Заполярье на экономические опорные зоны. Территориальное деление было признано правительством более эффективным, чем отраслевое.

Исходя из существующего административно-территориального деления, функционирования транспортных узлов и ресурсной базы, а также перспектив социально-экономического развития Арктической зоны Российской Федерации и положений государственной программы «Социально-экономического развития Арктической зоны Российской Федерации» определены 8 опорных зон развития Арктической зоны Российской Федерации (Кольская, Архангельская, Ненецкая, Воркутинская, Ямало-Ненецкая, Таймыр-Туруханская, Северо-Якутская, Чукотская), рис. 1.

Для каждой из них утвержден свой перечень приоритетных проектов, которые будут реализовываться на условиях государственно-частного партнерства. При грамотном использовании возможностей каждой зоны арктическая часть России может стать богатым и успешным промышленным макрорегионом.

**Подпрограмма реализуется в два этапа:**  
I этап — 2018 ÷ 2020 годы;  
II этап — 2021 ÷ 2025 годы.

На первом этапе (2018–2020 годы) планируется законодательное закрепление статуса Арктической зоны Российской Федерации как особого объекта государственного управления и принципов социально-экономического развития Арктической зоны Российской Федерации на основе формирования опорных зон развития; апробация механизма формирования опорных зон развития Арктической зоны Российской Федерации.

На втором этапе (2021–2025 годы) продолжится развитие ресурсной базы Арктической зоны Российской Федерации.

**Ожидаемые результаты реализации подпрограммы:**

– разработка комплексных проектов по созданию опорных зон развития Арктической зоны Российской Федерации;



Рис. 1. Опорные зоны Арктического региона

– обеспечение своевременного принятия нормативных правовых актов и подготовка методических рекомендаций, необходимых для реализации мероприятий подпрограммы;

– обеспечение сбора и обработки информации о важнейших показателях обстановки в Арктической зоне Российской Федерации;

– оптимизация системы государственного контроля за экологической ситуацией в Арктической зоне Российской Федерации;

– создание плавучей обсерватории российских исследований и мониторинга природной среды в высоких широтах Северного Ледовитого океана с размещенными на ней современными лабораторными комплексами.

Управление опорными зонами развития Арктического региона целесообразно осуществлять с ситуационных центров, расположенных в наиболее развитых с точки зрения инфраструктуры городах и населенных пунктах: Мурманск, Архангельск, Нарьян-Мар, Воркута, Сабетта, Норильск, Тикси, Певек. Главный ситуационный центр Арктической зоны предлагается разместить в Санкт-Петербурге.

На рис. 2 приведена типовая структура системы управления арктической опорной зоной, основными элементами которой являются:

1) Органы федерального и местного самоуправления.

2) Источники информации различных Министерств и ведомств Российской Федерации, госкорпораций (с функцией сбора и передачи информации о состоянии на центры обработки данных).

3) Центр обработки данных (с функцией предварительного анализа, визуализации информации состояния и формирование базы данных по опорной зоне).

4) Ситуационный центр опорной зоны.

**Задачи Главного ситуационного центра Арктической зоны:**

1) Сбор информации от ситуационных центров развития опорных зон.

2) Анализ информации полученной от ситуационных центров развития опорных зон по направлениям развития.

3) Поддержка интеллектуальных методов коллективного поиска вариантов решения.

4) Моделирование и прогнозирование процессов развития Арктической зоны по направлениям.

5) Визуализация вариантов решений по направлениям развития.

6) Формирование базы данных по развитию Арктической зоны.

7) Передача визуализированной информации в органы государственного управления.

**Основные задачи ситуационных центров развития опорных зон:**

1) Сбор, предварительный анализ информации о состоянии от распределенных источников информации — органов местной власти, центров МЧС, МВД, различных органов управления Министерств и ведомств.

2) Визуализация информации (представление в форме удобной для принятия решений).

3) Передача визуализированной информации в Главный ситуационный центр развития Арктической зоны.

4) Формирование базы данных по опорной зоне.

#### **Организация связи через типовой центр связи пункта управления опорной зоны**

Связь от предполагаемого главного центра управления развитием Арктической зоны (Санкт-Петербург) с пунктами управления развития опорных зон (РОЗ) (Мурманск, Архангельск, Нарьян-Мар, Воркута, Сабетта, Норильск, Тикси, Певек) организуется следующим образом, рис. 3.

спутниковая связь через космические аппараты связи «Меридиан» (а в перспективе — через космическую систему «Арктика МС») на высоко-эллиптической орбите или спутниковую систему связи — «Гонец — Д1М» на низкой — (1400 км) орбите;

спутниковая связь на инстанцию ниже организуется с наиболее важными пунктами управления (ПУ) РОЗ — ПУ Росатома, Министерства природных ресурсов и экологии и др.;

волоконно-оптическая (телефонная связь, передача данных) организуется через телефонную сеть связи общего пользования (ТФ ССОП), созданную Ростелекомом и другими операторами связи;

КВ радиосвязь возможна с ПУ РОЗ на расстояние до 2–3 тыс. км. (Мурманск, Архангельск, Нарьян-Мар, Воркута).

Связь от пункта управления развитием Арктической зоны с пунктами управления различных министерств и ведомств в пределах опорной зоны организуется следующим образом:



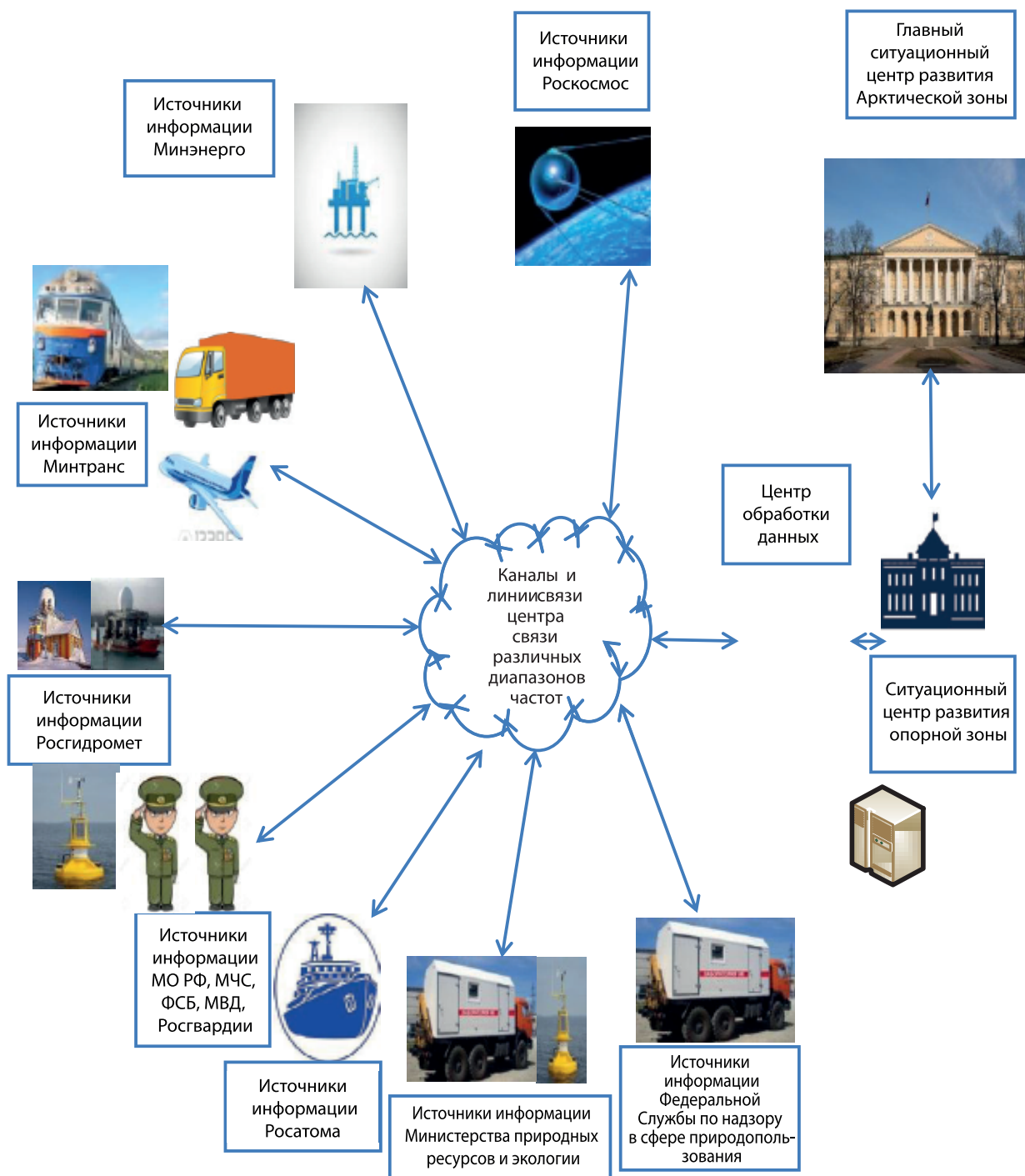


Рис. 2. Типовая структура системы управления арктической опорной зоной

— спутниковая связь — через спутники связи типа «Меридиан» на высокоэллиптической орбите или спутниковую систему связи — «Гонец — Д1М» на низкой орбите с наиболее важными пунктами управления РОЗ — пунктами управления Росатома, Министерства природных ресурсов

и экологии и др. В качестве конечных станций спутниковой связи предлагается использовать Р-441, Р-444-ПТН и Р-444-ПТД;

— радиорелейная связь с основными пунктами управления внутри опорной зоны с помощью специальных мобильных комплексов (СМК-О,

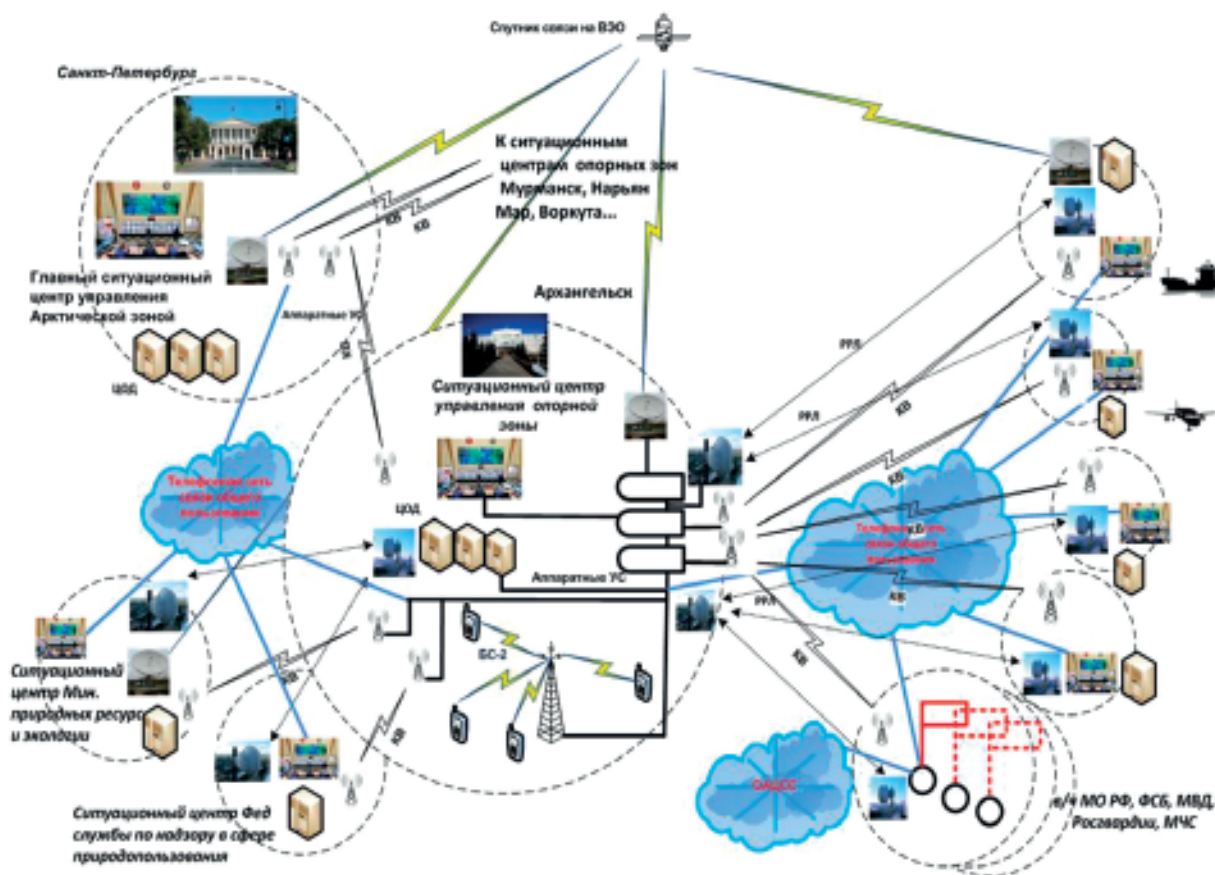


Рис. 3. Типовая территориально распределенная телекоммуникационная система связи опорной зоны в Арктике

СМК-В, производства радиозавода им. А. С. Попова), с пропускной способностью 8–34 Мбит/с и дальностью связи до 30 км или Р-419Л1, обеспечивающих и радиорелейную связь и организацию локальной соты мобильной связи стандарта GSM/DCS с возможностью выхода абонентов в легитимные сети сотовой связи, сети радиорелейной, проводной, спутниковой связи;

– КВ радиосвязь с ПУ РОЗ земной — до 40 км или ионосферной волной на расстояние до 2 тыс. км.

ВОЛС (телефонная связь, передача данных) с ПУ министерств и ведомств организуется через телефонную сеть связи общего пользования (ТФ ССОП).

В перспективе необходимо связать все опорные зоны тропосферными средствами связи на новых ТРС с дальностью действия до 500 км. Для связи вдоль всего побережья Северного Ледовитого океана и на основных островах потребуется 28–30 тропосферных станций [2].

На объектах организуется радиодоступ и УКВ радиосвязь с помощью абонентских носимых станций. Радиодоступ возможен с помощью базовых станций (БС) «Мир» на дальность до 40 км, номерной емкостью более 1300 абонентов.

Каждый ситуационный центр опорной зоны включает в свой состав центр обработки данных. В таком оборудовании осуществляются обработка любой информации, то есть создание или генерирование данных, последующее архивирование и хранение файлов, а также предоставление их по запросу пользователей. ЦОД являются распределенными. Для обеспечения устойчивой работы пользователей между элементами распределенного ЦОД организуются отказоустойчивые каналы связи. На сегодняшний день почти в каждом регионе уже присутствуют несколько операторов магистральной передачи данных, услуги которых можно использовать [3].

В таблице 1 предлагается следующий состав типового центра связи опорной зоны развития в Арктике.

В целом система связи опорных зон развития в Арктике будет иметь специфику и включать следующие элементы: узлы связи пунктов управления опорных зон развития в Арктике, сети радиорелейной, тропосферной, проводной и волоконно-оптической связи, сети радиосвязи, космической связи и связи подвижными средствами, систему управления связью, систему технического обеспечения и АСУ, резерв сил и средств.

Взаимодействие администрации опорных зон развития с силовыми структурами в Арктике, в первую очередь, воинскими частями МО РФ, ВМФ РФ, МЧС, МВД, Росгвардии будет осуществляться через ситуационные центры. При этом каждая структура будет использовать свои радио и радиорелейные средства. Работа будет вестись на специально выделенных частотах для взаимодействия.

Эффективным средством взаимодействия различных структур опорной зоны развития будет сотовая связь стандарта Тетра с помощью БС-500.

Таблица 1

Тип средства связи	Количество
ЦРПУ «Москвичка-ПРМ»	1
МРПУ УКВ	2
Многотрактовые передатчики КВ, мощностью 1 и 5 кВт	2–3
УКВ радиостанции Р-620	8
Радиорелейные станции Р-431	2–3
Радиорелейные станции СМК-О	2
Станции спутниковой связи Р-441	3–4
БС «Мир»	По количеству ПУ в опорной зоне развития

### Вывод

Предложенная типовая территориально распределенная телекоммуникационная система связи опорной зоны в Арктике позволит обеспечить устойчивое управление опорными зонами развития Арктического региона из ситуационных центров.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Государственная Программа Российской Федерации «Социально-экономическое развитие Арктической зоны Российской Федерации» (в редакции постановления Правительства Российской Федерации от 31 августа 2017 г. № 1064).

2. Предложения по построению сети тропосферной радиосвязи в Арктике / И. А. Кулешов, С. А. Со-

лозобов, Ю. Ф. Махортов, В. В. Шевченко // Сборник тезисов на IV Всероссийской научно — техн. конф. «Системы связи и радионавигации», г. Красноярск, 12–13 ноября 2017. — С. 12–19.

3. Савин Н. Что необходимо для построения распределенного ЦОД? // Connect. 2006. № 8.

*К. В. Фролов*

Инженер 1 категории, ПАО «Интелтех»

*С. В. Русин*

Кандидат технических наук, заместитель начальника отдела, ПАО «Интелтех»

## СОВРЕМЕННЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА МАЛОГАБАРИТНОЙ КОРАБЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЮЩЕЙ ДВ-СВ АНТЕННЫ

**АННОТАЦИЯ.** В статье изложены результаты расчета согласующего устройства малогабаритной корабельной передающей антенны ДВ-СВ диапазона.

Одной из актуальных проблем авианесущего флота является проблема миниатюризации антенны приводной радиостанции. Эта проблема может быть решена на основе замены класса излучения А2А на А1А [1]. При уменьшении габаритов антенны увеличивается ее добротность и напряжения на элементах антенно-фидерного тракта. В результате вопросы электрической прочности антенного устройства принимают важнейшее значение. В настоящей статье представлены результаты расчета малогабаритного антенного устройства диапазона ДВ-СВ и его электрической прочности.

Исторически сложилась традиция оборудовать аэродромы приводными радиостанциями диапазона ДВ-СВ, которые излучают в эфир опознавательный сигнал в классе А2А. Благодаря особенностям распространения радиоволн диапазона ДВ-СВ приводная радиостанция небольшой мощности обеспечивает достаточный уровень сигнала на входе бортового авиационного радиокompаса, даже когда самолет или вертолет находится за горизонтом. Тогда как зарубежные приводные радиостанции диапазона ДЦВ имеют большую мощность, но не способны обеспечить достаточный уровень сигнала на входе радиокompаса, если самолет находится на уровне горизонта или за горизонтом.

Передающая антенна приводной радиостанции диапазона ДВ-СВ имеет большие габариты, но, тем не менее, является электрически малой и характеризуется ограниченной полосой согласования и большой реактивностью входного сопротивления. Установить подобную антенну на корабль невозможно. Из-за нехватки места корабельная антенна меньше чем антенны на аэродроме, ее реактивность больше, а полоса согласования — уже. Для того чтобы облегчить проблему с компенсацией реактивности антенны, корабельные радиостанции используют меньший диапазон рабочих частот — 250...1500 кГц [2], тогда как диапазон аэродромных станций 150...1750 кГц [3]. Для расширения полосы согласования искусственно увеличивают потери мощности в антенной системе. Потери вносят просто: либо используют элементы с потерями в антенном контуре, либо включают в цепь антенны мощный резистор, который торчит из палубы корабля подключенный верхней клеммой к антенне, а нижней — к антенному контуру. Чтобы компенсировать искусственно внесенные потери, корабельная радиостанция имеет большую мощность — 1 кВт [2], тогда как ее аэродромные аналоги имеют мощность не более 500 Вт [3]. Тем не менее, все эти меры не решают проблему размещения антенны, габариты корабельной антенны велики для корабля. Например,

на корвете проекта 20380 установлена Т-образная антенна, вертикальная часть которой имеет длину 9,4 м, а горизонтальная — 14,6 м. Для поддержки антенны используют дополнительную мачту. Дополнительная мачта влечет использование более прочного, а значит более тяжелого корпуса. Большая антенна и дополнительная мачта повышают радиолокационную заметность, а тяжелый корпус ухудшает ходовые качества корабля.

Проблема миниатюризации корабельной передающей антенны диапазона ДВ-СВ актуальна. Габариты антенны могут быть значительно уменьшены, если заменить класс излучения А2А на А1А. Для неискаженной передачи опознавательного сигнала в эфир необходима полоса 15 Гц, тогда как для передачи сигнала в эфир используют класс излучения А2А с частотой основного тона  $1020 \pm 50$  Гц [2]. Соответственно, в эфире сигнал занимает полосу 2140 Гц, т. е. в 142 раза больше, чем необходимо. Излучаемый в эфир сигнал является сверхширокополосным [4, с. 7], а для его излучения используется узкополосная передающая антенна, полоса согласования которой расширена за счет уменьшения КПД.

Приемником опознавательного сигнала является авиационный радиокompас с полосой пропускания 600 Гц [3], что в 40 раз больше необходимой. Если уменьшить полосу пропускания до необходимых 15 Гц, то мощность шумов на входе радиокompаса уменьшится в 40 раз. Это значит, что с переходом в узкополосный режим можно использовать на корабле передатчик в 40 раз меньшей мощности, т. е. всего 25 Вт вместо 1000 Вт. При этом отношение сигнал/шум на входе радиокompаса останется прежним. И, кроме того, появляется возможность значительно уменьшить габариты передающей антенны без потери КПД.

Параметром, который связывает габариты, полосу согласования и КПД передающего антенного устройства, является добротность  $Q$ :

$$Q = \frac{X}{2(R_{\Pi} + R_{\Sigma})}, \quad (1)$$

где  $X$  — реактивная часть входного сопротивления антенны,  $R_{\Pi}$  — сопротивление потерь, а  $R_{\Sigma}$  — сопротивление излучения. Поскольку в ДВ-СВ диапазоне  $R_{\Sigma} \ll R_{\Pi}$ , то добротность обратно пропорциональна сопротивлению потерь  $Q \sim \frac{1}{R_{\Pi}}$ . Под антенным устройством понимают собственно антенну с антенным контуром. Чис-

ленно добротность антенного устройства равна отношению центральной частоты  $f_0$  к полосе согласования антенны  $2\Delta f$ :

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f}. \quad (2)$$

Уменьшив полосу согласования  $2\Delta f$  в 142 раза, можно уменьшить сопротивление потерь  $R_{\Pi}$  в 142 раза, увеличив тем самым добротность антенного устройства. При этом увеличится КПД антенного устройства, который связан с добротностью:

$$\text{КПД} = \frac{Q}{Q_0}, \quad (3)$$

где  $Q_0$  — добротность идеальной (без учета потерь) антенны, т. н. «внешняя» добротность антенны:

$$Q_0 = \frac{X}{2R_{\Sigma}}. \quad (4)$$

Если антенна выполнена правильно и в заданных габаритах имеет минимально возможное реактивное сопротивление  $X$  и максимально возможное сопротивление излучения  $R_{\Sigma}$ , то ее «внешняя» добротность минимальна, зависит от габаритов антенны и определяется выражением [5]:

$$Q_0 = \left[ \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \right], \quad (5)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число,  $a$  — радиус сферы, описанной вокруг антенны.

Основной вклад в величину  $Q_0$  вносит первое слагаемое правой части. Можно с приемлемой для практики точностью считать «внешнюю» добротность зависящей обратно пропорционально от куба  $a$  ( $Q_0 \sim \frac{1}{a^3}$ ).

Из выражений (3) и (5) следует: для того чтобы КПД антенного устройства остался прежним после уменьшения  $R_{\Pi}$  в 142 раза, можно уменьшить габариты антенны так, чтобы радиус сферы описанной вокруг антенны уменьшился в  $142^{1/3}$  раза, т. е. в 5,225 раза.

Нетрудно определить, что радиус окружности, описанной вокруг Т-образной антенны, установленной на корвете проекта 20380, равен  $a = 7,535$  м.

Переход в узкополосный режим дает возможность уменьшить габариты передающей антенны до такой величины, что радиус описанной вокруг нее окружности будет в 5,225 раз меньше и составит 1,44 м. При этом будет достаточно мощности приводной радиостанции 25 Вт, чтобы эффективность радиопривода осталась прежней.

Малогабаритная антенна может быть выполнена с соблюдением технологии «Стелс». Как один из вариантов, это может быть несимметричная антенна с верхней емкостной нагрузкой. Уменьшение габаритов передающей антенны связано с увеличением напряжений на элементах антенно-фидерного тракта. Конструкция антенны должна исключать возможность как электрического пробоя в тракте возбуждения, так и факельное истечение (ионизацию воздуха) на внешних элементах антенны. Для примера приведем расчет параметров малогабаритного передающего антенного устройства и напряжений на его элементах. Габариты антенны таковы, что

вокруг нее можно описать окружность радиуса 1,5 м. С целью понижения напряжения на опорном изоляторе увеличена площадь антенны, а для понижения градиента потенциала — увеличены радиус провода вертикальной части относительно длины и радиус верхней емкостной нагрузки.

Схема антенного устройства представлена на рис. 1, она состоит из несимметричной антенны с верхней емкостной нагрузкой ( $A$ ), антенного контура ( $L_{ак}$ ), сопротивления потерь (поглотителя) ( $R_{п}$ ), и Г-образного согласующего устройства ( $СУ$ ) на реактивных элементах  $L_p$  и  $C_s$ .

Несимметричная антенна с верхней емкостной нагрузкой изображена на рис. 2. По условию, габариты антенны таковы, что радиус описанной вокруг нее сферы равен 1,5 м. Длина вертикальной антенны  $l = 1,5$  м, диаметр 6 дюймов (радиус  $a = 165$  мм), верхняя емкостная нагрузка — диск радиусом  $r = 1,5$  м. Потери мощности в реальных проводниках антенного устройства, в том числе за счет скин-эффекта учтены величиной сопротив-

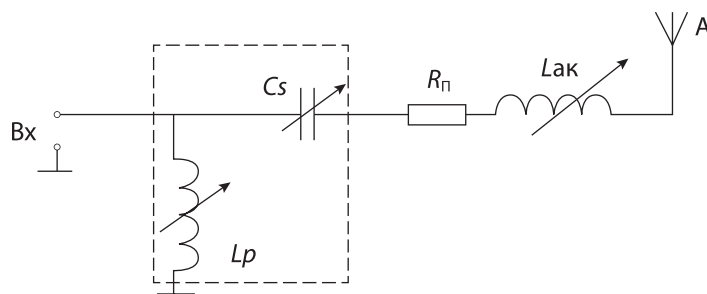


Рис. 1. Схема антенного устройства электрического типа с согласующим устройством на реактивных элементах с последовательной емкостью

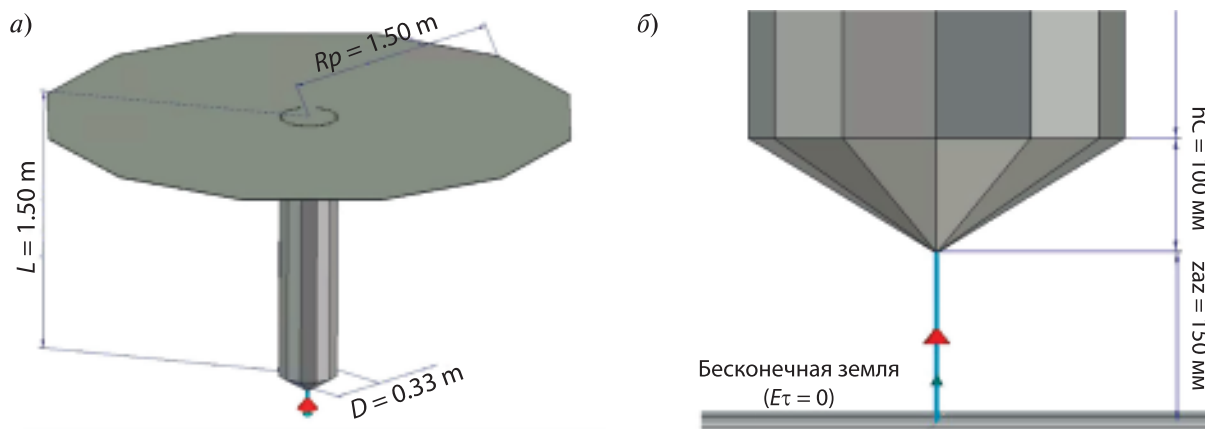


Рис. 2. Несимметричная антенна с верхней емкостной нагрузкой с различных ракурсов, красным треугольником обозначена точка приложения сторонней ЭДС

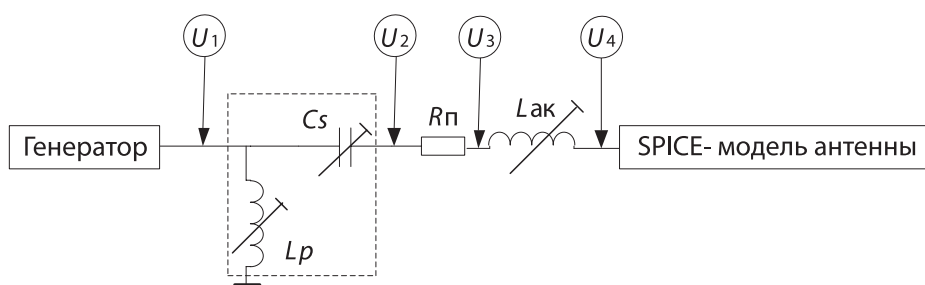


Рис. 3. Схема антенного устройства для анализа в CST Design Studio, и точки, в которых вычислено напряжение на элементах цепи

Таблица 1

Величины элементов антенного устройства

Параметр	Частота, кГц	
	190	1750
$C_s$ , нФ	80	8,33
$R_p$ , Ом	1,43	
$L_p$ , мкГн	8,6	0,97
$L_{ак}$ , мкГн	4074	47,2
Коэффициент отражения, дБ	-18,26	-24,08
КСВН на входе антенного устройства	1,278	1,13

ления потерь  $R_p$ , в нем же учтены необходимые потери для уменьшения добротности антенного устройства с целью согласования в передатчиком в полосе 15 Гц на частоте настройки 190 кГц.

Анализ антенного устройства выполнен в диапазоне 190...1750 кГц в программах *RFSim99* и *CST Microwave Studio*. При разбросе электрических параметров элементов схемы в пределах 5 % обеспечивается согласование с приводной радиостанцией на уровне КБВ = 1...0,6.

Модель антенны выполнена в *CST Microwave Studio*. В качестве материала выбран идеально проводящий металл ( $\sigma = \infty$ ). Нижняя коническая часть выполнена из сплошного усеченного конуса с радиусом нижнего основания 1.5 мм и радиусом верхнего основания  $R = 330$  мм. Вертикальная часть выполнена из трубки внешним диаметром  $R = 330$  мм, длиной  $L = 1500$  мм и толщиной стенки 3 мм. Емкостная нагрузка представлена диском толщиной 3 мм и радиусом  $R_p = 1500$  мм. В качестве подстилающей поверхности выбран идеальный проводник, на поверхности которого касательная составляющая электрического поля равна нулю  $E_t = 0$ . Для облегчения задачи построения расчетной сетки все изогнутые элементы имеют 12 граней.

Электродинамический расчет выполнен во временной области с использованием метода конечных разностей во временной области (КРВО).

На основании электродинамического расчета получена SPICE-модель антенны, которая используется в расчетах антенного контура и согласующего устройства в *CST Design Studio*.

Начальные величины элементов Г-образной согласующей цепи найдены по методике изложенной в [6, с. 112].

Схема антенного устройства для анализа в *CST Design Studio* представлена на рис. 3.

Величины элементов антенного устройства на краях частотного диапазона анализа представлены в табл. 1.

Частотная зависимость коэффициента отражения и КСВН на краях частотного диапазона анализа (190 и 1750 кГц) представлена на графиках, рис. 4 и 5, соответственно.

Величины напряжений  $U_1...U_4$  на элементах антенного устройства на краях частотного диапазона анализа при мощности генератора 25 Вт представлены в табл. 2.

Как видно из табл. 2 наибольшее напряжение 3508 В возникает на входе антенны при частоте

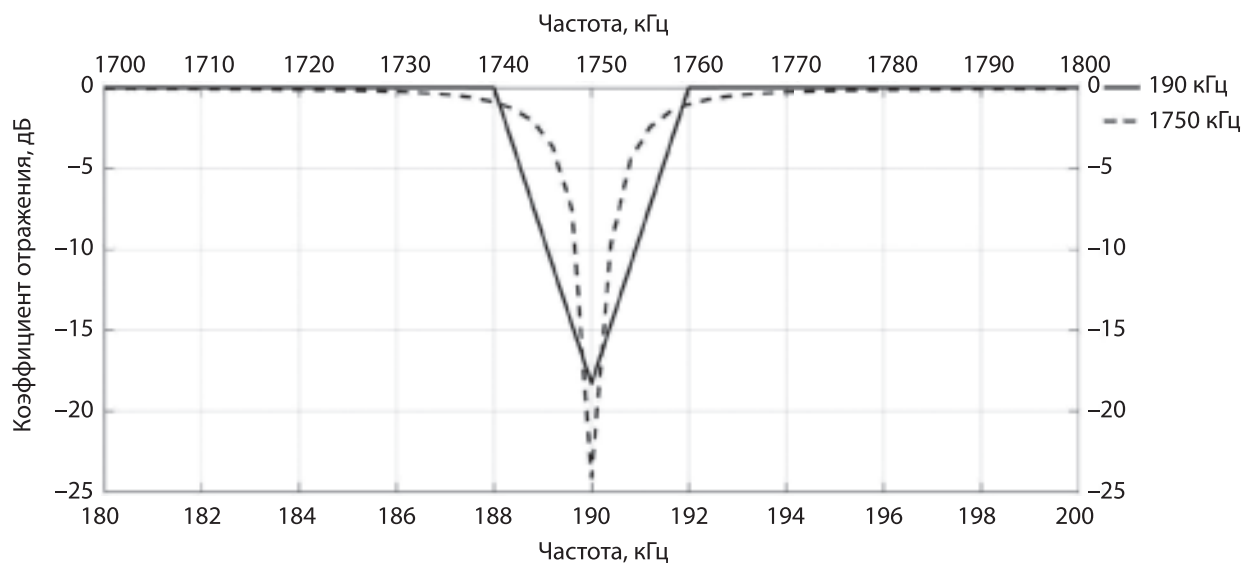


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента отражения в окрестности 190 кГц и 1750 кГц

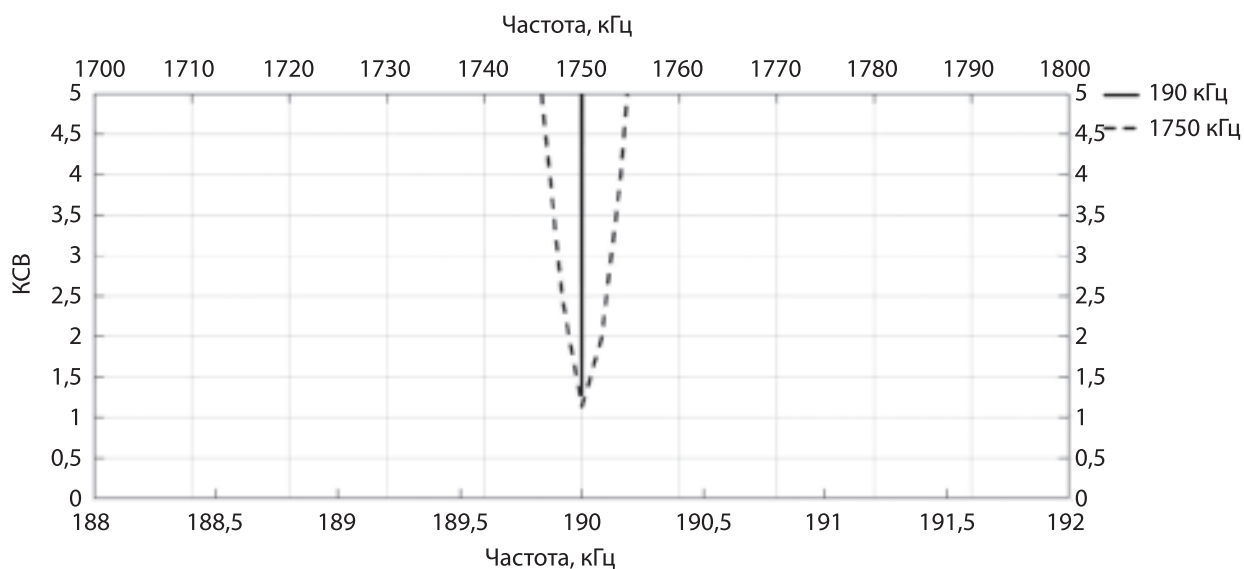


Рис. 5. Частотная зависимость КСВН в окрестности 190 кГц и 1750 кГц

Таблица 2

**Напряжения на элементах антенного устройства при мощности генератора 25 Вт на частотах настройки 190 и 1750 кГц.**

Частота настройки, кГц	Напряжения на элементах цепи, В			
	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$
190	7,1	1,163	0,529	3508
1750	7,1	1,04	0,201	343



настройки 190 кГц. Величина его создаст в питающем зазоре напряженность электрического поля  $E = 2339 \text{ В/см}$ , что много меньше напряженности поля электрического пробоя  $3 \cdot 10^4 \text{ В/см}$ .

### Выводы

Из приведенных расчетов следует, что миниатюризация приводной антенны ДВ-СВ диапазона на основе замены класса излучения А2А на А1А возможна. Смысл такого решения проблемы состоит в замене сверхширокополосного сигнала на узкополосный. Замена класса излучения позволит реализовать миниатюрную передающую антенну диапазона ДВ-СВ, которую можно вписать в сферу радиусом 1,5 м, а также использовать приводную радиостанцию меньшей мощности. Эффективность радионавигационного комплекса при этом останется прежней.

Электрический пробой в тракте возбуждения антенны и факельная ионизация воздуха на элементах антенны будут исключены.

Использование узкополосных сигналов в системе радиопривода требует модернизации автоматического радиокompаса с целью обеспечения приема опознавательного знака в двух классах излучения: А1А — для привода самолета или вертолета на авианесущий корабль и А2А — для привода на береговой аэродром. Габариты, элементы крепления и внешние подключения модернизированного радиокompаса останутся прежними.

Уменьшение габаритов корабельной антенны приводной радиостанции позволит отказаться от дополнительной мачты, что улучшит боевые качества авианесущих кораблей: уменьшит их радиолокационную заметность и улучшит ходовые качества за счет уменьшения габаритов и массы корпуса корабля.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Ломакова А. С. Способ миниатюризации корабельной передающей ДВ-СВ антенны приводной радиостанции / А. С. Ломакова, Ю. В. Савенкова, С. В. Русин, А. К. Скворцов // *Информация и Космос*. — 2018, № 1. — С. 51–56.
2. Изделие РПДУ Р-637 Технические условия ЖЯ1.201.009 ТУ.
3. Приводные аэродромные радиостанции типа ПАР-10, Автоматизированный приводной передатчик АПРМ-250. Техническое описание. [Электронный ресурс] // URL: <http://www.irtysh.com.ru/catalog/radiostations/4.html> (дата обращения 20.04.2016)
4. Урядников Ю. Ф. Сверхширокополосная связь. Теория и применение / Ю. Ф. Урядников, С. С. Аджемов. — М.: СОЛОН-Прес, 2009, 368 с. — С. 6–8.
5. McLean J.S. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of the electrically small antennas // *IEEE Trans. Antennas and Prop.* — 1996. — Vol. 44. — № 5. — P. 672–676.
6. Ротхаммель К. Энциклопедия антенн.: Пер. с нем. / К. Ротхаммель, А. Кришке. — М.: ДМК Пресс, 2011. — 812 с.

*В. С. Шантала*

Кандидат технических наук, начальник лаборатории ПАО «Интелтех»

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ КОРОТКОВОЛНОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

**АННОТАЦИЯ.** Рассмотрена специфика моделирования системы цифровой радиосвязи в коротковолновом диапазоне с использованием высокопроизводительных персональных компьютеров. Описана возможность применения результатов моделирования для построения аппаратуры передачи данных.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** Цифровая радиосвязь, аппаратура передачи данных, короткие волны, постоянное переключение рабочей частоты, частотно-временная матрица.

### Введение

Построение сложных систем обычно начинается с их моделирования, которое, иногда, экономически целесообразно проводить без использования специализированных и дорогих вычислительных комплексов, таких как, например, платформы для разработки компании National Instruments [1]. Предложенный путь подразумевает использование рабочих станций или серверов начального уровня на платформе Intel, что не позволит моделировать высокочастотную составляющую системы (возбудители и приемники), но позволит проверить низкочастотную составляющую (модемы с шириной полосы до 40 кГц).

Основные цели моделирования:

- отладить часть алгоритмов функционирования цифровой сети радиосвязи;
- получить кроссплатформенные компоненты, которые можно переносить на целевую платформу;
- получить оценку вычислительной сложности предлагаемых алгоритмов, что позволит выбрать оптимальную платформу для реализации;
- продемонстрировать работу цифровой сети радиосвязи.

К кроссплатформенным компонентам предъявляются следующие требования: multiple instance, ANSI C совместимость и прохождение проверок MISRA C: 2012 по основным пунктам. Допускается внутреннее представление данных с плавающей точкой (32 бита). Необходимо ис-

пользовать квадратурное представление входных и выходных сигналов для совместимости с существующими и разрабатываемыми радиосредствами. Должна быть обеспечена поддержка различных частот дискретизации для работы в полосе от 3,1 кГц до 40 кГц для управления вычислительной сложностью алгоритма и потоком данных.

Основные этапы разработки:

- разработка имитатора КВ канала, выполненного в соответствии с рекомендацией F.1487 [2];
- разработка OFDM модема;
- разработка аппаратуры передачи данных (АПД);
- моделирование системы цифровой радиосвязи.

Благодаря использованию кроссплатформенных решений Qt будет обеспечена поддержка операционных систем Windows (Windows 10) и Linux (Astra Linux и Alt Linux). Для тестирования будет использоваться система технических расчетов MATLAB: готовые решения для модуляторов, демодуляторов, помехоустойчивых кодов, моделей каналов и высокоуровневые функции для построения отчетов.

### Имитатор КВ канала

Имитатор будет использоваться для:

- тестирования разрабатываемой АПД;
- сравнения различных реализаций АПД и в том числе сторонних производителей;

— подтверждения эффективности выбранных решений без проведения трассовых испытаний.

Поддерживаемые искажения сигнала:

аддитивный белый Гауссовский шум (АБГШ);

— частотно-селективные замирания;

— сдвиг сигнала по частоте; помеха в виде тонального сигнала.

Сценарии использования имитатора КВ канала:

— отладка АПД в режиме шлейфа;

— отладка взаимодействия АПД в дуплексном режиме;

— снятие кривых помехоустойчивости.

Результаты этапа:

— программная модель имитатора канала с шириной полосы до 40 кГц;

— оценка вычислительной сложности имитатора канала.

### Модем

Построение модема для работы в режиме радиолинии, а именно:

OFDM модулятор/демодулятор;

— помехоустойчивое кодирование;

— система символьной синхронизации;

оценка канала связи.

Сценарии использования:

— отладка модема в режиме шлейфа;

— отладка взаимодействия модемов в дуплексном режиме;

— верификация оценки канала связи; снятие кривых помехоустойчивости без и с помехоустойчивым кодированием.

Результаты этапа:

— одноканальный модем с шириной полосы до 40 кГц;

— оценка вычислительной сложности модема;

— характеристики модема (помехоустойчивость, скорость и вероятность синхронизации, эффективность оценки канала связи и т. д.).

### Аппаратура передачи данных

Для построения АПД используется клиент-серверная модель, где имитатор канала сервер, а АПД клиенты. На этом этапе появляется необходимость в графическом интерфейсе пользователя.

Сервер — это многоканальный имитатор каналов, реализующий частотно-временную

матрицу, в которой: все каналы работают параллельно и полностью соответствуют одноканальной модели; клиенты обслуживаются таким образом, что могут происходить коллизии; допускается независимая настройка каждого канала; абоненты подключаются со случайным или заданным положением в пределах слота, что позволит проверить тактовую синхронизацию.

Клиент — это одноканальная АПД, которая при подключении получает свой сетевой адрес и позволяет в дальнейшем: работать в режиме постоянного переключения рабочей частоты (ППРЧ) с использованием 128 битного регистра; управлять синхронизацией времени; управлять установлением и разрывом соединения; работать в режиме широкополосной передачи данных; принимать и передавать файлы; определять вероятность ошибки используя встроенный анализатор ПСП.

Сценарии использования: клиент-серверное приложение для отладки взаимодействия АПД во всех режимах работы; верификация алгоритмов установления и ведения связи (синхронизация времени, установление и разрыв соединения, переход на выделенную частотно-временную матрицу и т. д.); снятие вероятностно-временных характеристик.

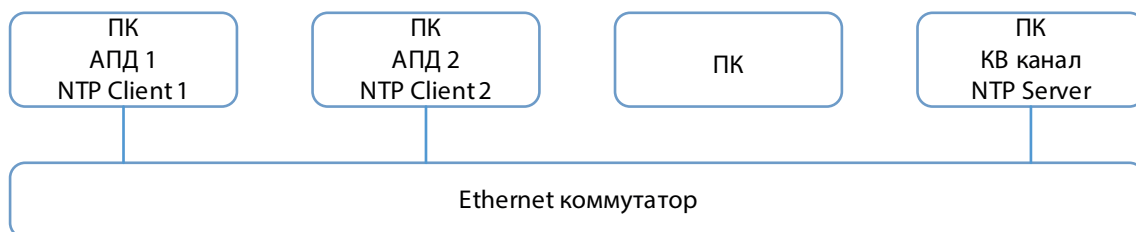
Результаты этапа: АПД с шириной полосы до 40 кГц, как законченное программное решение, которое может быть перенесено на целевую платформу; оценка вычислительной сложности АПД; вероятностно-временные характеристики (ВВХ); возможность демонстрации функционирования системы цифровой радиосвязи.

### Моделирование системы цифровой радиосвязи в реальном времени

Разработка, отладка и демонстрация результатов работы имитатора КВ канала, модема и АПД может происходить на следующем стенде, см. рисунок.

В зависимости от быстродействия персональных компьютеров модель может работать быстрее или медленнее реального времени. В этом случае вся синхронизация определяется сервером, поскольку он запрашивает данные у клиентов, которые к нему подключены.

АПД и многоканальный имитатор могут быть развернуты на разных ПК, на одном ПК в различных виртуальных операционных системах и на



Рисунок

одном ПК в одной операционной системе. Если нет необходимости в полном физическом разделении моделируемых устройств, то стенд может быть запущен на одном высокопроизводительном персональном компьютере под одной операционной системой или в различных виртуальных операционных системах.

Если запустить имитатор КВ канала с привязкой к реальному времени, то в состав АД можно ввести вокодер для демонстрации голосовой связи.

Для демонстрации синхронного переключения рабочих частот без использования проприетарного алгоритма синхронизации времени нужно синхронизировать время различных ПК, что можно сделать двумя способами: с использованием внешних приемников GPS/Glonas (подключенных к каждому ПК) или с использованием протоколов network time protocol (в этом случае один ПК выбирают ведущим, а остальные ведомыми).

## Выводы

Для моделирования системы цифровой коротковолновой радиосвязи используется или универсальные высокопроизводительные персональные компьютеры или сервера начального уровня, что позволяет провести моделирование с минимальными финансовыми затратами.

Оценка вычислительной сложности компонент, размера требуемой оперативной и дисковой памяти позволяет эффективно выбрать целевую платформу для реализации АД, например, 1891ВМ10Я [3] или 1892ВМ14Я [4];

Отдельно выделенные кроссплатформенные программные компоненты, реализующие АД, позволяют сократить время для переноса кода на целевую платформу.

Разработанная модель может эффективно использоваться для демонстрации работы системы цифровой коротковолновой связи.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Полунатурное моделирование средствами NI. URL: <https://media.ls.urfu.ru/510/> (дата обращения 16.11.2018)
2. Recommendation ITU-R F.1487 Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators, 05/2000
3. Центральный процессор «Эльбрус-8С». URL: <http://www.mcst.ru/elbrus-8c> (дата обращения 16.11.2018)
4. Система на кристалле 1892ВМ14Я. URL: <http://multicore.ru/index.php?id=1335> (дата обращения 16.11.2018)

*В. С. Шантала*

Кандидат технических наук, начальник лаборатории ПАО «Интелтех»

## ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ДОСТУПНОСТИ МЕЖДУ АБОНЕНТАМИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ

**АННОТАЦИЯ.** Предложен к рассмотрению способ графического представления доступности связи в цифровой радиосети. Представлены результаты визуализации радиосети на определенную дату на основании данных долгосрочного прогноза распространения радиоволн в коротковолновом диапазоне.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** цифровая радиосвязь, сеть связи, аппаратура передачи данных, короткие волны.

### Введение

При построении территориально распределенной коротковолновой цифровой радиосети необходимо анализировать связность между узлами за большой промежуток времени. Когда в сети большое количество узлов и высокий коэффициент связности между различными узлами, то анализ доступности маршрутов при помощи набора таблиц или графиков становится ненаглядным. Повысить наглядность можно используя трехмерную поверхность, которая позволяет в доступной форме визуализировать состояние дел в цифровой радиосети.

Доступность связи определяется отношением сигнал/шум которое прогнозируется на основании международной рекомендации IRI-2016

[1]. После моделирования распространения радиоволн на всех ребрах радиосети можно представить результаты в виде трехмерной поверхности где по оси аппликат определяется отношение сигнал/шум (ОСШ) для заданного времени суток и направления. Для повышения наглядности можно дополнительно построить двумерное представление, где ОСШ задается цветовой гаммой.

### Наглядное представление доступности связи

Для определения доступности абонентов использовались данные, полученные с информационного ресурса компании ООО НПФ «Радиан-М» [2]. Дата обращения к ресурсу 9 июня

Таблица 1

Описание сети радиосвязи

	Екатеринбург	Улан-Удэ	Хабаровск	Севастополь
Москва	1399 км 1/1 8,5/5,1 МГц	4406 км 2/1 11,0/7,5 МГц	6136 км 3/1 11,0/7,0 МГц	1254 км 1/1 8,5/5,5 МГц
Екатеринбург	—	3033 км 2/1 9,0/6,2 МГц	4856 км 2/1 12,0/8,0 МГц	2318 км 1/1 12,5/7,0 МГц
Улан-Удэ	—	—	1982 км 1/1 11,0/7,0 МГц	5306 км 2/1 12,5/7,5 МГц
Хабаровск	—	—	—	7168 км 3/1 11,5/7,5 МГц

2018 г. Моделирование основывается на данных долгосрочного прогноза на дату 1 августа 2018 г. для сети радиосвязи из табл. 1, где указано рас-

стояние между центрами связи, количество отражений от слоя F2/E и рабочие частоты для каждого направления (дневная/ночная).

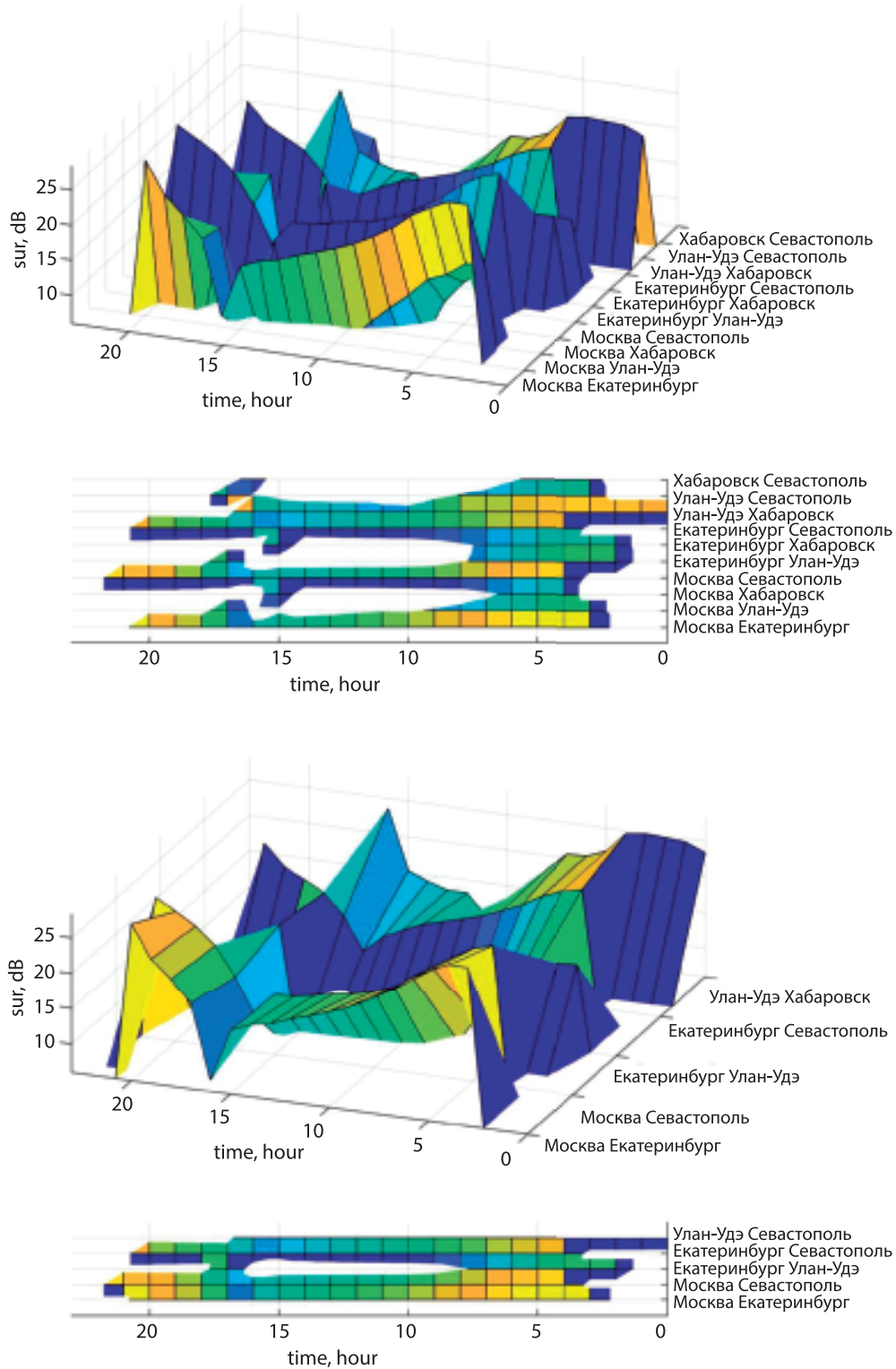


Рис. 1. ОСШ при работе на дневных частотах

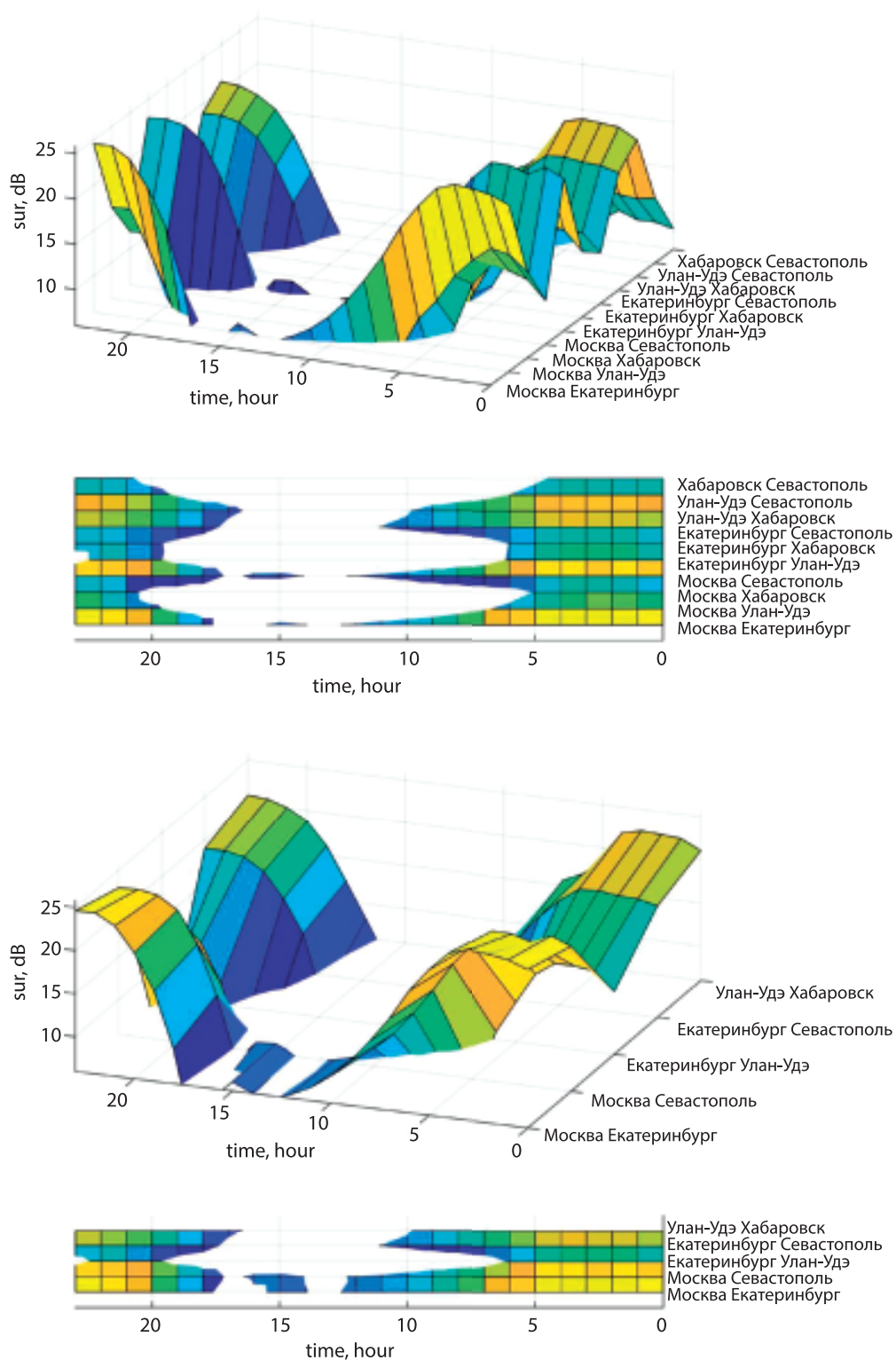


Рис. 2. ОСШ при работе на ночных частотах

Характеристика места приема: отдаленная местность. Коэффициент усиления приемной антенны: 3 дБ. Чувствительность приемника: 1 мкВ. Мощ-

ность передатчика: 5 кВт. Коэффициент усиления передающей антенны: 3 дБ. Класс излучения: однополосная с подавленной несущей 2К70J3Е.

На рис. 1–3 представлены результаты моделирования для двух случаев: полностью доступная сеть (между любой парой центров имеется связь)

и сеть с заданной топологией (учитываются только запланированные связи). Срез по оси аппликата проходит по уровню ОСШ 6 дБ.

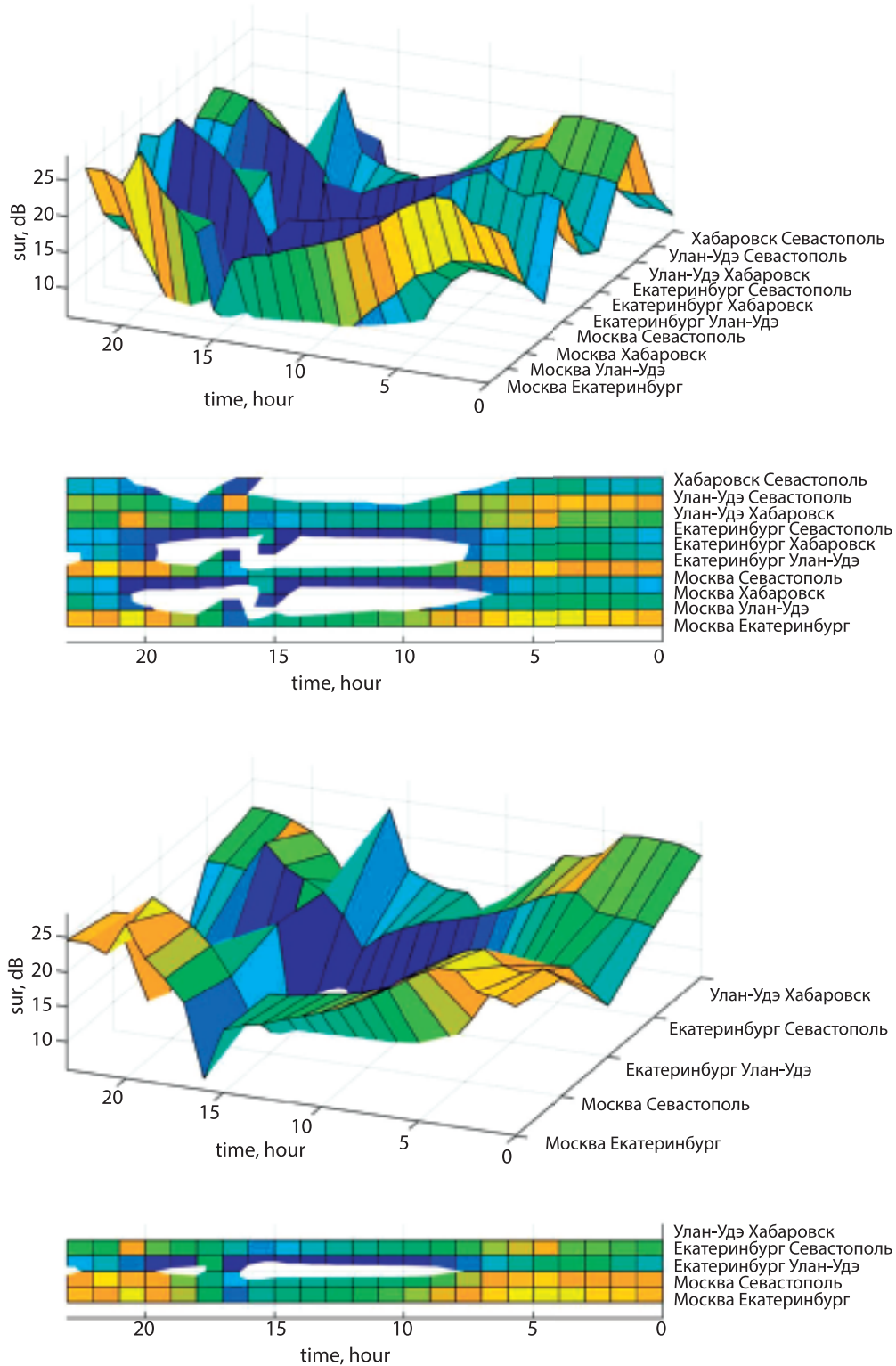


Рис. 3. ОСШ при работе на двух частотах с оптимальным переключением



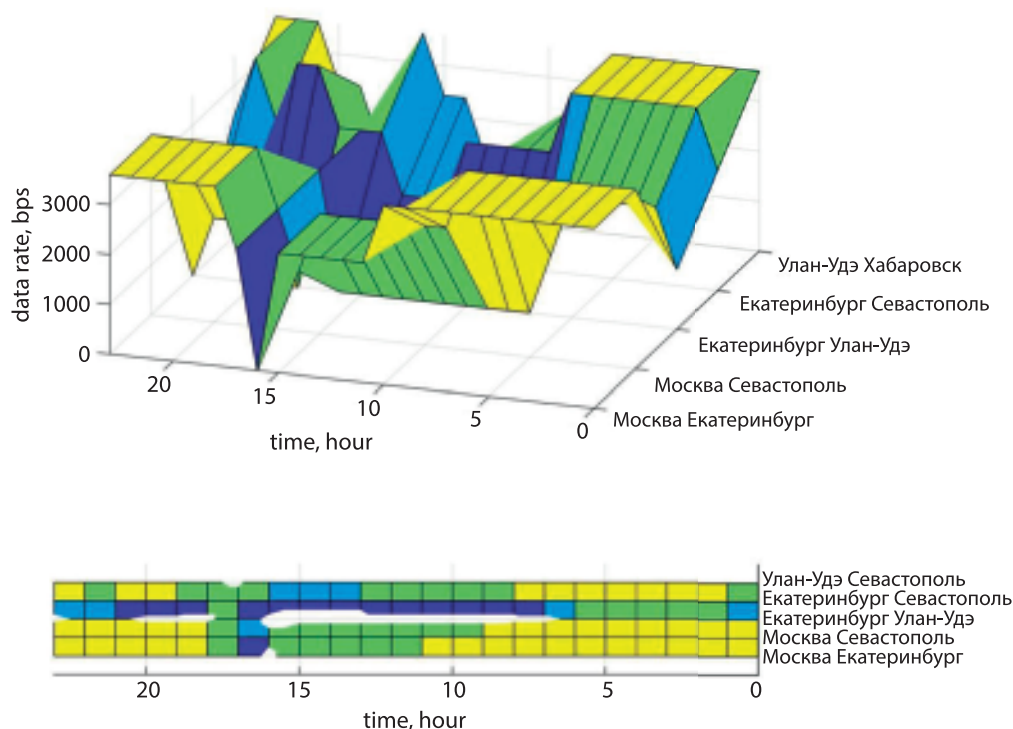


Рис. 4. Скорость передачи при работе на двух частотах с оптимальным переключением

Отношение сигнал/шум можно пересчитать в доступную скорость передачи по коэффициенту ошибки  $1e^{-4}$  для относительно фазовой модуляции. Пересчет делался для гипотетического OFDM модема, который работает в канале тональной частоты 0,3–3,4 кГц. Результаты пересчета представлены на рис. 4.

Для построения графиков использовалась система технических расчетов MATLAB.

### Выводы

Результаты моделирования можно использовать для визуального представления доступности

связи на каждом из направлений и, например, для объяснения выбранного маршрута следования пакетов при построении системы пакетной радиосвязи.

При функционировании радиосети график доступности можно уточнять в режиме реального времени на основании данных, полученных от аппаратуры передачи данных, при условии такой возможности.

При добавлении источников преднамеренных помех полученная поверхность может визуализировать их влияние на систему связи, поскольку это эквивалентно уменьшению ОСШ на выбранных направлениях.

### ЛИТЕРАТУРА

1. International Reference Ionosphere 2016: from ionospheric climate to real-time weather predictions: IRI-2016

2. Прогнозирование распространения радиоволн КВ диапазона и доступности связи на заданных частотах. URL: <http://kv.radian-m.ru/> (дата обращения 09.06.2018)

**ТЕХНИКА СРЕДСТВ СВЯЗИ**  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

№2 (146). 2019

Компьютерная верстка *Н. В. Стасевой*  
Дизайн обложки: Шаутин Д.А.  
Поддержка сетевой версии журнала: Лебедев Д.В.

Налоговая льгота — Общероссийский классификатор продукции  
ОК 005-93, т. 2; 95 3004 — научная и производственная литература

---

Подписано в печать 17.12.2018. Формат 60×84/8. Печать цифровая.  
Усл. печ. л. 20,25. Тираж 100. Заказ 2870.

---

Отпечатано  
в Издательско-полиграфическом центре Политехнического университета.  
195251, Санкт-Петербург, Политехническая ул., 29.  
Тел.: (812) 552-77-17; 550-40-14.