ОКТЯБРЬ - НОЯБРЬ 2016

4

СПЕЦИАЛЬНЫЙ ВЫПУСК

СПЕЦТЕХНИКА и связь

ISSN 2075-7298

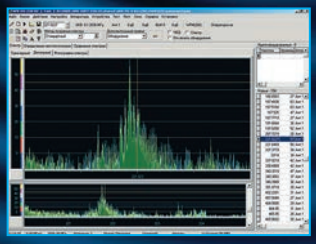
АРК-Д11
двухканальное панорамное радиоприемное устройство

Серийно выпускается с 2002 года, постоянно модернизируется, предыдущие модификации АРК-Д7, АРК-Д7М

Свидетельства о Государственной регистрации программных пакетов

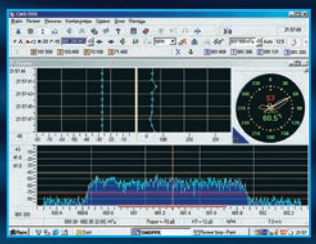
Технические решения защищены патентами

АРК-Д11 – центральный блок

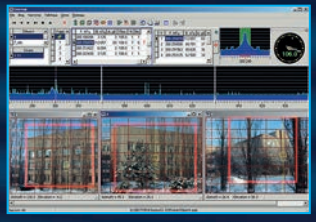


Программа СМО-ДХ

АРК-Д11 с АС-НП5



Программа СМО-ППК



Программа СМО-СЕКТОР

Профессиональный комплекс поиска несанкционированных радиоизлучений

Два физических канала когерентного приема и цифровой обработки:

- 9 кГц – 8 ГГц для каждого из двух каналов;

Широкий рабочий диапазон частот:

- 9 кГц - 40 ГГц для одного из каналов (опционально);

Высокая производительность:

• полоса одновременной обработки в каждом канале	до 24 МГц;
• скорость панорамного спектрального анализа (дискретность спектра 6,25 кГц)	до 20 ГГц/с;
• скорость многоканального пеленгования	до 2,5 ГГц/с
• обнаружение сигналов с ППРЧ	до 1000 ск/с
• обнаружение импульсных радиосигналов длительностью	от 1 мкс
• непрерывная запись радиосигналов в полосе	до 40 МГц;
• многоканальная запись радиосигналов с шириной спектра 25 / 50 КГц в полосе до 24 МГц	до 64 каналов

Высокая помехоустойчивость:

• максимальное допустимое напряжение на входе	23 дБм
• динамический диапазон по интермодуляции 3 и 2 порядка	75 дБ
• ослабление по внеполосным каналам приема	70 дБ
• избирательность по зеркальному каналу	70 дБ
• наличие дополнительного приемного тракта	полоса 0,5 МГц

Многофункциональность на основе технологии Software Defined Radio:

- технический анализ радиосигналов в режиме отложенной обработки;
- поиск интермодуляционных помех;
- работа от сети переменного тока 90 – 250 В или от бортовой сети 10 - 15 В;
- возможность дистанционного управления.

Радиоконтроль в помещениях (9 кГц ... 40 ГГц):

- обнаружение «новых» радиоизлучений с произвольными видами модуляции, в т. ч. сверх-широкополосных (UWB) сигналов и сигналов с ППРЧ;
- идентификация несанкционированных радиоизлучений;
- определение местоположения источников радиоизлучений при внутреннем и наружном радио-контроле объектов;
- контроль проводных сетей 50 Гц – 30 МГц;

Радиоконтроль на местности (9 кГц ... 40 ГГц):

- автоматическое пеленгование 1,5...8000 МГц;
- автоматизированное пеленгование 8...40 ГГц;
- обнаружение радиоизлучений и определение местоположения их источников на местности:
  - аналоговых средств связи УКВ диапазона;
  - передатчиков цифровых средств связи (GSM, CDMA, DECT, TETRA, UMTS, Wi-Fi, WiMAX, DMR, APCO P25);
  - передатчиков сигналов аналогового и цифрового видеонаблюдения.

www.ircos.ru Тел./факс: (495) 615-73-02 Тел. (495) 615-10-26, 615-08-38 info@ircos.ru

СОДЕРЖАНИЕ

АЛЕКСЕЕВ Д.А., БОГДАНОВ А.Ю., РЕМБОВСКИЙ А.М.
Выявление несанкционированных радиоизлучений в контролируемых объектах.....2

АЛЕКСЕЕВ П.А., АШИХМИН А.В., КАЮКОВ И.В., КОЗЬМИН В.А., МАНЕЛИС В.Б
Анализатор сигналов цифрового телевидения DVB-T2.....15

АЛЕКСЕЕВ П.А., КОЗЬМИН В.А., КРЫЖКО И.Б., СЛАДКИХ В.А.
Определение параметров сетей и точек доступа Wi-Fi 29

ГНЕЗДИЛОВ Д.С., КОЗЬМИН В.А., КРЫЖКО И.Б., РАДЧЕНКО Д.С., ТОКАРЕВ А.Б.
Измерение частотных параметров модулированных радиосигналов.....37

КОЗЬМИН В.А., РАДЧЕНКО Д.С., ТОКАРЕВ А.Б.
Оценка системами радиомониторинга интенсивности радиопомех и занятости радиочастотного спектра.....45

АЛЕКСЕЕВ П.А., АШИХМИН А.В., БЕСПАЛОВ О.В., КАЮКОВ И.В., КОЗЬМИН В.А., МАНЕЛИС В.Б.
Анализатор сигналов базовых станций GSM, UMTS, LTE сетей сотовой связи.....50

КОЗЬМИН В.А., КРЫЖКО И.Б., ТОКАРЕВ А.Б., ФАТЕЕВ А.А.
Определение местоположения источников радиоизлучения 60

БАРКАЛОВ С.В., КОЗЬМИН В.А., ЛУШИН М.В., СЫСОЕВ Д.С., ТОКАРЕВ А.Б.
Инженерная инфраструктура автоматизированных систем радиоконтроля 69

ГНЕЗДИЛОВ Д.С., КОЗЬМИН В.А., КРЫЖКО И.Б., ТОКАРЕВ А.Б., ФАТЕЕВ А.А.
Формирование высокоточной локальной шкалы частоты-времени мониторинговых радиоприемников.....81

БОЧАРОВ Д.Н., КОЗЬМИН В.А., КОРОЧИН С.В., ПРОВОТОРОВ А.С.
Система самодиагностики оборудования автоматизированной системы радиомониторинга АРМАДА.....85

АШИХМИН А.В., ЛИТВИНОВ А.И., ПЕРШИН П.В., ПОЛЯКОВ А.В., СЕРГИЕНКО А.Р., СПАЖАКИН М.И., ТОКАРЕВ А.Б.
Цифровые радиоприемные устройства техических средств радиомониторинга 90

БЕСПАЛОВ О.В., КАЮКОВ И.В., КОЗЬМИН В.А., МАНЕЛИС В.Б.
Высокоточное оценивание несущей частоты сигнала цифрового телевидения.....97

АШИХМИН А.В., КОЗЬМИН В.А., МЯКИНИН И.С., РАДЧЕНКО Д.С., СПАЖАКИН М.И.
Адресное пеленгование и определение местоположения источников радиоизлучения ручным пеленгатором 101

БЕСПАЛОВ О.В., БОЧАРОВ Д.Н., КАЮКОВ И.В., КОЗЬМИН В.А., МАНЕЛИС В.Б.
Анализатор сигналов радиостанций DMR 106

АШИХМИН А.В., БОЧАРОВ Д.Н., КОЗЬМИН В.А., КРЫЖКО И.Б., СЛАДКИХ В.А.
Анализатор сигналов радиостанций APCO P25 111

АВДЮШИН А.С., АШИХМИН А.В., АЛЕКСЕЕВ П.А., ЖУКОВ А.А., КОЗЬМИН В.А., ПЯТУНИН А.Н., СЫСОЕВ Д.С.
Архитектура программного обеспечения автоматизированных систем радиоконтроля..... 115

Рукописи, принимаемые к публикации, проходят научное рецензирование.
Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения автора.
Редакция не несет ответственности за достоверность сведений, содержащихся в рекламе. Перепечатка материалов из журнала допускается только с письменного разрешения редакции. В этом случае статья должна сопровождаться ссылкой на журнал «Спецтехника и связь».

Учредитель – Российский новый университет

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ
Зернов В.А., д.т.н., профессор
Бугаев А.С., академик РАН
Гуляев Ю.В., академик РАН
Никитов С.А., чл.-корр. РАН
Андрюшин О.Ф., д.т.н., профессор
Волков В.Г., д.т.н.
Дворянкин С.В., д.т.н., профессор
Звежинский С.С., д.т.н., профессор
Крюковский А.С., д.ф.-м.н., профессор
Лукин Д.С., д.ф.-м.н., профессор
Минаев В.А., д.т.н., профессор
Палкин Е.А., к.ф.-м.н.
Филипповский В.В., к.т.н.
Черная Г.Г.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ
Главный редактор – **Черная Г.Г.**
Научный редактор – **Дворянкин С.В.**
Научный консультант – **Растягаев Д.В.,** к.ф.-м.н.
Графика – **Абрамов К.Е.**
Распространение – **Михеев Б.Ю.**

ИЗДАТЕЛЬ
ООО «Спецтехника и связь»
тел.: +7(963) 636-8984
e-mail: galina_chernaya@bk.ru
ISSN 2075-7298

Дизайн верстка –
Клейменова Т.В.

Тираж 200 экз.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ООО «Чебоксарская типография № 1» 428019, г. Чебоксары, пр. И.Яковлева, 15

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи и массовых коммуникаций. Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-32855 от 15 августа 2008 г.
© АНО ВО «РосНОУ», 2016 г.

АЛЕКСЕЕВ[1] Дмитрий Александрович
БОГДАНОВ[1] Александр Юрьевич
РЕМБОВСКИЙ[1] Анатолий Маркович,
доктор технических наук

ВЫЯВЛЕНИЕ НЕСАНКЦИОНИРОВАННЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ В КОНТРОЛИРУЕМЫХ ОБЪЕКТАХ

В настоящей статье изложены методы и этапы выявления несанкционированных радиоизлучений (НСР), особенности поиска и локализации их источников в контролируемых объектах портативными и стационарными средствами радиоконтроля.

This article describes the methods and stages of unauthorized radio emissions detection and localization of their sources in controlled objects with portable and stationary radio monitoring means.

Ключевые слова: радиоконтроль, автоматизированная система, выявление несанкционированных источников радиоизлучения, пеленгование, регистрация, технический анализ, определение местоположения, контроль территории, контроль объектов.

Keywords: radio monitoring, automated system, detection of unauthorized emission sources, direction finding, recording, technical analysis, localization, territory control, object control.

Соблюдение регламента радиосвязи и установленных правил использования радиосредств, защита государственной, коммерческой тайны и внутрикорпоративной информации, противостояние промышленному шпионажу, обеспечение конфиденциальности переговоров и совещаний были и остаются актуальными задачами радиоконтрольных служб и служб безопасности.

Одной из главных задач радиоконтрольных служб в современных условиях является выявление несанкционированных радиоизлучений (НСР) любого характера происхождения. Для решения данной задачи применяются разнотипные технические средства. Объединение таких средств в единую автоматизированную систему позволяет повысить эффективность мероприятий по выявлению НСР. Ранее [1] были рассмотрены функции и состав автоматизированной системы радиоконтроля (АСР) АРЕАЛ-5, предназначенной для выявления НСР и определения местоположения их источников в помещениях контролируемых объектов, а также в отдельном помещении или транспортном средстве.

В настоящей статье с учетом современных тенденций развития информационных технологий изложены методы и этапы выявления НСР, особенности их поиска и локализации в контролируемых объектах при помощи портативных и стационарных средств радиоконтроля.

Практические выводы и результаты основаны на использовании отечественных изделий:

- портативных комплексов радиоконтроля АРК-Д11;
- стационарных систем радиоконтроля на контролируемых объектах АРК-Д13Р, АРК-Д15Р;
- носимых радиопеленгаторов АРК-РП3М.

Источники НСР

К источникам НСР могут быть отнесены все устройства (специально созданные для негласной передачи информации за пределы контролируемого объекта или территории и непредумышленные), использование которых в национальных масштабах, на данном участке контролируемой местности или на территории объекта не разрешено государственными законами, Регламентом радиосвязи, лицензиями или инструкциями Министерства связи и иных ведомств. Решение о включении того или иного излучения в перечень НСР принимает лицо, ответственное за обеспечение безопасности объекта или территории. Таким образом, к источникам НСР могут быть отнесены:

- устройства беспроводной связи — телефоны, смартфоны, радиостанции;
- аппаратура, штатно оснащенная радиомодулем, — планшеты, ноутбуки, видеокамеры, роутеры, принтеры, телевизоры;
- специализированные устройства для негласного прослушивания и передачи информации (так называемые «радиозакладки») в камуфлированном или некамуфлированном исполнении, в том числе, «радионяни», GPS-трекеры и т.п.

Каналы утечки информации могут быть образованы также за счет побочных электромагнитных излучений и наводок технических средств, размещенных в помещениях.

Технические каналы утечки информации могут быть использованы злоумышленниками, конкурентами или нелояльными сотрудниками в своих целях.

В отношении любого НСР сотрудниками служб радиоэлектронной безопасности с помощью технических средств (ТС) должны быть проведены действия по распознаванию характера его происхождения, исследованию наличия информативной составляющей, определения способности передать информацию, а также локализации его источника.

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

Основные методы выявления НСР

Функционирование ТС радиоконтроля происходит, как правило, в условиях сложной электромагнитной обстановки. Их работу значительно осложняет повсеместное применение беспроводных систем связи и передачи информации, легально работающих на контролируемой территории или вблизи ее, а также систем телевидения и радиовещания, местоположение которых находится за пределами контролируемых территорий (объектов). Работа по выявлению НСР может осуществляться в условиях наличия помех промышленного происхождения, источниками которых являются генераторы сигналов, рентгеновские установки, сварочные аппараты, офисная техника и т.п.

Основная задача заключается в **разделении с помощью ТС всех радиоизлучений на «внешние», размещенные за пределами охраняемого периметра, и «внутренние», находящиеся на охраняемой территории или объекте, выявлении НСР и локализации их источников [4].**

Для решения задач по обнаружению и локализации НСР, как правило, применяются [4] следующие методы:

- непрерывный радиомониторинг с изучением всех изменений частотной загрузки в контролируемых диапазонах частот, выявляемых за счет сравнения текущих спектральных данных с эталонными, полученными ранее;
- сравнение данных радиообстановки, полученных вне объекта, с данными, полученными внутри;
- проведение акустических тестов на «подозрительных» частотах;
- локализация источников радиосигналов за счет использования данных о зафиксированных уровнях и ряд других.

Несмотря на то, что для обнаружения возможных источников НСР могут применяться разные ТС (детекторы ВЧ поля, средства неразрушающего контроля, нелинейные локаторы, рентгеновские установки и т.п.), обеспечивающие решение задачи одним из методов, **наиболее эффективным средством оперативного выявления НСР и поиска их источников были и остаются автоматизированные комплексы и системы,** допускающие комбинированное использование всех перечисленных методов, а также отвечающие следующим требованиям:

- работа в широком диапазоне частот, от единиц кГц до десятков ГГц;
- высокая скорость сканирования в целях снижения вероятности пропуска кратковременных сигналов;
- возможность сравнения данных, полученных за пределами охраняемого объекта, с данными, полученными на объекте, для выделения сигналов, источники которых функционируют внутри объекта;
- возможность сравнения полученных спектральных данных с эталонными (полученными в период отсутствия НСР);
- возможность сравнения параметров выявленных излучений с эталонными описаниями источников радиоизлучения (ИРИ), хранящимися в базе данных;
- возможность проведения первичного и детального технического анализа;
- возможность выделения сигналов интересующих источников для систем связи, работающих на одной частоте, в том числе в режиме TDMA;
- минимальное участие оператора при решении рутинных задач.

Дополнительными, но крайне важными требованиями к техническим средствам являются эргономичность оборудования и программного обеспечения, многофункциональность, габаритные размеры и масса.

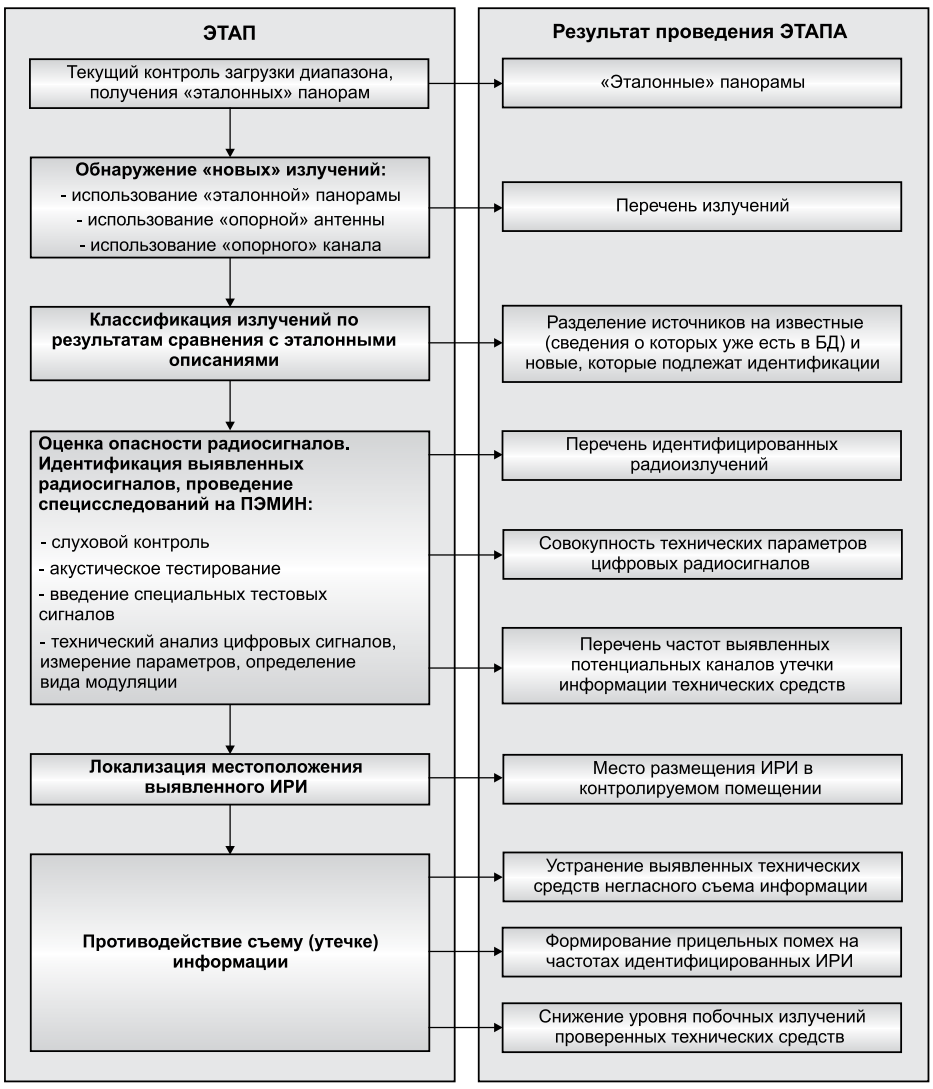


Рис. 1. Этапы выявления технических каналов утечки информации

Этапы решения задачи по выявлению НСР

Многолетняя практика выявления НСР позволяет определить типовую последовательность действий операторов, предполагающую получение сведений о текущей радиообстановке на контролируемом объекте, обнаружение НСР, локализацию их источников с точностью до помещения, оценку их опасности как потенциального канала утечки информации и только потом принятие мер по поиску источников НСР внутри помещений и прекращению их работы (выключению, радиоэлектронному подавлению и т.п.) [4]. Основные этапы решения задачи по выявлению НСР представлены на *рис. 1.*

Первый этап (текущий контроль загрузки радиодиапазона) предполагает накопление и анализ данных о частотах, уровнях и характере радиосигналов в рабочем диапазоне применительно к области, подлежащей контролю. Под «эталонной» панорамой понимается совокупность накопленных за большой интервал времени спектральных данных, полученных при проведении контроля. При этом предполагается, что в период накопления «эталонной» панорамы «опасные» сигналы отсутствуют.

Целью второго этапа является обнаружение «новых» (не попавших в «эталонные» панорамы) излучений, источники которых находятся внутри контролируемого периметра, и потому потенциально опасных с позиции возможности утечки информации. Для решения данной задачи рекомендуется использовать двухканальные или многоканальные радиоприемные устройства. К одному из каналов подключается «опорная» антенна, находящаяся вне зоны приема сигналов из контролируемой зоны, но обеспечивающая прием внешних сигналов, на другие входы подаются сигналы с приемных антенн, находящихся в контролируемой зоне.

Если количество антенн превышает число входов радиоприемного устройства, то обработка сигналов с этих антенн может быть организована за счет применения антенного коммутатора, поочередно подключающего разные антенны к входу приемника. Практика показывает, что для контроля помещения размером до 100 м^2 обычно достаточно иметь от 2 до 4 антенн. Рекомендуется использовать антенны с невыраженной поляризацией и квазиизотропной диаграммой направленности.

При использовании одноканального приемника измерение уровня мощности сигналов с разных антенн можно провести только последовательно во времени. Из-за наличия модуляции, а также с учетом того, что полоса сигнала также неизвестна и при измерении берется ее оценка, возникает ошибка в оценке мощности, приводящая к возрастанию вероятности ложного обнаружения или пропусков сигналов. Помимо этого, недостатком использования одноканальной аппаратуры является большая продолжительность обработки сигналов.

Двухканальный метод при равных условиях обеспечивает также большую вероятность обнаружения кратковременных и импульсных сигналов. Применение двухканального приемника, каналы которого синхронно настраиваются на одну и ту же полосу анализа, сокращает длительность измерений и повышает точность оценки мощности сигналов. Повышение точности достигается за счет того, что снятие временной выборки происходит синхронно по двум каналам и оценка уровня мощности сигнала осуществляется в равных условиях. Поскольку при принятии решения происходит сравнение относительных величин, то ошибки, связанные с погрешностями алгоритма оценки мощности, практически не оказывают влияния на результат.

В ближней зоне на расстоянии от одного до десяти метров уровень излучения от маломощных ИРИ значительно превышает уровень мощных, но удаленных источников. Сопоставление радиосигналов, приходящих по «опорному» и прочим — «сигнальным» — каналам, позволяет выявлять радиоизлучения, порождаемые внутри охраняемой зоны.

Третий этап предполагает разделение обнаруженных на втором этапе сигналов на известные, информация о которых была получена ранее и внесена в базу данных, и новые, которые представляют собой объекты более детального исследования, выполняемого на четвертом этапе. Данный этап может проводиться в автоматическом режиме.

Целью четвертого этапа является проверка опасности выявленных «новых» радиоизлучений с позиции возможной утечки информации. Для проверки могут использоваться автоматизированные методы тестирования, однако они не всегда гарантируют однозначную идентификацию всех опасных излучений, в связи с чем могут потребоваться дополнительные «экспертные» методы проверки, ориентированные на участие оператора, опыт которого с учетом возможностей программ углубленного технического анализа может способствовать принятию правильного решения в сложных случаях.

Одним из методов идентификации радиоизлучений с аналоговыми видами частотной модуляции (ЧМ) является акустическая идентификация.

При этом методе для идентификации выявленного радиоизлучения после настройки радиоприемного устройства на частоту одного из выявленных «новых» ИРИ используются акустические тестовые сигналы различных видов, формируемых тестовыми громкоговорителями. Принятый радиосигнал демодулируется, после чего осуществляется его корреляционная обработка с модулирующим сигналом во временной и спектральной областях. По значению коэффициента корреляции принимается решение о принадлежности источника принимаемого радиосигнала радиомикрофону, расположенному в помещении.

Для сохранения работоспособности предложенного способа в случае использования таких методов закрытия, как инверсия спектра и частотная мозаика, в качестве тестового сигнала используют двухчастотный сигнал или ЛЧМ сигнал, а обработку проводят в спектральной области. Решение о наличии радиомикрофона выносят при наличии спектральных составляющих тестового сигнала на интервале времени, равном длительности звучания тестового сигнала, и их отсутствии вне этого интервала.

В основе построения алгоритма идентификации радиомикрофонов со статическим скремблированием в частотной области лежит однозначность преобразования акустического сигнала, то есть возможность по преобразованному сигналу однозначно восстанавливать исходный. Это означает, что при многократном повторении какого-либо акустического сигнала излучаемый радиосигнал также будет повторяться. Подобная повторяемость позволяет установить факт наличия радиомикрофона.

Использование методов идентификации радиомикрофона на основе использования специальных акустических тестов может быть сопряжено с возможным нарушением скрытности поиска, т.к. тестовые сигналы носят достаточно специфический характер, поэтому более предпочтительным является использование типовых звуков (быстрая ритмическая музыка, непрерывная речь). Кроме того, метод акустической идентификации неприменим и при сложных видах модуляции и передаче информации в цифровом виде. В этом случае используется запись фрагментов радиосигнала в полосе пропускания ТС радиоконтроля и их последующая обработка в рамках задачи технического анализа (ТА).

Традиционно ТА подразделяют на первичный и детальный (углубленный).

Первичный ТА проводится на постах в объеме, достаточном для получения точной настройки аппаратуры, установления наличия излучения на фоне помех и идентификации источника излучения.

Конечной целью первичного ТА является идентификация источника НСР на основе оценки параметров его радиоизлучения. При первичном ТА выполняются несложные операции с радиосигналом с целью измерить характеристики радиоизлучения, определить тип модуляции и некоторые параметры радиоизлучения после демодуляции универсальными аналоговыми демодуляторами на несущей или поднесущей частотах.

Целью детального (углубленного) технического анализа является не только идентификация источника НСР на основе оценки его параметров, но и оценка информационной составляющей. При углубленном техническом анализе оператору предоставляется возможность выполнить гораздо большее количество математических преобразований над радиосигналами в различной форме их представления и получить практически полную информацию по обнаруженному сигналу, включая выявление условий или причин их возникновения и законов сигналообразования НСР. Например, можно установить закон формирования радиосигнала, проведя обратные преобразования, получить короткий фрагмент исходного сообщения и затем проанализировать его на соответствие акустическим тестовым сигналам (речи или музыке), передававшимся в контролируемом помещении, т.е. осуществить идентификацию излучения.

Технический анализ радиосигналов выполняется в режиме отложенной обработки по записанным ранее фрагментам радиосигналов. Запись фрагментов радиосигналов производится в автоматическом режиме при обнаружении НСР или в ручном режиме по команде оператора.

Решение об опасности НСР может быть принято как на этапе исследования самого радиосигнала, так и после его демодуляции на этапе исследования битового потока с выхода демодулятора. В результате анализа битового потока демодулированного НСР можно получить сведения о характере передаваемой информации (например, акустический фон в контролируемом помещении, паразитные излучения офисной АТС, мониторов или блоков питания) и типе передаваемых данных (например, голосовая связь, передача факсимильных сообщений, межкомпьютерный обмен, в том числе, передача картинок, документов, архивов и пр.).

Итогом технического анализа является совокупность признаков и технических параметров обнаруженного НСР, которые позволяют сделать вывод о происхождении радиосигнала, наличии в нем информационной составляющей, выявить источник НСР и облегчить его локализацию в контролируемом помещении или на охраняемой территории.

Пятый этап — локализация местоположения ИРИ производится различными способами: путем проведения акустических тестов, амплитудным методом или с помощью радиопеленгаторов.

Локализация радиомикрофонов с простыми видами модуляции осуществляется на основе измерения задержки излученного радиомикрофоном сигнала относительно тестового акустического, так называемая «акустическая локация». В упрощенном виде алгоритм реализуется с использованием двух акустических колонок.

В случаях, когда НСР функционирует непрерывно или периодически, для локализации можно применять несложные и простые в эксплуатации технические средства ручного пеленгования (индикаторы или детекторы поля) в совокупности с визуальным осмотром помещения.

При наличии распределенных по площади охраняемого объекта ТС радиоконтроля можно сузить область поиска за счет предварительной локализации источника амплитудным методом на основании данных о зафиксированных уровнях сигнала на приемных антеннах.

Шестой этап, связанный с противодействием съему (утечке) информации, выполняется в зависимости от результатов выполнения предыдущих пяти этапов.

Технические средства выявления НСР

В зависимости от условий решения задач по выявлению НСР могут применяться портативные или стационарные средства радиоконтроля.

При необходимости проведения разового обследования или обеспечения «временной» безопасности на объекте, не оснащенном стационарными системами радиоконтроля, используются портативные быстроразворачиваемые средства. Примером ТС такого типа может служить двухканальное панорамное цифровое радиоприемное устройство (ЦРПУ) АРК-Д11.

При необходимости ведения постоянного контроля на объекте с большим числом помещений (зон) следует применять стационарные ТС радиоконтроля, такие как системы дистанционного радиоконтроля в помещениях АРК-Д13Р или АРК-Д15Р. На «последних метрах» для локализации ИРИ находят применение ручные радиопеленгаторы с направленными антеннами, например, АРК-РП3М.

АРК-Д11 представляет собой панорамное ЦРПУ, обеспечивающее эффективный поиск несанкционированных радиоизлучений путем использования двух когерентных каналов приема на основе широкополосных модулей семейства АРГАМАК+ [3]. Может применяться для поиска радиоизлучений в диапазоне от 9 кГц до 40 ГГц, а также для выявления возможных каналов утечки информации по проводным сетям.

В базовом составе АРК-Д11 обеспечивает подключение одной опорной и до четырех «сигнальных» антенн. Для расширения контролируемой области к ее центральному блоку (*рис. 2*) можно подключать блок управления выносными модулями (БУВМ), обеспечивающий дополнительное подключение до 8 выносных модулей с приемными антеннами для каждого диапазона.

Стационарная система дистанционного радиоконтроля в помещениях АРК-Д13Р обеспечивает контроль до 124 помещений внутри объектов. Структурная схема АРК-Д13Р приведена на *рис. 3*.

Система построена на панорамных ЦРПУ, аналоговая часть которых раз-

Рис. 2. АРК-Д11 – центральный блок

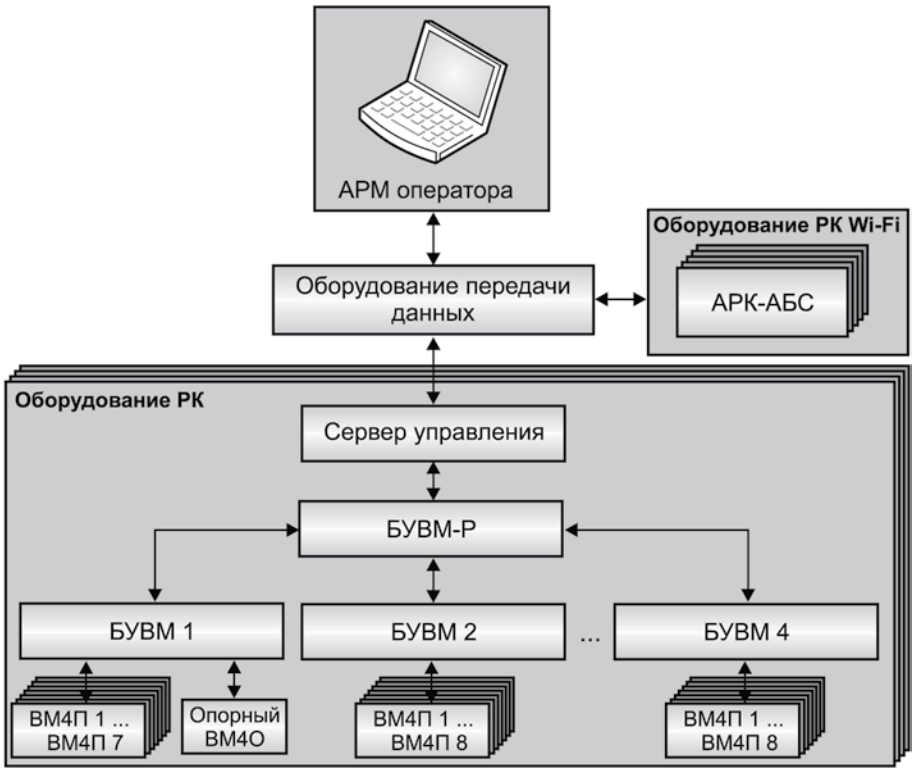


Рис. 3. Структурная схема АРК-Д13Р

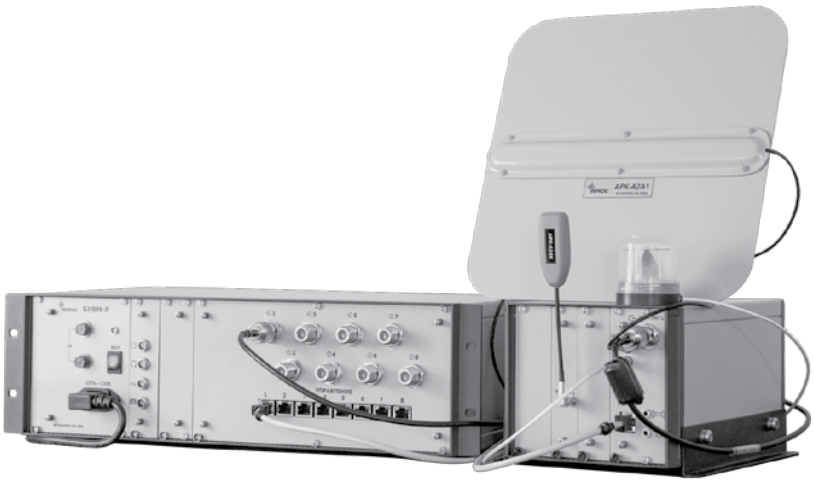


Рис. 4. ВМ4П – модуль для помещений

Рис. 5. ВМ4О – модуль в защищенном исполнении

Рис. 6. АРК-АБС анализатор сетей Wi-Fi

мещается в выносных модулях (ВМ), а цифровая — в двухканальных блоках аналого-цифровой обработки и коммутации БУВМ-Р. Внешний вид БУВМ-Р и выносного модуля, размещаемого в помещении, представлен на *рис. 4*.

К одному БУВМ-Р может быть подключено до 8 выносных модулей. Для увеличения количества подключаемых модулей используются коммутаторы — БУВМ. БУВМ-Р обеспечивает одновременное подключение до четырех БУВМ. К каждому БУВМ, в свою очередь, может быть подключено до 8 выносных модулей.

Выносные модули ВМ4О *(рис. 5)*, предназначенные для получения сведений о радиоэлектронной обстановке на внешнем периметре охраняемого объекта, имеют термо-влагозащищенное исполнение.

Управление системой может производится с автоматизированных рабочих мест оператора, подключаемых через оборудование передачи данных к серверам управления аппаратурой радиоконтроля.

Для расширения функциональных возможностей по обнаружению НСР, использующих для передачи данных сигналы стандарта Wi-Fi к системе могут подключаться анализаторы сетей Wi-Fi АРК-АБС (*рис. 6*).

Следующим шагом по развитию стационарных средств радиоконтроля в помещениях является система дистанционного радиоконтроля в помещениях АРК-Д15Р (структурная схема системы приведена на *рис. 7*).

Система обеспечивает обнаружение и локализацию квазинепрерывных и кратковременных радиоизлучений, в том числе работающих в одной частотной полосе. В составе системы АРК-Д15Р в качестве оконечных устройств, размещаемых в охраняемых помещениях, выступают не удаленно вынесенные аналоговые модули, а полноценные цифровые панорамные радиоприемные устройства, обработка данных, полученных с этих устройств, производится на сервере управления. Внешний вид выносных модулей АРК-Д15Р для помещений и в защищенном исполнении представлен на *рис. 8* и *рис. 9*, соответственно.

Применение в качестве выносных модулей широкополосных радиоприемных устройств обеспечивает непрерывность приема сигналов всеми модулями одновременно, что выгодно отличает АРК-Д15Р от АРК-Д13Р, в которой производится последовательное получение данных с модулей, подключенных к сигнальным входам БУВМ-Р.

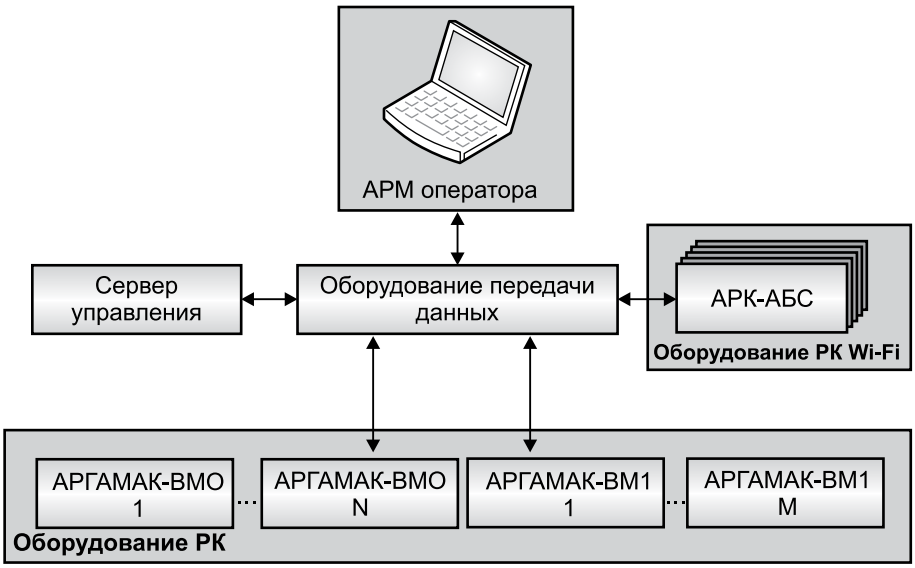


Рис. 7. Структурная схема АРК-Д15Р

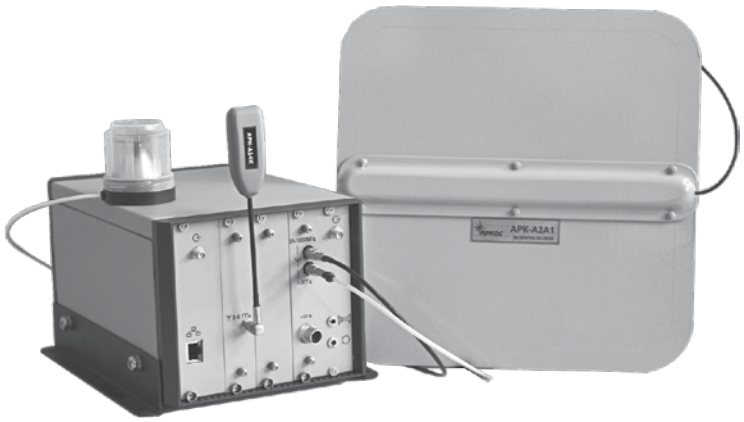


Рис. 8. АРГАМАК-ВМ1 – модуль для помещений

Рис. 9. АРГАМАК-ВМ0 – модуль в защищенном исполнении

пользующих цифровые технологии передачи данных.

В системе АРК-Д15Р передача сигналов от выносных модулей к серверу управления осуществляется в цифровой форме, благодаря чему устраняется влияние наводок на кабельные линии передачи, снимаются ограничения на удаление выносных модулей от сервера управления, а также отпадает необходимость в технологической калибровке ВЧ-кабелей между БУВМ-Р и выносными модулями из-за их различной длины при развертывании системы.

Решение задач радиоконтроля в условиях, не позволяющих использовать стационарные системы, например, для точной локализации НСР, обеспечивается за счет применения носимых средств, таких как ручной радиопеленгатор АРК-РП3М, который имеет малые массогабаритные показатели, широкие функциональные возможности в сочетании с высокими ТТХ и быстродействием [2]. Внешний вид радиопеленгатора АРК-РП3М с аксессуарами представлен на *рис. 10*.

В качестве управляющего устройства используется мобильное устройство на базе ОС Android, например, мобильный смартфон (*рис. 11*), или портативная ПЭВМ, закрепляемая на груди оператора на специальном планшете.

Использование смартфона в режиме управления по беспроводному каналу Bluetooth вместе с направленными антеннами для скрытной работы делает возможным выполнение задач по обнаружению, пеленгованию и локализации источников радиоизлучения в условиях, когда привлечение внимания к работе оператора нежелательно (*рис. 12*).

Рукоятка ручного пеленгатора оптимизирована для работы оператора в полевых условиях. Масса рукоятки с антенной не превышает 700 граммов, центр

Кроме того, расширена полоса принимаемых сигналов и увеличена скорость панорамного спектрального анализа. Появилась возможность проведения «адресной», учитывающей структуру сигнала обработки для устройств, ис-

Рис. 10. Ручной пеленгатор АРК-РП3М

тяжести находится внизу, что позволяет оператору работать длительное время, не испытывая усталости.

В качестве радиоприемного устройства в пеленгаторе используется малогабаритное ЦРПУ АРГАМАК-МН с полосой одновременного анализа до 24 МГц. Анализ спектра в реальном времени, обеспечиваемый ЦРПУ, с представлением информации в виде вероятностного спектра позволяет надежно обнаруживать и различать в одной полосе частот перекрывающиеся по спектру пакетные сигналы различных источников и осуществлять их пеленгование.

Для сигналов стандартов Wi-Fi и DECT осуществляется определение идентификаторов передающих устройств, что обеспечивает выделение интересующего сигнала на фоне прочих, работающих в том же диапазоне частот, и позволяет производить их локализацию.

Рис. 11. Открытое пеленгование

Рис. 12. Скрытное пеленгование

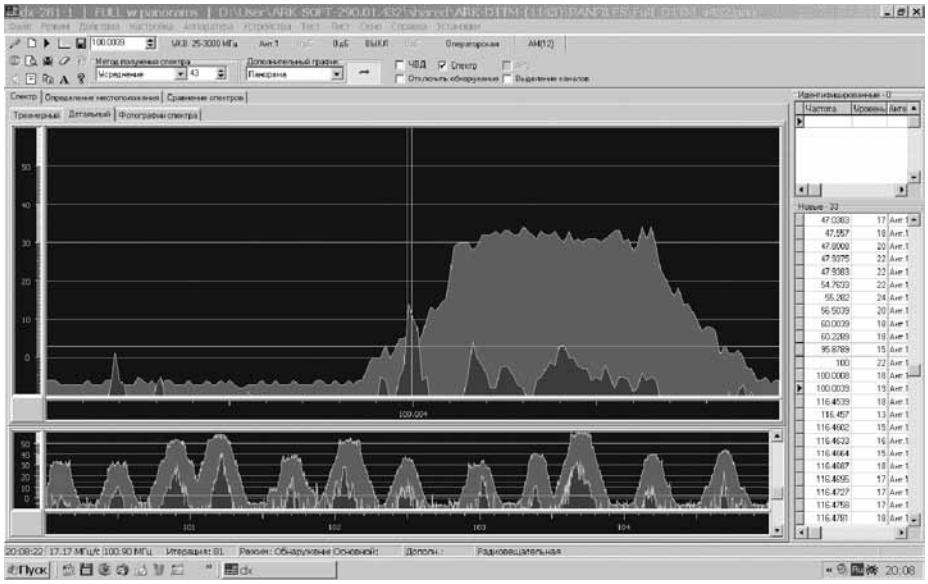


Рис. 13. Источник НСР с узкополосной ЧМ, излучение которого замаскировано мощным радиосигналом широковещательной станции

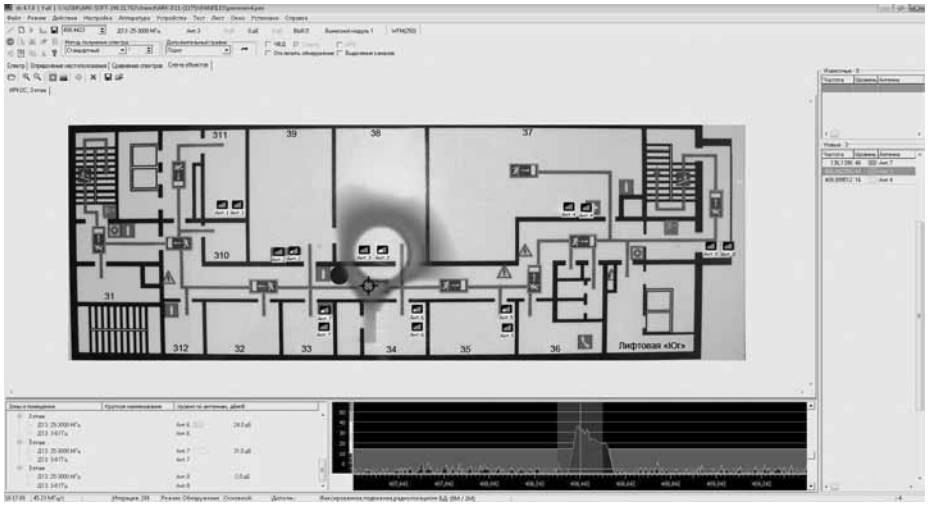


Рис. 14. Локализация источника НСР на плане объекта

Программное обеспечение средств радиоконтроля

В качестве базового программного обеспечения для портативных и стационарных средств радиомониторинга применяются программные пакеты СМО-ДХ, СМО-ПА, СМО-СТА.

Программный пакет СМО-ДХ предназначен для оценки параметров сигналов и радиомониторинга в помещениях, обеспечивает взаимодействие всех устройств при обнаружении и идентификации излучений.

На *рис. 13* на спектрограмме представлен пример обнаружения узкополосного ЧМ-сигнала, совмещенного по спектру с сигналом широковещательной радиостанции. Источник был выявлен по результатам сравнения текущего спектра с «эталонным».

На *рис. 14* в центральной части окна программы представлен пример локализации источника НСР амплитудным методом по результатам оценки уровней на приемных антеннах в различных помещениях. Место предполагаемого нахождения ИРИ отмечено черным перекрестьем.

Программный пакет панорамного анализа и измерений СМО-ПА обеспечивает решение задач радиомониторинга в режимах панорамного анализа в реальном масштабе времени и отложенной обработки.

На *рис. 15* представлен пример обнаружения НСР, работающего в режиме

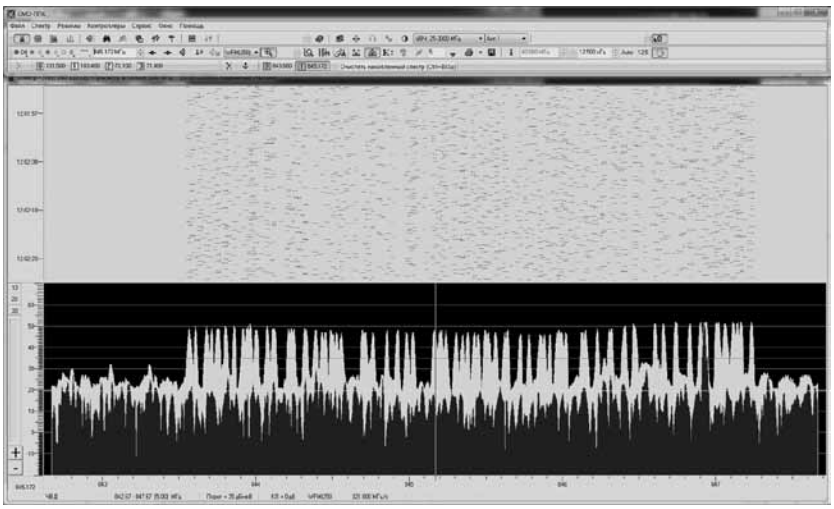


Рис. 15. Излучение системы передачи данных с ППРЧ

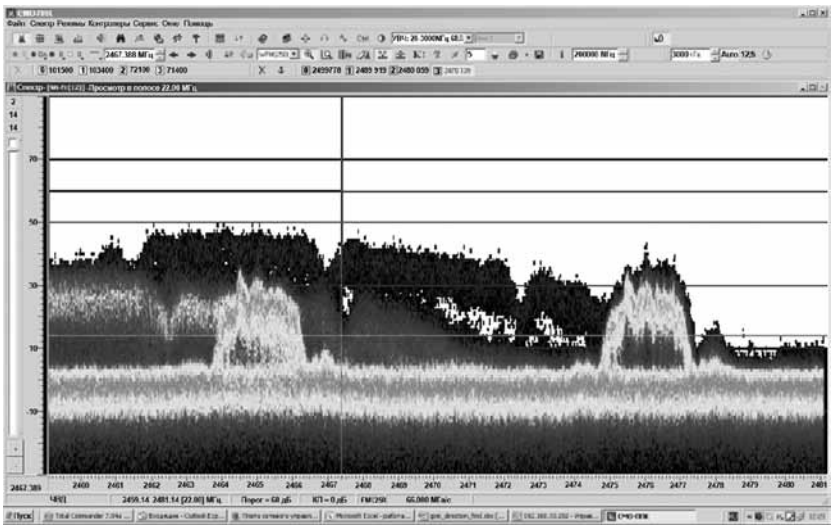


Рис. 16. Излучение передатчика беспроводных головных телефонов на фоне работы устройств системы связи

ППРЧ со скоростью 7500 скачков/с, длительностью импульса 130 мкс в частотном диапазоне 400 МГц.

На *рис. 16* показан случай обнаружения излучения передатчика беспроводных головных телефонов на фоне широкополосного сигнала устройства системы связи Wi-Fi. Для обнаружения используется вероятностный спектр.

Программный пакет технического анализа радиосигналов СМО-СТА предназначен для измерения параметров сигналов, определения вида модуляции, обеспечивает запись фрагментов радиосигналов в векторной форме, анализ сигналов на радиочастоте, детектированных сигналов и сигналов на поднесущей, анализ битовых потоков в целях определения законов сигналообразования и декодирования в широком перечне протоколов и стандартов. Анализ сигналов может проводиться как в режиме реального времени, так и при отложенной обработке. Приложение включает функции масштабирования, фильтрации (*рис. 17*), выполнения разнообразных необходимых преобразований сигнала, например, возведения в степень (*рис.*18), взятие производной и пр., анализа на поднесущей, анализа битовых потоков (*рис. 19*), а также решения ряда иных задач, необходимых для принятия решения о характере излучения.

Пакет СМО-СТА обеспечивает демодуляцию сигнала при помощи амплитудных, фазовых, частотных (в том числе многопозиционных) демодуляторов, а также ряда специальных: MSK-2400, FFSK-1200, SDPSK-4800, π/4-DQPSK-18000 UL, π/4-DQPSK-18000 DL, π/4-DQPSK, BPSK, QPSK, mPSK, OQPSK и др.

Все приложения обеспечивают решение задач как при локальном, так и при сетевом управлении оборудованием.

Пакеты СМО-Андромеда и СМО-РП применяются для управления ручным радиопеленгатором АРК-РП3М.

СМО-Андромеда является программным пакетом ручного пеленгования и радиомониторинга, работающим на планшетных компьютерах и смартфонах под управлением ОС «Android». Обеспечивается панорамный спек-

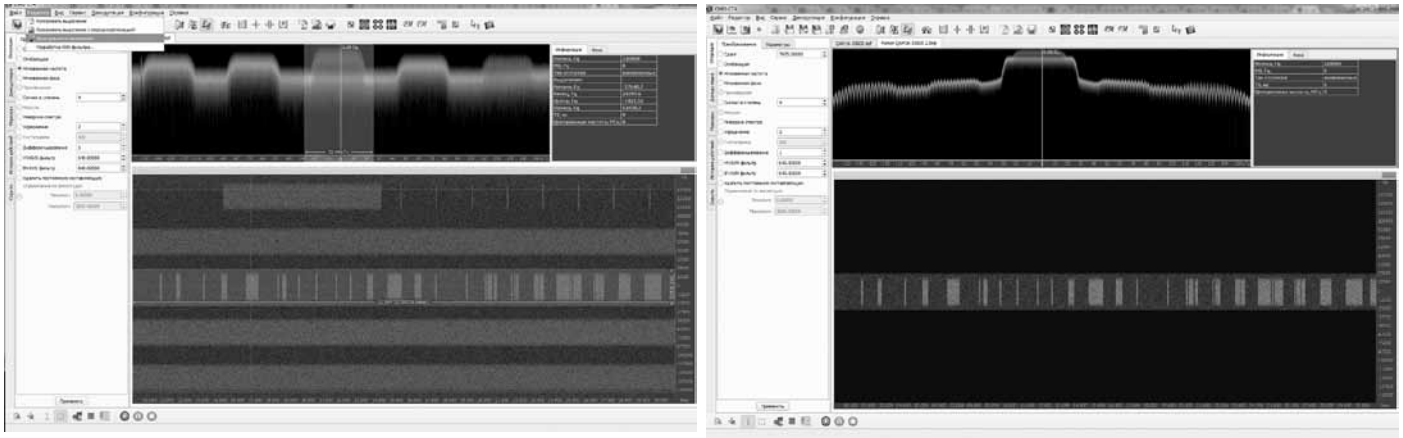


Рис. 17. Сигнал до и после фильтрации

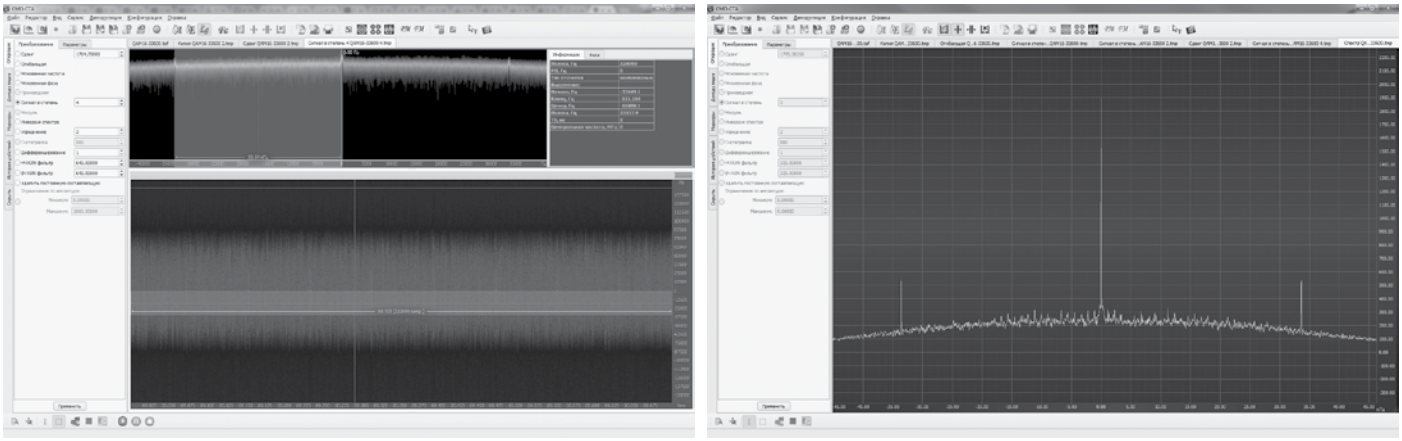


Рис. 18. Возведение сигнала в степень

тральный анализ, обнаружение, пеленгование (в том числе «адресное») и измерение параметров радиосигналов. Позволяет осуществлять управление оборудованием по беспроводному интерфейсу Bluetooth.

На *рис. 20* показан пример интерфейсов программы для «адресной» локализации устройств системы связи DECT. На левом экране представлен перечень обнаруженных идентификаторов устройств стандарта DECT и уровень их сигналов. В центре показан график изменения уровня сигнала для устройства с выбранным идентификатором. Справа представлен вариант отображения степени загрузки частотных каналов.

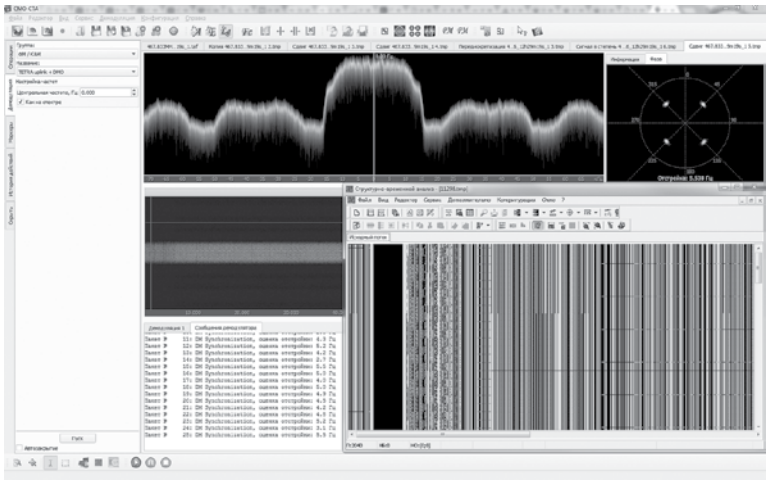


Рис. 19. Демодуляция сигнала π/4-DQPSK и окно анализа битового потока

Рис. 20. Адресное пеленгование НСР системы связи DECT по RFPI номеру

Программный пакет ручного пеленгования СМО-РП обеспечивает проведение поиска, спектрального анализа и пеленгования сигналов, выявление кратковременных, однократных и периодических сигналов, сигналов стандарта DECT на нестандартных частотах.

При необходимости технические средства обнаружения НСР в помещении могут дополняться специализированными программными пакетами, например, пакетом анализа идентификаторов и определения служебных параметров базовых станций СМО-БС.

Все программные пакеты защищены Свидетельствами о государственной регистрации, технические решения АРК-Д11 защищены патентами РФ.

Радиоконтроль на прилегающей к охраняемым объектам территории

Поиск НСР внутри охраняемого объекта не всегда возможен с применением технических средств, расположенных на самом объекте. Препятствием к этому могут быть режимные ограничения, отсутствие доступа в контролируемое здание, требования к особой скрытности проводимого мероприятия по поиску НСР и прочие причины. При таких обстоятельствах актуальной является задача выявления НСР из контролируемого объекта с помощью технических средств радиоконтроля, находящихся за пределами объекта (на границах охраняемой территории).

Такой метод дает возможность, работая снаружи, выявить большую часть радиоизлучений, источники которых находятся внутри контролируемого объекта. Точность метода составляет от нескольких десятков до единиц метров, что позволяет локализовать НСР в пределах этажа, части здания, группы помещений.

Последующий поиск источника НСР внутри предварительно локализованной области может быть выполнен внутри объекта с помощью ручного пеленгатора АРК-РП3М.

Техническая и оперативная реализация данного метода возможна с помощью изделия АРК-Д11 в комплекте с радиопеленгаторными антеннами АС-НП5 (20 — 3000 МГц), АС-НП2 (3 — 8 ГГц), размещенными на транспортном средстве.

Специализированное программное обеспечение позволяет получить панорамы пеленгов по азимуту и по углу места от источников радиоизлучений с узкополосными и с широкополосными видами модуляции, высокочастотных бытовых и медицинских установок, других источников электромагнитного поля, находящихся внутри контролируемого объекта. Если автомобиль, на котором установлен радиопеленгатор, оснастить также видеосистемой, состоящей из одной или нескольких видеокамер, то становится возможной привязка положения источника радиоизлучения к конкретной области контролируемого объекта. Для целей наружного обнаружения источников радиоизлучения в протяженных объектах используются программные пакеты СМО-ППК и СМО-СЕКТОР [6].

Для повышения достоверности выявления источников, помимо пеленгования, осуществляется оценка уровней сигналов, которая заключается в сравнении амплитуд спектров сигналов, полученных в непосредственной близости от проверяемого объекта и при достаточном удалении от него. Если источник находится внутри контролируемого объекта, то амплитуда сигнала, как правило, на расстоянии порядка нескольких десятков метров от него значительно превышает амплитуду сигнала при удалении от объекта более чем на несколько сотен метров. При этом уровни сигналов от посторонних источников практически не меняются.

Пеленгование объекта производится с нескольких позиций, расположенных с разных сторон объекта. Для каждой позиции с помощью видеосистемы запоминается угловое расположение объекта по отношению к мобильной станции, вычисляются пеленги для всех источников, которые также запоминаются. На основе значений пеленгов, полученных с разных позиций, определяются частоты источников, угол прихода сигналов от которых совпал с угловым положением объекта для данной позиции. В результате формируется список частот, которые могут принадлежать источникам, находящимся в объекте. Далее производится уточнение результатов обнаружения путем пеленгования и анализа сигналов с частотами, попавшими в список.

Уточнение результатов поиска осуществляется в режиме одноканального пеленгования. Полученные значения пеленгов наносятся на изображение объекта, получаемое от видеокамеры. При этом пеленгатор определяет не только азимут, но и угол места. Это позволяет визуально оценить местонахождение источника в исследуемом объекте с точностью до этажа или части здания. Одноканальное пеленгование проводится из нескольких положений мобильной системы, чтобы уменьшить возможное влияние интерференции.

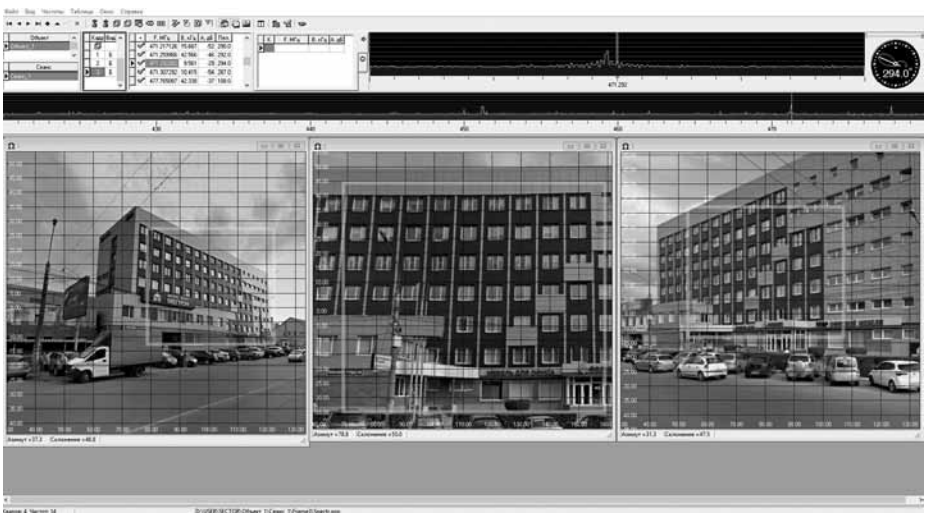


Рис. 21. Интерфейс приложения СМО-Сектор

Рис. 22. Поворотное устройство с измерительным рупором и антенной

В качестве примера на *рис. 21* показано окно программы СМО-СЕКТОР. Вероятное расположение источника радиоизлучения указывается на фотографическом изображении объекта контроля.

АРК-Д11 в комплекте с дополнительной пеленгаторной антенной системой обеспечивает реализацию корреляционно-интерферометрического метода пеленгования. Например, с комплектом пеленгаторных антенных систем АС-НП-КВ, АС-НП5, АС-НП2 выполняется обнаружение и автоматическое пеленгование источников сигналов в диапазоне от 1,5 до 8000 МГц. Аппаратура может использоваться в мобильном варианте или на временных постах. В последнем случае может быть реализовано автоматизированное пеленгование от 8 до 40 ГГц при помощи конвертора с направленной антенной, размещенных на опорно-поворотном устройстве, управляемом дистанционно по азимуту и углу места (*рис. 22*). Установка поворотного устройства на переносной мачте позволяет повысить точность пеленгования и расширить зону действия радиопеленгатора.

Основные ТТХ данных пеленгаторных антенных систем приведены в статье [1].

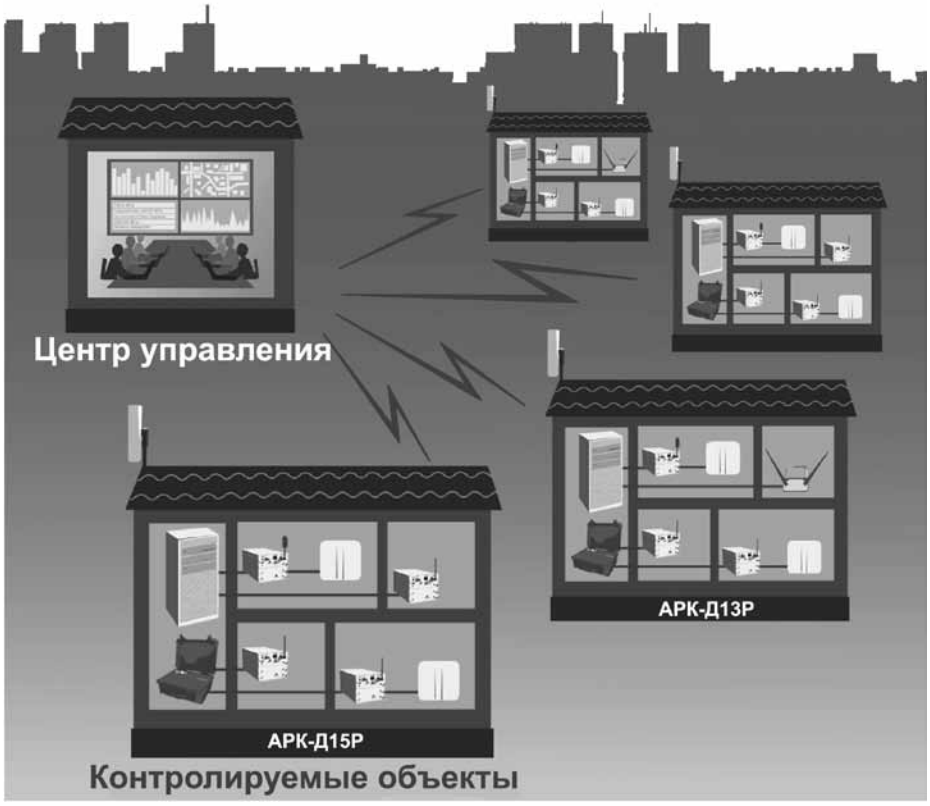


Рис. 23. Пример развертывания системы АРЕАЛ-5 в пределах одного населенного пункта

Автоматизированные системы радиоконтроля

Современный уровень развития информационных систем позволяет передать оператору централизованное управление сразу несколькими ТС, тем самым сократив требуемое количество персонала и рабочих мест, автоматизировать решение типовых задач, оставляя оператору принятие конечных решений и обработку нештатных ситуаций.

Объединение ТС в единую информационную систему обеспечивает возможность централизованного дистанционного управления оборудованием, контроля его работоспособности, администрирования доступа к информации различных групп пользователей, хранения и обработки полученной информации. Такой подход позволяет минимизировать количество автоматизированных рабочих мест, унифицировать подходы к ведению учетной базы данных по зарегистрированным ИРИ, снижает стоимость развертывания, внедрения и сопровождения ТС радиоконтроля. При этом целесообразна реализация риск-ориентированных методов, при которых система в автоматическом режиме решает поставленные задачи и выдает персоналу уведомления о возникновении нештатных ситуаций — событий [5].

Содержание событий может существенно различаться — в качестве событийной информации могут выступать сведения о выявлении сигнала, представляющего потенциальную угрозу, или сведения о выявлении неисправности оборудования. Оповещение персонала о возникновении событий необходимо производить в максимально короткие сроки, задействовав для этого все доступные каналы оповещения — оперативный вывод сведений на экран, оповещение через мобильный телефон и пр.

Типовой состав автоматизированной системы включает в себя центр управления и оборудования радиомониторинга в обслуживаемом или необслуживаемом варианте.

В центре управления размещаются операторы, управляющие системой. В состав оборудования центра управления включаются сервера, обеспечивающие сбор и обработку данных от оборудования системы, автоматизированные рабочие места, а также дополнительное оборудование, состав которого зависит от масштабов и назначения системы, — подсистема резервного электропитания, подсистема служебной связи, видеостена и пр.

Так как в централизованных системах от работоспособности центра управления в значительной степени зависит работоспособность всей системы, для обеспечения безотказной работы системы рекомендуется применять различные методы повышения отказоустойчивости — работу центральных серверов в кластере, дублирование наиболее важных технических средств, сохранение резервных копий данных, хранящихся на серверах и пр.

Связь с оборудованием обеспечивается по выделенным каналам передачи данных. В случае отсутствия выделенных каналов связи для обеспечения функционирования системы могут задействоваться каналы общего пользования Интернет, однако трафик, передаваемый по таким сетям, должен закрываться.

Для устойчивой работы системы рекомендуется дублировать каналы связи, причем для дублирования рекомендуется использовать разнотипные каналы, например, если основной канал проводной, в качестве резервного может выступать беспроводной канал 2G/3G/4G или спутниковая линия связи. При задействовании для передачи информации каналов Интернет резервирование рекомендуется обеспечивать за счет разных провайдеров.

АСР АРЕАЛ-5 позволяет объединять распределенные средства радиоконтроля, которые могут размещаться на различных охраняемых объектах, в том числе в различных городах при общем управлении с помощью программной среды СМО-АРМАДА. Пример объединения систем АРК-Д13Р и АРК-Д15Р, размещенных в одном населенном пункте, в один кластер представлен на *рис. 23*.

При необходимости решения задач за периметром охраняемых объектов в состав системы могут также вводиться мобильные и портативные средства.

Системное программное обеспечение СМО-АРМАДА позволяет в круглосуточном режиме, в том числе и без участия оператора, решать различные задачи радиоконтроля и поиска средств негласного получения информации с уведомлением сотрудников о выявлении потенциально опасных источников или неисправностях оборудования через отправку уведомлений по E-mail или с помощью SMS.

В процессе радиоконтроля выявленные радиоизлучения могут сравни-

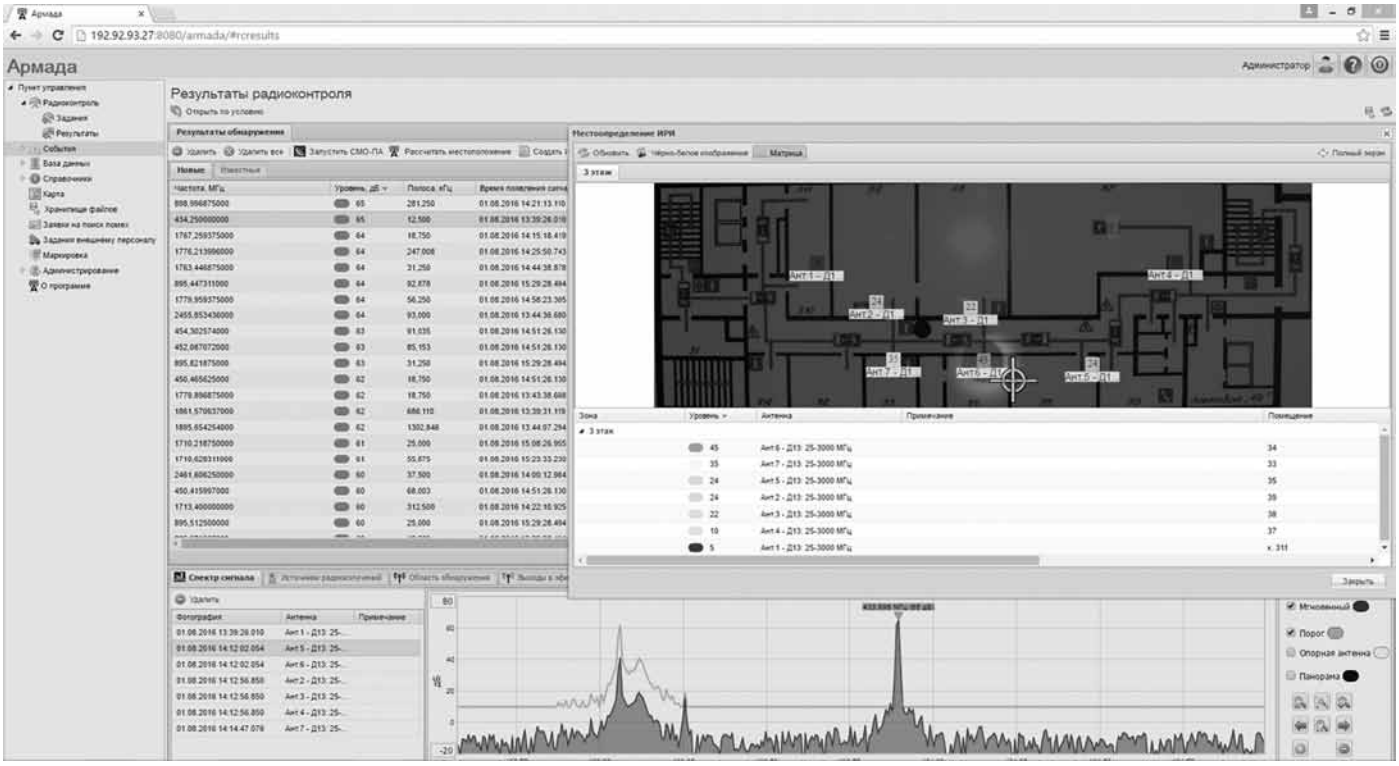


Рис. 24. Пример локализации НСР амплитудным методом

ваться с эталонными описаниями, хранящимися в базе данных. По результатам данного сравнения производится разделение сигналов на новые, информацию о которых предстоит обработать оператору вручную, и известные, обработки которых уже не требуется.

В системе применяются решения по резервированию каналов передачи данных, а при пропадании основного канала АСР автоматически переключается на работу на резервный канал.

Особенности архитектуры распределенной системы, предполагающей наличие локальных приложений СМО-АРМАДА на контроллерах управления ТС, обеспечивает возможность длительного автономного функционирования оборудования в автоматическом режиме в соответствии с заданным расписанием даже при пропадании каналов связи. При этом все полученные результаты сохраняются в локальной базе данных и автоматически передаются в центральную базу данных системы при возобновлении связи.

Наличие альтернативных каналов оповещения о возникновении нештатных ситуаций, например, при помощи SMS, обеспечивает получение сведений о выявлении излучений, представляющих потенциальную угрозу, или изменении состояния ТС даже в случае отсутствия связи по проводным каналам.

На *рис. 24* представлен пример отображения результатов обнаружения в интерфейсе СМО-АРМАДА. В нижней части экрана показан сигнал, превысивший энергетический порог обнаружения, в дополнительном окне представлен результат локализации обнаруженного источника. Квадратные пиктограммы отображают места размещения приемных антенн, цвет пиктограмм показывает зафиксированный уровень сигнала. Наиболее вероятное местоположение ИРИ отмечено перекрестьем.

Программное обеспечение АСР имеет трехзвенную архитектуру, что позволяет оптимизировать распределение программно-аппаратных ресурсов. При этом благодаря применению технологий клиент-сервер существенно упрощается возможность совместного использования информации.

Заключение

1. В данной статье с учетом современных тенденций развития информационных технологий изложены методы и этапы выявления НСР, особенности их поиска и локализации в контролируемых объектах при помощи отечественных портативных и стационарных средств радиоконтроля. Предлагаемые для выявления НСР стационарные и портативные автоматизированные технические средства отличаются многофункциональностью, что позволяет при смене программных пакетов и дополнительных аппаратных опциях решать следующие задачи:

- быстрое обнаружение в диапазоне частот от 9 кГц до 40 ГГц «новых» радиоизлучений с произвольными видами модуляции, в т. ч. сверхширокополосных (UWB) сигналов и сигналов с ППРЧ;
- непрерывная запись радиосигналов в полосе до 40 МГц, технический анализ и идентификация несанкционированных радиоизлучений;
- определение местоположения источников радиоизлучений при внутреннем и наружном радиоконтроле объектов в диапазоне 0,3...18 000 МГц;
- контроль проводных сетей в диапазоне частот 50 Гц — 30 МГц;
- автоматическое пеленгование в диапазоне частот 1,5...8000 МГц;
- автоматизированное пеленгование в диапазоне частот от 8 до 40 ГГц;
- многоканальная (до 64 каналов) запись радиосигналов с шириной спектра 25/50 кГц в полосе до 24 МГц;
- технический анализ радиосигналов в режиме отложенной обработки;
- возможность дистанционного управления.

2. Ядром предлагаемых стационарных и портативных автоматизированных технических средств является цифровое радиоприемное устройство АРГАМАК+, обеспечивающее высокие показатели аналогового приемного тракта (ослабление побочных каналов при-

ема 70 дБ, динамический диапазон по взаимной интермодуляции 2 и 3 порядков не менее 75 дБ), высокую производительность цифровой обработки (до 20 ГГц/с при дискретности спектра 6,25 кГц), запись и технический анализ в широкой полосе частот (до 40 МГц), эксплуатационные показатели, обеспечивающие их круглосуточное функционирование как внутри, так и снаружи помещений.

3. Объединение технических средств в единую автоматизированную систему позволяет решать задачи по радиоконтролю круглосуточно в автоматическом режиме с уведомлением оператора о возникновении нестандартных ситуаций, требующих экспертного вмешательства. Централизованное управление средствами радиоконтроля позволяет минимизировать количество автоматизированных рабочих мест, унифицировать подходы к ведению учетной базы данных по зарегистрированным ИРИ.

4. АСР АРЕАЛ-5 обеспечивает возможность автономной работы оборудования на удаленных объектах при попадании связи с оповещением о результатах радиоконтроля возможно по альтернативным каналам, например, SMS-уведомлениями.

5. Использование предлагаемых технических средств обеспечивает эффективное решение задач выявления НСР на контролируемой территории и объектах, а также локализации их источников в помещениях, на окружающей местности и при наружном контроле объектов в условиях сложной электромагнитной обстановки, присущей городам и промышленным центрам.

Литература

1. *Рембовский А.М. Автоматизированная система выявления несанкционированных радиоизлучений АРЕАЛ — задачи, структура, компоненты./ Спецтехника и связь, 2016. — № 1. — С. 26 — 37.*
2. *Автоматизированные системы и технические средства радиомониторинга. Каталог компании ИРКОС. — М., 2014.*
3. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Першин П.В., Поляков А.В., Сергиенко А.Р., Рембовский А.М. Цифровые радиоприемные устройства семейства АРГАМАК с улучшенными техническими характеристиками./ Спецтехника и связь, 2012. — № 1. — С. 51 — 61.*
4. *Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд. — М.: Горячая линия—Телеком, 2015. — 640 с.*
5. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Рембовский А.М. Автоматизированная система радиомониторинга АРМАДА./ Спецтехника и связь, 2012. — № 1. — С. 43 — 50.*
6. *МСЭ. Справочник. Контроль за использованием спектра. — Женева, 2011. — 764 с.*

АЛЕКСЕЕВ[1] Павел Анатольевич
АШИХМИН[1] Александр Владимирович, доктор технических наук
КАЮКОВ[1] Игорь Васильевич, кандидат технических наук
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич, кандидат технических наук
МАНЕЛИС[1] Владимир Борисович, доктор технических наук

АНАЛИЗАТОР СИГНАЛОВ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ DVB-T2

Представлен анализатор сигналов DVB-T2, предназначенный для поиска сигналов цифрового телевидения, оценки и измерения их параметров, приема служебных и информационных потоков данных, анализа транспортного потока, выделения подпотоков различных телевизионных и радиопрограмм и их воспроизведения.
The presented DVB-T2 signal analyzer is designed for search for digital TV signals, to evaluate and measure their parameters, to receive service and information streams and analyze data of traffic stream, to allocate substreams of different television and radio programs and to play them back.

Ключевые слова: цифровое телевидение, DVB-T2, структура сигнала, обнаружение, служебные данные, оценка параметров; транспортный поток, измерение параметров, качество модуляции, качество канала.
Keywords: digital TV, DVB-T2; signal structure, detection, service data, evaluation of parameters; transport stream, measurement of parameters, modulation quality, channel quality.

Введение

В последнее десятилетие широкое распространение получило эфирное цифровое телевизионное вещание. Технологии цифрового телевидения обладают рядом преимуществ по сравнению с аналоговым вещанием: возможность передачи большого числа телевизионных программ в одном частотном канале, устойчивость к многолучевому распространению сигнала, более высокая помехоустойчивость, гибкость в изменении параметров телевизионного сигнала, возможность добавления новых сервисов и др. В настоящее время на смену первым системам цифрового телевидения DVB-T/H пришли более эффективные системы DVB-T2, которые предназначены как для стационарных, так и для мобильных абонентов.

В системе DVB-T2 предусмотрено множество механизмов повышения помехоустойчивости и сокращения неинформативной части частотно-временного ресурса. Это позволило ей превзойти по пропускной способности системы цифрового телевидения первого поколения на 30 — 50%. В системе DVB-T2 может передаваться несколько различных независимых информационных потоков данных, отличающихся модуляцией, кодированием, зоной покрытия и другими параметрами, что обеспечивает гибкость в предоставлении различных сервисов различным типам абонентов. Например, один из потоков может быть предназначен для стационарных, а другой — для мобильных абонентов. В настоящее время осуществляется активное развертывание этой системы во многих регионах России.

Для планирования и эксплуатации систем DVB-T2, проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, оценки зоны покрытия необходимо регулярно проводить анализ параметров радиосигналов DVB-T2. Оборудование для такого анализа выпускается ведущими мировыми производителями аппаратуры радиомониторинга: компаниями Rohde&Schwarz (EFL-340, ETL), Keysight (N6153A DVB-T/H/T2) и др.

В [1, 2] рассмотрен анализатор сигналов цифрового телевидения DVB-T/H, использующий в качестве аппаратной базы цифровое панорамное радиоприемное устройство семейства АРГАМАК. В данной статье представлен анализатор сигналов DVB-T2, реализованный на цифровом радиоприемном устройстве того же семейства и по функциональным возможностям не уступающий анализаторам ведущих мировых компаний. Анализатор предназначен для поиска сигналов цифрового телевидения, измерения их параметров, приема служебных и информационных потоков данных, анализа транспортного потока, выделения подпотоков различных телевизионных/радио программ и их воспроизведения.

Особенности технологии DVB-T2

Основой технологии цифрового телевидения является многочастотная передача OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [3, 4 и др.]. При этом способе передачи поток данных разделяется на несколько низкоскоростных потоков, которые передаются на различных ортогональных поднесущих. Это позволяет использовать широкую полосу сигнала и соответственно высокую скорость передачи дан-

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

ных, не уменьшая длительности символов и сохраняя межсимвольную помеху на приемлемо низком уровне. OFDM системы имеют также и другие преимущества по сравнению с традиционными одночастотными системами: устойчивость к многолучевому распространению радиосигнала, простота цифровой реализации и др.

При использовании N поднесущих над каждым передаваемым блоком N модулированных символов осуществляется обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ). В результате формируется N-мерный вектор отсчетов во временной области. Для устранения межсимвольных помех к началу полученного вектора добавляется защитный интервал (префикс), который представляет собой последние N_{CP} отсчетов этого вектора. Длина защитного интервала выбирается больше, чем максимальное временное расстояние между возможными эхо-сигналами. Поскольку сигнал состоит из множества модулированных поднесущих, каждый OFDM символ можно рассматривать, как совокупность ячеек, каждая из которых соответствует модулированной поднесущей на интервале одного символа. Сформированные таким образом OFDM символы передаются в канал. На приемной стороне для каждого OFDM символа отсчеты защитного интервала удаляются, а оставшиеся отсчеты подвергаются дискретному преобразованию Фурье (ДПФ) размерностью N. В результате формируется сигнал в частотно-временной области, который подвергается дальнейшей обработке.

Стандарт DVB-T2 [5] позволяет использовать большое количество режимов и параметров передачи. Допустимы следующие значения ширины полосы сигнала: 10 МГц, 8 МГц, 7 МГц, 6 МГц, 5 МГц, 1.7 МГц. Возможны шесть значений длины ДПФ: $N = 32768$ (32K), $N = 16384$ (16K), $N = 8192$ (8K), $N = 4096$ (4K), $N = 2048$ (2K) и $N = 1024$ (1K). Для передачи используются не все N поднесущих, часть поднесущих (на краях спектра сигнала) образуют защитные частотные полосы. С целью увеличения пропускной способности для больших ДПФ (8K, 16K, 32K) может применяться режим увеличения количества используемых поднесущих. В общем случае стандартом предусмотрены семь относительных значений длины префикса $N_{CP}/N = 1/4$; 19/128; 1/8; 19/256; 1/16; 1/32; 1/128.

Для повышения помехоустойчивости в сигналах DVB-T2 используется каскадное помехоустойчивое кодирование: LDPC и BCH. Возможные следующие скорости кодирования: 1/4, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6.

Сигнал DVB-T2 содержит как информационные потоки данных, так и служебные сообщения, необходимые для приема. Имеется три вида служебных сообщений: сообщение преамбулы P1, сообщение L1-pre и сообщение L1-post. Для сообщения L1-pre всегда используется BPSK модуляция, для сообщения L1-post могут быть использованы следующие виды модуляции: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, а для информационных потоков: QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM. Для последних возможно использование повернутых созвездий символов, действительная и мнимая части которых передаются в различных ячейках. В некоторых случаях это позволяет повысить помехоустойчивость приема.

Для борьбы с глубокими замираниями наряду с традиционной одноантенной передачей стандартом DVB-T2 предусмотрена возможность одновременной передачи сигнала с двух разнесенных антенн с использованием технологии пространственно-частотного кодирования [6].

Предусмотрены специальные механизмы для уменьшения пик-фактора передаваемого OFDM сигнала в целях уменьшения стоимости аналоговой части аппаратуры.

В зависимости от условий распространения сигнала оператор может выбрать одну из восьми возможных распределенных в частотно-временной области пилот-структур, отличающихся плотностью пилот-ячеек. Эти пилот-ячейки используются на приемной стороне для оценки частотного отклика канала, необходимой при демодуляции сигнала. Наличие множества вариантов пилот-структуры позволяет минимизировать неинформативную часть ресурса, обеспечивая требуемую точность оценки канала.

В целях улучшения качества декодирования в условиях замираний широко используются различные виды перемежения, включая битовое, символьное, перемежения во временной и частотной областях.

Выбор параметров сигнала DVB-T2 производится оператором сети в зависимости от необходимой зоны покрытия, характера местности, условий распространения, требуемой пропускной способности и т.д.

Возможные наборы параметров DVB-T2 группируются в два профиля: BASE и LITE. Использование последнего накладывает существенно меньшие требования к аппаратуре приема, что важно, в частности, для компактных мобильных приемников.

Структура сигнала DVB-T2

Рассмотрим структуру сигнала DVB-T2 более подробно. Общая схема формирования DVB-T2 сигнала представлена на *рис. 1*.

Исходными данными для формирования сигнала DVB-T2 являются один или несколько логических транспортных потоков (TS) [7] и/или один или несколько логических обобщенных потоков одного из следующих форматов: Generic Encapsulated Stream (GSE), Generic Continuous Stream (GCS), Generic Fixed-length Packetized Stream (GFPS) [8]. Логический поток содержит в общем случае несколько сервисов (телевизионных/радио программ и др.) и служебные данные, детализирующие содержание потока. Каждый из этих потоков переносится в своем канале физического уровня (PLP), характеризующимся видом модуляции и параметрами кодирования. Однотипные логические потоки могут объединяться в группы. К группе, состоящей из идентичных логических транспортных потоков TS с одинаковыми служебными данными, может добавляться общий поток, который переносится общим PLP и формируется из одинаковых пакетов логических потоков группы. Эти пакеты пе-

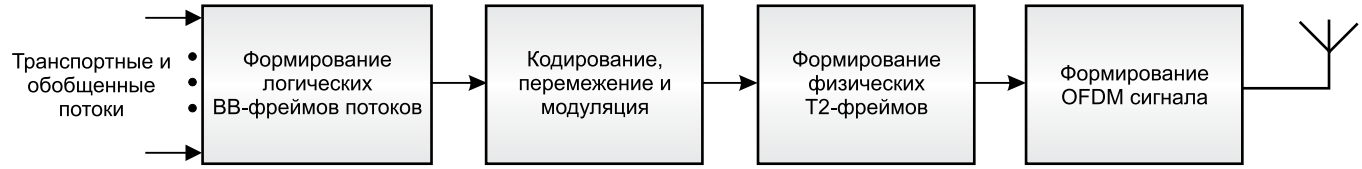


Рис. 1. Общая схема формирования цифрового телевизионного сигнала DVB-T2

Рис. 2. Схема кодирования, перемежения и модуляции одного PLP

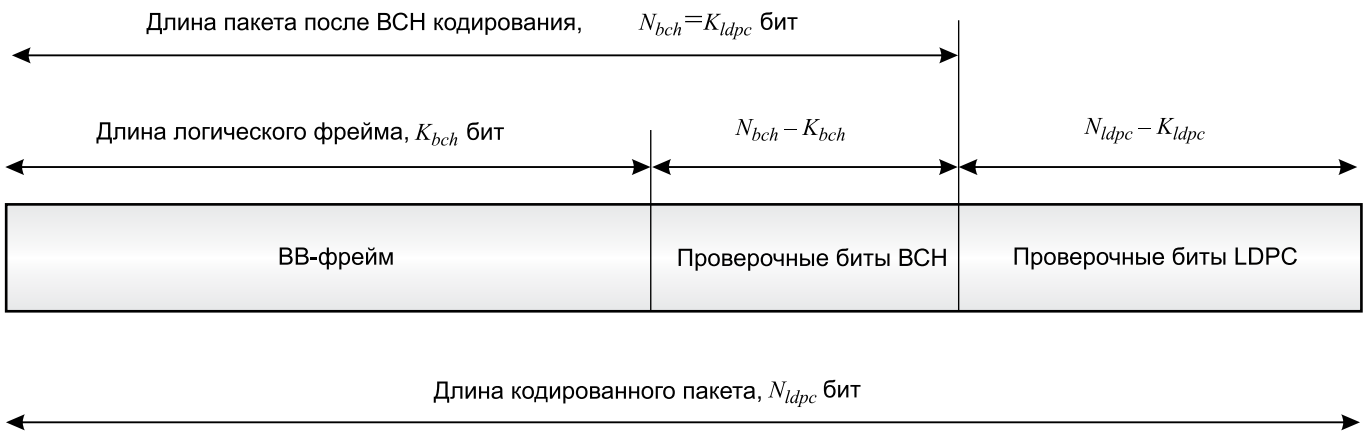


Рис. 3. Структура кодированного блока

редаются только в общем потоке, что обеспечивает снижение общего объема служебных данных.

Каждый PLP структурируется в последовательность логических BB (base-band)-фреймов, формирование которых в общем случае включает выделение заданного количества бит потока, добавление проверочных бит CRC, заголовка BB-фрейма и процедуру скремблирования. Возможны два режима формирования BB-фреймов: обычный (normal mode) и высокоэффективный (high efficiency mode), где уменьшен объем служебных данных.

Логические BB-фреймы PLP поступают на блок кодирования, перемежения и модуляции, схема которого приведена на *рис. 2*.

Сначала BB-фреймы подвергаются BCH кодированию с параметрами (N_{bch}, K_{bch}). Расширенные проверочными BCH битами BB-фреймы длиной $N_{bch} = K_{ldpc}$ поступают на LDPC кодер с параметрами (N_{ldpc}, K_{ldpc}). В результате формируются кодированные блоки длиной N_{ldpc}, схематически представленные на *рис. 3*.

Стандартом предусмотрено два значения длины кодированного блока: $N_{ldpc} = 64800$ и $N_{ldpc} = 16200$. Другие параметры кодирования определяются величиной N_{ldpc} и выбранной скоростью кодирования (1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6).

Биты каждого кодированного блока подвергаются перемежению. Параметры битового перемежения зависят от длины кодированного блока и используемой модуляции.

После перемежения биты кодированных блоков объединяются в слова, состоящие из η_{mod} бит. Для QPSK $\eta_{mod} = 2$, для 16-QAM $\eta_{mod} = 4$, для 64-QAM $\eta_{mod} = 6$, для 256-QAM $\eta_{mod} = 8$. Кроме того, биты каждого слова (для QPSK; 256-QAM, $N_{ldpc} = 16200$) или пары слов (для 16-QAM; 64-QAM; 256-QAM, $N_{ldpc} = 64800$) перемешиваются между собой.

Далее слова кодированных блоков отображаются на соответствующие символы созвездия модуляции. В случае использования повернутого созвездия, полученные комплексные символы умножают на фазовый множитель $\exp(j2\pi\Phi/360)$, для QPSK $\Phi = 29^{\circ}$, для 16-QAM $\Phi = 16{,}8^{\circ}$, для 64-QAM $\Phi = 8{,}6^{\circ}$, для 256-QAM $\Phi = \mathrm{arctg}(1/16)$. Кроме того, выполняется перемежение мнимых частей символов в пределах каждого кодированного блока, для чего выполняют их циклический сдвиг на один символ. В результате мнимая часть символа переходит в соседний символ, а мнимая часть последнего символа переходит в первый символ. Пример обычного и повернутого созвездий модуляции вместе с битовым отображением Грея для 16-QAM представлен на *рис. 4*.

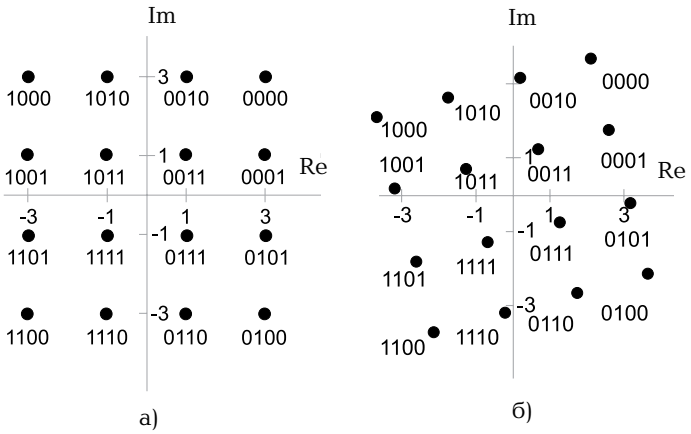


Рис. 4. Созвездие и битовое отображение для 16-QAM: а) обычное созвездие, б) повернутое созвездие

Полученные символы модуляции подвергаются символьному перемежению. Перемежение производится в пределах кодированного блока по правилу, зависящему от номера блока и числа символов в блоке.

Далее для повышения помехоустойчивости приема сигнала подвижными абонентами выполняется временное перемежение символов на интервале блока перемежения (Time Interleaving Block). Несколько блоков перемежения группируются во фрейм перемежения (Time Interleaving Frame).

Число кодовых блоков во фрейме перемежения может варьироваться от 1 до 1023.

Фреймы перемежения PLP потоков далее отображаются на OFDM символы, которые структурированы в T2-фреймы. Различают PLP трех типов: общие PLP, PLP типа 1 и PLP типа 2. Общие PLP и PLP типа 1 имеют один фрагмент в T2-фрейме, PLP типа 2 — от 2 до 6480 фрагментов. Несколько T2-фреймов объединяются в суперфреймы. Каждый T2-фрейм состоит из одного специального символа преамбулы P1, нескольких OFDM символов P2 и OFDM символов данных. Для обеспечения приема PLP потоков в каждом T2-фрейме передается служебная информация. Она состоит из трех частей: сообщения преамбулы P1, сообщений L1-pre и L1-post, передаваемых в символах P2 (*рис. 5*).

Сообщение преамбулы P1 включает формат сообщений L1-pre и L1-post (профиль передачи — BASE или LITE, количество передающих антенн — одна или две), размерность ДПФ (1K, 2K, 4K, 8K, 16K, 32K).

В сообщении L1-pre передаются параметры, необходимые для приема и декодирования сообщения L1-post, и другая информация:

- тип передаваемого потока (TS, GSE, GFPS, GCS и их комбинации);
- флаг использования расширенного набора поднесущих;
- длина защитного интервала;
- наличие и механизм уменьшения пик-фактора сигнала;
- параметры передачи данных L1-post:
  - ✓ модуляция,
  - ✓ тип и скорость кодирования,
  - ✓ размер символьного блока,
  - ✓ размер информационного блока,
  - ✓ флаг наличия поля расширения,
  - ✓ флаг наличия скремблирования;
- схема пилот сигнала (PP1 ÷ PP8);
- идентификационные параметры (могут не передаваться):
  - ✓ идентификатор соты CELL_ID,
  - ✓ идентификатор DVB сети NETWORK_ID,
  - ✓ идентификатор T2 системы в DVB сети T2_SYSTEM_ID;
- число T2-фреймов в суперфрейме;
- число OFDM символов данных в T2-фрейме;
- количество несущих частот в T2 системе;
- номер текущей несущей частоты;
- версия T2 системы.

Сообщение L1-post содержит параметры необходимые для приема PLP потоков T2-фрейма. Оно состоит из двух частей: статической, параметры которой постоянны на интервале суперфрейма и динамической, параметры которой могут меняться каждый T2-фрейм. Статические параметры сообщения L1-post следующие:

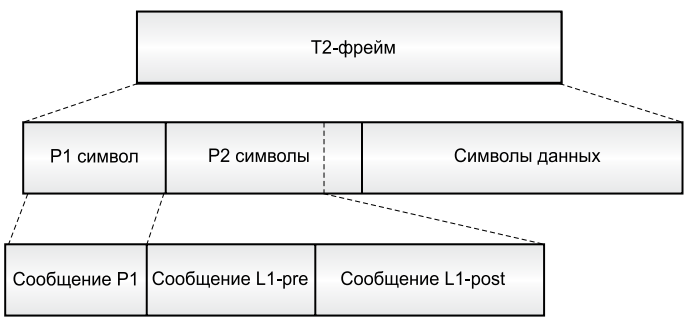


Рис. 5. Структура T2-фрейма и служебные сообщения

- количество фрагментов всех PLP в одном T2-фрейме;
- количество потоков PLP в текущем суперфрейме;
- индекс и центральная частота несущих T2 системы;
- для каждого потока PLP:
  - ✓ идентификатор,
  - ✓ тип,
  - ✓ тип передаваемых данных,
  - ✓ начальный T2-фрейм в суперфрейме,
  - ✓ скорость кодирования,
  - ✓ модуляция,
  - ✓ флаг использования поворота созвездия модуляции,
  - ✓ размер блока кодирования LDPC,
  - ✓ период фрагментов (в T2-фреймах),
  - ✓ тип и параметр временного перемежителя,
  - ✓ режим формирования BB-фреймов.

Динамические параметры сообщения L1-post следующие:

- номер T2-фрейма в суперфрейме;
- расстояние между фрагментами одного PLP;
- начало первого фрагмента PLP типа 2;
- для каждого потока PLP:
  - ✓ идентификатор,
  - ✓ начальный символ во фрейме,
  - ✓ количество кодовых блоков в блоке перемежения.

Сообщение L1-pre длиной 200 бит подвергается кодированию и модуляции. После расширения сообщения выполняется BCH кодирование с параметрами (3240, 3072), а затем LDPC кодирование с параметрами (16200, 3240). Проверочные биты LDPC подвергаются прореживанию (отбрасывается 11488 бит). Отбрасываются также биты расширения. В результате формируется кодированный блок сообщения L1-pre длиной 1840 бит. Эти биты отображаются на соответствующие символы BPSK модуляции, которые далее отображаются на логические ячейки символов P2 по установленному правилу.

Сообщение L1-post может иметь различную длину, оно также подвергается кодированию, перемежению и модуляции. Если длина сообщения L1-post больше, чем 7032 бит, то оно разбивается на несколько фрагментов, длина каждого их которых меньше 7032 бит. После расширения каждого фрагмента выполняется BCH кодирование с параметрами (7200, 7032), а затем LDPC кодирование с параметрами (16200, 7200). Проверочные биты LDPC подвергаются прореживанию. Отбрасываются также биты расширения. В результате формируется один или несколько кодированных блоков одинаковой длины. Биты каждого кодированного блока подвергаются перемежению, параметры которого зависят от вида модуляции. При использовании BPSK или QPSK модуляции битовое перемежение не используется. После перемежения биты кодированных блоков объединяются в слова, состоящие из η_{mod} бит. Кроме того, при использовании 16-QAM; 64-QAM биты пар слов кодированного блока дополнительно перемешиваются между собой. Далее полученные слова кодированных блоков отображаются на соответствующие символы используемого созвездия модуляции. Сформированные символы модуляции сообщения L1-post отображаются на OFDM символы P2.

Отображение сформированных символов модуляции данных и служебных сообщений на логические ячейки T2-фрейма производится в следующем порядке: сначала на ячейки символов P2 отображаются символы сообщения L1-pre, затем символы сообщения L1-post. Оставшиеся ячейки символов P2 и все OFDM символы данных заполняются символами модуляции общих PLP, затем PLP типа 1 и далее PLP типа 2. Частотно-временная структура сигнала T2-фрейма представлена на *рис. 6*.

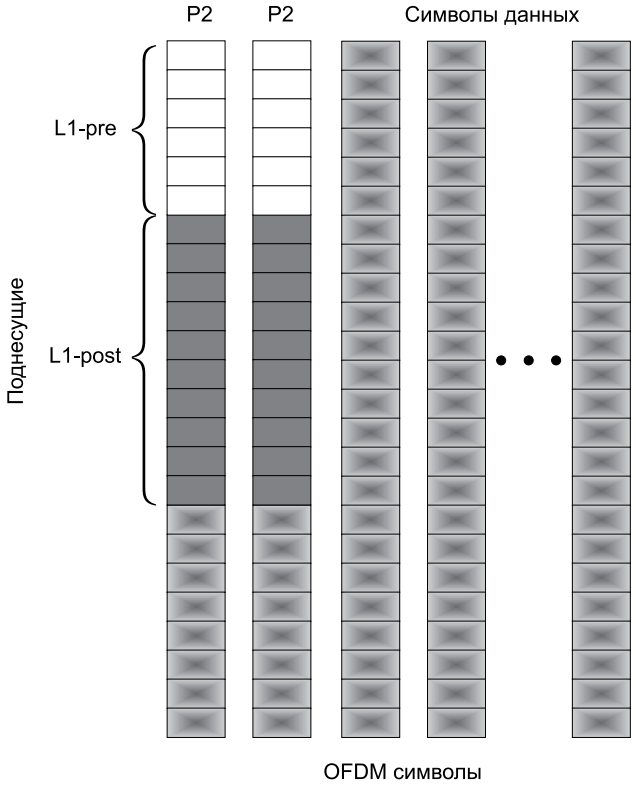


Рис. 6. Частотно-временная структура сигнала T2-фрейма

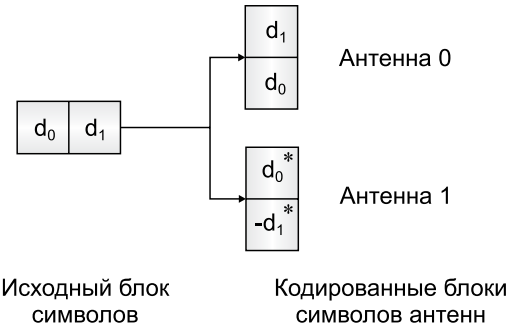


Рис. 8. Схема пространственно-частотного кодирования

Рис. 9. Фрагмент положения распределенных пилот ячеек для структуры PP1

Символы модуляции поднесущих каждого OFDM символа T2-фрейма подвергаются частотному перемежению, правило которого зависит от длины ДПФ. Затем они поступают на блок формирования OFDM сигнала, схема которого показана на *рис. 7*.

При использовании двухантенной передачи производится пространственно-частотное кодирование блоков передаваемых символов. Каждый блок состоит из двух символов, которые передаются на соседних поднесущих одновременно с двух различных антенн. Схема кодирования для двух передающих антенн 0 и 1 представлена на *рис. 8*. Дальнейшая обработка сигнала производится для двух антенн одинаковым образом.

В каждом OFDM символе используется $(K_{\max} + 1)$ поднесущих. Величина $K_{\max}$ зависит от длины ДПФ и режима использования поднесущих (расширенного или обычного).

В общем случае OFDM сигнал кроме ячеек информационных данных содержит распределенные пилот-ячейки, непрерывные пилот-поднесущие и резервированные поднесущие (при использовании режима уменьшения пик-фактора передаваемого сигнала).

Пилот-ячейки в каждом OFDM символе модулируются известными данными, формируемыми по псевдослучайному закону. Предусмотрено восемь возможных распределенных в частотно-временной области пилот-структур, отличающихся периодом появления пилот ячеек в частотной D_X и временной D_Y областях. На *рис. 9* приведен пример расположения распределенных пилот-ячеек для структуры PP1 ($D_X = 3$, $D_Y = 4$).

OFDM символ состоит из двух частей: полезной части длительностью $T_U = NT$ и защитного интервала длительностью $\Delta = N_{CP}T$, который является циклическим продолжением полезной части и вставляется перед ней. Расстояние между соседними поднесущими равно $1/T_U$. Длительность элементарного периода T является основным исходным параметром OFDM сигнала и определяется его полосой. Например, для полосы 8 МГц $T = 7/64$ мкс.

DVB-T2 радиосигнал может быть записан в виде

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{\exp(j2\pi f_c t)\sum_{m=0}\left[p_1(t - mT_F) + \sum_{l=0}^{L_F-1}\sum_{k=0}^{K_{\max}} c_{m,l,k}\,\psi_{m,l,k}(t)\right]\right\}, \quad (1)$$

где

$$\psi_{m,l,k}(t) =$$

$$= \begin{cases} \exp\left[j2\pi\dfrac{k'}{T_U}(t - \Delta - T_{P1} - lT_S - mT_F)\right], & t \in [mT_F + T_{P1} + lT_S,\ mT_F + T_{P1} + (l+1)T_S] \\ 0, & t \notin [mT_F + T_{P1} + lT_S,\ mT_F + T_{P1} + (l+1)T_S], \end{cases}$$

k — номер поднесущей, l — номер OFDM символа в T2-фрейме (за исключением символа P1), m — номер

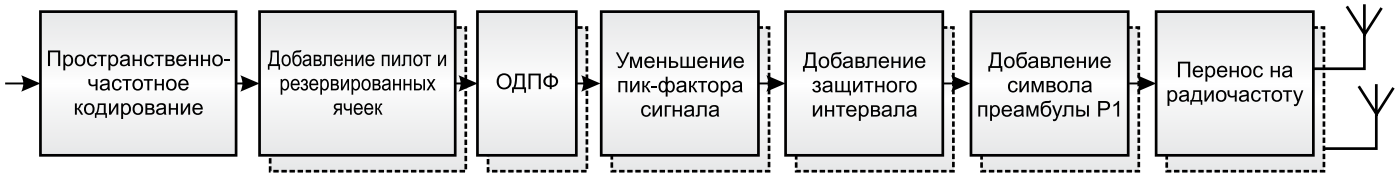


Рис. 7. Схема формирования OFDM сигнала

Т2-фрейма, $T_S = T_U + \Delta$ — длительность OFDM символа, $k' = k - K_{max}/2$ — индекс поднесущей относительно номера центральной поднесущей, OFDM символов в Т2-фрейме, $T_{P1} = 2048T$ — длительность символа P1, $T_F = L_F T_S + T_{P1}$ — длительность Т2-фрейма, $p1(t)$ — временной сигнал символа P1.

Для уменьшения пик-фактора передаваемого OFDM сигнала предусмотрены два механизма. Первый заключается в резервировании некоторой части поднесущих для передачи неинформативного сигнала. Он рассчитывается для каждого OFDM символа итеративным алгоритмом таким образом, чтобы мощность сигнала не превосходила заданного порогового значения. В соответствии со вторым методом ограничение мощности сигнала OFDM символа обеспечивается растяжением крайних точек используемого созвездия модуляции для информационных поднесущих. Такая процедура позволяет уменьшить пик-фактор передаваемого OFDM сигнала без уменьшения пропускной способности системы. Оба механизма могут использоваться как совместно, так и по отдельности.

Символ преамбулы P1 предназначен для быстрого обнаружения DVB-T2 сигнала, приема базовых параметров служебного сообщения P1 и начальной частотно-временной синхронизации.

Структура символа преамбулы P1 представлена на *рис 10*. Он представляет собой 1K OFDM символ с двумя защитными интервалами. Полезная часть символа 'A' составляет 1024 отсчета (элементарных символов). Первый защитный интервал 'C' расположен впереди и представляет собой первые $M_C = 542$ отсчетов полезной части, сдвинутых на частоту $f_{SH} = 1/1024T$, равную разности частот соседних поднесущих символа P1. Второй защитный интервал 'B' расположен сзади и представляет собой последние $M_B = 482$ отсчета полезной части сигнала, также сдвинутых на частоту f_{SH}. При формировании полезной части символа модулируются только 384 поднесущие, которые используют DBPSK модуляцию и распределены в спектре сигнала псевдослучайным образом. Такое расположение информационных поднесущих позволяет выполнить оценку частотного сдвига до 500 кГц (при полосе сигнала 8 МГц). Информационные поднесущие переносят две модулирующие последовательности полей S1 и S2, в которых закодировано служебное сообщение P1.

Таким образом сформированный OFDM сигнал переносится на радиочастоту, усиливается и излучается в эфир.

Функциональные возможности анализатора

Анализатор DVB-T2 сигнала выполнен в соответствии с требованиями стандарта к измерениям сигнала DVB [9, 10]. Он позволяет в заданном спектральном диапазоне найти сигналы станций цифрового телевидения, принять служебные данные, получить информационные потоки (PLP), выделить подпотоки различных программ, выполнить большой объем измерений физического и транспортного уровней.

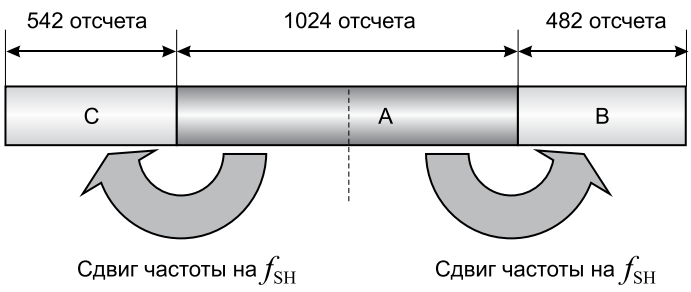


Рис. 10. Структура символа преамбулы P1

Анализатор состоит из аппаратной части — цифрового панорамного измерительного приемника семейства АРГАМАК [1] и программной части — программы системного математического обеспечения. Последняя может быть установлена на персональном компьютере в едином пакете с другим программным обеспечением, например, выполняющим анализ сигналов DVB-T/H и сигналов базовых станций различных систем сотовых связи [2, 11 — 13].

В анализаторе реализованы следующие функции.

- Обнаружение сигнала DVB-T2 заданной полосы на заданной частоте.
- Прием служебных данных, включая сообщения P1, L1-pre, L1-post.
- Прием потоков PLP.
- Прием таблиц сервисной информации транспортных потоков PSI/SI.
- Выделение потоков отдельных программ.
- Измерения полной скорости транспортного потока, скорости каждой программы и скорости каждого типа пакетов (PID).
- Спектральные измерения, включая:
  - ✓ высокоточную оценку частотного сдвига,
  - ✓ визуализацию спектра DVB-T2 сигнала,
  - ✓ обнаружение узкополосных помех в полосе сигнала.
- Мощностные измерения, включая:
  - ✓ оценку средней мощности сигнала,
  - ✓ формирование плотности распределения мгновенной мощности сигнала,
  - ✓ формирование интеграла вероятности мгновенной мощности сигнала,
  - ✓ расчет пик-фактора и крест-фактора сигнала.
- Визуализация качества модуляции, включая:
  - ✓ визуализацию вероятностных мер возможных битовых последовательностей полей S1 и S2 сообщения P1,
  - ✓ визуализацию оценок символов модуляции сообщения L1-pre,
  - ✓ визуализацию оценок символов модуляции сообщения L1-post,
  - ✓ визуализацию оценок символов модуляции передаваемых PLP.
- Измерения качества модуляции сообщений L1-pre, L1-post и различных PLP, включая:
  - ✓ оценку средних ошибок модуляции MER и EVM,
  - ✓ оценку системной ошибки модуляции (STE),
  - ✓ оценку амплитудного разбаланса (AI),
  - ✓ оценку квадратурной ошибки (QE),
  - ✓ оценку фазового джиттера (PJ).
- Измерения канала, включая:
  - ✓ оценку отношения сигнал-шум,
  - ✓ оценку вероятности битовой ошибки до декодера LDPC,
  - ✓ оценку вероятности битовой ошибки до декодера BCH,
  - ✓ оценку вероятности ошибки приема BB-фреймов,
  - ✓ оценку вероятности ошибки приема пакетов (User Packet — UP) передаваемых PLP (только для Normal Mode, GFPS или TS),
  - ✓ оценку частотного отклика канала (амплитуда, фаза и задержка),

- ✓ оценку импульсного отклика канала,
- ✓ оценку профиля многолучевости и эффективной длины канала.

- Анализ транспортных потоков, в том числе измерения первого, второго, третьего приоритетов и др.
- По выполненным измерениям анализатор позволяет:
  - ✓ осуществить построение зоны покрытия сети DVB-T2 с учетом данных цифровых карт местности,
  - ✓ определить местоположение обнаруженных передающих станций.
- Формирование отчетов анализа в различных форматах: XML, MS-Word, Excel. Гибкий выбор выводимой информации и формы ее представления.

Прием DVB-T2 сигнала

Входной радиосигнал анализатора усиливается, переносится на видеочастоту, фильтруется для подавления высших гармоник и приведения исходной полосы сигнала к полосе DVB-T2 сигнала. Далее выполняется аналогово-цифровое преобразование сигнала и его передискретизация. В результате формируется дискретный видеосигнал x_i, $i = 0,1,2,...$ с частотой следования отсчетов $1/T$, соответствующей 1 отсчету на элементарный интервал. Последовательность обработки полученного видеосигнала представлена на *рис. 11*.

Обнаружение DVB-T2 сигнала и прием служебных данных

Обнаружение DVB-T2 сигнала и начальная частотно-временная синхронизация выполняются по символу P1, расположенному в начале каждого T2 фрейма. Для этого формируются выходные дискретные сигналы двух корреляторов, соответствующих частям преамбулы 'C' и 'B'

$$Q_n^{(C)} = \sum_{i=0}^{M_C-1} x_{n+i} x_{n+i-M_C}^* \exp\left[j2\pi(i+n-M_C)Tf_{SH} \right], \quad (2)$$

$$Q_n^{(B)} = \sum_{i=0}^{M_B-1} x_{n+i} x_{n+i-M_B}^* \exp\left[-j2\pi(i+n)Tf_{SH} \right] \quad (3)$$

и решающая функция поиска преамбулы

$$R_n = \left| Q_n^{(C)} \right|^2 + \left| Q_{n+M_C+M_B}^{(B)} \right|^2. \quad (4)$$

Определяется максимальное значение (4) $R_{\max} = \max R_n$, положение этого максимума $n_{\max} = \arg\max R_n$, а также среднее значение на исследуемом интервале $\bar{R} =< R_n >$. В случае выполнения условия $R_{\max} > h\,\bar{R}$ выносится предварительное решение о наличии DVB-T2 сигнала в наблюдаемой реализации, и $n_{\max}$ полагается первым отсчетом полезной части символа P1, h — порог обнаружения. В противном случае после заданного числа неудачных попыток обнаружения принимается решение об отсутствии DVB-T2 сигнала в рассматриваемом частотном канале.

В случае обнаружения DVB-T2 сигнала выполняется начальная частотная синхронизация. Частотная расстройка может быть представлена в виде $F = F_1 + F_2$, где $F_2 = m_F f_{SH}$ — величина, кратная f_{SH}, а $|F_1| < f_{SH}$. С учетом временной структуры символа P1 в соответствии с фазоразностным методом [14] находим оценку первой частотной расстройки:

$$F_1 = \frac{1}{2\pi(M_C + M_B)T} \arg\left\{ Q_{n_{\max}}^{(C)} \, Q_{n_{\max}+M_C+M_B}^{(B)} \right\}. \quad (5)$$

Отсчеты видеосигнала подвергаются фазовой коррекции в соответствии с оценкой (5). Оценка величины m_F частотной расстройки требует анализа символа P1 в частотной области. Для этого выполняется ДПФ блока отсчетов длиной 1024, начиная с отсчета $n_{\max}$:

$$X_k = \sum_{i=0}^{1023} x_{n_{\max}+i} \exp\left[-j2\pi i(k-426)/1024 \right], \quad (6)$$

где $k = \overline{0,1023}$ — порядковый номер поднесущей. Величина m_F оценивается по положению максимума функции

$$Y_{m_F} = \sum_{k=0}^{1023} \left| X_{(k+m_F) \bmod 1024} \right|^2 \gamma_k, \quad (7)$$

с учетом известного положения активных поднесущих символа P1, $\gamma_k = \begin{cases} 1, & k \in KP1, \\ 0, & k \notin KP1, \end{cases}$; $KP1$ — массив номеров активных поднесущих.

Для приема служебных данных P1 из (6) выделяется массив активных поднесущих, выполняется его дескремблирование и демодуляция. В результате формируются мягкие решения бит информационных полей S1 и S2. По ним вычисляются вероятностные меры для возможных битовых последовательностей этих полей. Наиболее правдоподобные последовательности определяют информационные биты символа P1.

После принятия служебного сообщения P1 известны длина ДПФ N и возможный набор значений длины префикса. Оценка N_{CP} из этого набора выполняется аналогично [2].

Временная автоподстройка при приеме служебных сообщений и данных выполняется один раз на T2-фрейм по пилот ячейкам символов P2. Для временной оценки начала блоков ДПФ формируется функция

$$G_j = \sum_{m=0}^{N_{P2}-1} \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_{j+i+m(N+N_{CP})} s1_i^* \right|^2, \quad (8)$$

где опорный сигнал во временной области $s1_i$, $i = \overline{0, N-1}$ согласован с пилот сигналом OFDM символов P2 и рассчитывается заранее, N_{P2} — число символов P2, зависящее от длины ДПФ. Определяется величина максимума $G_{j_{\max}}$, его положение $j_{\max}$, и порог $h_S = \nu G_{j_{\max}}$ решающей функции (8), ν — относительный порог. Минимальное значение аргумента решающей функции (8) j, удовлетворяющее условию $G_j > h_S$ полагается первым отсчетом полезной части OFDM символа P2 и определяет начало блоков ДПФ всех символов фрейма $j_m^{(FFT)}$, $m = \overline{0, L_F - 1}$.

Над каждым блоком, соответствующим полезной части OFDM символов, выполняется ДПФ. Остаточная частотная расстройка оценивается по пилот-поднесущим символов P2 фазоразностным методом. После ее компенсации выполняется оценка частотного отклика канала методом линейной интерполяции опорных пилот-поднесущих.

Мягкие решения информационных ячеек символов P2 равны

$$Z_{m,k} = X_{m,k} / A_{m,k}, \quad (9)$$

где $X_{m,k}$ — результат ДПФ, $A_{m,k}$ — оценка частотного отклика канала, m — номер OFDM символа, k — номер поднесущей. Из (9) выделяется массив мягких решений информационных яче-

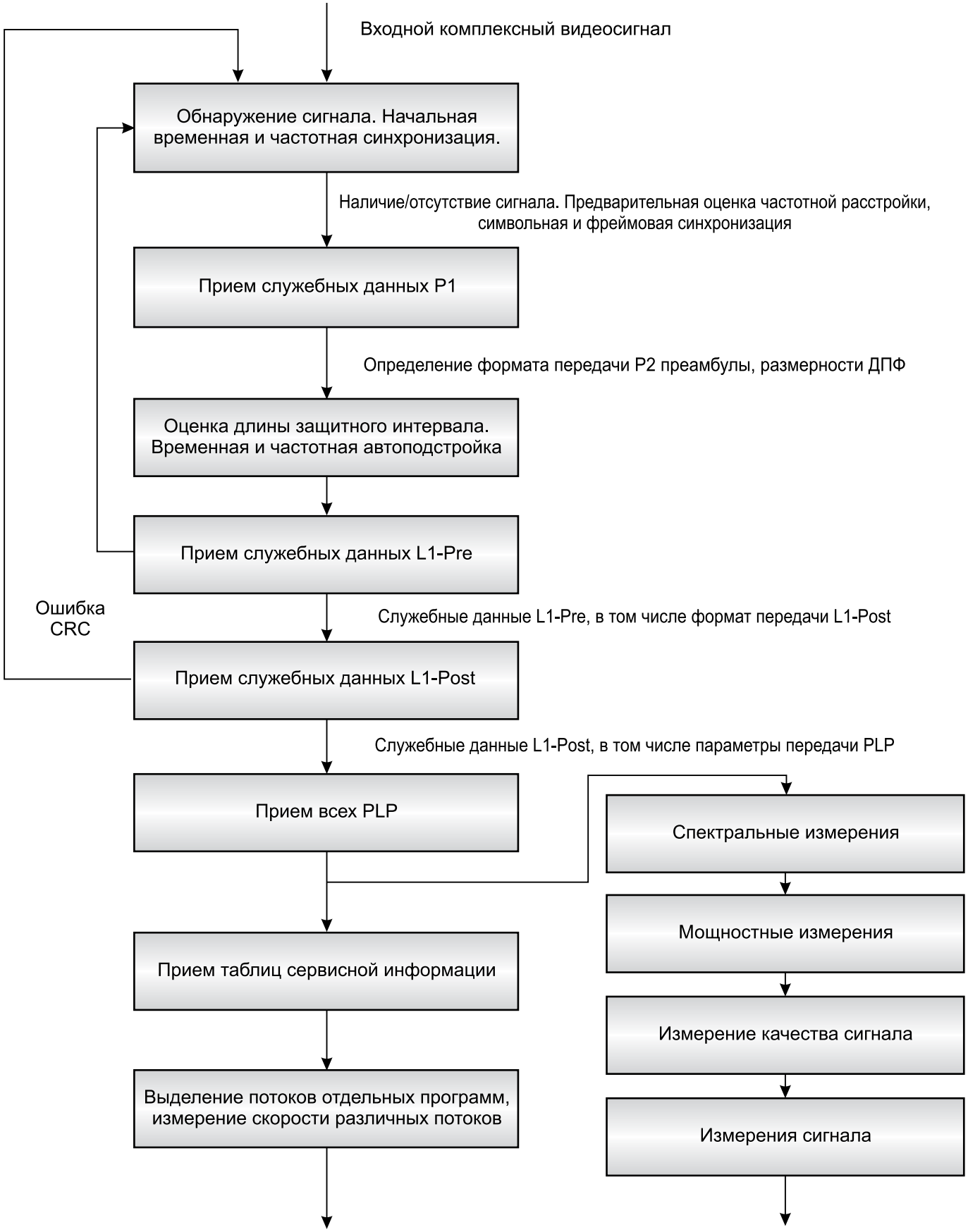


Рис. 11. Последовательность обработки DVB-T2 сигнала

ек OFDM символов P2 посредством отбрасывания пилот поднесущих, резервированных и двух пар крайних поднесущих.
Далее для каждого OFDM символа P2 выполняется частотное деперемежение мягких решений символов ячеек и оценок канала по известному правилу, зависящему от длины ДПФ.

Прием служебного сообщения L1-pre

Для приема служебного сообщения L1-pre из полученного после частотного деперемежения массива выделяется вектор сообщения L1-pre $Z_i^{(pre)}$, $i = \overline{0,1839}$. Аналогично формируется вектор мощностей ячеек $P_i^{(pre)}$, $i = \overline{0,1839}$. По ним формируются мягкие решения бит сообщения L1-pre:

$$\mu_i = P_i^{(pre)} \operatorname{Re} Z_i^{(pre)}, \; i = \overline{0,1839}. \qquad (10)$$

Вектор мягких решений (10) состоит из трех частей: первые 200 элементов соответствуют информационным битам сообщения, следующие 168 элементов — проверочным BCH битам, последние 1472 элементов — проверочным LDPC битам. Вектор (10) специальным образом расширяется до длины блока кодирования $N_{ldpc} = 16200$ для компенсации бит, отброшенных после LDPC кодера на передатчике. Полученный блок поступает на LDPC декодер и далее на BCH декодер. После декодирования, выделяются первые 200 бит, которые представляют собой информационный блок сообщения L1-pre. По его битам формируются проверочные биты в соответствии с циклическим кодом CRC. Сформированные и принятые проверочные биты сравниваются. Если все соответствующие биты совпадают, принимается решение о безошибочном приеме сообщения L1-pre, из полей которого выделяются необходимые параметры. В противном случае заново выполняется процедура обнаружения и последующие операции. Если сообщение L1-pre принято с ошибкой заданное число раз, работа с данным частотным каналом прекращается по причине плохих условий приема.

Прием служебного сообщения L1-post

В сообщении L1-pre передается ряд параметров, используемых для приема служебного сообщения L1-post: число логических ячеек в сообщении N_{MOD_total}, вид модуляции, число информационных бит в сообщении, указатель наличия скремблирования и др.
Для приема служебного сообщения L1-post из полученного после частотного деперемежения массива мягких решений информационных символов P2 выделяется вектор сообщения L1-post и соответствующий вектор мощностей ячеек $\left\{Z_i^{(post)}\right\}, \left\{P_i^{(post)}\right\}, i = \overline{0, N_{MOD_total} - 1}$.
По элементам этих векторов формируются мягкие решения бит сообщения L1-post в соответствии с используемой модуляцией. Например, для QPSK мягкие решения кодированных бит *i*-ой ячейки сообщения L1-post равны

$$\mu_{i,0} = P_i^{(post)} \operatorname{Re} Z_i^{(post)}, \;\; \mu_{i,1} = P_i^{(post)} \operatorname{Im} Z_i^{(post)}. \qquad (11)$$

Далее осуществляется мультиплексирование мягких решений бит по правилу, зависящему от вида модуляции. В результате формируется вектор мягких решений бит сообщения L1-post. Он разбивается на рассчитанное количество кодовых блоков сообщения.
При использовании модуляции 16-QAM или 64-QAM выполняется битовое перемежение кодовых блоков. Для этого осуществляется запись элементов каждого кодового блока в матрицу последовательно по строкам. Выходной вектор формируется посредством считывания элементов матрицы по столбцам. Параметры матрицы зависят от длины кодового блока L1-post и используемой модуляции. Для модуляции BPSK и QPSK битовое перемежение не выполняется.
Полученный после деперемежения вектор специальным образом расширяется до длины блока кодирования $N_{ldpc} = 16200$ для компенсации бит, отброшенных после LDPC кодера на передатчике. Расширенный блок поступает на LDPC декодер и далее на BCH декодер. Из блоков, полученных после декодирования, выделяются биты сообщения L1-post. Эти биты подвергаются дескремблированию. Затем дескремблированные биты всех кодовых блоков объединяются, в результате формируется битовый вектор сообщения L1-post. По его битам формируются проверочные биты в соответствии с циклическим кодом CRC. Сравниваются сформированные и принятые проверочные биты. Если все соответствующие биты совпадают, принимается решение о безошибочном приеме сообщения L1-post, из полей которого выделяются необходимые параметры. В противном случае процедура приема сообщения L1-post выполняется для следующего фрейма. В случае неудачного приема L1-post в течение заданного количества фреймов работа с данным частотным каналом прекращается из-за плохих условий приема.

Прием потоков (PLP)

Последовательность операций при приеме PLP приведена на *рис. 12*.
Частотная подстройка выполнятся один раз на фрейм по его постоянным пилот-поднесущим. Количество и положение множества (Ω_{CP}) постоянных пилот-поднесущих известно и зависит от длины ДПФ и схемы распределенного пилот сигнала PP1 ÷ PP8. Оценка частотной расстройки выполняется фазоразностным методом

$$F_2 = \frac{1}{2\pi(N + N_{CP})T} \arg\left[\sum_{k \in \Omega_{CP}} \sum_{q=N_{P2}}^{L_F-2} X_{q+1,k} c_{q+1,k} X_{q,k}^* c_{q,k} \right], \qquad (12)$$

где $X_{q,k}$ — результат ДПФ, $c_{q,k}$ — передаваемый действительный символ в пилот-ячейке *q*-ого OFDM символа *k*-ой поднесущей.
Для оценки канала сначала формируются опорные канальные коэффициенты распределенных пилот-ячеек фрейма как отношения результата ДПФ к передаваемым символам этих ячеек. OFDM символы данных фрейма делятся на блоки длиной D_y символов. Для режима одноантенной передачи оценка частотного отклика канала определяется методом линейной интерполяции опорных канальных коэффициентов блока. Для режима двухантенной передачи оценки частотного отклика канала первой и второй антенн определяются по канальным коэффициентам соседних пилот ячеек блока и их пространственно-частотному коду.
Для каждого OFDM символа данных формируются массивы результатов ДПФ и оценок канала информационных ячеек (поднесущих) посредством отбрасывания из полного набора поднесущих $k \in [0, K_{\max}]$ постоянных и распределенных пилот поднесущих, крайних поднесущих, а также резервированных поднесущих. Число информационных поднесущих N_{data} зависит от длины ДПФ, схемы пилот-сигнала и наличия/отсутствия режима резервирования поднесущих.
Для режима одноантенной передачи мягкие решения информационных ячеек символов данных определяются аналогично (9). Для режима двухантенной передачи, используя пространственно-частотный код, получаем:

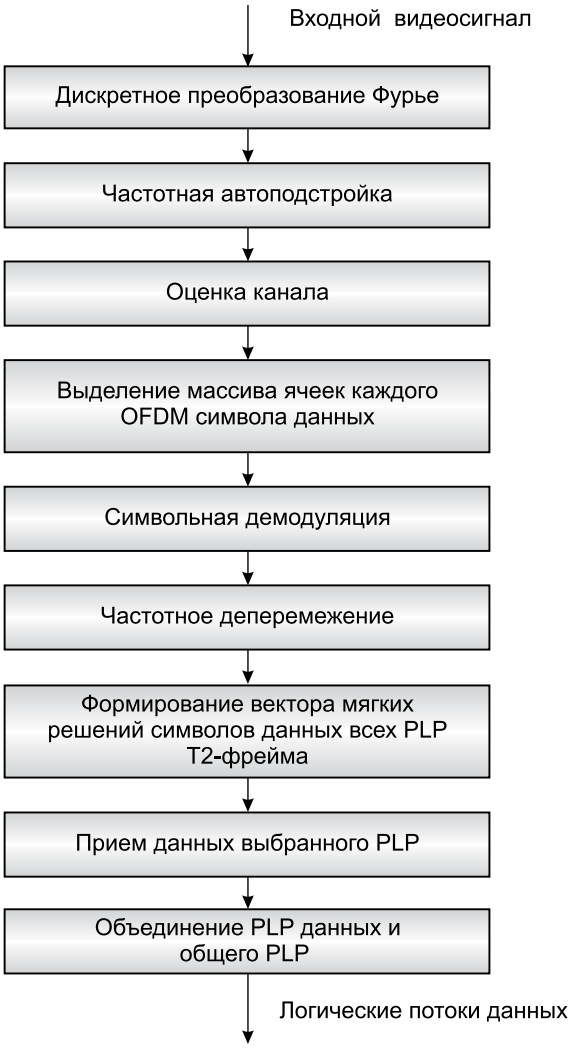


Рис. 12. Последовательность операций при приеме PLP

$$Z_{m,p} = \frac{A^{(1)*}_{m,p} X_{m,p} + A^{(2)}_{m,p+1} X^{*}_{m,p+1}}{\left|A^{(1)}_{m,p}\right|^2 + \left|A^{(2)}_{m,p+1}\right|^2}, \quad (13)$$

$$Z_{m,p+1} = \frac{A^{(1)*}_{m,p+1} X_{m,p+1} - A^{(2)}_{m,p} X^{*}_{m,p}}{\left|A^{(1)}_{m,p}\right|^2 + \left|A^{(2)}_{m,p+1}\right|^2}, \quad (14)$$

где $p = 0,2,4,..., N_{data} - 2$, $A^{(1)}_{m,p}$, $A^{(2)}_{m,p}$ — оценки канала первой и второй антенн соответственно. Кроме того, для информационных ячеек формируются массивы оценок мощности сигналов ячеек $\left\{P_{m,p}\right\}$, $p = \overline{0, N_{data} - 1}$ для процедуры декодирования.

Для каждого OFDM символа данных выполняется частотное деперемежение мягких решений символов ячеек и соответствующих оценок мощности. Правило деперемежения зависит от длины ДПФ и номера OFDM символа во фрейме. Затем из массива мягких решений символов P2 и символов данных фрейма, выделяется вектор мягких решений информационных символов всех PLP передаваемого сигнала.

Прием данных выбранного PLP

Для приема данных выбранного PLP используются параметры сообщения L1: тип потока, позиция начала потока, количество кодовых блоков и T2 фреймов во фрейме перемежения, модуляция, размер кодового блока и скорость кодирования, число и период следования фрагментов во фрейме для PLP типа 2, число фреймов в суперфрейме, период используемых T2-фреймов и др.

Последовательность операций для получения логического потока данных выбранного PLP приведена на *рис. 13.*

По параметрам сообщения L1 определяются номера фреймов в суперфрейме, где передается выбранный PLP, и выделяются мягкие решения информационных символов фрейма этого потока. Далее определяется число фреймов перемежения в суперфрейме и формируются массивы мягких решений информационных символов для каждого фрейма перемежения. Во фрейме перемежения может быть более одного блока перемежения. В этом случае выделяются мягкие решения их символов. Для каждого блока перемежения выполняется временное деперемежение мягких решений символов посредством записи его элементов в матрицу по строкам и считывания по столбцам. Число строк и столбцов матрицы определяется видом модуляции и размером кодового блока. Полученный после временного деперемежения массив каждого блока перемежения разбивается на несколько кодовых блоков. Далее для каждого кодового блока выполняется символьное деперемежение по известному правилу, зависящему от номера кодового блока в блоке перемежения и его длины.

Для получения мягких решений бит кодового блока при использовании обычного созвездия модуляции сначала рассчитываются вспомогательные величины:

$$\Omega^{x}_{q}(i) = \left[\mathrm{Re}\, G_i - \left(\mathrm{Re}\, z\right)_q / \gamma\right]^2, \quad q = \overline{0, \nu_{\mathrm{mod}} - 1}, \quad (15)$$

$$\Omega^{y}_{q}(i) = \left[\mathrm{Im}\, G_i - \left(\mathrm{Im}\, z\right)_q / \gamma\right]^2, \quad q = \overline{0, \nu_{\mathrm{mod}} - 1}, \quad (16)$$

где G_i — мягкие решения i-го символа кодового блока, $(\mathrm{Re}z)_q$ — значения точек созвездия модуляции по оси X слева направо, $(\mathrm{Im}z)_q$ — значения точек созвездия модуляции по оси Y снизу вверх; $\nu_{\mathrm{mod}} = 2^{\eta_{\mathrm{mod}}/2}$, γ — нормировочный множитель созвездия модуляции.

При использовании повернутого созвездия модуляции сначала устраняется циклический сдвиг мнимой части символов кодового блока. Далее выполняется фазовый поворот мягких решений символов на угол Ф. В результате вспомогательные величины имеют вид:

$$\Omega^{x}_{q}(i) = \left[\mathrm{Re}\left(G'_i \exp\left(-j\frac{2\pi\Phi}{360}\right)\right) - \left(\mathrm{Re}\, z\right)_q / \gamma\right]^2, \quad q = \overline{0, \nu_{\mathrm{mod}} - 1}, \quad (17)$$

$$\Omega^{y}_{q}(i) = \left[\mathrm{Im}\left(G'_i \exp\left(-j\frac{2\pi\Phi}{360}\right)\right) - \left(\mathrm{Im}\, z\right)_q / \gamma\right]^2, \quad q = \overline{0, \nu_{\mathrm{mod}} - 1}, \quad (18)$$

где G'_i — мягкие решения i-го символа кодового блока после устранения циклического сдвига.

Величины (15), (16) или (17), (18) позволяют найти мягкие решения кодированных бит переданных символов данных. Например, для модуляции 16-QAM они равны

$$\mu_{i,0} = P_i \left[\min\left(\Omega^{x}_{0}(i), \Omega^{x}_{1}(i)\right) - \min\left(\Omega^{x}_{2}(i), \Omega^{x}_{3}(i)\right)\right], \quad (19)$$

$$\mu_{i,1} = P_i \left[\min\left(\Omega^{y}_{0}(i), \Omega^{y}_{1}(i)\right) - \min\left(\Omega^{y}_{2}(i), \Omega^{y}_{3}(i)\right)\right], \quad (20)$$

$$\mu_{i,2} = P_i \left[\min\left(\Omega^{x}_{1}(i), \Omega^{x}_{2}(i)\right) - \min\left(\Omega^{x}_{0}(i), \Omega^{x}_{3}(i)\right)\right], \quad (21)$$

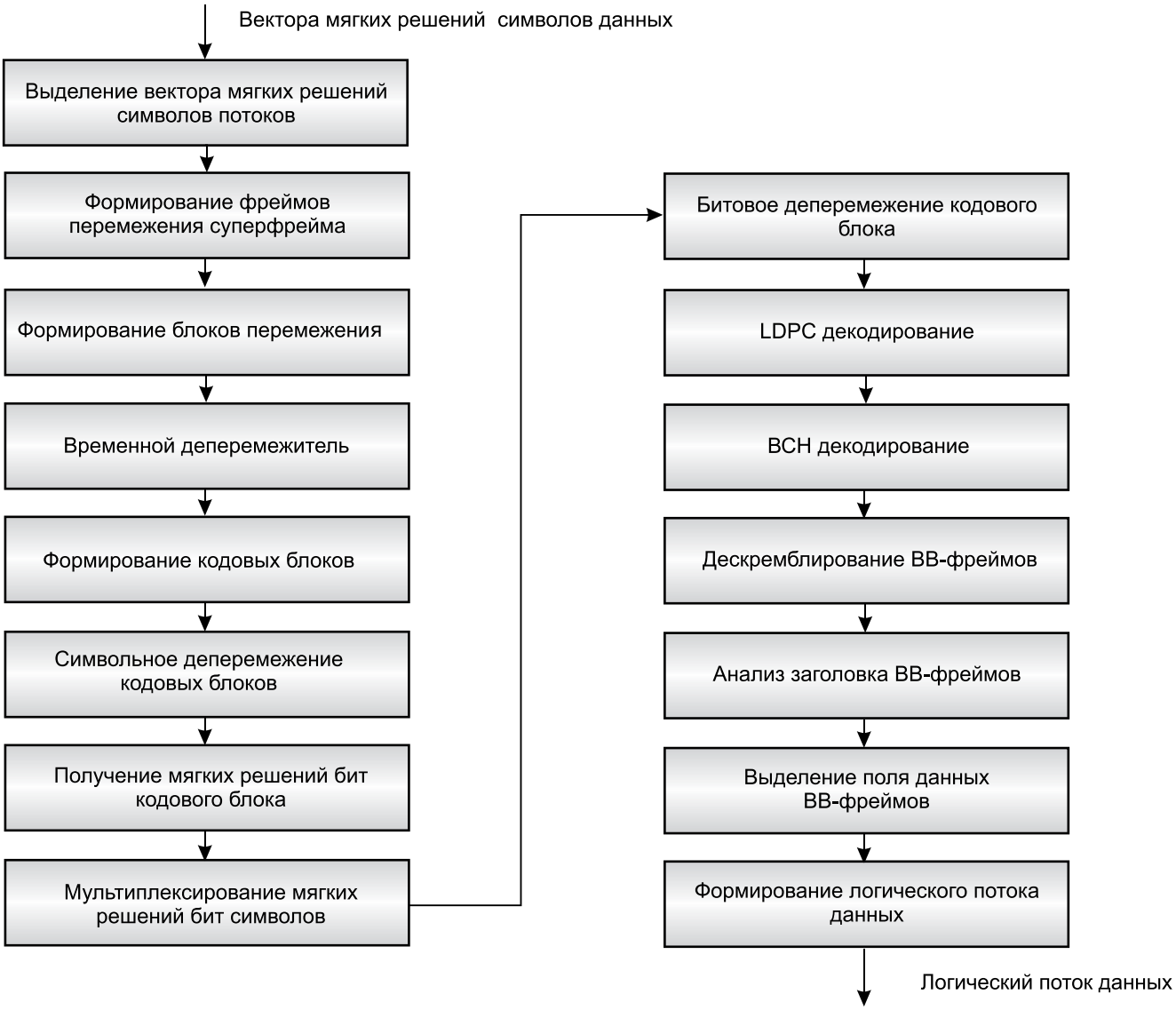


Рис. 13. Последовательность операций для получения логического потока данных выбранного PLP

$$\mu_{i,3} = P_i \left[\min\left(\Omega_1^y(i), \Omega_2^y(i)\right) - \min\left(\Omega_0^y(i), \Omega_3^y(i)\right) \right]. \qquad (22)$$

Мягкие решения бит каждого символа кодового блока или пары символов кодового блока (в зависимости от используемой модуляции и размера блока) перемешиваются. После этого мягкие решения бит кодового блока в соответствии с известным правилом мультиплексируются в один вектор. Далее выполняется битовое деперемежение кодового блока. Оно осуществляется в общем случае последовательно двумя деперемежителями. При первом деперемежении элементы входного вектора записываются построчно в матрицу, параметры которой определяются видом модуляции и размером кодового блока. Элементы выходного вектора первого деперемежителя считываются со сдвигом по столбцам матрицы. Второй деперемежитель перемешивает по известному правилу только проверочные LDPC биты кодового блока. Его параметры зависят от скорости кодирования. Полученный блок мягких решений бит поступает на LDPC декодер и далее на BCH декодер. Параметры декодирования известны из сообщения L1.

После декодирования получаем битовый блок — BB-фрейм. Выполняется его дескремблирование. Анализируется заголовок BB-фрейма, в результате определяется режим формирования BB-фреймов (обычный или высокоэффективный), тип потока в PLP, длина в битах поля данных BB-фрейма, положение начала первого пользовательского пакета UP в BB-фрейме, наличие синхронизации потока и поля удаления нулевых пакетов. По параметру заголовка выделяются биты поля данных каждого BB-фрейма. Логический поток данных PLP формируется посредством объединения в общем случае модифицированных фрагментов последовательных BB-фреймов этого потока. Модификация зависит от сочетания типа потока и режима формирования BB-фреймов. В частности для TS и обычного режима сначала из потока полей данных BB-фреймов формируется битовый поток расширенных пакетов UP. Далее отбрасываются проверочные биты каждого UP, а также в случае необходимости поля синхронизации входного потока (ISSY) и счетчика нулевых пакетов (DNP). Затем вставляются синхробайты, если они были отброшены, и нулевые пакеты, если они были удалены при передаче.

При наличии общего PLP выполняется его объединение с PLP данными. Оно необходимо для воспроизведения имеющихся в PLP данных программ. Объединенный поток формирует-

Рис. 14. Радиоприемный блок АРГАМАК-ИС (внизу) с широкополосной приемной антенной АРК-А7А-3 (справа) и навигационной антенной ГНСС (слева)

ся посредством замены нулевого пакета PLP данных соответствующим ненулевым пакетом общего PLP. Если пакеты не удовлетворяют этому условию, остается пакет PLP данных.

Пример работы анализатора

Приведем некоторые результаты работы анализатора DVB-T2, реализованного на аппаратной базе панорамного цифрового измерительного приемника АРГАМАК-ИС (*рис. 14*). В качестве аппаратной базы могут применяться и другие цифровые приемники семейства АРГАМАК, например, АРГАМАК-М, АРК-Д11 [1].

Измерительный приемник АРГАМАК-ИС имеет функции синхронизации по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем GPS и ГЛОНАСС, что позволяет снизить нестабильность частоты опорного генератора с 10^{-10} до 2×10^{-12} и реализовать высокоточное измерение частоты принимаемого сигнала.

Алгоритм измерения частоты сигнала цифрового телевидения основан на фазоразностном методе, он функционирует на фоне частотной автоподстройки при приеме DVB-T2 сигнала и не требует специального режима работы. Погрешность измерения центральной частоты сигнала одночастотной сети вещания при синхронизации от ГНСС не превышает $\pm5\times10^{-12}$ [15]. При этом ошибка измерения уровня составляет не более ±1 дБ, погрешность измерения контрольной полосы частот ±0,1 %. Величины погрешностей измерений удовлетворяют требованиям ГОСТ Р 55696-2013, ГОСТ Р 5939-2014 и действующим нормам ГКРЧ.

На *рис. 15* представлен вариант отображения главного окна интерфейса программы анализатора [16]. В левой части окна представлена древовидная структура принятых программ транспортных потоков телевизионного сигнала на частоте 722 МГц. В правой части отображаются «звездная» диаграмма, дающая представление о виде модуляции и качестве принимаемого сигнала, профиль многолучевости, показывающий количество и задержку принимаемых временных лучей, оценки символов второго транспортного потока PLP2, а также спектр сигнала. Окно интерфейса имеет гибкие настройки для выбора отображаемых элементов, графиков, диаграмм, таблиц и их содержания.

Возможный вариант отчета по результатам работы анализатора представлен в *табл. 1*.

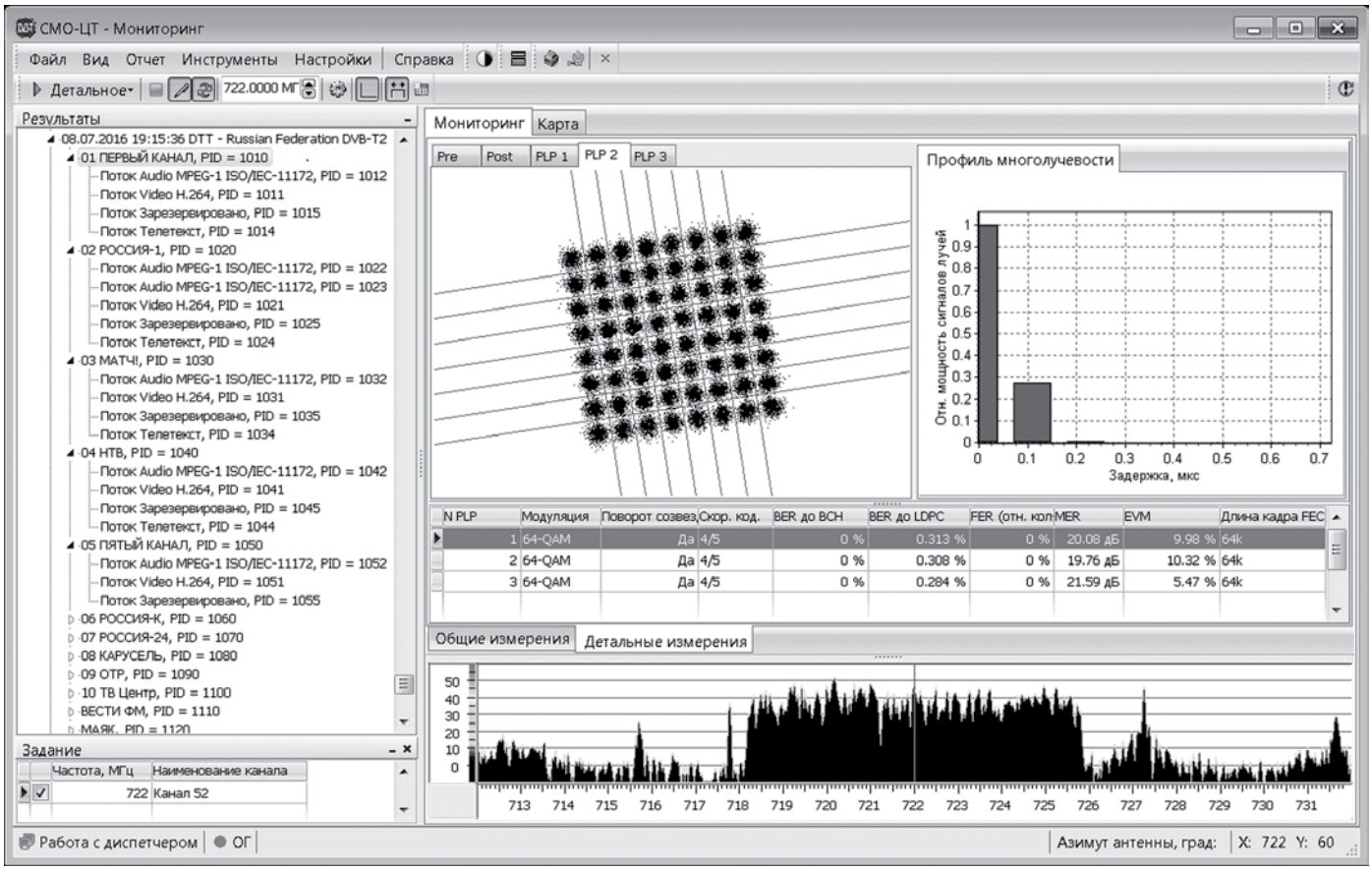


Рис. 15. Окно интерфейса анализатора

Таблица 1

Параметры телевизионного сигнала

Дата	08.07.2016
Время	19:15:36
Тип сигнала	DVB-T2
Канал	Канал 52
ID передающей станции	13604
NID	13583
ONID	8835
Имя сети	DTT-Russian Federation
Частота, МГц	722
Смещение частоты, Гц	0,03
Частота измеренная, МГц	722,00000003
Полоса, МГц	7,61875
Уровень, дБмкВ	62,3
SINR, дБ	46
Коэффициент калибровки, дБ	18,2
Напряженность поля, дБмкВ/м	80,5
Число и режим использования поднесущих	32k
Защитный интервал	1/16
Тип модуляции L1 post	QPSK
Пилот-структура	PP4
Число передающих антенн	1
Количество транспортных потоков	3
Транспортный поток 1	
TSID	1
Модуляция	64-QAM
Поворот созвездия	Да
Скор. код.	4/5
Длина кадра FEC	64k
BER до LDPC	0,313%
BER до BCH	0%
FER	0%
MER	20,08 дБ
EVM	9,98%
Транспортный поток 2	
TSID	2
Модуляция	64-QAM
Поворот созвездия	Да
Скор. код.	4/5
Длина кадра FEC	64k
BER до LDPC	0,308%
BER до BCH	0%
FER	0%
MER	19,76 дБ
EVM	10,32%
Транспортный поток 3	
TSID	3
Модуляция	64-QAM
Поворот созвездия	Да
Скор. код.	4/5
Длина кадра FEC	64k
BER до LDPC	0,284%
BER до BCH	0%
FER	0%
MER	21,59 дБ
EVM	5,47%

Данные транспортного потока

PID программы	Программа	Поток	PID потока
1010	01 ПЕРВЫЙ КАНАЛ	Video H.264	1011
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1012
		Телетекст	1014
		Зарезервировано	1015
1020	02 РОССИЯ-1	Video H.264	1021
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1022
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1023
		Телетекст	1024
		Зарезервировано	1025
1030	03 МАТЧ!	Video H.264	1031
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1032
		Телетекст	1034
		Зарезервировано	1035
1040	04 НТВ	Video H.264	1041
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1042
		Телетекст	1044
		Зарезервировано	1045
1050	05 ПЯТЫЙ КАНАЛ	Video H.264	1051
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1052
		Зарезервировано	1055
1060	06 РОССИЯ-К	Video H.264	1061
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1062
		Телетекст	1064
PID программы	**Программа**	**Поток**	**PID потока**
1070	07 РОССИЯ-24	Video H.264	1071
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1072
1080	08 КАРУСЕЛЬ	Video H.264	1081
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1082
		Телетекст	1084
1090	09 ОТР	Video H.264	1091
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1092
1100	10 ТВ Центр	Video H.264	1101
		Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1102
		Телетекст	1104
		Зарезервировано	1105
1110	ВЕСТИ ФМ	Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1112
1120	МАЯК	Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1122
1130	Радио России	Audio MPEG-1 ISO/IEC-11172	1132

Заключение

Представленный DVB-T2 анализатор предназначен для поиска сигналов станций цифрового телевидения, приема служебных данных, получения информационных потоков (PLP), выделения подпотоков различных программ, выполнения большого объема измерений физического и транспортного уровней, он может быть использован при планировании и эксплуатации систем цифрового телевидения, измерения параметров телевизионных передатчиков, оценки зоны покрытия.

Анализатор состоит из аппаратной части — цифрового панорамного измерительного приемника семейства АРГАМАК и программной части — программы системного математического обеспечения. Использование в качестве оборудования универсального измерительного приемника делает возможным наряду с анализом сигналов DVB-T2 решать другие задачи радиомониторинга, например, выполнять исследования сигналов DVB-T/H, а также сигналов различных систем связи: GSM, UMTS, LTE, cdma2000, EVDO, DMR, APCO P25 и др.

По функциональным и метрологическим возможностям анализатор не уступает аналогичному оборудованию от ведущих мировых производителей, он удовлетворяет требованиям отечественных нормативных документов.

В настоящее время представленный анализатор используется в радиочастотной службе Российской Федерации в составе носимых, мобильных и стационарных станций радиоконтроля.

Литература

1. *Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд., испр. — М.: Горячая линия — Телеком, 2015. — 640 с.*
2. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Каюков И.В., Манелис В.Б. Анализатор радиосигналов цифрового телевидения./ Радиотехника, 2012, — № 2, — С. 75 — 91.*
3. *L.J. Cimini, Jr., «Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing». — IEEE Trans. Commun, July 1985. — Vol. COMM-33. — PP. 665 — 675.*
4. *R. van Nee, R. Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications. — Boston—London: Artech House, 2000.*
5. *ETSI EN 302 755 V1.3.1 (2012-04) Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2).*
6. *Alamouti, S.: A simple transmit diversity technique for wireless communications. — IEEE Journal on Selected areas in Communications, October 1998. — Vol. 16. — No. 8. — PP. 1451 — 1458.*
7. *ISO/IEC 13818-1. Information technology; Generic coding of moving pictures and associated audio information: Systems.*
8. *ETSI TS 102 606. Digital Video Broadcasting (DVB); Generic Stream Encapsulation (GSE) Protocol.*
9. *ETSI TR 101 290 V1.2.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems (2001-05).*
10. *A14-2. Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems; Amendment for DVB-T2 System, July 2012.*
11. *Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор базовых станций GSM сетей на базе панорамного измерительного приемника АРГАМАК-ИМ./ Специальная техника, 2008. — № 1. — С. 31 — 39.*
12. *Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор базовых станций CDMA сетей./ Специальная техника, 2008. — № 3—4. — С. 16 — 26.*
13. *Алексеев П.А., Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор сигналов базовых станций UMTS сетей./ Спецтехника и связь, 2012. — № 5-6. — С. 57 — 68.*
14. *Каюков И.В., Манелис В.Б. Сравнительный анализ различных методов оценки частоты сигнала./ Радиоэлектроника, 2006. — Т. 49. — № 7. — С. 42 — 56. (Изв. вузов).*
15. *Методика измерений «Измерение параметров излучений передатчиков наземного цифрового телевидения измерителями напряженности поля панорамными «АРГАМАК-ИС». Номер регистрации в Федеральном информационном фонде по обеспечению единства измерений ФР.1.35.2015.21788.*
16. *Системное математическое обеспечение для анализа сигналов цифрового телевидения. Свидетельство о Государственной регистрации программ для ЭВМ № 2015613938 от 31.03.2015 г.*

УДК 621.391

АЛЕКСЕЕВ[1] Павел Анатольевич
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич, кандидат технических наук
КРЫЖКО[1] Игорь Борисович, кандидат технических наук
СЛАДКИХ[1] Владимир Александрович, кандидат технических наук

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СЕТЕЙ И ТОЧЕК ДОСТУПА Wi-Fi

Рассматривается актуальность задачи радиоконтроля сетей абонентского беспроводного радиодоступа стандартов IEEE 802.11 a/b/g/n и возможные варианты построения аппаратуры радиоконтроля подобных сетей. Показано, что выгодным вариантом является построение анализатора беспроводных сетей на базе цифровых радиоприемных устройств и системного математического обеспечения. Функциональность подобных анализаторов определяется параметрами измерительного приемника и алгоритмическими возможностями программного обеспечения. В качестве примера рассматриваются особенности построения и основные функциональные возможности анализатора сигналов отечественной разработки СМО-БС Wi-Fi, аппаратной базой которого служат цифровые радиоприемные устройства АРГАМАК-ИС и АРК-Д11.

The article discusses the relevance of hardware development for radio monitoring of network subscriber wireless Internet access comply with the standard IEEE 802.11 a/b/g/n and possible variants of the operation of the radio control equipment when monitoring such networks. It is shown that a profitable option is to build the analyzer of wireless networks basing on digital radio receivers and special software. The functionality of these analyzers is determined by measuring receiver parameters and algorithmic capabilities pro software. By way of example the features of building and basic functionality of domestic developments signal analyzer SMO-BS Wi-Fi, a hardware database which are digital radio receivers (DRR) ARGAMAK-IS and ARC-D11 are presented.

Ключевые слова: радиомониторинг, обработка сигналов, программно-аппаратный комплекс, цифровое радиоприемное устройство.

Keywords: radio monitoring, signal processing, hardware and software complex, digital radio receiver.

Введение

Наблюдаемый в последние годы характер загрузки радиоэфира характеризуется широким распространением беспроводных систем передачи данных на основе семейства стандартов IEEE 802.11, более известных под названием Wi-Fi (Wireless Fidelity). В России конфигурация и территориальное размещение большинства точек доступа Wi-Fi сетей, за исключением пользовательского оборудования мощностью до 100 мВт, регулируется государственными радиочастотными службами и для легального использования, например, внеофисной беспроводной сети Wi-Fi необходимо получение разрешения на использование частот [1]. В то же время практика показывает, что не всегда количество, рабочий диапазон частот и территориальное размещение точек доступа беспроводных сетей соответствуют выданным разрешениям. Незарегистрированные точки доступа, находящиеся в зоне действия легитимно установленных устройств, уменьшают пропускную способность канала связи для последних. Несоблюдение норм на параметры излучений радиоэлектронных средств и использование нерегламентированных стандартами диапазонов частот приводит к возникновению помех, которые могут оказать существенное воздействие на аппаратуру систем управления, служб быстрого реагирования и других структур, использующих различные виды высокотехнологических услуг, связанных с возможностями широкополосных систем радиосвязи. Таким образом, задача радиоконтроля сетей абонентского беспроводного радиодоступа, включающая в себя проверку соблюдения разрешений на использование радиочастотного спектра, проверку заявленных характеристик излучения, проверку соответствия параметров точек доступа частотно-территориальному плану, исследование конфликтных ситуаций при решении вопросов электромагнитной совместимости, является весьма актуальной в настоящее время.

Перечень существующего оборудования анализа параметров Wi-Fi сетей можно разделить на несколько видов [2]. К первому виду относятся полнофункциональные анализаторы спектра и сигналов от ведущих мировых производителей аппаратуры радиоконтроля (Rohde&Schwarz, Keysight, Tektronix), которые обеспечивают быстрый цифровой спектральный анализ и опциональное определение параметров радиосигналов различных стандартов, в том числе и семейства стандартов 802.11. Однако, как правило, подобные приборы не предполагают контроль соблюдения территориально-частотного плана, построения топологии сети и оценки ряда других, существенных для служб радиоконтроля параметров. Более того, базовая технология по-

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

строения анализаторов, как правило, ориентирована на реализацию универсальных функциональных возможностей, в базовой комплектации анализаторов обычно нет блоков предварительной селекции сигналов, поэтому их использование для решения задач радиоконтроля затруднительно.

Оборудование второго вида представляет собой специализированные адаптеры, предназначенные для контроля систем радиодоступа по эфиру. Адаптеры, в отличие от анализаторов спектра, имеют более узкий перечень измеряемых параметров радиосигналов, используют некалиброванные антенные системы и работают только в лицензируемых диапазонах частот 2412 — 2484 и 5170 — 5320 МГц [3], что ограничивает их применение в средствах радиоконтроля.

К третьему виду оборудования можно отнести анализаторы широкополосных беспроводных сетей, построенные на основе универсальных измерительных цифровых радиоприемных устройств (ЦРПУ) и системного математического обеспечения (СМО). ЦРПУ должны иметь метрологические параметры, достаточные для проведения измерений в беспроводных сетях, в том числе высокую стабильность частоты опорного генератора, широкую полосу пропускания, малые погрешности амплитудно-частотной характеристики, цифровой выход сигнала промежуточной частоты. СМО для анализа сигналов беспроводных сетей должно обеспечивать решение требуемых для осуществления радиоконтроля задач. Функциональность подобных анализаторов определяется параметрами измерительного ЦРПУ и алгоритмическими возможностями СМО. Стоимость анализаторов беспроводных сетей на базе цифровых измерительных приемников соизмерима со стоимостью полнофункциональных анализаторов спектра и сигналов, но их достоинством является возможность использования программного обеспечения для решения других задач радиоконтроля, не связанных с измерением параметров беспроводных сетей.

Целью данной работы является рассмотрение особенностей построения анализатора сигналов беспроводного радиодоступа Wi-Fi, построенного на основе ЦРПУ и СМО, а также нюансов приема и обработки радиосигналов в целях оценки и измерения их параметров. Разработка алгоритмов обработки сигналов требует учета их вида модуляции и структуры обрабатываемых пакетов, в связи с чем в работе также будут упомянуты особенности физического уровня радиосигналов семейства стандартов 802.11. В качестве примера представлен анализатор сигналов Wi-Fi отечественной разработки СМО-БС Wi-Fi, аппаратной базой которого служат цифровые радиоприемные устройства (ЦРПУ) АРГАМАК-ИС и АРК-Д11 [8].

Краткое описание семейства стандартов 802.11

Сети Wi-Fi работают на частотах 2,4 ГГц (802.11 b/g/n) или 5 ГГц (802.11 a/n). С точки зрения организации сети стандарт предусматривает использование режимов Ad-hoc и Infrastructure Mode [3]. В режиме Ad-hoc узлы сети связываются напрямую друг с другом, а в режиме Infrastructure Mode связь узлов осуществляется через точку доступа (Access Point). Для доступа к среде передачи данных используется метод коллективного доступа с обнаружением несущей и предупреждением коллизий [3].

Набор стандартов 802.11 определяет ряд технологий реализации физического уровня (PHY), среди которых следует выделить [4]:

- уровень PHY стандарта 802.11b с расширением спектра методом прямой последовательности;
- уровень PHY стандарта 802.11a, использующий технологию частотного ортогонального разделения каналов с мультиплексированием (OFDM).

Стандарт 802.11b поддерживает 4 скорости передачи данных: 1, 2, 5,5 и 11 Мбит/с. На низких скоростях для расширения спектра используются коды Баркера, на высоких — 8-чиповые комплементарные коды (CCK). Для кодирования информационных битов используется либо двоичная, либо квадратурная относительная фазовая модуляция.

Стандарт IEEE 802.11a использует технологию OFDM, для разделения каналов применяется обратное преобразование Фурье с окном в 64 частотных подканала, при этом каждая ортогональная поднесущая имеет ширину 312,5 кГц при общей ширине спектра 20 МГц. На низких скоростях передачи для модуляции поднесущих частот используется двоичная и квадратурная фазовые модуляции BPSK и QPSK. Модуляция BPSK используется для передачи данных на скоростях 6 и 9 Мбит/с, а модуляция QPSK — на скоростях 12 и 18 Мбит/с. Для передачи на более высоких скоростях (до 54 Мбит/с) используется квадратурная амплитудная модуляция 16-QAM и 64-QAM.

Стандарт 802.11g является дальнейшей разработкой спецификации IEEE 802.11b и осуществляет передачу данных в том же частотном диапазоне 2,4 ГГц. За счет применения технологии OFDM данный стандарт предполагает увеличение скорости передачи данных до 54 Мбит/с.

Технология OFDM используется и в стандарте 802.11n, который обеспечивает скорость передачи данных до 600 Мбит/с. Существенное увеличение скорости связано с использованием технологии MIMO и увеличенной до 40 МГц полосой работы устройств данного стандарта.

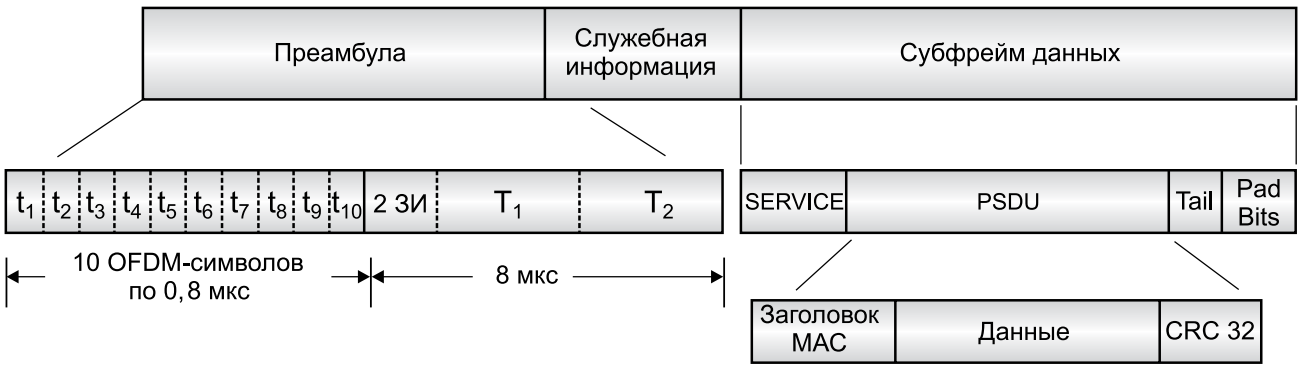


Рис. 1. Общая структура фрейма стандарта 802.11a

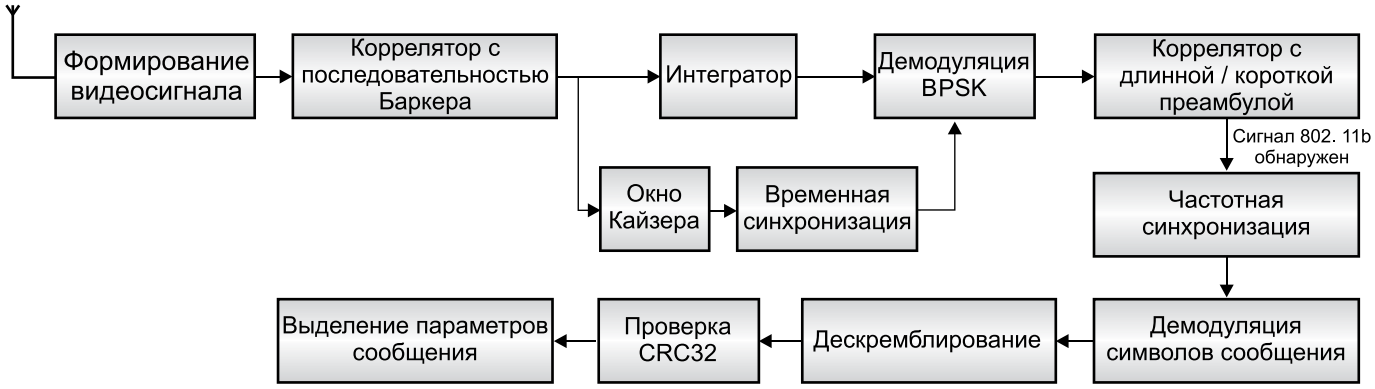


Рис. 2. Структурная схема алгоритма обработки сигналов стандарта 802.11b

Несмотря на существенные различия имеющихся стандартов, структура фреймов физического уровня для них является однотипной: к MAC-кадрам с информационными данными на физическом уровне добавляется заголовок, состоящий из преамбулы и служебной информации. В качестве примера на *рис. 1* приведена структура фрейма для стандарта 802.11a [3].

Каждый фрейм начинается с преамбулы длительностью 16 мкс. Преамбула состоит из 10 коротких обучающих символов (КОС) длительностью 0,8 мкс каждый и из 2 длинных обучающих символов (ДОС) длительностью 3,2 мкс каждый. Обучающие OFDM-символы предназначены для обнаружения сигнала, частотно-временной синхронизации и оценки частотной характеристики пространственного канала связи. После преамбулы передается служебная информация, содержащая данные об используемой скорости передачи, виде модуляции, длине передаваемого в данном фрейме сообщения и т.д.

Далее следует субфрейм данных, который, в свою очередь, состоит из четырех полей: SERVICE, PSDU, TAIL, Pad Bits. Поле PSDU (информационное поле) содержит непосредственно передаваемые данные. Его длительность является переменной и может достигать 3 мс. В начале информационного блока передается заголовок MAC-уровня: в нем находится информация о типе пакета (управляющий, служебный, информационный), аппаратные адреса передатчика и приемника, идентификатор сети. Стоит отметить, что необходимая с точки зрения радиоконтроля широковещательная информация имеется не во всех типах пакетов [3]. В конце информационного блока расположена 32-битная последовательность для проверки контрольной суммы.

В стандарте 802.11b используются два типа преамбул разной длины 144 и 72 мкс. Обе преамбулы передаются на минимальной скорости 1 Мбит/с с использованием двоичной относительной фазовой модуляции и кодов Баркера для расширения спектра.

Прием сигналов стандартов 802.11 a/b/g/n

Прием сигналов Wi-Fi и выделение необходимой широковещательной информации предполагает процедуры формирования видеосигнала с необходимой частотой отсчетов, обнаружения пакетов, частотно-временной синхронизации, получения битового потока, а также выделения необходимой широковещательной информации. Из-за разных технологий реализации физического уровня алгоритмы обработки сигналов стандартов 802.11b и 802.11a/g/n имеют существенные отличия.

Структурная схема обработки сигналов стандарта 802.11b представлена на *рис. 2*.

Обнаружение сигнала 802.11b основано на выявлении последовательности Баркера, демодуляции символов сообщения и последующей проверке демодулированных символов на соответствие известным преамбулам сигнала. На первом этапе вычисляется корреляция входного сигнала с известной последовательностью Баркера:

$$U_n = \sum_{s=0}^{S-1} b_s^* \cdot z_{s+n}\,, \qquad (1)$$

где z_n — последовательность отсчетов входного сигнала, b_s — известная последовательность Баркера длиной S.

Сигнал с выхода коррелятора умножается на оконную функцию Кайзера [5]: по максимальным полученным значениям сигнала производится непрерывная оценка времени прихода символов преамбулы для их дальнейшей демодуляции. После демодуляции символов преамбулы оценивается совпадение результатов демодуляции с известными преамбулами сигнала 802.11b, после чего выносится решение о наличии/отсутствии сигнала. При обнаружении пакета измеряется набег фазы сигнала на интервале преамбулы и выполняется частотная синхронизация. На основе служебной информации из заголовка сообщения о типе модуляции производится демодуляция информационных символов, дескремблирование и проверка CRC, после чего выделяются необходимые для радиоконтроля широковещательные параметры сообщения.

Структурная схема обработки сигналов стандарта 802.11a показана на *рис. 3*.

Обнаружение сигнала осуществляется в два этапа: на первом этапе обнаруживается КОС и осуществляется грубая частотно-временная подстройка, после чего производится поиск ДОС и точная частотно-временная синхронизация [6]. Решение о наличии короткой преамбулы принимается путем сравнения результирующей статистики m_n с порогом первого этапа h_1:

$$m_n = \left| \sum_{l=0}^{L-2} \frac{\sum_{j=0}^{J-1} z_{n+j+l\cdot J} \cdot z^*_{n+j+(l+1)\cdot J}}{0{,}5 \cdot \sum_{j=0}^{J-1} \left| z_{n+j+l\cdot J} \right|^2 + 0{,}5 \cdot \sum_{j=0}^{J-1} \left| z_{n+j+(l+1)\cdot J} \right|^2} \right|^2 <> h_1\,, \qquad (2)$$

где z_n — последовательность комплексных отсчетов входного сигнала, $L = 10$ — количество символов КОС, $J = 16$ — число отсчетов в одном коротком OFDM-символе обучающей последовательности.

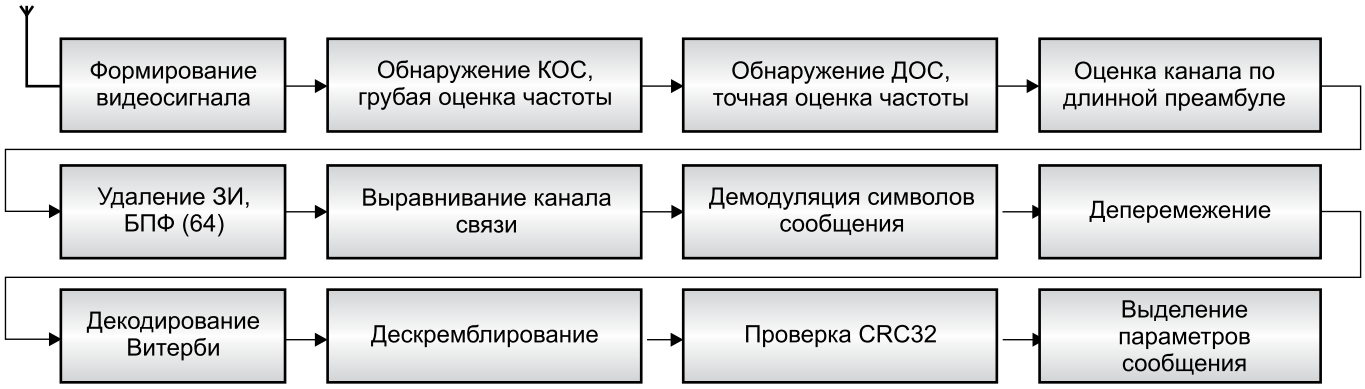


Рис. 3. Структурная схема алгоритма обработки сигналов стандартов 802.11a/g/n

Грубая оценка частотного рассогласования между передатчиком и приемником:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_0} \cdot \arg \sum_{l=1}^{L-2} \sum_{j=0}^{J-1} z_{\theta+j+l\cdot J} \cdot z^*_{\theta+j+(l+1)J}\,, \qquad (3)$$

где τ_0 — длительность одного символа короткой обучающей последовательности, arg — фаза комплексного числа в пределах $\pm\pi$, $\theta = \arg\max_n m_n$ — оценка временного положения КОС.

В случае обнаружения КОС (превышения результирующей статистикой m_n порога h_1) осуществляется обнаружение длинных символов преамбулы с компенсацией грубой оценки частотного рассогласования Δf. Решающая функция второго этапа сравнивается с порогом h_2 и в случае превышения порога пакет считается обнаруженным:

$$U_n = \frac{\left|\sum_{s=0}^{S-1} a_s^* \cdot z_{s+n} \cdot \exp\left(-j \cdot 2\pi\Delta f \cdot \frac{(i+n)}{F_s}\right)\right|^2}{\sum_{s=0}^{S-1} |z_{n+s}|^2} <> h_2\,, \qquad (4)$$

где a_s — известная длинная обучающая последовательность, S — число отсчетов в одном OFDM-символе ДОС, $n = \tau_1 ... \tau_1 + 3S$ — интервал поиска значений решающей функции, τ_1 — оценка временного положения начала длинной обучающей последовательности, полученная по максимуму решающей функции m_n на первом этапе обнаружения.

В случае обнаружения пакета определяется окончательная оценка частотного рассогласования:

$$\Delta f = \Delta f + \frac{1}{2\pi\tau_1} \cdot \arg\left(U_{\max 1} \cdot U^*_{\max 2}\right), \qquad (5)$$

где τ_1 — длительность OFDM-символа длинной обучающей последовательности, $U_{\max 1}$ — значение функции U_n, соответствующее первому максимуму, $U_{\max 2}$ — значение функции U_n, соответствующее второму максимуму. Точная оценка временного положения начала пакета определяется по временному положению первого максимума $U_{\max 1}$.

Временные отсчеты сигнала корректируются с учетом окончательной оценки частотного рассогласования (5):

$$U_n = U_n \cdot \exp\left(j \cdot 2\pi\Delta f \cdot \frac{(i+n)}{F_s}\right). \qquad (6)$$

На этом процесс частотно-временной синхронизации считается законченным. По длинной обучающей последовательности производится первоначальная оценка канала $\dot{H}_{k,0}$:

$$\dot{H}_{k,0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\dot{Y}_{k,0} + \dot{Y}_{k,1}}{L_k}\,, \qquad (7)$$

где k — номер поднесущей, L_k — известные значения поднесущих ДОС, $\dot{Y}_{k,r}$ — результат быстрого преобразования Фурье, выполняемого над каждым блоком, соответствующим полезной части OFDM символа, $r = 0... R - 1$ — номер OFDM-символа (номера 0 и 1 соответствуют символам ДОС), R — общее число OFDM-символов в сообщении.

Оценка канала используется для выравнивания поднесущих OFDM-символов:

$$\dot{Y}eq_{k,r} = \frac{\dot{Y}_{k,r}}{\dot{H}_{k,r}}\,. \qquad (8)$$

Выровненные поднесущие поступают на блок демодуляции, который формирует мягкие решения кодированных бит. Например, для определения мягких решений QPSK рассчитываются величины:

$$\begin{aligned} \Omega_i^x(k,r) &= \left[\mathrm{Re}\left(Yeq_{k,r}\right) - \mathrm{Re}(z)_i / \gamma\right]^2,\ i = 0...\sqrt{M} - 1\,, \\ \Omega_i^y(k,r) &= \left[\mathrm{Im}\left(Yeq_{k,r}\right) - \mathrm{Im}(z)_i / \gamma\right]^2,\ i = 0...\sqrt{M} - 1\,, \end{aligned} \qquad (9)$$

где $\mathrm{Re}(z)_i$ — значения точек модуляции по оси X слева направо, $\mathrm{Im}(z)_i$ — значения точек модуляции по оси Y снизу вверх. Для QPSK $M = 4$, $\gamma = \sqrt{2}$. Аналогично определяются мягкие решения и для других видов модуляции: BPSK, 16-QAM, 64-QAM.

После демодуляции каждого OFDM-символа полученный поток мягких решений поступает на блок деперемежения, декодирования Витерби и дескремблирования. В случае совпадения результатов декодирования с контрольной суммой сообщение считается декодированным верно и посылается на блок определения типа сообщения и выделения необходимой широковещательной информации.

Назначение и функциональные возможности анализатора сетей и точек доступа Wi-Fi СМО-БС Wi-Fi

Аппаратно-программный комплекс анализа сигналов беспроводных систем связи СМО БС Wi-Fi обеспечивает [7]:

- обнаружение беспроводных сетей широкополосной передачи данных стандартов IEEE 802.11 a/b/g/n с полосой 20 МГц в диапазонах частот 2,412 — 2,484 и 5,17 — 5,905 ГГц при использовании внешнего адаптера;
- обнаружение беспроводных сетей широкополосной передачи данных стандартов IEEE 802.11 a/b/g/n во всем диапазоне рабочих частот в полосах 5, 10, 20 МГц

для панорамного приемника АРГАМАК-ИС и 5, 10, 20, 40 МГц для двухканального радиоприемного устройства АРК-Д11;

- определение параметров РЭС, входящих в состав беспроводных сетей широкополосной передачи данных: названий (SSID) беспроводных сетей; аппаратных (MAC) адресов сетевого оборудования РЭС; номеров используемых каналов и номиналов частот; уровней сигналов; типов устройств;
- анализ топологии сети по перехваченным пакетам: автоматическое определение количества подключенных устройств, их физические (MAC) адреса и тип соединения;
- опознавание и идентификация сигналов легитимно действующих РЭС беспроводных сетей широкополосной передачи данных и РЭС — незаконно действующих передатчиков по результатам сравнения с БД;
- определение местоположения РЭС беспроводных сетей широкополосной передачи данных с построением зоны вероятного местоположения РЭС и отображение полученных результатов радиоконтроля на электронной карте местности с привязкой координат по GPS/GLONASS данным;
- возможность сортировки и отбора представляемых данных по различным признакам (включая зону на местности, текущую активность, принадлежность к заданной сети, наличие/отсутствие лицензии и т.д.);
- сохранение результатов анализа в базе данных с возможностью последующего автоматического контроля изменения ситуации.

Рис. 4. Панорамный измерительный приемник АРГАМАК-ИС

Рис. 5. Двухканальное ЦРПУ АРК-Д11

Анализатор состоит из аппаратной части (приемник АРГАМАК-ИС (*рис. 4*), АРК-Д11 (*рис. 5*), либо внешний адаптер (*рис. 6*)) и программной части — программы системного математического обеспечения (СМО). Последняя может быть установлена на персональном компьютере в едином пакете с другим программным обеспечением, например, выполняющим анализ сигналов базовых станций различных сотовых систем связи [8 — 11]. При использовании внешнего адаптера возможна работа анализатора без цифрового радиоприемного устройства, однако сканирование осуществляется лишь на стандартных выделенных для Wi-Fi частотах, а обнаружению подлежат сигналы с шириной полосы 20/22 МГц. С использованием приемника АРГАМАК-ИС или АРК-Д11 поиск сигналов Wi-Fi возможен на произвольных частотах в диапазоне 9 кГц — 8 ГГц, а также дополнительно возможен поиск сигналов стандартов 802.11a/g/n с шириной полосы 5, 10 и 40.

При использовании ЦРПУ аппаратная часть комплекса обеспечивает формирование видеосигнала на требуемой частоте дискретизации, а также обнаружение сигнала Wi-Fi на контролируемой частоте, что существенно увеличивает скорость работы анализатора. При наличии сигнала программа системного математического обеспечения обеспечивает его дальнейшую обработку и выделение широковещательной информации.

Внешний вид главного окна программного обеспечения СМО БС Wi-Fi представлен на *рис. 7.*

В левой части окна на панели «Обнаруженные (I)BSS» отображается список подсетей и их клиентов, представленный в виде иерархической структуры. Для каждой (I)BSS регистрируются следующие параметры:

- тип сети (Ad-hoc, инфраструктурные);
- SSID (текстовый идентификатор сети);
- BSSID (идентификатор подсети);
- аппаратные адреса клиентов подсети.

В правой части окна расположены вкладки «Мониторинг» и «Карта».

В верхней части вкладки «Мониторинг» представлена таблица измерений, накопленных в результате сканирования. Также имеются две таблицы результатов контроля частотно-территориального плана (ЧТП): «Сравнение каналов» и «Сравнение SSID», контролирующие соответствие канала /SSID в эфире и в плане. В нижней части вкладки отображается графическая панель с фотографией спектра сигнала в полосе 20 МГц в момент проведения измерения.

На панели «Диаграмма время-уровень» отображается график уровня сигналов для выбранного узла в дереве «Обнаруженные (I)BSS». Вкладка «Клиенты» содержит информацию (MAC-адрес и время последней активности) о подключенных к сети клиентах.

На вкладке «Топология» графически отображается организация обнаруженных подсетей (*рис. 8*). Подсети типа «Ин-

Рис. 6. Внешний Wi-Fi адаптер

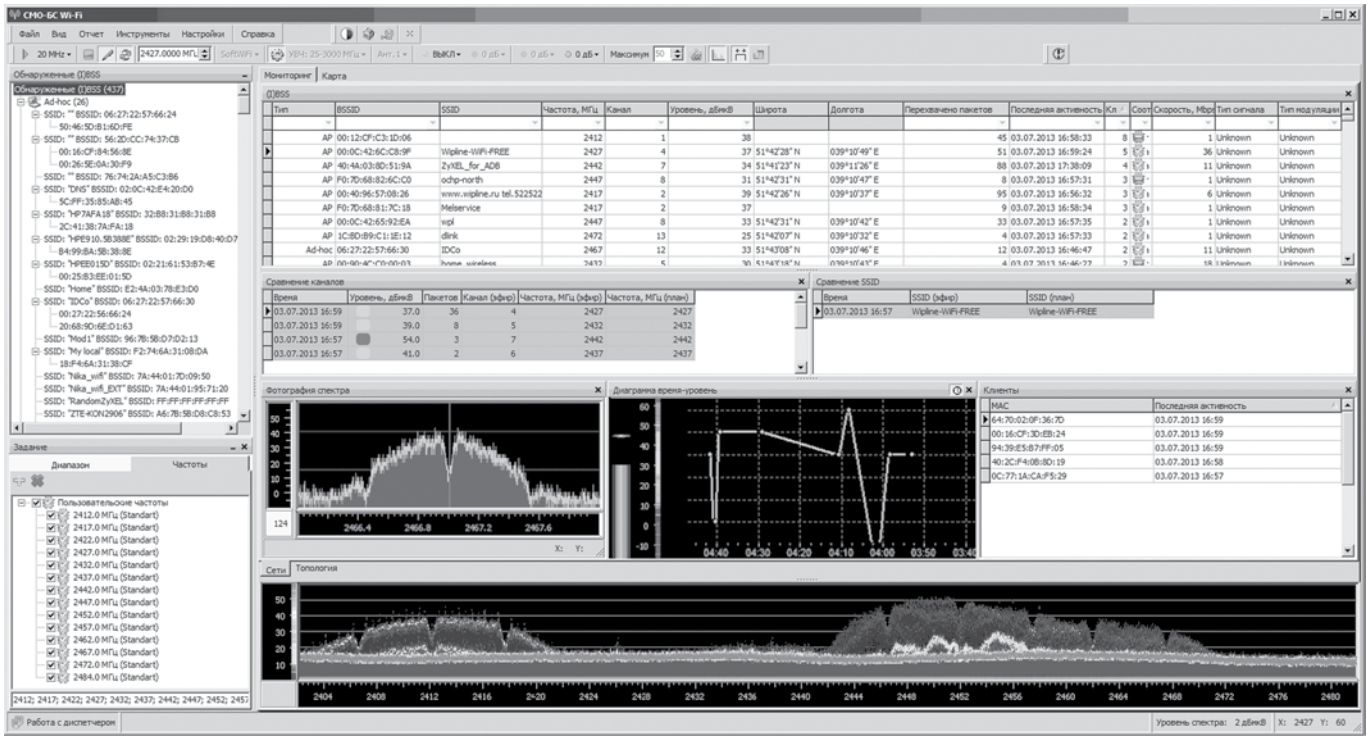


Рис. 7. Главное окно программы СМО-БС Wi-Fi

фраструктура» изображаются в виде диаграммы «звезда», в центре которой находится точка доступа, а исходящие от нее лучи — клиенты, подключенные к данной подсети. Подсети типа «Ad-hoc» изображаются как диаграммы «кольцо», в которых все клиенты располагаются по окружности и каждый из них последовательно соединяется линией со следующим. Клиенты представлены в виде прямоугольников, в которых отображаются MAC-адрес и SSID.

При работе аппаратно-программного комплекса на базе мобильной станции радиомониторинга и измерении уровня сигнала в различных точках местности становится возможным расчет местоположения точек доступа. Для это-

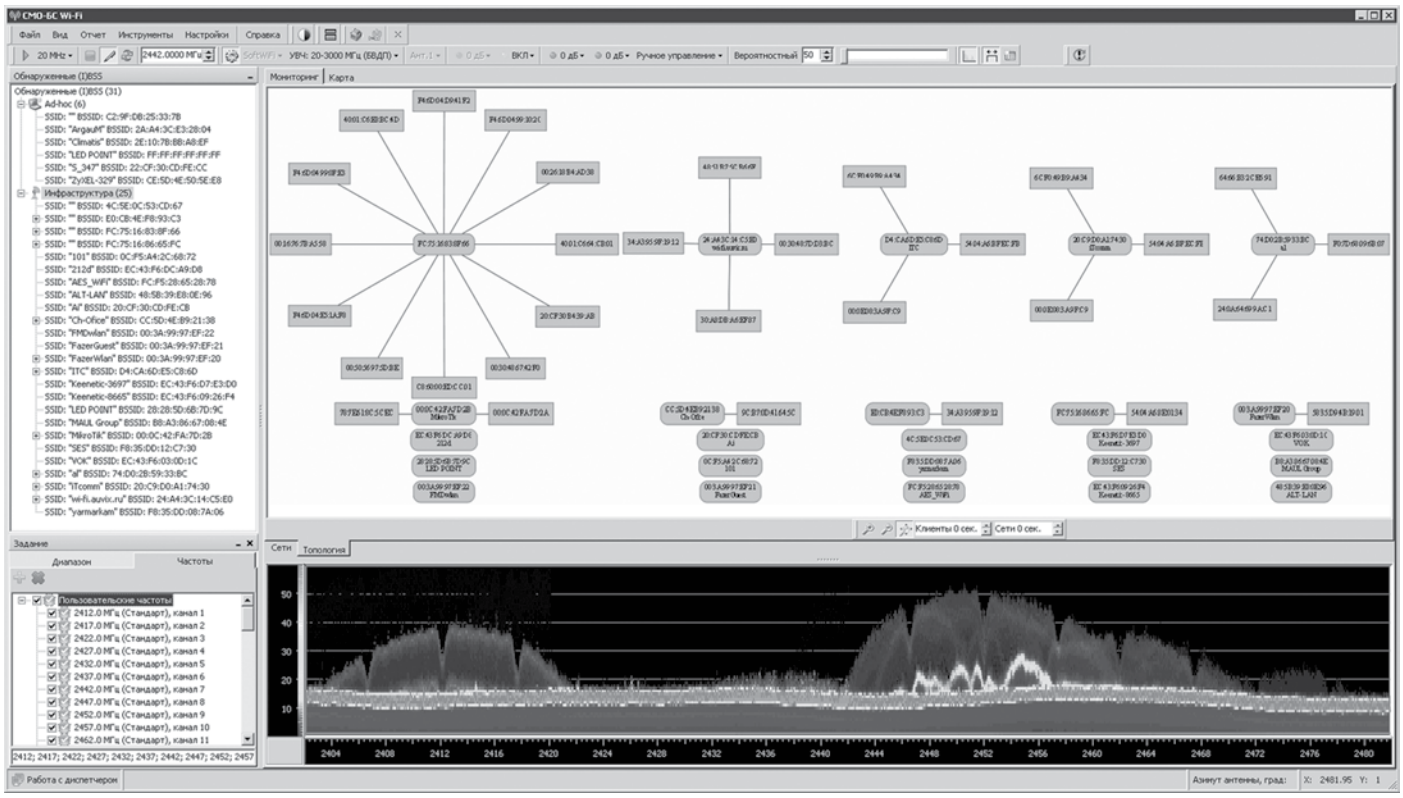


Рис. 8. Отображение топологии сетей по результатам анализа

го для каждой точки доступа автоматически либо вручную строится своя рабочая зона. Далее исходя из мощностей сигналов, полученных от точки доступа в разных точках измерений, происходит оценка вероятности местоположения в зоне [12]. Полученная оценка визуализируется в виде матрицы вероятности на карте, как показано на *рис. 9*.

Чем выше вероятность нахождения точки доступа в конкретной точке, тем в более красную область (на *рис. 9* это центр квадрата) смещается отображаемый цвет матрицы. В месте максимума вероятности местоположения точки доступа будет отображена окружность с ее идентификатором.

Результаты работы анализатора заносятся во встроенную базу данных и могут в дальнейшем быть использованы для автоматизированного контроля параметров сигналов, сравнения с частотно-территориальным планом, исследования проблем электромагнитной совместимости радиочастотных устройств и в других целях.

Результаты испытаний аппаратно-программного комплекса СМО БС Wi-Fi на базе приемника АРГАМАК-ИС в реальных городских условиях показали, что комплекс обеспечивает обнаружение и идентификацию Wi-Fi устройств, не только использующих для передачи информации стандартные полосы 20/22 МГц и диапазоны частот 2412 — 2484 и 5170 — 5320 МГц, но и работающих в нелицензированных диапазонах частот, в том числе с нестандартными значениями полос сигнала 5 и 10 МГц.

Выводы

Представленный в настоящей работе анализатор сигналов беспроводных систем связи СМО БС Wi-Fi предназначен для поиска сигналов стандартов IEEE 802.11 a/b/g/n, выделения необходимой идентификационной информации, построения топологии обнаруженных сетей, определения местоположения устройств сети, сравнения результатов анализа с частотно-территориальным планом.

Анализатор состоит из аппаратной части (ЦРПУ АРГАМАК-ИС / АРК-Д11 / внешний адаптер) и программной части — программы системного математического обеспечения СМО Wi-Fi. Последняя может быть установлена на персональном компьютере в едином пакете с другим программным обеспечением, например, выполняющим анализ сигналов базовых станций различных сотовых систем связи. Работа с внешним адаптером выгодна на определенных семейством стандартов 802.11 частотах, работа с ЦРПУ используется для поиска сигналов на произвольных частотах в диапазоне до 8 ГГц.

По функциональным и метрологическим возможностям анализатор не уступает аналогичным приборам ведущих мировых производителей и может быть использован для автоматизированного контроля параметров сигналов, сравнения с частотно-территориальным планом, исследования проблем электромагнитной совместимости радиочастотных устройств, планировании и эксплуатации Wi-Fi сетей.

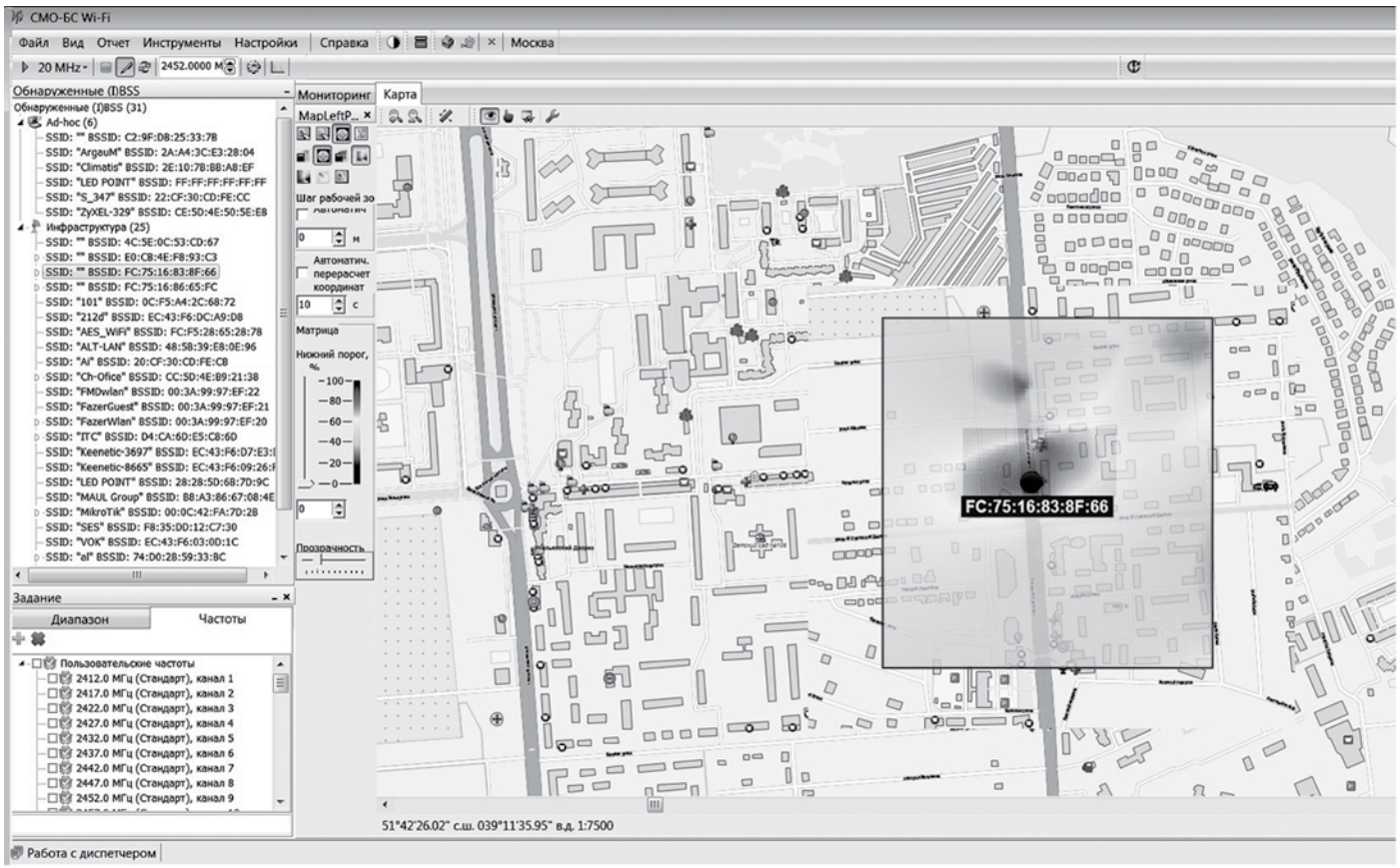


Рис. 9. Определение местоположения точки доступа Wi-Fi

Литература

1. *Постановление от 25 июля 2007 г. № 476 «О внесении изменений в постановление Правительства Российской Федерации от 12 октября 2004 г.; № 539 «О порядке регистрации радиоэлектронных средств и высокочастотных устройств».// Собрание законодательства РФ, 2007. — № 31. — Ст. 4093.*
2. *Сладких В.А. Возможность разработки анализатора точек доступа WI-FI сетей для систем радиоконтроля на базе панорамного измерительного приемника Аргамак-ИС./ В.А. Сладких, И.С. Мякинин, Б.В. Матвеев./ Вестник Воронежского технического университета, 2013. — Т. 9. — № 1. — С. 50 — 54.*
3. *Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. — IEEE Std 802.11, 2007. — 1184 с.*
4. *Рошан, П. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11./ П. Рошан, Д. Лиэри. — М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. — 304 с.: ил. — Парал. тит. англ.*
5. *Kaiser J.F. Nonrecursive Digital Filter Design Using the I0-sinh Window Function. — Proc. 1974 IEEE Symp. Circuits and Systems, April 1974. — P. 20 — 23.*
6. *Сладких В.А. Анализатор OFDM-сигналов стандартов IEEE 802.11a/ g/n / В.А. Сладких, В.А. Козьмин, А.В. Ситников./ Радиотехника, 2014. — № 4. — С. 55 — 58.*
7. *Каталог ИРКОС. 2015. Технические средства радиомониторинга. — М.: ЗАО ИРКОС. — 113 с.*
8. *Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд. испр. — М.: Горячая линия—Телеком, 2015. — 640 с.*
9. *Ашихмин, А.В. Анализатор базовых станций GSM сетей на базе панорамного измерительного приемника АРГАМАК-ИМ./ А.В. Ашихмин, И.В. Каюков, В.А. Козьмин, В.Б. Манелис./ Специальная техника, 2008. — № 1. — С. 31 — 39.*
10. *Ашихмин А.В. Анализатор базовых станций CDMA сетей./ А.В. Ашихмин, И.В. Каюков, В.А. Козьмин, В.Б. Манелис./ Специальная техника, 2008. — №3-4. — С. 16 — 26.*
11. *Ашихмин А.В. Анализатор радиосигналов цифрового телевидения./ А.В. Ашихмин, И.В. Каюков, В.А. Козьмин, В.Б. Манелис./ Радиотехника, 2012. — № 2. — С. 75 — 93.*
12. *Пат. 2454000 Российская Федерация, МПК51 H 04 B 17/00 (2006.01). Способ определения местоположения базовой станции [Текст]./ А.С. Авдюшин, В.А. Козьмин, Ю.А. Рембовский, В.А. Сладких, В.А. Уфаев, Д.В. Уфаев. Заявитель и патентообладатель ЗАО «ИРКОС» № 2011121436/07; заявл. 30.05.2011, опубл. 20.06.2012. Бюл. №17.*

УДК 621.391

ГНЕЗДИЛОВ[1] Дмитрий Сергеевич
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич, кандидат технических наук
КРЫЖКО[1] Игорь Борисович, кандидат технических наук
РАДЧЕНКО[1] Денис Сергеевич
ТОКАРЕВ[1] Антон Борисович, доктор технических наук

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

Рассматриваются проблемы, возникающие при оценивании центральной частоты и ширины спектра колебаний с угловой модуляцией, а также сигналов с цифровыми видами модуляции. Показана эффективность применения итеративного интерполяционного алгоритма, позволяющего достигать точности оценивания близкой к нижней границе Крамера-Рао, а также способы использования частотного детектирования при оценке центральной частоты различных сигналов. Представлены результаты натурных испытаний приведенных измерительных алгоритмов с использованием российского приемника АРГАМАК-ИС.

The article deals with problems arising on central frequency and band estimation for radio signals with angle modulation and digital modulation. The efficiency of discrimination during estimation central frequency of a signal and of iterative interpolation algorithm is shown. This algorithm allows achieving accuracy of estimation close to the Cramér—Rao bound. The results of field tests of evaluation algorithms made on the base of Russian radio receiver ARGAMAK-IS are presented.

Ключевые слова: оценка параметров узкополосных радиосигналов, частотный детектор, натурные испытания.
Keywords: estimation of the narrow band signals parameters, discriminator, full-scale tests.

Введение

К числу основных параметров, подлежащих оценке системами радиомониторинга при проведении ими анализа радиообстановки, относятся центральная частота, ширина спектра и уровень наблюдаемых сигналов [1]. Возрастающие требования к точности заставляют непрерывно улучшать качество обработки принимаемых радиосигналов, а также совершенствовать применяемые методы измерений. Современные системы радиомониторинга должны обеспечивать точность измерений, соответствующую требованиям нормативных документов, таких как ГОСТ Р 53373-2009 [2], ГОСТ Р 50016-92 [3], приказ Роскомнадзора [4], Рекомендация МСЭ-R SM. 377-4 [5]. В настоящей статье применительно к измерениям центральной частоты и ширины спектра сигналов будут представлены алгоритмы и технические решения, позволяющие с использованием радиоконтрольного оборудования отечественных производителей обеспечивать высокоточное оценивание при приемлемых для практики аппаратных и временных затратах.

Алгоритмы измерения частоты радиосигналов

Ключевой параметр любого узкополосного радиосигнала — центральная частота — при неограниченной длительности наблюдения может быть измерен со сколь угодно высокой точностью. На практике, однако, объем обрабатываемых выборок ограничен, что может существенно влиять на обеспечиваемую точность оценивания.

Встречающиеся в литературе цифровые методы измерения, подходящие для реализации в автоматизированных программно-аппаратных комплексах радиоконтроля, можно разделить на два вида. Один из них подразумевает использование быстрого преобразования Фурье (БПФ) и последующий расчет абсциссы максимума спектра с использованием различных интерполяционных алгоритмов по нескольким ближайшим к максимуму отсчетам дискретного спектра [6]. Второй заключается в вычислении взвешенного максимума в окрестности максимального спектрального отсчета с помощью дискретного преобразования Фурье. Проведенное в [7] исследование влияния различных оконных функций на интерполяционные алгоритмы значительных качественных изменений в точности измерений от выбора оконной функции не выявило, поэтому для демонстрации характеристик алгоритмов будет использована оконная функция Ханна.

Алгоритм рекурсивной интерполяции (АРИ) можно представить в виде

$$f'_{m+1} = f'_m + \Delta f_m(x). \quad (1)$$

На начальной итерации считается $\Delta f_0(x) = 0$, а на следующих шагах для получения поправки $\Delta f_m(x)$ рассчитывают:

$$\alpha = \sum_{n=0}^{N-1} x[k] \cdot \exp\left(-i \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \left(\frac{f'_m}{F_S} - \frac{1}{2 \cdot N}\right)\right), \quad (2)$$

$$\beta = \sum_{n=0}^{N-1} x[k] \cdot \exp\left(-i \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \left(\frac{f'_m}{F_S} + \frac{1}{2 \cdot N}\right)\right), \quad (3)$$

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

где $x[k]$ — отсчеты Фурье спектра, $k = 0,\ldots,N-1$ — номер спектральной составляющей.

По ним определяется частотная поправка, характеризующая погрешность установки частоты в пределах одного интервала между спектральными отсчетами [8]:

$$\Delta f_m(x) = \frac{1}{4 \cdot N} \cdot \frac{|\beta|^2 - |\alpha|^2}{|\beta|^2 + |\alpha|^2} \cdot F_S \,. \qquad (4)$$

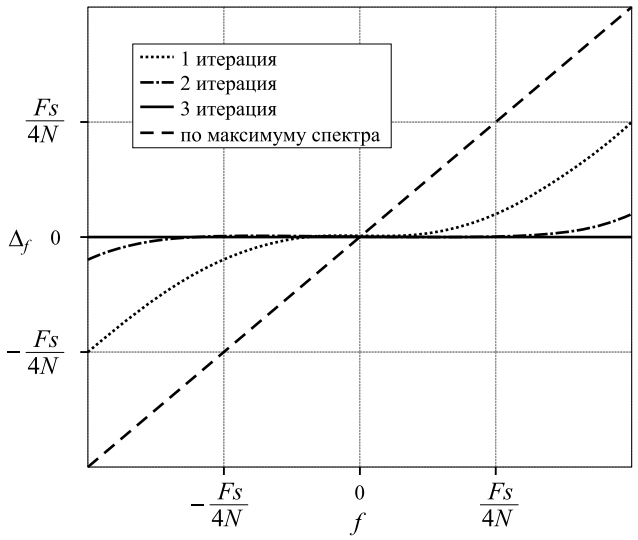


Рис. 1. Средняя ошибка оценки частоты для различного количества итераций АРИ при высоком ОСШ

Результаты исследования точности оценки для смещения частоты в пределах одного интервала между спектральными отсчетами показаны на *рис. 1, 2*. При этом под средней ошибкой оценки Δ_f понималась разница между измеренным и реальным значением частоты, усредненным на множестве итераций измерений с различными реализациями шума. Видно, что уже первая поправка в (1) дает улучшение точности оценки, однако лишь после третьей итерации высокоточное оценивание обеспечивается для произвольной частоты воздействующего сигнала. Таким образом, на практике следует использовать $m = 3$ итераций алгоритма АРИ, что совпадает с рекомендациями [9].

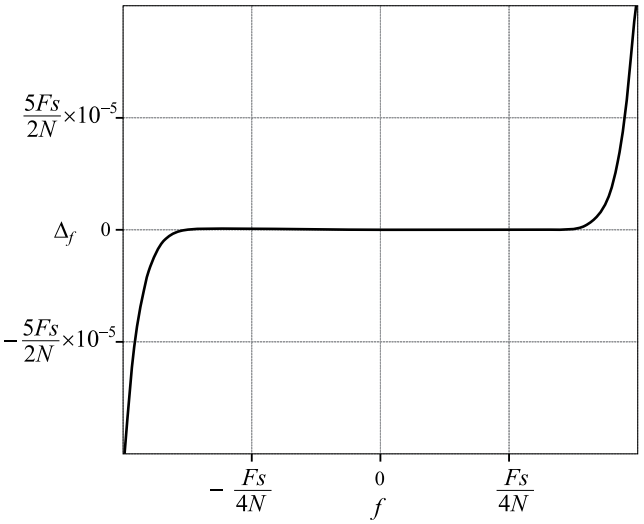


Рис. 2. Средняя ошибка оценки частоты для третей итерации АРИ при высоком ОСШ

В [11] в деталях описан алгоритм высокой точности оценки (АВТ), являющийся улучшенной версией алгоритма АРИ по скорости вычисления и точности оценки. Результаты исследования точности формируемых им оценок при вариации частоты сигнала в пределах интервала между соседними спектральными отсчетами представлены на *рис. 3*.

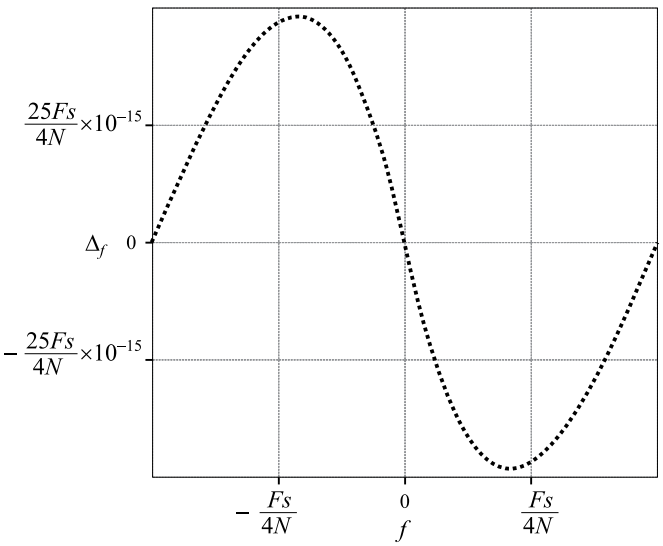


Рис.3. Средняя ошибка оценки частоты для алгоритма АВТ при высоком ОСШ

Характеристики алгоритмов, полученные при помощи статистического моделирования, в ходе которого обработке подвергался гармонический сигнал со случайной равномерно распределенной в диапазоне $[0...F_S]$ частотой, показаны на *рис. 4*.

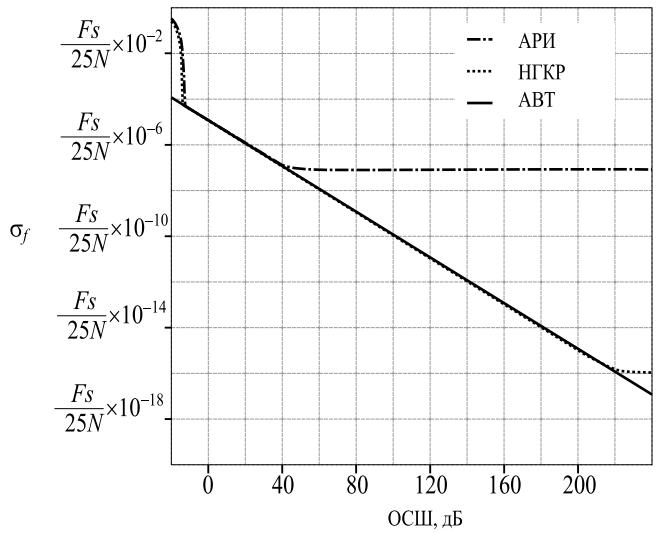


Рис.4. Зависимость ошибки оценки частоты от отношения сигнал-шум

Результаты исследования, показывают, что алгоритм АВТ и алгоритм АРИ одинаково эффективны при низких и средних значениях отношения сигнал-шум, а обеспечиваемая ими дисперсия ошибок практически совпадает с нижней границей Крамера-Рао, которая в соответствии с [8] может быть записана в виде

$$\sigma^2_{KP} = \frac{6}{(2\pi)^2 N (N^2 - 1)(SNR)} \,, \qquad (5)$$

где *SNR* — отношение сигнал-шум (ОСШ). Следует заметить, что алгоритм АРИ требует больших вычислительных затрат, чем разработанный на его основе алгоритм АВТ для достижения той же точности.

При высоких ОСШ алгоритм АВТ также эффективен и, с теоретических позиций, сохраняет свойство линейности до 220 дБ, что является еще одним его преимуществом перед алгоритмом АРИ при использовании в метрологических системах. В настоящее время алгоритм АВТ успешно применяется в измерительных системах в программном продукте СМО-ПАИ с измерительными приемниками АРГАМАК-ИС и АРГАМАК-М и позволяет проводить измерения радиосигналов с точностью, удовлетворяющей требованиям нормативных документов [2, 4, 5].

Оценка центральной частоты сигналов с угловой модуляцией

Пусть оценке подлежит центральная частота радиосигнала с частотной или фазовой модуляцией, имеющего ширину спектра

$$Ш_f \geq \frac{2\,F_S}{N}, \qquad (6)$$

где F_S — частота дискретизации, N — размерность БПФ.

Если эту задачу рассматривать как поиск середины спектра радиосигнала, то максимальная точность оценки будет равна половине ширины частотного «бина» — интервала по частоте между соседними отсчетами дискретного спектра, что является довольно грубой оценкой, поэтому для оценки частоты таких сигналов часто применяется частотное детектирование. Значения на выходе частотного детектора определяются формулой

$$X[i] = \frac{1}{2\pi} \cdot \angle(Z[i]) \cdot \overset{*}{Z}[i-1]), \qquad (7)$$

где $\angle$ — фаза комплексного числа в пределах $(-\pi; \pi]$, $z[i]$ — отсчет комплексной огибающей сигнала, $\overset{*}{z}[i-1]$ — комплексно сопряженное значение предыдущего отсчета огибающей.

Для повышения точности измерений оценку частоты принимаемого сигнала следует рассчитывать как результат усреднения данных, поступающих с выхода частотного детектора

$$F = \frac{F_S}{M \cdot N} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} W[i] \cdot X[i + kN/2] + F_0\,. \qquad (8)$$

Здесь F_0 — частота настройки приемника, N — размер выборки, F_S — частота дискретизации, M — количество перекрывающихся сегментов, k — номер перекрывающегося сегмента в диапазоне от 0 до $(M-1)$, $W[i]$ — оконная функция.

На *рис. 5* представлена зависимость точности измерения частоты ЧМ сигнала от ОСШ, иллюстрирующая преимущество использования частотного детектора перед методом оценки по максимуму спектра. Из *рис. 5* видно, что при значениях ОСШ выше 10 дБ метод позволяет проводить оценку с точностью не более чем $F_S / (8N)$, что в 4 раза меньше погрешности оценки по максимуму спектра и при ширине бина 24,4 Гц (выборка 1024 отсчета, полоса анализа равна частоте дискретизации — 25 кГц) удовлетворяет требованиям по точности в [2], составляющим 5 Гц.

Наряду с высокой точностью оценки одним из важных показателей является скорость оценки частоты случайного нестационарного сигнала. Поэтому приведенная на *рис. 5* характеристика представлена в зависимости от времени наблюдения сигнала. И, как видно из *рис. 5*, описываемый метод позволяет получить точное значение оценки (десятые доли бина) при длительности наблюдения около 1 секунды.

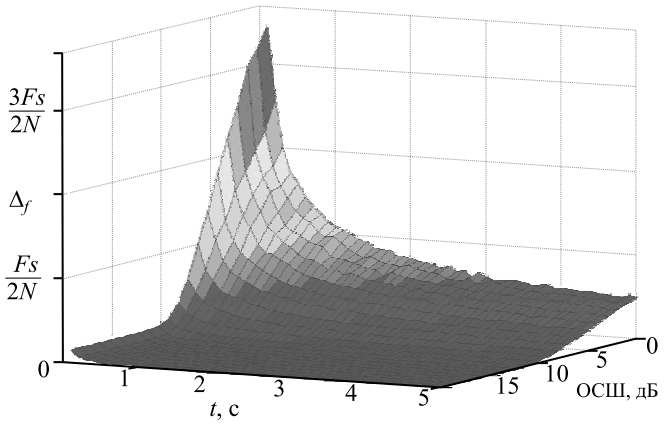


Рис. 5. Зависимость точности оценки частоты ЧМ сигнала с помощью частотного детектора от ОСШ

Алгоритм оценки центральной частоты сигналов с цифровыми видами модуляции

Сигналы с цифровыми видами модуляции делятся на амплитудно-манипулированные (АМН), частотно-манипулированные (ЧМН и ММС) и фазоманипулированные (ФМН). В литературе можно найти рекомендации использовать для оценки частотных параметров подобных сигналов методы спектрально-корреляционного анализа и вейвлет-анализа [13], но эти подходы требуют значительных вычислительных ресурсов, поэтому в настоящей статье будет рассматриваться лишь метод спектрального анализа, с помощью которого можно получить высокоточные оценки в короткий срок.

Оценка центральной частоты АМН сигнала не представляет сложности, так как в его спектре присутствует ярко выраженная центральная спектральная составляющая, по которой можно провести оценку с помощью выше описанного алгоритма АВТ. При этом точность оценки будет максимально близка к границе Крамера-Рао.

При частотной манипуляции значениям «0» и «1» информационной последовательности соответствуют определенные частоты гармонического сигнала. Оценку центральной частоты такого сигнала можно рассчитать как среднее арифметическое значение оценок частоты по максимуму спектра. Ошибка такой оценки напрямую зависит от количества составляющих ЧМН сигнала, отображаемых в мгновенном спектре в исследуемый промежуток времени.

Для увеличения точности этой оценки можно воспользоваться алгоритмом АВТ, однако он хорошо справляется со своей задачей в тех случаях, когда сигнал содержит единственную максимальную спектральную составляющую. Следовательно, перед проведением вычислений необходимо определить области спектра, содержащие гармонические сигналы, а затем проводить оценку каждого по отдельности. Необходимость безошибочного выделения гармонических компонент сигнала не позволяет проводить оценку частоты ЧМН сигнала при низких ОСШ, несмотря на эффективность алгоритма АВТ.

Второй, более точный метод заключается в применении частотного детектора (7). На выходе частотного детектора бу-

дет наблюдаться массив значений мгновенных частот (от 2 и выше, в зависимости от количества позиций манипуляции); среднее значение по найденному массиву будет давать оценку центральной частоты ЧМН сигнала при низких ОСШ с точностью от 1/2 до 1/8 долей бина, что доказано экспериментально.

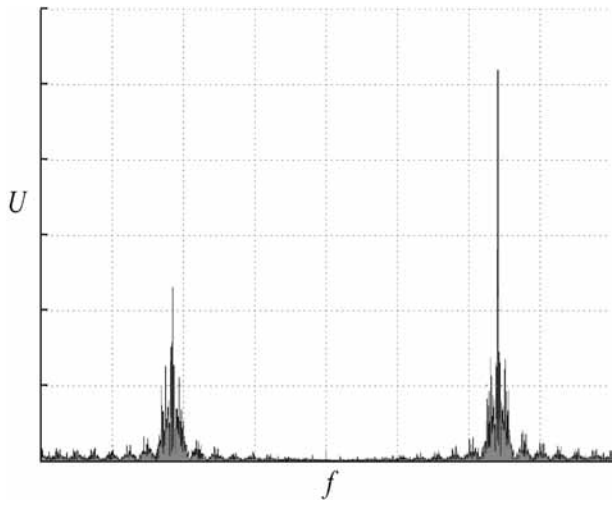


Рис. 6. Сигнал ЧМН в спектральной области

Из *рис. 7* видно, что метод оценки средней частоты ЧМН сигнала наиболее точен при ОСШ не менее 25 дБ, однако он неплохо работает и при низких ОСШ, вплоть до 0 дБ (ошибка не более 1/2 бина, что при ширине бина 8 Гц позволит удовлетворять требованиям нормативных документов [2]). Однако для качественного оценивания при этом необходимо иметь достаточное время наблюдения за сигналом.

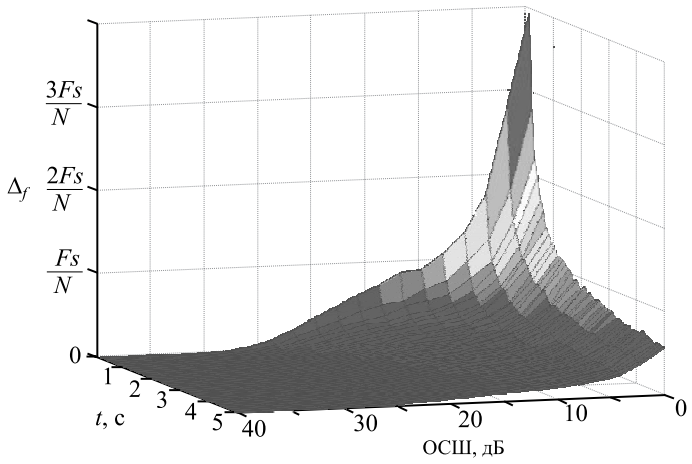


Рис. 7. Зависимость точности оценки частоты ЧМН сигнала от ОСШ и длительности сигнала

ММС манипуляция — это частный случай ЧМН с неразрывной фазой, при минимально возможном индексе модуляции *m*, обеспечивающем ортогональность сигналов, передающих «0» и «1» цифровой информации. Другими словами, ММС сигнал — сигнал с минимальным разносом частот «0» и «1», при котором эти частоты можно различить на интервале времени *T:*

$$\begin{cases} S_0 = A \cdot e^{i((\omega_0 - \omega_\partial)t)} \\ S_1 = A \cdot e^{i((\omega_0 + \omega_\partial)t)} \end{cases}, 0 \le t \le T. \qquad (9)$$

Для обеспечения разделения спектра сигналов S_0 и S_1 возведем сигнал в степень *n* (с учетом снижения ОСШ при возведении сигнала в степень для обеспечения различимости спектральных составляющих, как правило, целесообразно выбирать $n = 2, 4$):

$$\begin{cases} (S_0)^n = (A)^n \cdot (e^{i((\omega_0 - \omega_\partial)t)})^n \\ (S_1)^n = (A)^n \cdot (e^{i((\omega_0 + \omega_\partial)t)})^n \end{cases} \rightarrow \begin{cases} (S_0)^n = (A)^n \cdot e^{i((n\omega_0 - n\omega_\partial)\cdot t)} \\ (S_1)^n = (A)^n \cdot e^{i((n\omega_0 + n\omega_\partial)\cdot t)} \end{cases}, 0 \le t \le T.$$

Таким образом, при возведении сигнала с ММС манипуляцией в степень *n* и сама частота ω_0, и отклонение ω_∂ частоты сигнала от ω_0 (девиация) увеличиваются в *n* раз; в итоге образуются два ярко выраженных максимума спектра, разнесенных друг от друга.

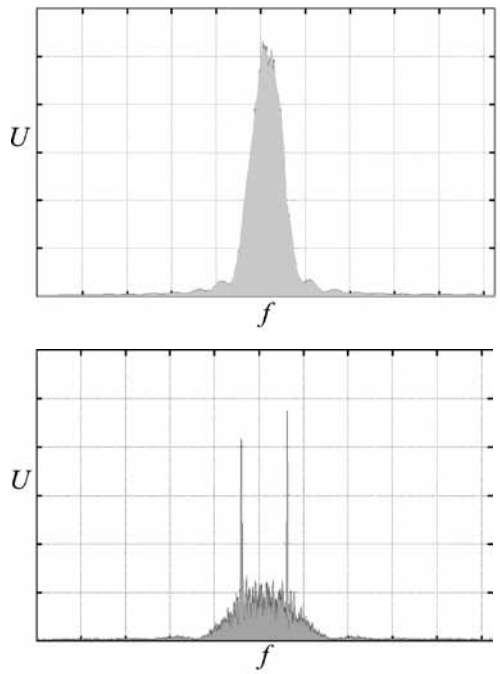


Рис. 8. Спектр ММС сигнала: а) исходного; б) после преобразования

После получения сигнала в таком виде оценку центральной частоты целесообразнее всего проводить с помощью метода, основанного на частотном детекторе, аналогично с ЧМН сигналами. Результаты исследования погрешности оценок, получаемых данным методом, показаны на *рис. 9*. Видно, что при ОСШ не менее 15 дБ этот метод обеспечивает малую погрешность оценивания ММС сигналов даже при малой их длительности.

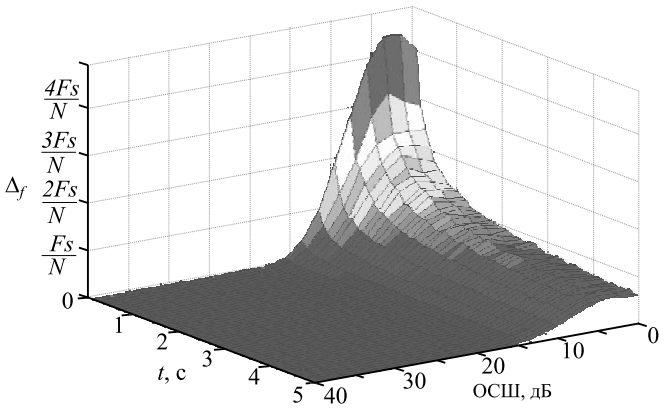


Рис. 9. Зависимость точности оценки частоты ММС сигнала от ОСШ и длительности самого сигнала

Фазоманипулированные сигналы можно записать в виде [1]:

$$s_i(t) = A \cdot e^{\omega_0 t + \varphi_i},\ i = 0,...(M-1),\ 0 \le t \le T, \qquad (10)$$

где фазовый член φ_i может принимать M дискретных значений $\varphi_i = 2\pi i / M$, $i = 0,\ldots(M-1)$, ω_0 — несущая частота, T — длительность интервала измерения, $0 \le t \le T$. Работа схемы манипуляции заключается в смещении фазы модулируемого сигнала на одно из M значений 0 или $2\pi i / M$.

Как и для любых других колебаний, частоту сигналов с цифровыми видами модуляции можно оценивать по спектру, но более эффективно предварительно снимать манипуляцию с исследуемого сигнала. Под снятием манипуляции понимается ряд математических преобразований, позволяющих выделить центральную составляющую сигнала.

Снятие манипуляции с сигнала $s_i(t)$ путем возведения его в степень, соответствующую значению $m = 0,\ldots(M-1)$, в общем виде можно записать как

$$s_i^m(t) = A^m \cdot e^{m(\omega_0 t + \varphi_i)} = A^m \cdot e^{m\cdot\omega_0 t + m\cdot\varphi_i}. \qquad (11)$$

Вследствие того, что $\varphi_i(t) = 2\pi i / M$, выражение (11) примет вид:

$$s_i^m(t) = A^m \cdot e^{m\cdot\omega_0 t + m\cdot\varphi_i} = A^m \cdot e^{m\cdot\omega_0 t + m\cdot\frac{2\pi i}{m}} = A^m \cdot e^{m\cdot\omega_0 t} \qquad (12)$$

Спектр сигнала, записанного в виде (12), будет иметь единственную спектральную линию на частоте $m\times\omega_0$ или $f = m\times\omega_0/(2\pi)$, как показано на *рис. 10*, и центральную частоту сигнала можно будет оценивать алгоритмом АВТ, как у гармонического сигнала.

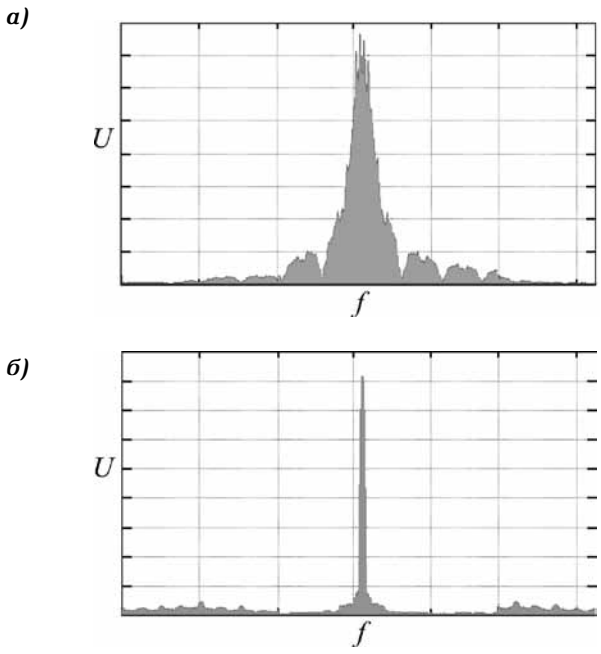


Рис. 10. Спектр сигнала со снятой фазовой манипуляцией

Для иллюстрации характеристик данного метода оценки частоты на *рис. 11* представлена зависимость оценки частоты ФМН сигнала от ОСШ и длительности самого сигнала. Очевидно, что с помощью данного метода можно проводить измерения с ошибкой в тысячные доли бина при низких ОСШ даже при коротких интервалах наблюдения.

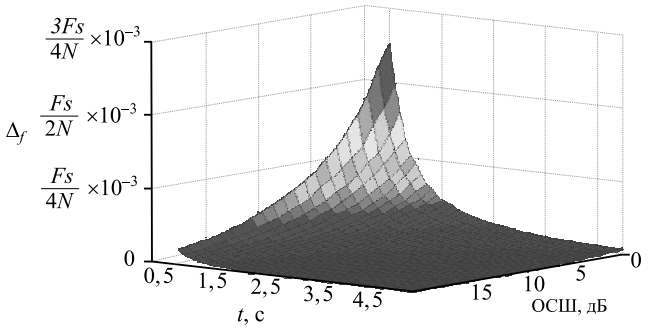


Рис. 11. Зависимость точности оценки частоты ФМН сигнала от ОСШ и длительности самого сигнала

Измерение ширины занимаемой полосы частот по уровню «X дБ»

Полоса частот, занимаемых радиосигналом, является одним из основных параметров, характеризующих сигнал. Для оценки этого параметра используются два метода, при этом наименее затратным является метод «X дБ».

Пусть измерение полосы радиосигнала проводится на интервале времени длительностью $T = T_0\times M$, где M — количество выборок, T_0 — длительность каждой отдельной выборки размером N; при этом на интервале измерения длительностью $T_0 = N\times\Delta t_0$ имеется N комплексных отсчетов x_n, взятых с интервалом $\Delta t_0 = 1/F_S$. Тогда дискретный спектр амплитуд для последовательности отсчетов x_n, принадлежащей m-й выборке, можно определить как

$$X_{m,k} = \left| \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot w_n \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2\cdot\pi}{N} \cdot k \cdot n\right) \right|,\ k = 0,...,N-1, \qquad (13)$$

где w_n — используемая оконная функция.

Сформируем массив N_k, состоящий из максимальных по рассматриваемым M выборкам значений отсчетов $X_{m,k}$:

$$N_k = \max_M [X_{m,k}], \qquad (14)$$

где $k = 0,\ldots(N-1)$, $m = 0,\ldots(M-1)$ и определим максимальное значение амплитуды спектральных составляющих (обозначено серой горизонтальной линией на *рис. 12*).

$$U_{\max} = \max_k [N_k]. \qquad (15)$$

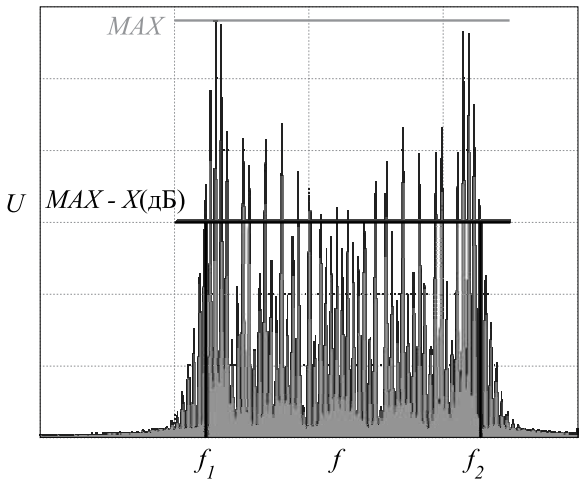


Рис. 12. Измерения полосы радиосигнала по уровню «X дБ»

Ширина полосы на уровне «X дБ» определяется как диапазон частот, за нижним и верхним пределами которого любая дискретная спектральная составляющая или непрерывная спектральная плотность мощности имеет уровень не менее чем на «X дБ» ниже предварительно определенного опорного уровня U_{max} [3], поэтому величина U_{max} – XдБ будет являться порогом для поиска крайних значений измеряемой полосы сигнала (обозначено черной горизонтальной линией на *рис. 12*). По этому порогу определяются индексы спектральных составляющих для начала и конца полосы сигнала X_{start} и X_{stop}; эти индексы соответствуют частотам f_1 и f_2.

Оценка полосы частот, занимаемой анализируемым сигналом, рассчитывается как

$$Band = (X_{stop} - X_{start}) \cdot F_S / N, \quad (16)$$

где F_S – частота дискретизации, N – размерность БПФ.

Для обеспечения высокой точности оценивания этим методом необходимо, чтобы уровень сигнала превышал уровень шума не менее чем на X дБ. При выполнении этого требования с запасом точность оценки ширины полосы будет слабо зависеть от ОСШ. Вместе с тем, поскольку оценка полосы (16) базируется на отсчетах дискретного спектра, точность оценки напрямую зависит от ширины частотного бина. Но при проведении измерений объема обрабатываемой информации недостаточно для достоверного расчета спектральной плотности сигнала в промежутках между отсчетами дискретного спектра, а потому точность оценивания полосы неизбежно оказывается существенно скромнее точности определения центральной частоты.

Измерение ширины занимаемой полосы частот методом «$\beta/2$»

Альтернативным к методу «X дБ» является метод «$\beta/2$», при котором под полосой, занимаемой спектром сигнала, понимается полоса частот, за нижним и верхним пределами которой излучаемые средние мощности (каждая) равны $\beta/2$ процентам от общей средней мощности радиоизлучения

$$S_{(Spectr)} = \sum_{k=0}^{N-1} N_k^{\,2}. \quad (17)$$

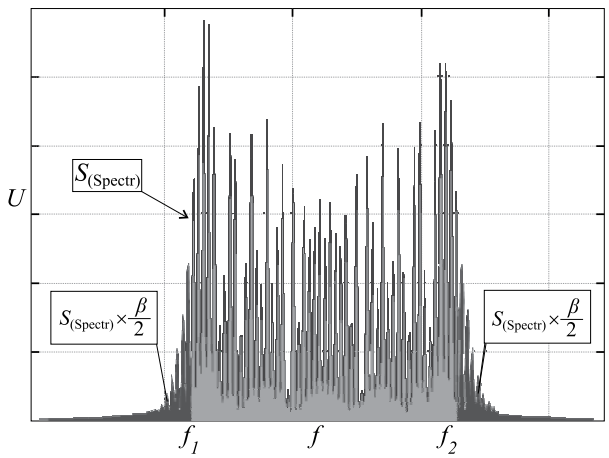


Рис. 13. Принцип измерения полосы сигнала по методу «$\beta/2$»

Для получения левой границы полосы сигнала, начиная с первого отсчета, рассчитывают сумму квадратов отсчетов, постепенно увеличивая индекс отсчета до тех пор, пока не будет получено значение близкое к $S_{(Spectr)} \times \beta/2$. Для получения правой границы полосы сигнала проводят аналогичную операцию, только начиная с последнего отсчета и двигаясь в сторону уменьшения индекса отсчета. Результатом вычислений служат две границы (индексы L и R), соответствующие частотам f_1 и f_2, показанным на *рис. 13*.

$$\sum_{k=0}^{L} N_k^{\,2} \approx \sum_{k=R}^{N-1} N_k^{\,2} \approx S_{(Spectr)} \cdot \frac{\beta}{2}. \quad (18)$$

Оценка ширины спектра анализируемого сигнала может быть записана в виде

$$Band = (R - L) \cdot F_S / N, \quad (19)$$

где F_S – частота дискретизации, N – размерность БПФ.

Реализация алгоритмов измерения в программном обеспечении

Рассмотренные выше методы оценки параметров радиосигналов реализованы в измерительном программном пакете СМО-ПАИ, имеющем государственную аттестацию на проведение измерений с помощью цифровых приемников АРГАМАК-ИС, АРГАМАК-ИМ и АРГАМАК-М, который обеспечивает функции измерения частоты радиосигналов, полосы занимаемых частот, вычисление специальных параметров радиосигналов, таких как девиация частоты, коэффициент модуляции, частота модуляции и тип обнаруженного сигнала [11], удовлетворяющие нормативным документам [2 – 4]. Относительная точность измерения частоты для синусоидальных и АМ сигналов оказывается не хуже 1×10^{-9}, для сигналов с цифровыми видами модуляции не хуже 5×10^{-8}, а погрешность оценки полосы занимаемых частот не превышает 5%.

На *рис. 14* представлена схема измерений, а на *рис. 15* полученная для приемника АРГАМАК-ИС зависимость точности оценки частоты АМ-сигнала от ОСШ в СМО-ПАИ.

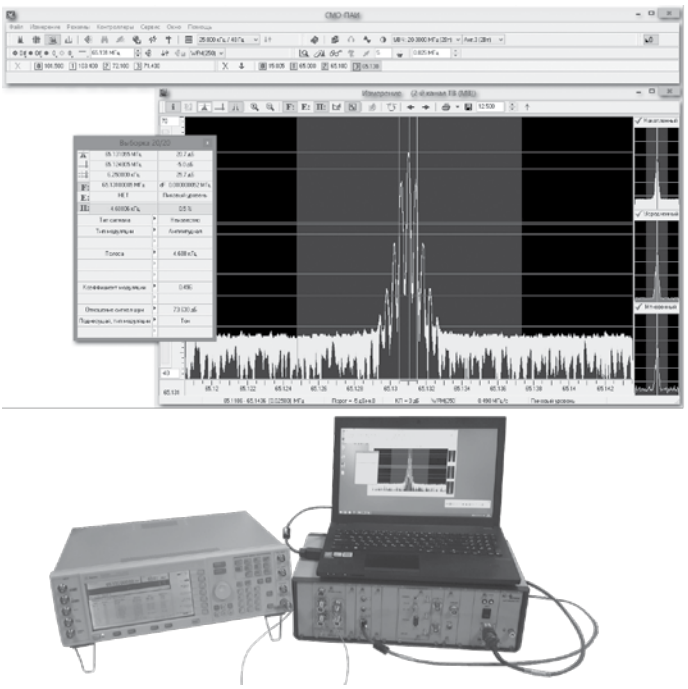


Рис. 14. Измерение частоты АМ-сигнала с помощью приемника АРГАМАК-ИС

В процессе измерения был получен массив средних значений оценок частоты сигнала по всему диапазону от 9 кГц до 3 ГГц, при различных ОСШ в пределах от минус 10 до 40 дБ. Анализ результатов показывает, что точность оценки удовлетворяет нормативным требованиям [4], начиная со значения 10 дБ по шкале ОСШ; при этом номинал значений оси «Y» обусловлен точностью установки частоты АРГАМАК-ИС с рубидиевым опорным генератором.

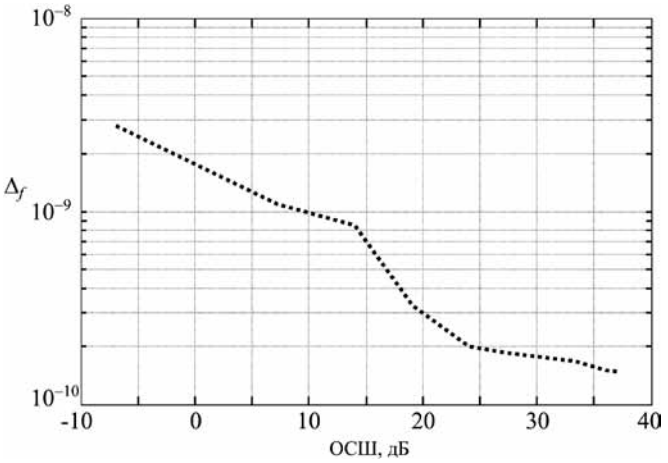


Рис. 15. Зависимость от ОСШ точности оценки частоты АМ-сигнала с помощью Аргамак-ИС

Рассмотрим результаты измерения полосы занимаемых частот с помощью двух методов, рассмотренных выше. Измерения проводились при высоких ОСШ и частотной синхронизации от высокоточного приемника синхронизатора VCH-311. Как видно из *табл. 1, 2*, во всем диапазоне частот ошибка измерения полосы не превышает 0,7%.

Таблица 1

Погрешность измерения полосы занимаемых частот по методу «X дБ»

f, МГц	X дБ			
	–30	**–40**	**–50**	**–60**
1	0,10%	0,09%	0,45%	0,26%
3	0,10%	0,09%	0,45%	0,26%
13	0,10%	0,09%	0,45%	0,26%
20	0,10%	0,09%	0,45%	0,26%
25	0,17%	0,16%	0,45%	0,69%
640	0,17%	0,16%	0,45%	0,35%
1000	0,17%	0,16%	0,45%	0,69%
2000	0,17%	0,16%	0,45%	0,69%
3000	0,17%	0,16%	0,45%	0,69%

Таблица 2

Погрешность оценки полосы занимаемых частот по методу «β/2»

f, МГц	$\beta = 1\%$	$\beta = 6\%$	$\beta = 17\%$	$\beta = 24\%$
1	1,10%	0,05%	0,27%	0,22%
3	1,10%	0,05%	0,16%	0,22%
13	1,10%	0,05%	0,27%	0,22%
20	1,10%	0,05%	0,16%	0,65%
25	1,10%	0,05%	0,68%	0,65%
640	1,10%	0,05%	0,68%	0,65%
1000	1,10%	0,05%	0,68%	0,65%
2000	1,10%	0,05%	0,68%	0,65%
3000	1,10%	0,05%	0,68%	0,22%

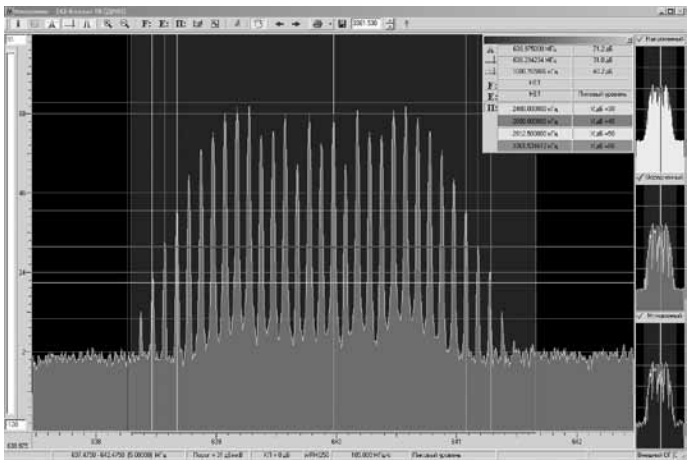


Рис. 16. Измерение полосы занимаемых частот в СМО-ПАИ по методу «X дБ»

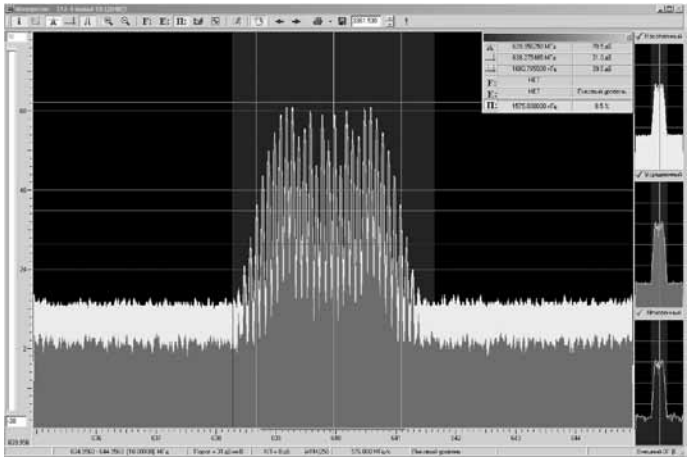


Рис. 17. Измерение полосы занимаемых частот в СМО-ПАИ по методу «β/2»

Выводы

Для обеспечения высокой точности измерения частотных параметров модулированных радиосигналов необходимо учитывать особенности используемых видов модуляции. Представленные в настоящей работе алгоритмы измерения частотных параметров радиосигналов предназначены для измерений центральной частоты гармонических колебаний, сигналов с угловой и цифровыми видами модуляции, а также полосы занимаемых частот, при этом достигаемая с их использованием точность оценивания может быть близкой к границе Крамера-Рао.

При практической реализации на достигаемую точность могут оказывать негативное влияние низкое отношение сигнал-шум, недостаточно длинный интервал наблюдения сигнала, смещение сигнала по частоте в полосе наблюдения и другие факторы, поэтому получаемая в реальности точность оценивания несколько уступает теоретическим ожиданиям. Тем не менее приведенные в статье результаты натурных измерений, проведенных с помощью отечественного приемника АРГАМАК-ИС, доказывают возможность высокоточного оценивания центральной частоты и ширины спектра для радиосигналов с различными видами модуляции.

Литература

1. *Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд. испр. — М.: Горячая линия—Телеком, 2015. — 640 с.*
2. *ГОСТ Р 53373-2009. Оборудование станций радиоконтроля приемное автоматизированное. Технические требования и методы испытаний.*
3. *ГОСТ Р 50016-92. Требования к ширине полосы радиочастот и внеполосным излучениям радиопередатчиков. Методы измерения и контроля.*
4. *Приказ Роскомнадзора № 1131 от 19.12.2011. Об организации работы по закупкам радиоконтрольного оборудования и аппаратно-программных комплексов предприятиями радиочастотной службы.*
5. *Рекомендация МСЭ-R SM. 377-4. Точность измерения частоты на станциях, используемых для международного радиоконтроля.*
6. *Каюков И.В. Сравнительный анализ различных методов оценки частоты сигнала. / Изв. вузов. Радиоэлектроника, 2006. — № 7. — С. 42 — 55.*
7. *Marek Gasior. Improving frequency resolution of discrete spectra: 40 — 43. — Krakow, 2006.*
8. *Sam Reisenfeld and Elias Aboutanios. A new algorithm for the estimation of the frequency of a complex exponential in additive Gaussian noise. — IEEE Communications letters, November 2003. — vol. 7. — NO 11.*
9. *Bernard Bischl, Uwe Ligges, Claus Weihs. Frequency estimation by DFT interpolation: a comparison of methods./ Signal Processing Magazine, May 2009.*
10. *Гнездилов Д.С. Цифровые алгоритмы высокоточной оценки частоты гармонического сигнала на фоне аддитивного гауссовского шума / Д.С. Гнездилов, В.А. Сладких, В.М. Стопкин, Б.В. Матвеев./ Вестник Воронежского ГТУ, 2013. — Т. 9. — № 3.1. — С. 124 — 126.*
11. *Гнездилов, Д.С. Цифровые интерполяционные алгоритмы оценки частоты гармонического сигнала. Сравнительный анализ / С.А. Антипов, Д.С. Гнездилов, В.А. Козьмин, В.М. Стопкин./ Радиотехника, 2013. — № 3. — С. 42 — 46.*
12. *Методика измерений НАЛС. 80064-01 92 02 Измерение параметров излучений радиоэлектронных средств приемниками измерительными панорамными «Аргамак-М», «Аргамак-ИМ», «Аргамак-ИС». — М.: АНО «Институт метрологии обороны и безопасности», 2013. — 14 с.*
13. *Афанасьевский В.Б. Методы оценки параметров и определения типа модуляции сигналов / В.Б. Афанасьевский, С.Ф. Корнев, О.А. Бойко./ Доклады 8-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». — С. 183 — 186.*

УДК 621.391

КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич,
кандидат технических наук
РАДЧЕНКО[1] Денис Сергеевич
ТОКАРЕВ[1] Антон Борисович,
доктор технических наук

ОЦЕНКА СИСТЕМАМИ РАДИОМОНИТОРИНГА ИНТЕНСИВНОСТИ РАДИОПОМЕХ И ЗАНЯТОСТИ РАДИОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

При оценивании параметров радиоизлучений целесообразно обеспечивать единство и повторяемость результатов измерений применительно к измерительным средствам разных поколений и разных производителей. Совершенствуя возможности измерительной аппаратуры, производители должны обеспечивать соответствие свойств измерителей требованиям разработанных в данной области стандартов даже в тех случаях, когда формально появляется возможность улучшить какие-то отдельные показатели измерений. В настоящей статье проанализированы особенности осуществления измерений, при которых попытка улучшить характеристики оценивания может оказаться сопряженной с негативными последствиями. Предложены методы преодоления возникающих противоречий.

In estimating the parameters of radio emissions and radio environment in general, it is important to ensure the integrity and reproducibility of the measurement results with respect to the measuring the means of different years of creation and different manufacturers. Therefore, improving the possibilities of the measuring equipment, producers should ensure that the properties of measuring instruments satisfy the requirements of the developed standards, even in cases when there is a formal opportunity to improve some of the indices. In this paper we analyze the peculiarities of measurements, in which an attempt to improve the performance of evaluation may be coupled with negative consequences. Some methods of overcoming of arising contradictions are proposed.

Ключевые слова: измерение интенсивности радиопомех, обеспечение выполнения амплитудного соотношения при детектировании, оценка занятости радиочастотного спектра, натурные испытания.

Keywords: radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods, enforcing the amplitude relationship during demodulation of signals, evaluation of radio spectrum occupancy, operational tests.

Введение

Одной из важнейших задач, решаемых системами радиомониторинга (СРМ), является оценка параметров наблюдаемых радиосигналов. Методы оценки параметров существенно зависят от типов наблюдаемых радиосигналов, от возможностей измерительной аппаратуры и от требований стандартов в той области, к которой относятся производимые радиоизмерения. Использование для измерений цифровых методов обработки сигналов открывает перед разработчиками современных СРМ возможности значительного улучшения отдельных характеристик радиоизмерителей [1]. Вместе с тем необходимо иметь в виду взаимосвязь и взаимное влияние многих показателей измерителей, из-за которого улучшение одних характеристик может прямо или косвенно порождать ухудшение других, иногда приводящее к невозможности выполнения каких-то требований нормативных документов. Целью настоящей работы является иллюстрация нескольких подобных «узких мест» применительно к направлению измерения характеристик радиопомех и анализу радиообстановки в целом. По каждой затронутой проблеме помимо разъяснения причин возникновения затруднений будут даны рекомендации по устранению выявленных противоречий.

Оценка интенсивности радиопомех

Требования к современным измерителям радиопомех регламентируются набором нормативных документов, в число которых входят стандарты [2, 3, 4]. Эти стандарты определяют ряд контрольных показателей, которым должна удовлетворять измерительная подсистема аппаратуры радиомониторинга. Следует иметь в виду, что добиться выполнения перечисленных в стандартах требований не столь уж просто как из-за разнообразных физических причин, описанных ниже, так и из-за несовершенства самих нормативных документов. В частности, в статье [5] доказывается, что в тексте стандарта [2, п. 5.3.8.1, ф-ла (15)] имеется опечатка, из-за которой при проверке амплитудного соотношения могут возникать ложные расхождения между показаниями измерителя и требованиями стандарта. Обеспечение единообразия работы измерителей при оценке иных параметров также требует от разработчиков аппаратуры немалых усилий, т.к. иногда попытки усовершенствования характеристик аппаратуры могут приводить к нарушению требований стандартов.

Остановимся, в частности, на проблеме обеспечения частотной избирательности в цифровых измерителях радиопомех. Требования к полосам пропускания измерителей можно найти на рис. 1 — 3 из стандарта [2] или рис. 2 из стандарта [4]. Применение цифровой обработки позволяет реализовывать в системах радиомониторинга фильтры с частотными характеристиками, весьма близкими к идеальным, и, ориентируясь на требования из стандартов [2, 4], может показаться целесообразным использовать в цифровых измерителях помех фильтры с высоким коэффициентом прямоугольности АЧХ. Однако более тщательный анализ показывает, что подобное решение не является универсальным и, в частности, оно влечет невозможность обеспечить требова-

[1] — *АО «ИРКОС», Москва.*

ния стандартов, предъявляемые к амплитудному соотношению для измерителя помех с детектором средних значений.

В разделе 6 стандарта [4] определяется, что детектор средних значений используется для измерения среднего значения огибающей сигнала, проходящего через каскады, предшествующие детектору, а отклик измерителя помех с детектором средних значений на повторяющиеся импульсы должен быть таким, чтобы при постоянных показаниях измерителя соотношение между амплитудой и частотой повторения импульсов на его входе выражалось обратно пропорциональной зависимостью [4, п. 6.4.2]. На практике точность выполнения этих требований будет зависеть как от выбора параметров дискретизации, так и от фильтрующих свойств тракта приема.

При тестировании характеристик детекторов на вход измерителя помех подается последовательность коротких радиоимпульсов с когерентным высокочастотным заполнением (например, п. 2.1.2 в [6, стр. 2]). Когерентность заполнения воздействующих импульсов обеспечивает когерентность заполнения откликов на них фильтра промежуточных частот (ФПЧ) и, как следствие, непосредственное суммирование комплексных огибающих этих откликов. В результате итоговый комплексный сигнал, поступающий на вход цифрового детектора, можно представить в виде

$$\dot{s}_{вх.\ дет}(t) = S_0\left[\sum_{k=0}^{\infty}\dot{A}\left(t-kT_n\right)\right]e^{j\psi_0}, \qquad (1)$$

где T_n — период повторения импульсов; $\dot{A}(t)$ — комплексная огибающая импульсной характеристики приемного тракта, включающего оконечный ФНЧ.

Но с повышением частоты повторения входных зондирующих импульсов отклики на них не будут успевать затухать и начнут перекрываться. Пропорциональность между амплитудой и частотой повторения импульсов будет сохраняться лишь при условии, что для каждого момента времени t входящие в (1) слагаемые $\dot{A}(t-kT_n)$ будут давать совпадающие по фазе комплексные значения, либо (если комплексная огибающая импульсной характеристики приемного тракта представлена лишь действительными значениями) при условии, что значения комплексной огибающей импульсной характеристики приемного тракта при любых t будут сохранять знак. Для оценки отклонения характеристик конкретного ФНЧ от сформулированного выше требования можно использовать показатель

$$\chi = \begin{cases} 20\lg\left(\int\limits_{-\infty}^{\infty}|g(t)|dt \Big/ \left|\int\limits_{-\infty}^{\infty}g(t)dt\right|\right) - \textit{для аналоговых фильтров,} \\ 20\lg\left(\sum\limits_{i}|g(i)| \Big/ \left|\sum\limits_{i}g(i)\right|\right) - \textit{для цифровых фильтров,} \end{cases} \qquad (2)$$

где $g(t)$, $g(i)$ — импульсные характеристики аналогового и цифрового ФНЧ. При строго неотрицательной импульсной характеристике имеем χ = 0 дБ, а с увеличением площади отрицательных лепестков значение χ возрастает. Поведение этого показателя для нескольких типов фильтров было изучено в работе [7].

Рассмотрим приложение А к стандарту [4] (CISPR 16-1-1:2006), в котором приведено описание ФНЧ, обеспечивающего необходимую общую избирательность системы фильтрации и обладающего коэффициентом передачи

$$\dot{K}_{CISPR}(\omega) = K_0\left[\left(2\Omega^2\right)\Big/\left((\Omega+j\omega)^2+\Omega^2\right)\right]^2. \qquad (3)$$

Здесь параметр Ω (рад/с) рассчитывается по правилу

$$\Omega = \pi B_f \Big/ \sqrt{2} \qquad (4)$$

и обеспечивает ФПЧ полосу пропускания B_f (Гц) по уровню 6 дБ. Приведенные в статье [7] расчеты показывают, что импульсная характеристика этого фильтра имеет слабо выраженный знакопеременный характер, из-за чего показатель нарушения амплитудного соотношения может достигать $\chi_{CISPR} \approx 1{,}1$ дБ.

Попытка же использовать в составе приемного тракта фильтр с почти прямоугольной АЧХ, обладающий знакопеременной *sinc*-образной импульсной характеристикой, дает недопустимо большое значение показателя (2), равное $\chi_{ИФНЧ} \approx 5{,}6$ дБ.

Для минимизации показателя χ в качестве оконечного ФНЧ измерителя помех, предшествующего детектору средних значений, можно порекомендовать использовать КИХ-фильтр, синтезированный с использованием окна Хемминга при 10%-ом предыскажении ширины полосы пропускания

$$F_b = 0{,}45TB_f \qquad (5)$$

При этом порядок фильтра следует выбирать в соответствии с правилом

$$FIR_Len = ceil(1{,}13/F_b) \qquad (6)$$

где $ceil(\bullet)$ — функция округления вверх. Подобный фильтр не только обеспечивает требования, предъявляемые к избирательности, но и обладает импульсной характеристикой с показателем $\chi_{КИХ} \approx 0$ дБ.

Погрешности соблюдения амплитудного соотношения, определяемые показателем

$$\chi(f_{ВЧ}, F) = 20\lg\left(\frac{s_{вых.\ дет}(f_{ВЧ})}{s_{вых.\ дет}(F)}\frac{F}{f_{ВЧ}}\right), \qquad (7)$$

где $f_{ВЧ}$, F — рекомендуемые в [2] высокая и низкая частоты воздействия зондирующих импульсов на вход измерителя радиопомех, показаны на *рис. 1*. Эти сведения были получены в ходе натурных испытаний измерительных приемников семейства АРГАМАК [1] для радиоизлучений, принадлежащих полосам частот C (30...300 МГц) и D (300...1000 МГц), при полосе пропускания ФПЧ по уровню 6 дБ шириной B_f = 120 кГц. Аналогом идеального ФНЧ служил КИХ-фильтр с длиной импульсной характеристики 512 отсчетов. Цифровым аналогом фильтра, описываемого в стандарте [4], — двухзвенный фильтр с системной функцией отдельного звена вида

$$H(z) = b\frac{1+2z^{-1}+z^{-2}}{1-a_1z^{-1}-a_2z^{-2}} \qquad (8)$$

и значениями коэффициентов b = 0,00778; a_1 = 1,7354; a_2 = −0,7665. Параметры специализированного КИХ-фильтра, синтезированного с использованием библиотеки «*Intel Signal Processing Library*» [8], составили F_b = 0,027, $FIR_Len = Ceil(1{,}13/0{,}027) = 42$.

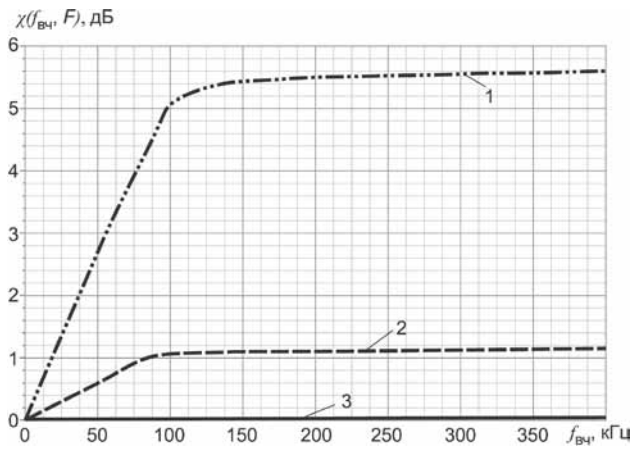


Рис. 1. Погрешности соблюдения амплитудного соотношения $\chi(f_{ВЧ}, F)$ при $F = 5$ кГц.
1 – аналог идеального ФНЧ; 2 – CISPR-фильтр; 3 –КИХ-фильтр, рекомендованный в [7]

Из *рис. 1* видно, что совершенствование частотной избирательности за счет использования цифрового аналога ИФНЧ сопровождается недопустимым нарушением амплитудного соотношения, применение рекомендованного в [4] частотно-избирательного фильтра сопровождается формально допустимым, но весьма существенным отклонением этого отношения от нуля, и лишь использование специализированного, умеренно избирательного по частоте КИХ-фильтра низкого порядка позволяет обрести «запас прочности» при реализации амплитудного соотношения.

Оценивание занятости радиочастотного спектра

Объективной характеристикой степени реального использования радиочастот является занятость радиочастотного спектра, оценивание которой производят радиочастотные службы разных стран в целях повышения эффективности использования радиочастотного ресурса. Под занятостью спектра Z понимается вероятность того, что в случайно выбранный момент времени анализируемый радиоканал, полоса частот или иной частотный ресурс будет использоваться для передачи информации. Обязательность осуществления оценки занятости спектра определяется, в частности, руководящим документом РД 45.193-2001 «Оборудование станций радиоконтроля. Общие технические требования» [9] и Национальным стандартом РФ «Оборудование станций радиоконтроля автоматизированное. Технические требования и методы испытаний» [10]. В идеальных условиях оценивание занятости требует круглосуточного и непрерывного наблюдения за всеми частотами, входящими в анализируемый радиодиапазон, однако практически реализовать непрерывный контроль каждого канала в широкой полосе, как минимум, проблематично. Вместо этого сбор данных для оценки занятости организуется обычно в рамках панорамного анализа радиодиапазонов, при котором проверка состояния отдельных каналов производится лишь эпизодически, а оценка занятости рассчитывается из соотношения

$$\tilde{Z} = S_{act} \Big/ \left(S_{act} + S_{pass} \right), \qquad (9)$$

где S_{act} — число случаев фиксации активного состояния канала на интервале измерений, а S_{pass} — число случаев фиксации пассивного состояния.

При эпизодическом контроле состояния нельзя исключать, что в промежутках между точками контроля смогут располагаться радиоимпульсы малой длительности, либо, напротив, кратковременные паузы в радиоизлучениях, которые не будут зарегистрированы и учтены при расчете занятости. Но даже в отсутствие пропущенных сигналов или пауз невозможность точно определять моменты переключения канала из активного состояния в пассивное и обратно может служить источником заметной погрешности оценивания. Проявление подобной погрешности при измерении занятости показано на *рис. 2*, где вместо истинного значения занятости $Z = 50\%$, оценка по формуле (9) в первом случае дает значение $\tilde{Z}_1 = 7/16 = 43,75\%$, а во втором — $\tilde{Z}_2 = 9/16 = 56,25\%$.

Очевидно, что с увеличением числа точек контроля $J_m = S_{act} + S_{pass}$ потенциальный разброс результатов измерений будет снижаться, что обеспечит незначительную погрешность оценки занятости при произвольном выборе момента начала отсчета времени. Число J_m точек контроля состояния канала на интервале измерения занятости определяется его продолжительностью T_m и величиной интервала между моментами контроля состояния канала T_{rv} (который, в свою очередь, определяется быстродействием аппаратуры радиоконтроля и количеством радиоканалов, в которых производится измерение занятости). Однако произвольно увеличивать длину T_m интервала измерения занятости невозможно, т.к. подобное увеличение не позволит проконтролировать возможное изменение занятости вдоль оси времени. В соответствии с требованиями международных нормативных документов интервалы T_m должны иметь фиксированную продолжительность в 5 или 15 минут [11, 12], а качество измерений занятости на подобных интервалах должно удовлетворять определенным требованиям по точности и надежности. Надежность P_Z оценки занятости — это вероятность того, что оценка $\tilde{Z}$ будет отличаться от истинного значения Z не более чем на допустимую абсолютную погрешность Δ_Z

$$P_Z = P\left\{ \left| \tilde{Z} - Z \right| \le \Delta_Z \right\}. \qquad (10)$$

Допустимые значения надежности лежат в диапазоне от 90 до 99%, а наиболее часто используемым значением служит $P_Z = 95\%$.

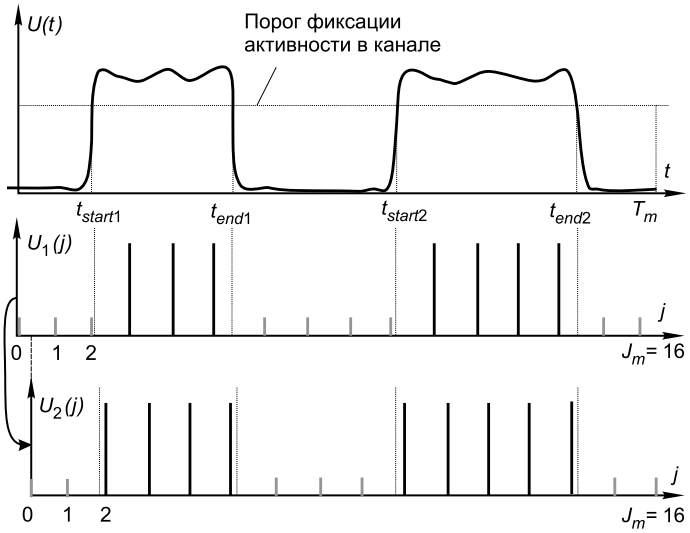


Рис. 2. Возникновение погрешности при оценке занятости

Подробные сведения об особенностях измерения занятости можно найти в монографии [13]; их использование позволяет оптимизировать процесс измерений занятости в разнообразных, весьма сложных условиях, однако подобная оптимизация базируется на априорной информации о свойствах наблюдаемых сигналов (особенно это касается протяженных сигналов длительностью от нескольких секунд) и на детальных сведениях об особенностях работы имеющейся радиоаппаратуры. Вместе с тем при обсуждении достоверности оценивания занятости полезно опираться на материалы статьи [14], определяющие зависимость между занятостью радиоканалов, допустимой погрешностью ее оценивания и количеством выборок, необходимым для достижения надежности $P_Z = 95\%$. Эти зависимости показаны в *табл. 1*.

В левой части *табл. 1* представлены данные, характерные для международных документов по измерению занятости, действовавших до 2012 г. Негативными последствиями определяемого этими документами ограничения допустимой относительной погрешности оценивания были:

1) необходимость сбора огромного числа выборок данных при контроле радиоканалов, в которых практически не наблюдается никакой активности;

2) крайне низкое качество оценки занятости в каналах с высокой занятостью (для таких каналов допустимая ошибка могла достигать ±10%).

Таблица 1

Количество выборок, необходимое для достижения не более чем 10 % относительной погрешности δ_z, либо 1 % абсолютной погрешности Δ_z при 95 % уровне достоверности

Занятость канала, %	Требуемая относительная погрешность δ_z = 10%		Требуемая абсолютная погрешность Δ_z = 1%	
	Результирующая величина абсолютной погрешности, %	Число необходимых независимых выборок	Результирующая величина относительной погрешности, %	Число необходимых независимых выборок
1	0,1	38047	100,0	**380**
2	0,2	18832	50,0	**753**
3	0,3	12426	33,3	**1118**
4	0,4	9224	25,0	**1476**
5	0,5	7302	20,0	**1826**
10	1,0	**3 461**	10,0	**3 461**
15	1,5	**2 117**	6,7	4900
20	2,0	**1 535**	5,0	6149
30	3,0	**849**	3,3	8071
40	4,0	**573**	2,5	9224
50	5,0	**381**	2,0	9608
60	6,0	**253**	1,7	9224
70	7,0	**162**	1,4	8071
80	8,0	**96**	1,3	6149
90	9,0	**43**	1,1	3459

Примечание: под относительной погрешностью понимается величина $\delta_z = \Delta_z/Z$.

В правой части *табл. 1* представлены требования к процедуре измерения занятости, получаемые при фиксации допустимой абсолютной погрешности оценивания. При таком подходе:

1) ценой резкого возрастания относительной погрешности измерений при низких уровнях занятости удается радикально снизить требования к объему собираемых данных в слабо загруженных каналах;
2) становятся весьма жесткими требования к объему собираемых данных в радиоканалах с занятостью более 30%.

Таким образом, логичная попытка разработчиков нормативных документов использовать одно «простое и понятное решение» неизбежно влекла и высокие затраты временных и вычислительных ресурсов, и не слишком высокую точность оценивания. И лишь после появления и принятия идеи о возможности использования комбинированных требований к точности оценивания занятости [14] удалось получить сбалансированное с инженерных позиций решение. Требования к точности, соответствующие этому подходу, выделены в таблицах жирным шрифтом значений.

В обновленной в 2016 г. версии Отчета МСЭ-R «Измерения и оценка занятости спектра» [11] подтверждается и выдвинутый в статье [14] тезис о допустимости для качественного оценивания контролировать состояние радиоканалов 3600 раз на интервале измерения занятости вне зависимости от характера сигналов, действующих в анализируемой полосе частот. Для интервала измерения в 15 минут приведенное выше требование означает необходимость контроля состояния каналов не реже 4 раз в секунду, что (для не слишком широких диапазонов частот) вполне «по силам» современным системам радиомониторинга. Удовлетворительным считается даже вдвое более низкий темп — 1800 точек контроля на интервале измерений. Обеспечиваемая за счет выполнения подобных требований погрешность измерений представлена в *табл. 2*.

Таблица 2

Соответствующие уровню достоверности в 95 % погрешности измерения занятости, достигаемые при оценке занятости ровно по 3600 и 1800 выборкам данных

Занятость, %	Число выборок 3600		Число выборок 1800	
	Обеспечиваемая абсолютная погрешность, %	Обеспечиваемая относительная погрешность, %	Обеспечиваемая абсолютная погрешность, %	Обеспечиваемая относительная погрешность, %
1	**0,33**	32,5	**0,46**	46,0
2	**0,46**	22,9	**0,65**	32,3
3	**0,56**	18,6	**0,79**	26,3
4	**0,64**	16,0	**0,91**	22,6
5	**0,71**	14,2	**1,01**	20,1
10	**0,98**	**9,8**	**1,39**	**13,9**
15	1,17	**7,8**	1,65	**11,0**
20	1,31	**6,5**	1,85	**9,2**
30	1,50	**5,0**	2,12	**7,1**
40	1,60	**4,0**	2,26	**5,7**
50	1,63	**3,3**	2,31	**4,6**
60	1,60	**2,7**	2,26	**3,8**
70	1,50	**2,1**	2,12	**3,0**
80	1,31	**1,6**	1,85	**2,3**
90	0,98	**1,1**	1,39	**1,5**

Представленные в *табл. 2* сведения отражают тот факт, что уменьшение в *K* раз числа точек контроля J_m влечет снижение надежности, либо (для импульсных сигналов в радиоканалах) пропорциональное $\sqrt{K}$ расширение доверительного интервала, т.е. значения в правой половине *табл. 2* (для J_m = 1800) ровно в $\sqrt{2}$ превышают значения в ее центральной части (для J_m = 3600).

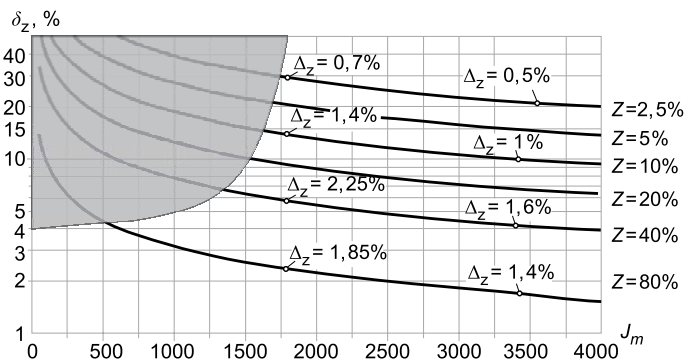


Рис. 3. Зависимость относительной погрешности оценок занятости δ_z от количества накопленных выборок J_m при достоверности 95 % для каналов с импульсными сигналами

Для прогнозирования погрешности измерений занятости в каналах с импульсными сигналами можно опираться на представленные на *рис. 3* зависимости из международной Рекомендации МСЭ-R [15, рис. 1], первоначально опубликованные в [14]. Кривые на *рис. 3* отражают зависимость относительной погрешности измерений δ_z от занятости Z и числа обрабатываемых выборок данных J_m; затененная запретная зона в левой верхней части этого рисунка соответствует случаям, когда оценивать занятость не рекомендуется, т.к. малое количество точек контроля может приводить к недопустимо высокой погрешности оценок занятости.

Вместе с тем многие современные системы радиомониторинга при исследовании радиообстановки в не слишком широких диапазонах частот позволяют не беспокоиться об обеспечении достоверности измерений, т.к. обладают очень высоким быстродействием. Так измерительный приемник Аргамак — ИС обеспечивает в режиме панорамного просмотра диапазона частот скорость сканирования до нескольких гигагерц в секунду, что с запасом позволяет выполнить требования об осуществлении не менее 4 проверок состояния радиоканалов за секунду. Так, *рис. 4*, полученный при контроле занятости диапазона частот от 200 до 600 МГц, показывает, что на интервале наблюдений длительностью 5 минут состояние радиоканалов контролировалось приемником более 21 тысячи раз, что в разы превышает ранее приведенные требования и показывает, что приемники семейства АРГАМАК позволяют осуществлять надежный контроль занятости в полосах частот шире 1 ГГц.

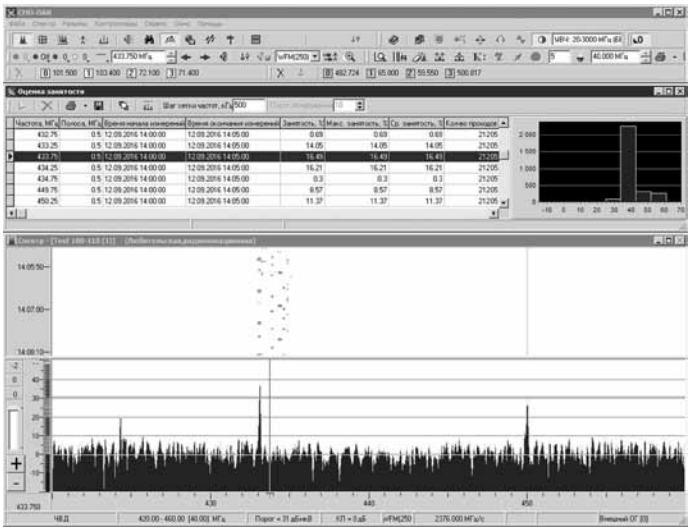


Рис. 4. Пример оценивания занятости в полосе частот 400 МГц при помощи приемника АРГАМАК-ИС (режим детального просмотра)

Выводы

Рассмотренные в настоящей работе практические примеры показывают необходимость тщательного анализа как нормативных документов, так и технических решений, используемых для проведения измерений. Иногда стремление разработчиков к «простым и однозначно эффективным» техническим решениям может на самом деле приводить к неоднозначным последствиям, затрудняющим обеспечение требований нормативов и стандартов. Впрочем, все подобные проблемы являются преодолимыми, что наглядно доказывается опытом разработки отечественной измерительной техники и, в частности, приемников АРГАМАК-ИС, АРГАМАК-М и других.

Литература

1. *Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. 3-е изд., перераб. и доп. — М: Горячая линия — Телеком, 2012. — 640 с.*
2. *ГОСТ Р 51319—99. Совместимость технических средств электромагнитная. Приборы для измерения индустриальных радиопомех. Технические требования и методы испытаний — М.: Госстандарт России, 1999.*
3. *ГОСТ 14777-76. Радиопомехи индустриальные. Термины и определения. — М.: Издательство стандартов, 1987. — 11 с.*
4. *ГОСТ Р 51318.16.1.1-2007. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к аппаратуре для измерения параметров индустриальных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Часть 1-1. Аппаратура для измерения параметров индустриальных радиопомех и помехоустойчивости. Приборы для измерения индустриальных радиопомех. — М.: Стандартинформ, 2008. — 53 с.*
5. *Козьмин В.А. Рекомендации по проверке амплитудного соотношения для измерителей радиопомех / В.А. Козьмин, А.Б. Токарев./ Измерительная техника, 2012. — № 1. — С. 54 — 56.*
6. *МИ 1764—87. ГСИ. Измерители радиопомех. Методика поверки. — М.: Издательство стандартов, 1987.*
7. *Коротков Л.Н. Реализация детектора средних значений в телекоммуникационных устройствах / Л.Н. Коротков, А.Б. Токарев./ Вестник Воронежского ГТУ, 2011. — Т. 7. — № 12.1. — С. 114 — 118.*
8. *Intel Signal Processing Library. Reference manual. Document number 630508-012. [Electronic resource] — Mode of access: http://nnm.ru/blogs/fotomen/intel_-_dsp_signal_processing_library/ РД 45.193-2001 Оборудование станций радиоконтроля. Общие технические требования. — М.: Издательство стандартов, 2001.*
9. *ГОСТ Р 52536-2006. Национальный стандарт Российской Федерации. Оборудование станций радиоконтроля автоматизированное. Технические требования и методы испытаний (Automatic equipment for spectrum monitoring stations. Technical requirements and test methods) Введен 1 июля 2007 года. [Электронный ресурс] — Режим доступа: http://tehnorma.ru/gosttext/gost/gost_4146.htm.Report ITU-R SM.2256. Spectrum occupancy measurements and evaluation. — Geneva: ITU-R, 2012. — 52 p.*
10. *Handbook on Spectrum Monitoring. — Geneva: ITU-R, 2011. — 659 p.*
11. *Измерение занятости радиочастотного спектра в системах радиомониторинга / под ред. А.Б. Токарева. — Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2016. — 237 с.*
12. *Козьмин, В.А. Требования к точности оценивания занятости радиочастотного спектра / В.А. Козьмин, А.П. Павлюк, А.Б. Токарев./ Электросвязь, 2014. — № 6. — С. 47 — 50.*
13. *Recommendation ITU-R SM.1880-1 (08/2015). Spectrum occupancy measurement and evaluation. — Geneva: ITU-R, 2015. — 10 p.*

УДК 621.391

**АЛЕКСЕЕВ[1] Павел Анатольевич,
АШИХМИН[1] Александр Владимирович,
доктор технических наук,
БЕСПАЛОВ[1] Олег Викторович,
КАЮКОВ[1] Игорь Васильевич,
кандидат технических наук,
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич,
кандидат технических наук,
МАНЕЛИС[1] Владимир Борисович,
доктор технических наук**

АНАЛИЗАТОР СИГНАЛОВ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ GSM, UMTS, LTE СЕТЕЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Разработан и реализован анализатор сигналов базовых станций GSM, UMTS, LTE сетей. Анализатор позволяет получить идентификационные параметры базовых станций, а также выполнить большое число измерений параметров их сигналов и канала распространения. Приведены примеры результатов работы анализатора.
GSM, UMTS, LTE base station signal analyzer is developed and implemented. The analyzer performs receptions of base station identity parameters as well as a lot of measurements of signal and propagation channel. Analyzer results examples are presented.

Ключевые слова: GSM, UMTS, LTE, базовая станция, анализатор сигнала, идентификационные параметры.
Keywords: GSM, UMTS, LTE, base station, signal analyzer, identity parameters.

Сотовые сети европейских цифровых стандартов GSM, UMTS, LTE пользуются большой популярностью в России и многих других странах. Сети второго поколения GSM основаны на технологиях частотного и временного разделения каналов. Первая коммерческая сеть GSM была развернута в 1992 г. И сейчас эти сети остаются популярными благодаря своей надежности, функциональности, дешевизне и развитой инфраструктуре. Число пользователей GSM сетей превышает два миллиарда.

В последние десятилетия происходит интенсивное развитие технологий сотовых систем связи, связанное с необходимостью повышения скорости передачи данных и предоставления пользователям новых сервисов высокого качества. В дополнение к системам второго поколения пришли широкополосные системы третьего (UMTS) и четвертого (LTE) поколений. Они ориентированы, в первую очередь, на пакетную передачу данных, что позволяет предоставлять абонентам такие новые услуги, как высокоскоростной Интернет, видеоконференции, мобильное телевидение и др.

Системы третьего поколения основаны на технологии кодового разделения каналов. По сравнению с GSM они обладают более высокой спектральной эффективностью, гораздо большей пропускной способностью и не требуют частотного планирования.

Системы четвертого поколения основаны на использовании сигналов с ортогональными поднесущими. Они обладают еще большей скоростью передачи данных (до 300 Мбит/с при полосе 20 МГц), устойчивостью к многолучевому распространению, гибкостью в выборе параметров сигнала и другими преимуществами по сравнению с технологиями частотного, временного и кодового разделения каналов предыдущих поколений.

Во многих странах мира, в том числе в России, осуществляется интенсивное развертывание сетей третьего и четвертого поколений.

Для планирования и эксплуатации GSM, UMTS и LTE сетей, проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, анализа зоны покрытия необходимо регулярно проводить идентификацию функционирующих базовых станций (БС) и анализ параметров их радиосигналов.

Оборудование для анализа сотовых систем второго, третьего и четвертого поколений выпускается ведущими мировыми производителями аппаратуры радиомониторинга: компаниями Rohde & Schwarz (TSMQ, CMW-500), Tektronix (YBT250, K2Air), Agilent (E7495A/B, N9080A LTE FDD, N9082A LTE TDD).

В данной работе представлен российский анализатор сигналов базовых станций GSM, UMTS, LTE сетей, по функциональным возможностям не уступающий анализаторам ведущих мировых компаний. Анализатор предназначен для поиска и приема сигналов БС, их идентификации, оценки параметров и местоположения. Его аппаратной базой может быть одно из технических средств радиоконтроля на базе цифровых радиоприемных устройств семейства АРГАМАК [1]: АРГАМАК-М, АРГАМАК-РС, АРГАМАК-ИС, АРЧА-ИН и др. Приемник формирует оцифрованный сигнал, ширина полосы и частота дискретизации которого соответствует анализируемой системе. Анализатор включает также три программных модуля, реализующих приемно-измерительные алгоритмические комплексы обработки сигналов соответствующих систем, и общую программу-интерфейс.

Ниже в статье для каждой из анализируемых систем сотовой связи кратко

[1] — *АО «ИРКОС», Москва.*

описаны особенности структуры сигнала БС, представлена общая блок-схема обработки, приведены функциональные возможности анализатора. Показаны примеры результатов анализа.

GSM

Все БС GSM сети включают в общем случае несколько сот, осуществляющих независимую передачу и прием в рамках своего углового сектора. Каждой соте назначается некоторое количество частотных каналов из набора, выделенного оператору сети. Один радиочастотный канал из набора используется для передачи широковещательных данных.

В стандарте GSM используется многостанционный доступ с временным разделением каналов, в соответствии с которым передаваемый БС радиосигнал представляет собой структурированную последовательность фреймов [2]. В периоде последовательности каждый фрейм имеет свой порядковый номер *FN* от 0 до 2 715 647. Фрейм делится на восемь временных слотов длиной 576,9 мкс каждый. Для широковещательного канала последовательность из 51 фрейма составляет 1 мультифрейм. Цифровой информационный поток представляет собой последовательность пакетов символов, размещаемых во временных слотах. Используется GMSK модуляция. Информация передается со скоростью 270,833 кбит/с. Это означает, что один временной слот включает 156,25 символов.

Сигнал БС содержит различные каналы: синхроканал (SCH — Synchronization Channel), канал частотной коррекции (FCCH — Frequency Correction Channel), широковещательный канал (BCCH — Broadcast Control Channel),

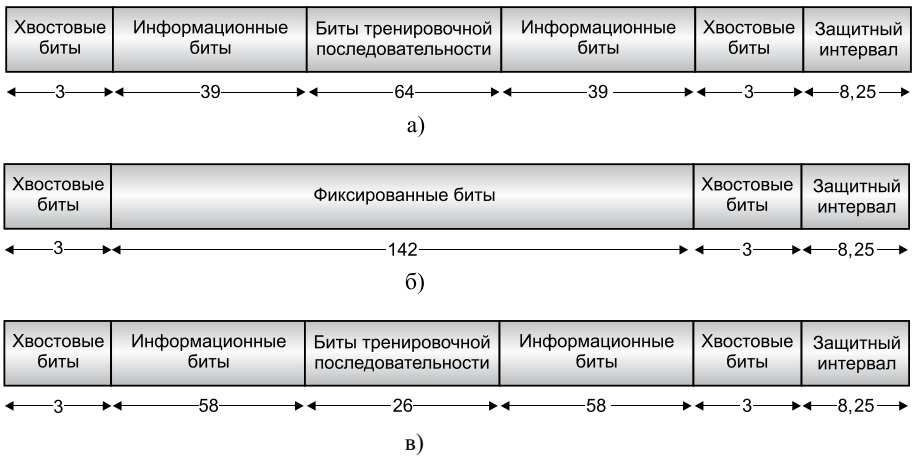


Рис. 2. Структура пакетов GSM сигнала: а) синхропакет, б) пакет частотной коррекции, в) нормальный пакет

а также трафик и другие контрольные каналы. Анализатор обрабатывает только SCH, FCCH, BCCH; трафик каналы не анализируются.

На *рис. 1* показана структура мультифрейма широковещательного канала. Фреймы мультифрейма группируются в 5 групп по 10 фреймов, при этом один фрейм остается свободным. Первый фрейм каждой группы содержит канал частотной коррекции, второй фрейм каждой группы — синхроканал. Остальные 8 фреймов в каждой группе образуют два блока из четырех фреймов. Первый блок первой группы предназначен для широковещательного канала, тогда как другие 9 блоков мультифрейма используются для передачи других логических каналов.

Информационные символы SCH отображаются в соответствующие поля синхропакетов, которые передаются в слоте 0 фреймов 1, 11, 21, 31, 41 каждого мультифрейма. Структура синхропакета показана на *рис. 2а*.

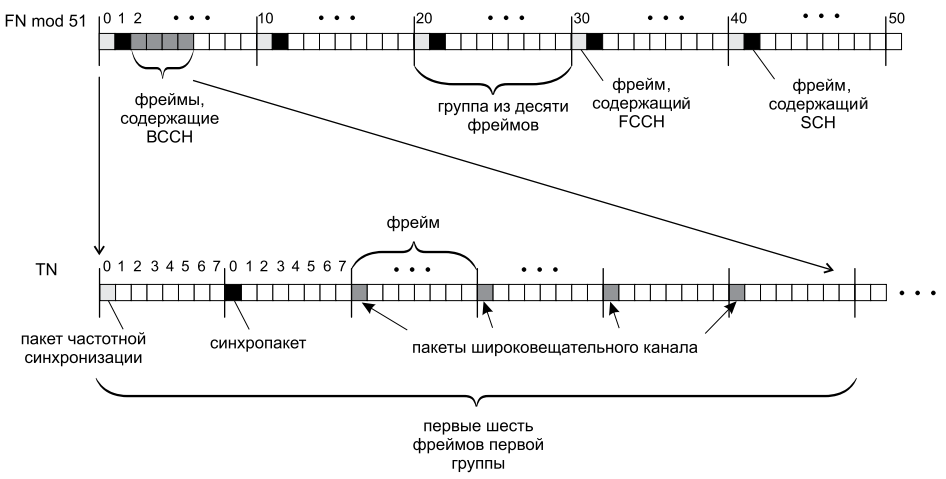


Рис. 1. Временная структура мультифрейма GSM сигнала

В FCCH передаются пакеты частотной коррекции, которые не несут каких-либо информационных символов и расположены в слоте 0 фреймов 0, 10, 20, 30, 40 каждого мультифрейма. Структура пакета частотной коррекции показана на *рис. 2б*.

Информационные символы BCCH отображаются в соответствующие поля нормальных пакетов, которые всегда передаются в слоте 0 фреймов 2, 3, 4, 5 каждого мультифрейма, а в некоторых режимах также в других позициях. Структура нормального пакета показана на *рис. 2в*.

Поиск сигналов сот, их идентификация и измерение параметров выполняются анализатором для всех возможных частотных каналов стандарта GSM из заданного диапазона. Для каждого частотного канала формируется видеосигнал необходимой полосы и частоты отсчетов, выполняются процедуры поиска сигнала базовой станции, частотно-временной синхронизации, приема сообщений синхро- и широковещательного каналов, из которых выделяются идентификационные данные соты. Структурная схема цифровой обработки GSM сигнала представлена на *рис. 3*. Более подробно работа приемно-измерительного алгоритмического комплекса GSM описана в [3].

Анализатор сигналов БС GSM сетей позволяет в заданном спектральном диапазоне найти базовые станции и принять их широковещательные данные:

- идентификационный код базовой станции (BSIC):
  - ✓ отличительный код сети (NCC),
  - ✓ отличительный код базовой станции (BCC);
- идентификатор расположения (LAI):
  - ✓ идентификатор страны (MCC),
  - ✓ идентификатор GSM сети (MNC),

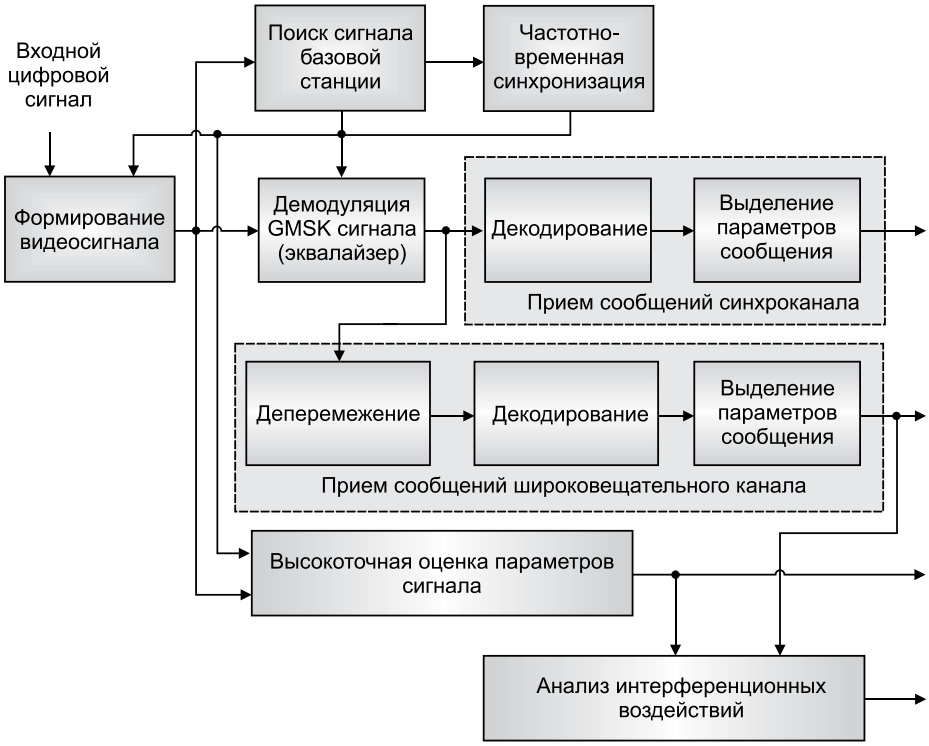


Рис. 3. Блок-схема обработки GSM сигнала

- ✓ идентификатор локальной области в пределах сети (LAC);
- идентификатор соты (CI);
- частотные каналы, выделенные данной соте (CA);
- частотные каналы широковещательных каналов соседних сот (BA).

Анализатор выполняет следующие высокоточные измерения:

- спектральные измерения:
  - ✓ частотного сдвига,
  - ✓ ширины полосы частот (99% мощности);
- измерения мощности:
  - ✓ средней мощности сигнала,
  - ✓ мощности символов сигнала;
- измерения качества сигнала:
  - ✓ фазовой ошибки,
  - ✓ уровня паразитного прохождение несущей,
  - ✓ зависимости мощности пакета от времени;
- измерения канала:
  - ✓ профиля многолучевости и эффективной длины канала,
  - ✓ отношения сигнал/(помеха + шум),
  - ✓ отношения несущая/шум,
  - ✓ вероятности битовой и пакетной ошибки.

На основе выполненных измерений анализатор позволяет:

- определить местоположение обнаруженных базовых станций;
- провести анализ внутри- и межсетевых интерференционных воздействий базовых станций друг на друга;
- синтезировать по заданному критерию интегральный показатель качества канала для эффективного контроля связи;
- осуществить построение зоны покрытия сети с учетом данных цифровых карт местности.

UMTS

Основой технологии UMTS является принцип кодового разделения каналов [4]. Сигналы различных сот сети и различные каналы каждой соты передаются одновременно в одном спектральном диапазоне. Каждая сота имеет свой индивидуальный скремблирующий код, который позволяет принимающей стороне выделить сигнал именно этой соты. Для разделения различных физических каналов соты применяются ортогональные канальные коды.

Стандарт UMTS допускает использование двух режимов дуплекса: частотного (FDD — Frequency Division Duplex) и временного (TDD — Time Division Duplex). В режиме FDD прямой и обратный каналы (от базовой станции к абонентской и наоборот) имеют отдельные частотные полосы. В режиме TDD разделение прямого и обратного каналов осуществляется за счет использования различных временных интервалов в одной частотной полосе.

Сигнал UMTS соты включает совокупность различных физических каналов: пилот канал (Primary Common Pilot Channel), первичный и вторичный синхроканалы (Primary / Secondary Synchronization Channel), первичный общий контрольный канал (Primary Common Control Physical Channel), а также другие служебные и информационные (трафик) каналы. Каждый физический канал структурирован по времени во фреймы длительностью 10 мс. Фрейм состоит из $N_{sl} = 15$ слотов по $N_{ch} = 2560$ элементов (чипов) в каждом. Пилот сигнал передается непрерывно и используется абонентскими станциями для синхронизации и оценки канала распространения. По синхроканалам осуществляется поиск сот, определяется скремблирующая последовательность соты, выполняется слотовая и фреймовая синхронизация. В первичном общем контрольном физическом канале передается широковещательная информация, включающая идентификационные параметры соты. На *рис. 4* представлена структурная схема формирования группового сигнала соты.

Комплексные символы модуляции каждого физического канала (кроме синхроканалов) расширяются по спектру с использованием соответствующего канального кода $C_{SF,k}$. Далее полученная чиповая последовательность символов поэлементно перемножается с чипами скремблирующего кода соты P_N. Частота следования чипов — 3,84 МГц. Отсчеты сигнала физического канала умножается на коэффициент G_k, который определяет относительную мощность канала. Сигналы всех физических каналов затем объединяются посредством поэлементного комплексного суммирования. Полученный сигнал фильтруется и переносится на несущую частоту. После фильтрации сформированный таким образом групповой сигнал подается в аналоговый тракт передатчика, где он усиливается и далее излучается в эфир.

В системе UMTS могут быть использованы 512 первичных скремблирующих кодов. Каждый первичный скремблирующий код порождает 15 вторичных скремблирующих кодов. Набор первичных скремблирующих кодов разделен на 64 кодовые группы, каждая из которых состоит из 8 первичных скремблирующих кодов.

Скремблирующий код представляет собой комплексную псевдослучайную последовательность длиной 38400 чипов, которая периодически повторяет-

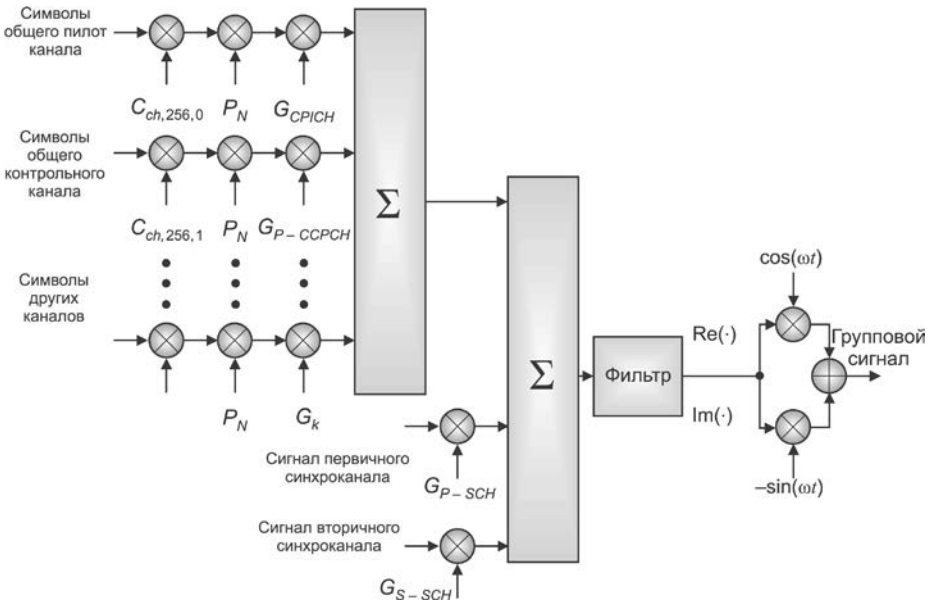


Рис. 4. Структурная схема формирования группового сигнала UMTS соты

ся в каждом фрейме. Действительная и мнимая составляющие скремблирующего кода являются различными сегментами последовательности Голда.

Для обеспечения ортогональности между различными физическими каналами соты в UMTS применяются канальные коды OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor). OVSF коды формируются с помощью кодового дерева, как показано на *рис. 5*, где они обозначены как $C_{SF,n}$, SF — спрединг фактор кода, n — номер кода, $n = \overline{0, SF-1}$. Полное дерево содержит 8 уровней, что соответствует $SF = 256$. Ансамбль OVSF кодов зависит от используемой величины спрединг фактора. Для общего пилот канала всегда используется канальный код $C_{256,0}$, для первичного общего контрольного канала — $C_{256,1}$. Канальные коды других физических каналов могут быть различными.

Стандарт UMTS допускает возможность разнесенной передачи в прямом канале. Режим переключения антенн Time Switched Transmit Diversity (TSTD) может применяться только для синхроканалов. В этом режиме четные слоты передаются через первую антенну, а нечетные слоты — через вторую антенну.

Режим пространственно-временного кодирования Space Time Transmit Diversity (STTD) может быть использован для всех информационных и контрольных каналов. В этом режиме передача данных осуществляется блоками по 4 бита. Схема кодирования STTD представлена на *рис. 6*. Базовые станции UMTS могут не поддерживать режим разнесенной передачи. Однако для абонентских станций, а, следовательно, и для анализатора поддержание разнесенной передачи обязательно.

Временная структура синхроканалов приведена на *рис. 7*.

Первичный синхросигнал для каждого фрейма представляет собой периодически передаваемый в начале каждого слота комплексный синхрокод c_p длиной 256 чипов. Первичный синхросигнал является одинаковым для всех сот сети.

Вторичный синхросигнал для каждого фрейма состоит из последовательности различных 15 кодов $c_s^{(m)}$, $m = \overline{0,14}$ длиной 256 чипов, передаваемых в начале слотов, m — номер слота. В каждом слоте возможен один из 16 вторичных синхрокодов. Они представляют собой известные комплексные ортогональные псевдослучайные последовательности с одинаковыми действительными и мнимыми частями. Сочетание вторичных синхрокодов во фрейме определяет кодовую группу, к которой принадлежит скремблирующий код соты.

Пилот канал передается непрерывно и несет известную символьную последовательность. Число чипов в символе равно 256, так что количество символов в слоте равно 10. В режиме разнесенной передачи пилот канал передается с обеих антенн с использованием одного и того же канального и скремблирующего кодов. В этом случае известная символьная последовательность отличается для первой и второй антенн.

Первичный общий контрольный канал передается непрерывно за исключением первых 256 чипов каждого слота. Спрединг-фактор для этого канала $SF = 256$, так что количество символов в каждом слоте равно 9. Схема отображения бит широковещательных сообщений в символы первичного общего контрольного канала представлена на *рис. 8*.

Последовательность обработки UMTS сигнала представлена на *рис. 9*. Бо-

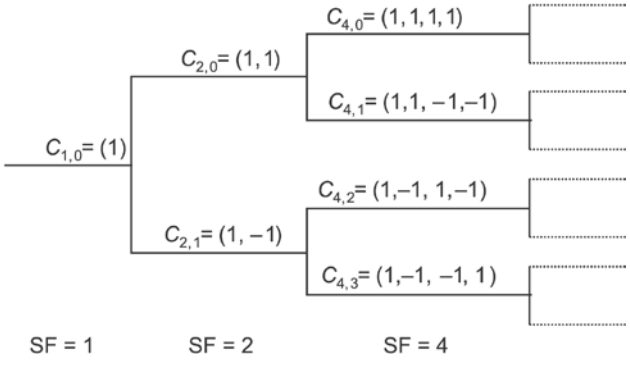


Рис. 5. Кодовое дерево для формирования OVSF кодов

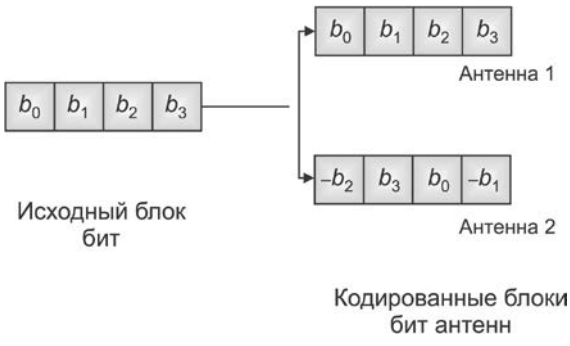


Рис. 6. Схема STTD кодирования

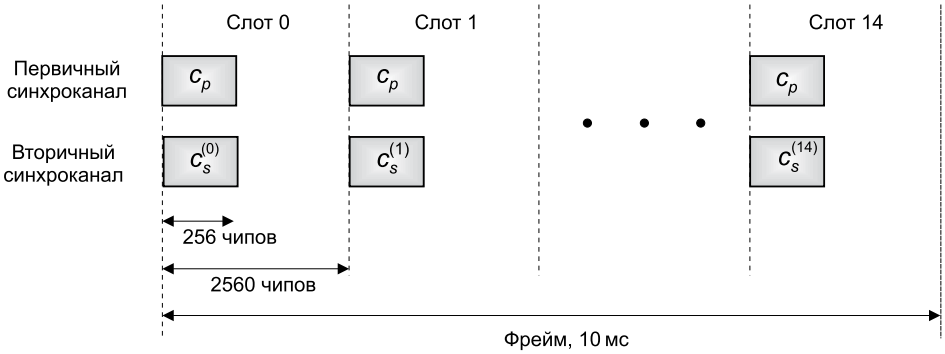


Рис. 7 Структура синхроканалов

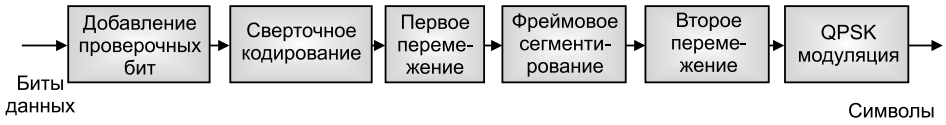


Рис. 8. Схема формирования символов первичного общего контрольного канала

лее подробно работа приемно-измерительного алгоритмического комплекса описана в [5].

Анализатор сигнала БС UMTS позволяет в заданном спектральном диапазоне найти сигналы сот, принять их идентификационные данные и выполнить большой объем измерений физического уровня. Он выполняет следующие функции:

- обнаружение присутствующих в эфире сигналов БС UMTS, отображение спектра сигнала;
- определение номеров скремблирующей последовательности обнаруженных сот;
- определение числа передающих антенн сот;
- прием идентификационных параметров найденных сот:
  - ✓ идентификатора соты CI,
  - ✓ идентификатора сети MNC,
  - ✓ идентификатора локальной области LAC,
  - ✓ идентификатора страны MCC,
  - ✓ идентификатора блокирования соты для абонентов CB (Cell Barred);
- оценка частотного сдвига;
- мощностные измерения:
  - ✓ оценка средней мощности UMTS сигнала,
  - ✓ оценка мощности пилот сигнала, первичного синхросигнала, вторичного синхросигнала и первичного общего контрольного канала,
  - ✓ построение кодограммы — мощности сигналов всех кодовых каналов,
  - ✓ оценка коэффициента использования кодовых каналов,
  - ✓ определение пик-фактора и крест-фактора UMTS сигнала;
- измерение качества сигнала:
  - ✓ визуализация оценок символов модуляции первичного общего контрольного канала,
  - ✓ оценка EVM пилот сигнала и первичного общего контрольного канала,
  - ✓ отношения сигнал/(помеха + шум) для пилот сигнала,
  - ✓ оценка уровня шума,
  - ✓ оценка уровня паразитного прохождение несущей,
  - ✓ оценка вероятности битовой и пакетной ошибок;
- измерения канала распространения — определение профиля многолучевости и эффективной длины канала;
- по выполненным измерениям анализатор позволяет:
  - ✓ осуществить построение зоны покрытия сети UMTS с учетом данных цифровых карт местности,
  - ✓ определить местоположение обнаруженных базовых станций.

LTE

Основой технологии LTE систем [6] в прямом канале является OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Передаваемый базовой станцией поток данных разделяется на несколько низкоскоростных потоков, которые переносятся на различные ортогональные поднесущие. Это позволяет использовать широкую полосу сигнала и соответственно получать высокую скорость передачи данных, не уменьшая длительности символов и сохраняя межсимвольную помеху на приемлемо низком уровне. Частотно-временной ресурс системы состоит из совокупности элементарных ячеек, представляющих собой одну поднесущую одного OFDM символа. Ячейки объединяются в ресурсные блоки. Размер ресурсного блока в частотной области составляет 180 кГц, во временной области — 0,5 мс.

Передаваемые данные предназначены многим абонентам. При этом тип модуляции и скорость кодирования для разных абонентов в общем случае различны. В OFDMA сигнале каждому абоненту динамично выделяется некоторое количество ресурсных блоков в частотно-временной области сигнала. Это количество определяется требуемой абоненту скоростью передачи данных и загруженностью соты. Положение ресурсных блоков в частотно-временной области зависит от характеристик каналов распространения до абонентов. Пример распределения частотно-временного ресурса сигнала

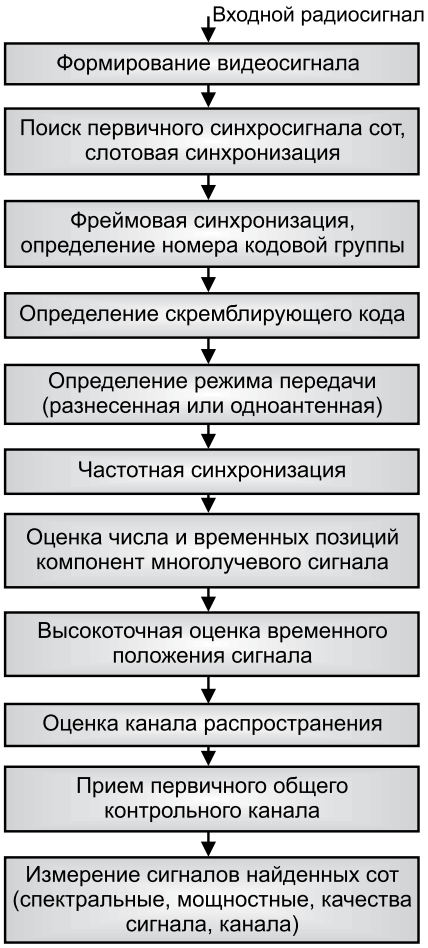


Рис. 9. Последовательность обработки UMTS сигнала

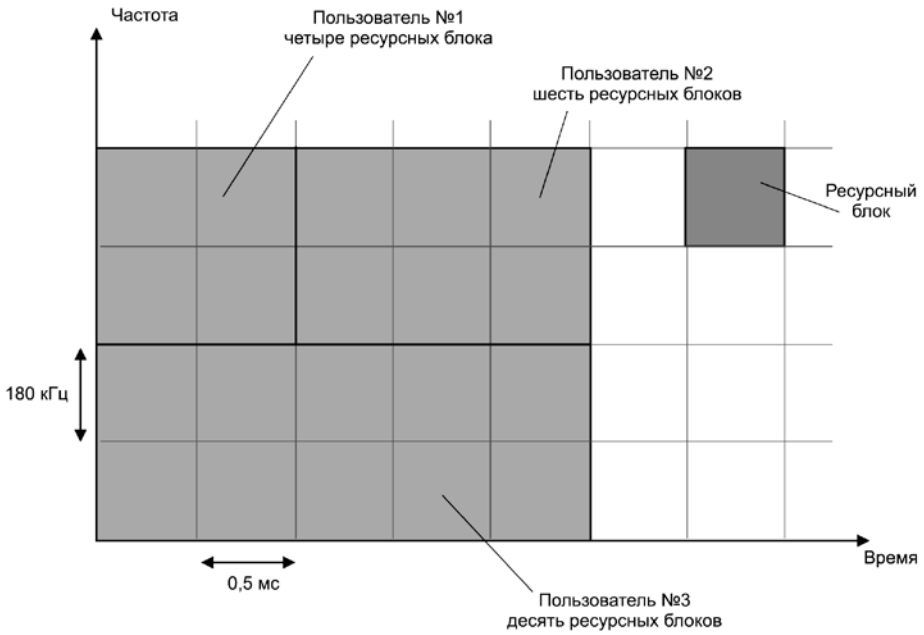


Рис. 10. Пример распределения частотно-временного ресурса

между несколькими абонентами показан на *рис. 10*.

Сигналы различных сот сети передаются одновременно в одном спектральном диапазоне. Каждая сота имеет свой индивидуальный идентификатор, который определяет параметры сигналов различных каналов соты и их расположение в частотно-временной области.

Сигнал структурирован во времени по фреймам длительностью 10 мс или 307200 элементов (отсчетов). Частота следования отсчетов f_{LTE} = 30,72 МГц. Один фрейм состоит из 20 слотов длительностью 0,5 мс. Каждая последовательная пара слотов составляет сабфрейм.

В LTE возможны два типа защитного интервала (префикса) для OFDM символов: стандартный и расширенный. При типовом расстоянии между поднесущими 15 кГц число OFDM символов в слоте для стандартного префикса равно 7, а для расширенного — 6. Длина стандартного префикса при этом равна 160 элементам для начального символа слота и 144 элементам для остальных символов слота. Длина расширенного префикса составляет 512 для всех символов слота.

Стандарт LTE предусматривает два режима дуплекса: FDD и TDD. Для режима FDD все сабфреймы используются для передачи как в прямом, так и в обратном каналах на разных несущих. Для режима TDD одни сабфреймы фрейма используются для передачи сигнала в прямом канале, а другие — в обратном канале. Возможны 7 различных конфигураций фрейма, отличающихся числом сабфреймов, выделенных прямому и обратному каналам, и их распределением во фрейме. Ширина полосы LTE системы может принимать одно из следующих значений: 1,4; 3; 5; 10; 15; 20 МГц.

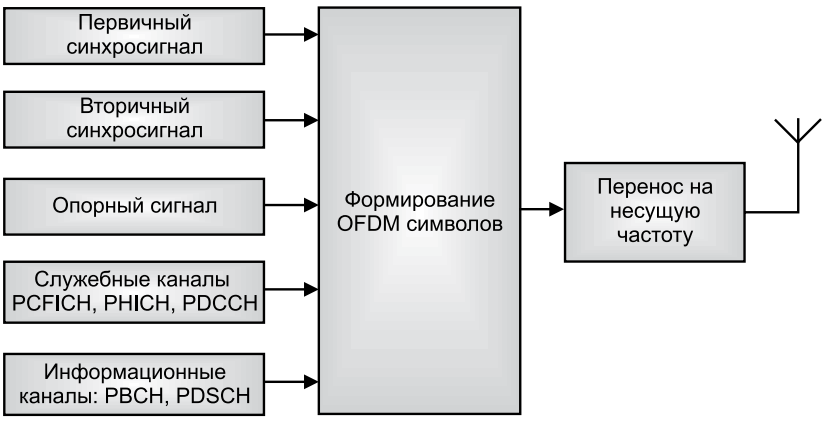


Рис. 11. Общая схема формирования сигнала LTE соты

Сигнал LTE соты включает совокупность различных физических каналов: первичный и вторичный синхросигналы (Primary/Secondary Synchronization Signal), опорный сигнал (Reference Signal), широковещательный канал (PBCH), канал гибридной ARQ (PHICH), канал индикатора контрольного канала (PCFICH), контрольные каналы (PDCCH), совместный информационный канал (PDSCH). Каждый канал передается в определенных частотно-временных элементарных ячейках сигнала. Общая схема формирования сигнала соты приведена на *рис. 11*.

По синхросигналам осуществляется поиск сот, слотовая и фреймовая синхронизация, определение идентификатора соты и режима дуплекса (FDD/TDD).

Опорный сигнал используется абонентскими станциями для оценки числа передающих антенн, частотного отклика канала распространения и для частотной автоподстройки.

В широковещательном канале передается сообщение MIB, которое содержит номер фрейма, значение ширины полосы сигнала и параметры канала PHICH, которые необходимы для локализации символов этого и других каналов. В канале индикатора контрольного канала (PCFICH) указывается число OFDM символов в сабфреймах, используемых контрольными каналами PDCCH. В контрольных каналах (PDCCH) передаются параметры, необходимые для приема совместного информационного канала PDSCH. В информационном потоке совместного канала периодически передаются сообщения SIB, в которых содержатся идентификационные и другие данные.

Стандарт LTE допускает возможность многоантенной передачи в прямом канале. Режим пространственного мультиплексирования (Spatial Multiplexing) может применяться только для информационных каналов. В этом режиме с различных антенн передаются различные потоки данных. Этот метод передачи обеспечивает максимальную пропускную способность системы связи, однако требует использования нескольких антенн не только на передающей, но и на приемной стороне (MIMO технология). Режим пространственно-частотного кодирования может применяться для информационных и контрольных каналов. Возможно использование двух либо четырех передающих антенн. В этом режиме передача данных осуществляется парами символов, передаваемых на соседних поднесущих одновременно с двух различных антенн. Схема ко-

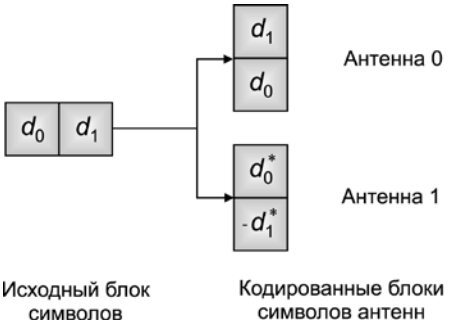


Рис. 12. Схема пространственно-частотного кодирования

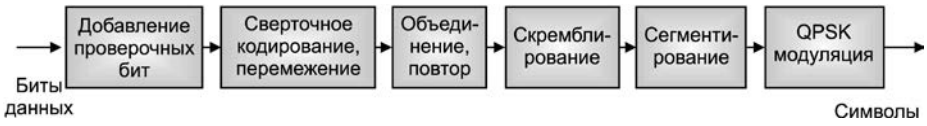


Рис. 14. Схема формирования символов широковещательного канала

дирования для двух передающих антенн 0 и 1 представлена на *рис. 12*. Для случая четырех передающих антенн пространственно-частотное кодирование осуществляется аналогичным образом попеременно для различных пар антенн: 0, 2 и 1, 3. Базовые станции LTE могут не поддерживать режим разнесенной передачи. Однако для абонентских станций, а, следовательно, и для анализатора поддержание разнесенной передачи обязательно.

Первичный синхросигнал представляет собой комплексные элементы последовательности Zadoff-Chu с одним из трех значений параметра, который определяется сектором базовой станции. Использование последовательности Zadoff-Chu обусловлено хорошими корреляционными свойствами этой последовательности как в частотной, так и во временной областях. Первичный синхросигнал является одинаковым для всех сот сети с соответствующим номером сектора. Для FDD он передается в последних OFDM символах слотов 0 и 10, для TDD — в третьих OFDM символах сабфреймов 1 и 6 каждого фрейма. В частотной области первичный синхросигнал передается в центральной части спектра сигнала.

Символы вторичного синхросигнала передаются в сабфреймах 0 и 5 и зависят от идентификатора группы. Последний вместе с идентификатором сектора определяет идентификатор соты физического уровня.

Для передачи вторичного синхросигнала используется та же антенна, что и для передачи первичного синхросигнала. Для FDD вторичный синхросигнал передается в третьем OFDM символе с конца слотов 0 и 10 каждого фрейма. Для TDD — во втором OFDM символе с конца слотов 1 и 11 каждого фрейма. В частотной области передача ведется на тех же поднесущих, что и для первичного синхросигнала.

Символы опорного комплексного сигнала определяются последовательностью Голда длиной 31, а также номером слота во фрейме, номером OFDM символа в слоте, длиной префикса и идентификатором соты физического уровня. Число передаваемых опорных символов зависит от ширины полосы LTE сигнала.

Опорный сигнал передается со всех используемых для передачи антенн. Во временной области опорные символы для антенн 0 и 1 передаются в нулевом, а также в четвертом (стандартный префикс) или в третьем (расширенный префикс) OFDM символах, а для антенн 2 и 3 — в первом OFDM символе каждого слота. В частотной области применяются поднесущие, номера которых зависят от номера OFDM символа в слоте, номера слота во фрейме, номера антенны и идентификатора соты физического уровня. При многоантенной передаче занятые опорным сигналом ячейки не используются другими передающими антеннами. На *рис. 13* приведен пример положения опорных ячеек для различных передающих антенн в случае расширенного префикса.

Входными данными для формирования символов широковещательного канала являются пакеты данных, представляющие собой сообщения MIB. Они передаются с периодом 40 мс. Каждое сообщение занимает интервал четырех фреймов. Широковещательный канал передается на 72-х центральных поднесущих первых четырех OFDM символов слота 1 каждого фрейма. Схема формирования символов широковещательного канала представлена на *рис. 14*.

В канале PCFICH каждое из значений числа символов кодируется в виде соответствующей последовательности бит. После скремблирования биты отображаются в символы QPSK модуляции. Эти символы располагаются в 16 ячейках слота 10 в первом OFDM символе каждого четного фрейма четырьмя квадруплетами (по 4 символа).

Контрольный канал состоит из одного или нескольких элементов контрольного канала. Каждый элемент включает 9 групп ячеек. Одна группа состоит из одного квадруплета символов. В сабфрейме могут передаваться несколько контрольных каналов. Применительно к сообщению SIB1 каждый контрольный канал может содер-

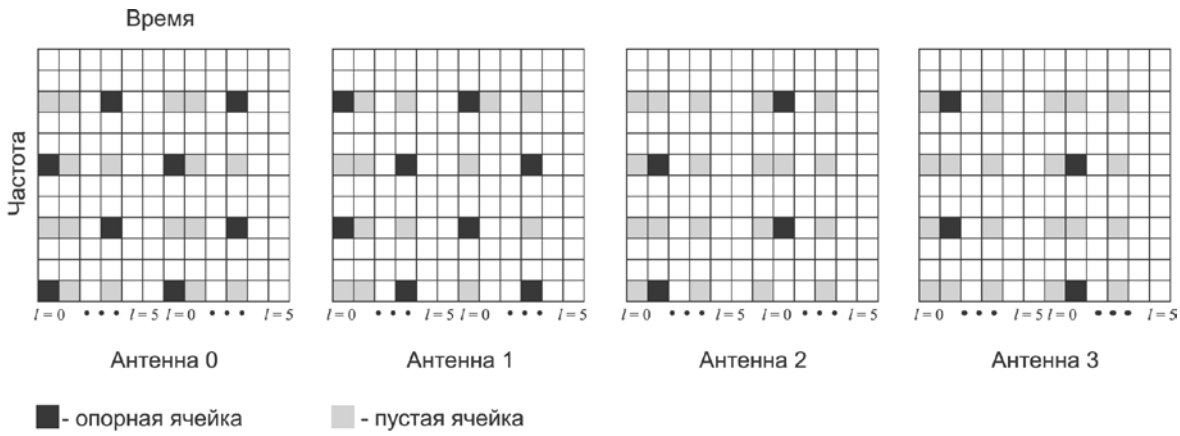


Рис. 13. Положение опорных ячеек в частотно-временной области

жать 4 или 8 элементов контрольного канала. Над битами сообщения контрольного канала выполняются процедуры добавления проверочных бит, сверточного кодирования, перемежения, повтора полученных бит, мультиплексирования, скремблирования, модуляции, циклического сдвига и перемежения квадруплетов символов. Параметры некоторых процедур зависят от формата передаваемого сообщения. В совместном канале с периодом 80 мс передаются широковещательные сообщения SIB1. В отличие от контрольного канала в PDSCH отсутствует процедура циклического сдвига и перемежения квадруплетов, вместо сверточного используется турбокодирование, и отображение сформированных символов выполняется на ресурс-блоки.

Последовательность обработки LTE сигнала представлена на *рис. 15*.

Анализатор сигнала LTE БС позволяет в заданном спектральном диапазоне найти сигналы сот, принять их идентификационные данные и выполнить большой объем измерений физического уровня.

Разработанный анализатор сигналов LTE БС выполняет следующие функции:

- обнаружение присутствующих в эфире сигналов LTE БС, отображение спектра сигнала;
- оценка длины префикса LTE сигнала;
- оценка режима дуплекса TDD/FDD;
- определение и верификация номера сектора БС и идентификатора соты физического уровня;
- определение числа передающих антенн соты;
- прием сообщения широковещательного канала, определение ширины полосы LTE сигнала;
- прием идентификационных параметров найденных сот:
  - ✓ идентификатора страны MCC,
  - ✓ идентификатора сети MNC,
  - ✓ идентификатор локальной области TAC (Tracking Area Code),
  - ✓ номер БС в сети eNB ID,
  - ✓ номер соты БС Cell ID,
  - ✓ глобальный идентификатор соты ECGI,
  - ✓ идентификатора блокирования соты для абонентов СВ (Cell Barred);
- спектральные измерения:
  - ✓ оценка частотного сдвига,
  - ✓ оценка занимаемой ширины полосы частот (99% мощности),
  - ✓ визуализация спектра LTE сигнала;
- оценка частотного сдвига;
- мощностные измерения:
  - ✓ оценка средней мощности LTE сигнала,

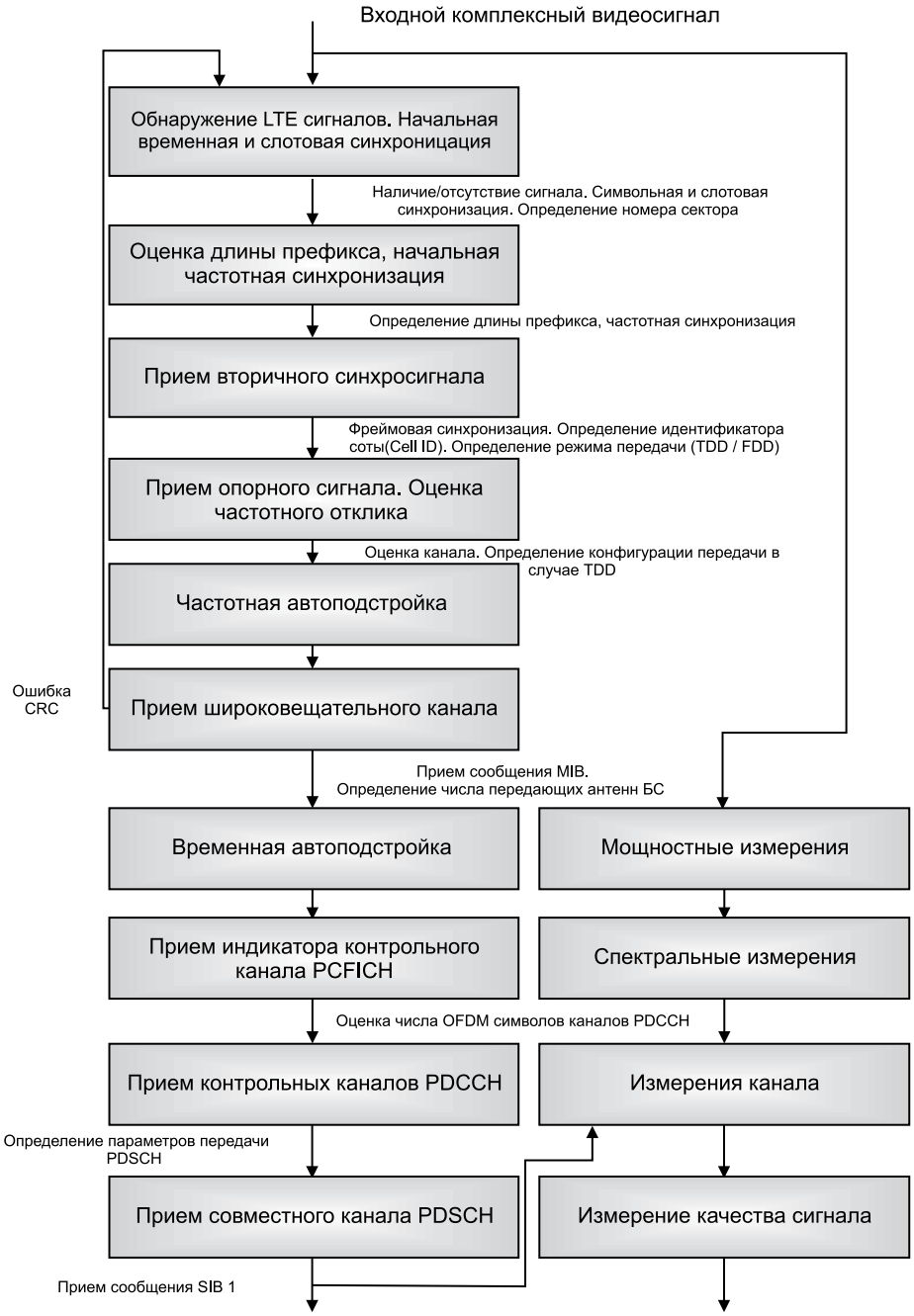


Рис. 15. Последовательность обработки LTE сигнала

  - ✓ оценка плотности распределения мгновенной мощности LTE сигнала,
  - ✓ определение дополнительной интегральной функции распределения мгновенной мощности LTE сигнала,
  - ✓ определение пик-фактора и крест-фактора LTE сигнала,
  - ✓ оценка отношения средней мощности ресурс элемента первичного синхросигнала, вторичного синхросигнала, широковещательного канала BCH, контрольного канала PDCCH и канала PDSCH к средней мощности ресурс элемента опорного сигнала;
- измерения качества сигнала:
  - ✓ визуализация оценок символов модуляции широковещательного канала BCH и совместного канала PDSCH,
  - ✓ оценка MER и EVM первичного, вторичного синхросигналов, опорного сигнала, широковещательного канала BCH и канала PDSCH,
  - ✓ определение зависимости MER и EVM от частоты опорного сигнала,
  - ✓ оценка системной ошибки модуляции каналов BCH и PDSCH,
  - ✓ оценка амплитудного разбаланса каналов BCH и PDSCH,
  - ✓ оценка квадратурной ошибки каналов BCH и PDSCH,

- ✓ оценка фазового джиттера каналов BCH и PDSCH,
- ✓ оценка вероятности битовой и пакетной ошибок широковещательного канала;

• измерения канала распространения:
- ✓ оценка отношения сигнал-шум для опорного сигнала,
- ✓ оценка частотного отклика канала,
- ✓ оценка импульсного отклика канала,
- ✓ определение профиля многолучевости и эффективной длины канала;

• по выполненным измерениям анализатор позволяет:
- ✓ осуществить построение зоны покрытия сети LTE с учетом данных цифровых карт местности,
- ✓ определить местоположение обнаруженных базовых станций.

Примеры работы анализатора

На *рис. 16* показан аппаратно-программный анализатор сигналов базовых станций GSM, UMTS, LTE сетей сотовой связи. Его аппаратная часть представляет собой портативный измерительный приемник АРГАМАК-М. Программная часть анализатора СМО-БС 3GPP включает модули, реализующие приемно-измерительные алгоритмические комплексы обработки сигналов GSM, UMTS, LTE и интерфейс.

На *рис. 17 — 21* показаны примеры окон программы СМО-БС 3GPP. Прием сигнала осуществлялся в фиксированной точке промышленного центра. В левой верхней части окна представлено дерево обнаруженных сот, сгруппированных по операторам сети. В левой нижней части находится таблица задания, в которой выбираются стандарты, операторы сетей и диапазон анализируемых частот. В нижней части окна отображается спектр принимаемого сигнала в выбранной полосе частот.

В центре окна GSM на *рис. 17* показаны номера каналов операторов, в которых обнаружены сигналы сот. Ниже приведена таблица обнаруженных сот, включающая время обнаружения и основные идентификационные параметры. В правой верхней части окна для выбранной соты приведен расширенный список принятых и измеренных параметров сигнала.

В центре окна UMTS на *рис. 18* на графике приведен выходной сигнал корреляторa первичного синхросигнала для выбранного частотного канала. Этот сигнал характеризует общую

Рис. 16. Аппаратно-программный анализатор сигналов БС

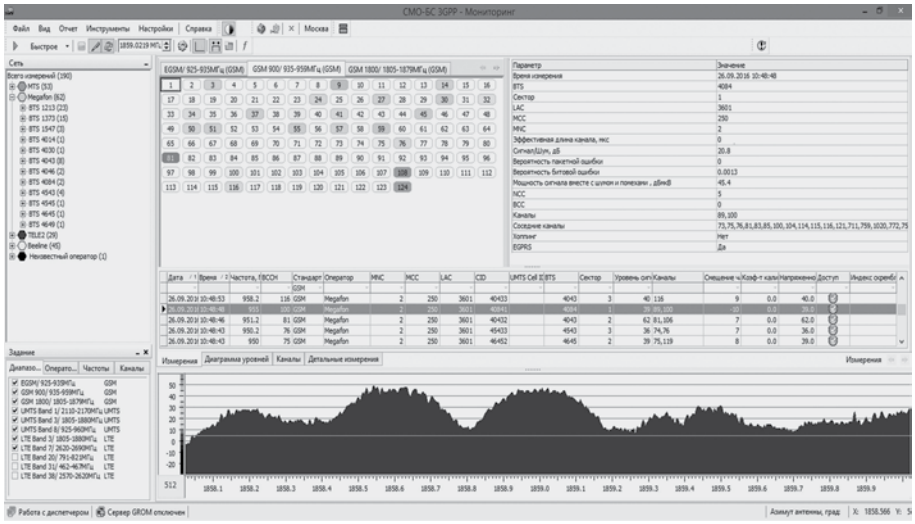


Рис. 17. Окно программы анализа сигналов GSM

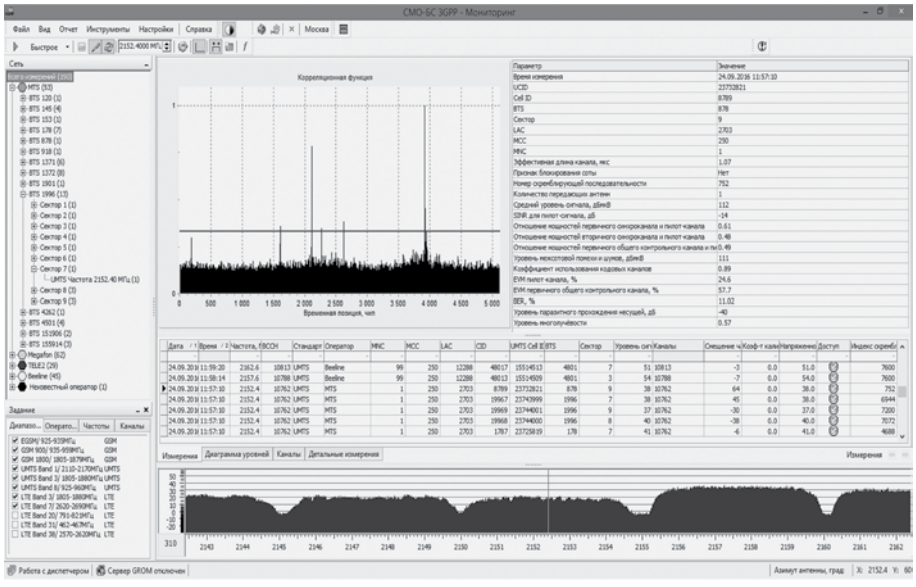


Рис. 18. Окно программы анализа сигналов UMTS, режим «Измерения»

сигнально-помеховую обстановку в точке приема, в частности, позволяет оценить относительные мощности сигналов обнаруженных сот. Горизонтальная линия соответствует порогу поиска. Видно, что в исследуемом частотном канале найдены 5 сот, сигналы которых являются достаточно мощными.

В окне UMTS на *рис. 19* показаны три графика для выбранной соты. В верхней части показана кодограмма — зависимость оценки мощности сигнала

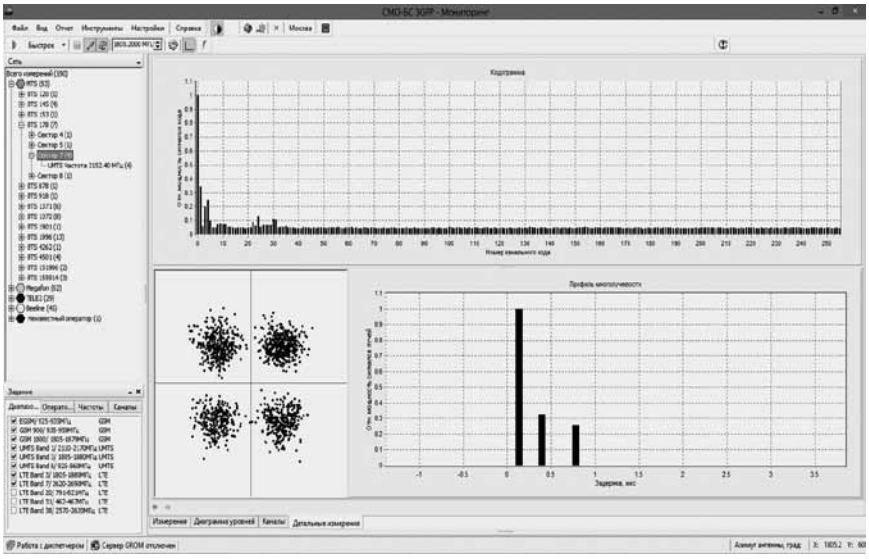


Рис. 19. Окно программы анализа сигналов UMTS, режим «Детальные измерения»

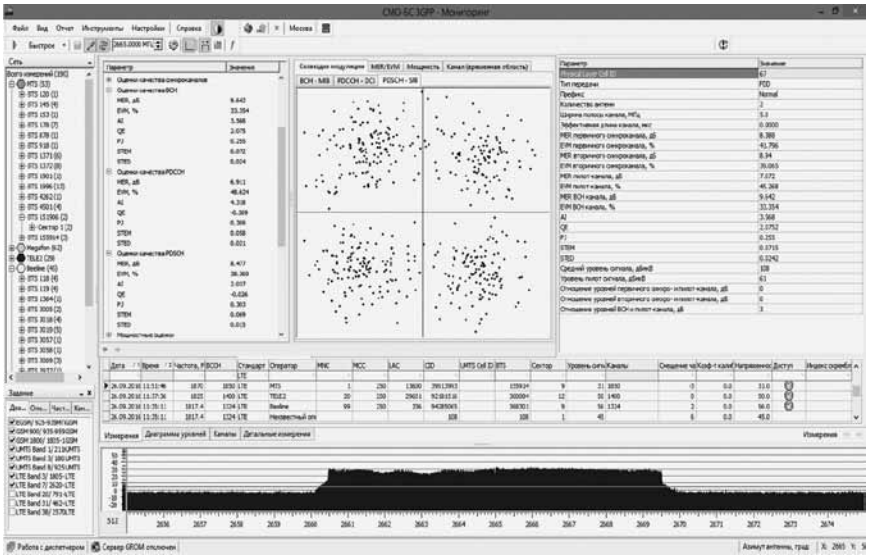


Рис. 20. Окно программы анализа сигналов LTE

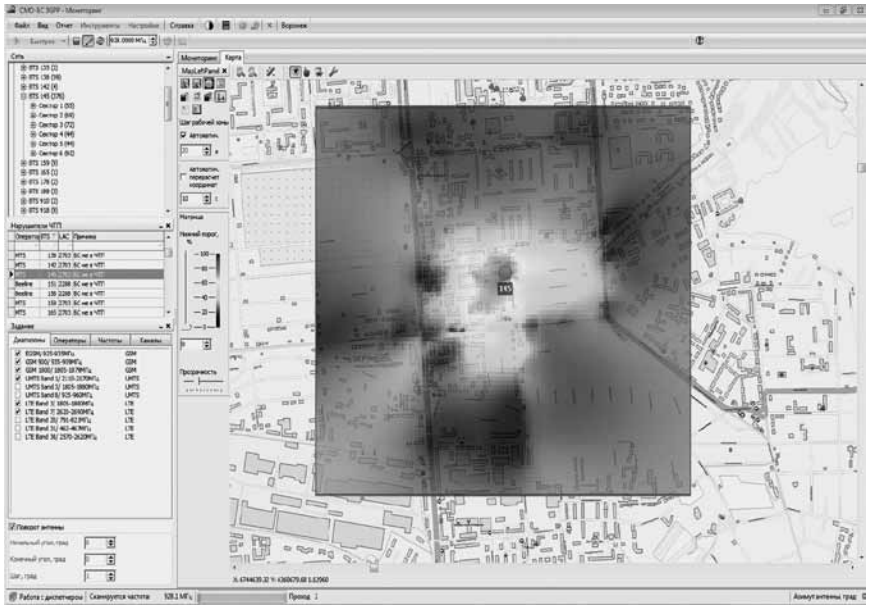


Рис. 21. Окно оценки местоположения БС

от номера его кода. Пилот сигналу соответствует канальный код с номером 0, первичному общему контрольному каналу — с номером 1. Для визуальной оценки качества демодуляции ниже слева представлены оценки символов модуляции первичного общего контрольного канала. Справа приведена оценка профиля многолучевости канала распространения. Относительные мощности сигналов лучей: 1, 0.32, 0.26.

В окне LTE на *рис. 20* график в центре показывают оценки символов модуляции выбранного (в данном случае совместного) канала для заданной соты. Слева от него приведены параметры качества демодуляции.

На *рис. 21* показан пример окна оценки местоположения БС. На фоне карты местности приведена двумерная решающая функция и вынесенная по ее максимуму оценка положения выбранной базовой станции.

Представленный анализатор предназначен для идентификации и измерения параметров сигналов базовых станций GSM, UMTS, LTE сетей сотовой связи. Анализатор реализует поиск сигналов сот, прием их широковещательных идентификационных данных, измерение параметров, визуальное представление и анализ результатов. По функциональным и метрологическим возможностям анализатор не уступает аналогичным анализаторам ведущих мировых производителей и может быть использован при планировании и эксплуатации систем сотовой связи, при проверке соответствия требований к параметрам передатчиков и анализе зоны покрытия.

Литература

1. *Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин/ под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд. испр. — М.: Горячая линия — Телеком, 2015. — 640 с.*
2. *Gunnar Haine, GSM Networks: Protocols, Terminology and Implementation. — London: Artech House, 1999. — 447 p.*
3. *Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор базовых станций GSM сетей на базе панорамного измерительного приемника АРГАМАК-ИМ./ Специальная техника, 2008. — № 1. — С. 31 — 39.*
4. *Dr. Jonathan P. Castro. The UMTS Network and Radio Access Technology: Air Interface Techniques for Future Mobile Systems. — John Wiley & Sons, Ltd., 2001. — 354 c.*
5. *Алексеев П.А., Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор сигналов базовых станций UMTS сетей./ Спецтехника и связь, 2012. — №5-6. — С. 57 — 68.*
6. *Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. LTE — The UMTS Long Term Evolution, From Theory to Practice. — John Wiley & Sons, Ltd., 2009. — 611 c.*

УДК 621.391

КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич,
кандидат технических наук
КРЫЖКО[1] Игорь Борисович,
кандидат технических наук
ТОКАРЕВ[1] Антон Борисович,
доктор технических наук
ФАТЕЕВ[2] Александр Андреевич

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

В статье обсуждаются и сопоставляются методы оценивания координат источников радиоизлучения (ИРИ) на основе амплитудных, угломерных и разностно-дальномерных измерений. Предлагается и анализируется методика их комплексирования. Приведены результаты сравнительного анализа точности оценок, обеспечиваемых разными подходами. Представлены примеры работы разностно-дальномерных и амплитудных измерительных алгоритмов, реализованных на приемниках АРГАМАК — РС.

The article discusses and compares the methods of radio sources coordinates estimation based on the amplitude, direction and time-differences measurements. It is proposed the aggregation of analyzed methods. The results of the comparative analysis of the accuracy of the estimates provided by different approaches are presented. The results of field tests of evaluation algorithms made on the base of Russian radio receiver ARGAMAK-RS are shown.

Ключевые слова: местоположение, ориентация, системы радиомониторинга, локализация, пеленгация, разностно-дальномерные системы, натурные испытания.

Keywords: location, orientation, radio monitoring systems, localization, direction finding, time-difference of arrival (TDOA), field tests.

Введение

Как отмечается в [1], локализация (определение местоположения) источников радиоизлучения (ИРИ) является сложной задачей ввиду многолучевого распространения радиоволн и частого отсутствия прямой видимости источника радиоизлучения. В зависимости от технической оснащенности служб радиоконтроля и взаимного расположения стационарных радиоконтрольных постов (РКП) и ИРИ возможно проведение измерений сетью РКП стационарной системы, одним или несколькими мобильными РКП, совместное использование стационарных и мобильных РКП. Для решения задачи локализации используются, как правило, следующие основные виды радиотехнических измерений: амплитудные, угломерные, разностно-дальномерные, частотные, временные. В настоящей работе будут рассмотрены и проанализированы основные методы измерений для оценивания координат источников радиоизлучения, используемые при построении систем локализации ИРИ.

Схема решения задачи локализации

Общая схема решения задачи локализации заключается в следующем. Выбирается модель измерения вида

$$z_i = F_i(P,l) + \xi_i \,, \qquad (1)$$

где F — функция, описывающая зависимость измеряемой величины от некоторого набора параметров, P — координаты ИРИ, l — непустой в общем случае набор дополнительных неизвестных параметров, необходимых для вычисления F, i — номер измерения в выборке, ξ — погрешность измерений. Объединим неизвестные параметры P и l в вектор-столбец $x = (P, 1)^T$ и определим для имеющихся оценок $\hat{x}$ набора параметров x невязку на каждом измерении в виде

$$\Delta_i = z_i - F(\hat{x}) \,. \qquad (2)$$

Для набора (2) можно построить функционал, точный вид которого определяется методом решения и минимум (максимум) которого достигается на точном решении. Для стандартного случая использования метода наименьших квадратов (МНК) функционал имеет вид

$$J(P,l) = \Delta^T R^{-1} \Delta \,, \qquad (3)$$

где R — ковариационная матрица погрешностей измерений с элементами $R_{ij} = M[\xi_i \xi_j]$. Его решением является набор параметров, минимизирующий функционал (3). В случае если погрешности измерений ξ можно полагать независимыми и равноточными, матрица R имеет простой вид $R = \sigma_\xi^2 I$, где I — единичная матрица (диагональная матрица, диагональные элементы которой равны единице) и вид функционала (3) существенно упрощается

$$J(x) = \sigma_\xi^{-2} \Delta^T \Delta = \sigma_\xi^{-2} \sum_{i=1}^{n} \left(z_i - F(x) \right)^2 . \qquad (4)$$

Учитывая, что значение точки минимума (4) не зависит от σ_ξ, соответствующий множитель можно опустить и минимизировать функционал

$$J(x) = \Delta^T \Delta = \sum_{i=1}^{n} \left(z_i - F(x) \right)^2 . \qquad (5)$$

Так как в общем случае функционал (5) является нелинейной функцией с несколькими локальными минимумами, его ми-

[1] — АО «ИРКОС», Москва; [2] — ПММ ВГУ, Воронеж.

нимизация типично происходит в два этапа: на первом этапе вычисляется некоторое начальное приближение к интересующим нас параметрам, на втором, при необходимости, эти параметры уточняются.

В силу упомянутой выше нелинейности (5) поиск начального приближения обычно проводят перебором по некоторой сетке допустимых значений, выбранной с параметрами, обеспечивающими обнаружение и оценку всех локальных минимумов. По существу, это означает метод перебора, при этом параметры *l* также подлежат определению. В ряде случаев, когда неизвестные параметры *l* входят в (5) линейно, перебора по этим параметрам можно избежать, обеспечив их вычисление при фиксированных координатах *P* по явным формулам. Уточнение решения производят одним из методов, предназначенных для решения нелинейных задач, например, методом Ньютона.

В случае если дополнительные параметры *l* отсутствуют, каждому измерению на плоскости 0XY соответствует некоторая линия возможных положений, вид которой определяется типом измерений, например, для пеленгов — это луч. В противном случае ситуация усложняется. В некоторых случаях возможен переход к разностным измерениям, либо для построения линии возможных положений приходится использовать несколько измерений. На использовании линий положения базируются разнообразные эмпирические или полуэмпирические матричные методы, основанные на растровом алгоритме [3]. Они предполагают формирование сетки, покрывающей рабочую зону на карте. Шаг сетки подбирается в зависимости от размера рабочей зоны и требуемой точности, сетка рассматривается как растр. Далее для каждой ячейки сетки вычисляется либо число проходящих через нее линий возможных положений, либо число пересечений линий положений, либо иные подобные величины. В результате получается трехмерная поверхность; наиболее вероятно, что источник находится в пределах той ячейки, которой соответствует наибольшее значение. Для автоматического определения максимумов используется алгоритм сравнения с заданным порогом. В результате находятся изолированные области, амплитуда которых превышает значение порога. Затем определяются координаты максимума в пределах каждой изолированной области. В результате может быть выявлено два или более источников радиоизлучения, работающих на одной частоте. Реализация таких методов достаточно проста, но обычно они работают хуже, чем методы, построенные с учетом законов распределения погрешностей измерений, в частности, МНК, но в некоторых случаях — местоопределения нескольких одновременно работающих ИРИ и отсутствия информации о типах погрешностей измерения — такие методы могут показывать хорошие результаты.

В случае, когда одновременно доступно несколько типов измерений, например, для мобильного РКП, типичным является одновременное измерение пеленгов и амплитуд, реализуется их совместная обработка (комплексирование) [2]. При использовании МНК мы можем записать функционал в виде (3) или, предположив независимость погрешностей измерений разных типов и независимость и равноточность измерений внутри групп, в виде аналога (4)

$$J(P,l)=\sum_{k=1}^{K}\left(\sigma_{\xi_K}^{-2}\sum_{i=1}^{n}\left(F(x)-z_i\right)^2\right), \qquad (6)$$

где K — число типов измерений, $\sigma_{\xi_K}^2$ — дисперсия измерений в каждой группе.

Достаточно типичной является ситуация, когда значения $\sigma_{\xi_K}^2$ априорно неизвестны даже примерно. В этом случае при построении начального приближения одновременно производят оценку значений дисперсий $\sigma_{\xi_K}^2$. Для этого на этапе поиска начального приближения вместо функционала (6) используют мультипликативный функционал

$$J(x)=\prod_{k=1}^{K}J_k(x), \qquad (7)$$

где $J_k(P, l)$ — значения функционалов, вычисляемых для каждого типа измерений независимо по формулам (5). При этом оценку дисперсий для измерений можно получить по формулам

$$\hat{\sigma}_{\xi_K}^2=\frac{1}{n_K}\sum_{i=1}^{n_K}\left(F(\hat{x})-z_i\right)^2, \qquad (8)$$

где n_K — число измерений k-го типа, $\hat{x}$ — значения параметров, при которых достигается минимум (7). Оценки (8) в дальнейшем используются на этапе уточнения решения.

Для эмпирических методов комплексирование измерений выполняется достаточно редко. Для случая использования МНК построить оценку точности можно в предположении малости полученной ошибки. В этом случае ковариационная матрица ошибок параметров *x* в первом приближении имеет вид

$$R_x=\left(\left(\frac{\partial F}{\partial x}\right)^T R^{-1}\frac{\partial F}{\partial x}\right)^{-1}. \qquad (9)$$

Для случая $R=\sigma_\xi^2 I$, эта формула имеет вид

$$R_x=\sigma_\xi^2\left(\left(\frac{\partial F}{\partial x}\right)^T\frac{\partial F}{\partial x}\right)^{-1}. \qquad (10)$$

Использование угломерных измерений

Использование измерений пеленга на источник основано на учете его зависимости от взаимного расположения РКП и ИРИ, исходными данными являются выборка измерений пеленга, а также координаты и ориентация пеленгатора в моменты приема. Единичное измерение на плоскости можно представить лучом или сектором.

В иллюстративных целях на *рис. 1* представлена конфигурация из трех пеленгационных РКП R_1, R_2, R_3 и двух ИРИ I_1, I_2. На этом *рис. 1* и далее размерности осей абсцисс и ординат пред-

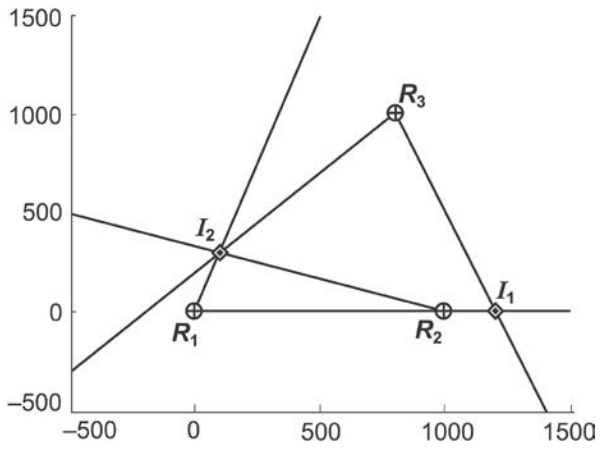


Рис. 1. Пример совокупности линий положения для угломерных измерений

ставлены в метрах. Очевидным образом, что проиллюстрировано на *рис.* 1, в случае расположения двух РКП на одной линии с ИРИ, координаты такого ИРИ по пеленгам этих РКП определены быть не могут. Для охвата всей плоскости необходимо три пеленгатора.

Пусть РКП располагается в точке с координатами Q, ИРИ расположен в точке с координатами P, $r = P - Q = (\Delta x, \Delta y)^T$. Тогда измерение пеленга представимо в виде

$$z_B = \arctan\frac{\Delta x}{\Delta y} + \xi^{\xi}, \qquad (11)$$

где ξ — погрешность пеленгации.

Пусть мы имеем n измерений. Невязка на измерениях имеет вид:

$$\Delta_i = z_i - \arctan\frac{\Delta x_i}{\Delta y_i}, \Delta = \left(\Delta_1, \Delta_2, \ldots, \Delta_n\right)^T. \qquad (12)$$

В качестве метода решения выберем метод наименьших квадратов. Полагая погрешности измерений ξ независимыми и равноточными, запишем функционал (5) для нашей задачи

$$J_{1B}(P) = \sum_{i=1}^{n}\left(z_i - \arctan\frac{\Delta x_i}{\Delta y_i}\right)^2. \qquad (13)$$

Значение функционала (13) растет линейно с увеличением числа измерений. Можно минимизировать не общую, а среднюю невязку. Формула для функционала в этом случае приобретает вид:

$$J_B(P) = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left(z_i - \arctan\frac{\Delta x_i}{\Delta y_i}\right)^2}. \qquad (14)$$

Для иллюстрации потенциальных точностных характеристик использования пеленгов для определения координат ИРИ на *рис. 2* представлено расчетное поле ожидаемых погрешностей, вычисленное по формуле (10) при среднеквадратической ошибке (СКО) измерений 1°.

Эмпирические методы обработки угломерных измерений

В пеленгационной аппаратуре семейства АРТИКУЛ [1] используются два эмпирических алгоритма, традиционно называемых матричным и кластерным. В матричном алгоритме пеленги прокладываются по ячейкам матрицы растровым алгоритмом и суммируются по амплитуде в ячейках сетки. При одновременной работе нескольких радиостанций на одной частоте на этой поверхности, отражающей частоту фиксации пеленгов в ячейках сетки, можно наблюдать два или несколько максимумов. К достоинствам матричного метода можно отнести вычислительную простоту, что дает возможность использования ПЭВМ с небольшим быстродействием.

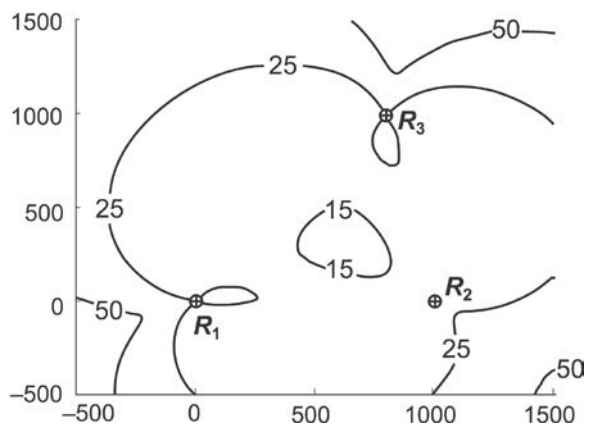


Рис. 2. Поле ожидаемой погрешности угломерных измерений

Основным недостатком метода, как и любых других методов, использующих только измерения пеленга, является невозможность вычисления координат ИРИ в случае, если мобильная станция перемещается по направлению к точке расположения ИРИ, что затрудняет работу мобильной станции по методу привода.

Кластерный алгоритм является дальнейшей модификацией матричного алгоритма. В нем также используется матричная сетка, покрывающая рабочую зону на карте, но в ячейках сетки накапливаются не линии пеленгов, а точки пересечения линий пеленгов — решения триангуляционной задачи. В результате получается трехмерная поверхность, образованная точками пересечения пеленгов, амплитуда которой будет больше в тех ячейках сетки, где пеленги чаще пересекались друг с другом. К достоинствам кластерного метода можно отнести возможность определения местоположения ИРИ по меньшему числу пеленгов, чем для матричного алгоритма, основным недостатком метода является большой объем вычислительных затрат. Кластерный метод, как и матричный, не позволяет вычислять координаты ИРИ в случае перемещения мобильной станции по направлению к источнику.

Использование амплитудных измерений

Использование измерений амплитуды поля источника основано на учете ее зависимости от расстояния до источника. Исходными данными для расчетов служат выборки измерений амплитуды и координат РКП в моменты приема. Пусть РКП располагается в точке с координатами Q, ИРИ расположен в точке с координатами P. В зависимости от типа погрешностей (аддитивные или мультипликативные) модель измерений мощности сигнала можно представить соответственно в виде

$$z_P = \frac{D(\varphi)A}{r^p} + \xi^{\xi} \qquad (15)$$

или

$$z_P = m\log\frac{D(\varphi)A}{r^p} + \xi^{\xi}, \qquad (16)$$

где A — амплитуда сигнала в точке излучения, $D(\varphi)$ — значение диаграммы направленности приемной антенны по направлению на ИРИ, φ, $r = \|Q - P\|$ — расстояние от ИРИ до РКП, p — степень затухания амплитуды в зависимости от расстояния, ξ — погрешности измерения, m — константа перехода к логарифмическим измерениям (обычно $m = 10$). Как видно из анализа моделей (15) и (16), в дополнение к неизвестным координатам мы имеем неизвестную константу A, которая также подлежит определению.

Так как принципиальный вид моделей измерений (15) и (16) не отличается, рассмотрим модель аддитивных измерений (15).

Единичное измерение на плоскости не представимо, а при замере интенсивности сигнала в нескольких точках для каждой пары измерений линиями возможных положений ИРИ служат окружности. Докажем это. Пусть $z_1 = \frac{D(\varphi_1)A}{r_1} = a\frac{D(\varphi_2)A}{r_2} = az_2$.

Будем считать, что $a \geq 1$ (в противном случае перенумеруем измерения). Расположим начало отсчета СК в точке $P_1 = (x_1, y_1)^T$, ось X направим по направлению P_2. В новой СК $\widetilde{P}_1 = (0,0)^T$, $\widetilde{P}_2 = (r,0)^T$, где $r = \|P_1 - P_2\|$. Тогда уравнение измерения можно записать в виде $\left(\frac{D(\varphi_1)}{D(\varphi_2)}a\right)^2 \left(x^2 + y^2\right) = \left(r - x\right)^2 + y^2$.

Последнее уравнение можно преобразовать к виду

$$\left(x + \frac{D^2(\varphi_2)r}{D^2(\varphi_1)a^2 - D^2(\varphi_2)}\right)^2 + y^2 = \frac{D^2(\varphi_1)D^2(\varphi_2)a^2r^2}{\left(a^2D^2(\varphi_1) - D^2(\varphi_2)\right)^2}.$$

Это уравнение окружности с центром $\left(\frac{-D_2^2 r}{D_1^2 a^2 - D_2^2}, 0\right)^T$ и радиусом $\frac{D(\varphi_1)D(\varphi_2)ar}{a^2D^2(\varphi_1) - D^2(\varphi_2)}$.

Случай $a = D(\varphi_2)/ D(\varphi_1)$ является особенным, в этом случае окружность вырождается в прямую $x = r/2$.

При амплитудных измерениях минимальное необходимое число РКП (точек измерения мобильным РКП) равно трем, однако (за исключением вырожденного случая равной удаленности от всех трех РКП) трем РКП соответствуют две точки пересечения линий положения, а потому для обеспечения возможности принятия однозначных решений во всей рабочей области необходимы четыре РКП.

Невязка на измерениях имеет вид:

$$\Delta_i = z_i - \frac{D(\varphi_i)A}{r^p}, \Delta = \left(\Delta_1, \Delta_2, \ldots, \Delta_n\right)^T. \quad (17)$$

В качестве метода решения выберем МНК. Полагая погрешности измерений ξ независимыми и равноточными, запишем функционал (5) для нашей задачи в виде

$$J_{1P}(A,P) = \Delta^T\Delta = \sum_{i=1}^{n}\left(z_i - \frac{D(\varphi_i)A}{r_i^p}\right)^2 = \\ = A^2\sum_{i=1}^{n}\frac{D^2(\varphi_i)}{r_i^{2p}} - 2A\sum_{i=1}^{n}\frac{D(\varphi_i)z_i}{r_i^p} + \sum_{i=1}^{n}z_i^2. \quad (18)$$

Так как функционал (18) дополнительно зависит от параметра A, для реализации матричного алгоритма построим его для случая известного P. При фиксированном P уравнение (18) превращается в квадратное уравнение для A. Минимум при фиксированном P достигается при

$$\hat{A} = \left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D(\varphi_i)z_i}{r_i^p}\right)\left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D^2(\varphi_i)}{r_i^{2p}}\right)^{-1}. \quad (19)$$

Подставив эту оценку в (18), получим

$$J_{1P}(A,P) = \left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D(\varphi_i)z_i}{r_i^p}\right)^2\left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D^2(\varphi_i)}{r_i^{2p}}\right)^{-2}\sum_{i=1}^{n}\frac{D^2(\varphi_i)}{r_i^{2p}} - \\ -2\left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D(\varphi_i)z_i}{r_i^p}\right)\left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D^2(\varphi_i)}{r_i^{2p}}\right)^{-1}\sum_{i=1}^{n}\frac{D(\varphi_i)z_i}{r_i^p} + \sum_{i=1}^{n}z_i^2 \quad (20)$$

и, после несложных манипуляций,

$$J_{1P}(A,P) = \sum_{i=1}^{n}z_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D(\varphi_i)z_i}{r_i^p}\right)^2\left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D^2(\varphi_i)}{r_i^{2p}}\right)^{-1}. \quad (21)$$

Значение функционала (21) растет линейно с увеличением числа измерений, поэтому удобнее минимизировать не общую, а среднюю невязку. Формула для функционала в этом случае имеет вид:

$$J_P(A,P) = \sqrt{\frac{J_{2P}(A,P)}{n}} = \\ = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}z_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{n}\frac{D(\varphi_i)z_i}{r_i^p}\right)^2\left(n\sum_{i=1}^{n}\frac{D^2(\varphi_i)}{r_i^{2p}}\right)^{-1}}. \quad (22)$$

Итак, применительно к амплитудным измерениям алгоритм определения координат источника излучения состоит в минимизации функционала (22) по координатам источника излучений P в узлах сетки рабочей зоны.

Использование для измерений направленных и ненаправленных (имеющих единичную диаграмму $D(\varphi) = 1$) антенн определяется типом используемой аппаратуры, классом задач и другими параметрами. Как правило, амплитудные измерения выполняют как дополнительные к основным, например, при выполнении угломерных измерений (пеленгов), при этом используются ненаправленные антенны. Примером использования амплитудных измерений с направленными антеннами является использование амплитудных измерений в ручных пеленгаторах.

Для иллюстрации потенциальных точностных характеристик использования амплитудных измерений ненаправленной антенной для определения координат ИРИ на *рис. 4* пред-

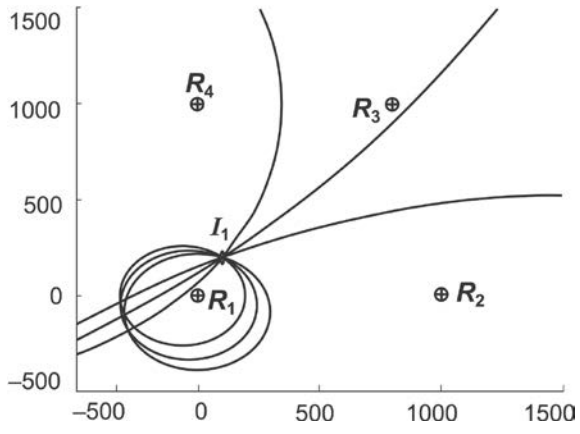


Рис. 3. Пример совокупности линий положения для амплитудных измерений

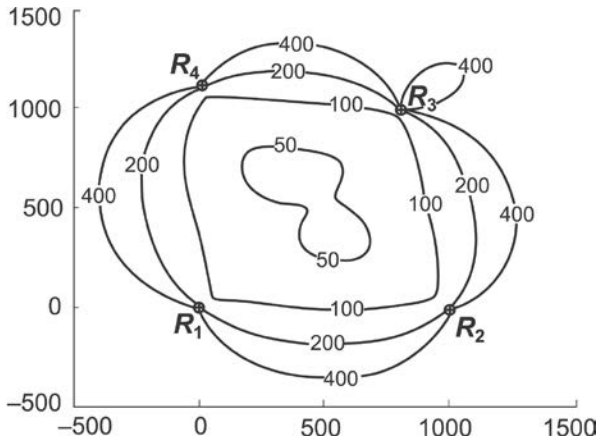


Рис. 4. Поле ожидаемой погрешности при амплитудных измерениях

ставлено расчетное поле ожидаемых погрешностей, вычисленное по формуле (10) для единичной степени затухания в формуле (15). Уровень шума считался постоянным для всех координат. Амплитуда излучаемого сигнала выбрана так, что при расположении источника в центре системы (в точке с координатами (500, 500)) отношение сигнал/шум в точках расположения приемных постов составляло около 20 дБ.

Отметим, что на эффективность функционирования систем локализации, использующих амплитудные измерения могут влиять такие трудно учитываемые факторы, как вид подстилающей поверхности и рельеф трассы распространения радиоволн, плотность застройки и т.д.

Использование разностно-дальномерных измерений

Различие расстояний от ИРИ до разных постов приема территориально распределенной системы влечет разницу задержек прихода сигналов от ИРИ на разные РКП. При высокоточной синхронизации работы РКП регистрируемые ими взаимные задержки прихода сигналов можно пересчитать в разности расстояний. Подобные выборки разности расстояний от ИРИ до разных РКП вместе с координатами самих РКП в моменты приема и служат исходными данными для оценки координат ИРИ при разностно-дальномерных измерениях.

Единичное измерение на плоскости можно представить гиперболой или гиперболой с окрестностью (двумя гиперболами).

Минимально необходимое число РКП — три, но при этом возможно появление двух точек пересечения линий положения; для обеспечения возможности принятия однозначных решений во всей рабочей области необходимы четыре РКП [4].

Пусть входящие в m-ю пару РКП с номерами i и j располагаются в точках с координатами Q_i и Q_j, а ИРИ располагается в точке P. Тогда взаимосвязь между этими координатами и измеренной взаимной задержкой можно представить в виде

$$Z_m = t_{ij} \times c = \|Q_i - P\| - \|Q_j - P\| + \xi_m, \qquad (23)$$

где c — скорость распространения электромагнитных волн, ξ_m — погрешность измерений для m-й пары РКП.

В предположении, что погрешности ξ_m распределены по нормальному закону, согласно методу наименьших квадратов решение задачи локализации ИРИ по измерениям (23) сводится к задаче минимизации функционала

$$J(P) = w^T R^{-1} w, \qquad (24)$$

где w — вектор-столбец, состоящий из элементов $w_m = z_m - \|Q_i - P\| - \|Q_j - P\|$, а R — ковариационная матрица погрешностей измерений с элементами $R_{ij} = M[\xi_i \xi_j]$.

Если измерения (23) можно считать независимыми и равноточными, матрица R имеет простой вид $R = \sigma_\xi^2 I$, где I — единичная матрица (диагональная матрица, диагональные элементы которой равны единице) и вид функционала (24) существенно упрощается

$$J(P) = \sigma_\xi^{-2} w^T w = \sigma_\xi^{-2} \sum_k w_k^2. \qquad (25)$$

Функционал (25) в общем случае является нелинейным, так что в допустимой зоне изменения P может иметься несколько локальных экстремумов, вследствие чего задача минимизации решается в два этапа. На первом этапе происходит поиск приближений к локальным минимумам, после чего на втором этапе происходит их уточнение итерационным методом Ньютона.

На *рис. 6* приведено поле среднеквадратической ошибки локализации ИРИ в предположении, что разностно-дальномерная система (РДС) включает в свой состав три РКП, для которых погрешности измерений взаимных задержек независимы и распределены по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением равным 100 нс. Круглыми точками отмечено расположение РКП. Из *рис. 6* видно, что наименьшая погрешность локализации ожидается внутри треугольника, ограниченного точками размещения РКП, а на продолжении сторон этого треугольника погрешность оказывается значительной, стремительно увеличиваясь по мере удаления ИРИ от точек размещения РКП.

Существует множество факторов, влияющих на качество и эффективность функционирования РДС. К их числу следует отнести:

- взаимное расположение ИРИ и антенн РКП системы;
- идентичность трактов приема, используемых радиоприемных устройств;
- точность синхронизации разнесенных в пространстве РКП;
- оперативность обмена командами и данными между РКП и т.д.

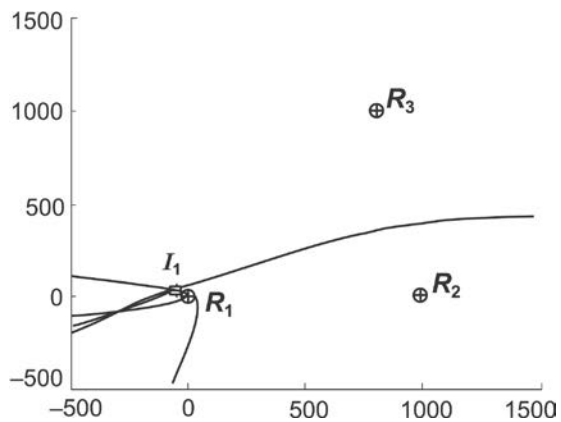


Рис. 5. Пример совокупности линий положения для разностно-дальномерных измерений

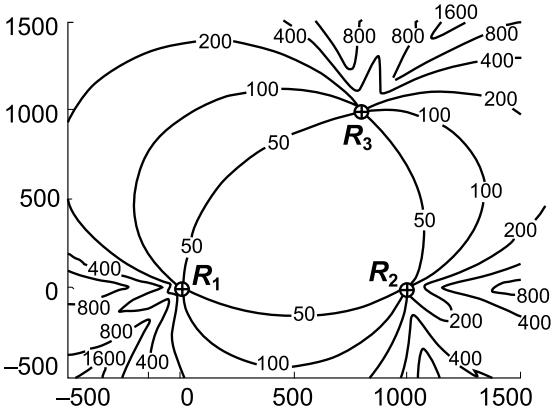


Рис. 6. Поле ожидаемой погрешности разностно-дальномерных измерений

Неидентичность приемных трактов проявляет себя в виде зависимости фиксируемых взаимных задержек сигналов от полосы частот, занимаемой обрабатываемым радиосигналом. Даже при использовании однотипных РКП конкретные экземпляры приемников имеют отличия в калибровке трактов, а входящие в их состав высокоизбирательные фильтры отличаются друг от друга по свойствам. В результате простое изменение частоты сигнала, излучаемого одним и тем же ИРИ, может приводить к вариации регистрируемых на РКП взаимных задержек сигналов до нескольких десятков наносекунд.

Синхронизацию локальных шкал времени РКП входящих в систему РДС, можно осуществить, например, с опорой на PPS-сигналы, формируемые тайминговыми навигационными приемниками. Результаты исследований, приведенные в [5], показывают, что подстройка локальных шкал времени путем обработки PPS-сигналов фильтрами Калмана позволяет обеспечить синхронизацию шкал времени РКП с рассогласованием, не превышающим ±30 нс. При отсутствии иных источников ошибок подобное качество синхронизации позволяет получать внутри многоугольника РКП погрешности порядка 10 метров, что с запасом соответствует нуждам служб радиоконтроля и других потребителей результатов определения местоположения ИРИ.

Наконец, важность оперативного обмена командами и данными связана с тем, что при территориальном разнесении РКП и ИРИ сигнал конкретного ИРИ может наблюдаться на каком-то из РКП с значительным отношением сигнал-шум (ОСШ), но на прочих будет практически не заметен на фоне шума. В подобной ситуации процедура сбора данных для локализации на РКП с низким ОСШ может быть активирована лишь по команде «извне». Однако обмен командами между РКП не может осуществляться мгновенно, а потому на каждом РКП необходимо организовать буферизацию, позволяющую при приходе внешнего запроса восстанавливать из буфера недавно наблюдавшиеся фрагменты выборок данных. При низкой скорости обмена командами и данными запросы на получение данных будут приходить на удаленные РКП с существенными задержками, и для обеспечения работоспособности системы потребуется использовать буфер очень большого объема. Таким образом, для эффективного функционирования распределенных РДС необходимо использовать высокоскоростные линии обмена командами и данными. Это осложняет практическое применение разностно-дальномерных измерений на мобильных РКП [6].

Использование измерений частоты

Высокоточное измерение частоты принимаемого сигнала может оказаться полезным при использовании мобильных РКП. При взаимном перемещении передатчика и приемника частоты излучаемого и принимаемого сигналов не совпадают. Пусть неподвижный РКП располагается в точке с координатами Q, движущийся ИРИ находится в точке с координатами P, $r = P - Q = (\Delta_x, \Delta_y)^T$, $v = dP/dt = (v_x, v_y)^T$ — скорость РКП. С достаточной точностью частоту принятого сигнала можно вычислить по формуле

$$z_f = f_0\left(1+\frac{\Delta v}{c}\right)+\xi, \tag{26}$$

где f_0 — частота излучаемого сигнала, c — скорость распространения радиоволн (скорость света), Δv — скорость взаимного сближения излучателя и приемника, ξ — погрешности.

Пусть ИРИ неподвижен. Тогда измерения частоты принимаемого сигнала можно записать в виде

$$z_f(t) = f_0\left(1+\frac{v^T r}{c\,\|r\|}\right)+\xi(t), \tag{27}$$

где T — символ транспонирования.

Для иллюстрации рассмотрим вариант кругового движения. В предположении, что удаление ИРИ значительно превышает диаметр окружности движения, модель измерений частоты можно представить в виде:

$$z_f(\varphi_i) = f_0\left(1+\frac{v}{c}\sin(\varphi_i-\psi)\right)+\xi\,, \tag{28}$$

где ψ — азимут ИРИ, φ_i — азимут точек траектории РКП. В предположении, что погрешности ξ независимы, получим оценку точности определения ψ при использовании МНК. Ковариационная матрица погрешностей определения пары неизвестных ψ, f_0 имеет вид

$$R = \frac{v^2}{c^2}\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^{n}\sin^2(\varphi_i-\psi) & \sum_{i=1}^{n}\sin(\varphi_i-\psi)\cos(\varphi_i-\psi) \\ \sum_{i=1}^{n}\sin(\varphi_i-\psi)\cos(\varphi_i-\psi) & f_0^2\sum_{i=1}^{n}\cos^2(\varphi_i-\psi) \end{pmatrix} \approx$$
$$\approx \frac{v^2}{c^2}\begin{pmatrix} \frac{\pi}{\Delta\varphi} & 0 \\ 0 & f_0^2\frac{\pi}{\Delta\varphi} \end{pmatrix} = \frac{v^2}{c^2}\begin{pmatrix} \frac{\pi}{\Delta\varphi} & 0 \\ 0 & f_0^2\frac{n}{2} \end{pmatrix}, \tag{29}$$

так что

$$\sigma_\psi \approx \sqrt{\frac{2}{n}}\frac{c}{v}\frac{\sigma_\xi}{f_0}. \tag{30}$$

Полученный результат можно проинтерпретировать следующим образом: выполнив в процессе поездки в нескольких точках круговые движения описанного типа мы получим в результате некий эквивалент пеленгов в этих точках, оценку точности которых можно получить по формуле (30). При значениях $v = 20$ м/с, $\sigma_\xi = 2$ Гц, $f_0 = 300$ МГц, $n = 32$ получим значение $\sigma_\psi \approx 1/40$ рад $\approx 1{,}5°$.

На *рис. 7* приведено поле среднеквадратической ошибки локализации ИРИ в предположении, что движущимся по окружности со скоростью 20 м/с РКП выполняется восемь измерений частоты номиналом 300 МГц, для которых погрешности независимы и распределены по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением равным 1 Гц. Точками отмечено расположение РКП в моменты измерений.

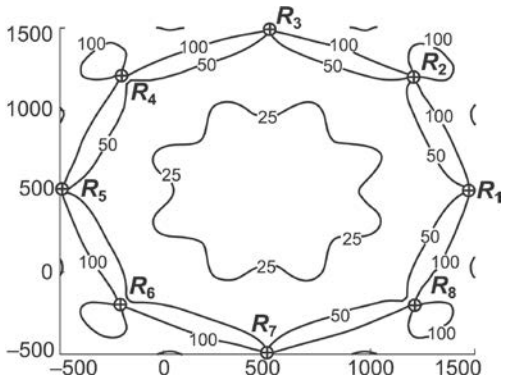


Рис. 7. Поле распределения погрешности локализации при измерениях частоты

Использование измерений временных меток

Предположим, что имеется возможность фиксировать на подвижном РКП набор синхроимпульсов, генерируемых ИРИ, моменты излучения которых известны (могут быть предсказаны) с точностью до некоторого постоянного сдвига. Тогда, вычитая из моментов получения синхроимпульсов моменты их излучения, получаем измерения

$$z_t(T,P) = T + \frac{\|Q-P\|}{c} + \xi\,, \qquad (31)$$

где T — смещение временных шкал ИРИ и РКП, c — скорость распространения радиоволн (скорость света), ξ — погрешности.

При фиксированном P оценку величины T можно получить можно по формуле

$$\hat{T} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left(z_t(T,P) - \frac{\|Q-P\|}{c} \right). \qquad (32)$$

В случае если погрешности ξ сильно коррелированы, можно перейти к разностным измерениям вида

$$\tilde{z}_t(T,P) = \frac{\|Q_i-P\|}{c} - \frac{\|Q_{i-1}-P\|}{c} + \left(\xi_i - \xi_j\right). \qquad (33)$$

Для иллюстрации потенциальных точностных характеристик использования измерений временных меток для определения координат ИРИ на *рис. 8* представлено расчетное поле ожидаемых погрешностей, вычисленное по формуле (10) при СКО измерений 100 нс.

Пример реализации системы локализации ИРИ

В качестве примера рассмотрим систему локализации на основе разностно-дальномерных и амплитудных измерений, выполняемых сетью стационарных РКП.

Для расширения зоны охвата целесообразно размещать РКП такой системы на высоко расположенных точках местности или на крышах высотных зданий, однако по физическим или административным причинам реализовать подобные рекомендации удается далеко не всегда. Так, при проведении описываемых далее сравнительных испытаний амплитудных и разностно-дальномерных методов локализации выбор точек размещения РКП определялся простотой подъезда к

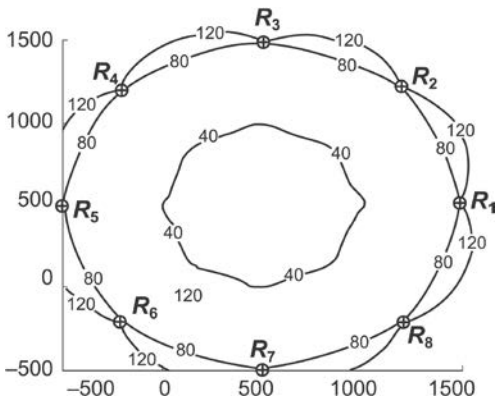


Рис. 8. Поле распределения погрешности локализации по совокупности временных измерений

Рис. 9. Цифровое радиоприемное устройство АРГАМАК-РС

ним, минимизацией помех от проезжающих мимо сторонних транспортных средств, а также радиусом доступности формируемых тестовым генератором сигналов.

Проведение натурных испытаний осуществлялось с использованием трех панорамных цифровых измерительных приемников АРГАМАК-РС, работающих под управлением программного обеспечения СМО-АРМАДА [7]. Цифровое радиоприемное устройство АРГАМАК-РС представлено на *рис. 9*, а размещение радиоконтрольных постов местности показано на *рис. 10*. Сигналы, по которым производилась локализация, представляли собой частотно-модулированные колебания с шириной спектра порядка 500 кГц.

На *рис. 11 — 14*, помимо расчетных оценок местоположения ИРИ, поверх фотографий местности нанесены растровые матрицы, характеризующие возможность расположения ИРИ в данной точке пространства в соответствии с произведенными измерениями; в областях с малой плотностью точек местонахождение ИРИ маловероятно, а сгущения точек соответствуют областям с максимальной вероятностью расположения ИРИ. На нескольких рисунках существуют, как минимум, по две области сгущения растровых матриц, что указывает на наличие двух возможных решений задачи локализации. Указанная неопределенность является следствием малого числа РКП в составе системы.

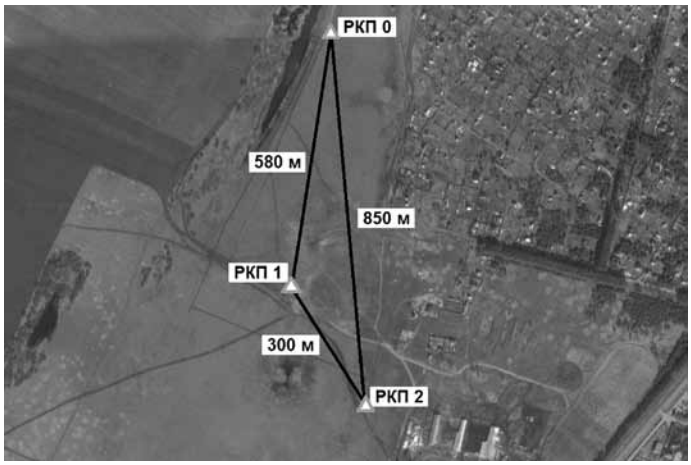


Рис. 10. Схема взаимного расположения РКП и ИРИ при натурных испытаниях

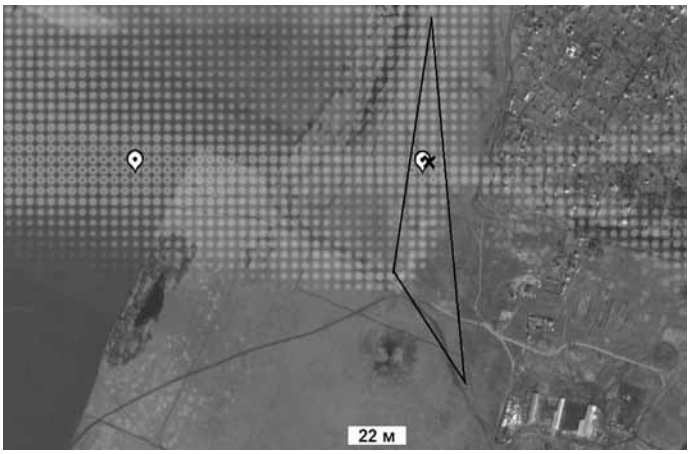


Рис. 11. Результаты локализации ИРИ, размещающегося в контрольной точке № 1, на основе разностно-дальномерных измерений. Погрешность ближайшего решения составила 22 м

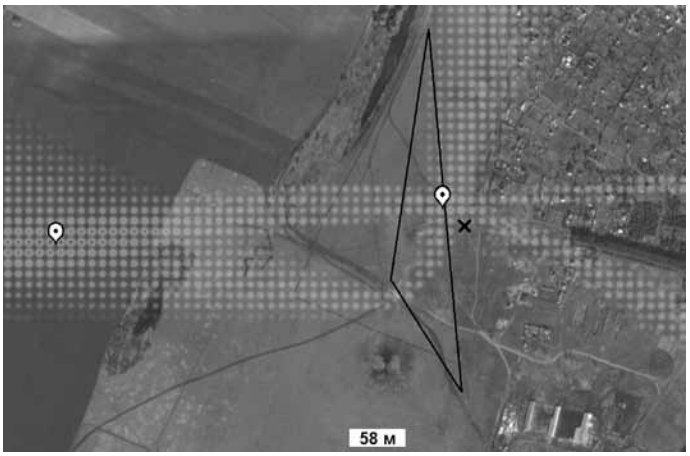


Рис. 13. Результаты локализации ИРИ, размещающегося в контрольной точке № 2 на основе разностно-дальномерных измерений. Погрешность ближайшего решения составила 58 м

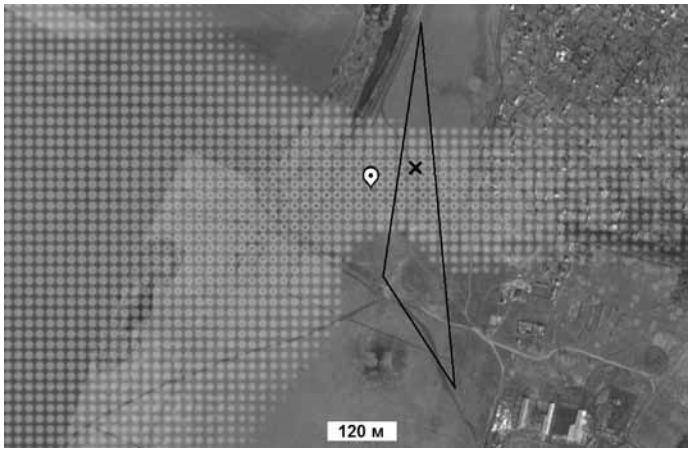


Рис. 12. Результаты локализации ИРИ, размещающегося в контрольной точке № 1, на основе амплитудных измерений. Погрешность оценки местоположения составила 120 м

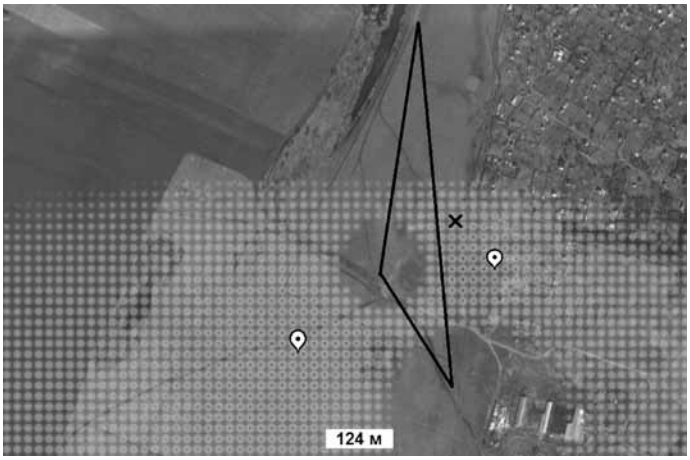


Рис. 14. Результаты локализации ИРИ, размещающегося в контрольной точке № 2, на основе амплитудных измерений. Погрешность ближайшей из двух оценок составила 124 м

Сведения, представленные на *рис. 11, 12*, соответствуют случаю, когда локализуемый ИРИ располагается внутри треугольника, образуемого РКП. Для подобных ИРИ погрешности местоопределения являются в среднем минимально возможными, что хорошо согласуется с результатом, полученным на основе разностно-дальномерных измерений. Погрешность оценки локализации составила здесь всего 22 метра, в то время как использование лишь амплитудных измерений в той же ситуации сопровождалось погрешностью, превышающей 100 метров.

Погрешности локализации для случаев, представленных на *рис. 13, 14*, оказываются несколько выше вследствие того, что локализуемый ИРИ располагается теперь за пределами треугольника, образуемого РКП. Это приводит к заметному росту погрешности определения координат ИРИ при помощи РДС, хотя и не слишком сказывается на точности оценки координат ИРИ амплитудным методом. Погрешность оценки локализации для РДС оказалась равной 58 метрам, в то время как при амплитудных измерениях она составила 124 метра.

Дополнительные сведения о результатах натурных испытаний РДС, основанной на минимизации функционала (25), можно найти в работе [8]. Приведенные там данные получены для системы с существенной бóльшей базой и для более широкого класса сигналов. Они подтверждают работоспособность РДС и ее способность определять местоположение ИРИ, располагающихся внутри многоугольника РКП и излучающих широкополосные сигналы, с погрешностями, не превышающими 20...30 метров. При ширине спектра сигналов менее 300 кГц качество локализации заметно снижается и характеризуется среднеквадратической погрешностью, заметно превышающей 100 метров, что, впрочем, тоже нередко является приемлемым по качеству результатом решения задачи локализации.

Заключение

В работе предложен общий подход к решению задачи локализации ИРИ на основе основных видов радиотехнических измерений: амплитудных, угломерных, разностно-дальномерных, частотных и временных. Вне зависимости от вида измерений последовательность шагов для решения задачи локализации заключается в построении математической модели измерений; выборе функционала, минимизации функционала, построении начального приближения

и линеаризации исходной задачи — приведении ее к задаче «в малом»; решении задачи «в малом» с обязательной оценкой точности полученного решения.

Выбор конкретной схемы локализации ИРИ зависит от вида и параметров радиосигнала, источник которого требуется локализовать, технической оснащенности служб радиоконтроля. Алгоритмическая поддержка цифровых радиоприемных устройств и радиопеленгаторов позволяет реализовать схему локализации, наиболее полно учитывающую характеристики ИРИ и возможности имеющихся РКП.

Представленные результаты могут также использоваться при планировании сети радиоконтроля. Возможности по размещению стационарных РКП, требуемые характеристики по точности и скорости локализации ИРИ различных типов, учтенные совместно с представленными характеристиками по точности методов локализации, позволят выбрать целесообразный состав измерительной аппаратуры.

Приведенный пример системы локализации ИРИ на основе отечественных приемников АРГАМАК-РС продемонстрировал работоспособность изложенного в работе подхода применительно к разностно-дальномерным и амплитудным измерениям.

Литература

1. *Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд., перераб. и доп. — М: Горячая линия — Телеком, 2015. — 640 с.*
2. *TCI's Pioneering Hybrid Geolocation Technology Selected by Macedonia — http://www.spx.com/en/tci/company/news-articles/tci-macedonia-contract/*
3. *Роджерс Д. Алгоритмические основы машинной графики. — М.: Мир, 1989. — 512 с.*
4. *Отчет МСЭ-R SM.2211-1 (06/2014). Сравнение методов определения географического местоположения источника сигнала, основанных на разнице во времени прихода и угле прихода сигнала. — Женева: МСЭ-R, 2015. — 7 с.*
5. *Калинин Ю.Е. Синхронизация радиоконтрольных постов разностно-дальномерной системы определения координат источников радиоизлучения / Ю.Е. Калинин, В.А. Козьмин, И.Б. Крыжко, А.В. Поляков, А.А. Саликов, А.Б. Токарев./ Радиотехника, 2014. — № 3. — С. 51 — 54.*
6. *Козьмин В.А. Сравнение угломерного и разностно-дальномерного методов местоопределения по критерию охвата территории при радиоконтроле./ В.А. Козьмин, А.П. Павлюк, А.Б. Токарев./ Электросвязь, 2014. — № 2. — С. 37 — 40.*
7. *Алексеев Д.А. Технические особенности и опыт применения автоматизированной системы управления спектром на XXVII всемирной летней универсиаде в Казани./ Д.А. Алексеев, А.В. Ашихмин, С.Г. Кобелев, А.М. Рембовский, Д.С. Сысоев, Л.С. Царев./ Электросвязь, 2014. — № 4. — С. 34 — 41.*
8. *Козьмин В.А. Оценка точности местоопределения источников радиоизлучения разностно-дальномерной системой./ В.А. Козьмин, И.Б. Крыжко, А.С. Провоторов, А.А. Саликов, А.Б. Токарев./ Электросвязь, 2016. — № 1. — С. 35 — 40.*

БАРКАЛОВ[1] Сергей Вячеславович
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич, кандидат технических наук
ЛУШИН[1] Максим Валерьевич
СЫСОЕВ[1] Дмитрий Сергеевич
ТОКАРЕВ[1] Антон Борисович, доктор технических наук

ИНЖЕНЕРНАЯ ИНФРАСТРУКТУРА АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ РАДИОКОНТРОЛЯ

В настоящей статье рассмотрены принципы построения инженерной инфраструктуры системы радиомониторинга, включая типовой состав, средства автоматизации, размещения технических средств радиоконтроля и особенности организации передачи данных между радиоконтрольными постами. Представленные принципы организации работы автоматизированной системы радиоконтроля (АСР) и приведенные инженерные рекомендации проиллюстрированы отдельными примерами функционирования АСР АРМАДА.

The article considers issues related to the making of automated spectrum management and monitoring systems infrastructure and describes its structure. The article analyzes radio monitoring equipment placement possibilities and various methods of data transfer between radio monitoring posts. Presented principles and recommendations are illustrated by examples of the ARMADA automated spectrum management and radio monitoring system.

Ключевые слова: автоматизированные системы радиоконтроля, радиомониторинг, инженерная инфраструктура, каналы связи, центр управления системой радиоконтроля, пункты радиоконтроля

Keywords: automated spectrum management and monitoring system, radio monitoring, infrastructure, communication channel, spectrum monitoring system control center, spectrum monitoring point.

Введение

В современном мире происходит стремительное развитие систем радиосвязи, беспроводной передачи данных, радиовещания, телевидения, наблюдается рост загруженности радиочастотного спектра. Эти факторы требуют соответствующего совершенствования методов управления частотным ресурсом, что в сложившихся реалиях уже не представляется возможным без применения средств автоматизации. Автоматизация должна охватывать все сферы управления радиочастотным спектром и, в частности, сферу радиоконтроля. Использование автоматизированных систем радиоконтроля освобождает обслуживающий персонал от выполнения рутинных работ и значительно повышает производительность труда, увеличивает скорость сбора данных, точность осуществления анализа и эффективность мероприятий радиоконтроля в целом.

Рис. 1. Средства автоматизации системы радиоконтроля

Автоматизированная система состоит из комплекса средств автоматизации, который реализует информационную технологию выполнения установленных функций, и обслуживающего этот комплекс средств персонала [1]. Средства автоматизации радиоконтроля (*рис. 1*) включают в себя технические средства (ТС) радиоконтроля, программное обеспечение (ПО) и инженерно-техническую инфраструктуру [2].

Инженерно-техническая инфраструктура состоит из инженерных сооружений, необходимых для создания и функционирования АСР, в частности, центров и пунктов управления, служебных помещений для размещения ТС, подготовленных специальных площадок под установку антенно-мачтовых устройств, систем и линий передачи данных, серверного оборудования и т.п.

Настоящая работа посвящена рассмотрению инженерной инфраструктуры системы радиомониторинга, включая типовой состав, средства автоматизации, площадки для размещения технических средств радиоконтроля и особенности организации передачи данных между узлами системы.

Центр и пункты управления

Автоматизированная система радиоконтроля строится по иерархическому принципу (*рис. 2*) и может включать в свой состав центры и пункты управления, отвечающие за взаимодействие элементов АСР, и пункты радиоконтроля, включающие в свой состав разнообразные технические средства радиоконтроля. Каждому уровню подобной

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

Рис. 2. Трехуровневая структура АСР АРМАДА

Рис. 3. Мобильный центр управления

иерархии соответствует своя специфика инженерной инфраструктуры.

Центр управления (ЦУ) представляет собой комплекс аппаратно-программных средств, обеспечивающий организационное и информационное взаимодействие и функционирование элементов АСР. Он предоставляет возможность анализа текущего состояния системы, планирования сценариев работы, выработки управленческих решений, постановки задач на радиоконтроль и обработку данных. ЦУ взаимодействует с пунктами управления (которые по сути являются теми же центрами управления, только располагаются ниже в иерархии и всегда подчиняются вышестоящему узлу) и, если необходимо, непосредственно с отдельными ТС радиоконтроля.

Центр управления может быть стационарным либо иметь мобильное исполнение. Для стационарного ЦУ требуется отдельное здание либо его часть, в помещениях которого могут быть размещены аппаратные средства системы, а также рабочий персонал. Мобильный ЦУ может быть реализован на базе грузового автомобиля (*рис. 3*) и требует только наличия беспроводных каналов связи с узлами.

Центр управления автоматизированной системой обязательно включает в свой состав подсистемы управления, связи и передачи данных, электропитания (*рис. 4*).

Подсистема управления включает автоматизированные рабочие места (АРМ) операторов и серверы. АРМ представляют собой устройства управления и отображения (ноутбуки, стационарные или планшетные компьютеры), которые имеют доступ к АСР по проводным или беспроводным каналам связи (*рис. 5*). Количество автоматизированных рабочих мест АСР зависит от ее масштаба, числа контролирующих организаций и ведомств, использующих систе-

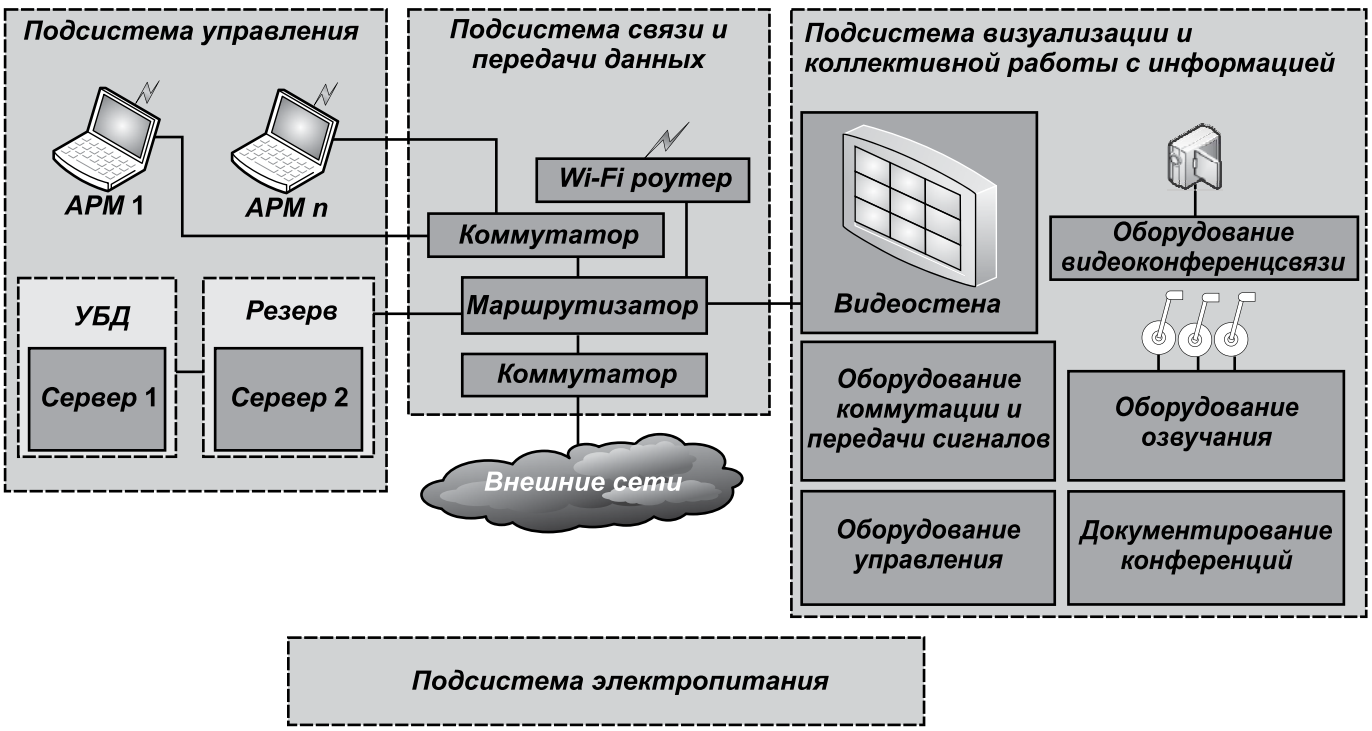


Рис. 4. Структурная схема стационарного центра управления

Рис. 5. Автоматизированное рабочее место оператора

му, а также их штата. На серверах центра управления АСР размещается центральный элемент клиент-серверного приложения СМО-АРМАДА, основная БД, в которую сохраняются результаты измерений со всех узлов системы, а также дополнительные сервисы (сервер мониторинга, серверы точного времени и т.д.). Программное обеспечение серверов АСР обеспечивает согласованную работу подчиненных узлов системы, а также позволяет управлять любым из них. Число серверов АСР, их конфигурация и назначение могут быть различными в зависимости от масштабов системы, объемов данных и требований к надежности и отказоустойчивости. В простейшем случае все основные функции возлагаются на один высокопроизводительный сервер, в дополнение к которому возможна установка устройства хранения резервных копий. Однако такая конфигурация является малонадежной и плохо масштабируемой. Для повышения надежности системы следует использовать, как минимум, еще один дополнительный сервер, который позволит продолжить системе функционировать в случае выхода из строя основного. В высоконагруженных системах возможна установка дополнительных серверов АСР, которые позволят разделить ключевые функции между серверами (отдельный сервер БД, сервер приложений, сервер резервного копирования и т.д.). В больших и ответственных системах возможна организация кластера высокой доступности с применением отдельного отказоустойчивого сетевого хранилища данных. Под серверы в ЦУ отводят отдельное серверное помещение с ограниченным доступом, которое должно быть защищено от пыли и вредных веществ, которые могут отрицательно воздействовать на работу оборудования. Температура в таком помещении должна поддерживаться в пределах 20 — 25 °С, а влажность в районе 40 — 45%.

Подсистема электропитания предназначена для обеспечения бесперебойной работы серверов АСР и АРМ в ЦУ, поэтому обязательной ее составляющей является оборудование резервного питания. В зависимости от максимальной мощности это могут быть дизельные электростанции, источники бесперебойного питания на аккумуляторах, в том числе восполняемых от солнечной энергии. Для оборудования резервного питания в ЦУ должны быть предусмотрены отдельные помещения или здания. Дизель генераторы являются источниками вибрации, которая отрицательно виляет на работу активного серверного оборудования, контакты и соединения (в диапазоне частот до 25 Гц амплитуда колебаний не должна превышать 0,1 мм), поэтому при проектировании ЦУ необходимо обеспечить максимальное их удаление, а также размещение генераторов на специальных платформах. При использовании аккумуляторов в помещении должно быть обеспечено кондиционирование и вентиляция воздуха, а также температура в пределах 15 — 25 °С, что позволит продлить срок службы и достичь максимальной отдаваемой мощности от аккумуляторных батарей.

Подсистема связи и передачи данных играет важнейшую роль, она выполняет функции:

- высокоскоростной маршрутизации (коммутации) трафика;
- резервирования на уровне аппаратуры и каналов;
- разделения нагрузки по параллельным каналам;
- быстрого переключения между основным и резервным каналами;
- эффективного использования полосы пропускания соединений.

В случае необходимости дополнительной защиты передаваемых данных, центральный узел может выступать для узлов следующего уровня в роли VPN-сервера. На роль VPN-серверов лучше всего подходят высокопроизводительные маршрутизаторы с аппаратной поддержкой шифрования. Примером защищенных VPN протоколов являются: IPSec, OpenVPN и PPTP.

Для повышения надежности системы передачи данных, ключевые элементы сети и линии связи должны резервироваться. На *рис. 6* представлен возможный вариант организации отказоустойчивого сетевого соединения оборудования центрального узла связи.

Из представленной схемы видно, что основное сетевое оборудование имеет «горячее» резервирование и избыточные связи, позволяющие центральному узлу связи продолжать работать в случае выхода из строя какого-либо элемента системы, будь то сетевое

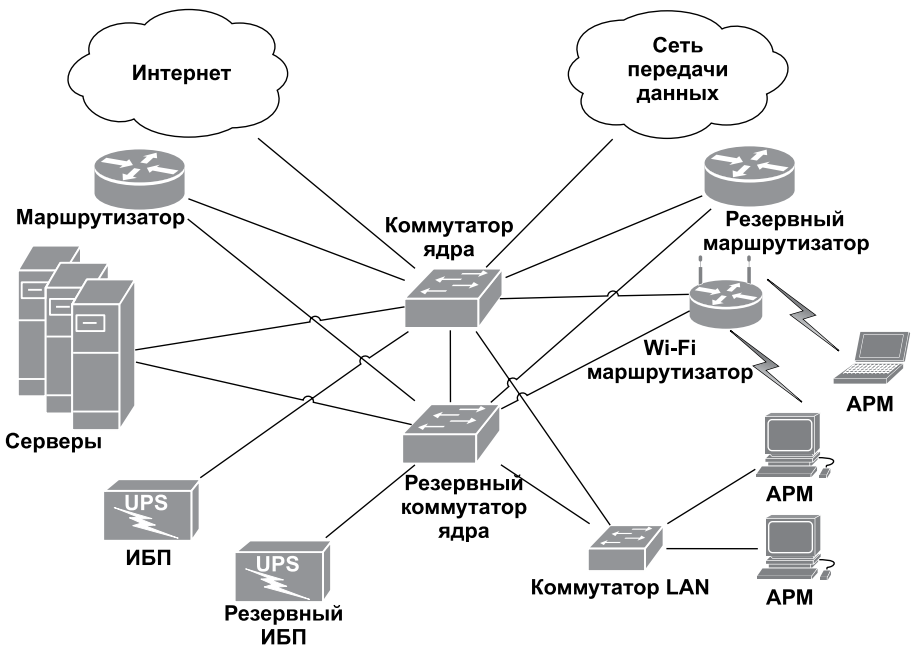


Рис. 6. Пример схемы подключения сетевого оборудования узла передачи данных с аппаратным резервированием

оборудование или одна из линий связи. Так, например, коммутаторы ядра и маршрутизаторы дублируются, а подключение автоматизированных рабочих мест (АРМ) может производиться двумя разными способами (проводное подключение и Wi-Fi).

С программной точки зрения при построении подобных схем применяются следующие протоколы и технологии:

- IEEE 802.3ad (Link Aggregation) — позволяет в Ethernet объединять несколько физических соединений в одно или несколько логических. Используется на коммутаторах, маршрутизаторах и серверах для резервирования физических подключений и увеличения пропускной способности соединения;
- STP (Spanning Tree Protocol) — протокол, позволяющий избегать петель в сетях Ethernet, в которых есть один или более сетевых мостов, связанных избыточными соединениями. Может применяться для дублирования соединений как альтернатива 802.3ad;
- IEEE 802.1Q — стандарт, описывающий процедуру тегирования трафика для передачи информации о принадлежности к виртуальной сети (VLAN). Применяется для передачи данных нескольких сетей через одно логическое соединение;
- HSRP (Hot Standby Router Protocol) или VRRP (Virtual Router Redundancy Protocol) — сетевой протокол, предназначенный для увеличения доступности маршрутизаторов, выполняющих роль шлюза. Это достигается путем объединения группы маршрутизаторов в один виртуальный маршрутизатор и назначения им общего IP-адреса, который и будет использоваться как шлюз для компьютеров в сети. Может применяться на маршрутизаторах для обеспечения автоматического переключения на резервное устройство.

Для повышения эффективности работы АСР, например, во время проведения крупных международных мероприятий или контртеррористических операций, в ЦУ должна быть предусмотрена возможность разворачивания *ситуационного центра* — помещения с несколькими рабочими местами для оперативной группы.

В дополнении к перечисленным выше обязательным подсистемам в состав ЦУ могут входить подсистемы визуализации (видиостена из произвольного числа панелей с контроллером управления, куда для сравнения результатов радиоконтроля могут быть выведены одновременно изображения сразу с нескольких рабочих мест операторов, что повышает удобство принятия оперативных решений), конференцсвязи и видеоконференций (служат для расширения возможностей взаимодействия персонала, находящегося в разных зданиях, районах или регионах). Пример ситуационного центра автоматизированной системы управления радиочастотным спектром (АСУ РЧС) «Универсиада 2013» при проведении XXVII Всемирной летней универсиады показан на *рис. 7* [5].

Рис. 7. Ситуационный центр АСУ РЧС «Универсиада 2013»

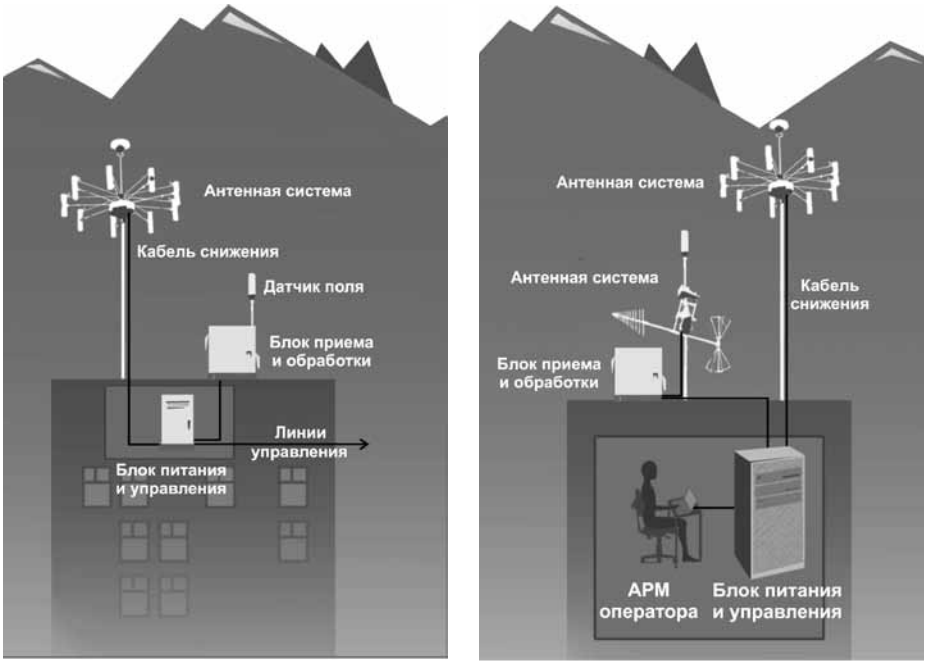
Пункты радиоконтроля

Пункты радиоконтроля представляют собой инженерные сооружения для развертывания стационарных технических средств радиоконтроля, в составе которых можно выделить радиоприемную аппаратуру (антенные системы, приемные устройства), размещаемую вне помещений, и оборудование обработки и управления (контролер управления, оборудование связи, система электропитания), которое может размещаться как внутри технических помещений, так и на улице в термостатированных, влагозащищенных шкафах (*рис. 8а*). Если пункт радиоконтроля является обслуживаемым, то в нем должны быть предусмотрены дополнительные помещения для размещения персонала и АРМ (*рис. 8б*). Оборудование радиоконтроля, не предназначенное для размещения в уличных условиях, размещают в специальных технических помещениях, где поддерживается необходимый для нормального функционирования аппаратуры температурный режим.

В крупных городах, где наблюдается наибольшая загруженность частотного диапазона, целесообразно развертывание стационарных ТС радиоконтроля; при этом в условиях плотной высотной застройки для размещения технических средств приходится использовать уже существующие здания (*рис. 9а*). Вне сложных городских условий мачты с антенными системами могут быть установлены непосредственно на грунт (*рис. 9б*) или на вышку сотового оператора (*рис. 9в*). Тогда для размещения остального оборудования могут быть возведены дополнительные сооружения (ограждения, боксы, здания с помещениями для персонала в случае обслуживаемых пунктов радиоконтроля).

В качестве пункта радиоконтроля целесообразнее использовать нежилые здания, так как это позволит существенно сократить различные согласования с их собственниками. Поиск подходящего места в городских условиях является сложной задачей, поскольку необходимо учитывать следующее:

- площадка для размещения антенной системы должна быть максимально открытой и ровной, а антенная система должна находиться на максимальном возвышении над другими постройками и деревьями, а также в максимальном отдалении от иных металлоконструкций, которые могут



а) *б)*

Рис. 8. Схема пункта радиоконтроля:
а) необслуживаемого, б) обслуживаемого

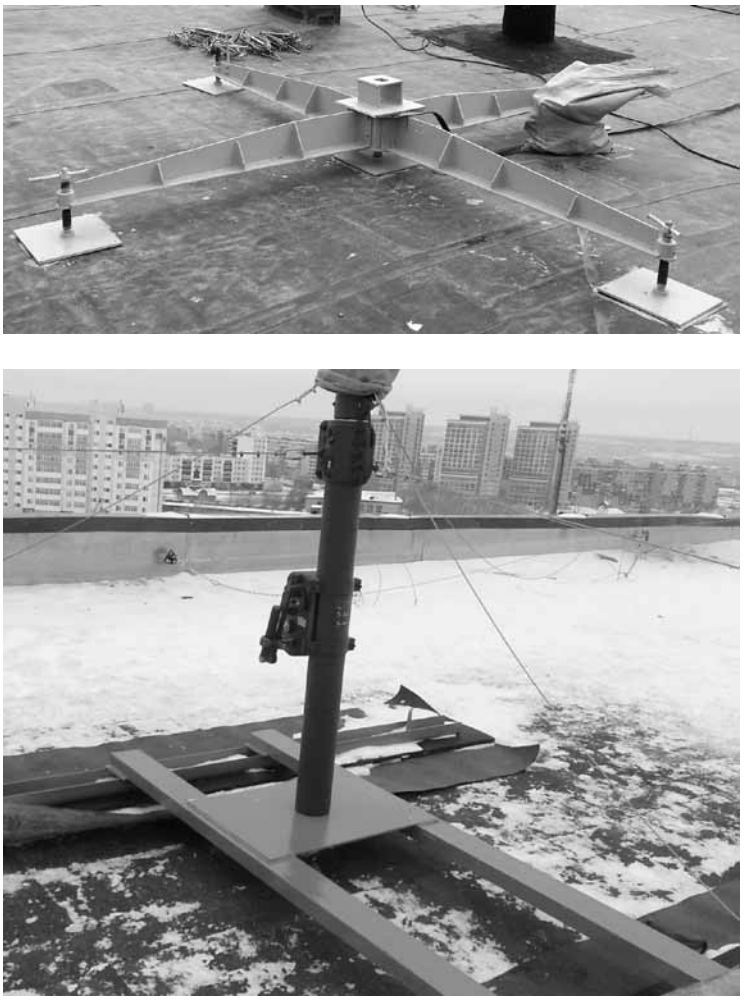


Рис. 10. Варианты разгрузочных рам

а)

б)

в)

Рис. 9. Варианты размещения антенных систем в пунктах радиоконтроля:
а) на кровле здания; б) на грунте;
в) на вышке сотового оператора

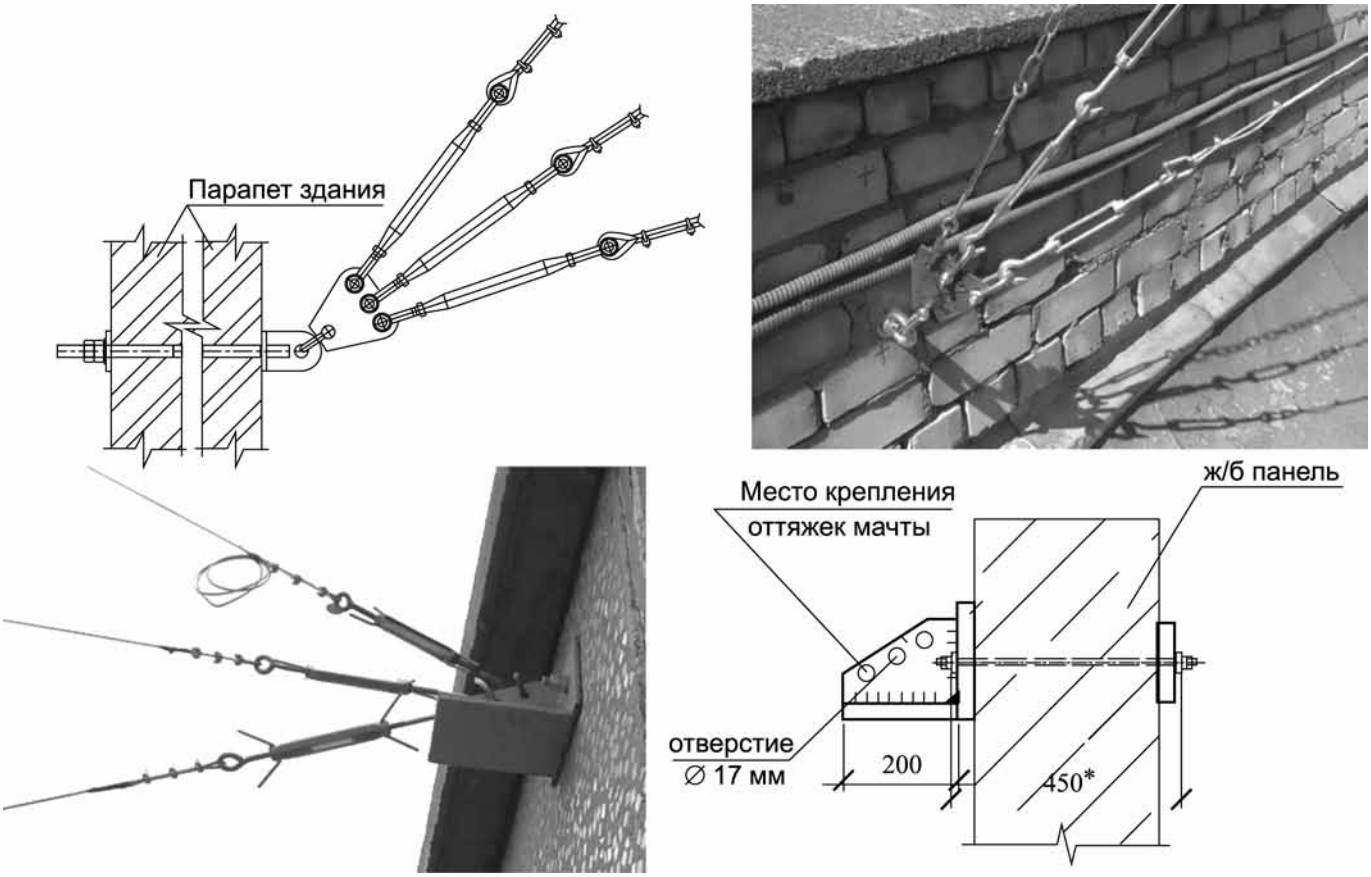


Рис. 11. Варианты крепления растяжек мачты

значительно повлиять на точность пеленгования и измерения;

- на расстоянии ближе 200 м от площадки не должно находиться постоянно действующих источников электромагнитного поля (передатчиков радиосвязи, электрогенераторов, электромашин и т.д.) [6], кроме того, площадка должна быть предварительно обследована на отсутствие электромагнитных помех;
- конструкция кровли должна обеспечивать возможность установки мачтовых устройств, а именно:
  - ✓ допустимая нагрузка должна быть не менее 400 кг на квадратный метр (для снижения нагрузки могут использоваться разгрузочные площадки — *рис. 10*),
  - ✓ растяжки мачты должны крепиться к бетонным перекрытиям крыши (бетонной стяжке), бетонному (кирпичному) бортику периметра крыши или другим жесткозакрепленным конструкциям (см. примеры на *рис. 11*),
  - ✓ между растяжками верхнего яруса и вертикальной осью мачты должен выдерживаться угол в пределах 30° — 45°,
  - ✓ должен выдерживаться соответствующий угол по азимуту между растяжками (например, 120°, если мачта крепится на три растяжки).

Мобильные, портативные и носимые средства разворачивают на временных постах, поэтому для таких ТС не требуется инженерных сооружений, для их работы в системе достаточно только наличия каналов связи с другими узлами.

В любых пунктах радиоконтроля должны быть предусмотрены места для подключения ТС радиоконтроля к сети электропитания и ЛВС и заземление всех блоков ТС, дополнительно возможно подключение к цепям защитного заземления корпуса мачты и растяжек всех ярусов. Для защиты оператора от поражения электрическим током в результате попадания молнии антенные системы подключают к цепи молниезащитного заземления. Для уменьшения вероятности поражения молнией аппаратуры также возможна установка молниеприемников на дополнительных мачтах рядом с антенны-

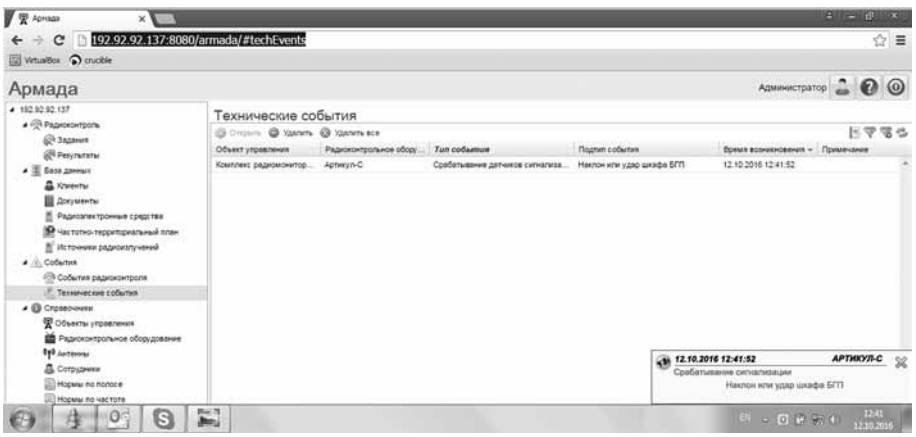


Рис. 12. Уведомление пользователя АСР АРМАДА о наклоне или ударе шкафа с оборудованием радиоконтроля

ми системами, однако следует учитывать, что установка молниеприемников в непосредственной близости от антенно-фидерных систем приводит к ухудшению эксплуатационных характеристик радиоконтрольного оборудования.

Пункты радиоконтроля должны предусматривать защиту от доступа и действий посторонних лиц. К примеру, стационарные комплексы и станции АРЧА имеют в своем составе встроенные датчики тревожной сигнализации (удар, наклон, открытие/закрытие), при срабатывании которых в базе данных АСР АРМАДА формируется техническое событие, а оператор оперативно получает уведомления по электронной почте и/или СМС (*рис. 12*).

Система передачи данных

Система передачи данных представляет собой совокупность узлов, объединенных сетью передачи данных, способных к дистанционно управляемому и автономному функционированию в соответствии с поставленными требованиями. Все взаимодействие в рамках системы передачи данных основывается на стеке протоколов TCP/IP и может быть реализовано при помощи стандартных сетевых компонентов.

В зависимости от размера и сложности АСР система передачи данных может представлять собой как простую локальную сеть в рамках отдельного комплекса радиоконтроля, так и сложную многоуровневую сеть с множеством узлов различных типов, а также со сложной структурой каналов связи и конфигурацией серверного оборудования.

Система передачи данных может содержать следующие типы узлов:

- центральный узел (центр управления);
- пункт управления;
- стационарный узел связи (стационарный пункт радиоконтроля);
- мобильный узел (мобильный пункт радиоконтроля);
- конечный узел (удаленное автоматизированное рабочее место).

В общем случае схема соединения имеет древовидную топологию (*рис. 13*), в которой каждый узел более высокого уровня связан с узлами более низкого уровня звездообразной связью. Основным достоинством данной топологии является то, что такая сеть не требует избыточных линий связи, легко масштабируется и ее легко контролировать, осуществлять поиск неисправностей.

В целях повышения надежности соединения, или в случаях, когда соединение между узлами одного уровня реализовать технически проще или экономически более выгодно, чем с вышестоящим узлом, можно использовать смешанную топологию и объединить узлы одного уровня в кольцо (*рис. 14*).

Для обеспечения высокой надежности, масштабируемости (возможности расширения или перестройки сети с минимальными затратами) и высокой производительности при построении сети передачи данных используется многоуровневая архитектура, базирующаяся на следующих принципах:

иерархичность — сеть разделяется на несколько уровней, каждый уровень выполняет определенные функции;

модульность — уровни строятся на основе отдельных модулей, каждый модуль представляет собой функционально законченную единицу, выполняющую функции соответствующего уровня.

Для обеспечения автономности узлов системы передачи данных, оборудование каждого узла размещается в отдельной маршрутизируемой подсети. В каждом из узлов располагается сетевой маршрутизатор, который осуществляет высокоскоростную коммутацию сетевого оборудования комплекса и обеспечивает доставку пакетов на удаленные элементы системы. Помимо основного маршрутизатора узла связи, ТС радиоконтроля могут дополняться оборудованием передачи данных. Подключение к проводным каналам, как правило, осуществляется напрямую в маршрутизатор либо, в случае подключения к оптическим линиям связи, с применением медиаконвертеров. Для организации беспроводной передачи данных комплексы дополнительно оснащаются комплектами связной аппаратуры, включающими в себя беспроводной маршрутизатор или VSAT терминал в случае применения спутниковой связи. Каждый пункт радиоконтроля может быть подключен к общей сети АСР с использованием одного или нескольких каналов передачи данных. При использовании нескольких каналов связи на одном комплексе ТС радиоконтроля один из каналов связи является основным, а остальные резервными, при этом основной маршрутиза-

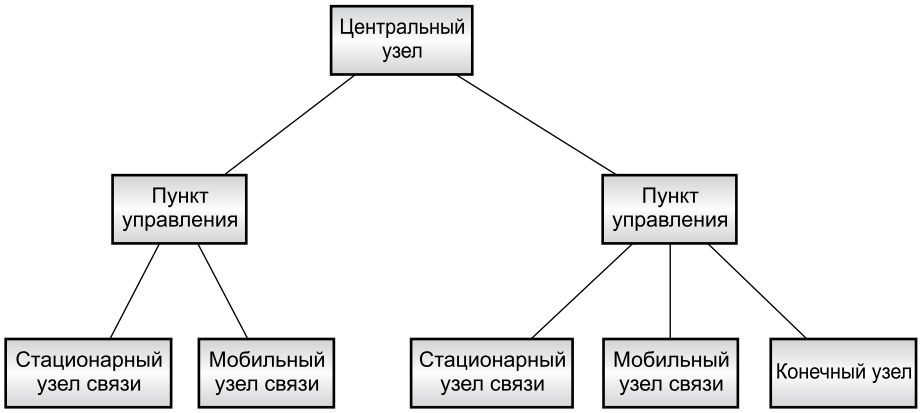


Рис. 13. Пример объединения узлов в сеть с древовидной структурой

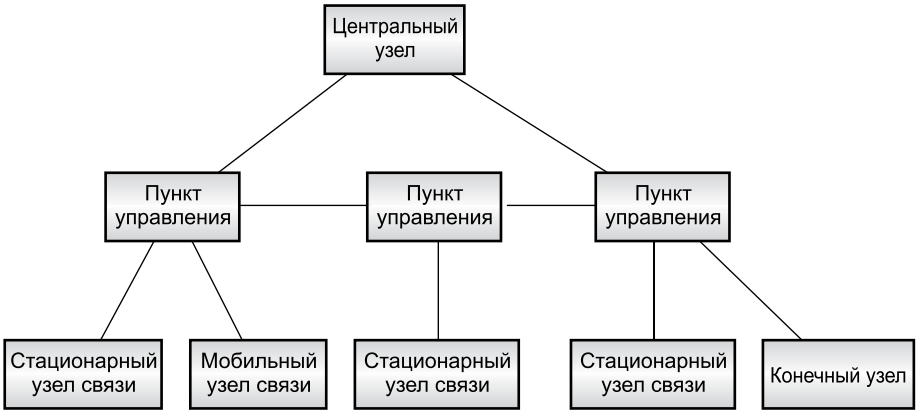


Рис. 14. Пример объединения Пунктов управления в кольцо

тор узла связи обеспечивает автоматическое переключение на резервные каналы в соответствии с заданным приоритетом.

В сложных многоуровневых схемах для обмена сетевыми маршрутами между узлами могут применяться протоколы динамической маршрутизации (RIP, OSPF, EIGRP и др.).

Каналы передачи данных

Ключевым компонентом, связующим узлы сети передачи данных, является канал связи, который обеспечивает передачу трафика между узлами. Применение широко распространенных протоколов передачи данных стека TCP/IP позволяет строить сеть на основе стандартных сетевых компонентов и при необходимости использовать уже имеющуюся сетевую инфраструктуру.

Для передачи данных между узлами системы могут использоваться как проводные, так и беспроводные линии связи. Наиболее распространенные *проводные каналы связи* можно условно разделить на следующие группы:

- выделенные линии связи — оптические или медные кабели, соединяющие узлы сети пользователя (это могут быть как свои, так и арендуемые линии связи);
- выделенные каналы данных — каналы данных, предоставляемые оператором связи поверх своей сети передачи данных (Frame Relay (PVC), ATM (PVC), E1/E3/STM-1, Ethernet VLAN);
- услуги по соединению на базе «группового» доступа (IP VPN, Virtual Private LAN Service (VPLS), сеть «Интернет»).

Беспроводные технологии используются там, где применение проводных технологий затруднено или невозможно по техническим причинам (например, при подключении мобильных узлов), либо в целях организации резервного канала передачи информации. При этом могут быть использованы следующие решения:

- сотовая связь GSM (GPRS, EDGE, 3G, LTE);
- КВ/УКВ радиоканал связи;
- Wi-Fi радиоканал;
- спутниковая радиосвязь.

Использование для работы автоматизированных систем каналов передачи данных на основе сетей *сотовой связи общего пользования* GSM, GPRS, EDGE и т.д. представляется весьма привлекательным, поскольку не требует серьезных начальных финансовых и временных затрат на развертывание инфраструктуры связи. Так, передачу данных через сети сотовых операторов с использованием высокоскоростных 3G/4G модемов можно использовать в качестве основного для мобильных пунктов радиоконтроля. Для стационарных узлов, размещенных в зонах охваченных городскими кабельными каналами, GSM/3G-канал может использоваться как резервный. В местах плохого приема возможно использование специальных направленных и всенаправленных антенн и усилителей сигнала. При нахождении узла связи в зоне уверенного приема сигнала каналы передачи данных, организованные через сети сотовых операторов 3-го и 4-го поколения, позволяют осуществлять высокоскоростной обмен данными с удаленными постами радиоконтроля и решать все необходимые задачи. В частности, стандарт LTE за счет технологии MIMO обеспечивает высокие показатели производительности как для стационарных, так и для мобильных пользователей, перемещающихся со скоростью до 120 км/ч [7]. Для повышения надежности канала передачи данных может применяться одновременное подключение к сетям различных операторов сотовой связи и обеспечение автоматического перехода на SIM-карту резервного оператора с автоматическим возвратом на SIM-карту основного оператора в случае сбоев в работе сети сотовой связи. На *рис. 15* представлен пример организации связи с мобильными комплексами радиоконтроля на основе компактных LTE маршрутизаторов фирмы iRZ (RL11w). Эти хорошо зарекомендовавшие себя устройства обеспечивают стабильное подключение к современным мобильным сетям, поддерживают основные стандарты беспроводной высокоскоростной передачи данных по сотовым сетям (LTE/HSPA+/UMTS/EDGE/GPRS), обладают широким диапазоном рабочих температур, имеют малые габариты и удобны для размещения в салоне автомобиля.

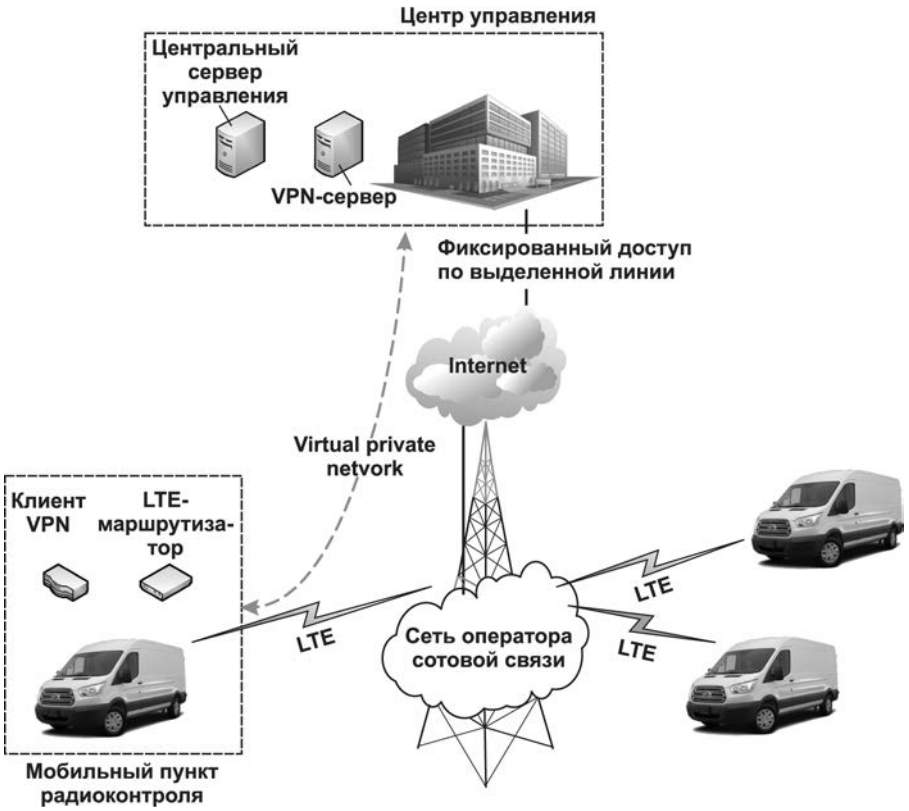


Рис. 15. Пример организации связи на основе LTE маршрутизаторов

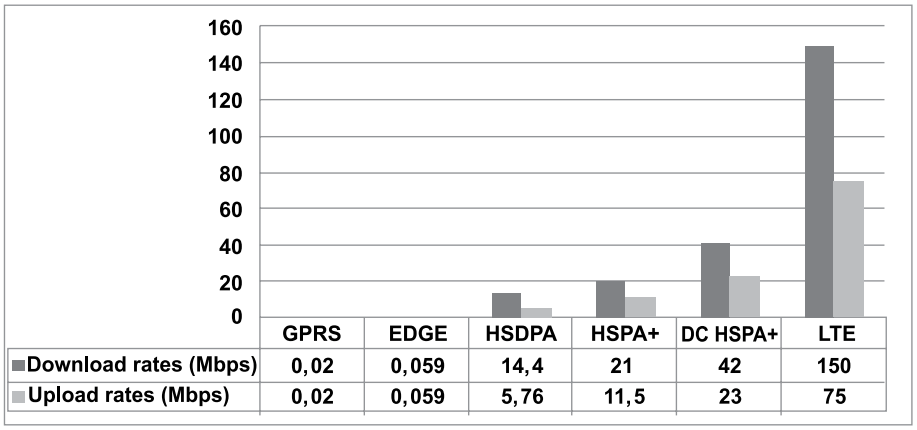
Основные преимущества организации каналов связи через *сеть сотовых операторов*:

- низкая стоимость развертывания;
- малые масса и габариты устройств передачи данных;
- легкость монтажа и настройки;
- высокая пропускная способность (до 75 Мбит/с в LTE сетях).

Недостатками данного варианта беспроводного доступа являются:

- территориальное ограничение зоной покрытия операторов сотовой связи;
- наличие дополнительных эксплуатационных расходов по оплате услуг оператора сотовой связи;

- зависимость предельно достижимой пропускной способности каналов от стандартов и технологий, используемых оператором связи (*рис. 16*);
- передача данных не напрямую между узлами системы, а через сеть оператора и в общем случае через сеть Интернет, что требует настройки защищенной VPN сети с размещением одного или нескольких VPN-серверов в Пунктах и Центре управления;
- отсутствие гарантии непрерывности связи из-за того, что работа радиосети сотовой связи в значительной степени зависит от непредсказуемо изменяющейся текущей нагрузки (количества одновременно работающих абонентов).



	GPRS	EDGE	HSDPA	HSPA+	DC HSPA+	LTE
Download rates (Mbps)	0,02	0,059	14,4	21	42	150
Upload rates (Mbps)	0,02	0,059	5,76	11,5	23	75

Рис. 16. Скорости передачи данных для различных технологий сотовой связи

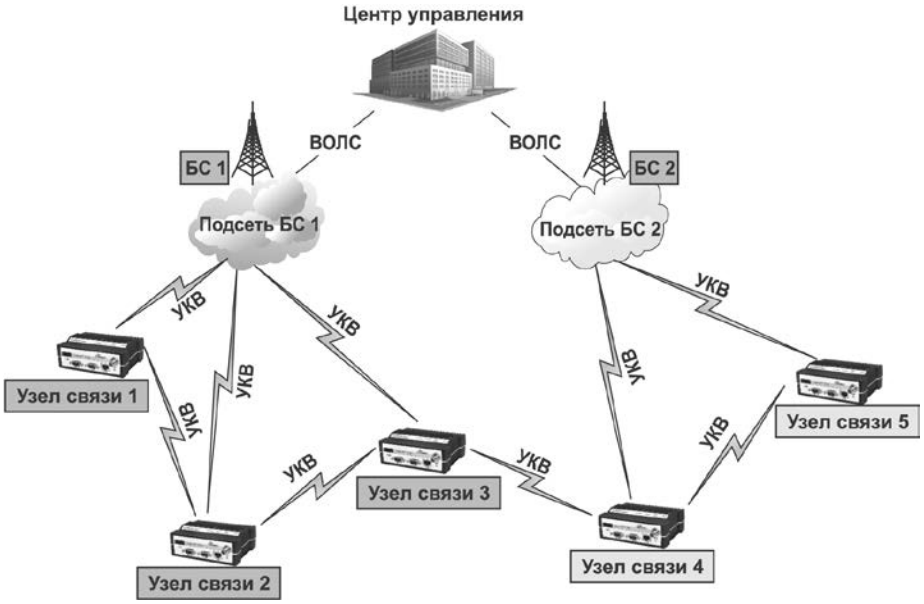


Рис. 17. Упрощенная схема стационарной радиосети обмена данными повышенной надежности и живучести на радиомодемах Viper-100/400

Промышленные пакетные *радиомодемы и радиомаршрутизаторы* позволяют создавать относительно недорогие, эффективные и гибкие радиосети обмена данными в реальном масштабе времени в УКВ радиодиапазоне. Радиомодемы способны функционировать многие годы с минимальным техническим обслуживанием, могут использоваться как на стационарных, так и на мобильных пунктах радиоконтроля, обеспечивают существенно больший радиус связи, но отличаются от рассмотренных выше широкополосных технологий более низкой скоростью передачи данных. Наиболее высокая скорость и надежность работы достигается при обеспечении прямой радиовидимости между объектами (на расстояниях до 30 км на открытой местности и до 10 км в условиях города со средней плотностью застройки). При использовании в составе стационарных радиосетей обмена радиомодемы функционируют в условиях минимального изменения условий приема радиосигнала, что позволяет обойтись без специальных методов повышения помехоустойчивости и использовать функционально более простые устройства.

Пример радиосети, созданной с использованием радиомодемов Viper-100/400 и способной функционировать на скоростях до 128000 бит/с, представлен на *рис. 17*. При обеспечении электромагнитной доступности между позициями всех узлов связи данная схема оказывается очень надежной, поскольку радиомодемы Viper-100/400 позволяют настроить режим автоматического изменения маршрутов передачи информации в случае выхода из строя каких-либо элементов системы.

В составе *подвижных радиосетей* используются радиомодемы, предусматривающие автоматический перевод подвижных объектов из оперативной зоны одной базовой станции (БС) в оперативную зону другой, гарантированное доведение передаваемых сообщений собственными встроенными средствами, автоматическое распределение нагрузки в радиосети и многие другие функции, связанные с ее работой. Связанные с наращиванием скорости обмена данными технические проблемы получили решение в современных образцах радиомодемов, использующих технологию «параллельного декодирования/интеллектуального объединения» радиосигналов (Parallel Decoding/Smart Combining) [8]. Для борьбы с затуханиями радиосигналов они используют два приемника с двумя разнесенными антеннами. Данный принцип реализован, в частности, в радиомодемах ParagonG3/GeminiG3, которые обеспечивают обмен данными с максимальной скоростью 57,6 кбит/с (диапазон УВЧ), 64 кбит/с (800 МГц) и 128 кбит/с (700 МГц, канал с шагом сетки радиочастот 50 кГц). Работа в радиосети организуется по протоколам UDP или TCP/IP с автоматическим сжатием данных. Применение сигнализации OOB (Out-of-band signaling) позволяет существенно увеличить количество работающих на одном радиоканале подвижных объектов за счет эффективного распределения частотного ресурса и автоматической передачи навигационной информации при каждом сеансе связи. Протокол обмена данными предусматривает возможность инициативной передачи как со стороны базовой станции, так и с мо-

бильного узла. В случае потери связи с БС бортовой радиомодем автоматически производит поиск другой базовой станции и выполняет коммутацию с ней. Пример сети, построенной на основе радиомодемов ParagonG3/GeminiG3, приведен на *рис. 18.*

Главным достоинством узкополосных радиосетей является независимость от «чужой» инфраструктуры связи и возможность развивать ее исходя из реальных требований (радиосеть принадлежит собственно пользователю, параметры ее работы и оперативная зона могут изменяться им самостоятельно), однако низкая пропускная способность и особенности распространения сигнала в УКВ-диапазонах не позволяют использовать данный вид связи в качестве основного канала передачи данных в крупных высоконагруженных АСР. УКВ радиосвязь скорее подойдет для организации аварийного канала в таких системах или в качестве основного для небольших систем или систем с ограниченным набором функций.

Беспроводную технологию Wi-Fi часто применяют для организации локальных компьютерных сетей малого радиуса действия. Такие широко известные протоколы беспроводной передачи данных как IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, IEEE 802.11a, IEEE 802.11n. подходят для организации беспроводной компьютерной сети внутри помещений или на улице в радиусе до 300 м, но при использовании этих протоколов для передачи данных на дальние расстояния возникают проблемы. Используемый в стандартах IEEE 802.11a/b/g/n метод доступа к среде CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) подразумевает контроль несущей частоты прослушиванием эфира перед началом передачи данных. Предотвращение конфликтов реализуется при этом с помощью механизма подтверждения доставки (обязательного квитирования) каждого отправленного пакета. Чем больше источников слышат друг друга и чем меньше между ними расстояние, тем более точно они могут синхронизировать свои действия, не допуская коллизий при передаче. Но когда источники разнесены на значительные расстояния, возникает сложная ситуация, известная как проблема скрытого узла, когда клиенты слышат только базовую станцию, но не слышат друг друга, что существенно осложняет резервирование [9].

Для беспроводной передачи данных на большие расстояния подходят поллинговые протоколы Nstream и NV2, разработанные компанией Mikrotik. Polling — это альтернативный метод доступа к среде, который решает проблему скрытого узла. При его использовании клиентские устройства начинают передачу данных, только получив специальный пакет разрешения (маркер) от базовой станции. Адаптивный алгоритм минимизирует количество служебной информации, передаваемой в сети, регулируя частоту отправки маркеров для каждого абонента в зависимости от его активности и общей загрузки сети. В результате протокол Nstream обеспечивает:

- низкий уровень накладных расходов в заголовке пакета, позволяющий повысить скорость передачи данных;
- отсутствие ограничений по дальности и скорости передачи данных;
- динамическую подстройку протокола в зависимости от типа передаваемых данных и используемых ресурсов и, как следствие, увеличение фактической скорости передачи данных за счет улучшенной компрессии трафика.

Протокол NV2 является логическим продолжением протокола Nstream. Он основан на современной цифровой технологии передачи сигнала TDMA (Time division multiple access), использующей параллельный доступ с распределением по времени, когда каждому клиенту в пределах одного канала выделяются уникальные тайм-слоты. Данная технология позволяет получать доступ к одному радиочастотному каналу большому количеству клиентов одновременно; базовая станция сразу рассылает расписание (time-slot), по которому назначается время работы всем клиентам, оставляя тем самым больше времени для фактической передачи данных. По сути это является групповым поллингом (group polling). В итоге, протокол NV2 по сравнению с Nstream:

- позволяет создать расписание для клиентов на основании предполагаемых расстояний (задержки распространения сигнала) и функции QoS (quality of service);
- отслеживает работу соседних беспроводных сетей и старается уменьшить коллизию, управляя расписанием для клиентов;
- обеспечивает собственную встроенную систему сетевой безопасности, основанную на аппаратном шифровании, использующем протокол блочного шифрования AES-CCM с 128 bit ключом.

Все это обеспечивает эффективное использование радиоканала и значительно повышает пропускную способность, особенно в сложных условиях, хотя и не делает передачу данных защищенной от несанкционированного доступа извне. Для организации безопасности беспроводной сети необходимо использовать определенные методы аутентификации и шифрования [10, 11].

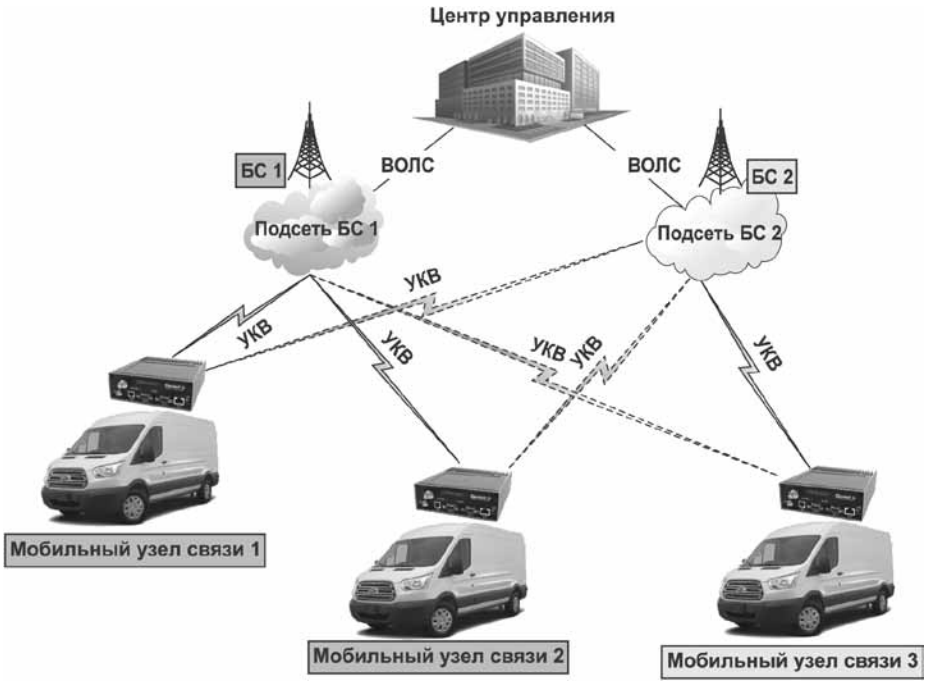


Рис. 18. Упрощенная схема подвижной радиосети повышенной надежности и живучести на радиомодемах ParagonG3/GeminiG3

Отметим также, что хотя благодаря лучшей проникающей способности в домашних или офисных компьютерных сетях Wi-Fi чаще применяется частотный диапазон 2,4 ГГц, для построения беспроводных сетей на дальних расстояниях больше подходит диапазон частот 5 ГГц. Волны с частотой 5 ГГц хуже преодолевают такие препятствия, как листва деревьев, однако в этом частотном диапазоне:

- большее количество относительно неперекрывающихся каналов (19);
- выше скорость передачи данных вследствие увеличения информационной плотности пакетов;
- меньше зона Френеля, что увеличивает дальность распространения сигнала.

В качестве примера рассмотрим организацию в полевых условиях связи между тремя радиоконтрольными пунктами при помощи четырех беспроводных маршрутизаторов внешнего исполнения Mikrotik RB911G-5HPnD-QRT (QRT5) с мощностью передатчика 1 Вт и интегрированными антеннами 23dBi MIMO 2x2 диапазона 5 ГГц с диаграммой направленности антенны 10x10°, работающие в режиме 802.11 b/g/n MIMO 2x2, имеющие гигабитные сетевые порты Ethernet 10/100/1000M и поддерживающие протокол NV2. Схема расположения радиоконтрольных пунктов показана на *рис. 19*, вид на рельеф на трассе распространение радиоволн — на *рис. 20*, а результат анализа зон Френеля для участка А — Б при высоте подвеса антенн 10 метров представлен на *рис. 21*. Для соединения пунктов Б — А и А — В использовалась схема «точка — точка», чтобы в случае необходимости, используя узконаправленные антенны, можно было устанавливать связь на дистанциях до 30 — 40 км. Тестирование скоростных характеристик созданных беспроводных каналов связи показало, что средняя задержка пакетов составила на участке Б — А 7 мс, на участке А — В около 3 мс; скорость на отправку (tx) и скорость на прием (rx) были порядка 190 Мб/с. При этом время развертывания пунктов Б и В и установки связи с пунктом А составило в среднем 10 минут.

Планируя использовать беспроводные технологии для обеспечения оперативной связи между мобильными и стационарными радиоконтрольными пунктами, следует иметь в виду и отдельные осложняющие их применение обстоятельства:

- для стабильного соединения необходима прямая или частичная видимость;
- в условиях сильных помех возможна нестабильная работа;
- при условии установления связи на больших расстояниях и использовании узконаправленных антенн наблюдается сложность юстировки направления между узлами сети;
- трудно добиться стабильности связи в условиях сильного тумана или мокрого снега.

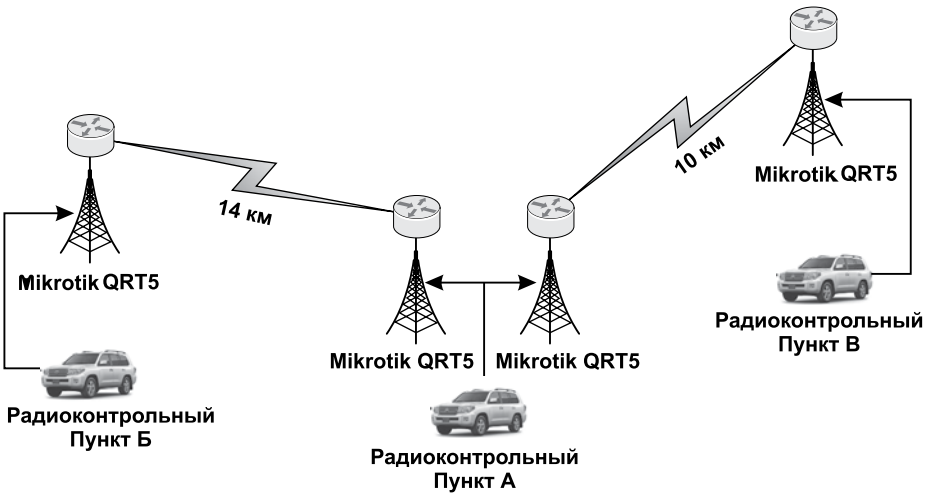


Рис. 19. Схема расположения радиоконтрольных пунктов

Рис. 20. Внешний вид участка Б – А трассы организации беспроводной связи

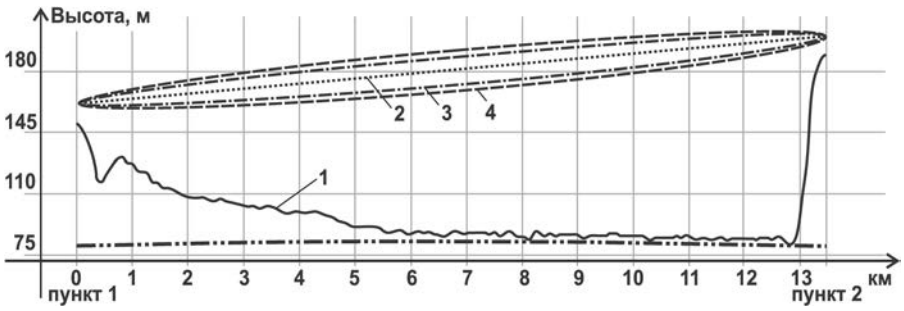


Рис. 21. Сравнение зон Френеля для диапазонов 2,4 и 5 ГГц. 1 – рельеф поверхности земли; 2 – прямая видимость между двумя антеннами; 3 – зона Френеля для диапазона 5 ГГц; 4 – зона Френеля для диапазона 2,4 ГГц

Спутниковые каналы связи могут быть использованы для высокоскоростной передачи данных между территориально-распределенными

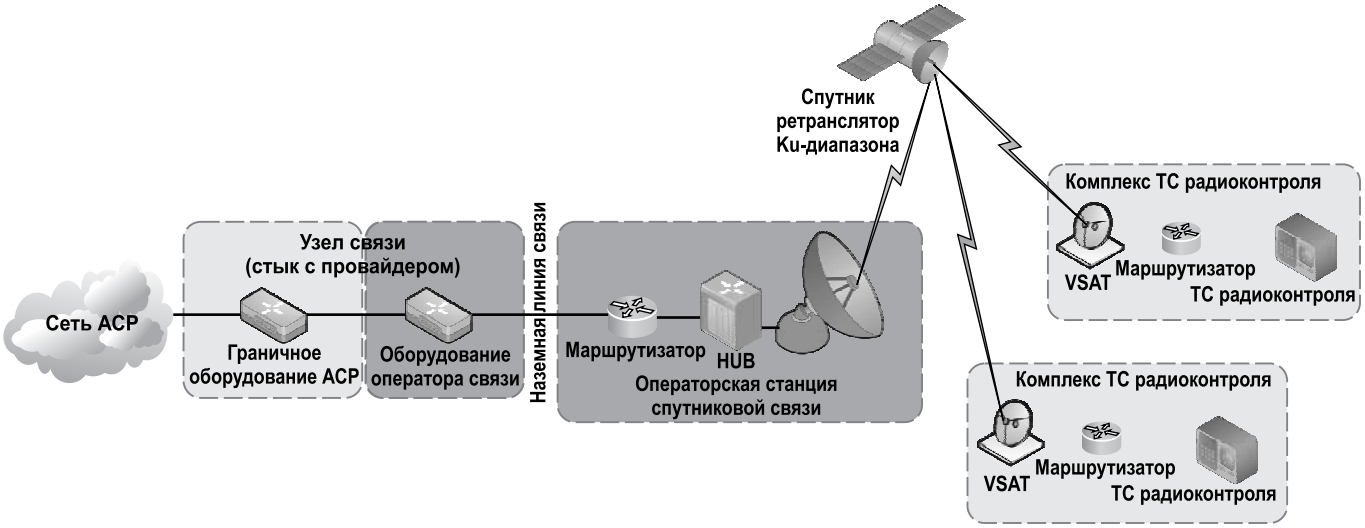


Рис. 22. Пример организации связи через спутниковую сеть

объектами в регионах, где нет подходящих иных систем связи. Достоинствами использования спутниковой сети являются:

- быстрота развертывания канала передачи данных через спутник;
- широта географического охвата территорий, на которых возможна организация передачи данных через спутник;
- независимость от наземных и/или иных линий связи;
- высокая — до 20 Мбит/с — скорость передачи данных.

К недостаткам спутниковых каналов связи можно отнести:

- высокую стоимость оснащения и трафика;
- сложность настройки оборудования;
- большое время отклика (задержка при передаче данных);
- возможное влияние погодных условий на качество сигнала.

Заключение

Эффективность работы автоматизированных систем радиомониторинга зависит не только от совершенства имеющейся радиоконтрольной аппаратуры, но и от особенностей функционирования многочисленных вспомогательных подсистем, образующих инженерную инфраструктуру.

В статье приведены типовые структурные схемы центров и пунктов управления, даны рекомендации по выбору, размещению и обеспечению эффективного функционирования серверного и связного оборудования, подсистем электропитания и визуализации, в том числе для коллективной работы с информацией; приведены рекомендации по развертыванию технических средств в обслуживаемых и необслуживаемых пунктах радиоконтроля; произведен сравнительный анализ различных вариантов реализации сетевой инфраструктуры для проводных и беспроводных каналов связи с разной пропускной способностью, включая сети на УКВ радиомодемах с максимальной скоростью передачи данных до 128 кбит/с.

Материалы статьи основаны на рекомендациях Международного союза связи и многолетнем практическом опыте развертывания и эксплуатации таких систем во многих регионах России. Изложенные в статье принципы и инженерные рекомендации могут быть полезны при разработке и вводе в эксплуатацию новых перспективных автоматизированных систем радиоконтроля.

Литература

1. *ГОСТ 34.003-90. Автоматизированные системы. Термины и определения.*
2. *Рембовский А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского.—4-е изд.—М.:Горячаялиния—Телеком, 2015. — 652 с.*
3. *Автоматизированные системы и технические средства радиомониторинга. Каталог компании ИРКОС. — М., 2014.*
4. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Рембовский А.М. Автоматизированная система радиомониторинга АРМАДА./ Спецтехника и связь, 2012. — № 1. — С. 43 — 50.*
5. *Алексеев Д.А., Ашихмин А.В., Кобелев С.Г., Козьмин В.А., Рембовский А.М., Сысоев Д.С., Царев Л.С. Технические особенности и опыт применения автоматизированной системы управления спектром на XXVII всемирной летней универсиаде в Казани./ Электросвязь, 2014. — № 4. — С. 34 — 41.*
6. *МСЭ. Справочник. Контроль за использованием спектра. — Женева, 2011. — 764 с.*
7. *Вишневский В., Красилов А., Шахнович И. Технология сотовой связи LTE — почти 4G./ Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2009. — № 1. — С. 62 — 72.*
8. *ЗАО «НПП «Родник» Конвенциональные широкополосные технологические радиосети обмена данными повышенной надежности и живучести (часть вторая)./ Журнал «ИСУП», 2010. — № 3(27). — http://isup.ru/articles/3/588/*
9. *Рошан П. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11./ П. Рошан, Д. Лиэри. — М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. — 304 с.: ил.*
10. *Борисов В.И., Щербаков В.Б., Ермаков С.А. Спектр уязвимостей беспроводных сетей стандарта IEEE 802.11./ Информация и безопасность, 2008. — Т. 11. — № 3. — С. 431 — 434.*
11. *Марков А.С., Рауткин Ю.В., Фадин А.А. Состояние и перспективы анализа защищенности Wi-Fi сетей./ Труды Научно-исследовательского института радио, 2012. — № 1. — С. 79 — 84.*

УДК 621.396

ГНЕЗДИЛОВ[1] Дмитрий Сергеевич
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич, кандидат технических наук
КРЫЖКО[1] Игорь Борисович, кандидат технических наук
ТОКАРЕВ[1] Антон Борисович, доктор технических наук
ФАТЕЕВ[2] Александр Андреевич

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫСОКОТОЧНОЙ ЛОКАЛЬНОЙ ШКАЛЫ ЧАСТОТЫ-ВРЕМЕНИ МОНИТОРИНГОВЫХ РАДИОПРИЕМНИКОВ

В статье анализируется проблема построения высокоточной локальной шкалы частоты-времени мониторингового приемника с нестабильностью не хуже 5×10^{-11}. Предложен и проанализирован возможный вариант алгоритмов формирования подобной шкалы; приведены результаты натурных испытаний ее точности и стабильности. Продемонстрированы результаты внедрения этих алгоритмов в аппаратуру радиомониторинга отечественного производства.

The article analyzes the problem of creation a high-precision local frequency-time scale for the monitoring receiver with instability of no more than 5×10^{-11}. The options of such scale formation are proposed and analyzed. The results of field tests of its accuracy and stability are shown. The results of implementing these algorithms in radio-monitoring equipment of domestic production are demonstrated.

Ключевые слова: радиомониторинговый приемник, тактовый генератор, локальная шкала частоты-времени, оценка частотных параметров.

Keywords: radio monitoring receiver, clock generator, local frequency-time scale, frequency parameters estimation.

Введение

Активное развитие и внедрение в практику разнообразных систем цифровой связи (СЦС) ставит перед разработчиками систем радиомониторинга задачи по контролю их параметров. Однако сложная структура цифровых сигналов и жесткие требования к частотным характеристикам СЦС, предъявляют повышенные требования к точности измерений и к стабильности частоты самих мониторинговых радиоприемников [1]. В частности, документы [2, 3] указывают, что максимально допустимая величина отклонения несущей частоты составляет в одночастотных сетях цифрового телевидения (SFN) не более 1 Гц для стандарта DVB-T/H и не более 0,5 Гц для стандарта DVB-T2. Соответственно измерительные средства должны иметь погрешность измерения частоты не хуже 0,05 Гц. Принимая за основу для расчетов в качестве несущей частоты сигналов СЦС частоту в 1 ГГц, получаем, что относительная нестабильность опорного генератора измерительного средства должна составлять не более $5\cdot10^{-11}$. Таким образом, проблема высокоточного оценивания параметров СЦС неразрывно связана с задачей формирования в мониторинговом приемнике локальной высокоточной шкалы частоты-времени.

Формирование локальной шкалы времени (ЛШВ) приемника с использованием PPS-сигналов спутниковой радионавигационной системы

Повышению точности измерений частоты колебаний мониторинговым приемником может способствовать синхронизация работы опорного генератора (ОГ) приемника с международным универсальным координированным временем (UTC). Реализовать синхронизацию с UTC можно на основе обработки «pulse-per-second» (PPS) сигналов, формируемых навигационным приемником в начале каждой секунды по шкале UTC. Следует, однако, иметь в виду, что PPS-сигналы являются лишь средством синхронизации, но сами по себе временно́й шкалы не образуют. Во-первых, невозможно гарантировать стабильность наблюдения PPS-сигналов; возможность их формирования существенно зависит от расположения спутниковой навигационной группировки по отношению к точке приема, и при недостаточном числе доступных спутников сигналы PPS пропадают. Во-вторых, особенности распространения радиоволн и действия помех приводят к погрешностям приема навигационных сигналов, из-за чего строб-импульсы на выходе навигационного приемника могут появляться с отклонением от эталонной временной сетки на десятки наносекунд. Таким образом, высокоточная локальная шкала частоты-времени (ЛШЧВ) приемника может быть сформирована лишь на основе его внутреннего высокостабильного генератора, подстраиваемого по совокупности PPS-сигналов. При этом часто не обязательно осуществлять физическую подстройку самого опорного генератора; ЛШЧВ может быть получена и путем использования определяемых на основе PPS расчетных поправок к последовательности отсчетов, формируемых этим генератором.

Если бы можно было гарантировать идеальную стабильность частоты ОГ мониторингового приемника и идеальный прием навигационных сигналов, то появление строб-импульсов на выходе навигационного приемника происходило бы

[1] — АО «ИРКОС», Москва; [2] — ПММ ВГУ, Воронеж.

всегда через фиксированное число тактов ОГ. В реальности нестабильность частоты ОГ приводит к отклонению ЛШЧВ от шкалы UTC, из-за чего измеряемый в тактах ОГ интервал k_i между моментами наблюдения строб-импульсов плавно случайным образом изменяется. Если же учесть дополнительно факт джиттера строб-импульсов, то математическую модель функционирования ЛШЧВ можно будет записать в виде

$$\begin{aligned} z_i &= p_i + \xi_i, \\ p_i &= p_{i-1} + k. \end{aligned} \tag{1}$$

Здесь p_i — реальное отклонение ЛШЧВ от шкалы UTC на i-й секунде интервала наблюдения, z_i — наблюдаемое отклонение ЛШЧВ, искажаемое случайной поправкой ξ_i, порождаемой джиттером, k — коэффициент ежесекундного взаимного ухода шкал, порождаемый отклонением текущей частоты ОГ от своего номинала. Реально из-за нестабильности частоты ОГ коэффициент k сам демонстрирует определенный случайный дрейф, однако при использовании высокостабильного генератора темп этого дрейфа довольно низок, что позволяет на интервалах длительностью до нескольких часов считать k неизвестной константой и рассматривать порождаемые дрейфом погрешности как следствие неточности измерения k и неизвестности значений поправок ξ_i. Значения же ξ_i можно с удовлетворительной для практики точностью считать последовательностью независимых случайных величин. В отсутствие объективных сведений о законе распределения ξ_i будем, когда возможно, полагать их распределенными по закону Лапласа (двойное экспоненциальное), а в случаях, когда вариант с законом Лапласа будет приводить к слишком сложным алгоритмам, будем использовать нормальное распределение.

Базовый подход к формированию ЛШЧВ

На стартовом этапе формирования ЛШЧВ ни значение p отклонения ЛШЧВ от шкалы UTC, ни коэффициент ухода шкал k, соответствующий текущей частоте ОГ не известны. И если бы к моменту формирования ЛШЧВ оказался доступен какой-то достаточного объема массив значений z_i, то по нему можно было бы получить первичные оценки $\tilde{p}$ и $\tilde{k}$, например, на основе метода наименьших квадратов (МНК).

Пусть массив наблюдений z_i включает n последовательных измерений. Примем момент последнего измерения за начало отсчета, тогда предыдущее измерение будет соответствовать «минус первой» секунде, а самый старый элемент этого массива — точке с координатой $(1 - n)$. Объединим результаты измерений z_i в вектор $\mathbf{z} = (z_{1-n}, z_{2-n}, \ldots z_{-1}, z_0)^T$, а неизвестные параметры ЛШЧВ в вектор $\mathbf{x} = (p, k)^T$. Тогда связывающую их между собой систему линейных уравнений можно будет записать в виде

$$\mathbf{H}_n \cdot \mathbf{x} = \mathbf{z} + \xi, \tag{2}$$

где $\xi = (\xi_{1-n}, \xi_{2-n}, \ldots \xi_{-1}, \xi_0)^T$ — вектор случайных поправок с корреляционной матрицей $\mathbf{R} = M\{\xi\xi^T\}$, а матрица $\mathbf{H}_n$ имеет вид

$$\mathbf{H}_n = \begin{pmatrix} 1 & (1-n) \\ 1 & (2-n) \\ \ldots & \ldots \\ 1 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}. \tag{3}$$

МНК оценка вектора параметров $\mathbf{x}$ может быть рассчитана по правилу [4]

$$\tilde{\mathbf{x}} = \left(\mathbf{H}_n^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_n\right)^{-1} \mathbf{H}_n^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{z}. \tag{4}$$

При независимых, равноточных измерениях корреляционная матрица поправок ξ может быть записана в виде $\mathbf{R} = \sigma_\xi^2 \mathbf{I}$. Значения $\mathbf{H}_n^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_n$ не зависят от конкретной выборки; результаты их предварительного расчета можно представить в форме

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_n^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_n &= \frac{1}{\sigma_\xi^2} \begin{pmatrix} n & \sum_i (i-n) \\ \sum_i (i-n) & \sum_i (i-n)^2 \end{pmatrix} = \\ &= \frac{1}{\sigma_\xi^2} \begin{pmatrix} n & -n(n-1)/2 \\ -n(n-1)/2 & (2n^3 + 3n^2 + n)/6 \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

откуда

$$\begin{aligned} &\left(\mathbf{H}_n^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_n\right)^{-1} = \\ &= \sigma_\xi^2 \begin{pmatrix} (2n^3 + 3n^2 + n)/6 & n(n-1)/2 \\ n(n-1)/2 & n \end{pmatrix} \Big/ \left((n^4 + 12n^3 - n^2)/12\right). \end{aligned} \tag{5}$$

При $n >> 1$ выражение (5) можно в первом приближении записать как

$$\left(\mathbf{H}_n^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}_n\right)^{-1}\Big|_{n \gg 1} \approx \sigma_\xi^2 \begin{pmatrix} 4/n & 6/n^2 \\ 6/n^2 & 12/n^3 \end{pmatrix}. \tag{6}$$

Возвращаясь к формированию ЛШЧВ, учтем, что реально для получения массива измерений z_i необходимо организовать сбор соответствующих данных, на что потребуется довольно большой интервал времени, ведь каждое новое измерение может быть получено лишь через секунду после предыдущего. Как следствие, рациональнее принять в качестве первичной оценки коэффициента ухода $\tilde{k}_0 = 0$, а в качестве отклонения $\tilde{p}_0$ значение, получаемое на основе первого же строб-импульса от навигационного приемника, и затем корректировать эти значения в режиме слежения, отказавшись от длительного этапа предварительного накопления данных.

Режим слежения и подстройки ЛШЧВ

Для коррекции оценок $\tilde{p}$ и $\tilde{k}$ воспользуемся фильтром Калмана [4], формирующего оценку

$$\tilde{\mathbf{x}}_i^+ = \tilde{\mathbf{x}}_i^- + \mathbf{P}_i^- \mathbf{h}^T (\mathbf{h} \mathbf{P}_i^- \mathbf{h}^T + \mathbf{R}_i)^{-1} (z_i - F(\tilde{\mathbf{x}}_i^-)), \tag{7}$$

где $\tilde{\mathbf{x}}_i = (\tilde{p}_i, \tilde{k}_i)^T$ — вектор оценок, соответствующий i-му шагу оценивания, z_i — наблюдавшееся на этом шаге отклонение ЛШЧВ от шкалы UTC, определяемое моментом наблюдения строб-импульса от навигационного приемника, $F(\tilde{\mathbf{x}}_i) = (\tilde{p}_i + \tilde{k}_i)$ — прогнозируемая величина отклонения, $\mathbf{h} = (1\ 0)$ — матрица частных производных для измеряемых параметров (редуцированная до единственного последнего измерения матрица $\mathbf{H}_n$), $\mathbf{P}_i = (\mathbf{H}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H})^{-1}$ — ковариационная матрица погрешности решения, подлежащая оценке на каждом i-м шаге в соответствии с правилом [4]

$$\mathbf{P}_i^+ = \mathbf{P}_i^- - \mathbf{P}_i^- \mathbf{h}^T (\mathbf{h} \mathbf{P}_i^- \mathbf{h}^T + \mathbf{R}_i)^{-1} \mathbf{h} \mathbf{P}_i^-, \tag{8}$$

$\mathbf{R}_i$ — корреляционная матрица случайных поправок, которая для случая единственного измерения превращается в константу σ_ξ^2. Предполагая число ранее произведенных измерений $n >> 1$, будем считать допустимым использовать для матрицы $\mathbf{P}_i$ вместо итеративного правила (8) аппроксимацию (6). Тогда

$$\mathbf{P}_i^-\mathbf{h}^T \approx \sigma_\xi^2\begin{pmatrix}4/n & 6/n^2\\ 6/n^2 & 12/n^3\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}1\\0\end{pmatrix} = \sigma_\xi^2\begin{pmatrix}4/n\\6/n^2\end{pmatrix} \quad \text{и}$$

$$\mathbf{h}\mathbf{P}_i^-\mathbf{h}^T \approx (1\ 0)\cdot\sigma_\xi^2\begin{pmatrix}4/n\\6/n^2\end{pmatrix} = \frac{4\sigma_\xi^2}{n}.$$

При $n >> 1$ слагаемое $\mathbf{h}\mathbf{P}_i^-\mathbf{h}^T$ в (7) оказывается существенно меньшим, чем $\mathbf{R}_i = \sigma_\xi^2$, что позволяет записать (7) в гораздо более компактном виде

$$\tilde{\mathbf{x}}_i^+ = \tilde{\mathbf{x}}_i^- + \begin{pmatrix}4/n\\6/n^2\end{pmatrix}(z_i - (\tilde{p}_i + \tilde{k}_i)). \qquad (9)$$

Если же учесть, что коэффициент ухода ЛШЧВ k не является константой, но сам подвержен случайному дрейфу из-за нестабильности частоты ОГ, то опираться на бесконечно протяженную последовательность измерений становится недопустимым и правило оценивания параметров ЛШЧВ необходимо модернизировать. Для этого достаточно перейти к использованию композиционного фильтра: до обработки n_F измерений он будет работать как фильтр Калмана, а далее как фильтр с постоянными коэффициентами

$$\begin{pmatrix}\tilde{p}\\\tilde{k}\end{pmatrix}^+ = \begin{pmatrix}\tilde{p}\\\tilde{k}\end{pmatrix}^- + \begin{pmatrix}4/n\\6/n^2\end{pmatrix}(z_i - (\tilde{p}_i + \tilde{k}_i)), \qquad (10)$$

где $n = \min(\max(10,i), n_F)$. (11)

Здесь n_F — характерное время изменения параметров ОГ (в секундах), определяемое из паспортных данных или путем экспериментов. Этот параметр определяет скорость сходимости (длина переходного процесса типично составляет $2 \div 4n_F$), а также влияет на точность работы фильтра. В условиях хорошего совпадения реального явления с линейной моделью (отсутствие параболической и прочих компонент высших порядков) чем больше n_F, тем выше точность фильтра. Если же условие отсутствия параболической и прочих компонент не выполнено, то чрезмерное увеличение n_F будет приводить к потере точности.

Модификация алгоритма слежения для повышения его устойчивости

Алгоритмы, построенные в предположении о нормальности закона распределения погрешностей, неустойчивы к нарушению этого предположения и к аномальным выбросам. Более устойчивыми оказываются алгоритмы, построенные в соответствии с предположением о распределении погрешностей по закону Лапласа, хотя такие алгоритмы, как правило, сложнее в реализации и медленнее сходятся. Однако в нашем случае, следуя [5], можно построить достаточно простой фильтр, являющийся квазиоптимальным для случая погрешностей, распределенных по закону Лапласа.

Зададимся некоторой константой *max_err*, превышение которой модулем погрешности z_i наблюдается достаточно редко (статистически маловероятно). Обычно в качестве такой константы берут удвоенную или утроенную априорную оценку погрешности измерений.

Модификация алгоритма (10) заключается в коррекции z_i по правилу

$$\tilde{z}_i = z_i \frac{max_err}{\max(|z_i|, max_err)}. \qquad (12)$$

Физический смысл (12) заключается в том, что, если $|z_i| > max_err$, измерение нормируется так, чтобы знак невязки сохранялся, а модуль приводился к *max_err*.

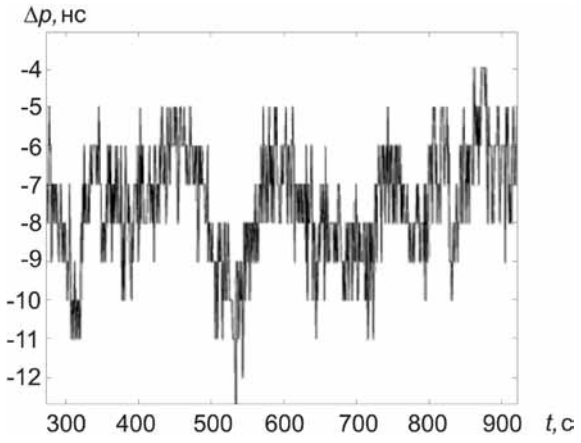


Рис. 1. Изменение во времени рассинхронизации ЛШЧВ двух мониторинговых радиоприемников

Результаты натурных испытаний характеристик ЛШЧВ

Для контроля точности синхронизации, обеспечиваемой описанным выше алгоритмом, был поставлен эксперимент, в ходе которого с выхода генератора Agilent E4438c через разветвитель широкополосный сигнал подавался одновременно на вход двух радиоприемников АРГАМАК-ИС [1]. Каждый приемник фиксировал время прихода сигнала по собственной ЛШЧВ, а затем зарегистрированные моменты наблюдения сигналов сопоставлялись между собой. Результаты сопоставления показаны на *рис. 1*, где горизонтальная ось отображает время в секундах, прошедшее с момента начала эксперимента, а по вертикали откладывалась разница зарегистрированных моментов прихода сигналов, характеризующая рассогласование двух ЛШЧВ, формируемых по правилам (10) — (12). Как видно из *рис. 1*, на достаточно протяженном интервале отклонение двух шкал друг от друга практически не превышало 10 нс, т.е. среднеквадратическая погрешность «привязки» каждой из шкал составляла единицы наносекунд.

Понижение нестабильности частотных измерений и ее практическая проверка

Упоминавшийся ранее уход ЛШЧВ от шкалы UTC возникает из-за отклонения реальной частоты ОГ равной f от его паспортной частоты f_p, а величина ухода определяется относительной расстройкой частоты

$$k = -(\Delta f / f_p), \qquad (13)$$

где абсолютная расстройка $\Delta f = f - f_p$.

Полученная за счет применения алгоритма подстройки (10) — (12) оценка $\tilde{k}$ взаимного ухода шкал времени позволяет считать, что реальная частота ОГ может быть на основе f_p рассчитана по правилу

$$\tilde{f} = f_p + \Delta\tilde{f} = f_p(1 - \tilde{k}). \qquad (14)$$

После подобной корректировки погрешность оценки частоты внешнего сигнала, порождаемая нестабильностью ОГ, будет определяться величиной

$$\frac{\Delta\tilde{f} - \Delta f}{f_p} = k - \tilde{k}. \qquad (15)$$

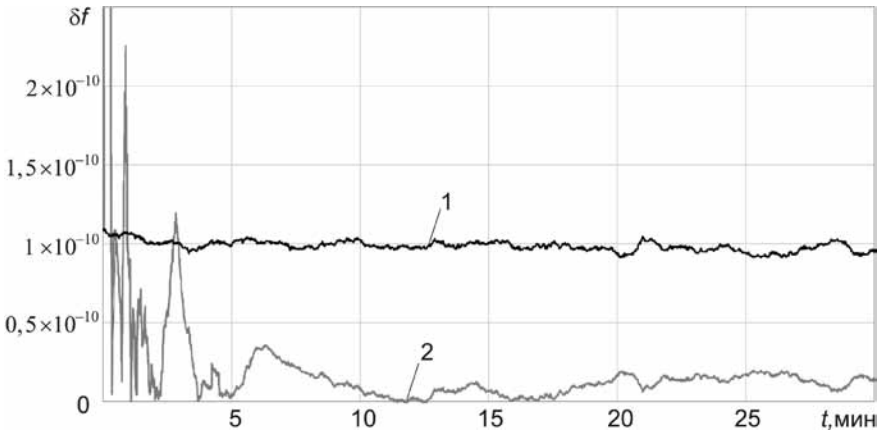


Рис. 2. Влияние корректировки ЛШЧВ на относительную ошибку измерения частоты гармонического колебания мониторинговым приемником. 1 – без корректировки, 2 – с корректировкой

Для практической проверки точности оценивания частот сигналов использовался приемник-синхронизатор VCH-311, характеризуемый по паспорту нестабильностью порядка 1×10^{-13}. На вход приемника АРГАМАК-ИС с выхода генератора, тактируемого опорным сигналом, формируемым VCH-311, подавался гармонический сигнал, частота которого считалась точно известной. Приемник осуществлял периодические измерения частоты, параллельно с измерениями формируя ЛШЧВ по правилам (10) — (12) и используя получаемые оценки $\tilde{k}$ для уточнения частоты ОГ по правилу (14). Влияние такой подстройки ЛШЧВ к UTC представлено на *рис. 2*. Линией с меткой «1» на нем представлены результаты измерения мониторинговым приемником частоты внешнего сигнала без применения коррекции. Линия с меткой «2» характеризует относительную погрешность оценки частоты после корректировки. Как следует из *рис. 2*, уже после 5...10 минут подстройки погрешность оценивания частоты снижается в 3...4 раза.

Заключение

Представленный в работе алгоритм формирования высокоточной локальной частотно-временной шкалы радиомониторингового приемника отличается простотой, надежностью и достаточно высокой скоростью установления синхронизации со шкалой UTC. При устойчивом приеме навигационных сигналов, что зависит от текущей конфигурации спутниковой группировки и обычно обеспечивается на практике, достаточная точность частотно-временной шкалы обычно достигается после 5—10-минутной подстройки. После завершения переходных процессов среднеквадратическая погрешность «привязки» по времени составляет единицы наносекунд, а обеспечиваемая нестабильность частоты оказывается менее 5×10^{-11}.

Литература

1. *Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 3-е изд., перераб. и доп. — М: Горячая линия — Телеком, 2012. — 640 с.*
2. *Нормы ГКРЧ 17-13 «Радиопередатчики всех категорий гражданского применения. Требования на допустимые отклонения частоты» с изменениями от 07.2015.*
3. *ГОСТ Р 55696-2013 «Телевидение вещательное цифровое. Передающее оборудование для цифрового наземного телевизионного вещания DVB-T/T2. Технические требования. Основные параметры. Методы измерений»*
4. *Simon, Dan. Optimal State Estimation: Kalman, H-infinity, and Nonlinear Approaches. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. Retrieved from http://en.bookfi.net/book /445765.*
5. *Мудров В.И., Кушко В.Л. Методы обработки измерений: квазиправдоподобные оценки. — Изд 2-е, перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1983. — 304 с.*

УДК 621.391

БОЧАРОВ[1] Дмитрий Николаевич
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич, кандидат технических наук
КОРОЧИН[1] Сергей Владимирович, кандидат технических наук
ПРОВОТОРОВ[1] Александр Сергеевич

СИСТЕМА САМОДИАГНОСТИКИ ОБОРУДОВАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА АРМАДА

В статье рассмотрена необходимость системы самодиагностики комплексов радиоконтроля. Дано краткое описание SNMP протокола, представлена архитектура системы самодиагностики в комплексах семейства АРЧА, описана настройка системы, представлен пользовательский интерфейс.
The article discusses necessity of self-test for radio monitoring equipment. A brief description of the SNMP, shows the architecture of self-test system in complexes of ARCHA family, describes the system configuration, the user interface is presented.

Ключевые слова: SNMP, автоматизированная система, самодиагностика, оповещение, радиоконтрольное оборудование.
Keywords: SNMP, automated system, self-test, alerts, radio monitoring equipment.

Введение

В современном мире постоянно возрастает количество устройств, использующих радиоволны. Для обеспечения возможности работы всевозможных приемников и передатчиков требуется строгое распределение радиочастотного спектра и, как следствие, усиление контроля за соблюдением этого распределения. Чтобы обеспечить приемлемый уровень контроля следует увеличивать количество радиоконтрольных пунктов (РКП). Для повышения экономической эффективности, чтобы не содержать дополнительные помещения и обслуживающий персонал, в последнее время радиочастотная служба переходит на необслуживаемые РКП, оборудование которых представляет собой различные технически сложные устройства, начиная от измерительных приемников, радиопеленгаторов, маршрутизаторов и серверов управления и заканчивая пожарными и охранными датчиками, средствами видеонаблюдения и линиями передачи данных, которые объединяются в единую сеть.

Для обеспечения функционирования и эффективного использования сети необслуживаемых РКП требуется, помимо их удаленного управления, возможность удаленного контроля их состояния. Более того, в связи с обширным парком оборудования, система должна обеспечивать автоматический контроль за своим состоянием, требуя помощи оператора лишь в критических ситуациях. Для решения подобных задач целесообразно использовать стандартный протокол SNMP — Simple Network Management Protocol. Традиционно SNMP используется для управления UNIX- и Windows-системами, принтерами, модемными блоками, источниками питания и другими устройствами. Потенциально протокол позволяет управлять любым устройством, на котором запущено соответствующее программное обеспечение. Это справедливо не только для физических устройств, но и для программ, например, веб-серверов и баз данных.

Целью настоящей работы является рассмотрение принципов построения системы удаленной диагностики и самодиагностики радиоконтрольного оборудования и инфраструктуры автоматизированной системы радиомониторинга (АСРМ) АРМАДА.

В основе системы самодиагностики оборудования АСРМ АРМАДА лежит протокол SNMP. Система обеспечивает поддержку следующих функций: отображение состояния оборудования в реальном времени, доступ к параметрам оборудования по SNMP протоколу, статистика по всем параметрам оборудования, автоматическая реакция на возникшие события, сбор диагностической информации для дистанционного определения неисправности.

Структура системы

Система самодиагностики, имеет клиент-серверную архитектуру, ее структура представлена на *рис. 1.*

Внешние клиенты системы разделаются на два типа: SNMP клиенты и веб-клиенты. В качестве SNMP клиента может выступать любое стандартное программное обеспечение, поддерживающее SNMP протокол, например, Zabbix, Nagios и т.п.

Веб-клиентом может являться любой веб-браузер. При наличии в составе комплекса автоматизированной системы радиомониторинга АРМАДА, интерфейс системы самодиагностики интегрируется в интерфейс АСРМ АРМАДА.

Сопряжение всех устройств, входящих в состав РКП, с системой диагностики осуществляется при помощи драйверов. Физически драйверы реализованы в виде подгружаемых плагинов. Такая архитектура позволяет обе-

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

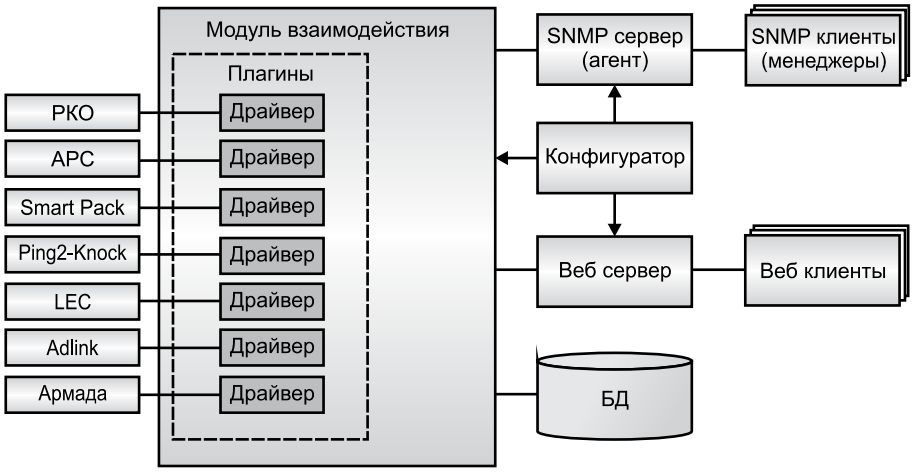


Рис. 1. Система самодиагностики

спечить поддержку новых компонентов как собственного производства, так и сторонних производителей с минимальными трудозатратами. На данный момент поддерживаются следующие компоненты.

Радиоконтрольноеоборудование(РКО). Драйвер позволяет собирать и анализировать детальную информацию от каждого модуля, входящего в состав оборудования. В перечень собираемых данных входят токи и напряжения в контрольных точках, температура компонентов и окружающей среды, время наработки и т.д. Благодаря этой информации служба поддержки может точно определить блок, работающий в критическом режиме или вызвавший сбой в работе, а также причину сбоя.

Источники бесперебойного питания APC, SmartPack. Драйверы обеспечивают контроль основных параметров, таких как температура, заряд батарей, внешнее питание, ток нагрузки и т.д. Кроме того, предоставляется прямой доступ к собственному SNMP интерфейсу источников.

Устройство сетевого мониторинга Ping2-Knock. Контроль датчиков удара, наклона, перемещения и др.

Промышленные ЭВМ LEC и Adlink. Драйвер обеспечивает поддержку различных датчиков, подключаемых по шине GPIO.

АРМАДА. Драйвер предоставляет информацию о состоянии канала связи и транслирует уведомления о случившихся событиях.

Центральным узлом системы самодиагностики является *модуль взаимодействия.* Модуль обеспечивает инициализацию драйверов, сохранение информации в базу данных, а также обработку запросов от SNMP агента или веб-сервера.

База данных (БД) хранит список подключенных устройств, перечень, структуру доступных параметров и конфигурацию для каждого устройства, а также принятые данные от устройств. SNMP агент представляет собой службу, которая обеспечивает поддержку SNMP протокола, веб-сервер отвечает за поддержку пользовательского интерфейса. Конфигуратор предназначен для настройки системы самодиагностики. Он обеспечивает добавление, удаление плагинов и их настройку.

SNMP протокол

Simple Network Management Protocol, он же Простой Протокол Сетевого Управления впервые использован в 1988 г. в целях управления большим количеством сетевых устройств. С того момента протокол набирал популярность и в настоящее время стандартизован.

Кроме удаленного управления, протокол SNMP предоставляет возможность мониторинга различных устройств, он позволяет получать информацию от любых сетевых устройств, будь то роутер или просто компьютер. Содержимое получаемой информации может быть разнообразно, например, время работы устройства, различные счетчики производительности CPU, датчики температуры и т.д.

Сеть, использующая SNMP для управления, содержит три основных компонента:

- SNMP менеджер — программное обеспечение (ПО), устанавливаемое на ПК администратора (системы мониторинга);
- SNMP агент — ПО, запущенное на сетевом узле, за которым осуществляется мониторинг;
- SNMP MIB (Management information base) — база данных в виде текстовых фалов. Этот компонент системы обеспечивает структурированность данных, которыми обмениваются агенты и менеджеры.

Фактически, SNMP менеджер является интерфейсом между оператором и узлом с запущенным SNMP агентом. SNMP агент — это интерфейс между SNMP менеджером и оборудованием на сетевом узле. Если провести аналогию протокола SNMP с клиент-серверной архитектурой (например, веб-сервера), то веб-сервер работает как служба на некотором порту, а пользователь силами браузера обращается к веб-серверу как клиент. В случае протокола SNMP роли клиента и сервера несколько размыты. Например, SNMP агент является службой, работающей на устройстве, за которым производится мониторинг, и обрабатывает запросы на определенном порту, то есть фактически является сервером. А SNMP менеджер является своего рода клиентом, который

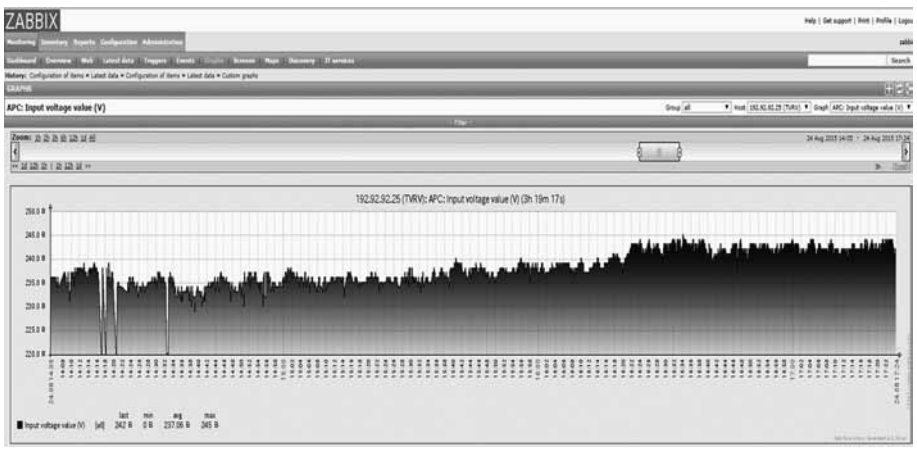


Рис. 2. Окно программы Zabbix

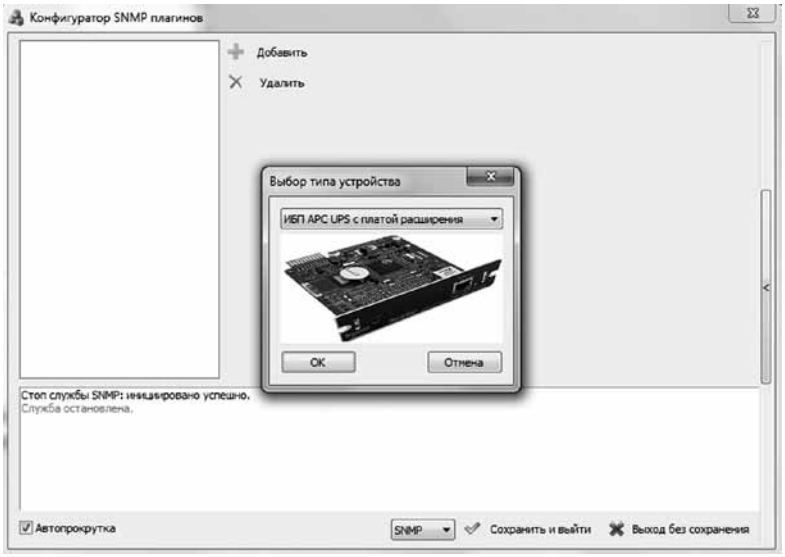


Рис. 3. Окно программы-конфигуратора

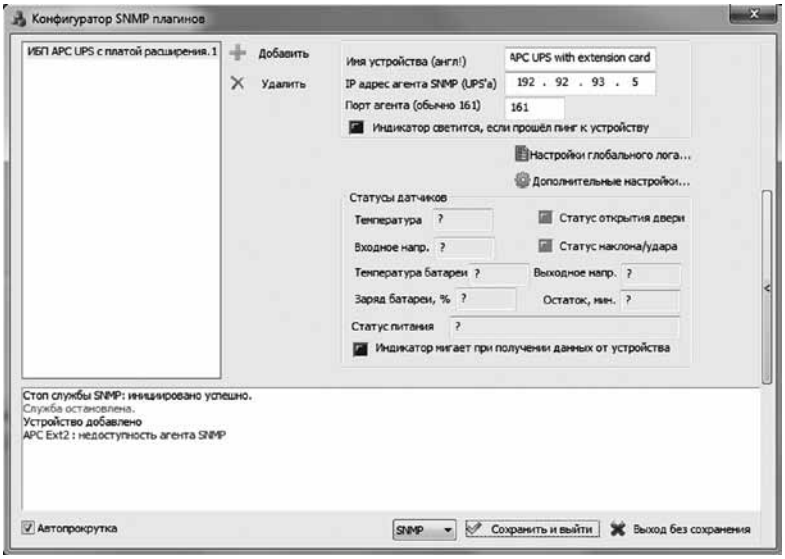


Рис. 4. Настройки ИБП

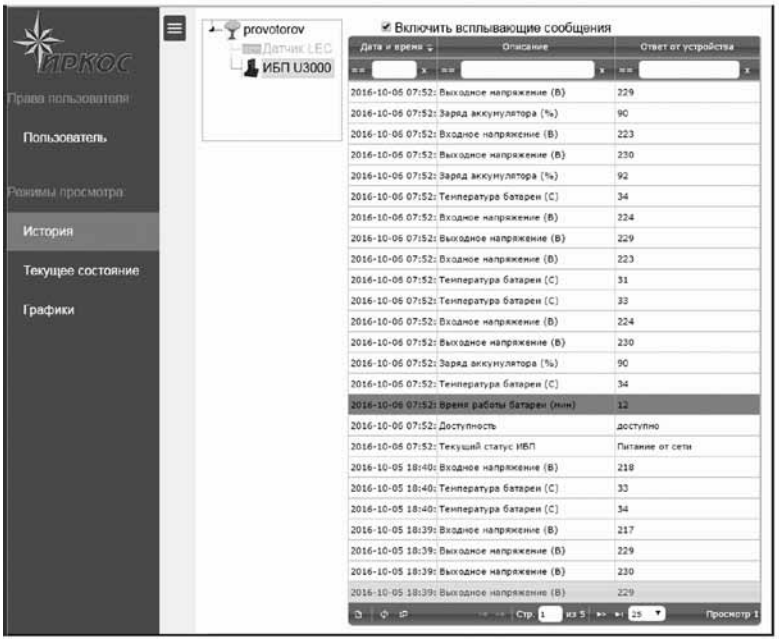


Рис. 5. Раздел «История»

обращается к серверу SNMP агенту. В SNMP реализовано прерывание (trap) в виде уведомления от агента к менеджеру. При отправке данного уведомления, агент и менеджер меняются ролями. В этом случае менеджер является сервером, работающим на определенном порту, а агент является клиентом. В последних версиях SNMP trap может именоваться как извещение (notification).

Взаимодействие агента и менеджера на уровне протокола SNMP организуется посредством пакетов объектов PDU (Protocol Data Unit), которые инкапсулируются в транспортный протокол. Хотя, SNMP поддерживает различные виды транспорта, обычно используется UDP. При этом каждое сообщение PDU содержит определенную команду (на чтение переменной, запись значения переменной, или ответ/trap агента). Агенты собирают информацию об устройствах и записывают в базу данных MIB, тем самым делая ее доступной.

Для работы системы используются MIB-файлы, которые содержат описание параметров устройств, доступных для опроса по SNMP протоколу. При этом для контроля оборудования могут использоваться и сторонние программы, например, популярная в кругах сетевых администраторов программа Zabbix. На *рис. 2* представлено окно программы Zabbix, подключенной к системе самодиагностики, на котором отображен график изменения напряжения питания комплекса в течение трех часов работы.

Для настройки системы самодиагностики используется программа Конфигуратор SNMP плагинов (далее и на схеме — Конфигуратор). Окно Конфигуратора представлено на *рис. 3*. Конфигуратор позволяет добавлять и удалять плагины устройств, тем самым расширяя, или ограничивая перечень устройств, контролируемых системой. В Конфигураторе реализованы следующие функции: возможность визуальной отладки настроек конфигурации плагинов устройств; отображение получаемых от устройства данных в графическом и текстовом виде.

Рассмотрим работу с Конфигуратором на примере источника бесперебойного питания APC. После добавления плагина APC в систему появляется окно с основными настройками (*рис. 4*).

После настройки адреса и порта ИБП в соответствующих полях появляются значения текущей температуры, заряда батареи и т.д. В меню дополнительных настроек для плагина APC доступны следующие настройки:

- интервал опроса датчиков;

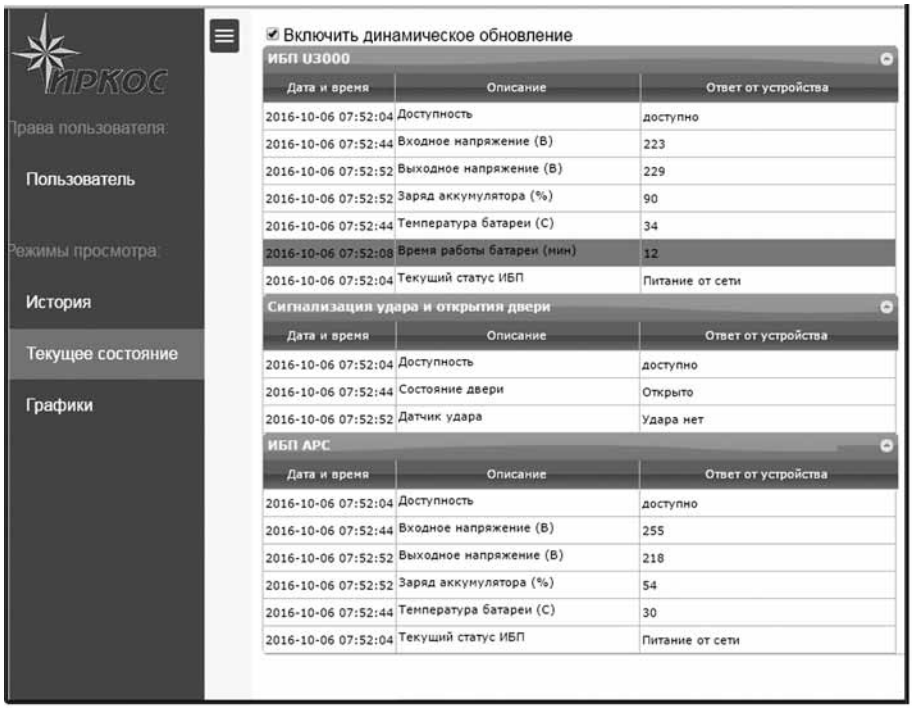


Рис. 6. Раздел «Текущее состояние»

Рис. 7. Раздел «Графики»

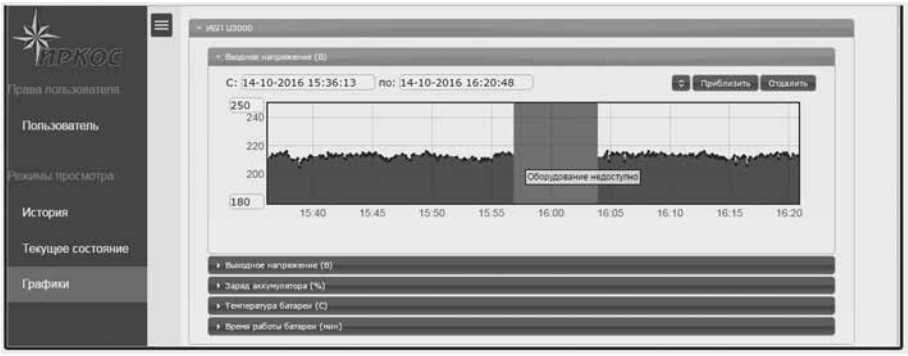


Рис. 8. Промежуток времени с недоступным оборудованием

- выбор параметров, поддерживающих Trap уведомления по SNMP;
- порог для возникновения событий;
- возможность корректного завершения РС при достижения порогового значения работы от батареи;
- местоположение (название РКП или мобильной станции) в АСР АРМАДА;
- опрос дополнительных параметров от АРС (версия прошивки и т.д.).

Веб-интерфейс дает возможность контроля параметров в удобной для оператора форме. В левом верхнем углу расположено меню, предоставляющее выбор одного из трех режимов просмотра. Каждый из режимов представляет собой отдельную страницу.

Раздел «История» (*рис. 5*) предоставляет доступ к истории изменений параметров в табличном виде. Таблица разбита на колонки «Дата и время», «Описание», «Ответ от устройства». Слева от таблицы располагается древовидный список. Список состоит из единиц оборудования. Оборудование, в свою очередь, может состоять из модулей. Отказ какого-либо модуля визуально отображается в древовидном списке. Имеется возможность сортировки и фильтрации. Реализован экспорт данных из таблицы в формат «Comma Separated Values». Экспортированные файлы можно просматривать и редактировать как в тестовом, так и в табличном виде.

Раздел «Текущее состояние» (*рис. 6*) состоит из списка параметров, которые имеет оборудование. На странице представлена таблица параметров на текущий момент времени.

Раздел «Графики» предназначен для визуального анализа истории изменений числовых параметров оборудования. Содержимое раздела представляет собой набор секций (по секции на оборудование). При открытии секции отображается интерактивный график изменения параметров за последние несколько суток. На графике с помощью мыши возможна навигация по оси абсцисс. Также можно выбрать начальные и конечные даты вручную. Возможна автоматическая или ручная подстройка по оси ординат.

На *рис. 7* показано окно раздела «Графики» на котором отображаются входное и выходное напряжение источника бесперебойного питания радиоконтрольного оборудования.

Пропадание связи с контролируемым оборудованием фиксируется системой. В этом случае формируется оповещение оператору. Также пропадание связи можно видеть на графиках.

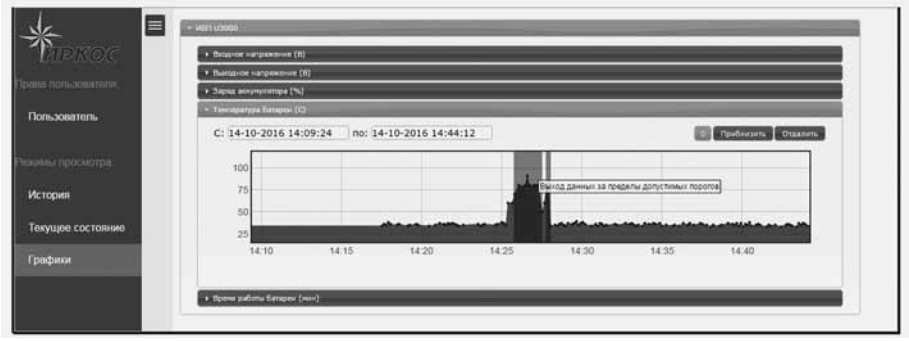


Рис. 9. Выход значений за пределы заданного порога

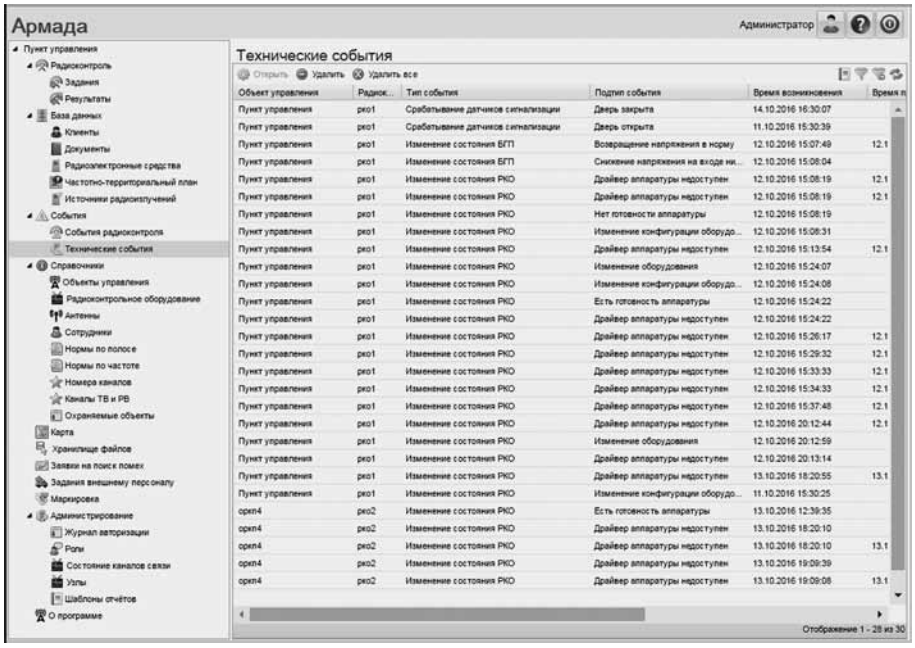


Рис. 10. Отображение событий в окне АСРМ АРМАДА

На *рис. 8* представлено окно графика с промежутком времени, когда оборудование было недоступно.

Помимо сбора статистики, системой самодиагностики производится постоянное сравнение параметров оборудования с пороговыми значениями, если таковые установлены. В случае превышения заданного порога формируется оповещение оператору. На *рис. 9* показано окно графика в случае превышения контролируемым параметром, в данном случае температуры батареи, заданного порога.

Оповещения оператору возможны трех видов: СМС-сообщения на заданные телефонные номера, отображение событий в окне АСРМ АРМАДА в виде всплывающих окон и таблицы из базы данных, кроме того, возможные сообщения по электронной почте. На *рис. 10* представлено окно АРМАДА с разделом отображения событий, зафиксированных системой самодиагностики.

Заключение

Система самодиагностики АСРМ АРМАДА позволяет в реальном времени вести контроль за состоянием технических средств, она своевременно оповещает оператора при возникновении нештатных ситуаций: пропадании каналов связи, сбоев оборудования, выходе параметров за пределы допустимых норм, срабатывании датчиков сигнализации и т.п. Вся диагностическая информация сохраняется в базе данных и может быть использована для проведения удаленной диагностики как аппаратуры радиоконтроля, так и оборудования инфраструктуры.

Пользовательский интерфейс основан на использовании web-браузера, что обеспечивает кроссплатформенность его использования, кроме того, имеется возможность подключения к сторонним системам мониторинга по SNMP протоколу.

Литература

1. *Рембовский, А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 3-е изд. — М.: Горячая линия — Телеком, 2012. — 640 с.*
2. *Каталог ИРКОС. Технические средства радиомониторинга. — М.: ЗАО ИРКОС, 2014. — 86 с.*
3. *Мауро Д., Шмидт К. Основы SNMP. 2-е издание. /Пер. с англ. — СПб.: Символ-Плюс, 2012. — 520 с.*

УДК 621.396.62

АШИХМИН[1] Александр Владимирович,
доктор технических наук
ЛИТВИНОВ[1] Александр Иванович
ПЕРШИН[1] Павел Викторович
ПОЛЯКОВ[1] Александр Владимирович
СЕРГИЕНКО[1] Александр Ростиславович
СПАЖАКИН[1] Михаил Игоревич
ТОКАРЕВ[1] Антон Борисович,
доктор технических наук

ЦИФРОВЫЕ РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА

В статье анализируется ряд вопросов, связанных с реализацией радиоприемных устройств (РПУ), предназначенных для проведения радиомониторинга, по технологии программно-определяемого радио (SDR). Рассматривается два варианта реализации аналогового тракта РПУ: с нулевой и ненулевой промежуточной частотой (ПЧ). Показано, что при радиомониторинге цифровых стандартов радиосвязи необходимо иметь возможность изменения частоты дискретизации сигнала. Представлен вариант практической реализации тракта РПУ с изменяемой частотой дискретизации на основе полиномиальной интерполяции. Приведены примеры реализации алгоритмов идентификации и пеленгования источников цифровых систем связи TDMA в реальном времени. Продемонстрированы результаты внедрения представленных технических решений в радиоаппаратуру отечественного производства на примере носимого приемника для радиомониторинга АРГАМАК-МН и компактного многофункционального модуля преобразования и цифровой обработки радиосигналов АРК-ЦПС3.

The article examines a number of issues related to the implementation of radio receivers designed for radio monitoring, by using software-defined radio (SDR) technology. We consider two embodiments of an analog path of radio receiver: with zero intermediate frequency (IF) and non-zero IF. It is shown that the signal sampling rate must be able to be changed for radio monitoring of digital radio standards. A version of the practical implementation of radio receiver tract with variable sampling rate based on polynomial interpolation is represented. The examples of the real time algorithms for identification and direction finding of TDMA digital communication system sources are introduced. The results of the implementation of technical solutions presented in the radio equipment of domestic production on the example of the wearable receiver for radio monitoring ARGAMAK-MH and compact multifunction unit conversion and digital processing of radio ARC-TSPS3 are shown.

Ключевые слова: радиомониторинг, цифровое радиоприемное устройство, ПЛИС, цифровая обработка сигналов.
Keywords: radio monitoring receiver, FPGA, digital signal processing.

Введение

Быстрое развитие технологий беспроводной связи и передачи данных предъявляет особые требования к радиоприемным устройствам (РПУ) для радиомониторинга [1, 2]. Существуют нормативные требования по ширине полосы одновременного обзора, неравномерности АЧХ тракта, динамическому диапазону, линейности тракта, коэффициенту шума, уровню фазовых шумов. Кроме этого, существует ряд функциональных требований: возможность демодуляции и декодирования цифровых стандартов беспроводной связи, возможность многоканальной записи сигналов, обнаружение и распознавание различных типов узкополосных и широкополосных радиосигналов, в том числе сигналов с пакетной структурой и псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Выполнение всех требований, предъявляемых к современному РПУ для радиомониторинга, становится возможным лишь с применением цифровых технологий обработки сигнала. Цифровые радиоприемные устройства (ЦРПУ) последних лет разработки, как правило, базируются на принципах программно-определяемого радио (SDR). Функциональные возможности и технические характеристики ЦРПУ адаптируются под различные задачи радиомониторинга с помощью встроенного программного обеспечения.

Основная цель работы — представить особенности архитектуры и варианты практической реализации аналоговых и цифровых узлов приемника, предназначенного для радиомониторинга.

В первой части статьи дается краткая характеристика аналоговых трактов цифровых радиоприемных устройств, построенных по супергетеродинной схеме и по схеме прямого преобразования частоты; проанализированы особенности применения обеих схем в решении задач радиомониторинга. Во второй части статьи представлены и кратко проанализированы различные способы изменения частоты дискретизации цифрового сигнала в ЦРПУ на аппаратном уровне в режиме реального времени. Третья часть знакомит со специальными алгоритмами цифровой обработки сигналов на примере многоканальной узкополосной фильтрации, обнаружения импульс-

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

ных сигналов с малой длительностью и адресного пеленгования, позволяющего проводить пеленгование передатчиков, работающих в режиме с разделением по времени. В четвертой части статьи приводятся параметры носимого приемника для радиомониторинга АРГАМАК-МН (в дальнейшем — приемник АРГАМАК-МН) и компактного многофункционального модуля преобразования и цифровой обработки радиосигналов АРК-ЦПС3 (в дальнейшем — модуль АРК-ЦПС3).

Варианты построения аналогового тракта цифровых радиоприемных устройств

В современной профессиональной радиоаппаратуре используются приемники гетеродинного типа двух видов: супергетеродинные приемники, работающие с переносом принимаемого сигнала на отличающуюся от нуля промежуточную частоту (ПЧ), и приемники прямого преобразования частоты, переносящие принимаемый сигнал на «нулевую» частоту. Функциональные схемы данных типов приемников представлены на *рис. 1, 2* соответственно.

Приемники супергетеродинного типа имеют более сложную структуру аналогового тракта, включающего преселектор, обеспечивающий избирательность по прямому и зеркальному каналам приема, а также один или несколько узлов переноса на ПЧ, включающие в себя фильтр промежуточной частоты, обеспечивающий селекцию по соседним каналам приема. Как правило, приемники супергетеродинного типа имеют 2 или 3 ступени переноса. К преимуществам схемы супергетеродинного типа можно отнести: большой динамический диапазон, свободный от паразитных спектральных компонентов; хорошую устойчивость к внеполосным помехам за счет высокой прямоугольности фильтров ПЧ; отсутствие смещения постоянной составляющей и квадратурных искажений, т.к. используется один АЦП, а преобразование действительного сигнала в комплексный вид производится в ПЛИС с помощью цифрового понижающего преобразователя. Из недостатков можно отметить следующие: ввиду многократного преобразования частоты приемники данного типа обладают значительным энергопотреблением и имеют большое количество каналов побочного приема, что предъявляет высокие требования к системе фильтрации; вследствие высокой прямоугольности фильтров и сложной схемы коммутации повышается коэффициент шума; при многократном переносе суммируется фазовый шум гетеродинов; на вход АЦП широкополосного супергетеродинного ЦРПУ для радиомониторинга поступает сравнительно высокая ПЧ. Для оцифровки широкополосного сигнала ПЧ необходима высокая тактовая частота АЦП, что накладывает ограничения на динамический диапазон и определяет высокие требования к производительности средств цифровой обработки сигнала.

Приемники прямого преобразования имеют более простую структуру аналоговой части. В общем случае она может включать в себя лишь блок переноса частоты с гетеродином (*рис. 2*), имеющим квадратурные выходы с фильтрами НЧ. Такая структура позволяет получить меньший уровень потребления мощности при одинаковой полосе одновременного анализа, возможность достижения более низких массогабаритных характеристик, сравнительно низкий уровень шума и интермодуляционных компонентов. Для улучшения характеристик по интермодуляционным искажениям второго и третьего порядков, а также чувствительности в структуру приемников прямого преобразования, как правило, включают блок предварительной селекции с диапазонными или перестраиваемыми фильтрами и малошумящими усилителями [3]. Приемники прямого преобразования получили

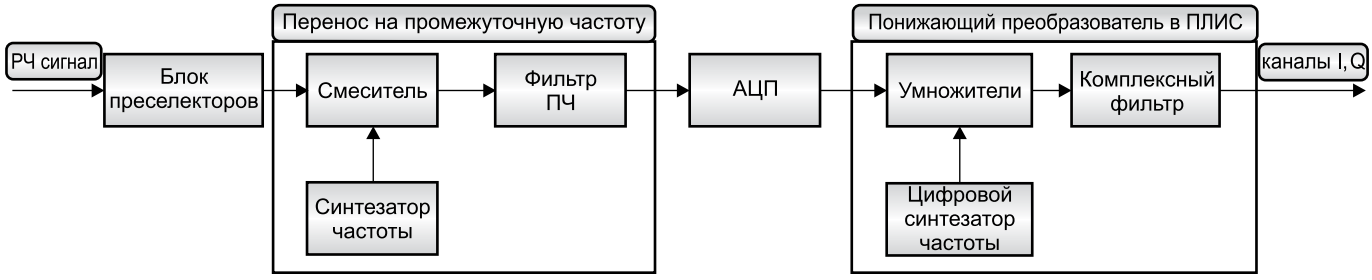


Рис. 1. Функциональная схема супергетеродинного ЦРПУ

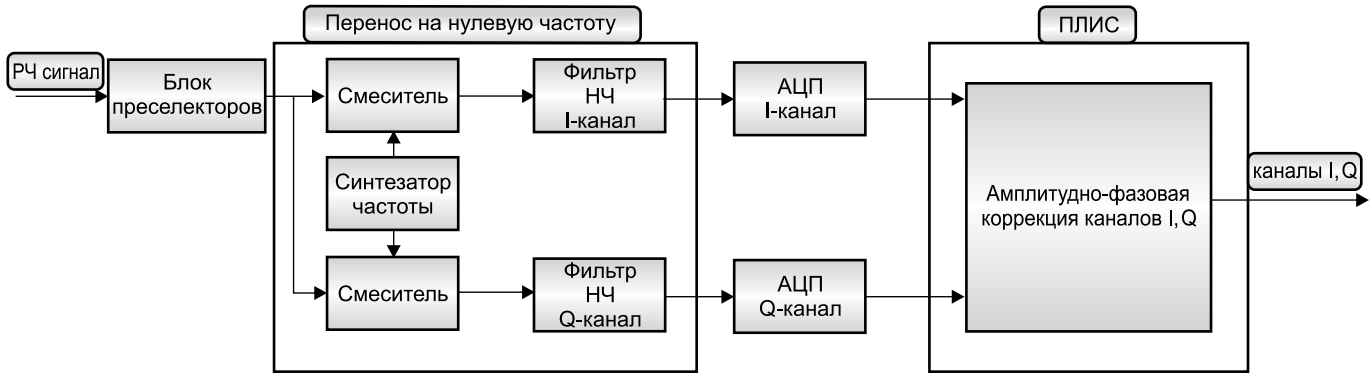


Рис. 2. Функциональная схема ЦРПУ прямого преобразования частоты

широкое распространение в устройствах беспроводной связи и передачи данных. Недостатки схемы с преобразованием на «нулевую» частоту определяются в основном аналоговой схемой квадратурного преобразования [5]. Вследствие нестабильности амплитудных и фазовых соотношений в двух каналах на входах АЦП имеется дисбаланс, приводящий к появлению паразитных компонентов в спектре сигнала. В целях компенсации дисбаланса необходимо производить коррекцию синфазных и квадратурных каналов приема. Для достижения лучших результатов в изменяющихся условиях эксплуатации коррекцию необходимо периодически повторять.

На *рис. 3* представлены зависимости уровня подавления квадратурных компонентов от разности амплитуд в синфазном и квадратурном каналах для различных значений ошибки сдвига фазы между каналами [4]. Например, верхняя кривая на *рис. 3* построена для ошибки сдвига фазы 10 градусов (сдвиг фазы между каналами составляет не 90 градусов, а 80 или 100 градусов). При такой ошибке сдвига фазы подавление квадратурных компонентов будет составлять не более 22 дБ. Для достижения приемлемого для практических целей уровня подавления квадратурных компонентов (не менее 40 дБ) фазовое рассогласование каналов не должно превышать 1 градуса, а амплитудное рассогласование каналов — 0,1 дБ.

Современные технологии производства интегральных схем позволяют реализовать всю схему прямого преобразования частоты на одном кристалле (RFIC). В данный момент подобные семейства интегральных микросхем выпускаются рядом производителей, например, Analog Devices, Lime Microsystems и др. Калибровка RFIC на производстве обеспечивает типовое значение отношения сигнал/помеха 40 дБ, что достаточно для приема сигналов большинства систем цифровой связи. Дополнительная программная калибровка РПУ на базе RFIC позволяет улучшить отношение сигнал/помеха до 60 дБ.

Модуль АРК-ЦПС3 построен по схеме с прямым преобразованием частоты на базе RFIC AD9364 [11]. Модуль осуществляет квадратурное аналого-цифровое преобразование сигналов. Данный модуль может применяться в качестве недорогого (по сравнению с измерительными приемниками, построенными по супергетеродинной схеме) технического средства радиомониторинга.

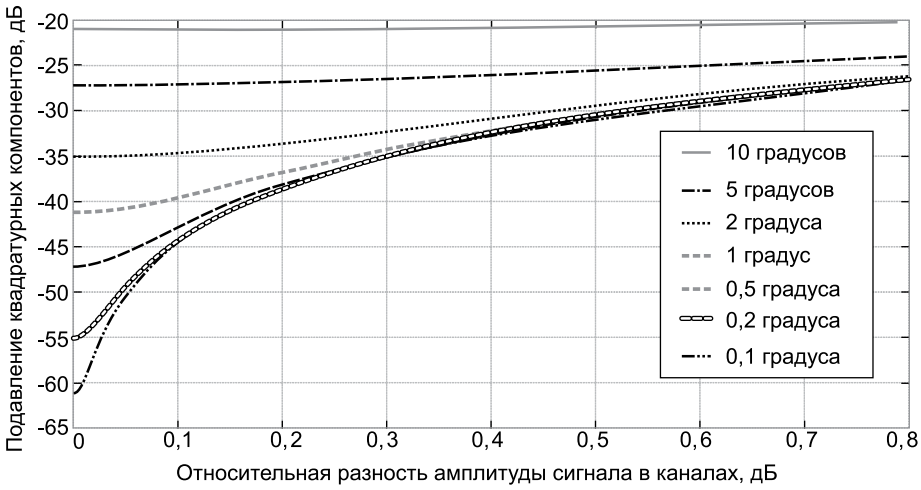


Рис. 3. Зависимость уровня подавления квадратурных компонентов от амплитудно-фазовых соотношений в каналах приемника

Применение компактных и экономичных модулей эффективно при проведении радиомониторинга с мобильных носителей, в т.ч. беспилотных летательных аппаратов, в носимых комплексах радиоконтроля для решения задач, требующих оперативной оценки занятости радиоканалов, определения наличия сигналов на нелицензированных частотах, поиска и идентификации источников радиопомех.

На современном этапе развития средств радиоконтроля приемники супергетеродинного типа получили широкое распространение в решении задач, связанных с измерениями параметров сигналов. Среди подобных устройств мировых производителей можно выделить такие, как: ESMD фирмы Rohde&Schwarz, ComCat Tuner фирмы Medav, серия M93XX фирмы Agilent, серия PXIe-56XX фирмы National Instruments, АРГАМАК-ИС и АРГАМАК-МН [10]. Вместе с тем в задачах радиомониторинга, не требующих точного измерения параметров сигнала, допустимо применять схемы с прямым преобразованием частоты, что позволяет существенно снизить массо-габаритные характеристики ЦРПУ.

Способы изменения частоты дискретизации сигнала в цифровом радиоприемном устройстве

Мониторинговый приемник должен обеспечить обработку и демодуляцию сигналов большинства цифровых стандартов связи, ширина спектра которых не превосходит полосу пропускания ЦРПУ. Для обработки сигналов с различной символьной скоростью необходимо иметь возможность изменения частоты, с которой производится дискретизация сигнала.

Изменение частоты дискретизации сигнала можно обеспечить за счет изменения тактовой частоты АЦП; функциональная схема подобного ЦРПУ представлена на *рис. 4*. Аналоговый тракт такого устройства должен содержать набор фильтров, которые

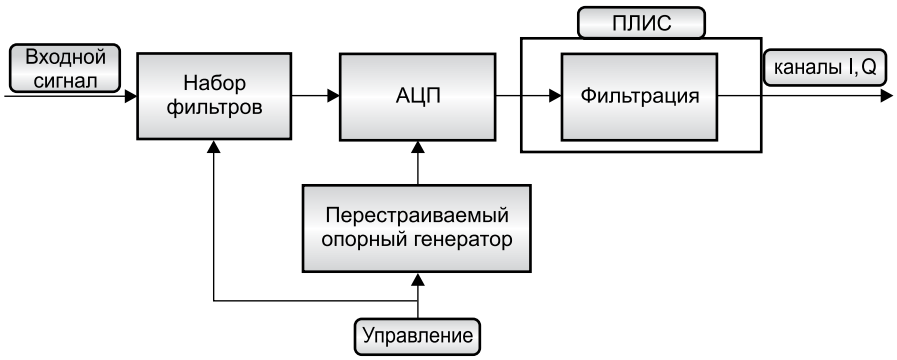


Рис. 4. Функциональная схема ЦРПУ с изменяемой тактовой частотой АЦП

ограничивают полосу сигнала в соответствии с установленной частотой дискретизации. Необходимость использования большого набора аналоговых фильтров является существенным недостатком подобного технического решения.

Альтернативный подход предполагает использование фиксированной тактовой частоты АЦП и изменение частоты дискретизации сигнала цифровыми методами в ПЛИС. Соответствующая схема ЦРПУ представлена на *рис. 5*. Аналоговый тракт содержит один фильтр ПЧ с определенной заранее полосой пропускания, т.к. тактовая частота АЦП фиксирована. Это обеспечивает высокую избирательность приемника по побочным каналам приема и стабильность его характеристик.

Изменение частоты дискретизации в ПЛИС может быть проведено различными способами. Фильтровой способ подразумевает использование фильтров-дециматоров и интерполяторов с целочисленными коэффициентами понижения и повышения частоты дискретизации. Данное решение позволяет обеспечить заданный уровень искажений путем подбора характеристик фильтров, но имеет существенные ограничения, связанные с ограниченной максимальной тактовой частотой ПЛИС. Кроме того, применение большого числа промежуточных каскадов повышения и понижения частоты дискретизации может оказаться нецелесообразным по причине излишнего использования вычислительных ресурсов ПЛИС.

Иной способ изменения частоты дискретизации — использование интерполирующих (аппроксимирующих) алгоритмов, которые позволяют по отсчетам сигнала на исходной частоте дискретизации получить новые отсчеты с требуемой частотой дискретизации. На *рис. 5* представлена функциональная схема процесса изменения частоты дискретизации в ПЛИС с использованием интерполяционных алгоритмов.

Цифровой сигнал после АЦП поступает в ПЛИС на цифровой преобразователь частоты (*рис. 5*), где производится формирование комплексного сигнала, затем осуществляется предварительная цифровая фильтрация в целях ограничения полосы сигнала. Ограниченный по полосе комплексный сигнал поступает на интерполятор, осуществляющий изменение частоты дискретизации с использованием полиномиальной интерполяции.

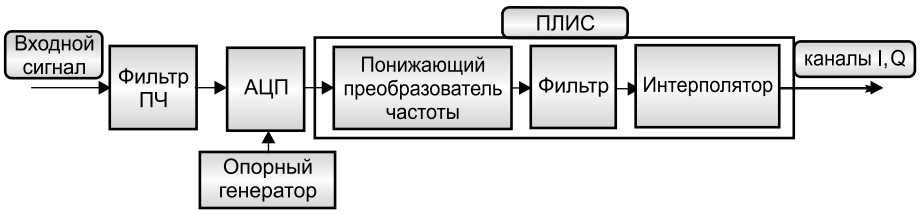


Рис. 5. Функциональная схема изменения частоты дискретизации цифровым методом

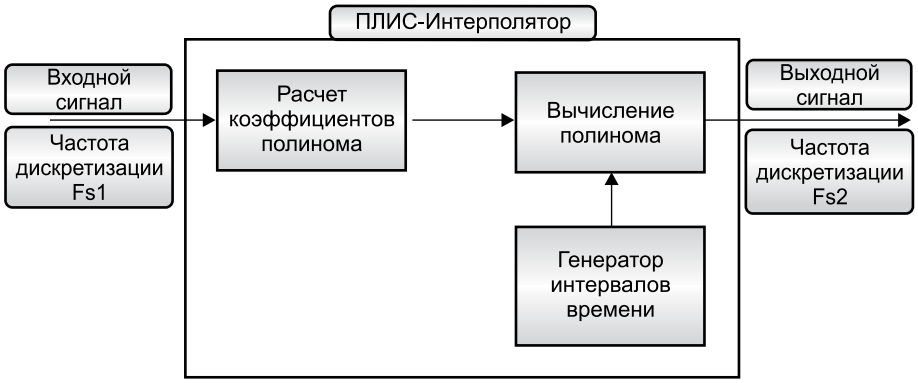


Рис. 6. Функциональная схема изменения частоты дискретизации с помощью полиномиальной интерполяции

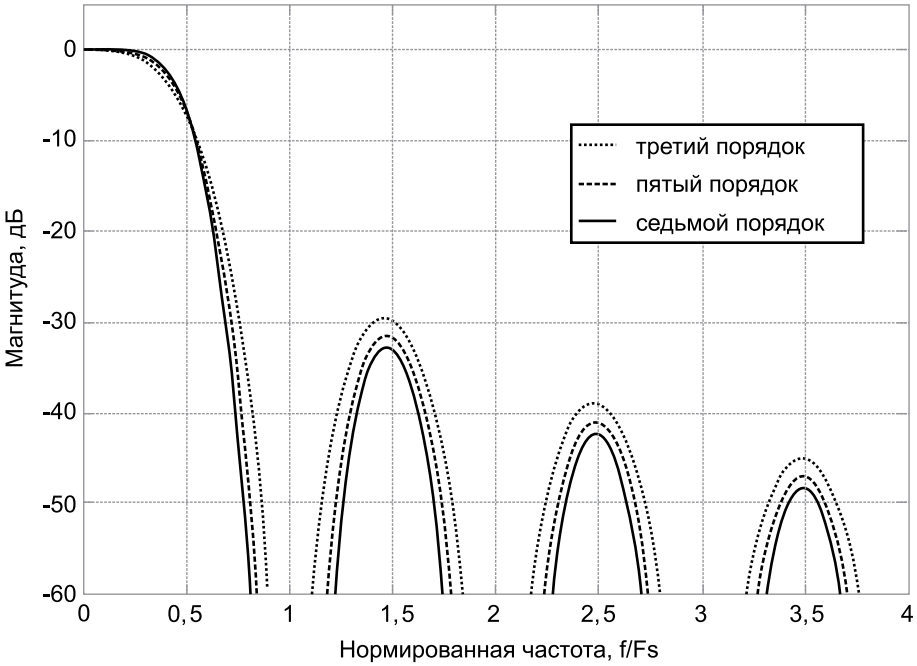


Рис. 7. АЧХ интерполяторов, применяющихся в выпускаемой аппаратуре

Функциональная схема блока изменения частоты дискретизации в ПЛИС, построенная на основе интерполяционного алгоритма (в дальнейшем — ресемплер) представлена на *рис. 6*. Входной сигнал имеет частоту дискретизации Fs1, а выходной — требуемую частоту Fs2. Для проведения интерполяции необходимо рассчитать значение полинома *n*-го порядка. Коэффициенты полинома определяются по отсчетам входного сигнала с использованием определенного математического правила [6]. Генератор интервалов времени (*рис. 6*) производит формирование разностных интервалов, характеризующих положение отсчетов сигнала на новой частоте Fs2 относитель-

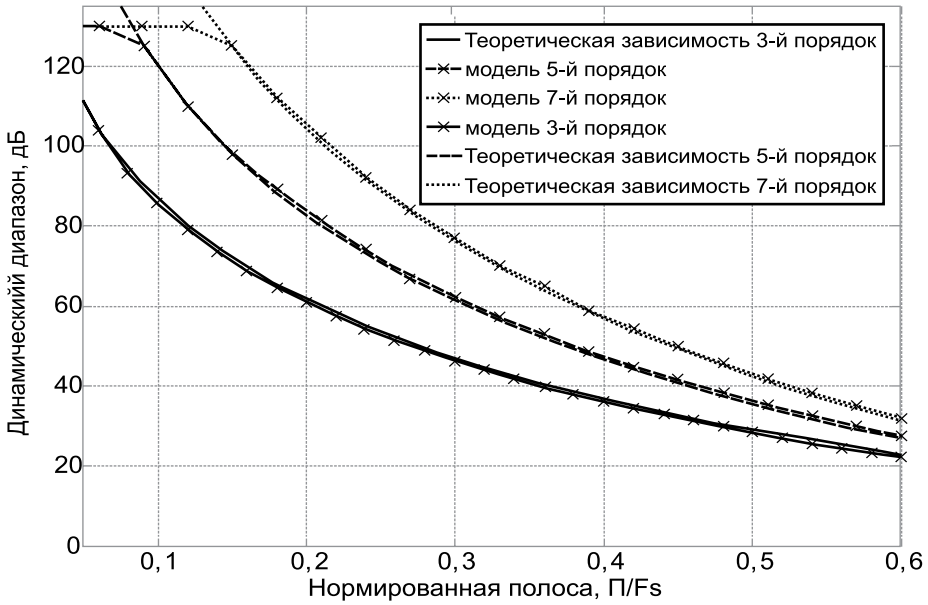


Рис. 8. Динамический диапазон интерполяторов, применяющихся в выпускаемой аппаратуре

но отсчетов на исходной частоте Fs1 [7, 8]. Динамический диапазон, обеспечиваемый ресемплером, зависит от порядка интерполяционного полинома и отношения входной и выходной частот дискретизации. В качестве примера на *рис.7* представлена АЧХ ресемплеров с интерполяционными полиномами Лагранжа 3-, 5-, 7-го порядков, частотная ось нормирована относительно входной частоты дискретизации [6]. *Рис. 8* позволяет сопоставить между собой зависимости расчетного и полученного в ходе моделирования значения динамического диапазона ресемплера от нормированной полосы входного комплексного сигнала, результаты приведены для различных порядков интерполяционного полинома [6].

Следует отметить, что с помощью ресемплера, построенного на основе интерполирующего полинома, можно производить не только изменение частоты дискретизации сигнала, но и осуществлять тактовую синхронизацию цифрового сигнала.

Благодаря широким возможностям оптимизации соотношения вычислительных затрат и качества выходного сигнала, система передискретизации на основе интерполирующего полинома является универсальной. В приведенных ниже алгоритмах подобные ресемплеры используются для решения специфических задач, характерных для радиомониторинга, в том числе, обнаружения импульсных сигналов с малой длительностью, пеленгования источников сигналов, многоканальной фильтрации сигналов в широкой полосе.

Многоканальная узкополосная фильтрация

При мониторинге сигналов современных цифровых систем связи, таких как DMR, APCO, TETRA и т.д., возникает потребность в одновременном приеме множества узкополосных сигналов, распределенных в полосе до 20 МГц и более. При решении подобных задач приемник настраивается на среднюю частоту диапазона, а цифровой многоканальный фильтр с ресемплером позволяет настраиваться на предварительно выявленные каналы и осуществлять их анализ или запись по выбору при общем числе таких каналов до 128. Алгоритм узкополосной фильтрации основан на использовании предварительного перекрывающегося векторного сложения отсчетов сигнала и расчете БПФ в режиме реального времени. Посредством такого подхода в широкополосном канале приема существует возможность сформировать и записать на частоте дискретизации 50 кГц до 128 произвольных по частоте, но ограниченных полосой 25 МГц, каналов с шириной полосы пропускания 25 кГц и шагом сетки 25 кГц (АЧХ отдельного канального фильтра приведена на *рис. 9*) либо при частоте дискретизации 38,4 кГц (используется ресемплер) до 32 каналов с полосой 12,5 кГц и с шагом сетки 12,5 кГц (для стандартов DMR и APCO 25).

Обнаружение и пеленгование сигналов с малой длительностью

Для пеленгования сигналов малой длительности необходимо производить их обнаружение и обработку в режиме реального времени. При реализации фазового метода пеленгования на базе двухканального корреляционного интерферометра это позволяет обеспечить синхронизацию переключения антенных пар, селекцию источников сигнала по определенным признакам и индивидуальный расчет пеленгационной информации. Аналогичные возможности обнаружения и обработки сигналов в реальном времени необходимы и в амплитудном пеленгаторе.

Для пеленгования коротких сигналов в ПЛИС реализованы универсальные обнаружители сигналов в заданной полосе по энергетическому порогу. Два измерителя уровня работают параллельно в двух каналах с заданной полосой частот: 24, 10, 5, 2 МГц и 250, 120, 50, 25, 12,5 кГц. При активном состоянии об-

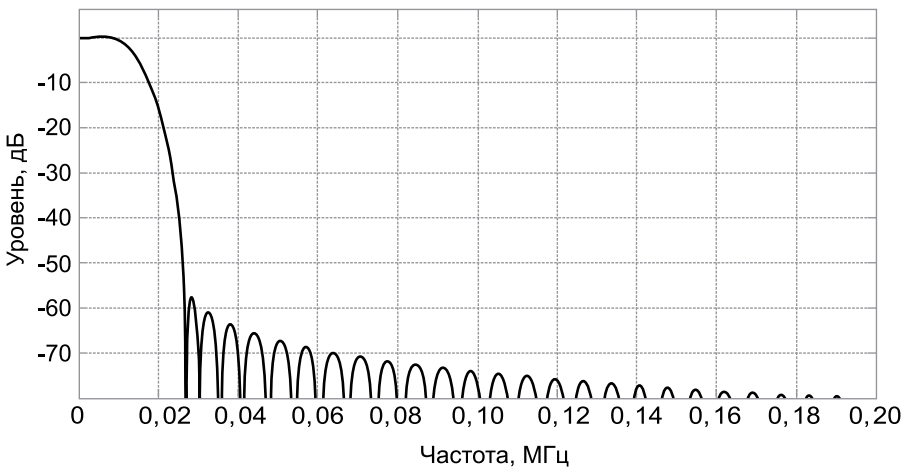


Рис. 9. АЧХ канального фильтра с шириной полосы пропускания 25 кГц

наружителей данные в вычислитель пеленгационной информации начинают передаваться только при превышении сигналом заданного пользователем порога. Задержки обнаружения в разных полосах приема приведены в *табл. 1*.

Таблица 1

Задержки обнаружения

Полоса приемника, МГц	Задержка, мс	Полоса приемника, кГц	Задержка, мс
24	0,01	250	0,14
10	0,05	120	0,142
5	0,12	50	0,145
2	0,28	25	0,9
		12,5	1,2

Использующие изложенный выше подход пеленгаторы семейства «АРГАМАК плюс» позволяют получать до 1800 пеленгов в секунду при обнаружении сигналов длительностью от 530 мкс с дискретностью спектра 12,5 кГц в полосе 24 МГц, либо формировать до 6000 пеленгов в секунду при обнаружении сигналов длительностью от 140 мкс с дискретностью спектра 800 кГц в полосе 24 МГц.

Адресное пеленгование

Другой способ обнаружения и разделения кратковременных сигналов от различных передатчиков — использование особенностей стандарта связи и определение в реальном времени идентификационных признаков передатчика сигнала. Такой режим называют адресным пеленгованием. На текущий момент для ЦРПУ семейства АРГАМАК [1, 10], он реализован для пеленгования цифровых стандартов связи GSM, Wi-Fi, DECT. Характерные особенности стандарта GSM — набор частот, уровень принятого сигнала и номер временного слота; для Wi-Fi IEEE 802.11 b — MAC адрес передатчика; для DECT — RFPI базовой станции. Пеленгование проводится амплитудным методом с использованием одной направленной антенны.

Рассмотрим представленную на *рис. 10* функциональную схему цифрового радиоприемного устройства АРГАМАК-МН [10] при его использовании для адресного пеленгования сигналов Wi-Fi IEEE802.11b [11]. В тракте аналогового приемника производится частотная селекция, перенос сигнала на промежуточную частоту и усиление. АЦП и цифровой обработчик, реализованный на ПЛИС, работают на тактовой частоте 100 МГц. Обнаружитель пакетов Wi-Fi выполнен по параметрической схеме. При срабатывании обнаружителя осуществляется запуск системы временной синхронизации, которая управляет остальными блоками обработки. Одна из задач системы тактовой синхронизации заключается в изменении частоты дискретизации исходного сигнала с 25 МГц (1/4 от тактовой частоты 100 МГц) на частоту Wi-Fi — 11 МГц [9]. Передискретизация осуществляется с использованием интерполяционного полинома 5-го порядка. Данная система производит изменение тактовой частоты, а также подстройку переднего фронта такта с точностью до 1/4 такта (эквивалентная частота дискретизации 44 МГц). Обработанный сигнал декодируется, из него выделяется информация о структуре MAC уровня. По результатам анализа производится выбор соответствующего типа модуляции (DBPSK, DQPSK, CCK), и декодируется MAC адрес передатчика. Проверка корректности принятого MAC адреса осуществляется путем расчета контрольной суммы. Таким образом, при обнаружении сигнала Wi-Fi принятый пакет маркируется меткой времени и декодированным MAC адресом передатчика.

Представленный выше подход к обработке пакетных сигналов позволяет проводить пеленгование и других стандартов цифровой связи, работающих в режиме с разделением по времени. Подобные функциональные схемы реализованы на базе ЦРПУ АРГАМАК-МН и модуля АРК-ЦПС3 для сигналов GSM и DECT.

Примеры цифровых радиоприемных устройств

Изложенные выше идеи и технические решения были использованы при проектировании цифрового панорамного радиоприемного устройства АРГАМАК-МН [10]. Приемник построен по супергетеродинной схеме. Основное назначение этого приемника:

- измерение параметров радиосигналов и напряженности электромагнитного поля в составе носимых измерительных комплексов, в мобильных станциях и на временных постах;
- панорамный анализ и прием на фиксированных частотах;
- запись фрагментов радиосигналов в векторной форме на встроен-

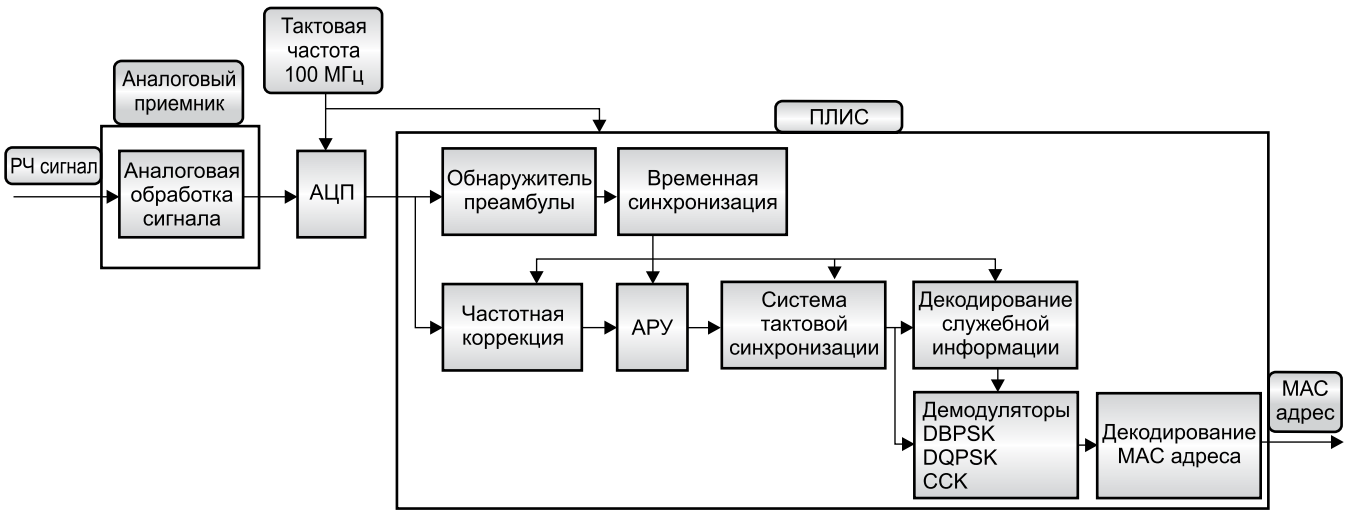


Рис. 10. Функциональная схема приемника сигналов стандарта Wi-Fi

ный накопитель и на жесткий диск ПЭВМ;
- технический анализ радиосигналов.

Основные характеристики ЦРПУ АРГАМАК-МН показаны в *табл. 2.* Для мониторинга и пеленгования цифровых стандартов связи в приемнике реализованы описанные выше алгоритмы. При приеме цифровых стандартов беспроводной связи используется система изменения частоты дискретизации, реализованная на ПЛИС по схеме с расчетом интерполирующего полинома.

Таблица 2

Основные технические характеристики приемника АРГАМАК-МН

Показатель	Значение
Диапазон рабочих частот с диапазоном КВ	0,009 — 3000 МГц
Полоса одновременного анализа при неравномерности ±3 дБ	22 МГц
Коэффициент шума по входу, не более	12 дБ
Избирательность по побочным каналам приема, не менее	70 дБ
Динамический диапазон по интермодуляции 3 и 2 порядка	75 дБ
Точка пересечения третьего порядка IP3 по входу, не менее	—6 дБм
Скорость панорамного анализа в диапазоне рабочих частот (при дискретности спектра 6,25 кГц), не менее	3500 МГц/с
Потребляемая мощность	15 Вт

Модуль АРК-ЦПС3 [11] реализован по схеме с прямым преобразованием частоты. Основные функции АРК-ЦПС3:
- усиление и фильтрация радиосигналов;
- квадратурное аналогоцифровое преобразование радиосигналов;
- многофункциональная цифровая обработка сигналов;
- непрерывная запись радиосигналов на встроенный накопитель;
- формирование радиосигналов с заданными характеристиками.

Модуль АРК-ЦПС3 обеспечивает:
- автономный циклический обзор в диапазоне частот или по отдельным частотам;
- автономный панорамный спектральный анализ радиосигналов, накопление панорамы спектров в заданном диапазоне частот;
- непрерывную запись I,Q каналов на встроенный накопитель;
- технический анализ, определение вида модуляции и измерение параметров радиосигналов;
- работу под управлением ПЭВМ;
- декодирование служебной информации сигналов цифровых систем связи GSM, CDMA, UMTS, LTE, TETRA, DECT, DMR, APCO P25, WiFi, цифрового телевидения DVBT/T2/H;
- посылку радиосигналов, имитирующих запрос на обслуживание в заданном стандарте связи (режим активного мониторинга);
- посылку предварительно записанных радиосигналов (режим активного мониторинга);
- формирование радиосигналов с заданными характеристиками (режим постановки помех).

Основные технические характеристики модуля АРК-ЦПС3 представлены в *табл. 3.*

Таблица 3

Основные технические характеристики модуля АРК-ЦПС3

Показатель	Значение
Диапазон рабочих частот	70 — 6000 МГц
Нестабильность частоты опорного генератора в интервале рабочих температур	$\pm 5 \times 10^{-7}$
Коэффициент шума с включенным предусилителем, не более	15 дБ
Фазовый шум гетеродина при расстройке на 10 кГц, не более	—100 дБс/Гц
Избирательность по побочным каналам приема, не менее	40 дБ
Динамический диапазон по интермодуляции 3 порядка, не менее	60 дБ
Скорость панорамного анализа в диапазоне рабочих частот (при дискретности спектра 12,5 кГц), не менее	20 ГГц/с
Максимальная полоса анализа реального времени, не менее	40 МГц
Диапазон рабочих частот формирователя радиосигналов	70 — 6000 МГц
Уровень внеполосных излучений формирователя радиосигналов, не более	—40 дБн
Потребляемая мощность, не более	7 Вт

Заключение

Проведенный анализ и сравнение цифровых радиоприемных устройств, построенных по супергетеродинной схеме и по схеме с переносом на нулевую частоту, подтвердил, что супергетеродинная схема предпочтительна для измерительных приемников с большим динамическим диапазоном и высокой точностью измерений. Схема с переносом на «нулевую» частоту позволяет реализовать компактные экономичные приборы с широкими функциональными возможностями, способные решать многие задачи радиомониторинга.

Рассмотренные в статье примеры цифровых РПУ показали, что супергетеродинный приемник АРГАМАК-МН обеспечивает избирательность по побочным каналам не менее 70 дБ и динамический диапазон по интермодуляции третьего и второго порядка не менее 75 дБ, а потребляемая мощность составляет 15 Вт. Цифровой приемник с переносом на «нулевую» частоту АРК-ЦПС3 имеет вдвое меньшую потребляемую мощность, однако и существенно худшие характеристики избирательности по побочным каналам (40 дБ) и по динамическому диапазону по интермодуляции третьего и второго порядка (60 дБ), что может отрицательным образом сказаться на качестве функционирования этого приемника в условиях сложной электромагнитной обстановки.

Использование в рассмотренных ЦРПУ блоков цифровой обработки сигналов, построенных на принципах SDR, обеспечивает гибкое применение приемников для решения широкого круга задач, в том числе демодуляции и декодирования цифровых стандартов беспроводной связи, многоканальной фильтрации сигналов, пеленгования, распознавания и идентификации различных типов узкополосных и широкополосных радиосигналов, в том числе сигналов с пакетной структурой, адресного пеленгования источников радиоизлучения.

Литература

1. *Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд., испр. — М.: Горячая линия — Телеком, 2015. — 640 с.*
2. *ГОСТ Р 53373-2009 Оборудование станций радиоконтроля приемное*

автоматизированное. Технические требования и методы испытаний.
3. *Behzad Razavi. Design considiratuion for direct-conversion receivers. — IEEE Transactions on circuits and systems-II: analog and digital signal processing, June, 1997. — Vol. 44. — NO. 6. — PP. 428 — 435.*
4. *Nezami M.K. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers, 2003. — 513 c.*
5. *James B. Tsui Digital techniques for wideband receivers. — 2nd ed., 2004 SciTech Publishing Inc.*
6. *Оценка искажений при передискретизации цифрового сигнала с использованием фильтра ФАРРОУ / Спажакин М.И., Репников В.Д., Токарев А.Б./ Вестник Воронежского государственного технического университета,2013. — Т. 9. — № 6-3. — С. 26 — 29.*
7. *Применение ресемплера ФАРРОУ в цифровом приемнике пеленгатора мобильных станций GSM./ Спажакин М.И., Токарев А.Б., Чураков П.П./ Вестник Воронежского государственного технического университета, 2014. — Т. 10. — № 6. — С. 64 — 66.*
8. *Применение ресемплера ФАРРОУ в цифровых мониторинговых приемниках./ Спажакин М.И./ Вестник Военно-Воздушной Академии, 2014. — Выпуск 2(21). — С. 297 — 300.*
9. *Digital receiver for addressed direction finding of modern communication standards Spazhakin M.I., Tokarev A.B./ Control and Communications (SIBCON), 2015. — International Siberian Conference OMSK 21-23 May 2015 Page(s):1 — 4 Print ISBN: 978-1-4799-7102-2 DOI:10.1109/SIBCON.2015.7147223.*
10. *АРГАМАК-МН приемник панорамный измерительный. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ircos.ru/ru/rsv_argamak-m.html.*
11. *Устройства цифровой обработки и регистрации радиосигналов. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ircos.ru/ru/adp_main.html.*

УДК 621.397

БЕСПАЛОВ[1] Олег Викторович
КАЮКОВ[1] Игорь Васильевич, кандидат технических наук
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич, кандидат технических наук
МАНЕЛИС[1] Владимир Борисович, доктор технических наук

ВЫСОКОТОЧНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Разработан и реализован высокоточный алгоритм оценки несущей частоты сигналов цифрового телевидения DVB-T/H, DVB-T2. Приведены характеристики и примеры работы алгоритмов. Достигнута погрешность измерения несущей частоты менее 0,03 Гц.

High-precision frequency estimation of DVB-T/H, DVB-T2 signal carrier is developed and implemented. Algorithms performances and product examples are presented. Measurement inaccuracy of frequency estimation less than 0,03 Hz is achieved.

Ключевые слова: цифровое телевидение, DVB-T/H, DVB-T2, измерительный приемник, высокоточная оценка частоты.
Keywords: digital television, DVB-T/H, DVB-T2, measurement receiver, high-precision frequency estimation.

В последнее десятилетие широкое распространение получило эфирное цифровое телевизионное вещание DVB-T/H, DVB-T2. Технологии цифрового телевидения обладают рядом преимуществ по сравнению с аналоговым вещанием: возможность передачи большого числа телевизионных программ в одном частотном канале, устойчивость к многолучевому распространению сигнала, более высокая помехоустойчивость, гибкость в изменении параметров телевизионного сигнала, возможность добавления новых сервисов и др.

В системах цифрового телевидения предъявляются жесткие требования к точности несущей частоты сигнала. Это связано с тем, что приемник в общем случае может одновременно принимать сигналы различных передатчиков, работающих в одном частотном канале (одночастотная сеть). В этом случае для эффективного приема телевизионного сигнала максимально допустимое отклонение несущей частоты должно составлять не более 1 Гц для стандарта DVB-T/H и не более 0,5 Гц для стандарта DVB-T2 [1, 2].

В этой связи измерительная аппаратура должна иметь погрешность измерения частоты не хуже 0,1÷0,05 Гц. Это ставит перед разработчиками систем радиоконтроля сложные задачи по разработке высокоточных алгоритмов оценки частотного сдвига.

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

Алгоритм оценки частотного сдвига

Основой технологии цифрового телевидения является многочастотная передача OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [3]. При этом способе передачи поток данных разделяется на несколько низкоскоростных потоков, которые передаются на различных ортогональных поднесущих. При использовании N поднесущих над каждым передаваемым блоком N модулированных символов осуществляется обратное дискретное преобразование Фурье. В результате формируется N-мерный вектор отсчетов во временной области. Для устранения межсимвольных помех к началу полученного вектора добавляется защитный интервал (префикс), который представляет собой последние N_{CP} отсчетов этого вектора. Сформированные таким образом OFDM символы передаются в канал. На приемной стороне для каждого OFDM символа отсчеты защитного интервала удаляются, а оставшиеся отсчеты подвергаются дискретному преобразованию Фурье (ДПФ). В результате формируется сигнал в частотно-временной области, который подвергается дальнейшей обработке.

Стандарты DVB-T/H и DVB-T2 [4, 5] позволяют использовать большое количество режимов и параметров передачи. В частности, для DVB-T/H допустимы следующие значения ширины полосы сигнала: 8 МГц, 7 МГц, 6 МГц, 5 МГц; для DVB-T2 добавлены полосы 10 МГц и 1,7 МГц. Полоса сигнала определяет основной исходный параметр OFDM сигнала — длительность элементарного периода T. Этот параметр определяет длительности полезной части OFDM символа NT и защитного интервала $N_{CP}T$. Например, для полосы 8 МГц T = 7/64мкс.

Для DVB-T/H сигнала возможны следующие значения размерности ДПФ: N = 8192 (8K), N = 4096 (4K) и N = 2048 (2K). В DVB-T2 добавлены значения N = 32768 (32K), N = 16384 (16K) и N = 1024 (1K). Для каждой длины ДПФ стандартом DVB-T/H предусмотрены 4 относительные значения префикса N_{CP}/N = 1/4; 1/8; 1/16; 1/32. В стандарте DVB-T2 добавлены значения N_{CP}/N = 19/128; 19/256; 1/128.

Передаваемый сигнал цифрового телевидения структурирован во фреймы. В DVB-T/H каждый фрейм состоит из 68 OFDM символов. В DVB-T2 OFDM символы структурированы в T2-фреймы. Каждый T2-фрейм состоит из одного специального символа преамбулы P1, нескольких OFDM символов P2, переносящих служебную информацию, и некоторого количества OFDM символов данных.

Поскольку сигнал состоит из множества модулированных поднесущих, каждый OFDM символ можно рассматривать как совокупность ячеек, каждая из которых соответствует модулированной поднесущей на интервале одного символа. В общем случае OFDM сигнал кроме информационных ячеек содержит распределенные пилот ячейки, непрерывные пилот поднесущие и служебные поднесущие.

Пилот ячейки в OFDM сигнале модулируются известными данными. В DVB-T/H множество Ω_{CP} непрерывных пилот поднесущих зависит от размерности ДПФ. Их количество и номера известны. Например, для 8K имеется 177 непрерывных пилот поднесущих.

В DVB-T2 количество и положение множества непрерывных пилот поднесущих зависит от длины ДПФ и схемы распределенного пилот сигнала. В зависимости от условий распространения сигнала оператор DVB-T2 системы может выбрать одну из восьми возможных распределенных в частотно-временной области пилот структур, отличающихся плотностью пилот ячеек. Например, для 32K и четвертой схемы пилот сигнала количество непрерывных пилот поднесущих составляет 178.

Высокоточная оценка несущей частоты сигнала цифрового телевидения включает следующие процедуры:

- поиск сигнала цифрового телевидения;
- начальная временная и частотная синхронизации;
- оценка длины ДПФ и длины защитного интервала;
- быстрое дискретное преобразование Фурье;
- временная и частотная автоподстройки;
- высокоточная оценка несущей частоты.

Общая блок-схема высокоточной оценки несущей частоты телевизионного сигнала приведена на *рис. 1*.

Для получения входного цифрового видеосигнала принимаемый радиосигнал усиливается, выполняется его аналогово-цифровое преобразование, перенос на видеочастоту, фильтрация и передискретизация для приведения в соответствие с параметрами сигнала цифрового телевидения.

Обнаружение сигнала DVB-T/H и оценка величин N, N_{CP} основаны на наличии префикса в каждом OFDM символе. Формируются функции корреляции повторяющихся отрезков для всех возможных наборов N, N_{CP}. Определяется абсолютный максимум этих функций, который сравнивается с порогом. В случае его превышения принимается решение о наличии телевизионного сигнала. Соответствующая максимуму пара N, N_{CP} является оценкой размерности ДПФ и длины защитного интервала, которые однозначно определяют множество пилот ячеек.

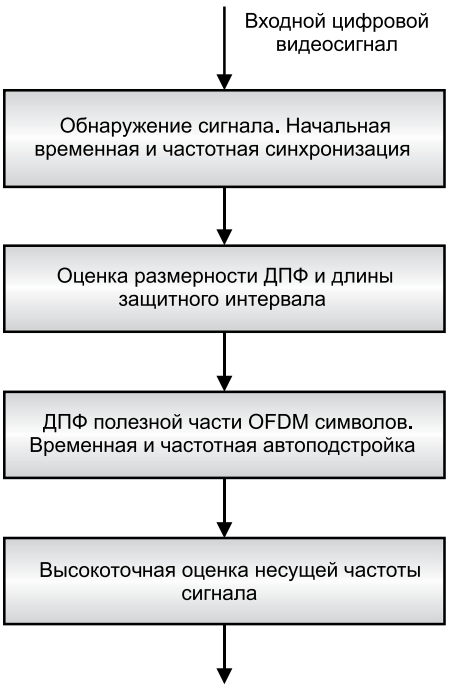


Рис. 1. Общая схема высокоточной оценки несущей частоты

Начальная временная синхронизация необходима для точного определения начала OFDM символов. Она основана на анализе выходного сигнала фильтра, согласованного с пилот компонентом OFDM сигнала.

Начальная оценка частотной расстройки представляется в виде $F = F_1 + F_2$, где F_2 — величина, кратная разности частот соседних поднесущих $1/NT$, а $|F_1| < 1/NT$.

Оценка первой частотной расстройки F_1 определяется в соответствии с разностью фаз между повторяющимися частями OFDM символов. Частотный сдвиг F_2 находится по положению максимума функции корреляции предполагаемых пилот поднесущих двух соседних OFDM символов. Отсчеты видеосигнала корректируются в соответствии с оценками F_1 и F_2. Более подробно алгоритмы обработки для DVB-T/H приведены в [6].

Обнаружение сигнала и начальная частотно-временная синхронизация для DVB-T2 выполняются по символу

P1, расположенному в начале каждого T2 фрейма. Для этого используется специфическая структура символа P1.
Далее выполняется прием служебного сообщения символа P1, которое содержит размерность ДПФ N и возможный набор значений длины префикса. Оценка N_{CP} из этого набора выполняется так же, как и для DVB-T/H. Более подробно алгоритмы обработки для DVB-T2 приведены в [7].
Временная автоподстройка для DVB-T/H и DVB-T2 осуществляется непрерывно пошагово по пилот компоненте сигнала аналогично начальной временной синхронизации для DVB-T/H. Отличие состоит в том, что в качестве центра априорного интервала целесообразно использовать оценку положения первого отсчета полезной части OFDM символа предыдущего шага временной автоподстройки.
Для частотной автоподстройки над каждым блоком, соответствующим полезной части OFDM символа, выполняется быстрое дискретное преобразование Фурье. Частотная автоподстройка выполняется для DVB-T/H и DVB-T2 по непрерывным пилот поднесущим сигнала. Оценка частотной расстройки выносится периодически (с периодом I фреймов) посредством фазоразностного метода [8]. Оценка частотного сдвига p-го этапа частотной подстройки имеет вид

$$f_p = \frac{1}{2\pi T_{fr}} \arg(U_p), \qquad (1)$$

$$U_p = \sum_{i=pI+1}^{pI+I-1} \sum_{k\in\Omega_{CP}} \sum_{q} X_{q,k}^{(i)} X_{q,k}^{(i-1)*}, \quad (2)$$

где $X_{q,k}^{(i)}$ — результат ДПФ, q — номер OFDM символа во фрейме, k — номер поднесущей, i — номер фрейма, T_{fr} — длительность фрейма, I — число фреймов на каждом этапе автоподстройки. Обнаруженная расстройка компенсируется посредством фазовой коррекции видеосигнала.
Высокоточная оценка $\tilde{F}$ частотного сдвига между центральными частотами приемника и принимаемого сигнала цифрового телевидения выполняется путем добавления к предварительной оценке частотного сдвига F, дополнительной расчетной величины

$$F_p = \frac{1}{2\pi T_{fr}} \arg\left[\sum_{m=1}^{p} U_m \exp\left(j2\pi T_{fr} \sum_{n=1}^{m-1} f_n\right)\right]. \qquad (3)$$

Процедура (3) реализует фазоразностный метод на всем анализируемом временном интервале. Использование в ней распределенных пилот-ячеек не влечет заметного увеличения точности оценки, поэтому фазоразностная процедура выполняется только по пилот поднесущим. Она учитывает периодическую частотную подстройку, выполняемую приемно-измерительным комплексом при приеме сигнала. Поскольку величины U_p, f_p вычисляются приемным комплексом при оценивании частотной расстройки, дополнительных вычислительных затрат на расчет частотной поправки (3) практически не требуется. Для оценки погрешности процедуры высокоточного определения частотного сдвига используется величина δ, равная максимальному модулю последних трех разностей

$$\delta = \max\left(\left|F_M - F_{M-1}\right|, \left|F_{M-1} - F_{M-2}\right|, \left|F_{M-2} - F_{M-3}\right|\right), \qquad (4)$$

где M — номер последнего этапа подстройки. Величина δ характеризует точность оценки и особенно важна для эфирных сигналов, записанных в сложных канальных и помехово-шумовых условиях.

Результаты оценки несущей частоты

Результаты оценки частотного сдвига для систем DVB-T/H и DVB-T2 приведены в *табл. 1*, *табл. 2* в формате $\left(\tilde{F} - F_0\right) \pm \delta$, где F_0 — истинный частотный сдвиг. При получении этих результатов источник телевизионного сигнала и приемник синхронизовались общим высокостабильным опорным генератором.
Видно, что при одинаковой размерности ДПФ точность оценивания для сигнала DVB-T/H несколько выше, чем для DVB-T2. Это объясняется тем, что количество пилот поднесущих в сигнале DVB-T/H больше. Для наиболее распространенного в России стандарта DVB-T2 с длиной ДПФ 32K получена относительная погрешность на уровне 10^{-11}.
На *рис. 2* представлен практический пример сходимости высокоточной оценки частотного сдвига от времени для системы DVB-T2, длина ДПФ — 32K. Истинное значение частотного сдвига на *рис. 2* равно 1 Гц. Видно, что уже после 0,2 секунды результат измерения отличается от истинного менее чем на 0,05 Гц, а итоговые флуктуации оценки частоты, получаемые при длительности наблюдения около 2 секунд, составляли в приведенном примере значения порядка 0,01 Гц.
Процедура высокоточной оценки частотного сдвига включена в программную часть СМО-ЦТ анализатора сигналов DVB-T/H, DVB-T2 [6, 7, 9].
Для проверки работы анализатора были выполнены измерения точности оценки несущей частоты телевизионного сигнала. Измерения осуществлялись в соответствии с блок-схемой, представленной на *рис. 3*. Для снижения влияния на точность измерений нестабильности частоты опорного генератора (ОГ) измерительного радиоприемника АРГАМАК-ИС осуществление измерений сопровождалось непрерывным контролем отклонения

Таблица 1

Погрешность высокоточной оценки частотного сдвига для систем DVB-T/H

	Размерность ДПФ		
Частотный сдвиг	**2K**	**4K**	**8K**
0 Гц	0,0119 ± 0,0130	−0,0028 ± 0,0069	−0,0077 ± 0,0051
1 Гц	0,0113 ± 0,0037	0,0029 ± 0,008	0,0039 ± 0,0056
10 Гц	0,0041 ± 0,0098	0,0121 ± 0,0112	0,0069 ± 0,0120

Таблица 2

Погрешность высокоточной оценки частотного сдвига для систем DVB-T2

	Размерность ДПФ					
Частотный сдвиг	**1K**	**2K**	**4K**	**8K**	**16K**	**32K**
0 Гц	−0,0345 ±0,0004	−0,0710 ±0,00084	−0,1257 ±0,0014	−0,0125 ±0,00079	−0,02594 ±0,00037	0,0038 ±0,0021
1 Гц	0,0032 ±0,00084	0,0265 ±0,0003	−0,0565 ±0,0012	−0,0535 ±0,00051	−0,0028 ±0,0036	−0,0019 ±0,0022
10 Гц	−0,0753 ±0,00055	−0,0922 ±0,00082	−0,1340 ±0,0018	−0,0268 ±0,0017	−0,0108 ±0,0022	−0,0009 ±0,002

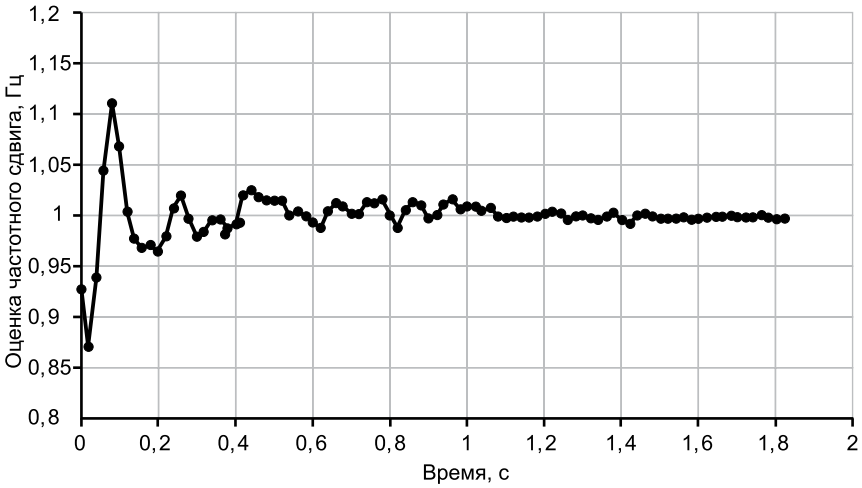


Рис. 2. Пример сходимости высокоточной оценки частотного сдвига, $F_0 = 1$ Гц

частоты ОГ от его номинала. Для этого в приемнике АРГАМАК-ИС была сформирована высокоточная локальная шкала частоты-времени, синхронизируемая по временным меткам спутниковых навигационных систем и обеспечивающая относительную нестабильность не более 5×10^{-11}. Источником сигналов DVB-T/H, DVB-T2 выступал генератор Agilent E4438C, синхронизируемый высокостабильным внешним генератором VCH-311. Его относительная нестабильность составляет приблизительно 1×10^{-13}. Генератор Agilent E4438C позволяет получить тестовый сигнал с различными вариациями параметров телевизионного сигнала. Результаты измерений оценки несущей частоты анализатором представлены в *табл. 3*.

Таблица 3
Оценка смещения частоты DVB-T2 сигнала в Гц

	Размерность ДПФ			
Частота несущей	4K	8K	16K	32K
96 МГц	0,03	0,03	0,02	0,01
514 МГц	0,02	0,02	0,01	0,01
858 МГц	0,02	0,02	0,03	0,01

Заключение

Разработанный алгоритм высокоточной оценки несущей частоты сигналов цифрового телевидения основан на фазоразностном методе, функционирует на фоне частотной автоподстройки при приеме телевизионного сигнала и не требует специального режима работы. Алгоритм реализован в анализаторе сигналов DVB-T/H, DVB-T2 и с запасом удовлетворяет нормативным требованиям к точности оценки несущей частоты. Программная часть анализатора СМО-ЦТ успешно аттестована в составе с цифровым измерительным приемником АРГАМАК-ИС [10].

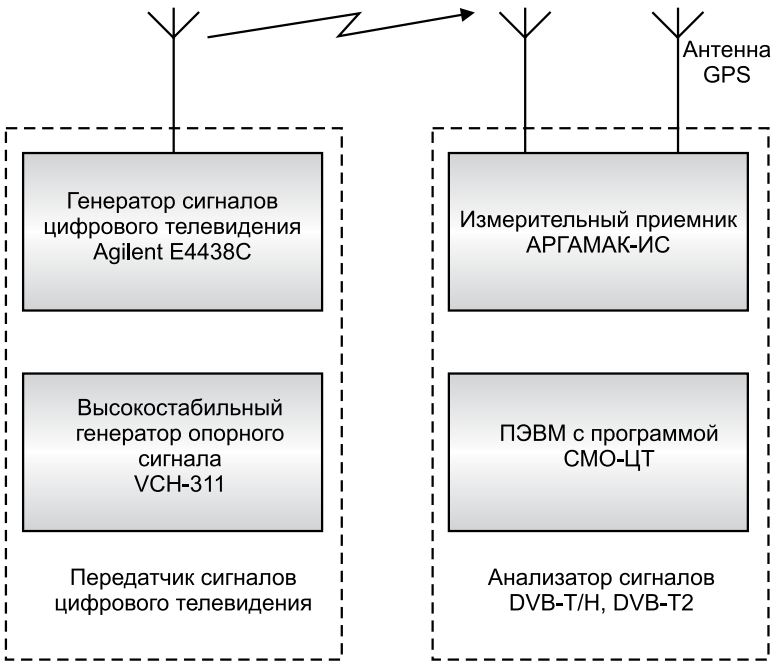


Рис. 3. Схема проведения измерений

Литература

1. *Нормы ГКРЧ 17-13 «Радиопередатчики всех категорий гражданского применения. Требования на допустимые отклонения частоты» с изменениями от 07.2015.*
2. *ГОСТ Р 55696-2013 Телевидение вещательное цифровое. Передающее оборудование для цифрового наземного телевизионного вещания DVB-T/T2. Технические требования. Основные параметры. Методы измерений.*
3. *R. van Nee, R. Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications. — Artech House, Boston-London, 2000.*
4. *ETSI EN 300 744 V1.5.1 Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, (2004-06).*
5. *ETSI EN 302 755 V1.3.1 (2012-04) Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2).*
6. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Каюков И.В., Манелис В.Б. Анализатор радиосигналов цифрового телевидения./ Радиотехника, 2012. — № 2. — С. 75 — 91.*
7. *Ашихмин А.В., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор сигналов цифрового телевидения DVB-T2./ Спецтехника и связь, 2016. — № 4. — С. 15 — 28.*
8. *Каюков И.В., Манелис В.Б. Сравнительный анализ различных методов оценки частоты сигнала./ Радиоэлектроника, 2006. — Т. 49. — № 7. — С. 42 — 56.*
9. *Системное математическое обеспечение для анализа сигналов цифрового телевидения. Свидетельство о Государственной регистрации программ для ЭВМ № 2015613938 от 31.03.2015 г.*
10. *Методика измерений «Измерение параметров излучений передатчиков наземного цифрового телевидения измерителями напряженности поля панорамными «АРГАМАК-ИС». Номер регистрации в Федеральном информационном фонде по обеспечению единства измерений ФР.1.35.2015.21788.*

УДК 621.391

АШИХМИН[1] Александр Владимирович,
доктор технических наук
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич,
кандидат технических наук
МЯКИНИН[1] Игорь Сергеевич
РАДЧЕНКО[1] Денис Сергеевич
СПАЖАКИН[1] Михаил Игоревич

АДРЕСНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РУЧНЫМ ПЕЛЕНГАТОРОМ

Рассмотрены алгоритмы амплитудного пеленгования и автоматического определения местоположения источников радиоизлучения, включая адресное пеленгование сигналов цифровых технологий Wi-Fi, DECT и GSM. Представленные алгоритмы реализованы в программном обеспечении ручного радиопеленгатора АРК-РП3М. Приводятся примеры работы ручного радиопеленгатора при поиске, адресном пеленговании и определении местоположения источников радиоизлучения.

In this article amplitude direction finding algorithms, automatic localization of radio emission sources and ID base direction finding of Wi-Fi, DECT and GSM signals have been observed. All algorithms implemented in the software for a manual direction finder ARC-RP3M. Operations with manual direction finder in search, identifying and localization of RF emitters in examples have been shown.

Ключевые слова: адресное пеленгование, определение местоположения источников радиоизлучения, ручной радиопеленгатор.

Keywords: manual direction finding, ID base direction finding, RF emitters localization.

Введение

Определение местоположения источников радиоизлучения на местности и в помещениях была и остается одной из важнейших задач служб радиоконтроля, охранных и силовых структур. Для решения задачи «последней мили», поиска и точной локализации источников радиоизлучения в труднодоступных местах и в инженерных объектах, широкое применение получили носимые средства — ручные радиопеленгаторы.

В работах [1, 2] были рассмотрены конструктивные особенности, параметры и примеры работы ручного радиопеленгатора АРК-РП3М, построенного на базе цифрового радиоприемного устройства АРГАМАК-М. Для поиска, обнаружения и пеленгования сигналов использовался амплитудный метод, основанный на оценке уровня сигнала, принимаемого направленной антенной. Для селекции сигнала требуемого источника должна задаваться центральная частота и полоса приема. Как показала практика, при использовании такого метода достаточно сложно осуществлять пеленгование и определение местоположения источников пакетных сигналов систем цифрового доступа и связи, работающих в одной и той же полосе частот, использующих временное или кодовое разделение. Для работы с подобными источниками необходимо уметь декодировать служебные идентификационные признаки, передаваемые в цифровых пакетах, и далее осуществлять адресное пеленгование требуемого сигнала, выделяя его на фоне других по идентификатору.

Настоящая работа посвящена рассмотрению новых функций адресного пеленгования ручного радиопеленгатора АРК-РП3М, делающих возможным поиск, обнаружение, пеленгование и локализацию источников радиоизлучения GSM, Wi-Fi и DECT, работающих как на стандартных, так и на нестандартных частотах.

Принципы адресного пеленгования

Пеленгование мобильных или стационарных устройств цифровой связи, как уже указывалось, усложняется следующими факторами:

- наличие сложной пакетной структуры протоколов передачи;
- присутствие сигнала в эфире ограниченное время, например, для пакетов GSM длительность пакета равна 577 мкс, для DECT — минимальная длительность 96 мкс;
- возможность работы нескольких передатчиков на одной частоте в режиме с кодовым или временным разделением;
- возможность смены частоты передатчика, прыжков по частоте, что характерно для источников GSM и DECT;
- несколько видов модуляции в пределах одной посылки данных, например, передатчики Wi-Fi IEEE 802.11 b допускают передачу информации физического уровня с помощью дифференциальной двоичной фазовой манипуляции, а MAC-уровня с помощью более сложных видов модуляции;
- в условиях современного города в диапазоне рабочих частот систем связи GSM, DECT или Wi-Fi в

[1] — *АО «ИРКОС», Москва.*

одной и той же полосе присутствует огромное количество пакетов, излучаемых множеством различных источников.

С учетом указанных выше факторов решение задачи пеленгования устройств цифровой связи требует обязательной идентификации источников, сигналы которых обнаружены в эфире. Каждому обнаруженному пакету должна ставиться в соответствие метка времени, идентификационные признаки и параметры сигнала. Программный анализ полученной информации по совокупности признаков должен выделять группы пакетов, принадлежащих отдельным источникам. Расчет параметров для пеленгации данных для каждого обнаруженного источника должен производиться адресно, то есть индивидуально для каждого источника по совокупности пакетов, идентифицированных с ним. При этом обнаружение и декодирование пакетов должно происходить в режиме реального времени. Очевидно, что решение подобной задачи применительно к сигналам нескольких цифровых технологий возможно только при построении радиопеленгатора на основе цифрового радиоприемного устройства (РПУ), реализующего принципы программно-определяемого радио.

Рассмотрим последовательность обработки сигнала в ручном пеленгаторе АРК-РП3М, его структурная схема представлена на *рис. 1*.

Прием сигнала ведется на направленную антенну, принятый сигнал обрабатывается аналоговой частью цифрового радиоприемного устройства (ЦРПУ), осуществляется усиление, перенос на промежуточную частоту, фильтрация на промежуточной частоте, далее сигнал поступает на цифровой обработчик. Цифровой сигнал после АЦП поступает на ПЛИС, в которой осуществляется дальнейшая обработка принятого сигнала: перенос на нулевую частоту, цифровая фильтрация, изменение частоты дискретизации, обнаружение информационных пакетов, декодирование сигнала и выделение идентификационных признаков. Функции управления и индикации выполняет смартфон, планшет или персональный компьютер, которые в своем составе имеют навигационные средства для определения координат и углового направления. Использование смартфона в качестве устройства управления и индикации показано на *рис. 2*.

Рис. 2. Использование смартфона в качестве устройства управления и индикации

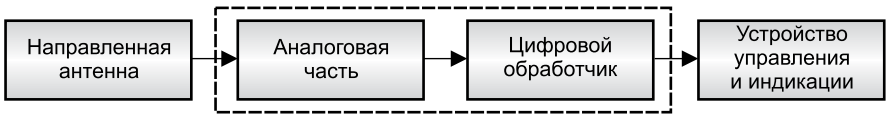


Рис. 1. Структурная схема ручного амплитудного пеленгатора

Обнаружение и декодирование принятых пакетов ведется в режиме реального времени, поэтому основная вычислительная нагрузка ложится на цифровой обработчик, ядром которого является ПЛИС Xilinx семейства Spartan. Структурная схема цифрового обработчика представлена на *рис. 3*. Он использует принцип программно-определяемого радио, позволяя загружать программное обеспечение, реализующее требуемые алгоритмы обработки сигналов. На вход обработчика поступает сигнал в полосе 24 МГц, производится его перенос на нулевую частоту и фильтрация. Данные после фильтрации поступают на обнаружитель, в котором производится выделение пакетов, а также временная синхронизация. Обнаружитель может быть выполнен как по параметрической схеме с учетом некоторой заранее известной информации о сигнале (например, вид преамбулы), так и по более простой энергетической схеме, где критерием обнаружения служит превышение сигналом порога по его уровню. Значение порога может быть задано константой или определяться адаптивно в зависимости от обстановки в эфире (адаптивный порог). После осуществления необходимых подстроек: амплитудной, частотной, тактовой или временной производится декодирование информации и определение идентификационных признаков. Таким образом, выходным сигналом цифрового обработчика является сообщение, содержащее на основе декодированной информации набор сведений об обнаруженном пакете [3].

В качестве идентификационных признаков для устройств стандарта Wi-Fi выступает MAC-адрес передатчика, для устройств стандарта DECT — RFPI станции и направление передачи (восходящий или нисходящий каналы), для мобильных устройств GSM — номер временного слота и уровень сигнала.

Пеленгование мобильных станций GSM

Структурная схема цифровой обработки для обнаружения пакетов мобильных станций GSM и определения идентификационных признаков представлена на *рис. 4*.

Рис. 3. Структурная схема цифрового обработчика

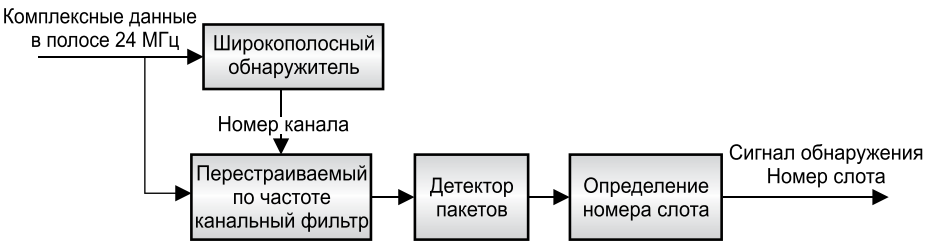


Рис. 4. Структурная схема обработки пакетов GSM

Обнаружение пакетов от мобильных станций GSM производится в полосе 24 МГц с помощью широкополосного обнаружителя. Ядром широкополосного обнаружителя является блок, осуществляющий вычисление непрерывного быстрого преобразования Фурье (БПФ). Решение об обнаружении пакета в частотном канале принимается в том случае, если значение суммы модулей отсчетов БПФ, соответствующее данному каналу, превысило порог. Значение порога вычисляется с учетом предыдущих реализаций БПФ. По результатам вычисления БПФ определяется уровень мощности обнаруженного пакета. Номер частотного канала, на котором в текущий момент ведется передача информации, передается на синтезатор частот. Осуществляется преобразование принятого сигнала на нулевую частоту и фильтрация с помощью канального фильтра. После фильтрации выполняется временная синхронизация по переднему фронту пакета. Затем производится демодуляция сигнала и определение номера слота по реакции согласованного фильтра на тренировочную последовательность. В том случае, если уровень отклика согласованного фильтра превышает порог, принятый пакет считается обнаруженным, на выходе цифрового обработчика появляется сообщение об обнаружении пакета с номером частотного канала, оценкой уровня сигнала и номером временного слота. По данному набору идентификационных признаков проводится накопление информации и осуществляется пеленгование источника сигнала амплитудным методом.

В программном обеспечении СМО-АНДРОМЕДА, выполняющемся на смартфоне, осуществляется сканирование рабочих диапазонов и поиск мобильных станции GSM. На *рис. 5* показаны результаты, соответствующие случаю присутствия сигнала в шестом временном слоте, при этом уровень сигнала составляет 71 дБмкВ, радиочастотный номер канала источника ARFCN равен 106. Оператор, поднимая порог обнаружения, выделил в районе поиска источник с наибольшим уровнем сигнала.

История уровней для нескольких источников, работающих в одном канале, но в разных временных слотах, показана на *рис. 6.* Цвет графика соответствует номеру временного слота. Оператор, ориентируясь по графику истории уровней, осуществляет амплитудное пеленгование и локализацию источника.

Рис. 5. Обнаружение мобильного устройства GSM

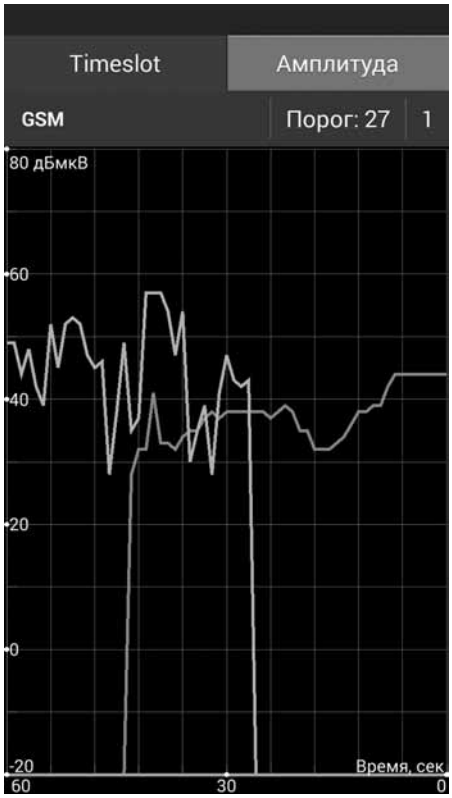


Рис. 6. История уровней источника GSM

Пеленгование устройств Wi-Fi

Структурная схема цифрового обработчика для обнаружения пакетов от устройств IEEE 802.11 b и определения идентификационных признаков представлена на *рис. 7.* В этом обработчике применяется параметрический обнаружитель на основе известной преамбулы. По срабатыванию обнаружителя осуществляется частотная и тактовая подстройки. Обнаружитель преамбулы формирует сигнал временной синхронизации для всех последующих блоков обработчика. Из заголовка физического уровня определяется тип модуляции MAC-уровня, производится выбор соответствующего демодулятора. В результате декодирование сигнала на выходе обработчика появляется MAC-адрес передатчика пакета. Достоверность значения адреса проверяется с помощью расчета контрольной суммы (CRC), затем определяется тип пакета.

Таким образом, в случае обнаружения пакета на выходе обработчика появляется значение MAC-адреса передатчика, излучившего пакет данных; уровень принятого пакета и дополнительная служебная информация, позволяющая получить представление о типе и направлении передачи принятого пакета (от точки доступа или к точке доступа). Дополнительная служебная информация используется при постро-

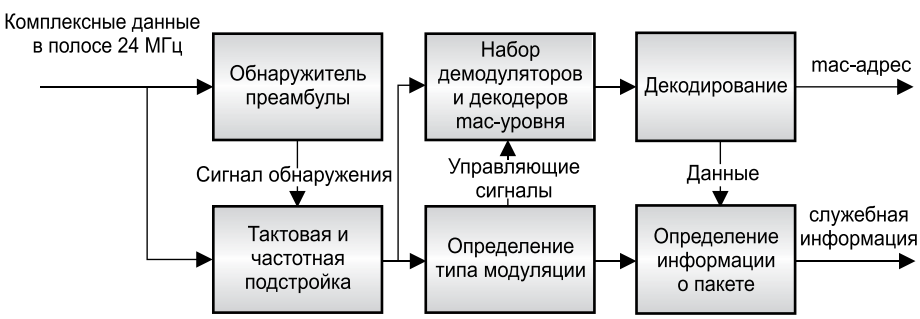


Рис. 7. Структурная схема обработки пакетов IEEE 802.11 b

ении топологии беспроводной сети Wi-Fi.

Поиск в программе СМО-АНДРОМЕДА ведется как по стандартным частотам Wi-Fi 2,4 и 5 ГГц, так и по произвольным частотам, задаваемым пользователем. Отображение найденных источников Wi-Fi показано на *рис. 8*. Аналогично режиму GSM присутствует возможность отображения истории уровня, пример показан на *рис. 9*.

Пеленгование устройств DECT

На *рис. 10* представлена структурная схема цифрового обработчика для обнаружения пакетов от устройств DECT и определения идентификационных признаков.

Стандартом технологии DECT предусмотрены десять независимых частотных каналов, поэтому в ПЛИС реализована параллельная многоканальная обработка. В полосе 24 МГц производится частотное разделение каналов. В каждом частотном канале осуществляется перенос сигнала на нулевую частоту и фильтрация. После фильтрации каждый канал обрабатывается отдельно. Обнаружение сигнала производится с помощью параметрического обнаружителя преамбулы. По реакции обнаружителя производится тактовая подстройка и временная синхронизация. Производится определение RFPI станции и направление передачи сигнала (восходящий или нисходящий), определяется длительность пакета. На выходе цифрового обработчика появляются сообщения, содержащие RFPI станции, уровень сигнала и направление передачи.

Реализованный алгоритм позволяет оператору обнаруживать источники как на стандартных частотах каналов DECT, так и на указанных вручную нестандартных частотах. Результаты поиска показаны на *Рис. 11*. Аналогично режимам Wi-Fi и GSM предусмотрена возможность наблюдать за историей уровня сигнала для заданного значения RFPI станции. На *Рис. 12* показаны результаты наблюдения за уровнем выбранной станции.

Определение местоположения источника радиоизлучения

В программном обеспечении СМО-АНДРОМЕДА реализован автоматический алгоритм расчета местоположения источника радиоизлучения, который существенно упрощает работу оператора. Оператор с ручным пеленгатором перемещается по маршруту, периодически вращая антенную систему в азимутальной плоскости по кругу по возможности на открытых местах, например, перекрестках, возвышенностях, для оценки направления прихода сигнала. При этом не требуется использовать классический метод привода, когда оператор движется по направлению возрастания сигнала, можно двигаться по маршруту, достаточно удаленному от источника. На экране смартфона постепенно формируется цветная зона, как показано на *рис. 13*, все более точно соответствующая наиболее вероятному расположению источника радиоизлучения.

В качестве основы используются общедоступные и постоянно обновляемые карты формата OpenStreetMap. Для ориентации в пространстве поверх изображения карты накладывается метка пеленгатора, трек движения, расчетная матрица оценки положения источника и маркер искомого источника радиоизлучения. Во время работы используются данные GPS/GLONASS, цифрового компаса и акселерометра смартфона, а также данные об уровне сигнала и направлении антенной системы. Все полученные данные сохраняются и передаются в модуль автоматического расчета местоположения.

Для обработки данных пеленгования используется алгоритм одноэтапного определения координат. При вращении антенны применительно к используемой модели аддитивного шума правило оценки пеленга имеет вид

$$\hat{\theta} = \arg\max_{\theta}(q0_{\theta}), \qquad (1)$$

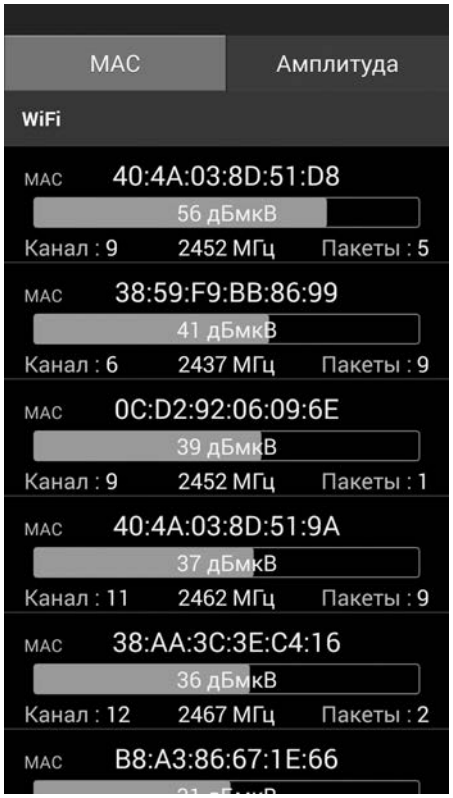


Рис. 8. Обнаруженные источники Wi-Fi

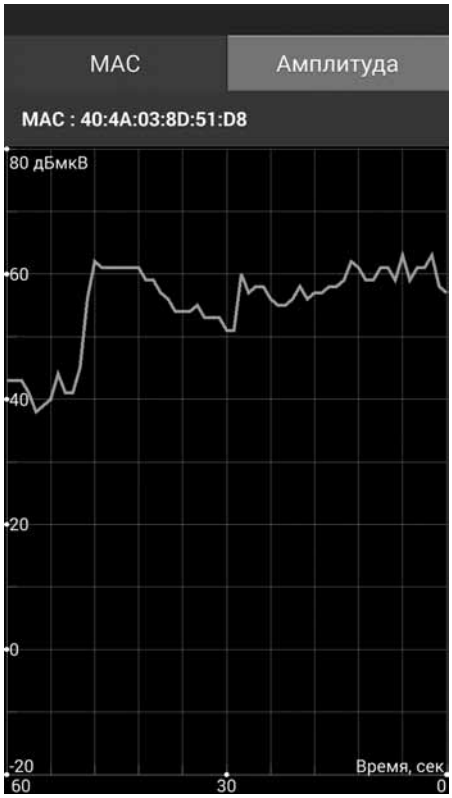


Рис. 9. История уровня для выбранного источника

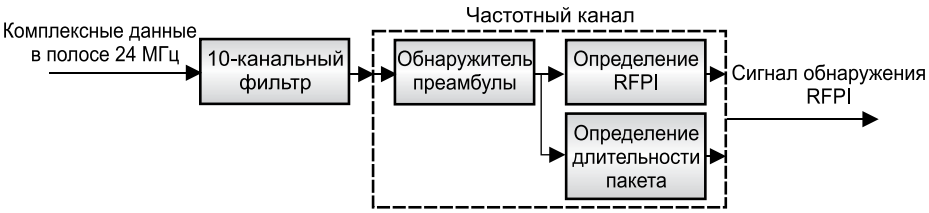


Рис. 10. Структурная схема обработки пакетов DECT

Рис. 11. Обнаруженные источники DECT

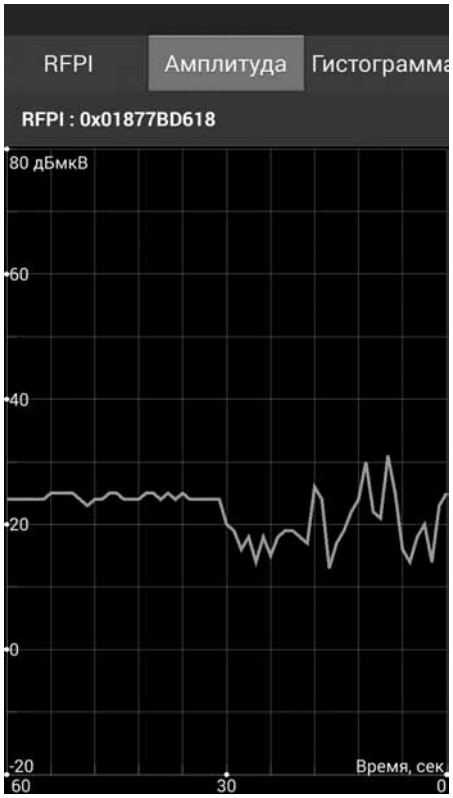


Рис. 12. История уровня для выбранного источника

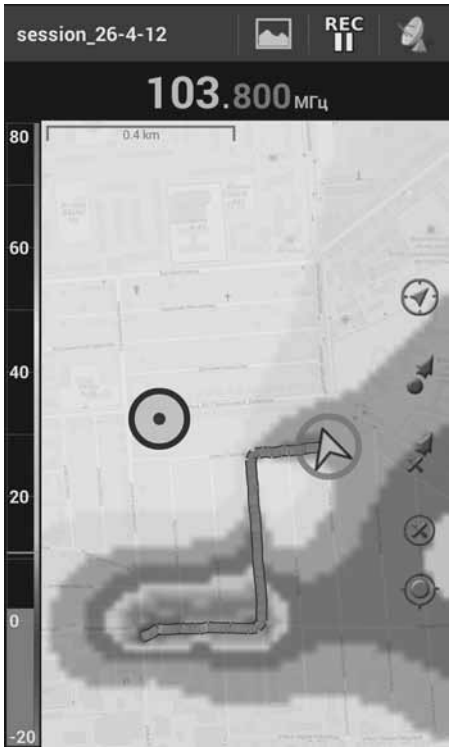


Рис. 13. Определение местоположения источника радиоизлучения

$$q0_\theta = \frac{(\sum_t S_t \cdot D(\theta - \psi_t))^2}{\sum_t D^2(\theta - \psi_t)}, \quad (2)$$

где θ — возможное значение пеленга источника (в общем случае $-\pi \le \theta \le \pi$); S_t — уровень сигнала; ψ_t — курсовой угол; D — диаграмма направленности приемной антенны.

При определении координат используется зависимость напряженности поля источника от расстояния. В случае обратной квадратичной зависимости и логнормальной модели измерений имеем

$$(\hat{x}, \hat{y}) = \arg\min_{x,y}(q(x,y)), \quad (3)$$

$$q(x,y) = \Sigma 1(x,y) - \frac{1}{T}\left(\Sigma 2(x,y)\right)^2, \quad (4)$$

$$\Sigma 1(x,y) = \sum_t \left(U_t - d_t(x,y)\right)^2, \quad (5)$$

$$\Sigma 2(x,y) = \sum_t \left(U_t - d_t(x,y)\right), \quad (6)$$

где $U_t = 20\lg(S_t)$ — результат логарифмирования амплитуды; $d_t(x,y) = 20\ \lg \times \left\{D\left[\arg\left(\dot{r}_t(x,y)\cdot e^{-i\cdot\psi_t}\right)\right]\right\} - 20\lg\left\{\left|\dot{r}_t(x,y)\right|^2\right\}$; $\dot{r}_t(x,y) = z(x,y) - Z_t$ — комплексное расстояние от пеленгатора до точки пространства с комплексными координатами $z(x,y) = y + i \times x$.

Результирующая матрица накладывается на цифровую карту местности, отдельным маркером в виде кружка с точкой отмечается наиболее вероятное местоположение источника радиоизлучения, стрелкой отмечается положение пеленгатора. По мере движения строится трек перемещения пеленгатора по маршруту. В ходе накопления данных зона вероятного местоположения уменьшается, положение источника уточняется.

Заключение

Ручной радиопеленгатор АРК-РП3М делает возможным решение широкого круга задач радиоконтроля, включая адресное пеленгование и локализацию радиосигналов цифровых систем связи и передачи данных GSM, Wi-Fi и DECT как на стандартных, так и на нестандартных частотах, на открытой местности и в помещениях.

Для управления пеленгатором с помощью смартфона используется программа СМО-АНДРОМЕДА, в которой реализован автоматический метод расчета местоположения источника радиоизлучения, существенно упрощающий задачу определения расположения на местности источника радиоизлучения. При локализации источника не обязательно использование метода привода, когда оператор должен двигаться по направлению возрастания уровня сигнала. Возможно движение по маршруту на значительном удалении от места расположения источника, по мере перемещения по маршруту на электронной карте местности автоматически формируется цветная зона, все более точно показывающая, где находится источник радиоизлучения.

Литература

1. *Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд. испр. — М: Горячая линия — Телеком, 2015. — 640 с.*
2. *Алексеев Д. А., Ашихмин А. В., Козьмин В. А., Поляков А. В., Сергиенко А. Р., Рембовский А. М. Стационарные, мобильные и носимые радиопеленгаторы на основе семейства цифровых приемников АРГАМАК./ Спецтехника и связь, 2014. — № 2. — С. 31 — 40.*
3. *Digital receiver for addressed direction finding of modern communication standards Spazhakin M.I., Tokarev A.B. /Control and Communications (SIBCON), 2015. — International Siberian Conference OMSK 21-23 May 2015 Page(s): 1 — 4. — Print ISBN: 978-1-4799-7102-2 DOI:10.1109/SIBCON.2015.7147223.*

УДК 621.397

БЕСПАЛОВ[1] Олег Викторович
БОЧАРОВ[1] Дмитрий Николаевич
КАЮКОВ[1] Игорь Васильевич,
кандидат технических наук
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич,
кандидат технических наук
МАНЕЛИС[1] Владимир Борисович,
доктор технических наук

АНАЛИЗАТОР СИГНАЛОВ РАДИОСТАНЦИЙ DMR

Разработан и реализован анализатор сигналов радиостанций DMR. Анализатор позволяет обнаружить радиостанции, получить их идентификационные и другие параметры, а также построить топологию DMR сети. Приведен пример результатов работы анализатора.
DMR radio station signal analyzer is developed and implemented. The analyzer discovers radio stations, receptions their identity and other parameters as well as performs DMR topology. Analyzer results examples are presented.

Ключевые слова: DMR, радиостанция, анализатор сигнала, идентификационные параметры.
Keywords: DMR, radio station, signal analyzer, identity parameters.

В последние десятилетия происходит интенсивное развитие цифровых технологий телекоммуникационных систем, связанное с необходимостью повышения скорости передачи данных, емкости систем и предоставления пользователям новых сервисов. В области мобильной радиосвязи на смену аналоговым радиостанциям приходят цифровые. Одним из новых наиболее распространенных стандартов узкополосной профессиональной радиосвязи является DMR (Digital Mobile Radio). Первая версия этого Европейского стандарта была разработана в 2005 г. В дальнейшем стандарт развивался.

Радиостанции DMR совместимы с аналогичными аналоговыми радиостанциями без потери функциональности и обладают следующими преимуществами по сравнению с ними:

- более высокая эффективность использования частотного ресурса;
- возможность шифрования голосовых данных;
- возможность передачи коротких текстовых сообщений и других данных, в частности, навигационных параметров мобильных радиостанций;
- возможность подключения к Интернету;
- более долгий срок работы аккумуляторов и др.

Радиостанции DMR получили широкое распространение во многих странах, в том числе в России. Их количество постоянно растет. Крупнейшим производителем DMR оборудования является компания Motorola, выпустившая несколько миллионов радиостанций.

Для планирования и эксплуатации DMR сетей, проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, соответствия частотно-территориальному плану необходимо регулярно проводить идентификацию функционирующих радиостанций и анализ параметров их радиосигналов.

Оборудование для анализа сигналов радиостанций DMR выпускается ведущими мировыми производителями аппаратуры радиомониторинга: компаниями Anritsu (LMR Master S412E), SATCOM Technologies (R8000), Keysight (N7608B).

В данной работе представлен российский анализатор сигналов радиостанций DMR, по функциональным возможностям не уступающий анализаторам ведущих мировых компаний. Анализатор предназначен для поиска и приема сигналов радиостанций, их идентификации, оценки параметров и местоположения. Его аппаратной базой может быть одно из измерительных радиоприемных устройств семейства АРГАМАК [1]. Приемник формирует оцифрованный сигнал, ширина полосы и частота дискретизации которого соответствуют параметрам DMR сигнала. Программная часть анализатора СМО БС TRUNK включает программный модуль, реализующий приемно-измерительный алгоритмический комплекс обработки сигналов DMR и программу-интерфейс. Кроме того, СМО БС TRUNK имеет модуль обработки сигналов APCO 25.

Ниже в статье кратко описаны особенности структуры сигнала DMR, процедура его обработки, приведены функциональные возможности анализатора. Показан пример результатов анализа.

Краткое описание структуры сигнала DMR

Стандарт DMR [2 – 5] предполагает различные режимы связи: непосредственно между мобильными радиостанциями (Direct mode) и соединение через базовые станции транковой сети, в которой процедуры предоставления канала централизованно регулируются сетью.

Ширина полосы DMR сигнала – 12,5 кГц. Используется многостанционный доступ с временным разделением каналов TDMA (Time Division Multiple Access). Организована двухслотовая временная структура, что позволяет на одной несущей передавать голосовые и служебные данные двум абонентам. Длительность слота составляет 30 мс. В слотах передаются пакеты данных длительностью 27,5 мс. Защитный интервал между пакетами – 2,5 мс. Исключение составляет сигнал базовой станции (БС), где между пакетами передаются данные канала CACH (Common Announcement Channel). В активном режиме БС передачу сигнала ведет

[1] – *АО «ИРКОС», Москва.*

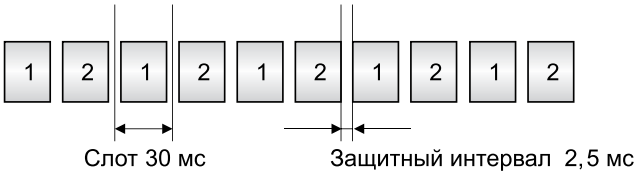


Рис. 1. Временная структура DMR сигнала

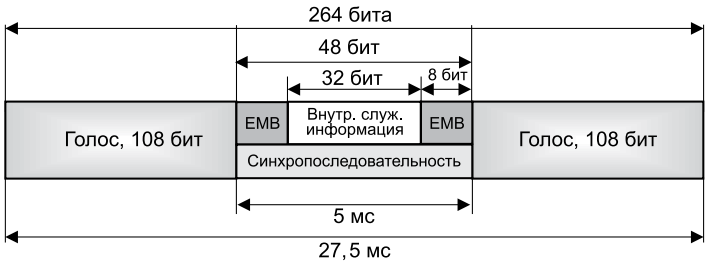


Рис. 2. Структура голосового пакета

непрерывно. На *рис. 1* показан пример временной структуры DMR сигнала. Цифрами «1» и «2» обозначены слоты соответствующих физических каналов.

В каждом пакете передается 264 бита. Из них 48 центральных бит служат для передачи синхропоследовательности или внутренней служебной информации. Приемное устройство использует синхропоследовательность для обнаружения DMR сигнала и его частотно-временной синхронизации. Имеется 10 вариантов синхропоследовательности, в которых заложена информация о содержании пакета. Синхропоследовательность позволяет определить:

- работает ли источник сигнала в режиме «Direct mode» или через БС транковой сети;
- номер используемого слота для режима «Direct mode»;
- является источник сигнала базовой станцией или мобильной станцией в случае транковой сети;
- тип передаваемой в пакете информации (голос или данные).

Структура голосовых пакетов в DMR показана на *рис. 2*. В них в полях «Голос» переносятся фреймы вокодера.

Голосовые пакеты структурированы в голосовые суперфреймы длительностью 360 мс по 6 пакетов в каждом (*рис. 3*). Пакеты обозначены от «A» до «F». Первый пакет каждого суперфрейма «A» всегда содержит синхропоследовательность. В четырех из пяти оставшихся пакетах в полях внутренней служебной информации передается сообщение LC (Link Control).

Кодированная служебная информация голосового пакета EMB указывает, участвует ли пакет в передаче фрагмента сообщения LC и номер фрагмента.

В LC сообщении передаются адреса источника и получателя голосовой передачи, тип адреса получателя (индивидуальный или групповой) и другие служебные параметры.

На передающей стороне 72 бита LC сообщения дополняются 5 проверочными битами, подвергаются блоковому турбокодированию, перемежению и фрагментации на 4 части по 32 бита. Эти фрагменты отображаются на поля внутренней служебной информации соответствующих голосовых пакетов суперфрейма.

Голосовая передача может сопровождаться служебными пакетами Voice LC Header, PI Header в начале голосовой передачи и Terminator LC в ее конце. Пакет Voice LC Header инициализирует начало голосовой передачи, пакет Terminator LC — ее окончание. В этих пакетах также передается LC сообщение. В случае применения режима шифрования передается служебный пакет PI Header, который используется для дешифрования на приемной стороне.

Структура пакетов данных в DMR показана на *рис. 4*. В них в полях «Информация» переносятся информационные или служебные биты. В центре пакета 48 бит занимает синхропоследовательность. Два поля по 10 бит слева и справа от синхропоследовательности представляют собой служебное сообщение типа слота (Slot Type). Кодированная служебная информация Slot Type указывает тип передаваемых в пакете данных. Возможны следующие варианты типов: PI Header, Voice LC Header, Terminator LC, CSBK, MBC Header, MBC Continuation, Data Header, Rate ½ Data, Rate ¾ Data, Rate 1 Data, Idle.

На передающей стороне информационные или служебные биты пакета дополняются проверочными битами, подвергаются блоковому турбокодированию и перемежению. Исключение составляют пакеты Rate ¾ Data, где применяется Trellis кодирование, и пакеты Rate 1 Data, где кодирование отсутствует. Полученные в результате биты отображаются на полях «Информация» пакетов данных.

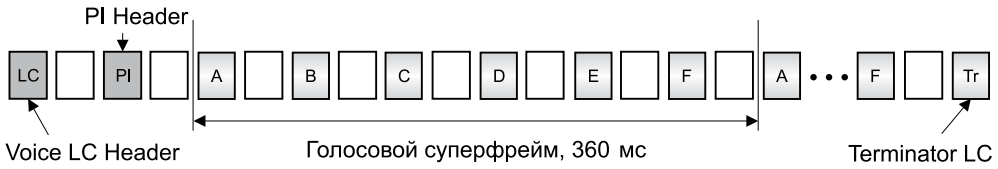


Рис. 3. Голосовой суперфрейм

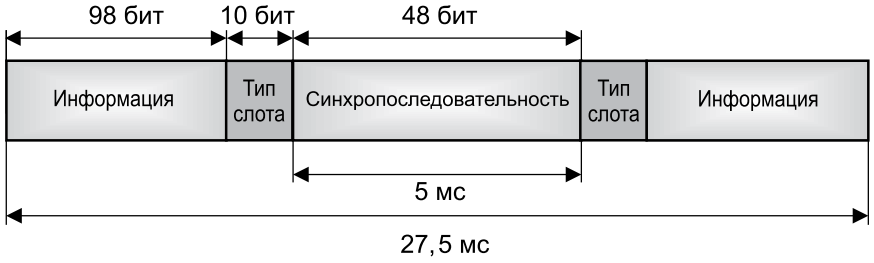


Рис. 4. Структура пакета данных

Пакеты CSBK, MBC Header, MBC Continuation содержат служебную информацию. В частности, некоторые пакеты CSBK содержат системные идентификаторы транковой сети: размер сети MODEL, идентификатор сети NET, идентификатор базовой станции SITE, параметр необходимости регистрации в сети REG. Определенные пакеты MBC Header, MBC Continuation содержат информацию о частотах передачи и приема БС.

Пакет Data Header всегда предшествует потоку пакетов данных и информирует о содержании этих данных. Так же, как

и для пакетов CSBK, MBC Header, в его информационной части передаются идентификаторы источника и получателя данных, тип идентификатора получателя (индивидуальный или групповой) и другие служебные параметры. Пакеты типа Rate ½ Data, Rate ¾ Data, Rate 1 Data не переносят идентификационной служебной информации и служат для передачи трафика, в том числе навигационных параметров NMEA мобильных станций. Пакеты Idle используются для обеспечения непрерывности передачи БС.

В канале CACH базовая станция может передавать короткие сообщения LC. Сигнал канала CACH представляет собой совокупность фрагментов. Каждое сообщение отображается на 4 фрагмента. Кроме того, в каждом фрагменте имеется блок служебной информации TACT. В этом блоке закодирован номер фрагмента в передаваемых сообщениях, который используется на приемной стороне. В канале CACH передаются различные сообщения, в частности, сообщение SYS_Parms Short Link Control, в котором передаются системные идентификаторы.

Скорость передачи DMR сигнала 4800 бод, в каждом символе переносится 2 бита. Используется четырехпозиционная частотная модуляция 4FSK. Отображение передаваемых бит в символы дается в *табл. 1*.

Таблица 1

Отображение бит в символы модуляции

Информац. биты		Символ	4FSK девиация, кГц
Бит 1	Бит 2		
0	1	3	1,944
0	0	1	0,648
1	0	−1	−0,648
1	1	−3	−1,944

Модуляция 4FSK реализуется в виде каскадной схемы, состоящей из фильтра квадратного корня приподнятого косинуса и частотного модулятора, как показано на *рис. 5*.

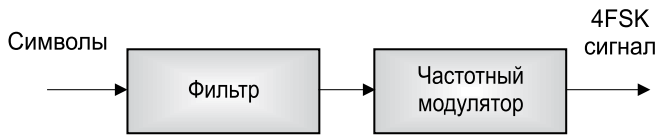


Рис. 5. Модулятор 4FSK

Прием сигнала DMR

Для получения цифрового видеосигнала DMR принимаемый радиосигнал усиливается, выполняется его аналогово-цифровое преобразование, перенос на видеочастоту, фильтрация и передискретизация для приведения в соответствие с параметрами DMR сигнала.

Обработка DMR видеосигнала предполагает применительно к каждому из двух каналов, характеризующихся своим слотом:

- процедуру обнаружения синхропоследовательностей пакетов, временную и частотную синхронизацию, определение вида передачи;
- для обнаруженных голосовых пакетов:
  - ✓ демодуляцию,
  - ✓ в случае если не принят Voice LC Header данного голосового сообщения:
    - ■ выделение и декодирование EMB служебной части,
    - ■ выделение из пакетов голосового суперфейма битового блока служебного сообщения LC, его деперемежение, декодирование, проверка правильности декодирования,
    - ■ определение конфиденциальности передачи (открытая/закрытая),
    - ■ определение адресов источника и получателя, а также типа (индивидуальный/групповой) адреса получателя,
  - ✓ запись голосовых данных;
- для обнаруженных пакетов данных:
  - ✓ демодуляцию,
  - ✓ выделение и декодирование служебной части пакета Slot Type,
  - ✓ определение типа данных, расчет статистики типов данных найденных пакетов,
  - ✓ для пакетов типа Voice LC Header:
    - ■ выделение информационной части пакета, деперемежение, декодирование, проверка правильности декодирования,
    - ■ определение конфиденциальности передачи (открытая/закрытая),
    - ■ определение адресов источника и получателя, а также типа (индивидуальный/групповой) адреса получателя,
  - ✓ для пакетов типа Data Header:
    - ■ выделение информационной части пакета, деперемежение, декодирование, проверка правильности декодирования,
    - ■ определение конфиденциальности передачи (открытая/закрытая),
    - ■ определение идентификаторов источника и получателя, а также типа (индивидуальный/групповой) идентификатора получателя,
    - ■ выделение поля DPF информационной части пакета Data Header, проверка на соответствие унифицированному протоколу передачи данных UDT,
    - ■ выделение поля UDT Format информационной части пакета, проверка на соответствие навигационным данным NMEA,
    - ■ выделение поля UAB информационной части пакета, определение формата данных NMEA,
    - ■ демодуляцию, выделение информационной части следующего пакета/пакетов (их тип должен быть Rate ½ Data), содержащих данные NMEA, деперемежение, декодирование, проверка правильности декодирования,
    - ■ выделение параметров навигационных данных NMEA,
  - ✓ для пакетов типа CSBK:
    - ■ выделение информационной части пакета, деперемежение, декодирование, проверка правильности декодирования,
    - ■ определение конфиденциальности передачи (открытая/закрытая),
    - ■ выделение полей LB и CSBKO информационной части пакета CSBK, проверка на соответствие широковещательному извещению и наличию системных идентификаторов,
    - ■ выделение системных идентификаторов MODEL, NET/SITE и REG,
  - ✓ для пакетов типа MBC Header:
    - ■ выделение информационной части пакета, деперемежение, декодирование, проверка правильности декодирования,

- определение конфиденциальности передачи (открытая/закрытая),
- выделение поля CSBKO информационной части пакета MBC Header, проверка на соответствие широковещательному извещению,
- выделение поля Announcement Type информационной части пакета MBC Header, проверка на соответствие сообщению о частотах,
- демодуляция, выделение информационной части следующего пакета (его тип должен быть MBC Continuation), деперемежение, декодирование, проверка правильности декодирования,
- выделение из сообщения частот передачи и приема БС,

- для сигнала БС, если системные идентификаторы не приняты в пакетах CSBK:
  - ✓ демодуляция символов пакетов CACH,
  - ✓ деперемежение каждого пакета CACH,
  - ✓ выделение и декодирование служебной части TACT пакета CACH,
  - ✓ по полю LCSS из TACT выделение бит служебного сообщения CACH,
  - ✓ деперемежение, декодирование, проверка правильности декодирования сообщения CACH,
  - ✓ выделение поля SLCO из сообщения CACH, проверка на наличие системных идентификаторов,
  - ✓ выделение системных идентификаторов MODEL, NET/SITE и REG.

Последовательность обработки DMR сигнала представлена на *рис. 6*.

Разработанный анализатор сигналов DMR станций выполняет следующие функции при обработке сигнала на заданной частоте на исследуемом временном интервале:

- обнаружение сигнала DMR;
- определение вида передачи (BS sourced voice; BS sourced data; MS sourced voice; MS sourced data; MS sourced standalone RC; TDMA direct mode time slot 1 voice; TDMA direct mode time slot 1 data; TDMA direct mode time slot 2 voice; TDMA direct mode time slot 2 data);
- определение типа обнаруженных пакетов;
- определение конфиденциальности передачи: открытая/закрытая/не определена;
- расчет статистики вида передачи, типа пакетов, конфиденциальности передачи по обнаруженным пакетам;
- оценка вероятности битовой ошибки для обнаруженных передающих радиостанций;
- прием и запись обнаруженных голосовых данных;
- определение адресов/идентификаторов источника и получателя, а также тип адреса получателя (индивидуальный/групповой) пакетов голоса и данных;
- прием системных идентификаторов в транковой системе;
- поиск и прием навигационных данных NMEA (координаты, время, скорость и др.) в транковой системе, отображение координат на электронной карте местности;
- поиск и прием сообщений о частотах передачи и приема БС в транковой системе;

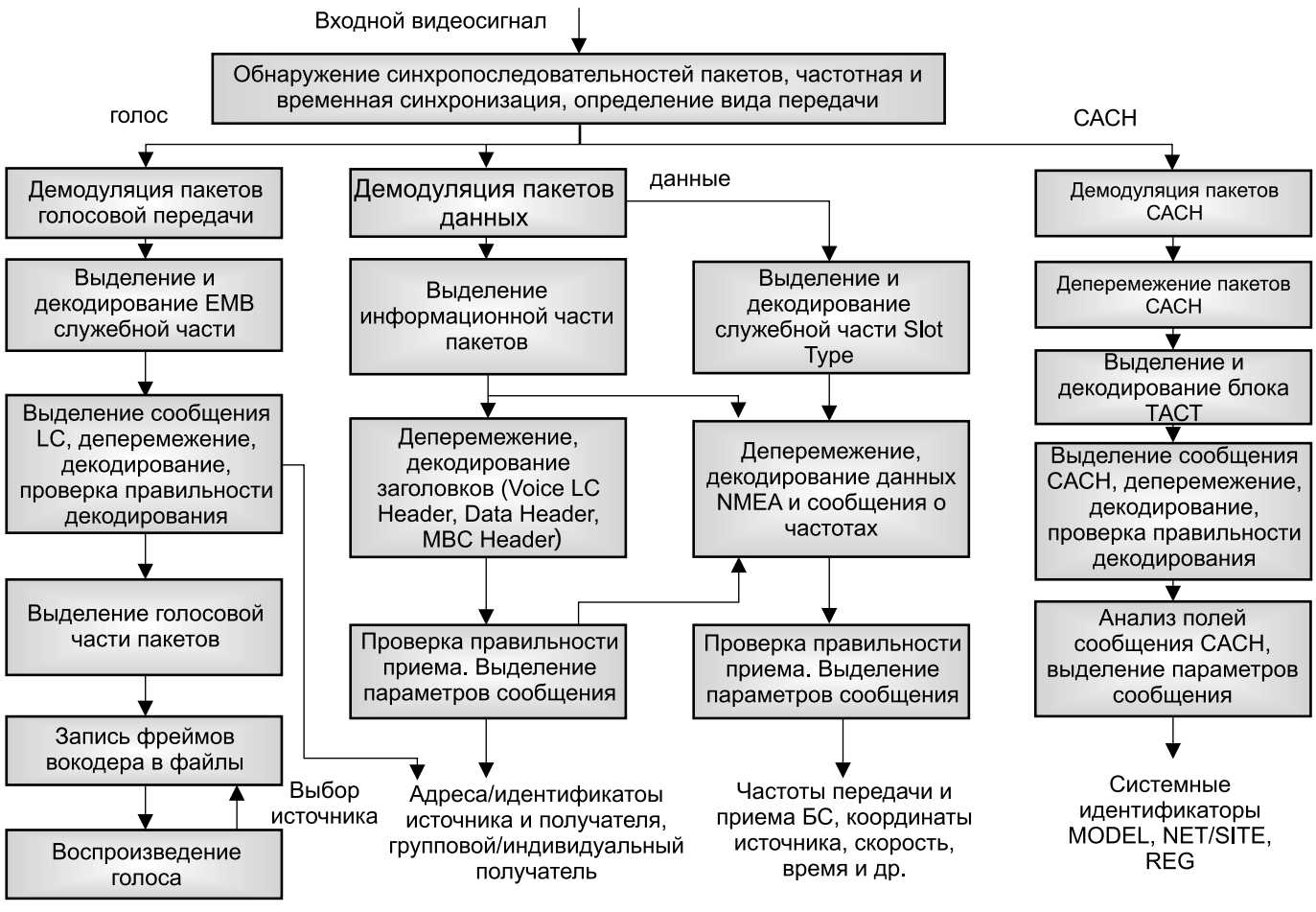


Рис. 6. Общая схема обработки DMR сигнала

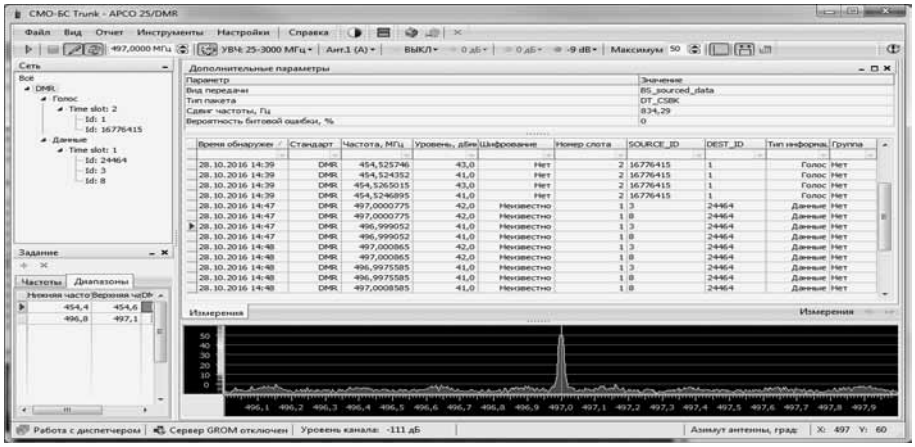


Рис. 7. Главное окно программы СМО БС TRUNK

- построение и анализ топологии сети обнаруженных радиостанций;
- сохранение результатов анализа в базе данных с возможностью последующего автоматического контроля изменения ситуации;
- формирование отчетов анализа в различных форматах: XML, MS-Word, Excel, гибкий выбор выводимой информации и формы ее представления.

На *рис. 7* показан пример окна программы СМО БС TRUNK. Прием сигнала осуществлялся в фиксированной точке промышленного центра. В левой верхней части окна представлено дерево обнаруженных радиостанций, сгруппированных по стандарту и виду передачи. В левой нижней части находится таблица задания, в которой выбираются значения или диапазон анализируемых частот. В нижней части окна отображается спектр принимаемого сигнала в выбранной полосе частот. В центре окна приведена таблица обнаруженных радиостанций, включающая время обнаружения, несущую частоту, уровень сигнала и основные параметры передачи. В верхней части окна для выбранной радиостанции показан дополнительный список принятых и измеренных параметров сигнала.

Представленный анализатор предназначен для поиска сигналов мобильных и базовых DMR радиостанций, оценки их местоположения, приема идентификационных и других параметров, построения топологии обнаруженных радиостанций. Анализатор состоит из аппаратной части — цифрового панорамного измерительного приемника семейства АРГАМАК и программной части — программы системного математического обеспечения СМО БС TRUNK. По функциональным и метрологическим возможностям анализатор не уступает аналогичному оборудованию ведущих мировых производителей. Он может быть использован для проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, контроля электромагнитной совместимости радиочастотных устройств различных систем.

Литература

1. *Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 3-е изд., перераб. и доп. — М: Горячая линия — Телеком, 2012. — 640 с.*
2. *ETSI TS 102 361-1 Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Digital Mobile Radio (DMR) Systems; Part 1: DMR Air Interface (AI) protocol V2.3.1 (2013-07).*
3. *ETSI TS 102 361-2 Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Digital Mobile Radio (DMR) Systems; Part 2: DMR voice and generic services and facilities V2.2.1 (2013-07).*
4. *ETSI TS 102 361-3 Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Digital Mobile Radio (DMR) Systems; Part 3: DMR data protocol V1.2.1 (2013-07).*
5. *ETSI TS 102 361-4 Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Digital Mobile Radio (DMR) Systems; Part 4: DMR trunking protocol V1.6.1 (2014-06).*

УДК 621.391

АШИХМИН[1] Александр Владимирович,
доктор технических наук
БОЧАРОВ[1] Дмитрий Николаевич
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич,
кандидат технических наук
КРЫЖКО[1] Игорь Борисович,
кандидат технических наук
СЛАДКИХ[1] Владимир Александрович,
кандидат технических наук

АНАЛИЗАТОР СИГНАЛОВ РАДИОСТАНЦИЙ APCO P25

В статье обсуждаются актуальность задачи радиоконтроля сетей беспроводного радиодоступа стандарта APCO P25 фазы 1. Функциональность подобных анализаторов определяется параметрами измерительного приемника и алгоритмическими возможностями программного обеспечения. Рассматриваются особенности построения и основные функциональные возможности анализатора сигналов отечественной разработки СМО-БС TRUNK, аппаратной базой которого служит цифровое радиоприемное устройство семейства АРГАМАК.

The article discusses the relevance of the problem of radio network wireless radio standard APCO P25 Phase 1. The functionality of such analyzers is determined by the measurement receiver parameters and algorithmic capabilities of the software. The peculiarities of construction and the basic functionality of the domestic development of the analyzer signal SMO-BS TRUNK are considered, hardware base which serves as a digital radio receiver ARGAMAK family.

Ключевые слова: радиомониторинг, обработка сигналов, программно-аппаратный комплекс, цифровое радиоприемное устройство, радиостанция.

Keywords: radio monitoring, signal processing, hardware and software complex, digital radio receiver, radio station.

Введение

Наблюдаемый в последние годы характер загрузки радиоэфира характеризуется широким распространением цифровых систем передачи данных, примером которых являются системы на основе APCO P25 (Проект 25). Данный стандарт имеет международное значение: активными его участниками являются представители государственных организаций и промышленности из Австралии, Канады и Англии. Также проявили интерес Китай, Дания, Франция, Германия, Нидерланды, Новая Зеландия, Испания, Тайвань, Россия и др. Основной целью Проекта 25 является разработка нового открытого цифрового стандарта конвенциональной и транкинговой радиосвязи для служб общественной безопасности с обратной совместимостью с существующими аналоговыми средствами.

Появление и широкое распространение таких систем требует решения задачи контроля соответствия их параметров нормам и лицензиям. В России конфигурация и территориальное размещение сетей данного стандарта регулируется государственными радиочастотными службами, в то же время практика показывает, что не всегда количество, рабочий диапазон частот и территориальное размещение сетей доступа беспроводных сетей соответствуют выданным разрешениям. Несоблюдение норм на параметры излучений радиоэлектронных средств и использование нерегламентированных стандартами диапазонов частот приводит к возникновению помех, которые могут оказать существенное воздействие на аппаратуру систем управления, служб быстрого реагирования и других структур. Таким образом, задача радиоконтроля сигналов, включающая в себя проверку соблюдения разрешений на использование радиочастотного спектра, проверку заявленных характеристик излучения, исследование конфликтных ситуаций при решении вопросов электромагнитной совместимости, является весьма актуальной в настоящее время.

Как уже говорилось, радиостанции APCO P25 получили широкое распространение во многих странах, в том числе в России. Их количество постоянно растет. Крупнейшим производителем APCO P25 оборудования является компания Motorola, выпустившая несколько миллионов радиостанций. Компания Motorola внесла неоценимый вклад в формирование данного стандарта. С самого начала принимала активное участие в разработке стандарта. Вложив огромные инвестиции, сегодня Motorola способна предложить полный портфель продукции APCO P25, объединенной под торговой маркой ASTRO 25. Являясь мировым лидером, Motorola поставила своим заказчикам по всему миру более 350 радиосистем и более 2 млн. абонентских терминалов (ASTRO 25).

Целью данной работы является рассмотрение структуры сигнала APCO P25, процедур обработки сигнала и приведение функциональных возможностей анализатора.

[1] — АО «ИРКОС», Москва.

Краткое описание стандарта APCO P25

Стандарт APCO P25 (Project 25) представляет собой открытый стандарт, разработанный ассоциацией пользователей специально для нужд служб общественной безопасности Северной Америки. Радиостанции могут работать совместно с существующим парком аналоговых радиостанций, а также в цифровом или аналоговом режиме с другими радиостанциями P25. Ввод в действие систем радиосвязи данного стандарта позволяет обеспечить высокий уровень взаимодействия и совместимости. Системы первого этапа работают с шагом сетки частот 12,5 кГц в аналоговом, цифровом или смешанном режиме. Используется непрерывная четырехпозиционная частотная модуляция (C4FM) на скорости 9600 бит/с. Используется вокодер IMBE (Improved Multiband Excitation) со скоростью сформированного цифрового потока 7,2 кбит/с (включая информацию защиты от ошибок FEC — forward error correction). Спецификации второго этапа стандарта предусматривают более эффективный метод модуляции несущей — четырехпозиционную фазовую модуляцию со сглаживанием фазы. Скорость модуляции остается той же, что и на первом этапе.

Стандарт APCO P25 предоставляет возможность адресовать в одной сети не менее 2 миллионов радиостанций и 65 тысяч групп. Последовательная передача полной вызывной информации в каждом суперкадре обеспечивает минимальную задержку подключения абонентов.

Спецификация Проекта 25 включает в себя определение радиоподсистемы (RFSS) и восьми интерфейсов, которые являются частью открытой архитектуры систем APCO 25:

- общий радиоинтерфейс CAI (Um);
- интерфейс с терминалом передачи данных (A);
- интерфейс с другими системами ISSI (G);
- интерфейс с телефонной сетью (Et);
- интерфейс с подсистемой управления сетью NMI (En);
- интерфейс с сетями передачи данных (Ed);
- интерфейс с консольной подсистемой CSSI (Ec);
- интерфейс с базовой станцией FSI (Ef).

Общий радиоинтерфейс (CAI) имеет параметры, представленные в *табл. 1.*

Таблица 1

Параметры общего радиоинтерфейса (CAI)

	Фаза 1	**Фаза 2**
Метод доступа	FDMA	TDMA
Ширина канала	12,5 кГц	12,5 кГц (6,25e)
Вид модуляции	C4FM / CQPSK	H-CPM uplink H-DQPSK downlink
Скорость передачи информации в контрольном канале	9,6 кбит/с	9,6 кбит/с
Скорость передачи информации в голосовом канале	9,6 кбит/с	12,0 кбит/с
Вокодер	IMBE	AMBE+2

Полное описание стандарта содержит более ста документов, общую структуру стандартов и соответствующих им документов можно найти в [2]. Описание радиоинтерфейса и используемого вокодера содержатся в [3, 4].

Прием сигналов APCO P25

Прием сигнала APCO P25 включает в себя следующие этапы.

1. Обнаружение канала и формирования видеосигнала.
2. Обработка видеосигнала (обнаружение пакетов, частотно-временная синхронизация, демодуляция, декодирование) и получение битового потока.
3. Анализ и обработка битового потока — выделение информации.

На этапе обнаружения канала используется обработка широкополосного сигнала. Суммарная ширина частотных диапазонов, рекомендуемых для использования сетей APCO P25 (136 — 174 МГц, 403 — 512 МГц, 806 — 870 МГц), составляет 214 МГц, что налагает повышенные требования на производительность алгоритма.

В качестве метода быстрого обнаружения каналов используется следующий алгоритм.

1. Вычисляется размерность быстрого преобразования Фурье (БПФ) n_F:

$$n_F = 2^{ceil\left(\frac{\ln(2F_S)-\ln(200)}{\ln 2}\right)}, \qquad (1)$$

где *ceil* — операция округления вверх до ближайшего целого, F_S — частота дискретизации.

2. Рассчитывается амплитудный спектр сигнала в логарифмическом масштабе:

$$A = 20\log_{10}\left(\left|fft(z.\cdot w_F)\right|\right), \qquad (2)$$

где через $fft(\bullet)$обозначена операция взятия БПФ, z — фрагмент выборки длиной n_F, $\langle\cdot\cdot\rangle$ — операция покомпонентного умножения, w_F — окно Блэкмана длиной n_F.

Если длина анализируемого интервала превышает размерность БПФ, операцию взятия БПФ повторяют на доступных интервалах, а результаты усредняют.

3. Вычисляется отклик коррелятора на маску канала, в качестве которой используется окно Блэкмана w_c шириной:

$$n_C = 2\,floor\left(\frac{s\cdot n_F}{2F_S}\right)+1, \qquad (3)$$

где *floor*— операция округления вниз до ближайшего целого, s = 6000 Гц — ширина спектра сигнала.

4. Пронумеруем отсчеты окна w_c номерами от $-(n_c-1)/2$ до $(n_c-1)/2$. В этом случае в области допустимых значений индексов отклик коррелятора вычисляется по формуле:

$$c_i = \sum_{k=-(n_c-1)/2}^{(n_c-1)/2} A_{i+k}\left(w_c\right)_k, \qquad (4)$$

5. Анализируя отклик коррелятора c в интересующей области частот обнаруживают каналы по следующим критерию: одновременно отклик в c_m центре канала является максимумом на интервале $m \pm (n_c-1)/2$, не менее чем на заданную величину d превосходит средний отклик на интервале анализа, выполняется условие:

$$c_m \ge \left(\sum_{k=-(n_c-1)/2}^{(n_c-1)/4} c_{i+k}\right)\Big/\left(\frac{n_c-1}{3}\right) \text{ и}$$
$$c_m \ge \left(\sum_{k=+(n_c-1)/4}^{(n_c-1)/2} c_{i+k}\right)\Big/\left(\frac{n_c-1}{3}\right). \qquad (5)$$

Индекс центра канала m уточняется с использованием параболической аппроксимации значений c_{m-1}, c_m, c_{m+1}.

Типичная точность процедуры в зависимости от длины выборки и отношения сигнал-шум составляет порядка 200 — 300 Гц.

Для каждого обнаруженного канала проводится стандартная процедура формирования видеосигнала на частоте F_v, кратной символьной скорости ($F_v = m\times4800$, где m — целое число) и фильтрация сигнала в полосе 8 кГц.

Общая схема обработки видеосигнала представлена на *рис. 1.*

Так как сигналы стандарта APCO P25 могут иметь два типа модуляции — C4FM и CQPSK — в анализаторе используется демодулятор, основанный

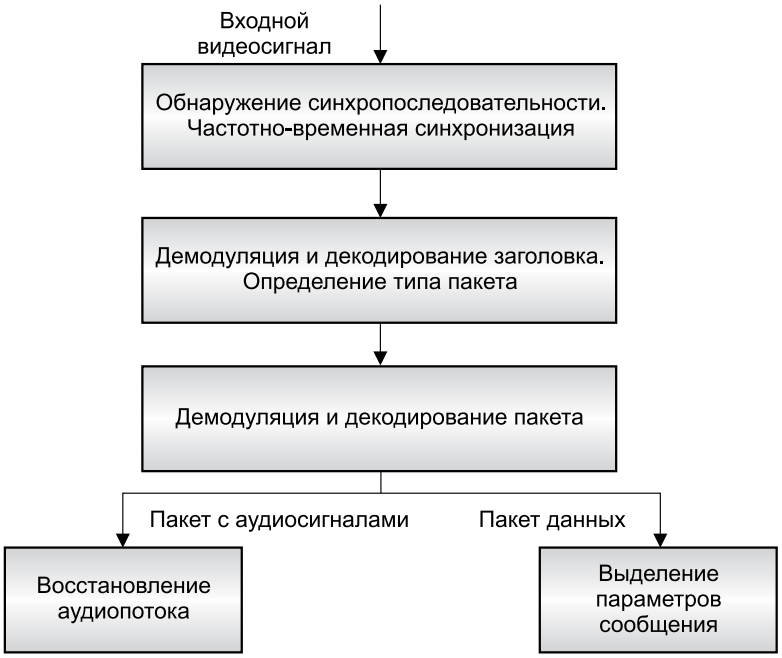


Рис. 1. Общая схема обработки сигнала APCO P25

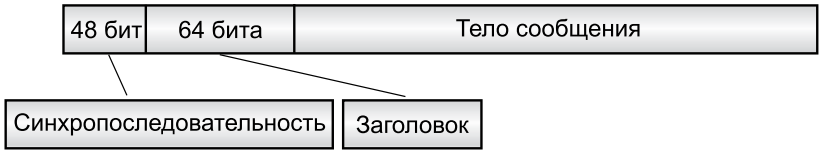


Рис. 2. Структура пакета сигнала стандарта APCO P25

на обработке выхода частотного детектора и применимый без дополнительной модификации и настройки к обоим типам модуляции.

Обнаружение сигнала производится одновременно с определением частотной расстройки. Фиксированная преамбула (синхропоследовательность) передается в начале каждого пакета сигнала APCO P25 (*рис. 2*), что позволяет использовать для данной операции корреляционную обработку.

В связи с тем, что преамбула сигнала APCO P25 ($5575F5FF77FF) имеет разное число положительных и отрицательных отстроек, для каждой точки вычисляется два отклика: для положительной и отрицательной частей преамбулы по формулам:

$$a_k^+ = \sum_{j=0}^{23} p_j^+ \cdot b_{k+m\cdot j}, \qquad (6)$$

$$a_k^- = \sum_{j=0}^{23} p_j^- \cdot b_{k+m\cdot j}, \qquad (7)$$

где $p = [1,1,1,1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,-1,-1,-1,1,-1,1,-1,-1,-1,-1,-1,-1]$ — преамбула, передающаяся в начале каждого пакета, p^+ — преамбула, состоящая из положительных элементов последовательности p (отрицательные элементы заменены нулями), p^- — преамбула, состоящая из отрицательных элементов последовательности p (положительные элементы заменены нулями).

В положительной части преамбулы 11, а в отрицательной — 13 ненулевых символов. При совпадении выборки с преамбулой a_k будет равно:

$$13\cdot(\Delta f - 3f_d)2\pi/(mf_d), \qquad (8)$$

а a_k^+ будет равно:

$$11\cdot(\Delta f + 3f_d)2\pi/(mf_d), \qquad (9)$$

где f_d — частота девиации, Δf — частотный сдвиг (расстройка).

Величину частотного сдвига можно оценить по формуле:

$$\Delta f = \frac{1}{2}\frac{mf_d}{2\pi}\left(\frac{a^+}{11}+\frac{a^-}{13}\right). \qquad (10)$$

Значение корреляционного отклика можно получить по формуле

$$c_k = (a^+ + a^-) - 24\Delta f\cdot 2\pi/(mf_d).$$

Пакет считается обнаруженным, если отклик коррелятора составляет больше $0{,}65\times72\times2\pi/(mf_d)$. Индекс максимального отклика коррелятора является индексом начала пакета. После срабатывания амплитудного коррелятора проходит проверка принятой преамбулы. Проверка осуществляется путем частичной демодуляции тестовой последовательности и подсчета числа битовых ошибок.

Следующим этапом является демодуляция символов заголовка, в результате которой формируются жесткие решения информационных бит, после декодирования производится определение типа принятого пакета. Дальнейшая демодуляция и формирование жестких или мягких решений информационных бит производится по индивидуальной схеме для каждого пакета в зависимости от его типа.

Назначение и функциональные возможности анализатора сигналов стандарта APCO P25

Аппаратно-программный комплекс анализа сигналов беспроводных систем связи обеспечивает:

— определение параметров РЭС, входящих в состав анализируемого сигнала:

- тип устройства (базовая или абонентская станция);
- идентификатор (адрес);
- средний уровень сигнала;
- время последней активности;
- частотный сдвиг;
- тип передаваемых пакетов;
- вид передачи;
- наличие шифрования;
- тип шифрования;
- частота битовой ошибки;
- тип шифрования;
- код доступа к сети (NAC);

— анализ топологии сети по перехваченным пакетам;

— определение местоположения РЭС с построением зоны вероятного местоположения, а также отображение полученных результатов радиоконтроля на электронной карте местности с привязкой координат по GPS/GLONASS данным;

— возможность сортировки и отбора представляемых данных по различным признакам (включая зону на местности, текущую активность, дату\время, принадлежность к заданной сети и т.д.);

— сохранение результатов анализа в базе данных с возможностью последующего автоматического контроля изменения ситуации.

Анализатор состоит из аппаратной части на базе оборудования семейства

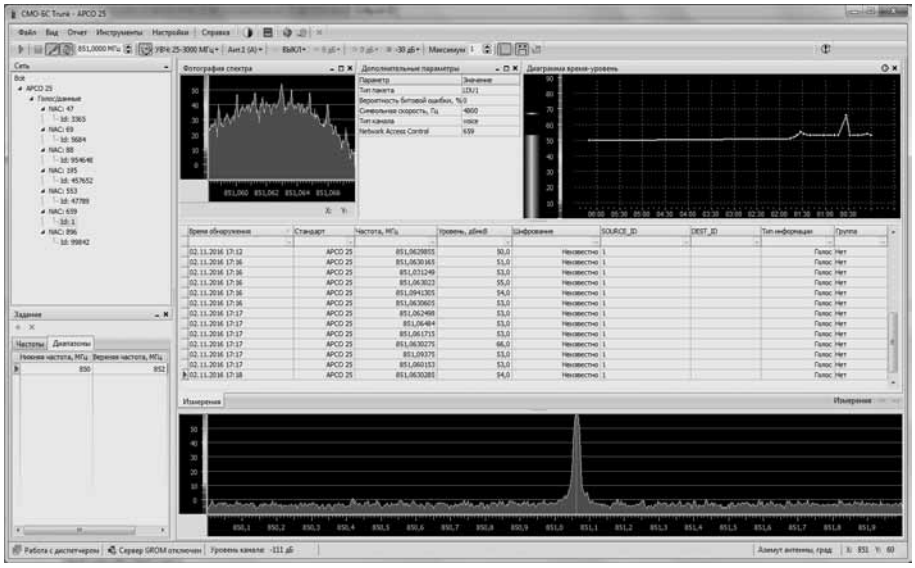


Рис. 3. Главное окно программы СМО-БС TRUNK

АРГАМАК [1] и программной части — программы системного математического обеспечения (СМО). Последняя может быть установлена на персональном компьютере в едином пакете с другим программным обеспечением, например, выполняющим анализ сигналов базовых станций различных сотовых систем связи.

При использовании ЦРПУ аппаратная часть комплекса обеспечивает формирование видеосигнала на требуемой частоте дискретизации, что существенно увеличивает скорость работы анализатора. При наличии сигнала программа системного математического обеспечения обеспечивает его дальнейшую обработку и выделение широковещательной информации.

Внешний вид главного окна программного обеспечения СМО БС TRUNK представлен на *рис. 3*.

В левой части окна на панели «Сеть» отображается список подсетей и их клиентов, представленный в виде иерархической структуры. При анализе сигнала станция попадает на панель «Сеть» только в случае, если удается получить идентификаторы станций. При обмене данными между станциями идентификаторы передаются в начале работы. Для каждой станции регистрируются следующие параметры:

- тип данных (данные, голосовые данные);
- идентификатор станции.

Для каждого результата анализа сохраняется фотография спектра. Полоса фотографии равна 20 кГц, центральной частотой является частота, на которой обнаружен сигнал.

Для удобства отслеживания изменения уровня сигнала для конкретного идентификатора существует диаграмма время-уровень. На ней графически отображается изменение уровня сигнала для выбранного идентификатора.

Выводы

Представленный в настоящей работе анализатор сигналов беспроводных систем связи СМО БС TRUNK предназначен для поиска сигналов стандарта APCO P25, выделения идентификационной информации, построения топологии обнаруженных сетей, определения местоположения устройств сети, сравнения результатов анализа с частотно-территориальным планом.

Анализатор состоит из аппаратной части ЦРПУ семейства АРГАМАК [1] и программной части — программы системного математического обеспечения СМО TRUNK. Последняя может быть установлена на персональном компьютере в едином пакете с другим программным обеспечением, например, выполняющим анализ сигналов базовых станций различных сотовых систем связи.

По функциональным и метрологическим возможностям анализатор не уступает аналогичным приборам ведущих мировых производителей и может быть использован для автоматизированного контроля параметров сигналов APCO P25, исследования проблем электромагнитной совместимости радиочастотных устройств.

Литература

1. *Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 3-е изд., перераб. и доп. — М: Горячая линия — Телеком, 2012. — 640 с.*
2. *Project 25 Document Suite Reference, 2010.*
3. *Tia Standard. Project 25 FDMA — Common Air Interface. ANSI/TIA-102.BAAA, 2003.*
4. *Tia Standard. Project 25 Vocoder Description. ANSI/TIA-102.BABA, 2003.*

УДК 621.391

АВДЮШИН[1] Артем Сергеевич,
кандидат технических наук
АШИХМИН[1] Александр Владимирович,
доктор технических наук
АЛЕКСЕЕВ[1] Дмитрий Александрович
ЖУКОВ[1] Андрей Александрович,
кандидат физико-математических наук
КОЗЬМИН[1] Владимир Алексеевич,
кандидат технических наук
ПЯТУНИН[1] Андрей Николаевич,
кандидат технических наук
СЫСОЕВ[1] Дмитрий Сергеевич

АРХИТЕКТУРА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ РАДИОКОНТРОЛЯ

В статье рассматриваются требования, предъявляемые к программному обеспечению современных автоматизированных систем радиоконтроля, общие принципы построения и особенности технической реализации изложенных принципов на примере автоматизированной системы радиоконтроля (АСР) АРМАДА.
This article discusses the requirements for software of advanced automated spectrum management and monitoring systems. System's general design features and technical implementation are illustrated by examples of the ARMADA automated spectrum management and radio monitoring system.

Ключевые слова: радиоконтроль, автоматизированная система, архитектура программного обеспечения, разработка программного обеспечения.
Keywords: radio monitoring, automated system, software architecture, software development.

Введение

Одним из трех базовых компонентов автоматизированных систем радиоконтроля является программное обеспечение [1]. В его задачи входит объединение разнородных технических средств радиоконтроля для совместного решения поставленных задач, обеспечение взаимодействия пользователей с оборудованием системы, контроль состояния системы, формирование учетной и отчетной документации, взаимодействие с внешними информационными системами и иная функциональность, необходимая для повышения эффективности использования средств радиоконтроля. В данной статье рассматриваются архитектура и основные технические решения, используемые в ПО АСР, на примере системного математического обеспечения (СМО) АРМАДА [2].

Требования к программному обеспечению АСР

Основные требования к ПО АСР определяются ее назначением — решение задач радиоконтроля на местном, региональном или национальном уровнях, предполагающее управление разнородным парком аппаратуры, разнесенной на значительные расстояния.
Для снижения затрат на использование средств радиоконтроля целесообразно автоматизировать решение типовых рутинных задач, привлекая оператора только для разрешения нештатных ситуаций или задач, которые сложно формализовать. Таким образом, ПО АСР должно обеспечивать функционирование оборудования как в автоматическом режиме в соответствии с назначенным расписанием, так и под непосредственным управлением оператора.

Внедрение в программное обеспечение риск-ориентированного подхода, предусматривающего уведомление сотрудников, обслуживающих АСР, о возникновении ситуаций, возникших в ходе выполнения задач в автоматическом режиме и требующих вмешательства оператора, позволяет увеличить количество оборудования, обслуживаемого одним оператором, и сократить количество автоматизированных рабочих мест. Существуют также дополнительные требования, продиктованные особенностями архитектуры АСР и принципами их функционирования.
При типовом использовании АСР представляют собой распределенные системы, элементы которых могут располагаться на большом удалении друг от друга, а структура АСР во многом повторяет структуру управления организации, осуществляющей радиоконтроль, т.е. АСР имеет иерархическую

[1] — *АО «ИРКОС», Москва.*

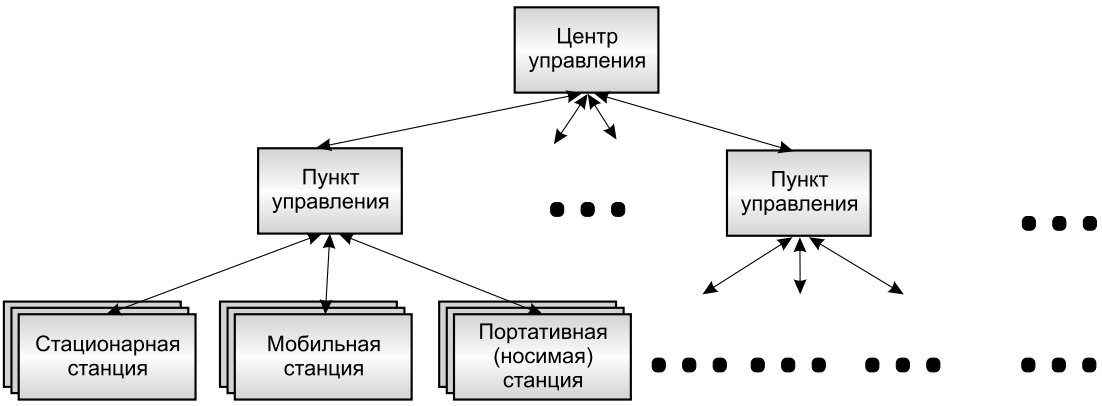


Рис. 1. Трехуровневая иерархическая структура АСР

структуру. Количество уровней иерархии зависит от масштабов использования АСР. Пример трехуровневой архитектуры АСР представлен на *рис. 1*.

Перед элементами системы, расположенными на различных уровнях иерархии, ставятся различные задачи. Если элементы нижнего уровня (технические средства радиоконтроля), как правило, выполняют задачи измерения, поиска помех, сбора данных о занятости спектра и формирования отчетов, то пункты управления должны обеспечивать ведение баз данных радиопередающих устройств, постановку задач подчиненным станциям радиоконтроля (РК), обобщение полученных данных и, в случае наличия пунктов управления более высокого уровня, формирование отчетных документов. Так как объемы и требования по сохранности данных на разных уровнях иерархии существенно различаются, имеются отличия и в требованиях к аппаратному оснащению. Если в центре и пунктах управления желательно применение серверных ЭВМ, то на узлах с техническими средствами РК наличие серверов может оказаться недопустимым из-за ограничений по условиям размещения, энергопотреблению и стоимости. Значительная разница в перечне решаемых задач и доступных вычислительных ресурсах приводит к появлению требования модульности ПО АСР, позволяющей выделять в нем отдельные функциональные компоненты и гибко конфигурировать состав модулей, применяемых на разных уровнях иерархии системы.

Наличие описаний внешних программных интерфейсов (API) ПО АСР позволяет пользователям самостоятельно разрабатывать и интегрировать в состав системы свои модули, расширяющие общую функциональность и решающие узкоспециализированные задачи.

Объединение разнесенных на значительные расстояния средств РК в единую систему ставит вопрос организации обмена данными между ними. Используемые каналы связи могут обладать существенно отличающимися пропускными способностями: от гигабитных соединений в локальной сети Ethernet до передачи данных с помощью КВ-радиосвязи со скоростью несколько килобод. Узлы могут иметь несколько активных сетевых соединений в целях резервирования или лишь эпизодически подключаться к системе. Все это приводит к появлению требований не только по минимизации трафика, но и по автоматической адаптации объема передаваемых данных в зависимости от пропускной способности канала связи.

Возможность использования в составе системы элементов, с которыми имеется лишь эпизодическая связь, приводит к появлению требования к автономности работы, предполагающей способность автоматического решения задач в соответствии с заданным расписанием. Это означает, что программное обеспечение должно обеспечивать хранение и своевременный запуск полученных заданий, сохранение и предварительную обработку полученных по заданиям результатов, а при появлении связи — передачу результатов вышестоящему узлу системы.

АСР, как правило, являются многопользовательскими. Для предотвращения конфликтов по доступу к данным для пользователей, действующих на разных уровнях иерархии, ПО АСР должно предусматривать систему приоритетов и прав доступа, настраиваемых для разных пользователей или групп пользователей.

Для эффективного применения АСР часто требуется возможность взаимодействия с иными специализированными информационными системами, например, системой управления использованием спектра, системой расчета ЭМС и т.п.

Как правило, АСР разрабатываются производителями оборудования РК. Потребители же могут быть оснащены аппаратурой различных производителей, и отсутствие возможности интеграции в состав системы технических средств других производителей может существенно ограничить сферу применения АСР и снизить эффективность ее использования. Таким образом, ПО АСР должно иметь в своем составе универсальный интерфейс для подключения различных технических средств к системе в целях обеспечения их совместного использования.

Разнообразие используемых для построения системы технических и программных средств [3] выводит на передний план задачу автоматического контроля работоспособности системы в целом, а также ее отдельных элементов. Поэтому программное обеспечение АСР должно осуществлять мониторинг состояния элементов системы и каналов связи между ними, оперативно уведомлять заинтересованных пользователей системы о возникновении проблем.

Наконец, программное обеспечение АСР должно обеспечивать возможность автоматического обновления, т.к. ручное обновление ПО в большой системе с большим количеством узлов и потенциальной возможностью отсутствия постоянного канала связи с ними может потребовать значительного времени, в течение которого как минимум часть системы будет неработоспособна.

Подводя итог сказанному, разработка ПО для АСР сопряжена не только с решением задач, имеющих прямое отношение к функциям радиоконтроля, но и задач, связанных с обеспечением функционирования системы как единого целого. Формат статьи не позволяет привести в ней все известные решения по обозначенным проблемам, поэтому далее будет показано, как достигалось выполнение приведенных требований при разработке системного математического обеспечения СМО-АРМАДА.

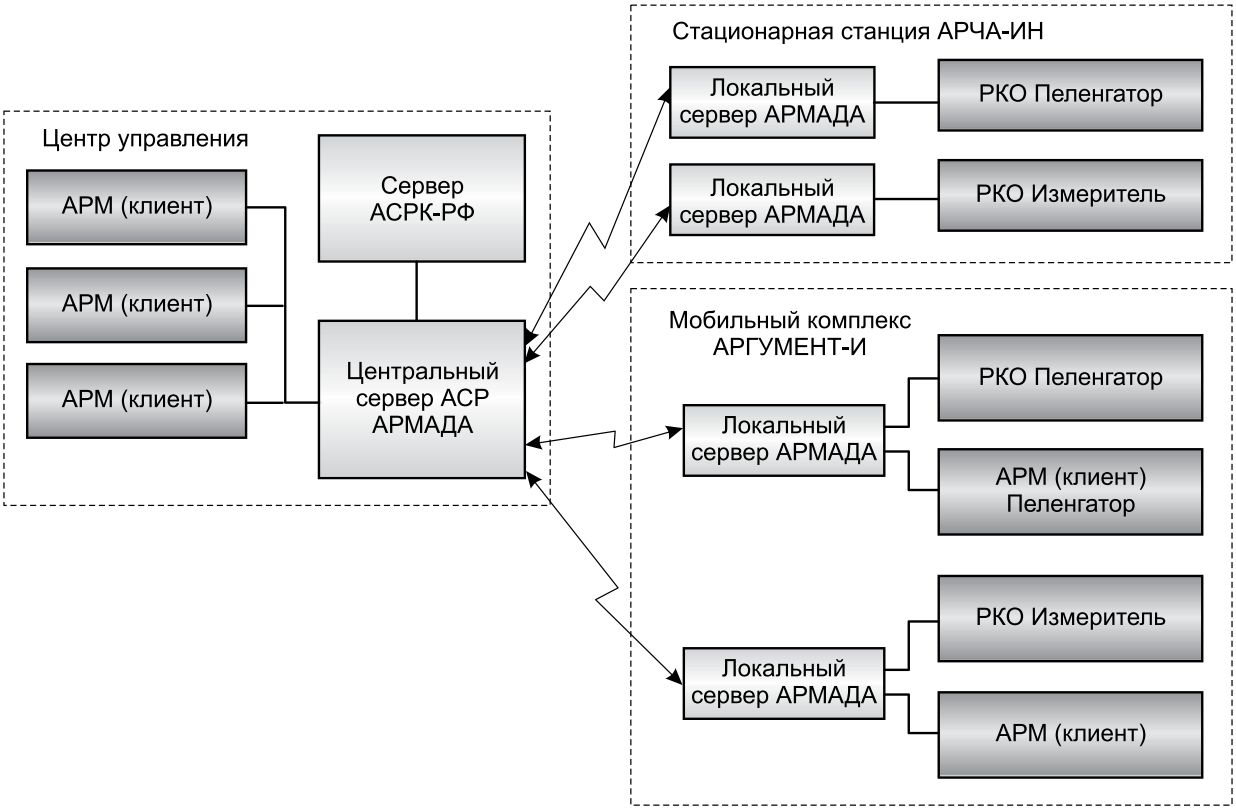


Рис. 2. Клиент-серверная архитектура АСР АРМАДА

Архитектура СМО-АРМАДА

СМО-АРМАДА представляет собой разработанную в соответствии с рекомендациями Международного союза электросвязи (МСЭ) [4 — 6] кроссплатформенную масштабируемую отказоустойчивую открытую клиент-серверную автоматизированную систему радиоконтроля (АСР) с «тонким» клиентом.

Программное обеспечение системы разделяется на серверную и клиентскую части. *Серверное программное обеспечение* устанавливается на узлах, к которым подключено оборудование радиоконтроля (РКО), а также на серверах в центре и пунктах управления (*рис. 2*), и выполняет следующие функции:

- постановку задач на оборудование радиоконтроля и прием результатов;
- выполнение заданий по расписанию;
- выполнение заданий согласно их приоритету;
- авторизацию и разграничение прав пользователей;
- хранение заданий и результатов;
- диагностику аппаратной части оборудования радиоконтроля;
- получение заданий от внешних информационных систем;
- передачу результатов выполнения заданий во внешние информационные системы;
- поддержку управления оборудованием в реальном времени;
- отображение текущего состояния оборудования радиоконтроля;
- отображение положения оборудования на цифровой карте местности;
- оперативное оповещение оператора о возникновении нештатных ситуаций;
- автоматическую синхронизацию учетной базы данных между всеми узлами.

Работа с системой осуществляется с автоматизированных рабочих мест (АРМ) операторов, где *клиентская часть* АСР представлена web-интерфейсом в браузере и desktop-приложениями для работы с оборудованием радиоконтроля в режиме реального времени (*рис. 3*). В настоящее время ведется работа по переводу функций оперативного радиоконтроля в среду web, что позволит отказаться от установки дополнительного программного обеспечения на АРМ и получить полностью кроссплатформенного клиента АСР. Перенос основных вычислительных операций на серверную сторону обеспечивает также и снижение требований к характеристикам управляющих ЭВМ, установленных на автоматизированных рабочих местах операторов, что существенно снижает затраты на развертывание и поддержание работоспособности системы.

Базовые решения

Система построена на платформе J2EE (Java 2 Enterprise Edition), представляющей собой де-факто промышленный стандарт построения сложных распределенных систем управления. Доступ пользователей к системе обеспечивается из любого современного браузера с поддержкой HTML5 и WebSocket (полная работоспособность протестирована в Google Chrome). В окне браузера реализован полноценный многооконный пользовательский интерфейс с привычными элементами управления, контекстными меню и поддержкой «горячих» клавиш (*рис. 4*). В качестве основы пользовательского web-интерфейса в системе применена технология GWT (Google Web Toolkit) и библиотека компонентов Sencha GXT, отображение графической информации реализовано при помощи библиотеки GFlot.

Технология GWT дает программисту возможность взаимодействовать с браузером, абстрагируясь от JavaScript, HTML и DOM (Document Object Model), предоставляет базовые элементы пользовательского интерфейса, механизм сериализации объ-

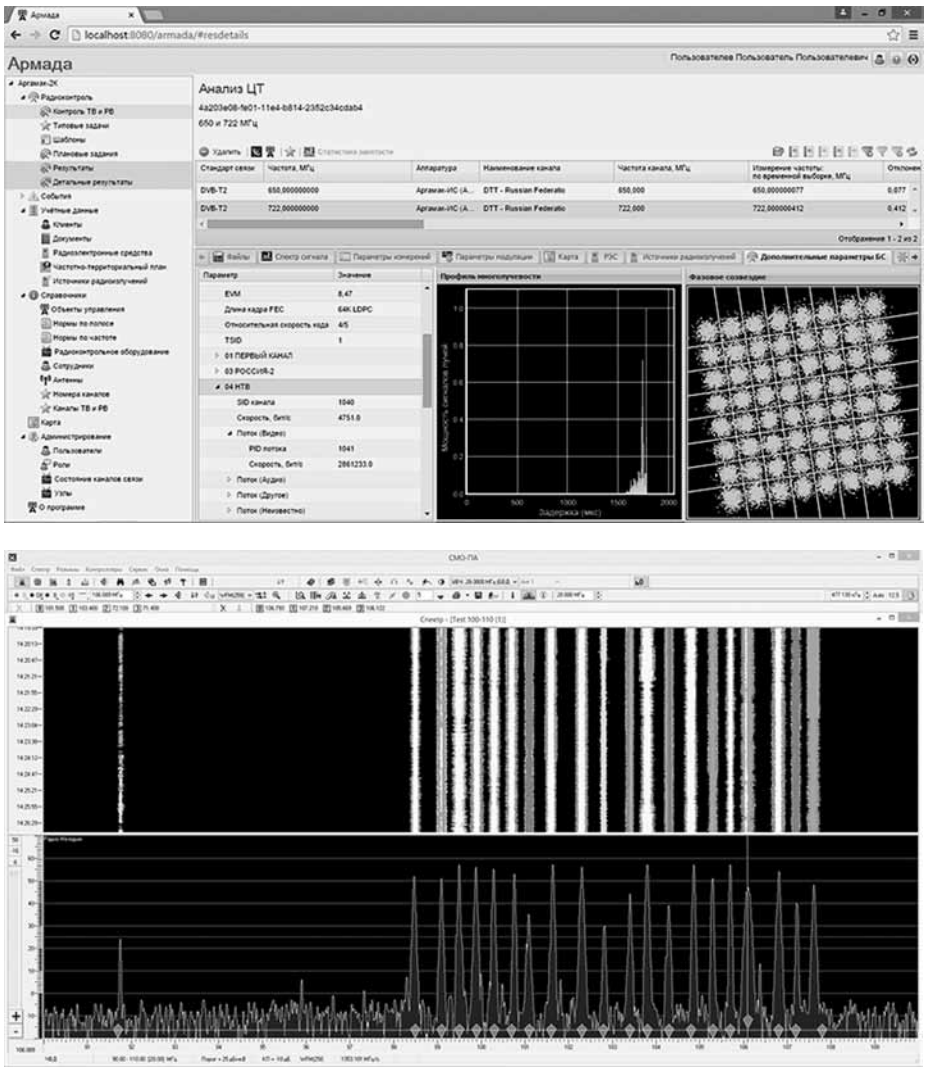


Рис. 3. Снимки экранов СМО-АРМАДА в web-браузере и приложения СМО-ПАИ в режиме «Спектр»

ектов и RPC (Remote Procedure Call) для удаленного вызова с клиента серверных методов и получения результатов их выполнения, а также кросс-компилятор с языка разработки Java в JavaScript и компонент для отладки кода.

Помимо базового механизма GWT-RPC, для клиент-серверного взаимодействия в СМО-АРМАДА в отдельных случаях используется механизм WebSocket. В отличие от классического RPC, предполагающего выполнение сервером некоторых операций по инициативе клиента, WebSocket позволяет серверу посылать сообщения клиенту по собственной инициативе. В СМО-АРМАДА этот механизм используется для отображения спектра в режиме реального времени, а также в ряде мест с представлением табличных данных — для сигнализации клиенту об устаревании текущих отображаемых данных и необходимости их перезагрузки с сервера.

Перечисленные средства, технологии и библиотеки обеспечили возможность реализации пользовательского интерфейса, удовлетворяющего современным требованиям, а также упростили доработку и/или переработку интерфейса в процессе развития СМО-АРМАДА.

Подход, предполагающий максимальное использование типовых решений и компонентов, был использован и при разработке серверной части СМО-АРМАДА с учетом заданных требований:

- кроссплатформенность — возможность функционирования системы на Windows и Linux;
- масштабируемость — возможность развертывания системы как на отдельном компьютере, так и в масштабе общенационального уровня;
- отказоустойчивость — сохранение работоспособности системы в условиях частичного отказа оборудования и/или существенного ухудшения (вплоть до пропадания) каналов связи;
- открытость — возможность обмена данными радиоконтроля с другими системами посредством обменных форматов и/или протоколов.

Серверная часть СМО-АРМАДА представлена следующими компонентами (*рис. 5*):

- Java web-сервер (контейнер web-приложений) Tomcat;
- система управления базами данных (СУБД) PostgreSQL;
- web-приложения armada.war и geo-server.war;
- вспомогательные компоненты (загрузчик launcher.jar и другие).

В целях упрощения развертывания системы в ОС Windows, Java, Tomcat и PostgreSQL не устанавливаются отдельными службами, а интегрированы в единый дистрибутив с графическим интерфейсом пользователя, устанавливающий в ОС единственную службу ARMADA. Чтобы запустить Java-приложение как службу Windows, ис-

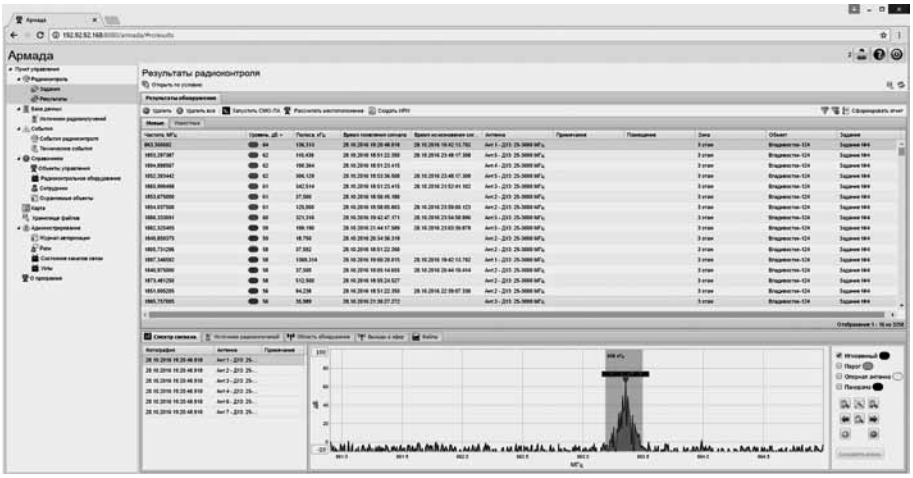


Рис. 4. Интерфейс СМО-АРМАДА

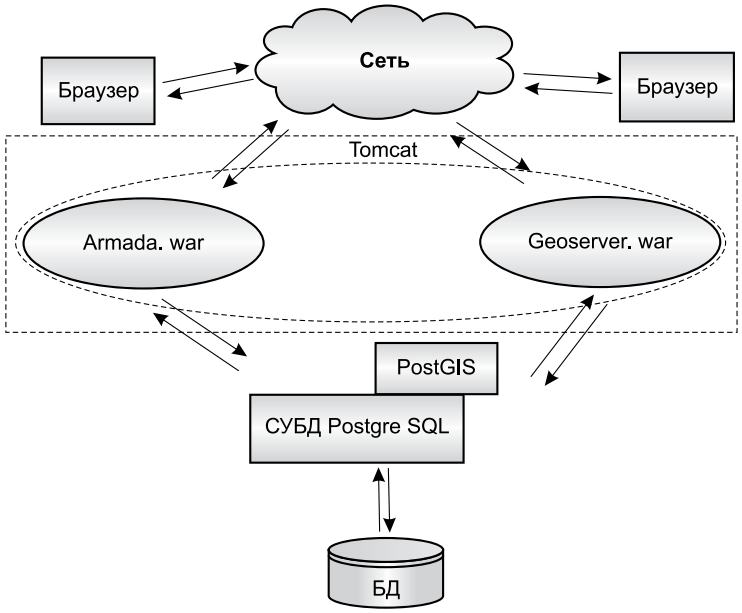


Рис. 5. Серверная часть СМО-АРМАДА

пользуется вспомогательный исполняемый файл, стартующий виртуальную машину JavaVM с заданными параметрами. При старте JavaVM специально разработанный загрузчик запускает интегрированный в поставку PostgreSQL, а затем интегрированный Tomcat, который, в свою очередь, запускает поставляемые web-приложения.

В ОС Linux из соображений совместимости используется предустановленный в системе PostgreSQL, при этом остальные компоненты СМО-АРМАДА поставляются в виде установочного DEB-пакета.

Жизненный цикл web-приложения управляется многофункциональным Java-фреймворком Spring, который представляет собой «облегченную» и значительно более гибкую альтернативу стандартной технологии EJB (Enterprise Java Beans). В целях повышения производительности системы взаимодействие с СУБД также осуществляется посредством «легковесной» библиотеки MyBatis, не прибегая к традиционным ORM-фреймворкам (Object-Relational Mapping) типа Hibernate. Взаимодействие с клиентским кодом осуществляется преимущественно посредством GWT-RPC-сервисов, а также (в отдельных случаях) с помощью сервлетов.

Компоненты системы

Для дальнейшего рассмотрения архитектуры СМО-АРМАДА целесообразно выделить основные компоненты системы и рассмотреть архитектуру каждого из них отдельно. В состав СМО-АРМАДА входят следующие подсистемы:

- радиоконтроля, предназначенная для решения задач управления аппаратурой в оперативном (под управлением оператора) и плановом (автоматическом по заданиям в соответствии с расписанием) режимах;
- учетных и справочных данных, содержащая сведения о зарегистрированных радиоэлектронных средствах, разрешительных документах, а также справочных данных, необходимых для функционирования АСР;
- информирования о событиях, предназначенная для оперативного уведомления сотрудников о возникновении ситуаций, требующих участия оператора;
- картографии, предназначенная для отображения учетной и справочной информации на электронной карте местности, а также визуализации полученных результатов радиоконтроля;
- транспорта данных, выполняющая задачи автоматической синхронизации данных между серверами системы;
- формирования отчетов, предназначенная для формирования отчетов по выборкам из базы данных или документов установленной формы;
- хранения данных, обеспечивающая сохранность, резервирование и восстановление данных системы;
- обмена данными, предоставляющая интерфейсы для взаимодействия с внешними системами;
- администрирования, позволяющая контролировать работоспособность системы, настраивать учетные записи пользователей и осуществлять контроль доступа к данным системы;
- обновления, позволяющая производить обновление отдельных компонентов системы или программного продукта в целом.

Подсистема радиоконтроля

Решение задач в оперативном режиме производится с помощью специализированных программных пакетов, предоставляющих широкие возможности для решения одной или нескольких специализированных задач. Для обеспечения возможности дальнейшего использования полученных данных (например, для их последующей отложенной обработки) результаты работы могут быть сохранены в базу данных СМО-АРМАДА.

К основным программам, обеспечивающим решение задач в оперативном режиме, можно отнести программный пакет панорамного анализа и измерений СМО-ПАИ, анализа сигналов цифровых технологий СМО-БС, технического анализа СМО-СТА и ряд других [3].

В плановом режиме выполнение заданий радиоконтроля и получение результатов производится в соответствии с заданным оператором расписанием. Основой автоматического (планового) режима является задание радиоконтроля, которое определяет набор выполняемых измерений и их параметры, радиоконтрольное оборудование, частоты или диапазоны, а также расписание и приоритет выполнения. Задание может формироваться оператором в web-интерфейсе либо загружаться через подсистему обмена данными.

Управление техническими средствами радиоконтроля в плановом и оперативном режимах осуществляется по открытому унифицированному протоколу (УП) обмена, для этого применяется программный пакет «Драйвер сервера радиоконтроля». Драйвер обеспечивает прием команд, их обработку и отправку полученных результатов отправителю. Обмен с драйвером осуществляется по протоколу TCP/IP.

Процесс постановки и выполнения задания в плановом режиме

Задание на оборудование радиоконтроля может быть поставлено с любого узла системы, при этом производится проверка на соответствие воз-

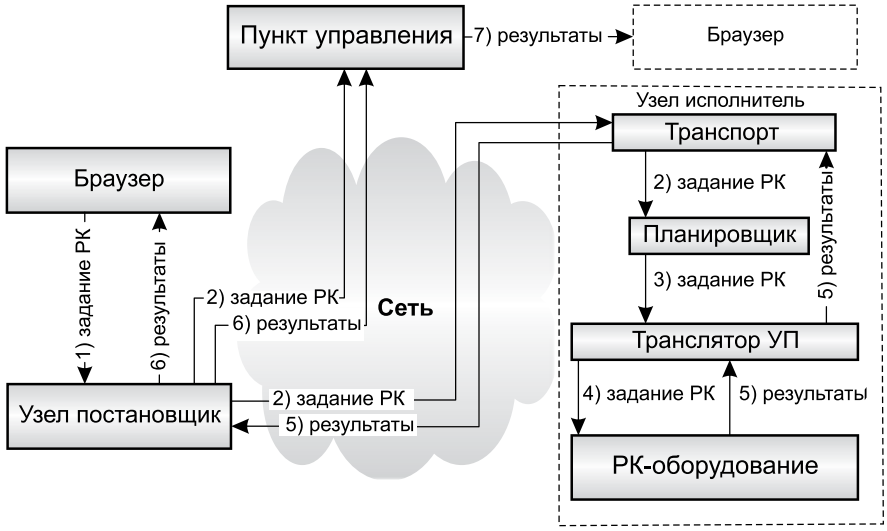


Рис. 6. Постановка и выполнение задания в плановом режиме

можностям аппаратуры (поддерживаемый набор измерений, имеющиеся антенные входы и ряд других параметров). Задание, успешно прошедшее проверки, сохраняется в БД узла-постановщика задания и по транспорту передается узлу-исполнителю и на пункт управления (*рис. 6, этап 1, номера этапов обозначены цифрами*).

Далее задание на узле-исполнителе поступает в планировщик, который на основании расписания и приоритета нового задания, своей приоритетной очереди заданий и текущего исполняемого аппаратурой задания определяет последующие действия (этап 2): ожидать, отправить задание на исполнение, прервать текущее исполняемое задание.

Взаимодействие планировщика с драйвером сервера радиоконтроля осуществляется по УП, обеспечивающему сериализацию команд и данных радиоконтроля. Для преобразования задания из Java-объектов в последовательность команд УП, а также для обратного преобразования результатов в ПО предусмотрен специальный модуль-транслятор (этап 3).

В процессе выполнения задания (этап 4) получаются результаты (этап 5), отправляемые по подсистеме транспорта на узел-постановщик задания.

Узел-постановщик задания отправляет результаты на пункт управления (этап 6) и отображает их в браузере. Другие операторы, подключившиеся через браузер к базе данных пункта управления, также могут просмотреть задание и результаты радиоконтроля (этап 7).

Драйвер сервера РК

Для каждого входящего соединения внутри драйвера сервера РК создается объект-обработчик, принимающий и декодирующий входящие команды унифицированного протокола (*рис. 7*). Декодированные команды помещаются в очередь с приоритетами, из которой они по одной команде отправляются на исполнение. Реализацию многопользовательского доступа существенно облегчает тот факт, что каждая команда унифицированного про-

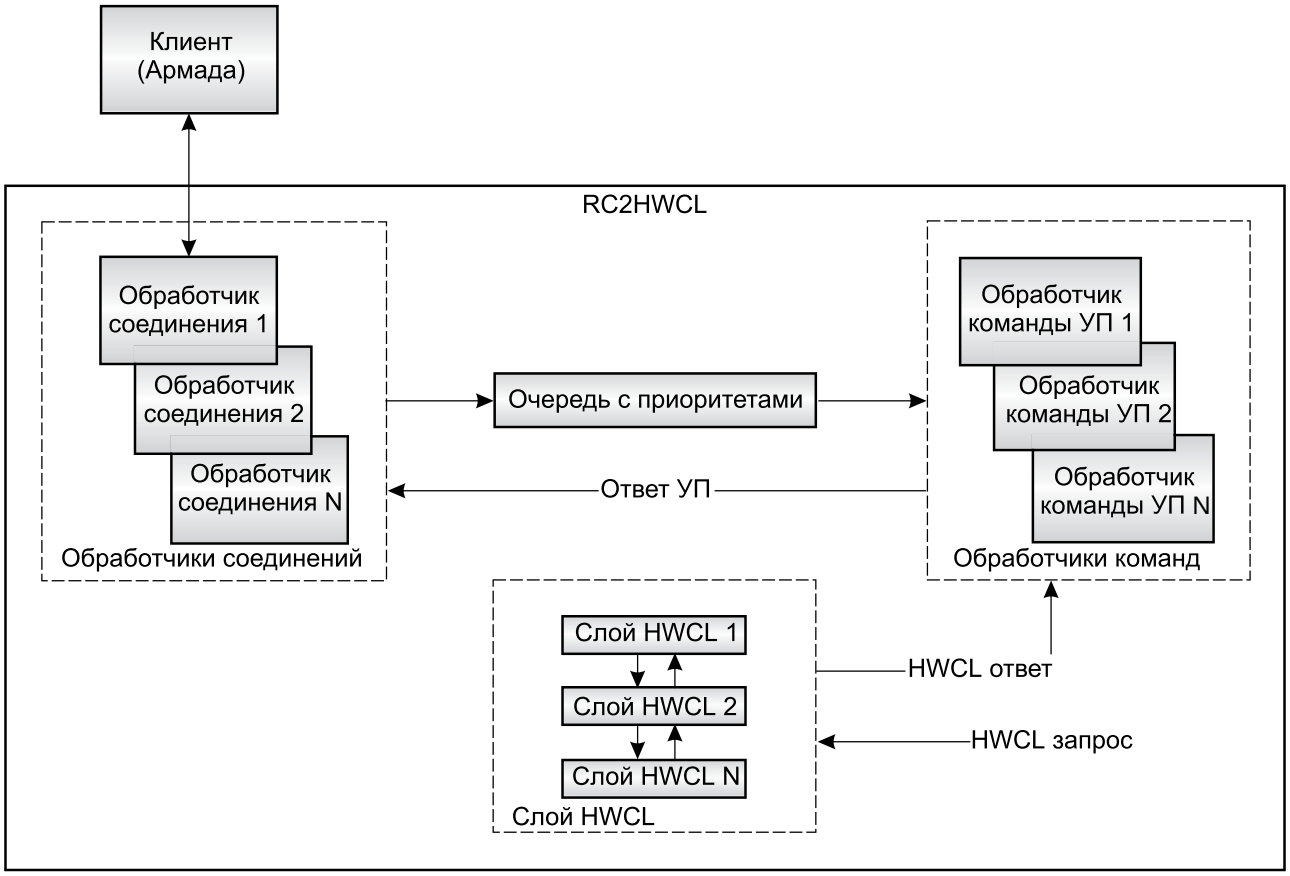


Рис. 7. Структурная схема драйвера сервера РК

```
enum   HardwareMode {
  Idle = 0;
  RealTime = 1;
  Planned = 2;
}

enum   EventType {
  HardwareReady = 0;
  HardwareFail = 1,
  USBHardwareNotFound = 2
  EthernetCommunicationFail = 3
  UnknownConfiguration = 4
}

message  RepTechnicalEvent {
  repeated EventType EvType
      = upvTechnicalEventType;
  required uint16 Progress
      = upvDonePC [default = 65535];
  optional HardwareMode Mode
      = upvHardwareMode [default = 0];
  optional string UserName
      = upvUserName [default = “”];
  optional string UserAddress
      = upvUserAddress [default = “”];
}
```

```
enum   nHardwareMode
{
   Idle = 0,
   RealTime = 1,
   Planned = 2
};

typedef  std: :vector<nHardwareMode> nHardwareModeList;

enum   nEventType
{
  HardwareReady = 0,
  HardwareFail = 1,
  USBHardwareNotFound = 2
  EthernetCommunicationFail = 3
  UnknownConfiguration = 3
};

typedef  std: :vector<nEventType> nEventTypeList;

class  nRepTechnicalEvent  :  public nBaseStreamedObject
{
private :
  WORD Progress;
  nHardwareMode Mode;
  AnsiString UserName;
  AnsiString UserAddress;
public :
  virtual  void  load (upItem* item) ;
  virtual  void  save (upOutParam* item) ;
  virtual  void  clear ( ) ;
   nRepTechnicalEvent ( ) ;

   nlEventTypeList  EvType ;
   WORD getProgress( ) const {return  Progress ;}
   nRepTechnicalEvent &   setProgress (WORD value )
        {Progress = value;   return  *this;}
   nHardwareMode getMode ( )  const  {return Mode; }
   nRepTechnicalEvent & setMode (nHardwareMode value)
        {Mode = value;  return  *this; }
   AnsiString getUserName ( )  const  {return UserName; }
   nRepTechnicalEvent &  setUserName (AnsiString value)
        {UserName  =  value;  return *this; }
   AnsiString getUserAddress( )  const  {return UserAddress; }
   nRepTechnicalEvent &  setUserAddress (AnsiString value)
        {UserAddress = value;  return  *this;}
};
```

Рис. 8. Пример описания структуры и результат работы кодогенератора

токола содержит в себе исчерпывающую информацию о желаемом ответе сервера (аналогично широко распространенному в настоящее время архитектурному стилю REST [8]) — данное решение позволяет не хранить внутри сервера пользовательский контекст между запросами клиента. Для исполнения каждая команда унифицированного протокола преобразуется в одну или несколько команд внутреннего протокола следующего уровня (HWCL — Hardware Component Library [1]).

Для удобства использования унифицированного протокола была разработана низкоуровневая библиотека для сериализации-десериализации команд УП, а также приближенный по синтаксису к Google Protocol Buffers язык описания структур и кодогенератор C++ классов на его основе (*рис. 8*). С точки зрения максимального использования существующих промышленных решений весьма обоснованным было бы использование самого Protocol Buffers, но первая публично доступная версия этого проекта Google появилась только через полтора года после завершения работ над первой версией унифицированного протокола.

Использование кодогенератора позволило существенно повысить читаемость кода и снизить количество ошибок при разработке, а также упростило коммуникацию между группами разработчиков СМО-АРМАДА и драйвера сервера РК за счет наличия формализованного описания протокола обмена.

Протокол HWCL

УП, при всех его достоинствах с точки зрения программного обеспечения верхнего уровня, оказывается не очень удобен для реализации непосредственно управления аппаратурой. Аппаратура представляет собой систему с большим количеством возможных состояний, и реализация без дополнительного уровня абстракции унифицированного протокола (представляющего собой типичный протокол без сохранения состояния) оказывается либо не оптимальна по скорости, либо неоправданно усложнена и тяжела в отладке и тестировании. Выход из данной ситуации был найден в

виде использования промежуточного протокола среднего уровня, который по своей логике приближен к командам управления аппаратурой.

На момент начала работ над УП имелись обширные наработки по программному обеспечению для управления аппаратурой в оперативном режиме, которые использовали разработанный в начале 2000-х гг. аппаратно-независимый протокол HWCL. Данный протокол создавался для замены семейства протоколов управления аппаратурой с интерфейсом LPT, однако после некоторых доработок он оказался вполне пригоден для использования в качестве протокола среднего уровня. Дополнительным плюсом использования протокола HWCL стал высокий процент повторного использования унаследованного кода, а также уже существовавшие модули управления как для производившейся в те годы аппаратуры четвертого поколения, так и для выпущенной еще в конце 90-х гг. аппаратуры второго и третьего поколения с LPT интерфейсом.

Библиотека HWCL предназначена для организации аппаратно-независимого обмена между интерфейсами пользователя и аппаратными комплексами. Использование библиотеки позволяет строить программное обеспечение по принципу многослойной структуры (между интерфейсом пользователя и драйвером аппаратуры могут включаться дополнительные слои, реализующие промежуточные вычислительные и управляющие функции). Использующая HWCL программа состоит из слоев с одинаковым интерфейсом, которые могут быть соединены в линейную или древовидную структуру. Обмен данными между слоями может осуществляться как в рамках одного адресного пространства, так и с использованием сетевых соединений. Для обмена данных между слоями используется паттерн «команда» [9].

Каждый слой может храниться в отдельном программном модуле (библиотеке DLL), что позволяет менять конфигурацию программы без перекомпиляции ее составных частей. В библиотеке имеются встроенные отладочные возможности — так, например, оформленный в виде DLL слой может быть прозрачно для остальной системы загружен в адресное пространство отдельного процесса, что весьма удобно для диагностики таких проблем, как утечка или «порча» памяти. Дополнительным плюсом этого подхода является возможность автоматического тестирования отдельных слоев при помощи вспомогательных программ, подающих на вход слоя оформленные в виде соответствующих команд HWCL тестовые данные и проверяющих полученные от слоя команды-результаты. Данная технология в сочетании с сервером непрерывной интеграции широко применяется для проверки корректности работы измерительных алгоритмов, алгоритмов пеленгования, анализаторов сигналов систем связи и т.п. функций.

Библиотека предоставляет программисту информацию о возможностях конфигурации программно-аппаратного комплекса («описание комплекса»), благодаря чему возможно написание унифицированного программного обеспечения, умеющего работать в системах с различной конфигурацией. Описание комплекса организовано в виде древовидного списка и включает в себя информацию о доступных диапазонах работы аппаратуры и полосах анализа, списке антенных входов, наличии встроенной системы навигации и т.д. Через описание комплекса в ПО верхнего уровня также передаются описания доступных алгоритмов анализа сигналов, начиная от алгоритмов измерения уровня и заканчивая анализаторами DVB, LTE и т.п.

На *рис. 9* приведена упрощенная типовая схема подключения слоев при использовании драйвера радиоконтроля. Используемые тут слои можно условно разделить на следующие группы:

- реализация алгоритмов анализа сигналов и сбор статистики; к ним относятся модуль оценки занятости, модуль сбора статистики и т.д.;
- реализация базовых функций комплекса: модуль записи файлов, модуль поиска;
- модули сетевой работы и интеграции с ПО оперативного режима;
- поддержка различных внешних устройств, таких как поворотное устройство с USB управлением, внешний GPS-приемник с протоколом NMEA или с проприетарным протоколом GARMIN GPS 18 и т.п.;
- модули управления аппаратурой: контроллер аппаратуры, непосредственно управляющий устройством, и опциональные дополнительные модули, такие как модуль точной термокалибровки (применяется для аппаратуры с требованиями по неравномерности ±1 дБ), модуль-провайдер информации для сервиса самодиагностики (с поддержкой протокола SNMP) и т.д.;
- модули поддержки планового режима (реализуют расширение системы команд HWCL для удобства написания модуля контроллера аппаратуры);
- модуль поддержки оперативного режима, такие как модуль воспроизведения звука. В случае если приложение оперативного режима подключается одновременно к нескольким контроллерам аппаратуры, автоматически становятся доступны также модули, обрабатывающие данные одновременно с нескольких аппаратно-программных комплексов, например, модуль определения местоположения разностно-дальномерным методом.

Наличие в HWCL поддержки промежуточных слоев позволяет весьма гибко реализовать поддержку различных типов аппаратуры, значительно отличающихся по своим аппаратным возможностям. В случае если какая-либо функциональность не поддерживается на аппаратном уровне, дополнительные промежуточные слои могут имитировать эту функциональность программными средствами. Например, если аппаратура не имеет встроенной реализации среднеквадратического детектора, модуль анализа сигналов может запросить временную выборку и произвести оценку уровня программными средствами, при этом для вышестоящего программного обеспечения не будет разницы, как именно производилась данная оценка. Аналогичным образом может работать модуль поиска сигналов — некоторые типы аппаратуры могут производить поиск самостоятельно, а для тех, в которых это не реализовано, поиск сигналов производится программно. Также возможна ситуация, при которой аппаратура может производить поиск по фиксированному или плавающему порогу, но не поддерживает поиск по превышению над панорамой (например, в силу ограниченного объема встроенной памяти). В этом случае модуль поиска будет использовать для первых двух алгоритмов поиск в аппаратуре, а поиск по панораме реализовывать самостоятельно.

Важной частью HWCL является контроллер аппаратуры, берущий на себя функцию преобразования команд HWCL непосредственно в команды управления аппаратурой. Использование контроллера позволяет прочим слоям аппаратуры работать независимо от используемого типа аппаратуры, ориентируясь только на предоставленное контроллером описание комплекса. Программное обеспечение

включает в себя ряд контроллеров для различных типов аппаратуры, наиболее интересным из которых в плане архитектуры является контроллер для работы с аппаратурой с интерфейсами USB и Ethernet [7]. Именно этот контроллер, как наиболее часто используемый и наиболее интересный с точки зрения внутренней архитектуры, будет описан далее. Название контроллера D7SDRM соответствует наименованию первого типа аппаратуры, поддержка которого была в нем реализована.

Контроллер D7SDRM имеет модульную структуру, позволяющую гибко расширять его под новые типы аппаратуры (*рис. 10*). Пришедшая на обработку команда HWCL первоначально попадает в список «модулей контроллера», каждый из которых реализует некоторую часть функциональности системы: имеются модули начальной инициализации («сброса») аппаратуры, модули управления звуком, модули управления приемниками, поворотными устройствами, GPS компасом и т.д. Каждый из модулей анализирует команду и информирует «координатор» о том, будет ли он участвовать в обработке данной команды, и при каких активных «профилях аппаратуры» возможно ее исполнение. «Профилем аппаратуры» в данном случае называется совокупность загруженных в аппаратуру DSP программ, прошивок ПЛИС и режимов их работы. Так как протокол HWCL требует отправки одного ответа на каждую полученную HWCL команду, «координатор» перед началом исполнения команды формирует доступную для модулей «заготовку ответа», которая после завершения исполнения команды будет отправлена в ПО верхнего уровня.

«Координатор» выбирает и применяет к аппаратуре «профиль», устраивающий все принимающие участие в обработке модули, после чего команда отправляется на исполнение. Данная система была введена в связи с наличием в линейке продуктов малопотребляющих цифровых обработчиков для носимых комплексов — их вычислительные мощности весьма ограничены, что заставляет гибко перераспре-

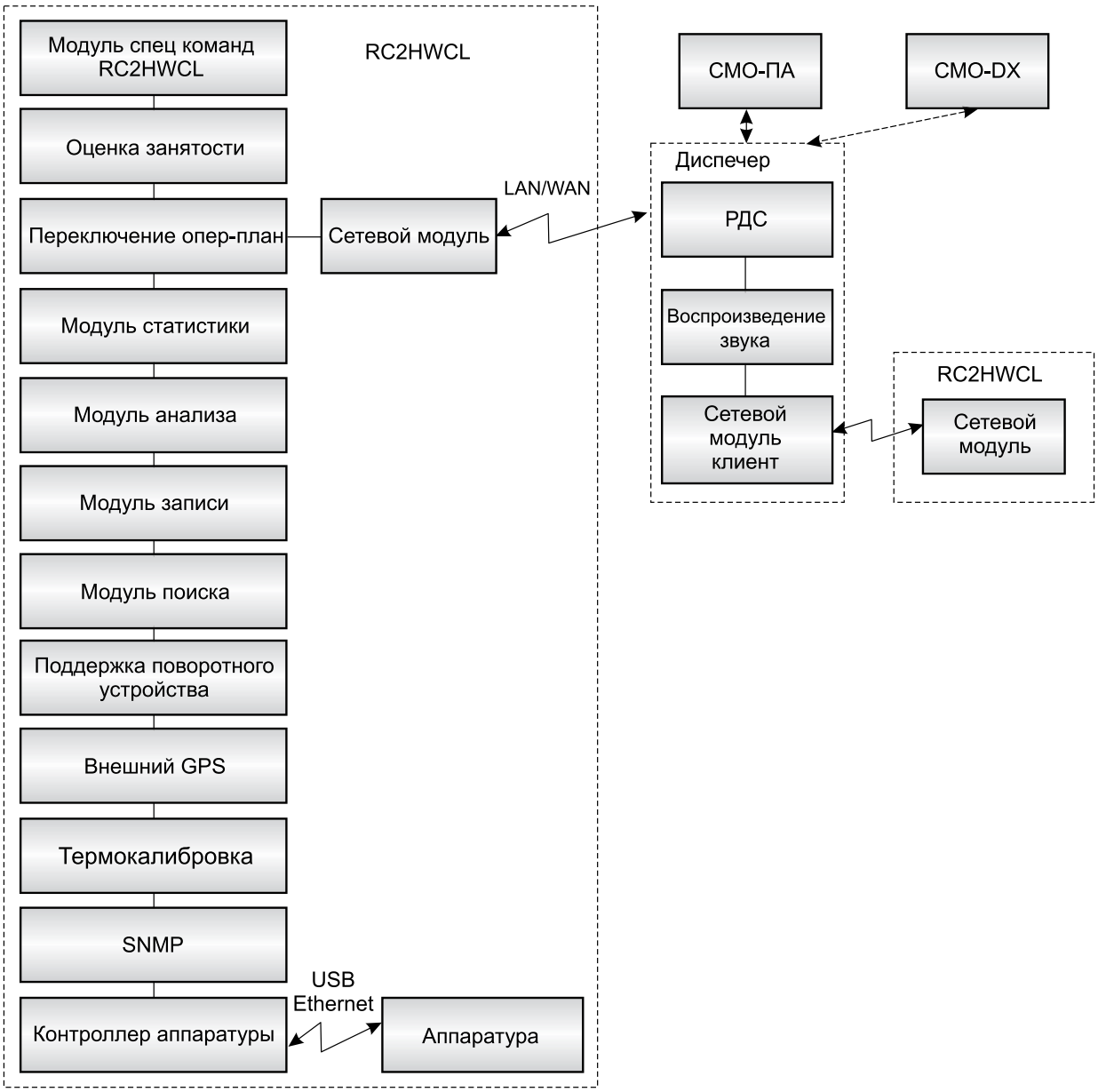


Рис. 9. Слои драйвера сервера РК

делять ресурсы в зависимости от запрошенных из клиентского интерфейса данных. Типичный пример применения: получение синхронного спектра с двух каналов, которое может происходить либо с использованием одновременно двух DSP (при этом свободных DSP под другие задачи в аппаратуре не остается), либо с использованием только одного DSP (ниже скорость, но зато второй DSP может быть использован, например, для демодуляции звука). Отвечающий за получение спектра модуль в данном случае проинформирует «координатор» о возможности исполнения в двух «профилях» — быстром с использованием двух DSP и медленном с использованием одного, и «координатор» примет решение о методе исполнения в зависимости от текущих заказов других модулей.

После согласования «профилей» модули преобразуют полученные HWCL команды в низкоуровневые команды управления аппаратурой при помощи «конвертера». «Конвертер» состоит из нескольких десятков классов-обработчиков, каждый из которых отвечает за преобразование какой-либо структуры из HWCL команды. Данное решение позволяет легко формировать новые «конвертеры» в случае появления новых типов аппаратуры, частично использующих ранее разработанные платы. Например, при появлении комбинации «новый приемник с новой системой команд — уже поддерживаемый цифровой обработчик» достаточно реализовать и зарегистрировать в «конвертере» только классы, отвечающие за настройку приемника на частоты, управление его аттенюаторами и т.п., — а для всего остального будут использованы уже существующие программные модули.

Полученные в результате работы «конвертера» команды управления аппаратурой проходят предобработку в классах, инкапсулирующих поддержку текущего «профиля» аппаратуры, после чего отправляются в объект «Порт», который отвечает за их отправку непосредственно в аппаратуру и прием ответов из нее. Физически «Порт» может отправлять данные по различным каналам связи в зависимости от типа аппаратуры — для выпускаемой в настоящее время аппаратуры используются USB или UDP пакеты сети Ethernet, но потенциально это может быть, например, PCIe либо любой другой канал связи. Отправляемые в аппаратуру пакеты оформляются в соответствии с протоколом «Packman», по сути представляющим собой набор соглашений на заголовок блока данных, передаваемого из/в аппаратуру.

Ответы от аппаратуры попадают на интерпретацию в «модули», которые в зависимости от содержимого интерпретируют их либо как данные, либо как подтверждения выполнения отправленных в аппаратуру команд. Каждый модуль заполняет полученной информацией «свои» поля в «заготовке ответа». После того как все модули завершили заполнение «заготовки» и проинформировали «координатор» о своей готовности, отправляется ответ на HWCL команду, а контроллер аппаратуры приходит в готовность к приему следующей команды.

Подсистема учетных и справочных данных

Подсистема учетных и справочных данных предназначена для ввода, хранения, редактирования и удаления записей в справочниках, обеспечивающих решение задач радиоконтроля.

Работа оператора с подсистемой осуществляется из графического интерфейса, в котором данные представлены преимущественно в табличном виде. Ввод новых данных и редактирование существующих осуществляется из диалога, содержащего детальную информацию (*рис. 11*).

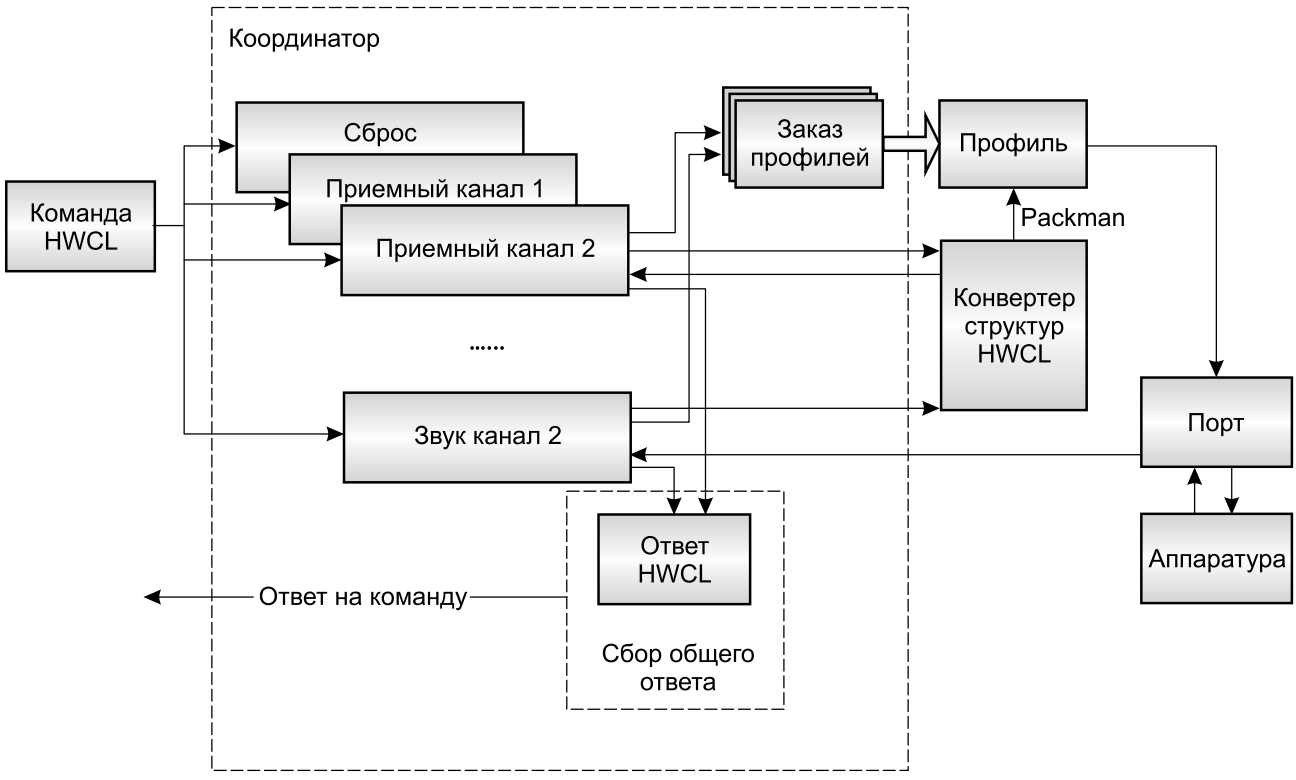


Рис. 10. Структура контроллера аппаратуры D7SDRM

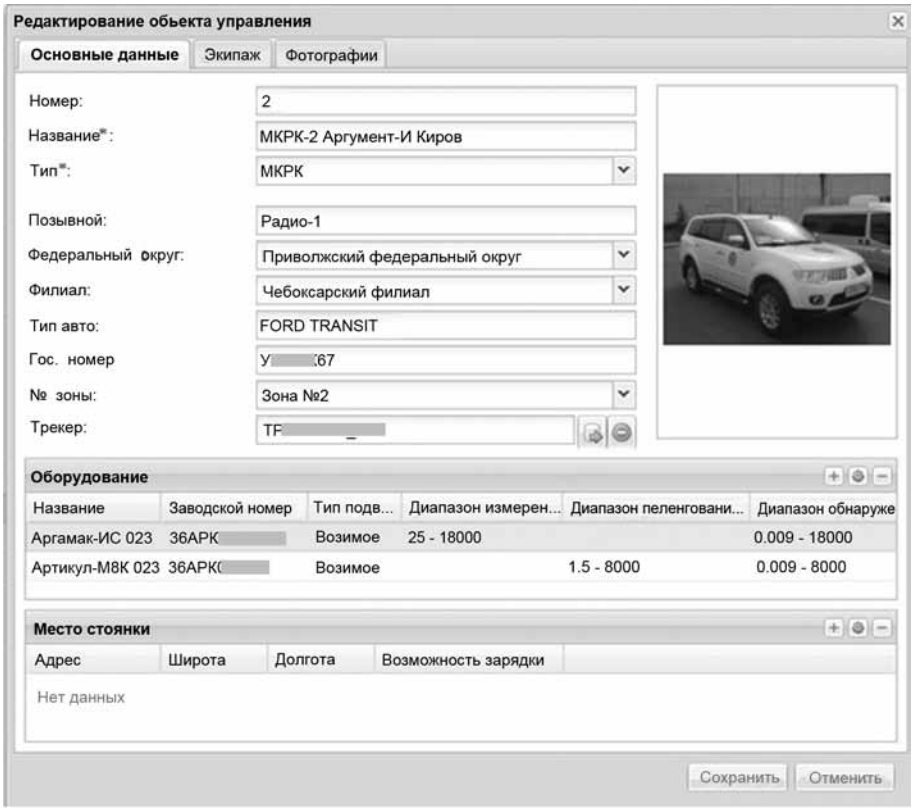


Рис. 11. Справочная информация о мобильном комплексе радиоконтроля

Подсистема осуществляет управление следующими группами данных:

- учетные данные (сведения о частотных присвоениях, владельцах РЭС, разрешительных документах);
- справочная информация (сведения об оборудовании и радиоконтрольных пунктах, калибровочные данные антенн, нормы по полосе и частоте, каналы цифровых систем связи и пр.).

Набор учетных и справочных данных АСР может меняться в зависимости от назначения и условий применения системы.

Подсистема информирования о событиях

Подсистема информирования о событиях предназначена для уведомления сотрудников о возникновении ситуаций, требующих участия оператора. Оповещения настраиваются индивидуально для каждого пользователя и включают типы событий, о которых необходимо информировать, оборудование и канал уведомления.

В системе предусмотрены три основных класса событий:

- радиоконтрольные, например, нарушение частотного плана или отклонение параметров излучения от требований разрешительных документов;
- технические, например, выявление неисправности радиоконтрольного оборудования или изменение состояния канала связи;
- служебные, например, запуск задания на выполнение, прерывание или окончание выполнения задания.

Регистрируемое событие сохраняется в базе данных узла, на котором было сформировано событие, после чего передается на все узлы системы посредством подсистемы транспорта данных. Уведомление оператора может производиться путем вывода сведений о возникновении события на экран монитора, отправкой письма на электронную почту и/или при помощи SMS. Кроме того, перечень событий, возникавших в процессе функционирования системы, представлен в табличном виде в соответствующем разделе пользовательского интерфейса. Выборка данных по событиям при необходимости может быть выгружена в виде отчета.

Подсистема картографии

Важной частью любой АСР является картография. В СМО-АРМАДА подсистема картографии реализована на базе картографического сервера GeoServer, представляющего собой приложение, написанное на языке Java, обеспечивающее программный интерфейс для доступа к векторным и растровым картам и данным для их отображения в сторонних клиентах (*рис. 12*).

В качестве картографической основы применяются карты OSM (Open Street Map). Для визуализации данных, содержащихся в СМО-АРМАДА, стандартный набор картографических слоев дополнен проблемно-ориентированными слоями: радиоэлектронные средства, посты радиоконтроля, мобильные станции и их треки и т.д.).

Для поддержки web-картографии в окне браузера используется библиотека Leaflet, обеспечивающая отображение карты с картографического сервера и интерактивную работу оператора с картой. Для отображения текущего местоположения мобильных станций на электронной карте местности реализовано взаимодействие с GPS/ГЛОНАСС-трекерами различных производителей.

Для получения данных с трекеров реализовано два альтернативных подхода:

- получение данных о координатах по GSM/3G-каналу в NMEA-подобном формате непосредственно с трекера;
- запрос данных о координатах через интерфейс системы мониторинга подвижных объектов.

Также подсистема картографии обеспечивает возможность добавления на карту дополнительных пользовательских слоев и объектов.

Подсистема транспорта данных

Подсистема транспорта данных предназначена для выборочной или полной синхронизации (репликации) изменяемых данных между всеми БД распределенной системы. Подсистема обеспечивает требуемую масштабируемость СМО-АРМАДА в «прозрачном» для других подсистем режиме.

Масштабируемость СМО-АРМАДА реализуется за счет возможности объединения узлов в иерархическую структуру с выборочной репликацией информации между серверами.

Каждый центр управления обслуживает соответствующий ему регион и обеспечивает согласованную работу подчиненных пунктов управления, которые, в свою очередь, управляют подчиненными станциями радиоконтроля.

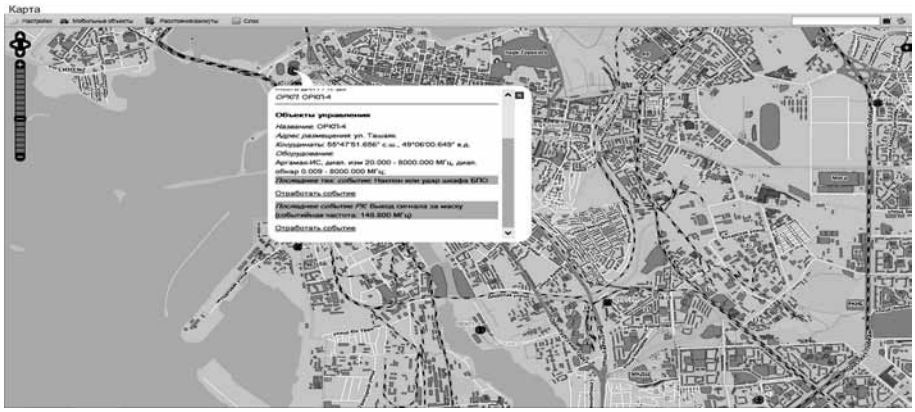


Рис. 12. Отображение информации об объектах управления на карте

Подсистема транспорта данных позволяет оператору, подключившемуся к любому узлу системы, выполнять постановку заданий радиоконтроля на любые другие узлы системы, используя учетные и справочные данные, введенные на вышестоящих узлах другими операторами. При этом задания и результаты радиоконтроля будут продублированы на вышестоящих узлах.

В качестве транспорта первоначально предполагалось использование стандартной технологии JMS (Java Message Service), в частности, платформы ActiveMQ, но проблемы с производительностью на сравнительно маломощных встроенных ЭВМ стационарных комплексов радиоконтроля в конечном итоге привели к необходимости разработки собственной подсистемы репликации данных.

Разработанная подсистема обеспечивает перепосылку данных при временном отсутствии канала связи, предусматривает гибкую систему политик рассылки для разных типов данных и узлов системы, поддерживает приоритетную очередь рассылки и учет текущего состояния канала связи. Эти возможности полностью покрывают потребности других подсистем СМО-АРМАДА.

Однако в процессе развития функциональных возможностей СМО-АРМАДА, а именно с переводом функций оперативного режима в web-браузер, возникла необходимость в альтернативном транспорте, обеспечивающем передачу данных с малыми задержками без использования БД как между клиентом и сервером, так и между серверами. Соответствующий транспорт был разработан «с нуля» и включает в себя:

- клиентскую сериализацию на основе сериализации GWT;
- клиент-серверное взаимодействие через WebSocket;
- серверную сериализацию через стандартный ObjectOutputStream языка Java;
- межсерверное взаимодействие непосредственно через Socket по собственному протоколу.

В настоящее время в СМО-АРМАДА используются оба варианта транспорта данных в соответствии с их назначением (быстрая доставка небольших объемов данных без гарантии доставки либо гарантированная доставка значительных объемов данных с допустимой задержкой).

Подсистема формирования отчетов

Подсистема формирования отчетов реализована на базе библиотеки BIRT (Business Intelligence and Reporting Tools), обеспечивающей генерацию отчетов в различных популярных форматах (HTML, DOCX, XLSX, PDF) по заданным шаблонам. В составе СМО-АРМАДА поставляется набор готовых шаблонов, а также визуальный редактор шаблонов. Все отчеты условно делятся на два типа.

1. Формализованные документы — подсистема формирует бланк документа установленной формы, добавляя данные в необходимые поля. Примерами такого типа отчетов могут служить Акты измерений, Рекомендации по использованию РЭС и пр.

2. Пользовательские выборки данных. Набор данных, настроенный пользователем при помощи сортировки, фильтрации и выбора отображаемых полей выгружается в отчет. Результатом формирования отчета является документ, содержащий данные в той же форме, что и в интерфейсе приложения.

Подсистема хранения данных

Подсистема хранения данных реализована посредством СУБД PostgreSQL. Для оптимизации хранения и извлечения картографических данных используется расширение PostGIS. Исходная структура БД, а также содержимое служебных справочников формируются инсталлятором при развертывании системы.

В целях поддержки обновления уже развернутой БД без потери информации в системе предусмотрен учет версии БД, при этом каждая новая версия СМО-АРМАДА включает в себя набор SQL-скриптов для конвертации «БД версии N в БД версии N+M», которые автоматически выполняются инсталлятором при развертывании новой версии.

Прочие подсистемы используют подсистему хранения данных посредством SQL-запросов, хранящихся в коде соответствующих подсистем. В отдельных случаях для устранения дублирования SQL-кода используются хранимые процедуры.

В силу того, что СМО-АРМАДА является распределенной системой, в качестве идентификаторов большинства хранящихся в БД сущностей применяются UUID-ы (Universally Unique Identifier). Синхронизация данных, хранящихся в БД, осуществляется посредством подсистемы транспорта данных.

Результаты, поступающие от аппаратуры, подвергаются в системе многоуровневой обработке. Один из этапов такой обработки, опционально выполняемый в СМО-АРМАДА, позволяет при взаимодействии с подсистемой учетных и справочных данных:

- проверять соответствие обнаруженных станций разрешительным документам — контроль на соответствие излучения нормам на отклонение частоты и ширину полосы частот;
- сравнивать полученные при поиске в диапазоне частот результаты обнаружения с данными, содержащимися в базе данных, на предмет соответствия зарегистрированным станциям;
- сравнивать результаты анализа сигналов базовых станций цифровых технологий на соответствие частотно-территориальному плану;
- формировать события радиоконтроля и уведомлять о них пользова-

телей в соответствии с настройками оповещения.

Задание и результаты радиоконтроля через подсистему обмена данными могут быть экспортированы в файл обменного формата или использованы в подсистеме формирования отчетов.

Подсистема обмена данными

Подсистема обмена данными предназначена для обеспечения взаимодействия СМО-АРМАДА с внешними информационными системами.

Подсистема обмена данными реализует следующие возможности:

- экспорт и импорт заданий и результатов радиоконтроля через файлы обменного формата на основе XML (eXtensible Markup Language), используется при взаимодействии с АСРК-РФ (Автоматизированная система радиоконтроля за излучениями радиоэлектронных средств и высокочастотных устройств гражданского назначения в Российской Федерации);
- импорт учетных данных из файлов обменного формата MDB v.15 ФАИС (Федеральная автоматизированная информационно-аналитическая система в области использования радиочастотного спектра и средств массовой информации). Файлы могут содержать сведения о разрешительных документах на использование РЭС и владельцах РЭС;
- web-сервисы на основе технологий WSDL (Web Services Description Language) и SOAP (Simple Object Access Protocol) по HTTP, используется при взаимодействии с приложениями оперативного режима;
- вспомогательную функциональность, представленную набором web-сервлетов, используемую для взаимодействия с трекерами, системами сигнализации и пр.

Подсистема администрирования

Подсистема администрирования предназначена для управления доступом операторов к функциям системы, контроля структуры системы (добавление, модификация и удаление узлов системы), мониторинга состояния связи и синхронизации данных между узлами системы.

Доступ к системе возможен только со стороны зарегистрированных пользователей. Каждый оператор имеет свой логин и пароль. Входы и выходы пользователей из системы протоколируются в журнале авторизации.

Права по работе с системой определяются ролью, назначенной пользователю. На основании набора доступных оператору прав из интерфейса системы скрываются или блокируются отдельные разделы и/или элементы управления.

Контроль прав выполняется независимо и на стороне клиента, и на серверной стороне, что исключает возможность несанкционированного повышения прав посредством правки JavaScript-кода на клиентской стороне.

Управление узлами системы также осуществляется из подсистемы администрирования. Оператор из интерфейса системы может добавлять новые узлы, изменять параметры существующих узлов, удалять более не используемые узлы из системы. Изменения состава системы автоматически учитываются подсистемой транспорта данных, а возможность удаленного обновления БД узла позволяет актуализировать доступные на узле данные непосредственно после его включения в систему.

Подсистема обновления

Подсистема обновления предназначена для централизованного автоматизированного обновления серверов СМО-АРМАДА. Предусмотрены несколько типов обновлений:

- SQL-файлы, содержащие запросы, выполняемые в обновляемой БД;
- DUMP-файлы, содержащие полный дамп БД, заменяющий обновляемую БД;
- CMD-файлы, содержащие скрипты, выполняемые в обновляемой системе;
- DIFF-файлы, содержащие изменения любых (в том числе исполняемых) файлов развернутой системы.

Файлы обновлений формируются и регистрируются в центре управления иерархической системы СМО-АРМАДА. Далее посредством подсистемы транспорта данных обновления передаются на остальные узлы системы и применяются подсистемой обновления.

Для обновления недоступных при запущенной системе файлов (например, в составе Java или PostgreSQL) в ОС Windows предусмотрена специальная служба ArmadaSU. При получении обновления подсистема обновления полностью останавливает службу Armada, служба ArmadaSU применяет обновление, заменяя файлы, после чего вновь запускает службу Armada.

Выводы

Программное обеспечение АСР АРМАДА базируется на принципах модульности, ограничения доступа компонентов верхнего уровня к деталям реализации, разбиения программного комплекса на изолированные подсистемы с формализованными протоколами обмена между ними. В целом подобные решения не являются чем-то уникальным в разработке ПО, однако без подобной архитектуры создание сложной клиент-серверной территориально распределенной программной системы представляется весьма затруднительным, если не невозможным.

Успешное использование в гражданских и силовых структурах автоматизированных систем, использующих системное математическое обеспечение СМО-АРМАДА, подтвердило на практике правильность выбранных технических решений, а серьезный опыт, полученный в ходе разработки программного обеспечения, позволяет рассчитывать на дальнейшее развитие СМО-АРМАДА, включая расширение ее функциональных возможностей.

В качестве основных направлений развития СМО-АРМАДА в ближайшем будущем планируется модернизация оперативного режима радиомониторинга, реализованного при помощи web-технологий, обеспечение возможности использования аппаратуры радиоконтроля в реальном времени одновременно несколькими пользователями, а также поддержка аппаратуры нового поколения как собственной разработки, так и сторонних производителей.

Литература

1. *Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства./ А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. — 4-е изд. — М.: Горячая линия — Телеком, 2015. — 652 с.*
2. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Рембовский А.М. Автоматизированная система радиомониторинга АРМАДА./ Спецтехника и связь, 2012. — № 1. — С. 43 — 50.*
3. *Автоматизированные системы и технические средства радиомо-*

ниторинга. Каталог компании ИРКОС. — М., 2014.

4. *Recommendation ITU-R SM.1537. Automation and integration of spectrum monitoring systems with automated spectrum management.*
5. *Recommendation ITU-R SM.1370. Design guidelines for developing advanced automated spectrum management systems.*
6. *Recommendation ITU-R SM.1139. International monitoring system.*
7. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Першин П.В., Поляков, А.В., Сергиенко А.Р., Рембовский А.М. Цифровые радиоприемные устройства семейства АРГАМАК с улучшенными характеристиками./ Спецтехника и связь, 2012. — № 1. — С. 51 — 61.*
8. *Хабрахабр [Электронный ресурс] / Архитектура REST — Электрон. Дан. — Режим доступа: https://habrahabr.ru/post/38730/, свободный. — Загл. с экрана.*
9. *CPP-REFERENCE [Электронный ресурс] / Паттерн Command (команда) — Электрон. Дан. — Режим доступа: http://cpp-reference.ru/patterns/behavioral-patterns/command/, свободный. — Загл. с экрана.*

АРК-Д13Р, АРК-Д15Р
системы поиска несанкционированных радиоизлучений

Серийно выпускаются с 2003 года, постоянно модернизируются, предыдущие модификации АРК-Д3, АРК-Д9

Свидетельства о Государственной регистрации программных пакетов

Технические решения защищены патентами

Функции

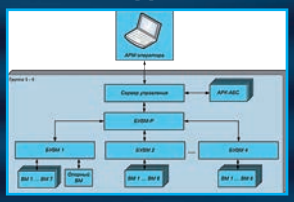
- **обнаружение в контролируемых помещениях «новых» радиоизлучений, в т.ч. шумоподобных сигналов и сигналов с динамической частотно-временной структурой;**
- **синхронный анализ сигналов из любых помещений, оборудованных выносными модулями;**
- **выявление несанкционированных радиоизлучений, их идентификация и оценка степени их опасности;**
- **запись и технический анализ радиосигналов, оценка их параметров;**
- **анализ параметров сигналов GSM, CDMA, DECT, TETRA, UMTS, Wi-Fi, WiMAX, LTE, DMR, APCO P25;**
- **локализация источников радиоизлучения в контролируемых помещениях;**
- **функционирование под управлением оператора и автоматически по заданному расписанию;**
- **накопление в базе данных информации о параметрах радиосигналов;**
- **удаленное управление.**

Технические характеристики

Ниименование параметра	АРК-Д13Р	АРК-Д15Р
Диапазон рабочих частот в максимальном составе	0,009 – 18 000 МГц	
Интегральная чувствительность системы (мощность передатчика в помещении площадью 8 м х 8 м, обнаруживаемого с вероятностью 0,99)	50 мкВт	
Динамический диапазон по интермодуляции второго и третьего порядка	не менее 75 дБ	
Ослабление по внеполосным каналам приема	не менее 70 дБ	
Время работы	круглосуточно	
Интерфейс управления и передачи данных	RS485	Ethernet
Количество контролируемых помещений	до 124	без ограничения
Выносные модули в защищенном исполнении и для помещений	Преобразователи частоты АРК-ВМ0, АРК-ВМ1	ЦРПУ АРГАМАК-ВМ0, АРГАМАК-ВМ1
Выходные данные	выход ПЧ 41,6 МГц	цифровой выход IQ
Полоса одновременной обработки	5 МГц	до 24 МГц
Скорость панорамного спектрального анализа	до 2 500 МГц/с	до 10 000 МГц/с
Тип и длина выносных кабелей	коаксиальный ВЧ кабель и кабель управления, до 100 м	кабель управления, до 100 м (Ethernet), оптоволокно

АРК-Д13Р

Стойка с блоками управления и коммутации



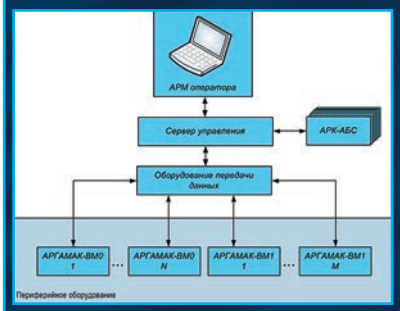
Структурная схема

АРК-ВМ1 - модуль для помещений

АРК-ВМ0 - модуль в защищенном исполнении

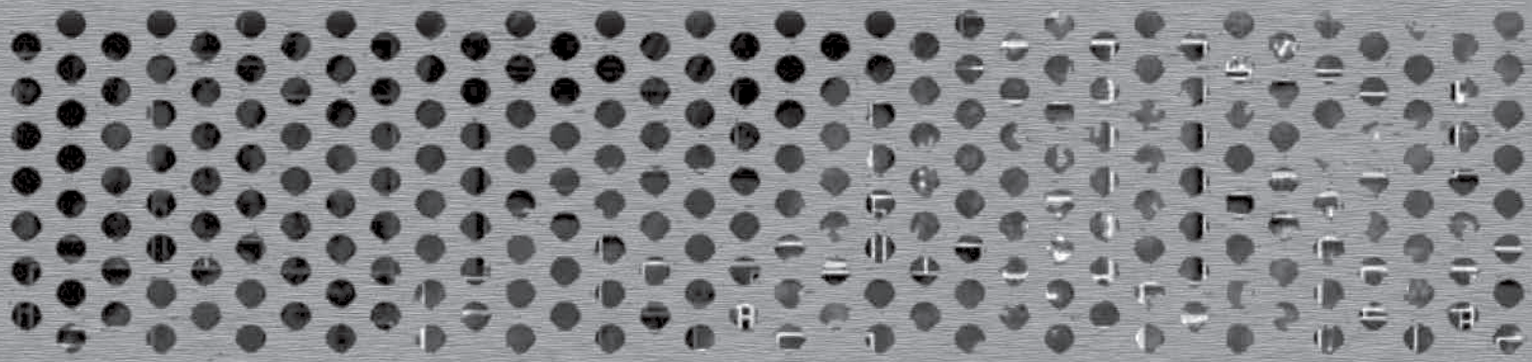
АРК-Д15Р

АРГАМАК-ВМ0 - модуль в защищенном исполнении



Структурная схема

АРГАМАК-ВМ1 модуль для помещений

АРК-АБС анализатор сетей Wi-Fi

www.ircos.ru **Тел./факс: (495) 615-73-02 Тел. (495) 615-10-26, 615-08-38** **info@ircos.ru**