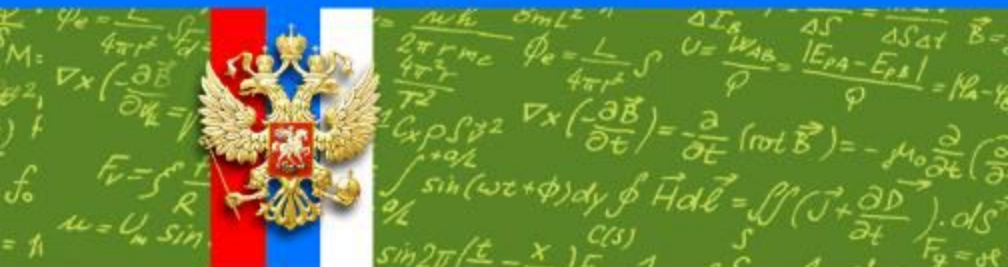


ЧЕРЕПОВЕЦКОЕ ВЫСШЕЕ ВОЕННОЕ ИНЖЕНЕРНОЕ
УЧИЛИЩЕ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ



МАТЕРИАЛЫ

ВСЕРОССИЙСКОЙ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
"ПРОБЛЕМЫ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО
ПРОЦЕССА ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ",
ПОСВЯЩЕННОЙ 60-ЛЕТИЮ ЧВВИУРЭ
11–12 мая 2017 г.

Часть 4



Череповец
2017

МАТЕРИАЛЫ
ВСЕРОССИЙСКОЙ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
"ПРОБЛЕМЫ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО
ПРОЦЕССА ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ", ПОСВЯЩЕННОЙ 60-ЛЕТИЮ ЧВВИУРЭ
11–12 мая 2017 г.

Часть 4

Печатается по решению оргкомитета конференции от 12 мая 2017 г.

ОРГКОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

О.В. Родионов – председатель Всероссийской научно-практической конференции "Проблемы и основные направления развития радиоэлектроники и образовательного процесса подготовки специалистов радиотехнических систем специального назначения", посвященной 60-летию ЧВВИУРЭ, заместитель начальника училища по учебной и научной работе кандидат технических наук, доцент;

И.В. Чеботарь – заместитель председателя кандидат технических наук

Председатели секций:

А.В. Ефремов

А.Ю. Новиков

Е.Б. Осипов

– кандидат технических наук, доцент

– доктор физико-математических наук,
профессор

А.П. Погорелый

Д.А. Тавалинский

В.А. Тихомиров

– кандидат философских наук, доцент

– доктор технических наук, доцент

– кандидат педагогических наук, доцент

М.Я. Михлин

– ответственный секретарь.

Материалы Всероссийской научно-практической конференции "Проблемы и основные направления развития радиоэлектроники и образовательного процесса подготовки специалистов радиотехнических систем специального назначения", посвященной 60-летию ЧВВИУРЭ, 11–12 мая 2017 г. Ч. 4 / Череповецкое высш. воен. инж. уч-ще радиоэлектроники; отв. за вып. В.Н. Ляпунов. – Череповец: РИО ЧВВИУРЭ, 2017.

СЕКЦИЯ 3

ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ И КОМПЛЕКСОВ, СРЕДСТВ И МЕТОДОВ ПРИЕМА, АНАЛИЗА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

3.1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ АНТЕННО-ПРИЕМНЫХ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА

А.В. Бурьян,
к.т.н., доцент С.А. Дмитриев
**ВУНЦ ВВС "ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского
и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж)**

К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИОНОСФЕРНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

К преимуществам декаметровой радиосвязи следует отнести оперативность установления прямой связи на большие расстояния, простоту организации радиосвязи с подвижными объектами, возможность обеспечения связи через большие труднодоступные пространства (зоны повышенного заражения, труднопроходимые водные и горные районы, лесные завалы), высокая мобильность средств декаметровой радиосвязи, довольно простая восстанавливаемость связи в случае нарушения (как в результате воздействия случайных, так и преднамеренных помех) и низкая стоимость одного канала на километр дальности связи.

Особое значение приобретает декаметровая радиосвязь при организации и проведении аварийно-спасательных работ, координации действий различных организаций и служб в районах стихийных бедствий, таких как землетрясение, наводнение, сходы крупных снежных и селевых лавин на заселенные территории. В то же время декаметровой радиосвязи присущи такие недостатки, как резкая изменчивость затухания сигналов на трассах радиосвязи, различный характер замираний сигналов.

Кроме того, качество связи существенно зависит от времени суток, года и состояния ионосферы.

Основные факторы, влияющие на качество связи:

- состояние Солнечной активности и связанной с ней магнитной активностью Земли;
- возможность отражения радиоволн от различных слоев ионосферы, если рабочие частоты близки к критическим частотам этих слоев;
- сезонные, месячные колебания значений критических частот и связанных с ними других параметров;
- суточные изменения максимально применимых частот, оптимальных рабочих частот, наименьших применимых частот;
- замирания сигнала передатчика в точке приема, связанные с многолучевостью распространения радиоволн;
- внезапные изменения состояния ионосферы, приводящие к поглощению радиоволн, диффузности;
- зависимость уровня принимаемого сигнала в точке приема от уровня помех от других РЭС, работающих на этих же частотах из-за многоскачкового распространения радиоволн;
- зависимость уровня принимаемого сигнала в точке приема от уровня промышленных помех.

Отмеченные факторы и обстоятельства подчеркивают актуальность оценки и контроля параметров ионосферы, и на основе знаний этих параметров и закономерностей распространения радиоволн проводится прогнозирование.

Наблюдения за состоянием ионосферы ведутся на всей территории Земли с использованием различных станций наблюдения. Основу этих станций представляют станции вертикального зондирования ионосферы. Часть ионозондов расположена на территории России.

Результаты измерений собираются и обрабатываются в различных прогностических центрах.

Используя богатейшие накопленные данные о состоянии ионосферы в различных точках Земли, созданы различные модели ионосферы, которые позволяют вести долгосрочный прогноз параметров ионосферы.

Долгосрочные радиопрогнозы позволяют определять критические частоты слоев ионосферы, их высоты, значения максимальных и наименьших применимых частот для радиолиний различной протяженности. Тем самым, применяя долгосрочное прогнозирование, можно вести планирование связи на разных частотах.

Однако долгосрочные прогнозы не учитывают текущих изменений в ионосфере, которые могут достигать значительных величин. Уклонения истинного состояния ионосферы от прогнозируемого могут привести к нарушениям радиосвязи на линиях любой протяженности.

Для оперативного трассового контроля за различными частотными полосами используемого участка ДКМ диапазона, применяется аппаратура зондирования, к которой предъявляются следующие требования [1]:

- автоматическое определение оптимальной частоты по отношению сигнал/помеха;
- контроль качества проверяемых полос должен быть оперативным и достоверным (эти условия противоречивы, так как оперативность требует контроля за короткое время, что не соответствует в общем случае требованию достоверности);
- кодированное значение оптимальной частоты должно передаваться корреспонденту по рабочему или служебному узкополосному каналу. Для повышения достоверности передачи команд может быть использовано помехозащитное кодирование;
- система зондирования не должна являться источником существенных помех другим системам радиосвязи;
- переход на новую частоту осуществляется по решению, которое должно учитывать не только результаты зондирования, но и оценку качества сигнала на работающей линии. Необходимость смены волны и номера новой волны должна решать автоматизированная система управления связью.

Выполнить предъявляемые требования позволяет способ ионосферного зондирования, в котором оценка применимости полосы частот для связи получается путем раздельного и независимого измерения сигнала и уровня помех [1]. Сигнал измеряется при непрерывном гармоническом зондирующем излучении при предельно узкой полосе пропускания приемника, зависящей только от нестабильности частот опорных генераторов передатчика и приемника и от доплеровского изменения частоты в процессе ионосферного распространения. Уровень помех измеряется в конкретной полосе частот канала. Полоса пропускания тракта приема зондирующего сигнала может быть порядка 2...3 Гц, а полоса пропускания канала, в котором измеряется

уровень помех – 5...10 кГц. Благодаря очень узкой полосе пропускания тракта приема зондирующего сигнала и возможности когерентного накопления этого сигнала в течение длительного времени, мощность зондирующего передатчика может быть небольшой.

Таким образом, для обеспечения надежной радиосвязи рабочие частоты, определяемые по долгосрочным радиопрогнозам, следует систематически корректировать. Для корректировки необходимо использовать краткосрочные и оперативные радиопрогнозы, которые должны содержать также информацию о возмущениях в ионосфере.

Литература

1. Головин, О.В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / О.В. Головин, С.П. Простов. – М.: Горячая линия–Телеком, 2006. – 598 с.

д.т.н., профессор В.И. Пономарёв,

к.т.н., доцент М.И. Красиков,

к.т.н. А.В. Луппов,

А.С. Фуфачев,

А.В. Синцов,

С.В. Молоков

АО НПП "ЗНАК"

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИЁМНОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

Для решения ряда радиотехнических задач требуется знание полной математической модели диаграммы направленности (ДН) приемной антенны для плоской электромагнитной волны произвольной поляризации с произвольного азимутального и угломестного направления с учетом окружающей среды.

В классической литературе ([1], [2] и др.) приводится модель ДН магнитной рамки для частных случаев. Например, для горизонтально ориентированной магнитной рамки при приеме электромагнитной волны горизонтальной поляризации диаграмма направленности имеет вид, так называемой, "восьмёрки":

$$D(\theta, \beta) = \cos \beta, \quad (1)$$

где θ – географический азимут, β – угол места (элевации), и не зависит от длины волны и азимутального угла.

В настоящей работе рассмотрено получение комплексной (амплитудно-фазовой) математической модели ДН вертикально ориентированной магнитной рамки при произвольном угле поляризации α приходящей плоской волны. Рассмотрены варианты размещения рамки в свободном пространстве и над отражающей поверхностью, определены границы применимости полученной модели.

Диаграмма направленности приемной магнитной рамки

Пусть приемная антенна размещена в свободном пространстве в центре декартовой системы координат OXYZ (рис. 1). Известно, что идеальная магнитная рамка чувствительна только к магнитной составляющей электромагнитного поля, при этом величина тока в рамке будет пропорциональна косинусу угла, под которым вектор напряжённости магнитного поля \mathbf{H} пересекает рамку. Таким образом, задача нахождения диаграммы направленности идеальной магнитной рамки сводится к нахождению угла между векторами \mathbf{AH} и \mathbf{OY} при различных комбинациях углов θ , β , α .

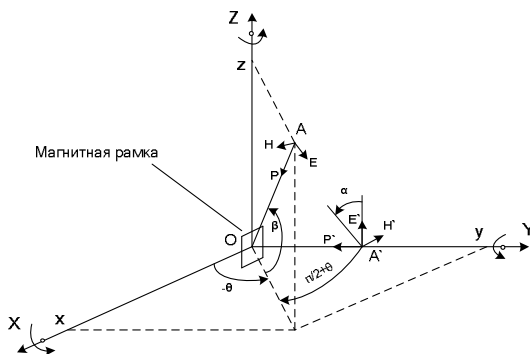


Рис. 1. Приемная антенна в декартовой системе координат

С учётом выбранных положительных направлений вращения вокруг каждой оси (на рис. 1 показаны стрелками) и с применением соответствующих матриц вращения (2) вычисляем скалярное произведение векторов \mathbf{AH} и \mathbf{OY} и получаем окончательный результат диаграммы направленности идеальной магнитной рамки в свободном пространстве (3)

$$\begin{pmatrix} \cos \alpha & 0 & \sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \beta & -\sin \beta \\ 0 & \sin \beta & \cos \beta \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ -\cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$D(\theta, \beta, \alpha) = \cos(AH \angle OY) = \cos \alpha \cdot \cos \theta + \sin \alpha \cdot \sin \beta \cdot \sin \theta \quad (3)$$

Диаграмма направленности приемной антенны с учетом наличия переотражающей поверхности

В случае расположения антенны на высоте h над полупроводниковой поверхностью с известными электрическими параметрами ДН антенны при произвольном угле скольжения β будет определяться как суперпозиция прямой волны, пришедшей под углом β и отраженной от поверхности и проходящей под углом $-\beta$.

Отношение комплексных амплитуд напряженностей полей падающей и отраженной волн определяется коэффициентами отражения Френеля [2]. Разложив вектор напряжённости на вертикальную и горизонтальную составляющие можно найти составляющие напряженности поля отраженной волны (4)

$$D_{sum}(\theta, \beta, \alpha) = D(\theta, \beta, \alpha) + e^{-j\Delta\varphi} \times \\ \times \left(F_v \cdot D\left(\theta, -\beta, \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos \alpha + F_h \cdot D(\theta, -\beta, 0) \cdot \sin \alpha \right), \quad (4)$$

где F_h и F_v – коэффициенты отражения Френеля, а $\Delta\varphi$ – разность фаз, обусловленная геометрической разностью хода волн.

Рассмотрев различные случаи угла скольжения β , с помощью элементарных математических преобразований мы получили, что геометрическая разность хода ΔL равна

$$\Delta L = \frac{h \cdot (1 - \cos(2\beta))}{\sin \beta} = 2 \cdot h \cdot \sin \beta. \quad (5)$$

Анализ диаграммы направленности для магнитной рамки

Выразим разность фаз через разность хода (5) и длину волны λ , объединив с выражением (4). Итоговая диаграмма направленности магнитной рамки (3) при вертикальной поляризации будет иметь вид (6), а при горизонтальной (7)

$$D_{sum}(\theta, \beta, \alpha) = \cos \theta \cdot \left(1 + F_v \cdot e^{-j \frac{4\pi \cdot h \cdot \sin \beta}{\lambda}} \right), \quad (6)$$

$$D_{sum}(\theta, \beta, \alpha) = \sin \beta \cdot \sin \theta \cdot \left(1 - F_h \cdot e^{-j \frac{4\pi \cdot h \cdot \sin \beta}{\lambda}} \right). \quad (7)$$

Обозначив в полярных координатах радиус точки как модуль диаграммы направленности антенны, в программной среде *Matlab* получаем следующие графики для частоты сигнала 10 МГц:

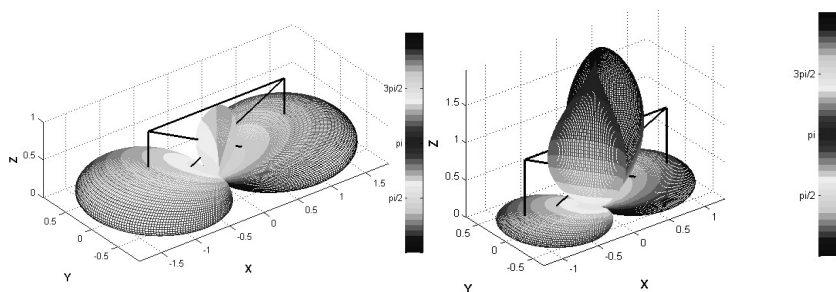


Рис. 2. Диаграмма направленности магнитной рамки с учетом переотражения от морской воды: а) $\alpha = 0$, $h = 10$, б) $\alpha = \pi/4$, $h = 15$

Выводы

В данной работе мы описали комплексную математическую модель ДН для вертикально ориентированной магнитной антенны в свободном пространстве при произвольном угле поляризации, обобщили аспекты, влияющие на приемную антенну, которая расположена над гладкой поверхностью, применили полученные результаты для магнитной рамки.

Выражение (3), описывающие ДН приемной магнитной рамки, было подтверждено экспериментально с помощью испытания реальной широкополосной магнитной антенны на специальном стенде, среднеквадратичное отклонение от теоретической формулы составило 0,028 (2,8 %).

Модель учета внешней среды применима только для проводящих и диэлектрических поверхностей. В случае полупроводниковой поверхности поляризация отраженной волны становится не линейной, а

эллиптической. Экспериментально оценить границы применимости можно на основании статистического алгоритма, описанного в работе [3]. Для этого необходимо проанализировать антенную решетку, состоящую из нескольких антенных элементов, расположенных на различной высоте от переотражающей поверхности.

Литература

1. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники; под ред. Б.Х. Кривицкого, В.Н. Дулина. В 2-х томах. Т. 1. – М., "Энергия", 1977. – С. 277–284.
2. Распространение радиоволн: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов: изд. 2-е, перераб. и доп. – М., "Выш. школа", 1975. – 280 с. с ил.
3. Fufachev, A. Luppov, A.; Sintsov, A.; Marenkov, D., "Adaptive antenna array quality estimation based on statistical analysis of phase distribution", СИБКОН 2015, ISBN: 978-1-4799-7102-2, С. 1–4.

*Д.В. Родин,
к.т.н., доцент И.В. Демичев*

НАУЧНО-ОБОСНОВАННОЕ ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ РАДИОПРИЕМНОГО ТРАКТА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ПОЛНОГО ВЕКТОРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Большинство приемных антенн дециметрового диапазона способны регистрировать, как правило, только одну из компонент поля: вертикальную или горизонтальную. Повышение эффективности антенной техники, по критерию поляризационной согласованности, привело к созданию горизонтальных ортогональных антенн, способных регистрировать круговые виды поляризации с плоскостью, параллельной поверхности Земли.

Дальнейшее развитие в данном направлении характеризуется применением триортогональных антенн. Регистрирующие элементы триортогональной антенны отличаются от горизонтальной ортогональной антенны добавлением вертикального элемента, как правило, в отличие от горизонтальных, не симметричного. Данные антенны позволили в значительной степени повысить поляризационную согласованность антенны, однако они обладают и рядом существенных недостатков.

Во-первых, в силу того, что горизонтальные элементы симметричные, а вертикальный несимметричный влияние подстилающей поверхности на электрические характеристики имеют существенные различия и добиться высокой идентичности ортогональных каналов в требуемом диапазоне частот является задачей крайне трудоемкой и практически невозможно.

Во-вторых, направленные свойства горизонтальных антенн в значительной степени зависят от соотношения длины волны и высоты подвеса, что также значительно сужает диапазон рабочих частот.

В-третьих, расположение вертикальной антенны над горизонтальными элементами требует существенного усложнения конструктива в силу значительной высоты антенны.

В данном направлении получили широкое развитие триортогональные антенны, работающие в режиме большого удлинения, что позволило существенно снизить размеры антенны и высоту ее расположения.

Вместе с тем, при достаточно низком расположении горизонтальных элементов направленные свойства более стабильны, однако резко возрастают потери, и снижается коэффициент полезного действия антенны. На устранение указанных недостатков и направлено данное техническое решение. Вариант построения триортогональной антенны отличается от известных тем, что:

- во-первых, все антенные элементы изначально идентичные и имеют одинаковые устройства согласования;
- во-вторых, антенные элементы также расположены по трем ортогональным осям, однако относительно подстилающей поверхности они идентичны.

Указанными обстоятельствами достигается высокая степень идентичности каналов и инвариантность параметров антенны относительно расположения над подстилающей поверхностью.

Конструкция антенны включает в себя три несимметричных вибратора, расположенных под углом 45° к подстилающей поверхности и образующих в горизонтальной плоскости угол между элементами 120° (рис. 1), таким образом формируя ортогональную тройку вибраторов.

В нижней части антенны располагается диэлектрическая опора из 10–15 мм диэлектрика (возможно использование оргстекла). К опоре крепятся три шарнира, к которым закрепляются вибраторы. Шарниры располагаются по окружности, образуя угол между соседними 120° .

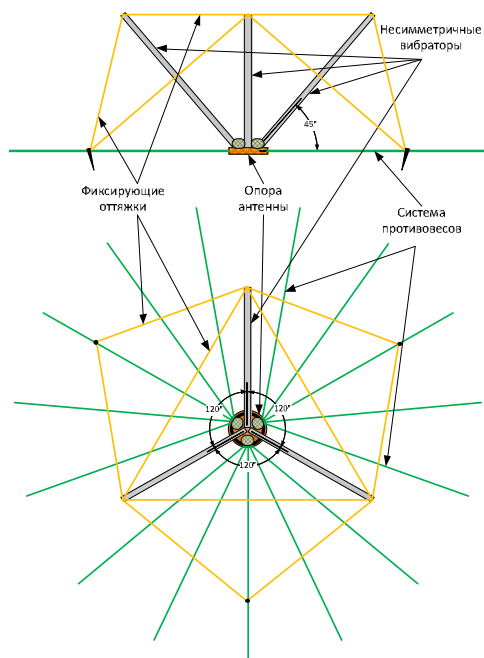


Рис. 1. Геометрия антенны

В стационарном варианте возможно крепление вибраторов без шарниров. Питание вибраторов осуществляется в нижней части (у опоры) через согласующее устройство.

Для обеспечения стабильности электрических параметров на почве с недостаточной проводимостью используется система противовесов, радиально расходящихся от основания антенны и электрически соединенных с корпусом согласующих устройств.

На рис. 2 показана коммутация использованных устройств при измерении полного вектора поля, амплитудных и фазовых характеристик. Выходы с триортогональной антенны подключались к входам предусилителей *NI PXI-5690*, для регистрации амплитудно-фазового распределения использовался осциллограф *Yokogawa DL9140*, идентичность построения каналов позволила уменьшить амплитудно-фазовые искажения. Для измерения поляризационных характеристик использовались 2 типа измерительных антенн: с круговой и линейной

поляризацией, управляемые через контроллер GS-232B по шине типа RS-232, для изменения угла выхода электромагнитной волны и типа поляризации при помощи опорно-поворотного устройства и ротатора G800DXA.

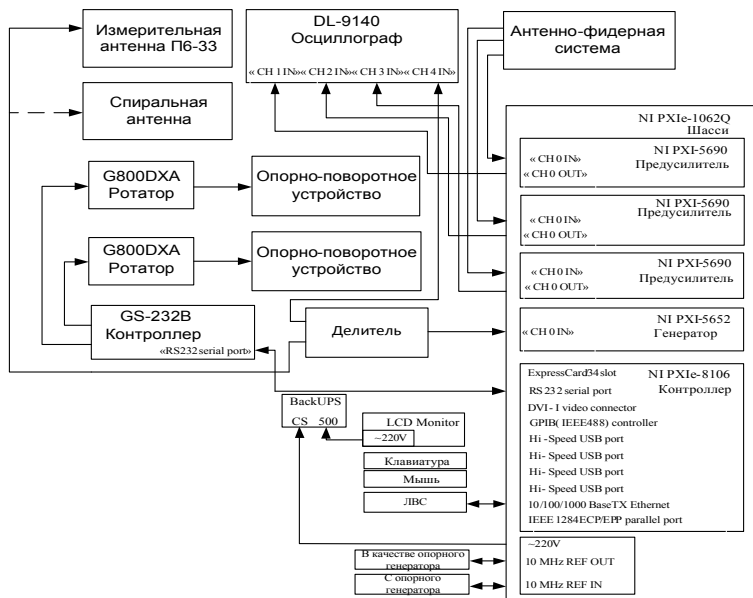


Рис. 2. Структурная схема подключения устройств радиоприемного тракта

Суть данного исследования заключается в том, что параметры полного вектора поля могут быть определены при измерении амплитудных и фазовых характеристик трех взаимно ортогональных проекций вектора поля в одном пункте приема. Проведена серия экспериментальных исследований зависимости амплитудно-фазовых распределений на ортогональных элементах антенны в зависимости от вида поляризации и направления прихода ЭМВ.

Разработанное техническое предложение позволяет существенно снизить не идентичность характеристик ортогональных элементов антенны, обусловленных влиянием поверхности земли.

Результаты измерений подтвердили теоретические предположения об использовании предложенного технического решения для регистрации ортогональных компонент поля приходящей ЭМВ.

Литература

1. Баруздин, С.А. Функциональные устройства обработки сигналов: учеб. пособие для вузов / С.А. Баруздин, Ю.В. Егоров, В.Н. Ушаков. – М.: Радио и связь, 1997. – 288 с.
2. Браммер, Ю.А., Цифровые устройства / Ю.А. Брамме, И.Н. Пашук. – М.: Изд-во "Высшая школа", 2004. – 229 с.
3. Желнин, С.Р. Основы построения цифровых радиоприемных устройств / С.Р. Желнин, В.Д. Челышев. – СПб.: ВАС, 2011. – 184 с.

Д.С. Васильев,
к.т.н., доцент С.А. Дмитриев
ВУНЦ ВВС "ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского
и Ю.А. Гагарина" (г. Воронеж)

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА ПАРАМЕТРЫ АНТЕННЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ

Одним из факторов, влияющим на характеристики обтекателей, является воздействие окружающей среды в процессе хранения, транспортировки и эксплуатации. Изменение диэлектрической проницаемости обтекателя, связанное с накоплением излишней влажности в его стенках, оказывает неблагоприятное воздействие на диаграмму направленности антенны, проявляется это в искажении фронта волны антенны и распределения амплитуды поля по фронту.

Для учета влияния окружающей среды на характеристики антенных обтекателей производят измерение диэлектрической проницаемости и влажности материала. Для этого по результатам сканирования поверхности [1] выбирают площадку, где отсутствуют неоднородности материала, и устанавливают комбинированную приёмно-излучающую антенну [2] в центре этой площади.

Изменяют угол наклона диаграммы направленности излучающей антенны [2] за счет перестройки длины волны питающего генератора λ_r до достижения минимума мощности отражённой волны в приёмной части комплексной антенны. Угол наклона максимума ДН $\theta_r(\lambda_r)$ излучающей антенны, при котором наблюдается эффект максимального поглощения падающей электромагнитной волны, будет равен углу Брюстера $\theta_{бр}$.

Так как диаграмма направленности реальной антенны имеет конкретную ширину, то для учета отраженной волны в угловом спектре диаграммы направленности, то есть в зоне существенной при отражении по максимуму диаграммы направленности используют критерий напряженности поля отраженной волны $Q(1)$. Минимум мощности отраженной волны $P_{отр\ мин}$ пропорционален минимуму критерия $Q_{мин}$ напряженности поля.

Выражение для критерия $Q_{мин}$ для $2 \leq \varepsilon' \leq 10$, $0 \leq \varepsilon'' \leq 1$ имеет вид

$$P_{отр\ мин}(\lambda_{z\ мин}, \varepsilon'_n, \varepsilon''_n) \cdot K_{нз}^{-2} = C \cdot Q_{мин} \cdot K_{нз}^{-2} =$$

$$= C \cdot \left[\int_{\theta_T(\lambda_{z\ мин}) - \Delta\theta_{0,5}(\lambda_{z\ мин})}^{\theta_T(\lambda_{z\ мин}) + \Delta\theta_{0,5}(\lambda_{z\ мин})} A^2 \cdot B^2 \cdot \left(\frac{\cos \Delta\theta}{\cos(\theta_T(\lambda_{z\ мин}))} \right)^2 d\Delta\theta \right], \quad (1)$$

где C – коэффициент пропорциональности, $A = R(\Delta\theta, \varepsilon', \varepsilon'')$ – коэффициент отражения

$$R(\Delta\theta, \varepsilon'_n, \varepsilon''_n) = \sqrt{\frac{K1 + K2 - \sqrt{2 \cdot [\sqrt{(\varepsilon'_n)^2 + (\varepsilon''_n)^2 + \varepsilon'_n}] \cdot \cos(\Delta\theta)} \cdot \sqrt{K1}}}{K1 + K2 + \sqrt{2 \cdot [\sqrt{(\varepsilon'_n)^2 + (\varepsilon''_n)^2 + \varepsilon'_n}] \cdot \cos(\Delta\theta)} \cdot \sqrt{K1}}};$$

$$K1 = \frac{\varepsilon'_n - (\sin \Delta\theta)^2 + \sqrt{[\varepsilon'_n - (\sin \Delta\theta)^2]^2 + (\varepsilon''_n)^2}}{\varepsilon'_n + (\sin \Delta\theta)^2 + \sqrt{[\varepsilon'_n - (\sin \Delta\theta)^2]^2 + (\varepsilon''_n)^2}};$$

$$K2 = \sqrt{(\varepsilon'_n)^2 + (\varepsilon''_n)^2} \cdot (\cos \Delta\theta)^2.$$

$B = F(\lambda_T, \Delta\theta)$ – вид ДН щелевого излучателя [2]

$$F(\lambda_T, \Delta\theta) = \cos \left(\frac{\Delta\theta - \theta_T(\lambda_T)}{\Delta\theta_{0,5}(\lambda_T)} \cdot \frac{\pi}{3} \right).$$

$\theta_T(\lambda_T)$ – текущий угол наклона ДН определяется выражением

$$\theta_T(\lambda_T) = \theta_0 - \arcsin \left[\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_z}{2 \cdot a} \right)^2} - \frac{\lambda_z}{2 \cdot d} \right],$$

где $\Delta\theta$ – переменная интегрирования по ширине ДН, изменяется в пределах $\theta_{\text{т}}(\lambda_{\text{г мин}}) - \Delta\theta_{0,5}(\lambda_{\text{г мин}}) \leq \Delta\theta \leq \theta_{\text{т}}(\lambda_{\text{г мин}}) + \Delta\theta_{0,5}(\lambda_{\text{г мин}})$,

θ_0 – начальный угол наклона ДН $\theta_0 = \frac{45}{57,2} + \frac{A1 \cdot \lambda_{\text{гн}}}{N \cdot d}$, ε'_n и ε''_n – действительная и мнимая части комплексной диэлектрической проницаемости поверхностного слоя.

$\Delta\theta_{0,5}(\lambda_{\text{г}})$ – ширина диаграммы направленности

$$\Delta\theta_{0,5}(\lambda_{\text{г}}) = \frac{A1 \cdot \lambda_{\text{г}}}{N \cdot d},$$

где $A1 = 54,4 \cdot \frac{\pi}{360}$, $a = 0,00355$ [м] – размер широкой стенки волновода, $d = 0,003$ [м] – величина противофазного шага [2], $N = 7$ – количество щелей в антенне, $\lambda_{\text{г}} = 0,0045 \dots 0,0065$ [м] – диапазон перестройки длины волны генератора, $\lambda_{\text{гн}} = 0,0045$ [м] – номинальная длина волны генератора.

Аппроксимированные выражения минимума критерия отраженной мощности и зависимости $\lambda_{\text{г мин}}$ от ε'_n и ε''_n будут иметь вид [3]

$$P_{\text{отр мин}}(\varepsilon'_n, \varepsilon''_n) \cdot K_{\text{нз}}^{-2} = C \cdot 10^{-5} \cdot \left[0,15 \cdot \varepsilon'^2_n + 18 \cdot \varepsilon'_n - 25 - 20 \cdot \varepsilon''^2_n + 1,23 \cdot \varepsilon''_n + \frac{\varepsilon''_n \cdot (282 \cdot \varepsilon''_n - 7,6) \cdot (\varepsilon''_n + 0,27)^2}{(\varepsilon''_n - 0,5) \cdot (\varepsilon''_n + 0,27)^2 - 0,54 \cdot (\varepsilon''_n + 0,27) + 0,15} \right]; \quad (2)$$

$$\lambda_{\text{г мин}}(\varepsilon'_n, \varepsilon''_n) = \left(1,83 \cdot 10^{-2} \cdot \varepsilon''^2_n - 9,3 \cdot 10^{-3} \cdot \varepsilon''_n + 6,16 - \frac{0,3 \cdot \varepsilon''^2_n - 8,65 \cdot 10^{-2} \cdot \varepsilon''_n + 4,83}{\varepsilon'_n + 0,34 \cdot \varepsilon''^2_n - 5,4 \cdot 10^{-2} \cdot \varepsilon''_n + 1,53} \right) \cdot 10^{-3}. \quad (3)$$

Решая (2) и (3), рассчитывают значения ε'_n и ε''_n .

Значение влажности поверхностного слоя определяют через мнимые части диэлектрических проницаемостей поверхностного слоя и свободной воды [3]

$$W_{\text{н1}} = \frac{\varepsilon''_n}{\varepsilon''_1}, \quad (4)$$

где ε_1'' – дисперсионно-температурная зависимость мнимой части диэлектрической проницаемости свободной воды [3].

Кроме того, влажность поверхностного слоя можно определить также и через действительные части диэлектрических проницаемостей поверхностного слоя и свободной воды [3]

$$W_{n2} = \left[\frac{\ln \varepsilon_n' - \ln \varepsilon_e}{\ln \varepsilon_1' - \ln \varepsilon_e} \right]^{1,428}, \quad (5)$$

где ε_1' – дисперсионно-температурная зависимость действительной части диэлектрической проницаемости свободной воды.

Среднее значение влажности поверхностного слоя W_n определяют выражением

$$W_n = (W_{n1} + W_{n2})/2. \quad (6)$$

Для определения среднеинтегральной влажности измеряют мощность падающей волны $P_{\text{пад}}$, определяют мощность преломленной волны $P_{\text{пр}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}$, затем рассчитывают величину мнимой части диэлектрической проницаемости ε'' материала по формуле

$$\varepsilon'' = 0,64 \cdot \frac{P_{\text{пр}} \cdot \lambda_{\text{Г мин}} \cdot (\varepsilon_n'(W_n))^2}{P_{\text{пад}}}. \quad (7)$$

Среднеинтегральную влажность материала W рассчитывают по формуле

$$W = \varepsilon'' / \varepsilon_1''. \quad (8)$$

Таким образом, по полученным значениям минимума мощности отраженной волны и длины волны генератора, при котором минимум достигается, определяют диэлектрическую проницаемость обтекателя и влажность. По полученным значениям оценивают изменение радиопрозрачности обтекателя, связанное с накоплением излишней влажности в его стенках, и приведет ли изменение характеристик обтекателя к искажению фронта волны антенны.

Литература

1. СВЧ способ интроскопии неоднородности диэлектрических и магнитоэлектрических покрытий поверхностной медленной волной: патент 2301987 / Д.А. Дмитриев [и др.]. Рос. Федерация. – № 2005132355/09; заявл. 19.10.05; опубл. 27.06.07, Бюл. № 18. – 7 с.

2. Дмитриев, С.А. Специальная антенна для контроля электрофизических параметров твердых материалов и покрытий на металле / С.А. Дмитриев, А.В. Дякин, П.В. Редин, П.А. Федюнин // Труды XXX Всероссийской НТК, 30–1 июля 2011 г. – Серпухов: военный институт ракетных войск. – СПб., 2011. – С. 132–134.

3. Дмитриев, С.А. Теоретические аспекты микроволнового контроля влажности твердых материалов по параметрам отраженной ЭМВ / С.А. Дмитриев, П.А. Федюнин, А.В. Дякин, П.В. Редин, Л.В. Ткачева. – М.: ЦВНИ МО РФ, 2005. – Серия Б. – № 97.

Ю.Д. Овчинников,
к.т.н. Е.А. Коровин,
А.В. Северенко

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского

**КОМПЛЕКС ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ
"ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМАЯ РАДИОСИСТЕМА"**

Программно-определяемая радиосистема – такая система, характеристики и свойства которой определяются числовыми параметрами, заданными явно в программном коде, обеспечивающем её работу. В зарубежной литературе принят термин, обозначающий все устройства, построенные в соответствии с данным принципом, – *Software Defined Radio (SDR)*.

SDR состоит из двух основных компонент: аппаратной платформы и программно-алгоритмического обеспечения. Аппаратная платформа *SDR* обеспечивает выполнение корректного аналогово-цифрового, цифро-аналогового преобразования высокочастотных сигналов и их цифровую обработку.

Существует множество способов выполнения цифровой обработки сигналов (ЦОС) и соответствующих им частных схем построения *SDR*. Наиболее распространены следующие схемы:

– с применением программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Цифровая сигнальная обработка выполняется в такой схеме посредством фильтров, реализованных с использованием ре-

сурсов ПЛИС. Такая схема построения *SDR* обладает высокой производительностью и предоставляет возможность независимого параллельного выполнения различных этапов цифровой обработки;

- с применением универсальных вычислительных машин и процессоров. В данной схеме обработка сигналов осуществляется алгоритмами ЦОС [1], выполняемыми на процессорных ядрах с универсальной архитектурой. Такая реализация позволяет оперативно вносить изменения в тракт цифровой обработки и применять программно-определяемую радиосистему для анализа и исследования структуры сложных сигналов с малым количеством априорной информации о них;

- на основе специализированных процессоров цифровой сигнальной обработки – *DSP, Digital Signal Processor*, имеющих оптимизированный набор инструкций и дополнительные аппаратные блоки для повышения быстродействия при выполнении алгоритмов ЦОС.

SDR системы характеризуются рядом важных отличительных свойств, таких, как универсальность применения и сравнительная простота адаптации к различным типам решаемых задач. Универсальность применения подразумевает возможность использования программно-определяемых радиосистем в составе каналов передачи данных с различающимися характеристиками в качестве инструмента приёма, передачи и анализа информационных сигналов. Под простотой адаптации *SDR* систем к решению альтернативных задач понимается возможность оперативного перенацеливания существующего комплекса на работу с другими типами сигналов, удовлетворяющими аппаратным ограничениям платформы. При реализации данной возможности не потребуются внесения каких-либо изменений в аппаратную часть комплекса, необходима лишь модификация программно-алгоритмического обеспечения.

В сравнение с полностью аппаратными решениями [2], требующими наличия отдельного специализированного электронного блока в составе устройства для работы с заданным типом сигнала, *SDR* системы позволяют реализовать все требуемые виды фильтрации и преобразования алгоритмически с использованием универсальной аппаратной платформы. Ввиду описанных свойств программно-определяемых радиосистем, их применение оправдано с инженерно-технической и экономической точки зрения для решения ряда задач, в том числе связанных с приёмом информации от космических систем.

В рамках работы военно-научного кружка кафедры технологий и средств геофизического обеспечения решена задача создания аппаратно-программного комплекса приёма спутниковой метеорологической информации, удовлетворяющего требованиям возможности получения данных от любых доступных отечественных и зарубежных космических систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Для её решения выбрана концепция построения комплекса на основе технологии *SDR*, применение которой позволит осуществить приём сигналов от различных геофизических космических аппаратов. Представленные на снабжение метеорологических подразделений приёмные комплексы, сконструированные на основе аналоговых схем демодуляции и обработки, имеют ограниченные возможности работы с существующими спутниковыми системами ДЗЗ и способны принимать информацию только от аппаратов, использующих космическую линию передачи данных с определёнными параметрами.

В процессе решения задачи создания универсального аппаратно-программного комплекса приёма спутниковой метеорологической информации разработаны и испытаны аппаратная платформа и программное обеспечение, входящие в состав макета. Макет предполагает исполнение в 19" корпусе и установку в стандартную аппаратную стойку либо шкаф. Универсальная вычислительная машина (УВМ) в таком исполнении размещается в одном корпусе с основной платой цифрового приёмника. Аппаратная платформа *SDR* построена на основе ПЛИС зарубежного производства *Xilinx Artix-7 XC7A200T* объёмом 200 тысяч блоков *LUT (LookUp Table)*, применение которой позволяет реализовать цифровой прием, демодуляцию и декодирование широкополосных сигналов в режиме реального времени. Функции контроля аппаратной платформы выполняет сконфигурированный в ПЛИС и запрограммированный 32-битный процессор с *RISC* архитектурой *Zylin ZPU*.

Программное обеспечение разработанного комплекса включает:

- файлы конфигурации ПЛИС;
- исполняемое ПО процессора *ZPU*;
- универсальный аппаратный драйвер *UHD*;
- блоки демодуляторов и декодеров, выполненные в виде программных модулей на языке C++.

Макет комплекса приёма спутниковой информации, созданный авторским коллективом на основе *SDR*, позволил осуществить приём информации от космических аппаратов ДЗЗ:

- *FengYun 3*;
- *MetOp-A*;
- *NOAA-N*;
- Метеор-М;
- Meteosat.

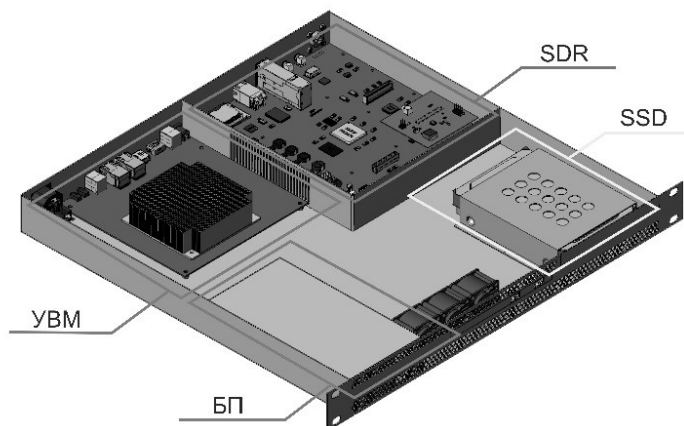


Рис. 1. Схема размещения аппаратуры комплекса в 19" корпусе

На рис. 1 представлена компоновочная схема *SDR* комплекса. Органы управления и индикации выведены на лицевую панель, силовые разъёмы питания, высокочастотные коаксиальные разъёмы и разъём сетевого интерфейса *Gigabit Ethernet* находятся на тыльной стороне корпуса изделия.

Литература

1. Глинченко, А.С. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие / А.С. Глинченко: в 2ч. Ч.2. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2001. – 184 с.
2. Эрик, Т. Ред, Схемотехника радиоприёмников; практическое пособие / Т. Эрик; пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 152 с., ил.

д.т.н., профессор И.М. Орошук,

к.т.н., доцент А.Н. Сучков,

В.А. Жариков-Горский

**Тихоокеанское высшее военно-морское училище
имени С.О. Макарова (г. Владивосток)**

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ДЕКАМЕТРОВОЙ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ В ПРЕДЕЛАХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЗЕМНОЙ ВОЛНЫ

Для обеспечения ближней связи в сетях тактического взаимодействия кораблей и для связи с командными пунктами (КП) в сетях оперативно-тактического управления в акваториях отдельных морей дальность связи чаще всего ограничена расстояниями до 500 км. Для организации данной связи можно ограничиться земными волнами, что позволит существенно повысить помехоустойчивость каналов и их защищённость от удаленных территориально-разнесенных объектов радиоразведки вероятного противника.

Важными параметрами для планирования организации связи являются рабочие частоты, использование которых ограничивается дальностью связи. Для определения рабочих частот в работе представлена методика расчета дальности связи для цифровых радиоканалов, учитывающая вид и скорость модуляции, параметры радиоприемного устройства (РПУ) и используемое антенно-фидерное оборудование.

Методика основывается на оценке дальности связи по наименьшему уровню сигнала в точке приема с учетом требований к помехоустойчивости цифровой радиолинии. При этом учитываются уровни внешних и собственных шумов РПУ на используемой рабочей частоте.

Для примера использования методики рассмотрен вариант применения радиолинии в северо-восточной части Тихого океана.

Влияние атмосферных помех производится по картам атмосферных помех, определяющих значения напряженности электрического поля помех в точке приема (рис. 1). Для пересчета уровня помех на заданной рабочей частоте используются номограммы графиков частотной зависимости уровня атмосферных помех (рис. 2).

Из рис. 1 видно, что зимой, в промежуток времени с 08.00 до 12.00 часов среднее значение атмосферных помех в указанном районе равно 30. Тогда на рабочей частоте $f_{\text{раб}} = 10 \text{ МГц}$ в соответствии с правым

графиком на рис. 2 напряженность электрического поля шума в указанном районе $E_{ш} = -11$ дБмкВ/м.

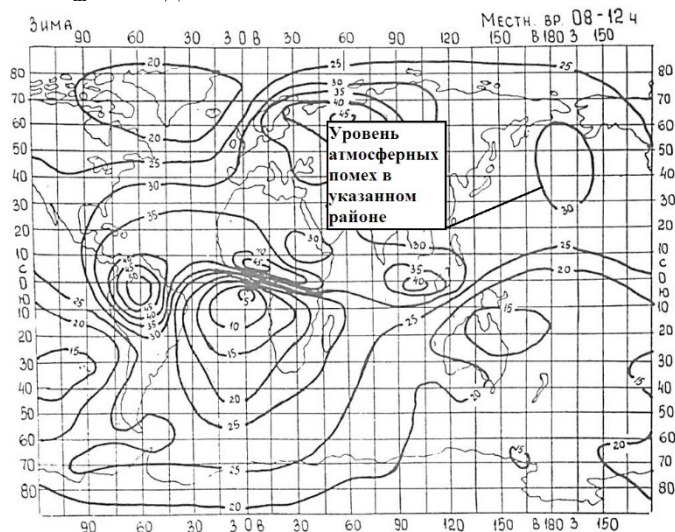
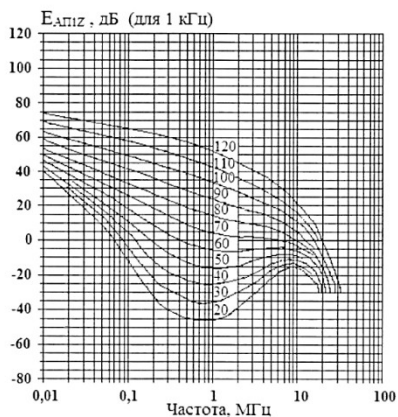


Рис. 1. Карта атмосферных помех

Для промежутков времени
00 – 04; 20 – 24 — во все времена года;
04 – 08; 16 – 20 — осенью и зимой



Для промежутков времени
08 – 12; 12 – 16 — во все времена года;
04 – 08; 16 – 20 — весной и летом

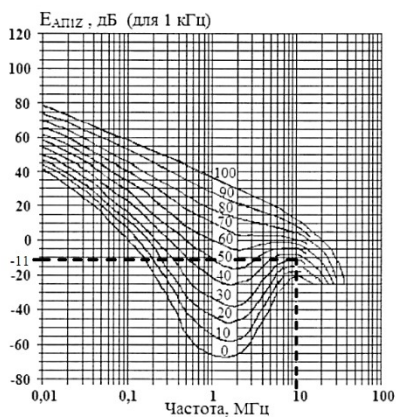


Рис. 2. Графики частотной зависимости уровня атмосферных помех

Критерием качества работы телеграфного канала связи служит пороговое значение помехоустойчивости, соответствующее отличному качеству, определяемому битовой вероятностью ошибки в канале (BER) $p_{0\text{макс}} = 10^{-3}$ [1]. Тогда при использовании цифровой частотной модуляции для РПУ типа Р-774 с минимальным отношением сигнал/шум на входе РПУ равным 20 дБ [2] и применении линейных антенн наименьший уровень сигнала в точке приема будет определяться выражением

$$E_{с0} = h_{0\text{мин}} \left(\frac{E_{ш1}}{\sqrt{1000}} + \frac{U_{ш\text{прм}}}{10/d} \right) \sqrt{B}, \text{ мкВ/м},$$

где $h_{0\text{мин}} = \sqrt{2 \ln(2p_{0\text{макс}})}$ – отношение энергии сигнала к спектральной плотности помех;

$E_{ш1}$ – напряженность электрического поля внешних шумов для рабочей частоты 1 кГц, мкВ/м;

l_d – действующая длина (высота) антенны, м;

v – скорость модуляции, бод;

$U_{ш\text{прм}} = \frac{U_{с\text{прм}}}{\gamma_{\text{мин}}}$ – напряжение собственных шумов приемника, мкВ,

$U_{с\text{прм}}$ – чувствительность РПУ, мкВ;

$\gamma_{\text{мин}}$ – минимальное отношение сигнал/шум на входе радиоприемного устройства [3].

Для объективной оценки дальности связи в течение года проведены расчеты $E_{с0}$ с учетом уровней внешних помех в различные сезоны и время суток. В результате усреднения рассчитанных значений получены граничные показатели наименьшего уровня сигнала в точке приема на разных частотах ДКМ диапазона (табл. 1).

Таблица 1

Зависимость минимального уровня сигнала в точке приема от частоты

f, МГц	1,5	4	10	20
$E_{с0\text{мин}}$, мкВ/м	1250	900	560	310
$E_{с0\text{ср}}$, мкВ/м	950	740	510	300
$E_{с0\text{макс}}$, мкВ/м	800	650	500	290

По полученным значениям $E_{с0}$ определена дальность связи при распространении сигнала земной радиоволной на рабочих частотах ДКМ диапазона.

Результаты расчета дальности связи от частоты для земных радиоволн ДКМ диапазона представлены на рис. 3.

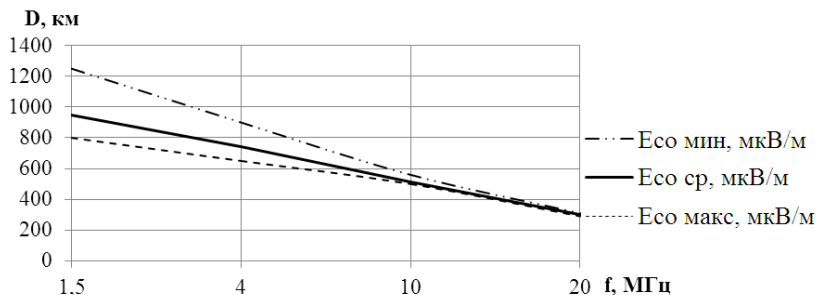


Рис. 3. Зависимость дальности связи от частоты для земных радиоволн

Из рис. 3 видно, что с увеличением рабочей частоты дальность радиосвязи снижается за счет уменьшения уровня напряженности поля принимаемого сигнала. В пределах ДКМ диапазона в обозначенном районе средняя дальность связи ограничена расстояниями от 300 до 800 км.

Таким образом, использование методики позволяет произвести расчет дальности связи для заданного диапазона частот, на основе которого можно выбирать и распределять частоты в зависимости от мест размещения объектов связи.

Литература

1. Рекомендация МСЭ-R F.240-7. Защитное отношение сигнал-помеха для различных классов излучения в фиксированной службе на частотах ниже, примерно, 30 МГц [Электронный ресурс]. – Режим доступа: URL: <http://www.itu.int/dms.../itu-r/.../R-REC-F.240-7-200605-I!!PDF-R.pdf> (дата обращения: 01.03.2017).

2. Радиоприемное устройство Р-774. Техническое описание УИЯД.464318.014 ТО. – 161 с.

3. Скляр Бернارد. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение; пер. с англ. Е.Г. Грозы, В.В. Марченко, А.В. Назаренко, О.М. Ядренко; 2-е изд., испр. – М.: Изд-во "Вильямс", 2003. – С. 394.

**РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ТРАЕКТОРНОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ
БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ МЕТОДАМИ
ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ**

В настоящее время распространение беспилотных летательных аппаратов (БЛА) малого класса достигло такого уровня, когда они используются не только различными организациями, но и частными лицами для решения определенных задач, например, для осуществления дистанционного объективного контроля. В тоже время решение задач поиска, обнаружения, координатометрии и траекторного сопровождения БЛА малого класса крайне затруднено. Это связано с тем, что рассматриваемые аппараты имеют ряд особенностей, которые не позволяют выполнять указанные задачи контроля радиолокационными средствами, в том числе широко применяемыми на аэродромных приводах обзорными радиолокационными станциями типа АОРЛ-1АС и, в частности, имеют незначительную эффективную поверхность рассеяния (ЭПР). В качестве примера в табл. 1 представлены данные по средним значениям ЭПР для различных классов радиолокационных объектов.

Таблица 1

Средние значения ЭПР радиолокационных объектов

№ п\п	Класс радиолокационных объектов	Средняя эффективная площадь рассеивания (ЭПР) м²
1	Истребитель с технологией малой заметности	2
2	Крылатая ракета типа "Томагавк"	1
3	БЛА среднего класса	2
4	БЛА малого класса	менее 0,1

Независимо от класса БЛА для его управления и ориентации в пространстве на борту используются средства связи, навигации

и/или телеметрии, которые создают условия для обнаружения, координатометрии и траекторного сопровождения БЛА в пассивном режиме с использованием существующих методов определения местоположения [1–3]. При этом для решения задачи определения местоположения ИРИ БЛА применимы два основных метода: угломерный и разностно-дальномерный [1–3].

При определении местоположения на базе угломерного или разностно-дальномерного метода критерием принятия решения является пересечение линий положения (ЛП) ИРИ. Поэтому важной характеристикой системы определения местоположения является средне-квадратическое отклонение (СКО) ошибки определения ЛП. Для угломерной системы ЛП представляет собой прямую, а СКО ошибки измерения ЛП ИРИ для угломерной системы носит линейную зависимость и возрастает при увеличении дальности до ИРИ.

Для разностно-дальномерной системы ЛП представляет собой гиперболу. СКО ошибки определения ЛП не зависит от расстояния до ИРИ, а линейно пропорциональна углу прихода сигнала к базе приемных пунктов системы определения местоположения ИРИ и минимальна при угле прихода сигнала, равном 90° .

Результаты компьютерного моделирования ошибки определения местоположения ИРИ разностно-дальномерным методом при различном расположении приемных пунктов показывают, что точность определения местоположения ИРИ разностно-дальномерной системы в значительной степени зависит от ее топологии и не зависит от расстояния до ИРИ. Это является преимуществом стационарных разностно-дальномерных систем, так как расстояние до ИРИ – это объективная данность, а топология системы – субъективно изменяемая структура.

Между тем, к преимуществам разностно-дальномерных систем определения местоположения ИРИ относятся:

1. Простота антенно-фидерной системы приемных пунктов. Необходимо отметить, что при определении местоположения ИРИ на основе угломерного метода используются сложные антенные системы (антенные поля), которые требуют точной ориентации в пространстве относительно севера и калибровки для учета поправок при определении ЛП ИРИ, что не требуется в разностно-дальномерном методе.

2. Возможность использования слабонаправленных антенн, что обеспечивает большую зону обзора.

3. Простота антенно-фидерных систем обуславливает возможность их использования на летно-подъемных средствах, что в значительной степени увеличивает дальность действия системы.

Таким образом, учитывая современные условия реализации систем определения местоположения ИРИ, для решения задач поиска, обнаружения, координатометрии и траекторного сопровождения БЛА целесообразно использовать разностно-дальномерный метод, при этом возможность реализации указанной системы подтверждена натурным экспериментом.

Литература

1 Гришин, Ю.П. Радиотехнические системы: учебник для вузов / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов. М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

2 Кукес, И.С. Основы радиопеленгации / И.С. Кукес, М.Е. Старик. – М.: Изд-во "Советское радио", 1964. – 640 с.

3 Казаринов, Ю.М. Радиотехнические системы: учебник для высших учебных заведений / Ю.М. Казаринов. – М.: Издат. центр "Академия", 2008. – 592 с.

*Д.И. Лобанов,
А.В. Алексеенко*

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДИФРАКЦИОННЫХ ЯВЛЕНИЙ В СИСТЕМАХ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ

Анализ прошедших вооруженных конфликтов показал, что идёт процесс полномасштабного внедрения перспективных радиоэлектронных устройств ОВЧ/УВЧ-диапазона, базирующиеся на широком внедрении средств повышенной защищённости. Кроме того, современные средства связи используют различные виды передач со сложной частотно-временной структурой для сверхкратковременных передач, что создаёт проблему для приёма и анализа передаваемых сигналов. В этих условиях основным способом добывания сведений становится нахождение географических координат объекта [2].

При этом существующие средства определения направления на источник радиоизлучения (ИРИ) ОВЧ/УВЧ-диапазона не удовлетворяют требованиям по точности пеленгования, минимальному времени электромагнитного контакта с функционирующим источником, времени сканирования заданного диапазона, полосе одновременного анализа и пеленгования.

Этот факт и определил актуальность данной работы "Разработка методики использования дифракционных явлений в системах местоопределения".

Анализ последних вооруженных конфликтов показал, что около 90 % всех радиоэлектронных средств (РЭС) функционирует в ОВЧ/УВЧ-диапазоне. Основные РЭС ОВЧ/УВЧ-диапазона являются средства и системы командной радиосвязи. При этом около 50 % функционирует в полосе частот 100–1000 МГц.

На основе анализа систем связи, используемых в вооруженном конфликте, сформированы требования, которым должен отвечать комплекс местоопределения для успешного выполнения поставленных задач:

1. Диапазон рабочих частот – 1,5–3000 МГц.
2. Инструментальная точность пеленгования – 0,5–2 градуса.
3. Минимальное время электромагнитного контакта с ИРИ – 0,5–2 мс.
4. Полоса одновременного анализа и пеленгования – более 100 МГц.

Анализ характеристик существующих комплексов показывает, что не один из них не удовлетворяет заданным требованиям.

Следовательно, для того, чтобы обеспечить требуемые характеристики, необходимо рассмотреть существующие способы, которые обеспечивают получение необходимого результата.

Для их достижения существует большое количество путей по усовершенствованию тракта, вот некоторые из них:

1. Увеличение количества радиоприемных устройств;
2. Использование современных цифровых сигнальных процессоров;
3. Применение акустооптических процессоров.

Исходя из данного сравнения, наиболее подходящим техническим решением, направленным на достижение выдвинутых требований, будет применение в тракте приема и анализа акустооптического процессора, так как он превосходит другие по своим функциональным возможностям.

Акустооптический процессоры (АОП) – устройства обработки радиосигналов, являющиеся разновидностью процессоров, предназначенных для оптической обработки информации.

Проведенный анализ АОП различных типов показал, что наиболее подходящим для использования в тракте приема и анализа, является процессор спектрального типа, выполненный на основе многоканального акустооптического модулятора, работающего в режиме дифракции Рамана-Ната, так как сигналы в нем разделяются в оптической системе пространственным образом, то есть естественным путем, в связи с этим достигается возможность реализации многоканального режима работы, а также обеспечивается возможность получения рекордных значений полосы одновременного приема и анализа.

Для определения возможности применения АОП в тракте приема и анализа разработана имитационная модель дифракции Рамана-Натта, позволяющая изменять любые характеристики дифракционной решетки, наблюдая результаты дифракции как амплитудном, так и в яркостном представлении.

Анализ имитационной модели показал, что дифракционные картины на транспаранте акустооптического процессора от разных каналов акустооптического модулятора будут идентичны и сдвинуты друг относительно друга на величину, пропорциональную фазовому сдвигу на элементах антенной решетки.

Данный факт позволяет выдвинуть гипотезу о возможности применения дифракционных явлений в тракте приема и анализа, вместо блока цифровой обработки сигналов, для определения направления на источник радиоизлучения с использованием антенной решетки.

Исходя из результатов имитационного моделирования и математических расчетов, было выяснено, что явления дифракции могут быть применены в системах местоопределения источников радиоизлучений для повышения их быстродействия и уменьшения ошибки пеленгования со следующими техническими характеристиками, представленными в табл. 1.

Таблица 1

Технические характеристики

Рабочий диапазон частот	От 100 МГц до 4 ГГц
Ширина полосы одновременного обзора	Более 500 МГц
Минимальная длительность обнаруживаемых сигналов	1 мкс
Время обработки информации	100 мкс ... 10 мс
Точность пеленгования	0,5–2 град.

На основании вышесказанного и опираясь на характеристики АОП, полученные в результате научной работы, разработан алгоритм обработки сигналов с использованием акустооптического процессора.

Основываясь на разработанный алгоритм и принцип функционирования АОП, имеется возможность синтезировать тракт, предназначенный для приема, обнаружения и определения параметров радиосигналов, пеленгации источника радиосигнала в диапазоне частот от 100 до 1000 МГц.

В состав тракта входит: АФКС "Роза", усилитель мощности, АОП (имеющий в своем составе источник света, шестнадцати-канальный акустооптический модулятор, фотоприемное устройство (матричный транспарант)), решающее устройство, устройство ввода – вывода.

Для того, чтобы оценить эффективность, был выбран дифференциальный метод оценки, базовые образцы определения направления на ИРИ и их показатели качества.

В результате сравнения было установлено, что разработанный тракт выигрывает последующим показателям:

1. Инструментальной точности пеленгования.
2. Минимальному времени электромагнитного контакта с ИРИ.
3. Полосе одновременного анализа и пеленгования в 5 раз.
4. Времени сканирования диапазона в 4 раза.

Следовательно, разработанный тракт является эффективным.

Литература

1. Оптические устройства в радиотехнике: учеб. пособие для вузов; под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Радиотехника, 2009. – 264 с.
2. Зарубежные радиоэлектронные средства. В 4-х книгах / Ю.М. Перунов [и др.] – М.: Радиотехника, 2010.

*к.т.н., доцент И.В. Демичев,
к.т.н., доцент Н.П. Шамаков*

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЯ НА ОСНОВЕ ГИПЕРКОМПЛЕКСНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИГНАЛА

Повышение точности определения направления прихода декаметровых волн (ДКМВ) при ионосферном распространении за счет

учета их поляризационных особенностей является весьма актуальной задачей. Ее решение возможно на основе измерений параметров полного вектора поля (ПВП) электромагнитной волны (ЭМВ).

Большинство приемных антенн ДКМВ диапазона способны регистрировать, как правило, только одну из компонент поля вертикальную или горизонтальную. Повышение эффективности антенной техники, по критерию поляризационной согласованности, привело к созданию триортогональных антенн.

При обработке сигналов на выходе подобных антенн применяются обычные методы теории сигналов – спектральный и корреляционный, фильтрация [1]. Сами сигналы представляют собой комплекснозначные векторы, трактуемые как дискретно заданные контуры. Данное обстоятельство ограничивает применение упомянутых методов случаем плоских изображений, тогда как по определению рассматривается пространственная ориентация векторов.

В докладе рассматривается возможность обработки пространственно заданных комплексных векторов на базе гиперкомплексных чисел и, в частности, на базе кватернионных сигналов. Методология решения подобных задач базируется на распространении основных результатов анализа заданных на плоскости точечных изображений на подобные изображения, расположенные в трехмерном пространстве [2].

Правомерность подобного подхода подтверждается тем, что произвольный кватернион

$$q = q_0 + q_1 i + q_2 j + q_3 k$$

может быть представлен суммой двух комплексных чисел, одно из которых умножено на мнимую единицу, не совпадающую с мнимой единицей, используемой в комплексном числе

$$q^{(i)} = (q_0 + q_1 i) + (q_2 + q_3 i)j = \gamma^{(i)} + \nu^{(i)}j$$

Заданный в комплексном виде кватернион можно записать в тригонометрическом и экспоненциальном виде

$$q^{(i)} = |\gamma| \exp(i\varphi) + |\nu| \exp(i\psi)j =$$

$$= |\gamma|(\cos\varphi + i\sin\varphi) + |\nu|(\cos\psi + i\sin\psi)j =$$

$$= |\gamma|\cos\varphi + i|\gamma|\sin\varphi + j|\nu|\cos\psi + k|\nu|\sin\psi =$$

$$= q_0 + iq_1 + jq_2 + kq_3$$

Тогда в трехмерном пространстве с точкой A (рис. 1), с координатами $\{A_x, A_y, A_z\}$, будут связаны радиус – вектор \overrightarrow{OA} и векторный (чисто мнимый) кварternион $q = q_1i + q_2j + q_3k$, где $q_1 = OA_x, q_2 = OA_y, q_3 = OA_z$.

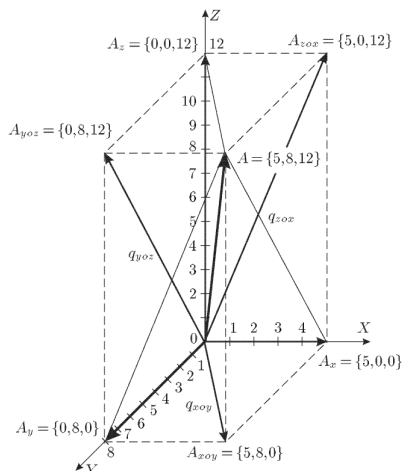


Рис. 1. Комплексное представление кварternиона

Опираясь на подобную трактовку кварternиона, можно полагать, что триортогональная антенна будет формировать в гиперкомплексном пространстве трехточечный групповой объект из трех кварternионов p, q, v , которые полностью определяют параметры полного вектора поля [3].

Далее, используя алгоритм совмещения кварternионов, можно, через расчет нормали к поверхности, сформированной перечисленными кварternионами, перейти к определению направления прихода электромагнитной волны.

Литература

1. Баруздин, С.А. Функциональные устройства обработки сигналов (основы теории и алгоритмы): учеб. пособие для вузов / С.А. Баруздин, Ю.В. Егоров, В.Н. Ушаков. – М.: Радио и связь, 1997. – 288 с.
2. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов; под ред. Я.А. Фурмана. – М.: Физматлит, 2004. – 456 с.

3. Родин, Д.В. Имитационная модель разложения вектора ЭМВ по трем ортогональным проекциям при ее приходе с произвольного направления / Д.В. Родин, И.В. Демичев, А.В. Иванов // Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2015021100027. – ЧВВИУРЭ, 02.11.2015.

*К.Б. Ковалёв,
Д.А. Кузин,
А.Н. Стрельцов,
А.А. Строцев*

ФГУП "РНИИРС" (г. Ростов-на-Дону)

АЛГОРИТМ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ КАЛИБРОВКИ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Для повышения эффективности функционирования многолучевой цифровой антенной решётки при приёме сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи предложен алгоритм калибровки, основанный на периодической аппаратной избыточности. Разработано программное обеспечение, реализующее автоматическую калибровку цифровой антенной решётки при приеме сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи.

Эффективность функционирования многолучевой цифровой антенной решётки (АР) при приёме сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи во многом зависит от качества трёх процессов: калибровки приёмных каналов, юстировки антенной решётки и диаграммообразования. Их реализация основана на однотипной процедуре поканального умножения/деления цифровых сигналов в виде комплексных амплитуд на соответствующие комплекснозначные коэффициенты. Расчёт и экспериментальная оценка этих коэффициентов выполняется при настройке, как например, показано в [1] и в процессе применения по назначению, причём известные подходы определения калибровочных и юстировочных коэффициентов в процессе эксплуатации основаны на возможности анализа одновременных отсчётов комплексных амплитуд сигналов на выходе каналов АР. С другой стороны, такое построение АР усложняет её схемную реали-

зацию. Более простым вариантом построения является структура с отсутствием сквозных трактов, в котором применение указанных коэффициентов реализовано последовательно от канала к каналу на аппаратно-программных элементах.

Известные алгоритмы калибровки (юстировки) в этом случае на этапе эксплуатации не применимы, что снижает эффективность применения таких АР. В случае многолучевых АР, используемых, в частности, для приёма сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи при временном отсутствии видимости одного из спутников связи, ему соответствующий аппаратно-программный лучевой канал может быть использован для реализации автоматической процедуры калибровки по сигналу одного из доступных спутников [2] (рис. 1, 2).

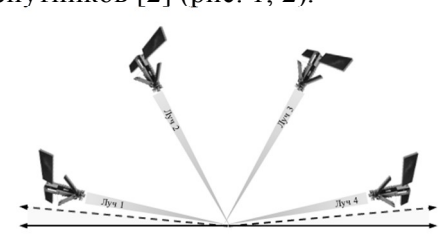


Рис. 1. Распределение лучей АР без аппаратно-программной лучевой избыточности

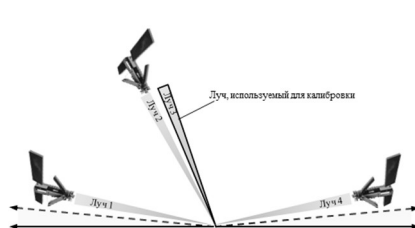


Рис. 2. Распределение лучей АР с аппаратно-программной лучевой избыточностью

Цель работы: повышение эффективности функционирования многолучевой цифровой антенной решётки при приёме сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи.

Решаемая задача: разработать алгоритм и программное обеспечение калибровки цифровых антенных решеток для приема сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи. Алгоритм основан на решении задачи вида (для одного M -го луча):

$$W(I, k_s) = F \left\{ k_s, k_k, k_{ю}, k_o(i, M), S_i, i = \overline{i_0, I} \right\} \xrightarrow{k_s} extr, \quad (1)$$

где F – оператор формирования оценок показателя эффективности функционирования АР W на временном интервале, определяемом векторами отсчётов комплексных амплитуд S_i , $i = \overline{i_0, I}$;

$k_{\vartheta}, k_{\kappa}, k_{\gamma}, k_{\delta}$ – векторы коэффициентов калибровки в процессе эксплуатации, калибровки, выполняемой на этапе настройки, юстировки и диаграммообразования; размерность $S_i, i = \overline{i_0, I}$ и $k_{\vartheta}, k_{\kappa}, k_{\gamma}, k_{\delta}$ соответствует числу элементов АР.

В частности, для M -лучевой цифровой АР без сквозных канальных трактов алгоритм калибровки при приеме сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи может быть представлен в следующем обобщённом виде:

1) до применения по назначению с использованием специальных средств оценка векторов k_{κ}, k_{γ} , а $k_{\vartheta} = k_{\vartheta}^{ou}, k_{\delta}^{ou} = \bar{0}, \bar{0}$ – вектор с нулевыми элементами;

2) в процессе эксплуатации для каждого i -го момента времени по заданным (расчётным) координатам низкоорбитальных спутников связи определение $k_{\delta}(i, m), m = \overline{1, M}$; если один из лучей (пусть M -й) не задействован, для него определение вектора $k_{\delta}(i, M) = k_{\delta}(i, m^*)$, где $m^* = \arg \max_{m=1, M-1} F\{k_{\vartheta} = k_{\vartheta}^{ou}, k_{\kappa}, k_{\gamma}, k_{\delta}(i, m), S_i, i = \overline{i_0, I}\}$, и решение задачи вида (1) с определения "текущего" вектора k_{ϑ}^{ou} .

На рис. 3 представлены данные моделирования при определении зависимости отношения сигнал-шум (ОСШ) на выходе АР для M -го луча от количества итераций при формировании оценок показателя эффективности функционирования АР.

На графике видно, что ОСШ имеет значительный рост при количестве итераций N , близкому к 40, далее переходит в насыщение и слабо зависит от количества итераций.

Программное обеспечение, реализующее разработанный алгоритм, выполнено в виде загрузочных модулей ПЛИС и программных модулей.

Вывод: разработанный алгоритм и программное обеспечение в автоматическом режиме для антенной решётки по естественным источникам сигналов реализует процедуру уточнения коэффициентов калибровки, что позволяет повысить эффективность её функционирования.

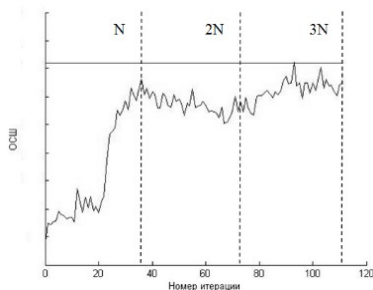


Рис. 3. График зависимости ОСШ на выходе АР для M -го луча от количества итераций при формировании оценок показателя эффективности функционирования АР

Литература

1. Строцев, А.А. Методика калибровки мобильного пеленгатора – многоканального корреляционного интерферометра с применением GNSS-приемников / А.А. Строцев, С.С. Колесников, И.А. Сухенький // XX международная научно-техническая конференция "Радиолокация, навигация, связь". 15–17 апреля 2014, г. Воронеж.
2. Ковалёв, К.Б. Алгоритм калибровки цифровых антенных решёток для приёма сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи / К.Б. Ковалёв, А.Н. Стрельцов, А.А. Строцев, А.С. Тимошенко // Материалы XXX Военно-научной конференции. – Курск: НИЦ (г. Курск) ФГУП "18 ЦНИИ" МО РФ, 2016. – С. 69–70.

3.2. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВРЕМЕННЫХ РЭС СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

3.3. ПРИЕМ, АНАЛИЗ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

А.И. Понкратьев,

А.В. Криушов

Научно-исследовательский институт "Вектор"

СОЗДАНИЕ СРЕДСТВ ИМИТАЦИИ РАБОТЫ ССП ДЛЯ УЧЕБНОГО ПРОЦЕССА В ЧВВИУРЭ

В настоящее время для построения сетей синхронного пеленгования (ССП) объекты Заказчика, в основном, оснащены средствами пеленгования, местоопределения и управления на базе комплексов Р-395В-2/(2М). Комплекс Р-395В-2, включая входящий в его состав пеленгатор, совместно с территориально-разнесенными пеленгаторами образует сеть синхронного пеленгования. Изделие Р-395В-2М предназначено для расширения функциональных возможностей базового комплекса Р-395В-2.

Система местоопределения (СМО) состоит из территориально-разнесённых взаимодействующих между собой стационарных пунктов. Особенностью функционирования всей системы является построение сетей синхронного пеленгования на базе отдельно расположенных, согласно интересующему району, объектов, обеспечивающих пеленгование, местоопределение и управление.

Для подготовки слушателей ЧВВИУРЭ по направлению СМО был разработан специализированный комплекс учебных тренировочных средств Р-395В-2И, который имитирует процессы обработки информации в изделии Р-395В-2. Наряду с этим в ЧВВИУРЭ был поставлен серийный комплекс Р-395В-2М, который не в полной мере соответствует требованиям, предъявляемым к учебному процессу.

АО "НИИ "Вектор" совместно с кафедрой создаёт на базе серийного изделия Р-395В-2М средства имитации работы ССП, которые удовлетворяют требованиям организации полноценного учебного процесса в ЧВВИУРЭ по направлению СМО. Для этого в состав учеб-

ных аппаратно-программных средств включается малогабаритная антенно-фидерная система и увеличивается число рабочих мест. На основе серийного образца изделия реализуется до 15 имитаторов изделия Р-395В-2М.

Разработанное АО "НИИ "Вектор" специальное программное обеспечение (СПО) (средства моделирования), позволяет формировать для каждого рабочего места структуру собственной ССП, соответствующую реальному положению дел, пакеты пеленгов для всех узлов ССП, имитировать формирование диаграмм направленности малогабаритной антенной системы для всех ИРИ в полосе одновременного обзора в эфире в реальном масштабе времени.

*Е.А. Яскин,
к.т.н., доцент А.Е. Полунин,
д.т.н., доцент А.Л. Приоров*
Ярославское высшее военное училище ПВО

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОГО ВЫВОДА ДЛЯ АДАПТИВНОГО ПОИСКА ЦЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ

В радиолокационных станциях (РЛС) с фазированными антенными решетками (ФАР), получающих с фиксированным темпом обмена данные о координатах объектов (вектор состояния (ВС)) от внешних источников информации (ИИ), просмотр зоны обзора (ЗО), как правило, производится последовательно дискретно "игольчатым" лучом диаграммы направленности (ДН) по "жесткой" программе (равномерное распределение временных и энергетических затрат в ЗО). Рост скоростей объектов приводит к значительным угловым перемещениям за время формирования ЗО, что предопределяет проблемы для РЛС: при обнаружении увеличивается вероятность пропуска ($P_{\text{пр}}$) и время поиска ($T_{\text{п}}$). К недостаткам поиска по "жесткой" программе относят неполное использование информации, получаемой из ВС, фиксированное время радиолокационного контакта ($t_{\text{рлк}}$) и просмотра ЗО. При организации поиска объектов, обладающих значительными угловыми перемещениями (либо летящих с большим параметром) относительно РЛС, $P_{\text{пр}}$ может принимать недопустимые значения.

Цель работы – показать возможность использования нечеткого вывода (НВ) в РЛС с ФАР для создания адаптивного (к ВС цели) поиска, для уменьшения $T_{\text{п}}$, при $P_{\text{пр}}$ не ниже заданной.

Для уменьшения $P_{\text{пр}}$ объектов, как правило, принимают следующие меры: 1) расширяют размер ЗО; 2) увеличивают размер ширины луча ДН; 3) сокращают $t_{\text{рлк}}$; 4) уменьшают коэффициенты перекрытия между лучами ДН. Указанные подходы приводят к снижению тактико-технических характеристик РЛС. Так, первый приводит к увеличению $T_{\text{п}}$ и обзора; второй и четвертый – к снижению точности определения координат объекта; третий – к уменьшению вероятности обнаружения в одном луче ДН.

В [1] показан подход к оптимизации процесса поиска, связанный с выбором из множества процедур (рис. 1) обзора (определяемых диапазоном изменения дальности до объекта и составляющих скорости) оптимальной, обеспечивающий минимум $T_{\text{п}}$ в ЗО при $P_{\text{пр}}$ не ниже заданной. При формировании ЗО РЛС предложено [1]: размер ЗО выбирать с учетом дальности до объекта (D_0); ввести приращения по двум угловым координатам (Δx , Δy) в траекторию сканирования ЗО, пропорциональных составляющим вектора скорости (V_i , V_j) на заданной дальности (рис. 2).

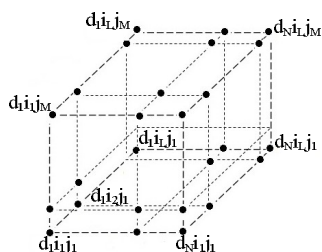


Рис. 1. Трехмерная матрица процедур поиска с учетом дальности и скорости

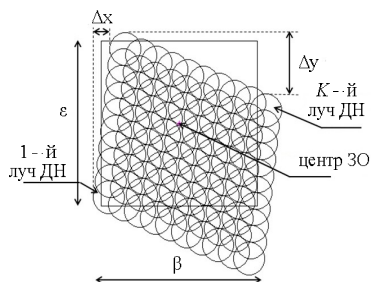


Рис. 2. Вариант просмотра ЗО из K лучей ДН с введением смещений по азимуту (Δx) и углу места (Δy)

В целях дополнительного снижения $T_{\text{п}}$ в [2] предложена методика определения времени $t_{\text{рлк}}$, с учетом энергетических характеристик цели. Очевидно, что $t_{\text{рлк}}$ зависит от D и ее эффективной поверхности рассеяния и является случайной величиной [3]. При известных функциях принадлежности (ФП) предпосылки (дальность, тип цели,

составляющие скорости по двум координатам) и заключения (число лучей ДН по каждой из координат и вносимые смещения) алгоритм НВ, определяющий оптимальную программу поиска, может быть построен на основе максиминной композиции. При введении уровня пересечения ФП результатов измерений по методу Мамдани можно осуществить переход от НВ к количественному значению, если использовать метод дефазификации, называемый методом центра тяжести [1]. На рис. 3 схематично представлена возможность управления поиском по поступившему ВС от ИИ. Опираясь на экспертные знания, путем применения систем НВ, появляется возможность выбора из множества программ поиска оптимальной по выбранному критерию в условиях ограничений на возможный набор дальностей и скоростей объекта.

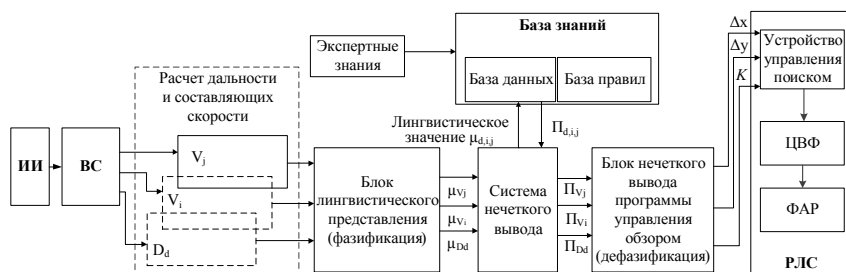


Рис. 3. Управление поиском с применением системы НВ

При этом база знаний должна содержать информацию в форме набора аксиом, сформулированных на основе логических правил рефлексивного метода. Управление поиском включает следующие этапы: 1) расчет входных параметров ЗО, в качестве которых приняты D и V ; 2) фаификация – приведение входных параметров к "нечеткости" для определения лингвистических значений; 3) обращение к базе данных для выбора на основании полученных лингвистических значений программы поиска; 4) дефаификация – приведение к "четкому" выводу; 5) выдача управляющих команд на устройство управления поиском, которые через цифровой вычислитель фаз (ЦВФ) поступают в ФАР РЛС.

Нечеткий вывод обеспечивает подбор значения величины смещений, вносимых в траекторию сканирования ДН в реальном масштабе времени. На рис. 4 представлена зависимость смещения по од-

ной координате от дальности и скорости объекта. Результаты имитационного моделирования, отражающие зависимость T_{Π} и P_{Π} от D представлены на рис. 5 и 6. Выигрыш по T_{Π} (в разях) при применении предлагаемой методики ($T_{\Pi\text{пр}}$ соответственно) в сравнении с поиском по "жесткой" программе ($T_{\Pi\text{сущ}}$ соответственно) представлен на рис. 5.

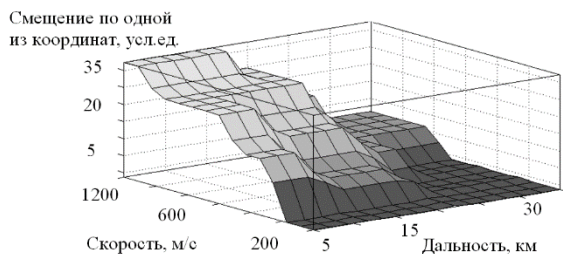


Рис. 4. Зависимость выходной переменной от входных данных, определяемых на основе ВС

Приближение цели к РЛС обеспечивает наибольший выигрыш в сокращении T_{Π} , за счет значительного сокращения $t_{\text{рлк}}$ с целью и одновременной адаптацией ЗО к вектору скорости.

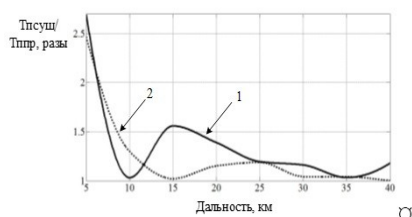


Рис. 5. Выигрыш по T_{Π} (в разях) от D (при V : 1–500 м/с; 2–700 м/с)

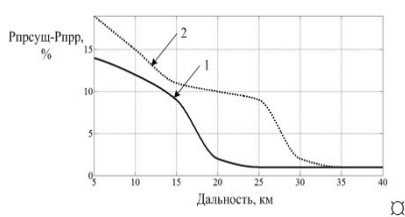


Рис. 6. Снижение P_{Π} объекта (в %) от D (при V : 1–500 м/с; 2–700 м/с)

Таким образом, применение нечеткой системы управления позволяет сформировать оптимальную по выбранному критерию программу поиска, адаптивную к ВС.

Литература

1. Яскин, Е.А. Применение методов искусственного интеллекта для управления пространственным поиском объектов многофункциональной радиолокационной станции с учетом вектора состояния / 42

Е.А. Яскин, А.Е. Полунин, А.Л. Приоров // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 12. – С. 68–75.

2. Яскин, Е.А. Методика определения времени радиолокационного контакта при организации процесса поиска цели, с учетом ее энергетических характеристик / Е.А. Яскин // 19-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение". – М., 2017. – С. 448–452.

3. Бомштейн, А.Д. Использование новых технологий для повышения эффективности многодиапазонного радиолокационного комплекса в режиме сопровождения / А.Д. Бомштейн, О.С. Шашин // Вестник СибГУТИ. – 2015. – № 2. – С. 74–83.

*В.В. Дьяков,
к.т.н., доцент А.М. Лаврентьев,
к.т.н. М.Г. Корягин*

Ярославское высшее военное училище ПВО

ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДО ЦЕЛИ ПРИ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОМ ЗОНДИРОВАНИИ В УСЛОВИЯХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

В некоторых задачах радиолокации важным является точное измерение дальности до цели. В радиолокационных станциях систем противовоздушной обороны (ПВО) малой дальности перспективным является применение режима сверхкороткоимпульсного зондирования (СКИЗ), при котором в качестве зондирующего сигнала используется одиночный радиоимпульс с прямоугольной огибающей длительностью 5–20 наносекунд.

При использовании СКИЗ, отраженном от цели, в сигнале появляются быстрые амплитудные флуктуации, скачки фазы, длительность эхо-сигнала априорно неизвестна. Эти особенности необходимо учитывать при обнаружении и измерении координат и параметров движения целей. В [1] предложен метод обнаружения – первичной оценки дальности. Его суть раскрыта ниже.

Интервал возможных значений измеряемого параметра представляется суммой отрезков, соизмеримых с длительностью эхо-сигнала. Временной строб скользит вдоль выборки с шагом, равным

1/3 длительности временного stroba. Эхо-сигнал представляется в виде сомкнутой пачки радиоимпульсов, разделяется на N частей (соответствующим элементом разрешения по дальности), детектируется, оцифровывается, сумма амплитуд из N элементов сравнивается со значением сигнала в других stroбах, вычисляется максимальная. После сравнения сигнала с порогом принимается решение о наличии цели. Оценкой дальности является измеренное значение энергетического центра эхо-сигнала цели в пределах соизмеримого с ней временного stroba в соответствии с алгоритмом

$$\hat{r}_{\text{ц_нр}} = \frac{c}{2} \times \frac{\sum_{i=1}^N z_i \cdot i}{\sum_{i=1}^N z_i} \times \Delta t \quad (1)$$

где z_i – оцифрованный в аналого-цифровом преобразователе отсчёт напряжения с выхода амплитудного детектора; i – номер отсчёта дальности; N – номер конечного отсчёта во временном stroбе; Δt – интервал дискретизации, c – скорость света.

Метод позволяет оценить дальность до протяжённой цели при зондировании сверхкороткими радиоимпульсами, однако применим только для аэродинамических целей средних размеров. При оценке дальности до цели меньших размеров происходит увеличение разброса оценок, вплоть до их выхода за пределы интервала, соответствующего эхо-сигналу цели. В этом случае авторами рекомендовано проводить многоканальную последетекторную обработку.

Учитывая результаты анализа линейных размеров целей, приоритетных для РЛС специального назначения [2], предлагается использование трехканальной последетекторной обработки с длительностью временных stroбов, пропорциональных 6, 12 и 18 метрам.

Для выработки оценки дальности до цели в условиях априорной неопределенности относительно протяженности эхо-сигнала был проведен статистический эксперимент.

Анализ разброса оценок предлагается проводить с помощью суммарной стандартной неопределенности (ССН), представленной выражением

$$u_c = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left[\frac{\partial f}{\partial \hat{r}_{\text{ц_нр } ji}} \cdot u(\hat{r}_{\text{ц_нр } j}) \right]^2}, \quad (2)$$

где $u(\hat{r}_{u_np\ j})$ – среднеквадратическое отклонение оценок с каждого ракурса. Частные производные $\frac{\partial f}{\partial \hat{r}_{u_np\ ji}}$, называемые также коэффициентами чувствительности, показывают, как изменяется выходная оценка с изменением входных оценок.

Для снижения неопределенности оценки дальности до цели разработан алгоритм функционирования устройства обработки радиолокационной информации при сверхкороткоимпульсном зондировании, структурная схема которого приведена на рис. 1, включающий:

- согласованную фильтрацию эхо-сигнала и его детектирование;
- формирование решающей статистики, расчет порога и сравнение решающей статистики с порогом для принятия решения о наличии сигнала цели в соответствии с [1];
- оценивание дальности по энергетическому центру эхо-сигнала в каждом канале устройства в соответствии с выражением (1);
- вычисление суммарной стандартной неопределенности в каждом канале устройства по результатам 10 зондирований в соответствии с выражением (2);
- выбор канала по минимуму ССН.

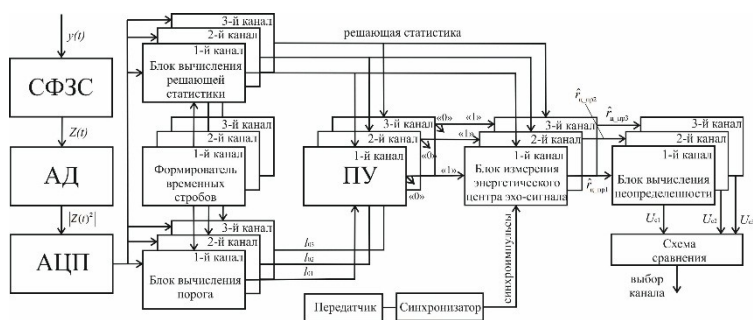


Рис. 1. Структурная схема многоканального устройства обработки эхо-сигнала при сверхкороткоимпульсном зондировании

Наиболее употребительной в литературе аппроксимацией отражений от подстилающей поверхности является распределение Релея с плотностью вероятностей

$$\gamma(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}}, & x \geq 0 \end{cases}, \quad (3)$$

где σ^2 – параметр закона Рэлея.

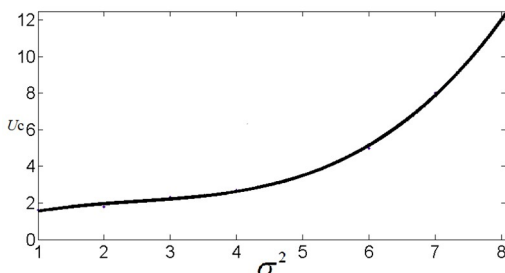


Рис. 2. График зависимости ССН от величины параметра закона Рэлея

Даже при небольшом увеличении параметра качество измерения дальности ухудшается заметно.

Выводы:

- алгоритм позволяет получить уточненную оценку, принадлежащую интервалу эхо-сигнала цели, по результатам 10 зондирований и снизить неопределенность оценки, в среднем, на 20 % по сравнению с существующими подходами;
- при реализации алгоритма необходима разработка мер защиты от отражений от подстилающей поверхности.

Литература

1. Корягин, М.Г. Вопросы оценки дальности до цели в сверхкороткоимпульсной радиолокации: монография / М.Г. Корягин, А.М. Лаврентьев, Ю.Н. Маринцев; под общ. ред. Ю.Н. Маринцева; Ярославский филиал Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. – Ярославль, 2013. – 116 с.
2. Дьяков, В.В. Особенности многоканального измерения времени запаздывания в сверхкороткоимпульсной радиолокационной станции / В.В. Дьяков, А.М. Лаврентьев, М.Г. Корягин: сб. докладов 17-й Всероссийской научно-технической конференции. Секции 1–6. ЯВВУ ПВО, г. Ярославль, с. 203–209.

*Н.Н. Литвинов,
к.т.н., доцент А.М. Лаврентьев*

Ярославское высшее военное училище ПВО

ВОЗМОЖНОСТЬ ФИЛЬТРАЦИИ ЭХО-СИГНАЛА АДДИТИВНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Снижение разведдоступности радиолокационных станций (РЛС) зенитных ракетных комплексов (ЗРК) является актуальной научно-технической задачей, решение которой позволит существенно повысить их живучесть. На сегодняшний день разработаны различные методы, позволяющие выполнить эту задачу [1].

В продолжении развития данного направления были проведены исследования, цель которых заключалась в разработке метода понижения разведдоступности РЛС, входящих в группировку зенитной ракетной обороны. Разработчиками данного метода предлагается синхронизированное использование РЛС ЗРК со вспомогательными источниками радиоизлучения (ИРИ) для создания на входе станции радиотехнической разведки (РТР) аддитивной смеси, неразрешаемой методами технического анализа [2; 3; 4].

Рассматривая такую смесь сигналов как единый зондирующий сигнал (ЗС) группировки РЛС, очевидно, что эхо-сигнал будет представлять собой аналогичную смесь. Поступление такого эхо-сигнала на приёмник РЛС может привести к созданию непреднамеренной помехи.

Таким образом, цель данной работы заключается в оценке качества выделения полезного сигнала из всей аддитивной совокупности радиоимпульсов, представляющей собой маскирующую сигнальную последовательность.

Отметим, что в РЛС применяется согласованная обработка поступающих эхо-сигналов. Поэтому подадим смесь нескольких типов ЗС на приёмники, согласованные с ними и проанализировав выходные последовательности, определим возможность извлечения полезных сигналов из такой смеси.

Для примера смоделируем ситуацию, при которой протяжённую цель, состоящую из совокупности блестящих точек, синхронизировано облучает пара ИРИ линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) и сверхкороткоимпульсным (СКИ) сигналами. Виды полученных типов сигналов, поступивших на цель и облучивших её три блестящие точки, представлены на рис. 1.

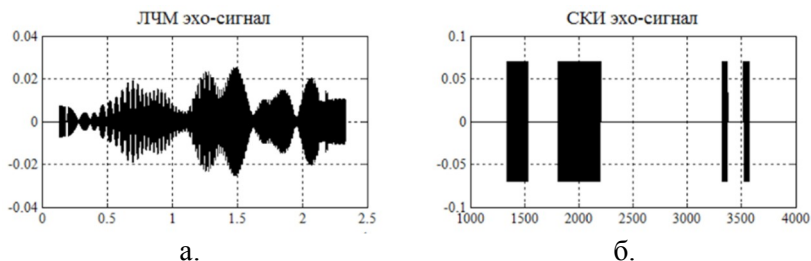


Рис. 1. Эхо-сигналы: а) ЛЧМ; б) СКИ

Направим данные реализации на вход согласованных приёмников (один согласован с ЛЧМ сигналом, а другой оптимален для СКИ). Известно, что наилучшее обнаружение на фоне белого гауссова шума обеспечивает фильтр, обладающий импульсной характеристикой, являющейся зеркальным отображением ЗС вдоль оси времени. Операцию фильтрации можно представить в виде свёртки входной реализации с импульсной характеристикой согласованного фильтра (СФ). Отклики СФ на исследуемые эхо-сигналы представлены на рис. 2.

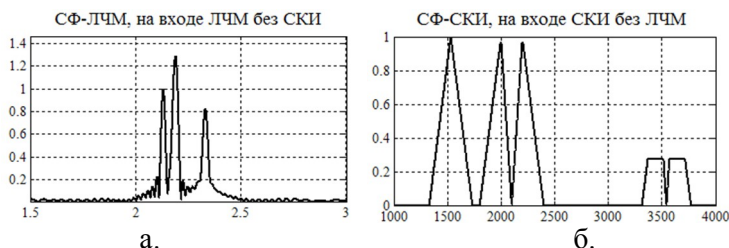


Рис. 2. Вид сигнала на выходе СФ: а) ЛЧМ; б) СКИ

Данные отклики отчётливо показывают наличие трёх блестящих точек. Просуммируем полученные реализации, причём рассмотрим несколько вариантов взаимного временного положения и подвергнем эти последовательности согласованной обработке. Сигналы на выходе оптимальных фильтров представлены на рис. 3. Отметим, что при различных временных положениях полученные результаты существенно не отличаются друг от друга.

Для оценки качества селекции полезных сигналов средствами и методами, использующимися в РЛС, на фоне различных помех принято использовать отношение сигнал-шум, определяемое так:

$$Q = \frac{P_{\text{сиг}}}{P_{\text{шум}}} = \left(\frac{U_{\text{сиг}}}{U_{\text{шум}}} \right)^2. \quad (1)$$

Проведённые расчёты показали, что для случая согласованной фильтрации ЛЧМ сигнала отношение сигнал-шум (Q) в среднем составляет $Q = 29,8$ дБ, а для оптимальной обработки СКИ сигнала – $Q = 29,3$ дБ.

Полученные результаты подтверждают возможность выделения из аддитивной смеси полезных сигналов, используемых для снижения разведодоступности. Согласно рис. 3, при прохождении аддитивной смеси через СФ происходит значительное превышение уровня полезного сигнала над мешающим (маскирующим).

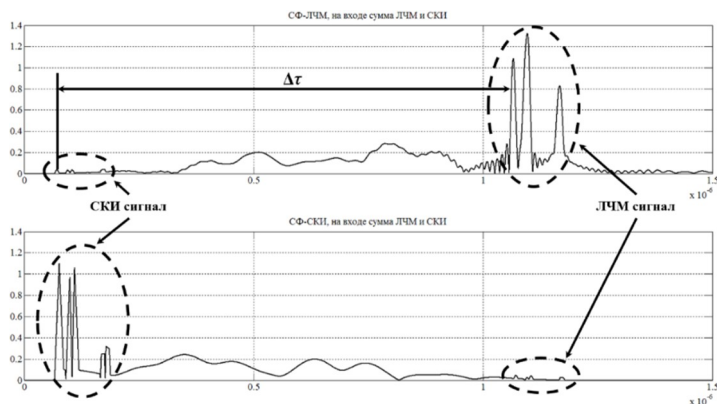


Рис. 3. Виды сигналов на выходах согласованных фильтров при воздействии аддитивной смеси

Такое превышение полезного сигнала над мешающим обусловлено согласованностью амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик фильтра с амплитудно-частотным и фазо-частотными спектрами сигнала, на который настроен данный фильтр. Временное разделение селектируемых сигналов (Δt , рис. 3) происходит из-за разных времён запаздывания, а также потому, что сигналы имеют разную длительность, при этом максимум отклика на эхо-сигнал достигается за счёт всей энергии сигнала, то есть только по его окончании.

Также можно утверждать, что и в случае одновременного окончания маскирующего и маскируемого сигналов, селекция полезного

сигнала существенно не затруднится. Объясняется такой эффект тем, что СФ является линейным устройством и подчиняется принципу суперпозиции, то есть все сигналы, использующиеся при создании неразрешаемой смеси, обрабатываются независимо.

Поэтому можно сделать вывод о возможности извлечения из аддитивной сигнальной последовательности, используемой в целях затруднения технического анализа станцией РТР, полезного эхо-сигнала РЛС ЗРК.

Литература

1. Куприянов, А.И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: учеб. пособие / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.

2. Литвинов, Н.Н. Анализ возможности нанесения информационного ущерба средствам радиотехнической разведки радиолокационными станциями с сетевым управлением / Н.Н. Литвинов, А.М. Лаврентьев // Вестник войсковой ПВО. Вып. 15; сост. А.И. Максимова. – Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2016. – С. 94–97.

3. Литвинов, Н.Н. Маскировка зондирующих сигналов группировкой разнотиповых радиолокационных станций / Н.Н. Литвинов, А.М. Лаврентьев // Вестник ЯВВУ ПВО. – Ярославль. – 2016. – № 3. – инв. № 2082. – С. 54–59.

4. Литвинов, Н.Н. Метод совместной синхронизированной работы группировки разнотиповых радиолокационных станций / Н.Н. Литвинов, А.М. Лаврентьев, С.В. Игнатьев // Вестник ЯВВУ ПВО. – Ярославль. – 2016. – № 3. – инв. № 2082. – С. 60–67.

*Д.А. Голубев,
к.т.н. С.Ф. Теслевич*

ТРАКТ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ СТАНДАРТА DMR

В последние годы военно-политическое руководство ведущих зарубежных стран развивает концепцию войн нового поколения, известных как гибридные войны. Концепция гибридных войн предполагает умелое и гибкое сочетание следующих основных групп факторов: военных, дипломатических, информационных и экономических. Собственно, в манипулировании содержанием этих групп факторов

заключается гибридность организации и хода ведения вооруженных конфликтов.

При организации управления и взаимодействия подразделений противоборствующих сторон в ходе вооруженного конфликта активно используются системы сотовой, спутниковой и транкинговой связи. В ходе ведения боевых действий возможен вывод из строя элементов системы сотовой связи, а применение аппаратуры спутниковой связи является дорогостоящим, поэтому широкое применение получили системы транкинговой радиосвязи, как правило, стандарта *DMR*.

Основные преимущества системы транкинговой радиосвязи стандарта *DMR*:

- низкое энергопотребление;
- минимальное время установления связи между абонентами;
- низкая стоимость оборудования;
- помехоустойчивость при передаче информации;
- увеличенная зона радиодоступа абонентов сети.

В системе транкинговой радиосвязи стандарта *DMR* используются как аналоговые, так и цифровые сигналы, а также применяется шифрование передаваемой информации. В этих условиях возрастает роль системы определения местоположения (ОМП) источников радиоизлучений (ИРИ), точность которой зависит от точности измерения координатно-информативных параметров (КИП) радиосигнала, на которую, в свою очередь, влияют различные факторы, в том числе, отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе измерителя и реализованные в нем алгоритмы. В качестве КИП могут использоваться амплитуда, частота, разность фаз, взаимная задержка радиосигнала, принятого в пространственно-разнесенных пунктах приема [1].

Одним из направлений повышения точности измерения координат ИРИ является внедрение новых методов измерений КИП радиосигнала. Задача измерения КИП в существующих системах решается путем применения методов спектральной обработки сигналов. В качестве базового используется метод быстрого преобразования Фурье, с последующим вычислением разности фаз радиосигнала. Преобразование Фурье обладает высокой вычислительной скоростью, но имеет недостаток в виде низкой помехоустойчивости.

Для повышения точности измерений КИП радиосигнала в работе предлагается совместное применение методов измерения на частотах

модуляции и посимвольного перемножения реализаций спектра [2, 3]. Поскольку спектральные составляющие шумовой компоненты наблюдаемого входного сигнала не коррелированы от реализации к реализации, то в результирующем спектральном образе их номинальное значение с увеличением общего числа реализаций стремится к медианному значению спектра наблюдаемого сигнала.

На основе предложенных технических решений разработан тракт пеленгования ИРИ стандарта *DMR*. Для практической реализации тракта в существующих средствах ОМП ИРИ необходимо внесение изменений только на программном уровне. Адекватность предложенных технических решений проверялась в среде программирования виртуальных приборов *LabVIEW*.

Результаты моделирования свидетельствуют о повышении точности определения координат ИРИ стандарта *DMR*, за счет уменьшения ошибки измерения разности фаз радиосигнала при малых значениях ОСШ.

Литература

1. Махетов, А.Б. Теоретические основы радиопеленгации / А.Б. Махетов. – Череповец: ЧВИИРЭ. 2010. – 278 с.
2. Нохрин, О.А. Различение радиосигналов с фазовой и квадратурной амплитудной модуляцией / О.А. Нохрин, В.В. Печурин // Научные технологии. – 2010. – Т. 11. – № 9. – С. 10–14.
3. Дворников, С.В. Метод обнаружения на основе посимвольного перемножения реализаций спектра наблюдаемого процесса с автоматическим расчетом порога принятия решения / С.В. Дворников // Научное приборостроение. – 2004. – Т. 14. – № 4. – С. 92–97.

*к.т.н. В.В. Печурин,
Ю.Н. Гайчук,
М.Т. Балдычев*

ВЛИЯНИЕ КОЛИЧЕСТВА БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

В настоящее время особую актуальность приобретает применение беспилотных летательных аппаратов (БЛА) для решения задач

поиска и обнаружения пропавших аварийных маячков и других источников радиоизлучения (ИРИ). Это обусловлено возможностью доставки и непосредственного их размещения и барражирования над районом нахождения пропавших ИРИ, особенно в местах труднодоступных для наземных средств передвижения.

Известно, что минимальную погрешность определения координат ИРИ из существующих пассивных методов обеспечивает разностно-дальномерный метод (РДМ) определения местоположения (ОМ) [0]. При этом в литературе достаточно подробно рассмотрены вопросы исследования погрешности определения местоположения ИРИ РДМ ОМ в двухмерном пространстве. Однако, в связи с тем, что рельеф местности Земли является неровным, и на нем присутствуют некоторые естественные и искусственные препятствия (горные возвышенности, заброшенные постройки, шахты, и т. д.), необходимо исследование погрешности определения местоположения ИРИ, с определением высоты их нахождения, в трехмерном пространстве.

Основой РДМ ОМ является измерение разности расстояний от ИРИ до размещенных в разных точках пространства опорного и периферийных пунктов приема (ПП), которые конструктивно входят в состав БЛА. Расстояние от ИРИ до i -го ПП в пространстве описывается выражением

$$r_i = \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2}, \quad (1)$$

где (x, y, z) – координаты ИРИ, (x_i, y_i, z_i) – координаты i -го ПП в пространстве, $i = 1, \dots, N$ – номер ПП, N – количество ПП.

Погрешность ОМ в пространстве рассчитывается в соответствии с выражением:

$$\frac{\sigma}{\sigma_{\Delta r}} = \left[\text{tr} \left((H^T H)^{-1} \right) \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2)$$

где $\sigma_{\Delta r}$ – погрешность определения разности расстояний, $\text{tr}(\)$ – след матрицы, рассчитывающийся как сумма элементов главной диагонали матрицы, H – матрица частных производных от r_i , $(\)^T$ – транспонированная матрица, $(\)^{-1}$ – обратная матрица.

Матрица $(H^T H)^{-1}$ является ковариационной матрицей погрешностей ОМ, а элементы ее главной диагонали представляют собой дисперсии ошибок пространственных координат $(\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2)$ [0].

Матрица частных производных по $\frac{\partial r_i}{\partial x}, \frac{\partial r_i}{\partial y}, \frac{\partial r_i}{\partial z}$ для РДМ имеет вид

$$H = \begin{bmatrix} \frac{x-x_2}{r_2} - \frac{x-x_1}{r_1} & \frac{y-y_2}{r_2} - \frac{y-y_1}{r_1} & \frac{z-z_2}{r_2} - \frac{z-z_1}{r_1} \\ \frac{x-x_3}{r_3} - \frac{x-x_1}{r_1} & \frac{y-y_3}{r_3} - \frac{y-y_1}{r_1} & \frac{z-z_3}{r_3} - \frac{z-z_1}{r_1} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{x-x_N}{r_N} - \frac{x-x_1}{r_1} & \frac{y-y_N}{r_N} - \frac{y-y_1}{r_1} & \frac{z-z_N}{r_N} - \frac{z-z_1}{r_1} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Из этого следует, что погрешность ОМ ИРИ, без учета погрешности определения разности расстояний, зависит только от количества, собственного местоположения ПП и координат ИРИ. Это обуславливает необходимость исследования геометрии взаимного расположения БЛА в пространстве, в том числе их необходимого количества, с целью максимального снижения погрешности ОМ ИРИ.

Известно, что для организации разностно-дальномерной системы определения местоположения ИРИ в пространстве требуется не менее четырех ПП [0], которые должны находиться в вершинах тетраэдра на рассчитанных высотах. При такой геометрии расположения ПП в пространстве погрешность ОМ ИРИ зависит от высоты подъема всех ПП над поверхностью и расстояния между ПП, находящимися в основании тетраэдра. Минимальная погрешность ОМ ИРИ обеспечивается под опорными ПП, находящемся в вершине тетраэдра над его нижним основанием. Высота подъема опорного ПП не влияет на погрешность ОМ ИРИ в точке под ним [0].

Из [0] следует, что оптимальной геометрией расположения в пространстве ПП, количество которых стремится к бесконечности, является конус. В частных случаях это будет пирамида с количеством вершин в основании $N - 1$. Исследуем в соответствии с выражениями (1–3), как изменяется погрешность σ_0 ОМ ИРИ в точке под опорным ПП в зависимости от количества периферийных ПП, а также расстояния между ними и опорным ПП, т. е. радиуса основания пирамиды r .

При исследованиях зависимости погрешности ОМ от количества ПП были приняты следующие ограничения: размер района поиска

ИРИ 50×50 км, высота подъема периферийных БЛА $h_{\text{БЛА}} = 1$ км, высота опорного БЛА $h_0 = 1,5$ км. Вычисления проводились для погрешности ОМ $\sigma / \sigma_{\Delta r}$, без учета погрешности определения разности расстояний. Результаты представлены на рис. 1. Из рисунка видно, что погрешность ОМ ИРИ под опорным ПП уменьшается при увеличении количества ПП и радиуса основания пирамиды. При этом чем больше количество ПП и радиус основания пирамиды, тем меньше изменяется погрешность ОМ. При увеличении числа ПП до 1 000 при $r = 5$ км погрешность ОМ уменьшается до 0,076 м, при $r = 25$ км – до 0,0714 м. В целом выбор числа ПП зависит от их стоимости и требований к погрешности ОМ.

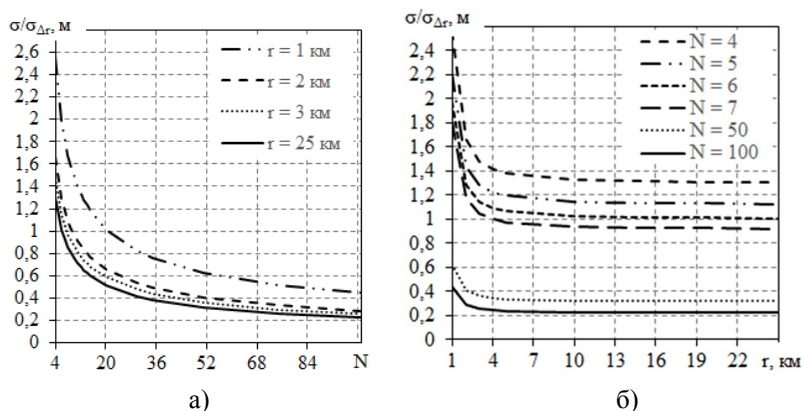
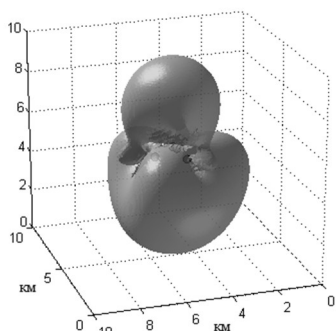


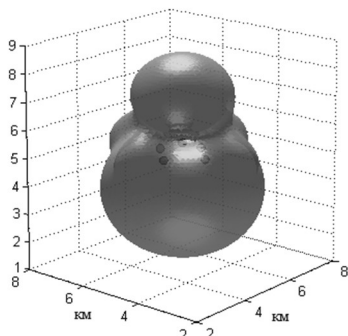
Рис. 1. Зависимость погрешности ОМ $\sigma / \sigma_{\Delta r}$ от: а) количества периферийных ПП N ; б) радиуса основания пирамиды r

Увеличение радиуса пирамиды больше 10 км становится не целесообразным в связи с тем, что погрешность ОМ далее уменьшаться незначительно. Исходя из этого дальнейшие исследования погрешности ОМ были проведены для района поиска ИРИ 10×10 км.

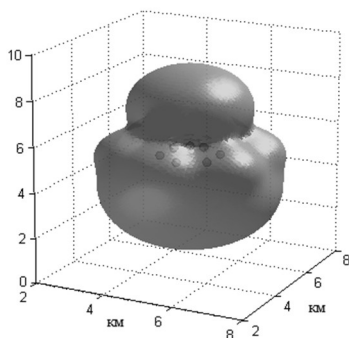
На рис. 2 показаны поверхности равной погрешности для различного числа периферийных ПП. При этом для того, чтобы их было визуально лучше рассмотреть, поверхности были рассчитаны для погрешностей ОМ, при которых фигура имеет наибольший объем в границах рисунка.



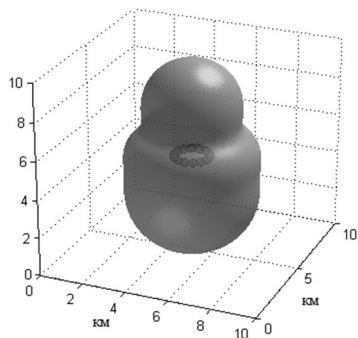
$$N=4, \sigma/\sigma_{\Delta r} = 42 \text{ м}$$



$$N=5, \sigma/\sigma_{\Delta r} = 39 \text{ м}$$



$$N=7, \sigma/\sigma_{\Delta r} = 32 \text{ м}$$



$$N=15, \sigma/\sigma_{\Delta r} = 21 \text{ м}$$

Рис. 2. Поверхности равной погрешности при различном количестве ПП

Кроме этого, были проведены исследования зависимости погрешности ОМ от количества ПП и высоты их подъема $h_{\text{БЛА}}$. При этом были приняты следующие ограничения: высота подъема периферийных ПП $h_{\text{БЛА}} \leq 10$ км, высота опорного ПП $h_0 = h_{\text{БЛА}} + 500$ м. Вычисления проводились для погрешности ОМ $\sigma/\sigma_{\Delta r}$ без учета погрешности определения разности расстояний. Результаты представлены на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что минимальная погрешность ОМ ИРИ достигается при размещении ПП на самой низкой исследуемой высоте в 100 м. Однако в некоторых условиях не всегда представляется возможным размещать ПП на низких высотах.

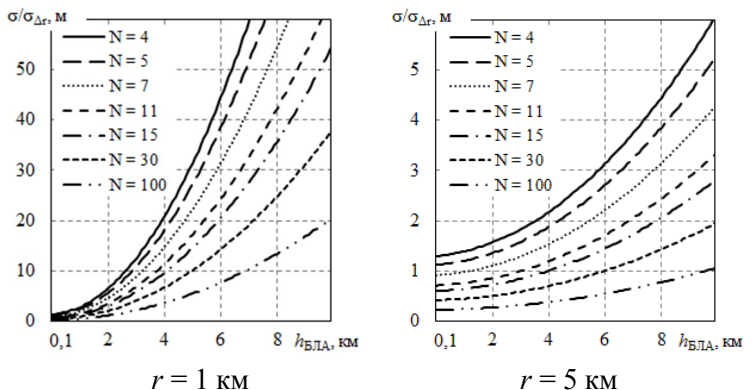


Рис. 3. Зависимость погрешности ОМ $\sigma/\sigma_{\Delta r}$ от высоты подъема периферийных ПП $h_{\text{БЛА}}$

Поэтому для снижения погрешности ОМ целесообразно увеличивать радиус основания пирамиды. Так, например, увеличение радиуса основания пирамиды с 1 км до 5 км приводит приблизительно к десятикратному снижению погрешности ОМ. Но, как следует из рис. 1, дальнейшее увеличение радиуса основания пирамиды становится не целесообразным в связи с тем, что погрешность ОМ далее уменьшается незначительно.

Таким образом, из проведенного исследования следует, что для снижения погрешности ОМ ИРИ в разностно-дальномерной системе из группы БЛА, необходимо размещать ПП в вершинах пирамиды. Кроме этого снижение погрешности ОМ достигается уменьшением высоты подъема ПП, увеличением количества периферийных ПП и расстояния между ними. Оптимальной геометрией расположения в пространстве ПП, количество которых стремится к бесконечности, является конусная пирамида. В частных случаях это будет пирамида с количеством вершин в основании, равным числу периферийных ПП.

Литература

1. Кондратьев, В.С. Многопозиционные радиотехнические системы / В.С. Кондратьев, А.Ф. Котов, Л.Н. Марков; под ред. проф. В.В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.

2. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц; под ред. Д.П. Желобенко: изд. 2-е доп. – М.: Наука, 1966. – 576 с.

3. Сайбель, А.Г. Введение в теорию определения местоположения объектов радиотехническими методами / А.Г. Сайбель. – СПб.: Военный инженерно-космический университет имени А.Ф. Можайского, 2000. – 93 с.

4. Гайчук, Ю.Н. Исследование погрешности определения местоположения источников радиоизлучений группой БЛА / Ю.Н. Гайчук, В.В. Печурин, Ю.И. Серебряков. – Наукоемкие технологии. – 2016. – № 12. Т. 17. – С. 34–39.

*К.Л. Овчаренко,
д.т.н., профессор И.Ю. Еремеев*

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского

**МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЛИПСОИДА ОШИБОК
ПРИ ОЦЕНИВАНИИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА
РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ЦЕЛЬЮ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО
МАРШРУТА ПОЛЁТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО
АППАРАТА**

В настоящее время всё более широкое применение для определения местоположения (ОМП) источников радиоизлучения (ИРИ) получают беспилотные летательные аппараты (БЛА). В связи с этим задача выбора такого маршрута полета, при котором обеспечивается максимальная точность ОМП при наименьших затратах ресурсов и времени, становится все более актуальной.

В статье [1] автором предложен алгоритм ОМП ИРИ и обоснование маршрута полёта БЛА, где в качестве меры точности ОМП выступает площадь эллипса. Применение указанного подхода на практике, без учета высоты полета измерителя на БЛА, может привести к существенным погрешностям.

Таким образом, целью статьи является разработка методического аппарата для построения эллипсоида ошибок и вычисления его объема с целью выбора оптимального маршрута БЛА в пространстве. Под оптимальным маршрутом понимается такой маршрут, который обеспечивает минимальный объем эллипсоида ошибок при наименьших затратах ресурсов и времени.

По аналогии с постановкой задачи в работе [1], исходными данным для отыскания оценки вектора координат ИРИ $\tilde{X} = (\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{z})$ в трехмерном пространстве являются: множество векторов координат БЛА $\{(x_i, y_i, z_i)\}_N$, в которых были сделаны N измерений псевдодальности $\{\tilde{R}_i\}_N$ с постоянной систематической ошибкой R_s и случайной ошибкой измерения, распределенной по нормальному закону со среднеквадратическим отклонением, равным σ [1]. С учётом допущения о независимых измерениях псевдодальности и нормальном законе распределения \tilde{R}_i , функция правдоподобия представляет собой произведение условных гауссовских функций плотности вероятности

$$W(\tilde{R}_1, \tilde{R}_2, \dots, \tilde{R}_N / x, y, z) = \prod_{i=1}^N W(\tilde{R}_i / x, y, z) =$$

$$= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \right)^N \cdot e^{-\frac{1}{2\sigma^2} \cdot \sum_{i=1}^N \left(\sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} + R_s - \tilde{R}_i \right)^2}. \quad (1)$$

В этом случае, оценка местоположения ИРИ может быть найдена как аргумент максимизации функции правдоподобия (1)

$$(\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{z}) = \underset{\{x, y, z\}}{\operatorname{argmax}} \left(W(\tilde{R}_1, \tilde{R}_2, \dots, \tilde{R}_N / x, y, z) \right). \quad (2)$$

Оценки вектора координат $\tilde{X} = (\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{z})$, полученные методом максимального правдоподобия, распределены по нормальному закону, с математическим ожиданием $E_{\tilde{X}}$ равным истинному положению ИРИ в пространстве. Поэтому трехмерная плотность распределения координат $\varphi_{\tilde{X}}$ описывается многомерным распределением следующего вида:

$$\varphi_{\tilde{X}} = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^3 |I^{-1}|}} e^{-\frac{1}{2}(X - E_{\tilde{X}})^T I^{-1} (X - E_{\tilde{X}})}, \quad (3)$$

где I – матрица Фишера, сформированная на основе функции правдоподобия (1).

Поверхность равной плотности вероятности – эллипсоид ошибок может быть построен, если приравнять показатель степени экспоненты в выражении (3) к некоторой постоянной величине λ_p^2 [2]:

$$(X - E_{\bar{x}}) \cdot I \cdot (X - E_{\bar{x}})^T = \lambda_p^2. \quad (4)$$

Для вычисления площади эллипсоида необходимо выполнить приведение уравнения (4) к каноническому виду: $\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{c^2} = \lambda_p^2$, в ходе которого на **первом этапе** осуществляется переход к новой системе координат с началом в точке, совпадающей с центром эллипсоида, заменой X на $X' = X - E_{\bar{x}}$. С учетом этого левая часть выражения (4) преобразуется следующим образом: $X' \cdot \Phi \cdot (X')^T$.

На **втором этапе** матрица Фишера приводится к диагональному виду путём преобразования подобия $I = T\Lambda T^{-1}$, где T – ортогональная матрица собственных векторов I , $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$ – диагональная матрица, состоящая из собственных значений матрицы Фишера.

На **третьем этапе** вводится замена $X'' = X' \cdot T$, с учётом которой осуществляется переход к выражению вида

$$\begin{aligned} (XT) \cdot \Lambda \cdot (T^{-1}(X')^T) &= X'' \cdot \Lambda \cdot (X'')^T = \\ &= (x'')^2 \lambda_1 + (y'')^2 \lambda_2 + (z'')^2 \lambda_3 = \lambda_p^2. \end{aligned} \quad (5)$$

Вычисление полуосей (a, b, c) и объема (V) эллипсоида ошибок выполняется на **четвёртом этапе** следующим образом:

$$a = \frac{\lambda_p}{\sqrt{\lambda_1}}, \quad b = \frac{\lambda_p}{\sqrt{\lambda_2}}, \quad c = \frac{\lambda_p}{\sqrt{\lambda_3}}, \quad V = \frac{4}{3} \pi abc.$$

Значение λ_p , соответствующее заданной вероятности попадания оценки координат ИРИ внутрь эллипса ошибок $P(\lambda_p)$, выбирается с учётом следующего выражения [2]:

$$P(\lambda_p) = \Phi(\sqrt{2}\lambda_p) - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \lambda_p \cdot e^{-\lambda_p^2}, \quad (6)$$

где $\Phi(\sqrt{2}\lambda_p)$ – функция распределения нормального закона.

Так например, для эллипсоида ошибок, обладающего тем свойством, что вероятность нахождения в нем оценки местоположения ИРИ равна 0,95, параметр $\lambda_p = 2,382$.

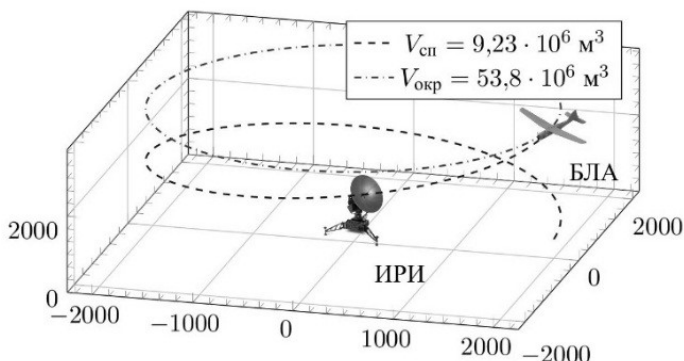


Рис. 1. Зависимость объема эллипсоида от маршрута полета

Результат применения разработанной методики изображен на рисунке. Здесь ИРИ находится в центре начала координат. БЛА выполняет облет ИРИ по окружности с радиусом 2 000 метров, а также по спиральной траектории, где высота полёта изменяется от 3 500 до 500 метров. Величина среднеквадратического отклонения ошибки измерения псевдодальности σ принимается, равной 300 метрам. Как видно из рисунка, при маршруте движения по спиральной траектории, объём эллипсоида ошибок в пять раз меньше, чем при движении по окружности.

Таким образом, разработанная в настоящей статье методика построения эллипсоида ошибок может быть использована для априорного оценивания точности ОМП и выбора оптимального маршрута движения БЛА.

Литература

1. Овчаренко, К.Л. Алгоритм расчета координат источника радиоизлучения дальномерным методом при однопозиционных измерениях с систематической ошибкой / К.Л. Овчаренко // Телекоммуникации. – 2014. – № 6. – С. 6–13.
2. Сайбель, А.Г. Основы теории точности радиотехнических методов местоопределения: учеб. пособие / А.Г. Сайбель. – М.: ГИОП, 1958. – 53 с.

*С.В. Богдановский,
к.т.н., доцент А.Н. Симонов*
Военная академия связи имени С.М. Буденного;
*к.т.н., доцент И.В. Демичев,
С.Ф. Теслевич*

ЛАБОРАТОРНЫЙ МАКЕТ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ПЕЛЕНГАТОРА

В настоящее время неуклонно повышается интерес к вопросам теории и практики измерения координат различных объектов. Одним из основных направлений координатометрии является определение местоположения (ОМП) источников радиоизлучения (ИРИ) по пересечению пеленгов, измеряемых с помощью радиопеленгаторов. В основе радиопеленгования лежит постоянство скорости электромагнитной волны (ЭМВ) и прямолинейность распространения радиоволн. Традиционно физической основой любого метода пеленгования радиосигналов принято считать различие времени прихода ЭМВ в разнесенные точки пространства. При этом точность пеленгования радиосигналов неизвестной поляризации классическими способами, ориентированными на обработку ЭМВ определенной поляризации, дает значительные погрешности пеленгования, если поляризационные характеристики пеленгаторной антенной системы (АС) не согласованы с поляризацией принимаемых волн. Повышение точности пеленгования в большинстве случаев достигается увеличением базы пеленгаторной АС, то есть разнесением в пространстве антенных элементов пеленгаторной АС [1, 2].

В [3] описана возможность выявления направления на ИРИ с помощью сосредоточенной АС, способной определить поляризацию радиосигнала в точке приема.

Таким образом, необходимо разработать лабораторный макет поляризационного пеленгатора для оценки точности измерения пространственных параметров радиосигнала различными алгоритмами реализации поляризационного метода пеленгования ИРИ.

В состав макета поляризационного пеленгатора (рис. 1) входят: антенно-мачтовая система; приемно-измерительная система; автоматизированное рабочее место (АРМ) управления и обработки.

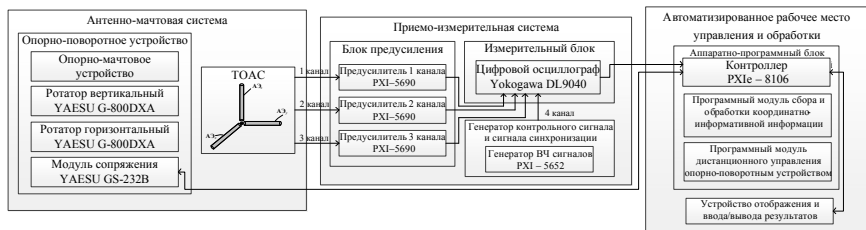


Рис. 1. Структурная схема лабораторного макета поляризационного пеленгатора

Лабораторный макет поляризационного пеленгатора разработан по промышленному стандарту PXI, который определяет компактную модульную платформу на базе персонального компьютера (ПК) для систем тестирования, измерения и управления. Стандарт PXI поддерживает механические, электрические и программные возможности, рассчитанные на использование в промышленных измерительных приборах, системах управления и автоматизации, а также в системах сбора и обработки данных (рис. 2).

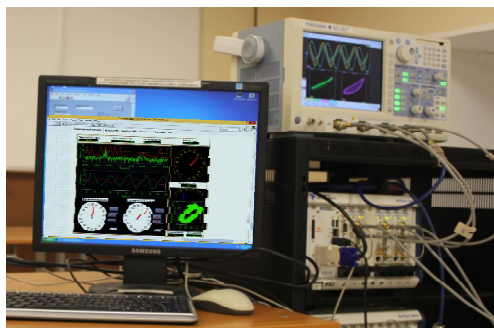


Рис. 2. Внешний вид лабораторного макета поляризационного пеленгатора

Антенно-мачтовая система лабораторного макета состоит из антенной системы, в качестве которой используется TOAC [4] и опорно-поворотное устройство.

Опорно-поворотное устройство состоит из вертикального и горизонтального ротаторов *YAESU G-800DXA*, обеспечивающих поворот *TOAC* в двух плоскостях, двух поворотных устройств и блока сопряжения *YAESU GS-232B*.

Приемно-измерительная система макета поляризационного пеленгатора состоит из блока предусиления, генератора контрольного сигнала и измерительного блока.

Автоматизированное рабочее место управления и обработки состоит из аппаратно-программного блока обработки результатов измерений и устройства отображения и ввода/вывода результатов.

Программный модуль обработки и расчета КИП выполнен в виде модуля специального программного обеспечения в среде программирования виртуальных приборов *LabVIEW*.

Основным элементом программы обработки и расчета КИП является поляризационный пеленгатор, интерфейс которого состоит из пяти основных панелей (рис. 3):

1. Амплитудно-частотного распределения (поз. 1, рис. 3).
2. Амплитудно-временного распределения радиосигнала по трем каналам приема (поз. 2, рис. 3).

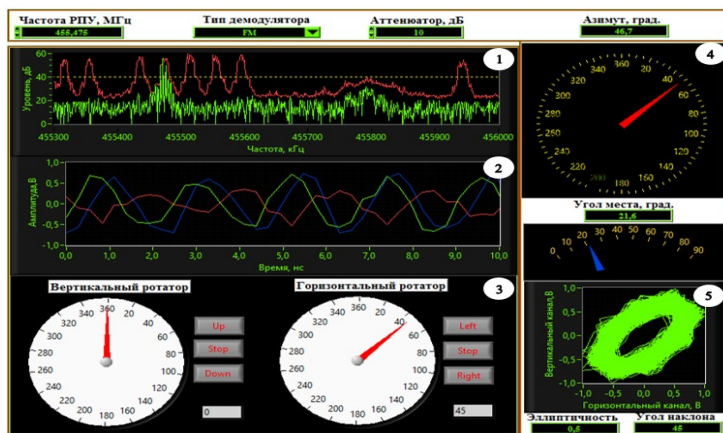


Рис. 3. Интерфейс программы поляризационного пеленгатора

3. Параметры опорно-поворотного устройства. (поз. 3, рис. 3).
4. Пространственные параметры радиосигнала. (поз. 4, рис. 3).
5. Поляризационные параметры радиосигнала. (поз. 5, рис. 3).

Разработанный макет поляризационного пеленгатора радиосигналов обеспечивает пеленгование эллиптически поляризованного радиосигнала, а также за счет применения вертикального и горизон-

тального ротатора может пеленговать радиосигналы линейной поляризации. Лабораторный макет поляризационного пеленгования может использоваться при проведении лабораторных и практических работ по техническим специальностям.

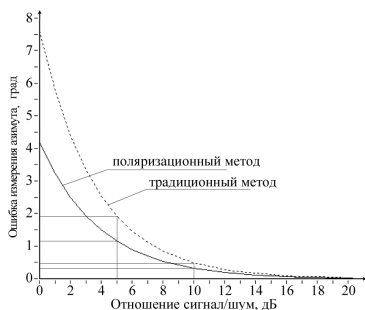


Рис. 4. Графическое представление результатов оценки эффективности поляризационного метода пеленгования при измерении угла азимута

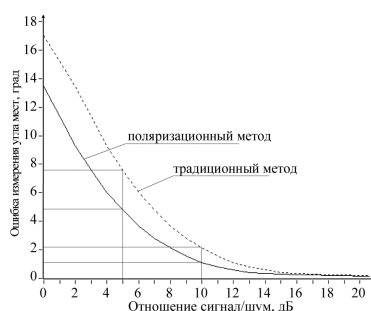


Рис. 5. Графическое представление результатов оценки эффективности поляризационного метода пеленгования при измерении угла места

С использованием макета были проведены эксперименты по исследованию возможности применения поляризационного метода пеленгования, и проведена оценка точности измерения пространственных параметров радиосигнала (рис. 4 и рис. 5). Анализ эффективности предложенных алгоритмов показал повышение точности измерений азимута и угла места на ИРИ [3].

Литература

1. Канарейкин, Д.Б. Поляризация радиолокационных сигналов / Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин. – М.: Сов. радио, 1966. – 440 с.
2. Комарович, В.Ф. Методы пространственной обработки радиосигналов / В.Ф. Комарович, В.В. Никитченко. – Л.: ВАС. – 1989. – 278 с.
3. Богдановский, С.В. Поляризационный метод пеленгования источников радиоизлучения в пространстве / С.В. Богдановский, А.Н. Симонов, С.Ф. Теслевич // Наукоемкие технологии. – 2016. – Т. 17. – № 12. – С. 40–43.

4. Богдановский, С.В. Пространственно-поляризационная модель источника радиоизлучения на основе математики кватернионов / С.В. Богдановский, А.Н. Симонов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 5. – С. 60–64.

В.Н. Куимов

МОДЕЛЬ УГЛОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ

Одним из методов добывания информации об источнике радиоизлучения (ИРИ) является определение его местоположения. Задача местоопределения ИРИ в диапазоне УКВ чаще всего решается с использованием угломерной системы (комплекса) местоопределения. При практическом применении угломерной системы местоопределения приходится решать множество проблем, связанных, главным образом, с повышением точности определения местоположения ИРИ в различных условиях обстановки. В частности, решаются задачи:

- выбора оптимального размещения элементов системы местоопределения на местности;
- выбора способа расчета местоположения ИРИ при наличии выборки пеленгов на него;
- выбора способа отбраковки ложных пеленгов;
- разделения близкорасположенных ИРИ, работающих на одной частоте и др. [1, 2].

Существуют различные методы решения данных задач, одним из которых является математическое моделирование. На начальном этапе моделирования определимся с условиями функционирования системы местоопределения и ограничениями, накладываемыми на модель. Так как задача местоопределения решается для диапазона УКВ, то зона местоопределения ограничена дальностью распространения радиоволн и составит (для летно-подъемных средств) до 300 км. Количество станций пеленгования – обычно не более трех. Расстояние между станциями определяется оперативными требованиями и возможностями системы радиосвязи и обычно составляет порядка 15 км [3]. Источники радиоизлучения, принадлежащие одной радиосети, обычно работают на одной частоте. Количество источников в радиосети в среднем не более пяти. Таким образом, было принято решение реализовать модель угломерной системы место-

определения, состоящую из трех станций местоопределения и позволяющую формировать массив пеленгов на источник(и) радиоизлучения и массив "засечек" на данные источники с учетом инструментальной ошибки каждого пеленгатора. Так как количество формируемых пеленгов достаточно велико, в качестве ограничения функционирования модели будем считать, что инструментальная ошибка пеленгатора распределена по нормальному закону. Также, учитывая относительно небольшую площадь, на которой функционирует реальная система местоопределения диапазона УКВ, расчеты пеленгов и "засечек" будем проводить для "плоской" земли.

Упрощенный алгоритм работы модели представлен на рис. 1 и включает:

1. Блок ввода исходных данных, который обеспечивает ввод координат трех пеленгаторов и их инструментальные ошибки, ввод количества источников радиоизлучения (от одного до пяти) и их координаты, ввод количества формируемых каждым пеленгатором пеленгов на каждый источник (до 1 000).

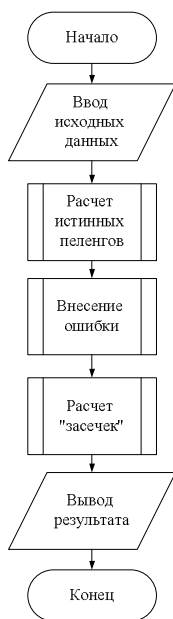


Рис. 1. Упрощенный алгоритм работы модели

2. Блок расчета истинных пеленгов позволяет при заданных исходных данных рассчитать истинные пеленги на каждый источник.

3. Блок внесения ошибки в истинные пеленги, который используя истинное значение пеленга в качестве математического ожидания, а инструментальную ошибку каждого пеленгатора в качестве среднеквадратического отклонения формирует, используя нормальный закон распределения, массив пеленгов для каждого пеленгатора на каждый источник (до 1 000 пеленгов).

4. Блок расчета "засечек", используя полученные в блоке 3 пеленги, рассчитывает координаты точек их пересечения и формирует массив "засечек".

5. Блок вывода результатов позволяет выводить полученные в блоках 3 и 4 массивы пеленгов и "засечек" в виде таблицы на экране монитора компьютера и при необходимости сохранять их в файлы в формате программы *Excel* для дальнейшего использования.

Представленный на рис. 1 алгоритм реализован в виде программного продукта на языке *Borland C++*. Результаты, полученные в ходе моделирования, могут быть использованы:

- в ходе групповых и практических занятий при изучении угломерных комплексов местоопределения диапазона УКВ;
- при проведении исследований по выбору оптимального размещения элементов системы местоопределения на местности;
- при проведении исследований по выбору способа расчета местоположения ИРИ;
- при проведении исследований по выбору способа отбраковки ложных пеленгов;
- при проведении исследований по разделению близкорасположенных ИРИ, работающих на одной частоте.

Литература

1. Вартанесян, В.А. Радиопеленгация / В.А. Вартанесян, Э.Ш. Гойхман, М.И. Рогаткин. – М.: Воениздат МО СССР, 1966.
2. Радиомониторинг – задачи, методы, средства; под ред. А.М. Рембовского; 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010.
3. Агеев, П.А. Военно-технические основы построения и боевого применения комплексов местоопределения. Ч. 6: Автоматизированный комплекс "Торн-МДМ": учеб. пособие / П.А. Агеев, С.Ф. Теслевич, Д.С. Канарский, А.М. Арбузов. – Череповец: Фил. Воен. акад. МО РФ, 2014.

к.п.н., доцент Н.И. Биркун,
Е.Ю. Субботина

Академия Федеральной службы охраны России, г. Орёл

ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПРИЕМНИКА ДЛЯ СИГНАЛОВ С ОГРАНИЧЕННОЙ ПОЛОСОЙ ПРОПУСКАНИЯ В УСЛОВИЯХ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ

В настоящее время многие приложения требуют точного определения местоположения как в помещении, так и в условиях городских застроек. В таких ситуациях, позиционирование с помощью глобальных навигационных спутниковых систем демонстрирует слабую производительность из-за низкой мощности принимаемого сигнала, а также многолучевого распространения [1].

В противоположность этому, сотовые сети радиосвязи, такие как *3GPP-LTE*, обеспечивают превосходное покрытие в городских застройках, и это делает их интересными для позиционирования. Стандарт *3GPP LTE* вводит технологии позиционирования такие, как: вспомогательная глобальная навигационная спутниковая система (*Assisted GNSS – A-GNSS*); методы, базирующиеся на *Cell-ID*; наблюдаемая разница по времени прибытия (*Observed Time Difference of Arrival – OTDOA*). Стандарт *3GPP-LTE* также предусматривает дополнительные ресурсы связи для определения местоположения в сети *3GPP-LTE*, так называемые, опорные сигналы позиционирования (*Positioning Reference Signals – PRSs*). *PRSs* разделены во времени или частоте для соседних базовых станций. Для *PRSs* стандарт *3GPP-LTE* определяет полосу пропускания нисходящей линии связи от 1,4 МГц до 20 МГц.

Однако в городских застройках мешают не только помехи различных базовых станций. Представляет собой серьезную проблему для определения местоположения и многолучевое распространение, так как оно уменьшает точность позиционирования в этих условиях. Кроме того, в пределах дальности связи приемника могут быть доступны только одна или две базовые станции. А для того, чтобы отслеживать местоположение приемника с помощью *OTDOA*, в пределах его дальности связи должны быть, по меньшей мере, три базовые станции, при условии, что его первоначальное положение, примерно, известно. Это необходимо для того, чтобы избежать неоднозначности оценки позиции, основанной на пересечении двух гипербол *OTDOA*.

Стратегии для смягчения влияния многолучевого распространения на точность позиционирования, как правило, основаны на оценке канального импульсного отклика (*channel impulse response – CIR*). Эти алгоритмы имеют схожесть в том, что они определяют *CIR* и устраняют влияния многолучевых компонентов (*multipath components – MPCs*), возникающих из-за отражений. Текущие результаты исследований показывают, что *MPCs* могут быть использованы для позиционирования различными способами. Одним из способов является метод, известный в зарубежной литературе как "*fingerprint*". В его основе лежит идея позиционирования с использованием заранее сформированной базы данных, в которой хранятся сведения о значениях метрики для точек с известными координатами. Другие подходы не предполагают такого априорного знания и интерпретируют каждую *MPC*, которая передается от виртуального передатчика. К таким подходам можно отнести алгоритм, названный в зарубежной литературе "*Channel-SLAM*". Он обрабатывает каждый *MPC* как сигнал прямой видимости от статического виртуального датчика, положение которого неизвестно получателю. Алгоритм оценивает местоположение виртуальных передатчиков, а затем, на основе этой оценки, и местоположение приемника. Все схемы, эксплуатирующие *MPCs*, сильно зависят от способности определять и различать полученные *MPCs*, которые непосредственно связаны с полосой пропускания используемых сигналов. По этой причине большинство современных исследований, использующих подход многолучевого распространения для позиционирования, предполагают сигналы высокой пропускной способности, такие как сверхширокополосные (СШП). Для таких систем необходимо учитывать интерференцию.

В данной работе исследуется возможность использования *3GPP-LTE* сигнала с ограниченной полосой до 20 МГц для абонента в условиях городской застройки. Цель состоит в том, чтобы определить отдельные *MPCs*, прибывающие на движущийся приемник с помощью усовершенствованного алгоритма обработки сигнала и, таким образом, отслеживать местоположение получателя с течением времени. Необходимо, чтобы начальное положение приемника было известно. Кроме того, предполагается, что имеются необходимые знания об основной геометрии застройки, поэтому можно оценить позиции виртуальных базовых станций в совершенстве.

Метод и алгоритм. Предполагается, что окружение статично. Таким образом, виртуальные передатчики, возникающие из-за отражений от стен, являются статическими. Физическая базовая станция (*base station – BS*) излучает сигнал, который поступает в приемник через путь непрямой видимости из-за отражения от стен. Следовательно, его можно рассматривать как сигнал, посылаемый от виртуальной базовой станции (*virtual base station – VBS*). Когда приемник движется, положение виртуальной базовой станции не меняется. Кроме того, *BS* и *VBS* синхронизированы, так как они ведут передачу в одно и то же время. Поэтому можно предположить, что каждая *VBS* для каждого отражения статична. Эта концепция может быть расширена до двойного отражения, а также до локальных рассеивателей [1]. В случае рассеивателей, *VBS* будет иметь дополнительную задержку смещения относительно *BS*. Так как приемник находится в движении, то параметры одиночного MPC будут меняться с течением времени. В частности, могут возникнуть новые пути и исчезнуть уже существующие. Для отслеживания одного MPC с течением времени необходимо реализовать фильтр Калмана [2]. Этот алгоритм отслеживания является ядром алгоритма обработки сигналов и позволяет динамически описывать постепенные изменения MPCs в терминах задержки и амплитуды в приемнике [1]. В частности, контролируется их общая продолжительность жизни, т. е. расстояние перемещения приемника, в течение которого наблюдается путь. Это важно, так как MPC с долгой продолжительностью жизни может внести гораздо больший вклад для отслеживания приемника, чем MPC короткой продолжительности жизни. Алгоритм отслеживания, в основном, работает в два этапа: внешний этап отслеживает количество MPCs и их соответствующие параметры, тогда как на внутреннем этапе эти параметры оцениваются, для чего используется обобщенный алгоритм максимизации пространственно-переменного ожидания [2]. Этот алгоритм оценивает параметры падающих волн в мобильных средах. Параметрами MPCs, эксплуатируемыми алгоритмом отслеживания, являются только задержки и амплитуды. Для того, чтобы оценить реальное положение приемника, результаты алгоритма обрабатываются в рекурсивном фильтре Байеса. Вектор состояния состоит из X- и Y-координат приемника, а также его скорости движения в x- и y- направлении. Как и для любого рекурсивного байесовского фильтра, процесс фильтрации состоит из двух стадий, а именно перехода состояния и этапа измерения. Для перехода состояния требуется априорная информация о том, как изменяется состояние, т. е. модель системы. Для моделирования измеряется *OTDOAs*

между физическими и виртуальными базовыми станциями, чтобы использовать их в качестве входных данных фильтра. Фильтр Калмана не может применяться в данном случае из-за нелинейности измерения. Вместо этого используется значение выборки передискретизации [2], где передискретизация выполняется на каждом шаге времени.

Позиционирование по *MPCs*, оцененных алгоритмом отслеживания относительно физических и виртуальных базовых станций осуществляется с помощью эвристического алгоритма, который включает в себя время жизни, амплитуды и их относительные задержки.

Таким образом, доказано, что отслеживание приемника в городской застройке возможно при доступности только двух базовых станций и передачи сигналов системы *3GPP-LTE* с ограниченной полосой до 20 МГц. Это делается путем отслеживания *MPCs* и применения расширенного алгоритма обработки сигналов. Когда (возможно виртуальные) базовые станции являются видимыми, и относительные задержки *MPCs* достаточно большие и могут быть обработаны с помощью алгоритма отслеживания, ошибка позиционирования, как правило, меньше одного метра, а в худшем случае, она не превышает трех метров.

Литература

1. An overview of LTE Positioning, Spirent white paper, 2012, www.spirent.com.
2. Modeling the positioning algorithms based on RSS characteristics in IEEE 802.11g networks, NEW2AN/ruSMART 2012, LNCS 7469, pp.453-461, 2012.

И.В. Лантнев

МЕТОД СТРУКТУРНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ ПАКЕТНОЙ РАДИОСЕТИ НА ОСНОВЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА РАДИОТРАСС МЕЖДУ АБОНЕНТАМИ

Самоорганизующаяся пакетная радиосеть (СПР) – сеть, способная при изменении внешних и внутренних факторов сохранять (совершенствовать) свою организацию и функциональные возможности с учетом прошлого опыта. Структурный анализ таких систем базируется на теории отношений и теории графов, он позволяет определить значимость

элементов системы и связей между ними; оценить качество структуры модели системы и сформулировать рекомендации по её улучшению.

Важным этапом исследования СПР является их структурная идентификация. Анализ ряда источников [1–4] показал, что понятием "структурная идентификация" определяется большое число различных по своим свойствам и количественным характеристикам процессов. В настоящей работе под структурной идентификацией СПР понимается построение модели сети в виде физического и логического графов, позволяющих описать топологию физической (первичной) и логической (вторичной) сетей [4].

Высокий коэффициент информационной избыточности и применение шифрования исключают возможность доступа к информации на канальном и сетевом уровнях при ведении радиомониторинга СПР. В таких условиях применение известных методов структурной идентификации затруднено.

В статье предложен метод структурной идентификации СПР, позволяющий частично устранить неопределенность структуры радиосети за счет построения графовой модели (ГМ) её первичной сети с использованием методов энергетического расчета радиотрасс.

Абоненты СПР в широкополосном режиме рассылают короткие информационные сообщения. Частота рассылки таких сообщений варьируется от 1 до 10 Гц и задается характеристиками цикла распределения частотно-временных ресурсов. Радиообмен позволяет определить количество и адресные данные ближайших энергетически доступных абонентов. Необходимость постоянного радиообмена между абонентами обеспечивает систематичность их проявления в радиоэлектронной обстановке при ведении радиомониторинга. Данная техническая особенность положена в основу предлагаемого метода структурной идентификации. Сущность метода заключается в определении энергетически доступных соседей для каждого абонента на основе данных о их местоположении, что позволяет построить структуру формируемой СПР первичной сети в виде графа, отражающего её топологические свойства.

Реализация метода структурной идентификации СПР заключается в последовательном выполнении трех этапов:

Этап 1. Сбор данных о местоположении абонентов сети и формирование координатной матрицы $S_{[N,T]}$, где N – количество абонентов сети, $T = 2$ – количество учитываемых координат.

Данные о координатах абонентов могут быть получены от подсистемы определения местоположения источников радиоизлучения и другими доступными способами. Для реализации этапа разработана имитационная модель, позволяющая формировать выборки координат задаваемого числа абонентов необходимого объема, характеризующие расположение абонентов с заданной ошибкой позиционирования σ .

Координатная матрица $S_{[N,L]}$ используются на этапе 3 предлагаемого метода при построении профилей трасс местности (ПТМ) между каждой парой абонентов СПР.

Этап 2. Формирование матрицы высот $H_{[X,Y]}$ участка местности на котором функционирует СПР. Матрица $H_{[X,Y]}$ задаёт цифровую модель рельефа местности (ЦМРМ) и характеризуется разрешением Δh сетки высот по широте и долготе.

В работе использованы свободно распространяемые данные о высотах *SRTM* (*Shuttle radar topographic mission*). Для получения требуемого разрешения ЦМРМ применен экспорт матрицы высот участков местности из геоинформационной системы общего назначения с функцией билинейной интерполяции. Матрица $H_{[X,Y]}$ применяется на этапе 3 при построении ПТМ.

Этап 3. Формирование матрицы смежности $R_{[N,N]}$, задающей ГМ СПР. Исходными данными на данном этапе выступают: координатная матрица $S_{[N,L]}$, матрица высот $H_{[X,Y]}$, вектор тактико-технических характеристик абонентов T_i и электрические параметры почвы.

Формирование матрицы смежности ГМ СПР осуществляется через расчет радиотрасс между каждой парой абонентов сети. При условии, что СПР формирует N абонентов, процедуру расчета радиотрассы необходимо повторить M раз

$$M = C_N^2 = \frac{N!}{2(N-2)!} = \frac{N(N-1)}{2}. \quad (1)$$

Метод расчета радиотрассы определяется с учетом рекомендации Международного союза электросвязи [5]. На рис. 1 схематично представлена последовательность расчета радиотрассы для диапазона УВЧ, а также визуализация варианта ГМ СПР.

Шаги 1–3 этапа 3 позволяют определить значение элемента матрицы $R_{[N,N]}$: при наличии электромагнитной доступности между i -м и j -м абонентами $r_{ij} = 1$, в противном случае $r_{ij} = 0$. На шаге 4 формируется матрица смежности $R_{[N,N]}$ задающая ГМ СПР.

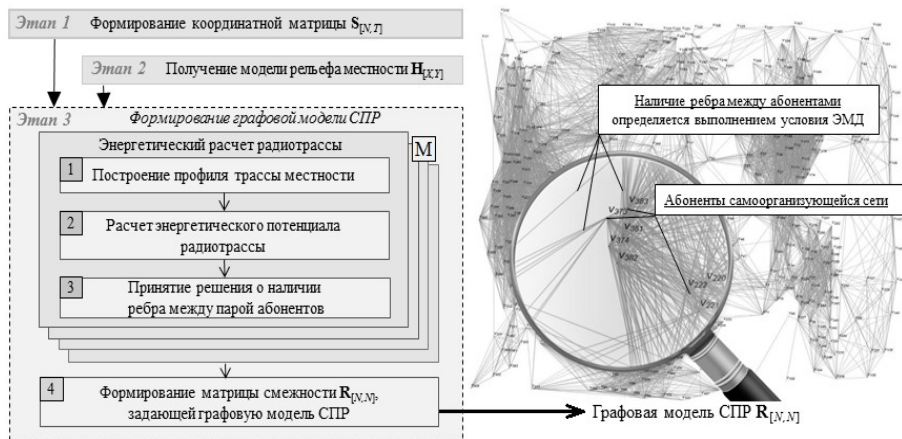


Рис. 1. Этапы метода структурной идентификации

Для экспериментального исследования уровня адекватности полученной ГМ СПР разработана имитационная модель радиосети, позволяющая формировать матрицы $S_{[N,I]}$ и $H_{[X,Y]}$ с заданным уровнем входных факторов при $N = 400$ абонентов.

В качестве входных факторов при планировании эксперимента использованы следующие показатели:

средняя квадратическая ошибка (СКО) определения координат абонентов $\sigma \in [0,800]$, м;

шаг сетки высот ЦМРМ $\Delta h \in [0.5,50]$, м;

тип рельефа местности $M_k \in [\text{равнинный, холмистый, низкогорный, среднегорный, высокогорный}]$.

В качестве целевой функции эксперимента, характеризующей степень соответствия полученной ГМ реальной структуре сети, принят количественный показатель ошибки идентификации структуры ξ_i :

$$\xi_i = \frac{m_i}{m} \cdot 100 \% , \quad (2)$$

где m – количество ребер в исходной ГМ СПР;

m_i – количество ребер ГМ, полученной в i -м опыте, отличных от соответствующих ребер исходной ГМ.

В качестве исходной ГМ при вычислении ошибки идентификации структуры сети использован граф, полученный на нижней границе области определения факторов (при $\sigma = 0$ и $\Delta h = 0,5$ м).

При планировании эксперимента установлено:

- значение ошибки идентификации ξ структуры сети в серии из I опытов распределено по нормальному закону;

- серии из $I = 100$ опытов достаточно для получения статистически значимой оценки средней ошибки идентификации структуры $\bar{\xi}$ при фиксированном значении входных факторов.

Проверка гипотезы о статистическом распределении выборки значений целевой функции выполнена с применением критерия Колмогорова-Смирнова (уровень значимости $\alpha = 0,05$), объем представительной выборки определен на основе критерия Стьюдента (уровень значимости $\alpha = 0,05$).

Результаты эксперимента представлены в виде графиков значений целевой функции на рис. 2:

- на рис. 2, а приведены зависимости средней ошибки $\bar{\xi}$ от СКО определения координат абонентов σ и типа рельефа местности M_k ;

- зависимости ошибки $\bar{\xi}$ от разрешения Δh ЦМРМ, при фиксированных значениях СКО, приведены на рис. 2, б.

Следует отметить, что приведенные зависимости отражают степень отличия ГМ СПР, полученной при соответствующих значениях входных факторов, от исходной ГМ. Уровень соответствия (адекватность) исходной ГМ СПР реальной структуре первичной сети рассмотрен в работе [6].

Анализ приведенных зависимостей позволил сделать следующие выводы:

1. Применение метода структурной идентификации СПР на основе энергетического расчета радиотрасс позволяет частично устранить неопределенность взаимосвязей абонентов сети в условиях отсутствия доступа к информации на канальном и сетевом уровнях системы. Процедура носит частичный характер, так как позволяет сформировать графовую модель только первичной (физической) сети СПР.

2. Уменьшение точности определения координат абонентов σ и разрешения ЦМРМ Δh приводит к росту ошибки идентификации структуры СПР. Снижение разрешения сетки высот ЦМРМ вызывает больший прирост ошибки $\bar{\xi}$, по сравнению со снижением точности позиционирования АТ СПР (увеличением σ). Подобный результат объясняется высокой степенью влияния рельефа местности на уровень напряженности электромагнитного поля в точке приема.

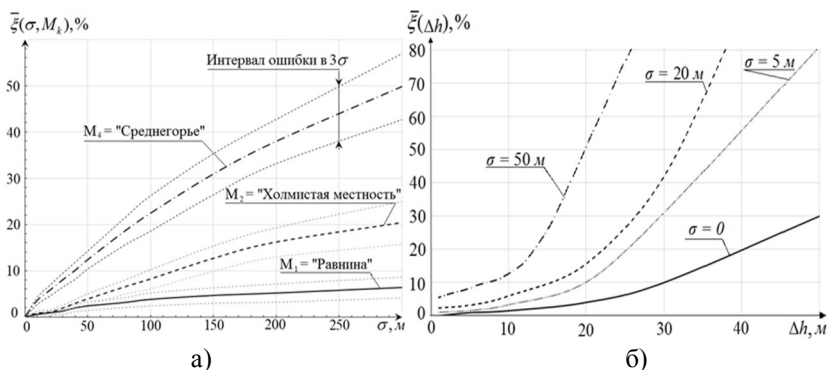


Рис. 2. Зависимость среднего значения ошибки $\bar{\xi}$ при различных уровнях входных факторов

3. Современный уровень развития науки и техники ($\sigma \leq 40$ м, $\Delta h \leq 1,5$ м) обеспечивает возможность получения графовой модели СПР с уровнем адекватности $\bar{\xi}' = 100\% - \bar{\xi}$ не хуже 96 % для равнинной и холмистой местности, 88 % и 86 % для "среднегорья" и "высокогорья" соответственно. Реализация предложенного метода структурной идентификации СПР обеспечивает возможность применения известного научно-методического аппарата исследования живучести и уязвимости систем для решения ряда прикладных задач.

Литература

1. Гинсберг, К.С. Идентификация систем и задачи управления: на пути к современным системным методологиям / К.С. Гинсберг [и др.] // Проблемы управления. – 2004. – № 4. – С. 2–15.
2. Гроп, Д. Методы идентификации систем / Д. Гроп; под ред. Е.И. Кринецкого. – М.: Мир, 1979. – 302 с.
3. Красовский, А.А. Справочник по теории автоматического управления / А.А. Красовский. – М.: Наука, 1987. – 670 с.
4. Юдин, Е.Б. Методы структурной идентификации стохастических сетей и генерации случайных графов в задачах моделирования сложных систем: автореф. дисс. ...канд. тех. наук: 05.13.01 / Е.Б. Юдин. – Сургут, 2012. – 20 с.
5. Рекомендация МСЭ-R P.1144-5. Руководство по использованию методов прогнозирования распространения радиоволн, разработанных

3-й Исследовательской комиссией по радиосвязи – [Электронный ресурс]. – Женева: MSE-R, 2010. – 10 s. – Режим доступа <http://www.itu.int/publications/R-REC/en>, свободный.

6. Демичев, И.В. Анализ адекватности графовой модели самоорганизующейся пакетной радиосети, построенной с использованием энергетического расчета радиотрасс / И.В. Демичев [и др.] // Наукоемкие технологии. – М.: Радиотехника. – 2016. – № 12. – С. 76–79.

И.В. Лантнев

АЛГОРИТМ РАНЖИРОВАНИЯ АБОНЕНТОВ САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ ПАКЕТНОЙ РАДИОСЕТИ ПО ВЕЛИЧИНЕ УЩЕРБА ОТ ВЫВЕДЕНИЯ ИХ ИЗ СТРОЯ

Самоорганизующиеся пакетные радиосети (СПР) являются одной из перспективных современных технологий передачи данных и, благодаря высокой структурной и функциональной живучести, активно применяются в интересах специальных служб и в военной сфере.

Исследование живучести систем со сложной сетевой структурой на примере сети Интернет [1] позволило установить, что данные системы являются высокоэластичными (сохраняют структурные и функциональные свойства) при случайном отказе узлов и высокочувствительными к целенаправленным атакам на узлы с высокой степенью связей с другими узлами. В связи с широкомасштабным внедрением сетевых технологий в систему управления войсками и оружием ведущими иностранными государствами, исследование живучести СПР в условиях целенаправленных деструктивных воздействий (ДВ) является актуальной задачей.

В статье предложен алгоритм ранжирования абонентов СПР по величине ущерба от выведения их из строя, позволяющий своевременно выявить последовательность ДВ на сеть, приводящую к максимальному падению её функциональных характеристик.

Разработка алгоритма ранжирования и оценка воздействия выявленной последовательности ДВ на функционал СПР выполнены исходя из следующих начальных условий:

– структура формируемой абонентами первичной сети задана графом $G(V, M)$, где $V = \{v_1, \dots, v_N\}$ – множество вершин графовой

модели (ГМ) СПР (вершинам графа в соответствие поставлены абоненты радиосети), M – множество ребер графовой модели; ребро между парой вершин отражает наличие возможности передачи данных между соответствующими абонентами сети;

- структура реальной первичной сети СПР $G(V, M)$ в результате процедуры идентификации устанавливается с ошибкой и описывается графом $G'(V', M')$;

- деструктивное воздействие на радиосеть заключается в удалении соответствующей вершины ГМ вместе с инцидентными ребрами;

- радиосеть формируется $N = |I| = 400$ абонентами, оценка результата от серии ДВ выполнена после выведения из строя 10 % абонентов.

Адекватность ГМ СПР характеризуется полнотой данных о количестве абонентов радиосети:

$$\Theta = \frac{|V'|}{|V|} \cdot 100 \% \quad (1)$$

и долей ошибок, допущенных на этапе определения взаимосвязей абонентов (ребер ГМ СПР):

$$\xi = \frac{m'}{M} \cdot 100 \% , \quad (2)$$

где M – количество ребер в исходном графе $G(V, M)$;

m' – количество ребер графа G' , отличных от ребер исходного графа $G(V, M)$.

Ошибка определения структуры первичной сети СПР ξ связана с уровнем адекватности ГМ ξ' выражением $\xi' = 100 \% - \xi$.

Анализ особенностей функционирования СПР, касающийся распределения частотно-временного ресурса между абонентами сети (на примере многофункциональной системы *EPLRS*) показал, что скорость передачи данных между парой абонентов обратно пропорциональна числу ретрансляций пакетов на маршруте. Кроме того, количество необходимых ретрансляций входит в качестве компонента в состав метрики маршрутов алгоритма управления маршрутизацией [2].

Длина кратчайшего пути d_{ij} между парой вершин i и j в ГМ СПР определяет скорость передачи данных между соответствующей ей парой абонентов, а средняя длина кратчайшего пути \bar{d} в ГМ определяет среднюю скорость передачи данных в первичной сети СПР.

Таким образом, инвариант графа \bar{d} характеризует не только структурные, но и функциональные характеристики радиосети. В качестве показателя ущерба u_j принято приращение средней длины кратчайшего пути ГМ СПР в результате применения ДВ к j -му абоненту.

Показатель ущерба рассчитывается для всего множества абонентов СПР, при этом формируется ранжирующий вектор $U = [u_1, u_2, \dots, u_N]$, позволяющий расположить абонентов в порядке предпочтения выведения их из строя и представить в виде ранжированного списка $V = V_1 > V_2 > \dots > V_N$, где ">" – знак отношения доминирования.

Применение единичного ДВ к первому абоненту списка приводит к нанесению максимального ущерба сети. Кратчайшие пути в ГМ СПР после удаления вершины перераспределяются, и для поиска следующего элемента процедуру расчета ранжирующего вектора необходимо повторить.

Блок-схема алгоритма ранжирования абонентов СПР по величине ущерба от выведения их из строя приведена на рис. 1. В качестве исходных данных алгоритм использует граф первичной сети СПР $G(V, R)$, который задан матрицей смежности $R_{[N, N]}$. Результатом функционирования алгоритма является ранжированный список абонентов радиосети, удовлетворяющий условию максимума ущерба:

где W – количество применяемых к сети ДВ, выступающее в качестве ограничения на количество затраченных материальных ресурсов.

Корректность и сходимость алгоритма ранжирования обеспечивается при условии конечной размерности, поступающей на его вход ГМ СПР.

Асимптотическая вычислительная сложность алгоритма ранжирования составляет $O(N^3 \times M)$, где N – количество абонентов сети (вершин ГМ), M – количество ребер ГМ СПР. Анализ скорости возрастания времени реализации алгоритма показал, что ранжирование абонентов не может быть выполнено в близком к реальному масштабе времени для радиосетей из 800 и более абонентов на ЭВМ с высокой производительностью (350 Гфлопс).

$$\sum_{w=1}^W u_w \xrightarrow{V_1 > V_1 > \dots > V_N} \max. \quad (3)$$

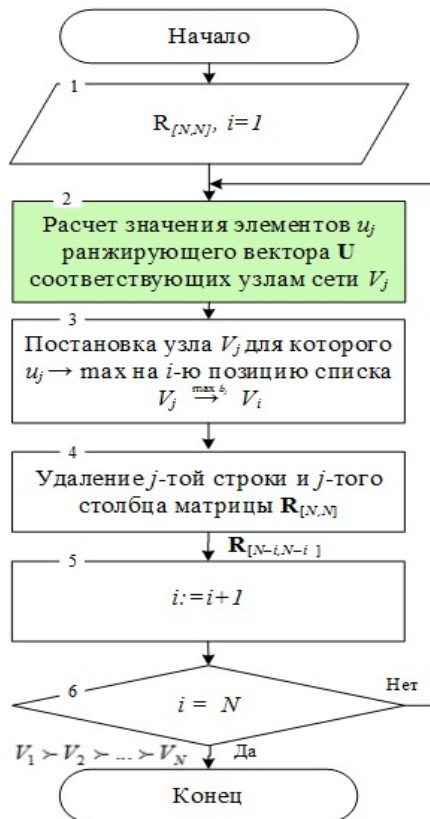


Рис. 1. Алгоритм ранжирования абонентов СПР

Для снижения вычислительной сложности алгоритма в качестве фактора ранжирования абонентов предложено использование другого инварианта графа – классической центральности (*betweenness centrality*), характеризующего долю всех кратчайших путей в графе, проходящих через рассматриваемый узел k

$$b_m = \sum_{i \neq j} \frac{B(i, k, j)}{B(i, j)}, \quad (4)$$

где $B(i, j)$ – общее количество кратчайших путей между узлами i и j ;

$B(i, k, j)$ – количество кратчайших путей между узлами i и j , проходящих через узел k .

Можно показать, что вершина графа с максимальным значением классической центральности и вершина с максимальным значением показателя ущерба совпадают

$$\max_k b_k \Rightarrow \max_l U_l. \quad (5)$$

Формирование ранжированного списка $V = V_1 > V_2 > \dots > V_N$ осуществляется итеративным поиском вершин ГМ, имеющих максимальное значение показателя ущерба, следовательно расчет фактора ранжирования на шаге 2 алгоритма (рис. 1) может быть обоснованно заменен на расчет показателя классической центральности.

В рамках теории сложных сетей У.А. Брандесом разработан алгоритм расчета классической центральности для невзвешенных неориентированных графов [3], обладающий вычислительной сложностью $O(N \times M)$. Результатом проведенной замены стало снижение вычислительной сложности итогового алгоритма ранжирования абонентов до $O(N^2 \times M)$.

На рис. 2 представлены зависимости времени реализации алгоритма ранжирования с прямым расчетом показателя ущерба (рис. 2, а) и алгоритма на основе показателя классической центральности (рис. 2, б) на ЭВМ с различной производительностью. Анализ приведенных зависимостей показал, что использование показателя классической центральности в качестве фактора ранжирования позволяет формировать список абонентов СПР, ранжированный по величине ущерба от выведения их из строя, за время, не превышающее 1 минуту на ЭВМ из низкой ценовой категории (производительность 13,2 Гфлопс).

Таким образом, использование математического аппарата исследования сложных сетей на этапе вычисления фактора ранжирования позволяет снизить вычислительную сложность алгоритма ранжирования абонентов СПР по величине ущерба от выведения их из строя и своевременно выявить последовательность ДВ на сеть, приводящую к максимальному снижению её функциональных характеристик.

Литература

1. Albert R. Attack and error tolerance of complex networks / R. Albert, H. Jeong, A. Barabasi // Nature. – 2000. – P. 378-382.
2. Иовлев Д. И. Выбор модели TCP для сетей MANET. Влияние одноуровневого принципа организации сетей на протокол TCP / Д.И. Иовлев. – Томск: Доклады ТУСУРа. – № 4 (38), 2015. – С. 123–127.

3. Brandes U. A faster algorithm for betweenness centrality / Journal of Mathematical Sociology, 2001. – V. 25. – P. 163–177.

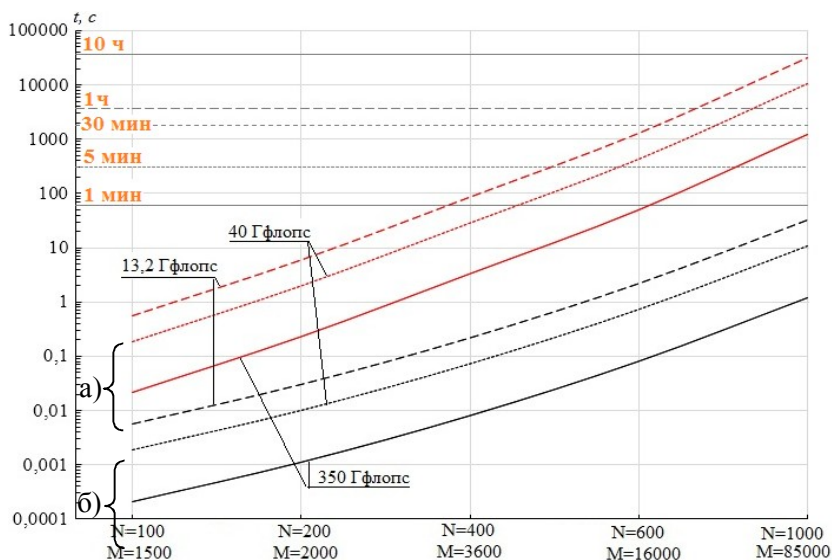


Рис. 2. Время на реализацию алгоритма с прямым расчетом ущерба (а) и с использованием показателя классической центральности (б)

А.В. Васильев
Военно-космическая академия им. Г.К. Жукова (г. Тверь);
к.т.н. А.Н. Нехайков
Научно-исследовательский центр (г. Тверь)
ЦНИИ войск воздушно-космической обороны МО РФ;
к.т.н. В.В. Печурин

ОБОСНОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЛИКА МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ЗАБРАСЫВАЕМЫХ ПОСТАНОВЩИКОВ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

Разработке методов обоснования технических параметров систем пассивной локации уделяется большое внимание, начиная с первой половины XX века. Несмотря на это, в работах [например, 1, 2],

связанных с разработкой методического аппарата обоснования технических параметров систем пассивной локации, применительно к решению задачи определения пространственных координат забрасываемых постановщиков помех (ЗПП) вариант вертикального расположения измерительной базы многопозиционной системы пассивной локации (МСПЛ), а также случайного расположения ЗПП в зоне радиолокационной станции (РЛС) на параметры МСПЛ и параметров МСПЛ на время поиска ЗПП не рассматривается.

Это обуславливает необходимость разработки метода обоснования технического облика МСПЛ для определения координат забрасываемых постановщиков активных помех, позволяющего минимизировать время поиска ЗПП за счёт изменения параметров МСПЛ при ограничениях на стоимость и требуемое время поиска.

В качестве параметров МСПЛ принимаются: вариант построения МСПЛ, число элементов антенной решетки приёмного пункта, расстояние от базы МСПЛ до центра области размещения ЗПП, время наблюдения ЗПП, скорость перемещения приёмного пункта, размер измерительной базы МСПЛ.

Структурная схема разработанного метода представлена на рис. 1.

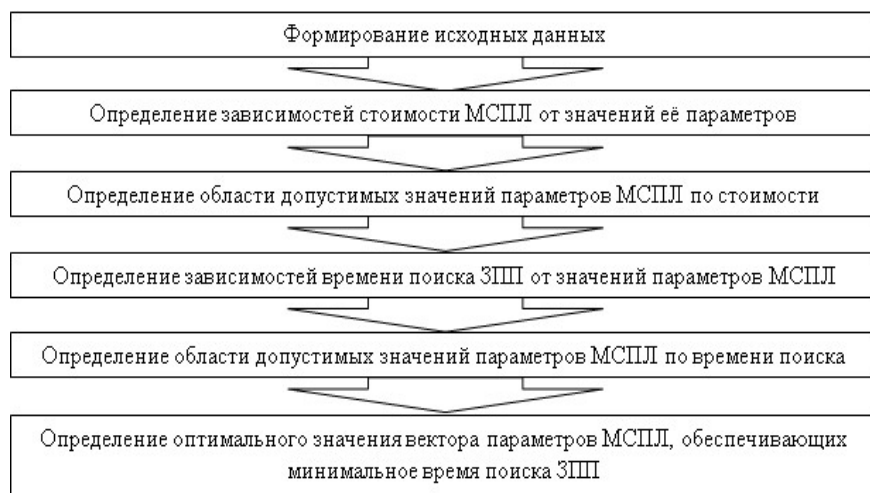


Рис. 1. Метод обоснования технического облика МСПЛ для определения координат ЗПП

Эффективность разработанного метода может быть продемонстрирована на примере решения прикладной задачи обоснования технического облика МСПЛ для определения координат ЗПП. В качестве объекта подавления выбрана типовая РЛС радиотехнических войск дециметрового диапазона волн. Характеристики подавляемой РЛС приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики подавляемой РЛС

№ п/п	Наименование характеристики	Значение характеристики
1.	Рабочая длина волны, м	0,23
2.	Полоса пропускания приёмного устройства, МГц	3
3.	Коэффициент усиления антенны по главному лепестку ДН, дБ	39
4.	Средний уровень боковых лепестков ДН, дБ	–35
5.	Чувствительность приёмного устройства, дБ/Вт	127,5

На основе параметров объекта подавления и анализа была определена тактическая ситуация, применительно к которой необходимо произвести оптимизацию вектора параметров МСПЛ. Описание вариантов построения МСПЛ приведено в табл. 2.

Таблица 2

Описание вариантов построения МСПЛ

№ п/п	Описание варианта
1.	Стационарная пеленгационная МСПЛ с горизонтальной измерительной базой без использования подавляемой РЛС
2.	Стационарная гиперболическая МСПЛ с горизонтальной измерительной базой без использования подавляемой РЛС
3.	Стационарная пеленгационно-гиперболическая МСПЛ с горизонтальной измерительной базой без использования подавляемой РЛС
4.	Стационарная пеленгационно-гиперболическая МСПЛ с горизонтальной измерительной базой с использованием подавляемой РЛС
5.	Стационарная гиперболическая МСПЛ с горизонтальной измерительной базой с использованием подавляемой РЛС
6.	Стационарная пеленгационно-гиперболическая МСПЛ с вертикальной измерительной базой с использованием подавляемой РЛС

№ п/п	Описание варианта
7.	Подвижная гиперболическая МСПЛ с горизонтальной измерительной базой без использования подавляемой РЛС
8.	Подвижная гиперболическая МСПЛ с горизонтальной измерительной базой с использованием подавляемой РЛС
9.	Подвижная пеленгационно-гиперболическая МСПЛ с горизонтальной измерительной базой с использованием подавляемой РЛС
10.	Подвижная пеленгационно-гиперболическая МСПЛ с вертикальной измерительной базой с использованием подавляемой РЛС

Тактическая ситуация подразумевает размещение заданного количества ЗПП вокруг подавляемой РЛС в зоне заданного радиуса. Необходимые для применения разработанного метода характеристики радиоэлектронной обстановки (РЭО) представлены в табл. 3.

Значения этих параметров могут меняться в зависимости от типа местности, на которой предполагается производить поиск ЗПП. В работе были приняты средние значения этих параметров, соответствующие одной из распространенных типов местности средней полосы Российской Федерации – полю, заросшему травой высотой 40–60 см. По предварительным оценкам скорость движения может составлять $V_{гр} \sim 2,2$ м/с, а расстояние, на котором группой поиска может быть обнаружен ЗПП $\Delta r \sim 2$ м.

Таблица 3

Характеристики радиоэлектронной обстановки

№ п/п	Наименование характеристики	Значение характеристики
1.	Количество ЗПП, шт.	10
2.	Спектральная плотность мощности ЗПП, Вт/МГц	1
3.	Размер сектора размещения относительно подавляемой РЛС, град	360
4.	Диапазон дальностей ЗПП относительно подавляемой РЛС, км	1
5.	Закон размещения ЗПП в зоне	равномерный

Стоимость МСПЛ определялась как сумма её основных составных элементов, в качестве которых выступают антенно-приёмная

подсистема, широкополосная линия связи, вычислительный комплекс и транспортная платформа. В качестве возможных вариантов транспортной платформы рассмотрены наземный, авиационный и воздухоплавательный.

В рамках решения поставленной прикладной задачи с использованием разработанного метода была проведена оценка времени поиска ЗПП по информации от МСПЛ. На рис. 2 приведены диаграммы, определяющие зависимость минимального времени поиска ЗПП для различных вариантов построения МСПЛ, рассмотренных при решении прикладной задачи.

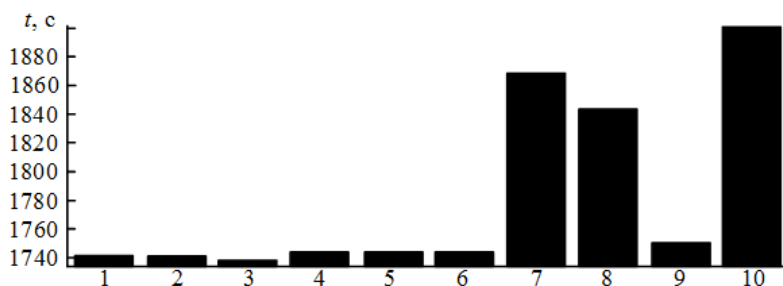


Рис. 2. Зависимость времени поиска ЗПП от варианта построения МСПЛ с оптимальными параметрами

Проведённая оценка показала, что минимальное время, требуемое на поиск десяти ЗПП оперативной группой, при заданных исходных данных составляет ~ 1738 с. Такое время поиска обеспечивается применением стационарной пеленгационно-гиперболической МСПЛ с горизонтальной измерительной базой без использования информации подавляемой РЛС.

Проведенный анализ позволил заключить, что при отсутствии МСПЛ поиск ЗПП может быть осуществлен по соответствующим пеленгам, выработанным подавляемой РЛС. Как показали проведенные оценки, в этом случае поиск десяти ЗПП может занять в среднем 4546 с. При этом подразумевается, что группа поиска в полном составе последовательно осматривает каждый из обнаруженных пеленгов. В случае равномерного распределения ЗПП по области их расположения средняя дальность ЗПП составляет $R_{\text{ЗПП}} = R_3/2$, а время поиска может быть определено как $t = 2R_{\text{ЗПП}}N_{\text{ЗПП}}/V_{\text{гр}}$.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что использование МСПЛ для определения координат ЗПП в рассмотренных условиях позволяет уменьшить время их поиска в 2,6 раза без разделения группы поиска и в 7,8 раза при разделении членов группы поиска. Однако в некоторых случаях определение пеленгов на ЗПП с помощью подавляемой РЛС невозможно. При этом поиск ЗПП необходимо вести на всей площади их возможного размещения, а минимальное время поиска одного ЗПП составляет 25 мин [3]. В этом случае применение МСПЛ является наиболее эффективным и может сократить время поиска в 26 и более раз.

Литература

1. Черняк, В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993.
2. Ширман, Я.Д. Теоретические основы радиолокации / Я.Д. Ширман. – М.: Советское радио, 1970.
3. Гордиенко, В.Н. Организация борьбы с забрасываемыми передатчиками помех в части рода войск ПВО / В.Н. Гордиенко – Тверь: ВА ВКО, 1989.

к.т.н. В. Бородин,

к.т.н. А.М. Петраков,

д.т.н., профессор В.А. Шевцов

Московский авиационный институт (Технический университет)

МОДЕЛЬ ЕДИНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПОЛЯ КОНТРОЛЯ ВОЗДУШНОГО ПРОСТРАНСТВА

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ОСНОВНЫЕ ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

Объектом моделирования является сеть обмена данными между совокупностью средств, образующих единое информационное поле контроля воздушного пространства.

В состав сети входят радиоканалы связи и оборудование, обеспечивающее сбор и передачу данных от следующих источников/потребителей информации:

- наземные стационарные и передвижные радиолокаторы;
- радиолокаторы ближнего обнаружения, расположенные на беспилотных летательных аппаратах, аэростатах, вертолетах;

– радиолокаторы среднего и дальнего обнаружения, расположенные на самолетах, в том числе на самолетах, оборудованных системой АВАКС;

– центры управления контролем воздушного пространства.

Сеть должна обеспечить сбор, обработку и обмен локационной, управляющей и другой информации объемом, состав и оперативность доставки которой достаточна для решения задач контроля воздушного пространства.

Сеть, формирующая единое информационное поле, имеет следующие основные особенности.

Использование разнородных элементов, различающихся информационной активностью, объемом передаваемой информации, скоростью передачи.

Автономность функционирования, в том числе способность к самоорганизации при внештатных изменениях конфигурации.

Самовосстановление при отказах (повреждении) узлов.

Постоянное изменение структуры, взаимного положения узлов, вызванное мобильностью сетевых узлов. Изменение конфигурации сети, в зависимости от состава решаемых задач, появление на заданное время и последующее исчезновение сетевых фрагментов.

Наличие в сети одновременно несколько разнородных структурных сегментов, в том числе централизованных, децентрализованных, а также роя взаимодействующих узлов.

Наличие в сетях критически важных уязвимых элементов и связанная в этой связи необходимость дополнительного обеспечения живучести и надежности этих элементов.

Возможность внешнего противодействия нормальному функционированию сети.

Модель для исследования сети единого информационного пространства. Основным инструментом исследования сети, образующей единое информационное пространство, является имитационное моделирование. Сеть представляется в виде двух взаимосвязанных подсистем – подсистемы передачи целевого трафика и подсистемы управления сетью.

СОСТАВ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Каналы обмена данными: пропускная способность, методы разделения каналов, параметры помеховой обстановки, характеристики распространения радиосигнала.

Сетевое оборудование: скорости обработки, интерфейсы с внешним оборудованием, протоколы взаимодействия.

Характеристики источников информации: активность, скорости создания информации, состав и структура информации.

Матрицы информационного взаимодействия источников и потребителей информации.

СОСТАВ И ПАРАМЕТРЫ ЦЕЛЕВЫХ ЗАДАЧ

Модель позволяет исследовать:

- процессы управления сетью, в том числе процессы: самоорганизации, обеспечения надежного функционирования, изменения архитектуры, маршрутизации и коммутации передаваемых сообщений, перемещения сетевых узлов, предоставления требуемого ресурса для решения целевых задач, маршрутизации и коммутации передаваемых сообщений;

- процессы адаптации сети к изменению внешних условий, в том числе при отказах оборудования, существенном ухудшении помеховой обстановки, изменению интенсивности информационных потоков и функциональной нагрузки на сеть.

Определять показатели качества функционирования:

- вероятность выполнения целевой задачи;
- надежность функционирования;
- временные характеристик обмена данными и выполнения задачи (среднее время, моменты распределения, гистограммы распределения);

- вероятностные характеристики обмена данными (вероятность отказа в обслуживании, вероятности превышения заданного допустимого интервала времени).

- временные параметры обмена служебной, управляющей и маршрутной информацией.

Модель позволяет определять оптимальную конфигурацию информационного пространства для одновременного выполнения различных целевых задач, распределения ресурсов между основными (целевыми) и управляющими частями сети формирования информационного пространства.

Литература

1. Бородин, В.В. Анализ алгоритмов управления адаптивной сетью передачи данных по локальным параметрам / В.В. Бородин, А.М. Петраков // Труды МАИ, 2012. – Вып. № 58.

2. Бородин, В.В. Анализ методов маршрутизации сети связи группировки беспилотных летательных аппаратов / В.В. Бородин, А.М. Петраков, В.А. Шевцов // Труды МАИ, 2016. – Вып. № 87.

3. Бородин, В.В. Моделирование служебного канала передачи маршрутной информации адаптивной летающей сети связи / В.В. Бородин, А.М. Петраков, В.А. Шевцов. – Электросвязь. – 2016. – № 12.

*У.Э. Абдукаримов,
С.Ф. Теслевич*

РЕЗЕРВНЫЙ КАНАЛ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО КОМПЛЕКСА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

Для определения координат источников радиоизлучений (ИРИ) применяются автоматизированные комплексы (АК) определения местоположения (ОМП), в которых реализован угломерный способ. Данный способ предполагает развертывание АК в нескольких позиционных районах. Для организации радиосвязи между АК развертывается сеть командной связи и передачи данных.

Из опыта боевого применения АК ОМП ИРИ следует, что штатные средства высокоскоростной передачи данных не всегда обеспечивают возможность передачи информации между позиционными районами, а при применении средств командной связи не обеспечивается требуемая пропускная способность.

Для организации радиосвязи между комплексами предлагается включить в их состав современные средства связи серии Р-168, которые обеспечивают высокую скорость и помехоустойчивость при передаче информации на требуемое расстояние (рис. 1).

Основным элементом АК ОМП ИРИ является персональная электронная вычислительная машина (ПЭВМ) управления. В работе предлагается управление радиостанциями осуществлять с использованием штатных портов ввода/вывода ПЭВМ. Взаимодействие между ПЭВМ и радиостанциями предлагается обеспечить по протоколу RS-232 с учетом перечня команд управления, которые поддерживает радиостанция Р-168. Интерфейс RS-232 – это стандарт последовательной передачи данных между терминалом и коммуникационным устройством на скорости до 115 кбит/с. Он предназначен для подключения к ПЭВМ внешних

устройств, а также для связи компьютеров между собой. Основным преимуществом использования RS-232 является простота информационно-технического сопряжения ПЭВМ с внешними устройствами.

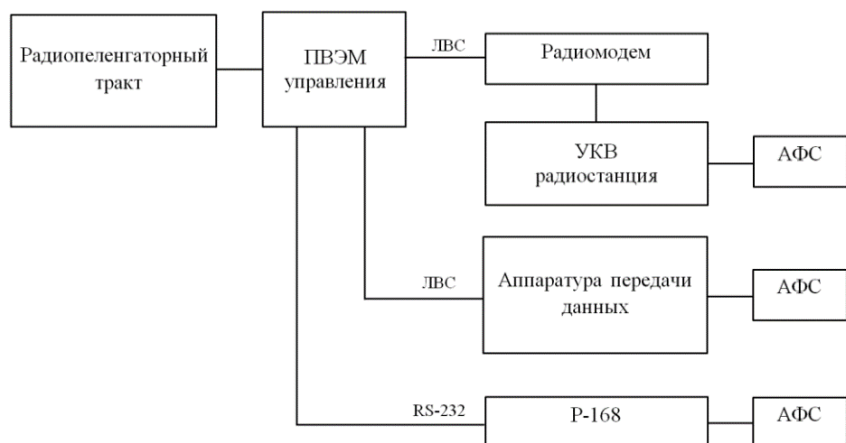


Рис. 1. Резервный канал передачи данных АК ОМП ИРИ

Применение резервного канала связи АК ОМП ИРИ обеспечит:
увеличение скорости обмена информации между позиционными районами в 14 раз;

требуемую криптографическую стойкость за счет применения внешней засекречивающей аппаратуры связи;

повышение помехоустойчивости радиосвязи за счет применения режима программной перестройки радиочастоты;

возможность организации радиосвязи в движении.

Литература

1. Агеев, П.А. Военно-технические основы построения и боевого применения комплексов местоопределения. Ч. 6. Автоматизированный комплекс "Торн-МДМ" / П.А. Агеев, С.Ф. Теслевич, Д.С. Канарский, А.М. Арбузов. – Череповец: Филиал ВА МО РФ, 2014.

2. Арбузов, А.М. Средства радиосвязи комплексов местоопределения. Ч. 3: Радиостанция 168-25У-2 / А.М. Арбузов, С.Ф. Теслевич. – Череповец: ЧВВИУРЭ, 2017.

к.т.н. А.Ю. Романенко,

А.Н. Кривоногов,

Д.В. Донцов,

А.В. Лоскутов

ФГУП "18 ЦНИИ" МО РФ, г. Москва

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ С КОЛЬЦЕВОЙ ТОПОЛОГИЕЙ ОРГАНИЗАЦИИ КОЛЛЕКТИВА ВЫЧИСЛИТЕЛЕЙ

Введение

Задача повышения производительности вычислительной техники является актуальным направлением научных исследований. В источнике [1] показано, что целесообразным направлением решения данной задачи является создание вычислительных систем, основанных на коллективе однородных вычислителей, при этом перспективным направлением построения коллективов таких вычислителей является использование заказных СБИС, на которых в качестве независимых блоков можно реализовывать параллельное выполнение вычислительных алгоритмов, при этом проблемным становится вопрос выбора топологии и алгоритма работы коллектива вычислителей. В источниках [2, 3] показано, что наиболее подходящей топологией для такого коллектива вычислителей является кольцевая, которая показана на рис. 1. В данной статье представлено исследование кольцевой топологии коллектива вычислителей путем построения математической модели с целью определения вероятностных характеристик стационарного режима работы, при котором среднее количество задействованных вычислителей будет максимальным.

Постановка задачи

Пусть источник S формирует простейший поток задач с интенсивностью λ , который поступает в кольцевую шину на обслуживание вычислителями $c_i, i = \overline{1, N}$. Время обслуживания потока задач вычислителями – показательное со средней интенсивностью μ . Результаты выполнения задачи из кольцевой шины поступают обратно в S с интенсивностью $A = \lambda Q$, где $Q = 1 - P$ – относительная пропускная способность вычислительной системы – вероятность того, что задачи

будут обслужены вычислителями c_i , P – вероятность того, что задача найдет все вычислители c_i занятыми и останется в кольцевой шине с интенсивностью λP , при этом интенсивность поступления задач в кольцевую шину уменьшится и составит λQ .

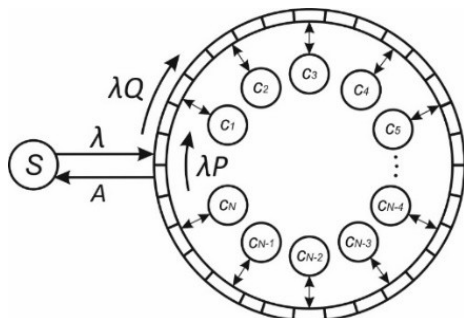


Рис. 1. Топология коллектива вычислителей на заказной СБИС

Данную вычислительную систему можно представить в качестве n – канальной системы массово обслуживания с отказами, в которой существует последовательность в организации обслуживания задач коллективом вычислителей $c_i, i = \overline{1, N}$ таким образом, что очередная задача поступает на обслуживание в свободный вычислитель с наименьшим номером.

Моделирование вычислительной системы на заказной СБИС

Основной вероятностной характеристикой функционирования данной вычислительной системы является вероятность того, что очередная задача найдет все вычислители занятыми и останется на обслуживание в кольцевой шине, которое вычисляется по I формуле Эрланга

$$P = \frac{\frac{a^N}{N!}}{\sum_{k=0}^N \frac{a^k}{k!}}, \quad (1)$$

где a – приведенная плотность потока задач, т. е. среднее число задач, поступающих в вычислительную систему за время обслуживания одной задачи, которая вычисляется по формуле

$$a = \frac{\lambda \cdot Q}{\mu} = \frac{A}{\mu}. \quad (2)$$

Для упрощения моделирования преобразуем I формулу Эрланга (1) с целью изъятия факториальной функции

$$P = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \left(\frac{a}{N}\right)^N e^{N-a}. \quad (3)$$

Определим вероятностные характеристики исследуемой вычислительной системы для предельного установившегося режима работы.

Пусть в начальный момент времени приведенная плотность потока задач составляет достаточно большое значение a_0 . Очевидно, что после прохождения задачами поочередно всех вычислителей в кольцевой шине останется приведенная плотность потока задач $a_0 \cdot P$, при этом входящая приведенная плотность потока задач составит $a_1 = a_0 \cdot (1 - P) = a_0 \cdot Q$.

Таким образом, установившийся режим работы коллектива вычислителей будет задан условием $a_k \cdot P < \Delta$, где a_k – приведенная плотность потока задач после прохождения k -го круга вычислителей c_i ; Δ – некоторое малое число.

С использованием ЭВМ авторы провели численный расчет приведенных плотностей потоков задач a_k^i , характеризующих стационарный режим работы вычислительных систем мощностью коллектива вычислителей $N = 1 \dots 1500$ и $\Delta = 5 \cdot 10^{-3}$.

Полученные результаты приведенных плотностей потоков задач аппроксимируем кубической функцией

$$a = 0,0001 \cdot N^2 + 0,8212 \cdot N - 17,6992, \quad (4)$$

при этом коэффициент корреляции составляет 1, коэффициент детерминации 1 и средняя ошибка аппроксимации составляет 0,61 %.

Определим значения основных вероятностных характеристик предельного установившегося режима работы рассматриваемой вычислительной системы. Вероятность того, что очередная задача найдет все вычислители занятыми определяется по формуле (3).

Относительная пропускная способность

$$Q = 1 - P. \quad (5)$$

Предельная интенсивность потока задач

$$\lambda = \mu \cdot a. \quad (6)$$

Интенсивность поступления результатов вычисления задач на выходе

$$A = \mu \cdot a \cdot (1 - P). \quad (7)$$

Среднее количество задействованных вычислителей

$$\bar{N} = a \cdot (1 - P). \quad (8)$$

Коэффициент передачи, показывающий сколько в среднем раз задача будет проходить через кольцевую шину

$$\alpha = \frac{\lambda}{A}. \quad (9)$$

Выводы

1. Получена явная приближенная формула для расчета вероятности занятости каналов многоканальной системы массового обслуживания с отказами.
2. Предельное значение приведенного потока задач для вычислительной системы на заказной СБИС с коллективом вычислителей, объединенных кольцевой шиной, не зависит от интенсивности обслуживания вычислителями задач и интенсивности их поступления, а определяются только количеством входящих в нее вычислителей.
3. Для установившегося режима работы рассматриваемой вычислительной системы на заказной СБИС предельное значение среднего количества задействованных вычислителей соответствует предельному значению приведенного потока задач.

Литература

1. Хорошевский, В.Г. Архитектура вычислительных систем: учеб. пособие для вузов / В.Г. Хорошевский. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. – 512 с.
2. Кривоногов, А.Н. Постановка задачи моделирования вычислительной системы на современных заказных СБИС [Текст] / А.Н. Кривоногов // Труды XI Международной отраслевой научно-технической конференции "Технологии информационного общества": сборн. статей. – М., 2017.
3. Bui, B.D. Real-Time Communication for Multicore Systems with Multi-domain Ring Buses [Text] / B.D. Bui, R. Pellizzoni, D.K. Chivukula, M. Caccamo // University of Illinois at Urbana-Champaign Department of Computer Science, DOI: 10.1109/RTCSA.2010.32, – 2010. P. 1-11.
4. Bjerregaard, T. A Survey of Research and Practices of Network-on-Chip [Text] / T. BJERREGAARD, S. Mahadevan // Technical University of Denmark. ACM Computing Surveys, – 2006. – Vol. 38. – Article 1. – P. 1-51.

*к.т.н., доцент А.М. Арбузов,
к.т.н., доцент Л.П. Богуцкий*

АЛГОРИТМ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ОДИНОЧНЫМ ИЗМЕРИТЕЛЕМ

При определённых условиях угломерные системы местоопределения (МО) не обеспечивают сплошного покрытия контролируемой зоны [1, 2]:

- а) особенности самой рабочей зоны для угломерных систем и её зависимость от конфигурации средств;
- б) отсутствие ЭМД обнаруживаемых источников радиозлучения (ИРИ) для взаимодействующих пеленгаторов;
- в) возможность отсутствия канала связи с взаимодействующим пеленгатором;
- г) трудности управления сетью пеленгования при кратковременной работе ИРИ;
- д) ограничения на размещение элементов сети пеленгования;
- е) отсутствие мобильной компоненты в составе системы.

Цель исследования заключалась в поиске возможности решения задачи МО одиночным измерителем, входящим в угломерную систему, в отношении ИРИ, работающих в диапазонах ОВЧ/УВЧ.

В ходе исследования данная проблема решалась посредством анализа возможности комплексирования различных способов МО и методов извлечения координатно-информативных параметров (КИП) из радиосигнала в одиночном измерителе, а также использованием особенностей радиообмена в системах радиосвязи административного и военного управления.

Согласно цели, на первом этапе исследований была разработана модель однопозиционного МО [4], на втором – реализующий её алгоритм. В их основе лежит совместное использование набора разнотипных КИП, извлекаемых в одиночном измерителе.

Предполагается, что в качестве одиночного измерителя используется комплекс средств, включающий в себя пост пеленгования и пост радиомониторинга цифровых систем связи, а потому позволяющий реализовать амплитудно-угломерный способ МО в отношении обслуживаемых системой мобильных ИРИ, на основе построения следующих линий положения: пеленг, окружность, линии равной мощности вокруг базовых станций (БС), рис. 1. Вычисление координат выполняется путем решения системы уравнений, описывающих вышеуказанные линии положения на плоскости.

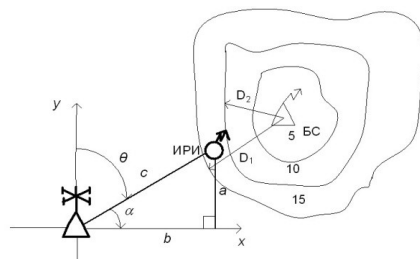


Рис. 1

Модель расчета координат с использованием тригонометрических выражений описывает стороны прямоугольного треугольника тригонометрическими выражениями (рис. 1):

$$b = c \times \cos \alpha, \quad a = c \times \sin \alpha,$$

где α – угол наклона гипотенузы c к оси x , вычисляемый по результатам измерения пеленга θ ;

c – гипотенуза.

Для определения значения c или дальности R применяются выражения, полученные путем преобразования соотношений модели Окамура-Хата (COST-Хата) [4] для открытой и сельской местности

$$R_{откр} = 10^{\frac{L - 27,81 - 27,72 \cdot \lg(f_c) + 13,82 \cdot \lg(h_b) + (1,1 \cdot \lg(f_c) - 0,7) \cdot h_m + 4,78 (\lg(f_c))^2}{44,9 - 6,55 \lg(h_b)}},$$

$$R_{сел} = 10^{\frac{L - 37,81 - 27,72 \cdot \lg(f_c) + 13,82 \cdot \lg(h_b) + (1,1 \cdot \lg(f_c) - 0,7) \cdot h_m + 4,78 (\lg(f_c))^2}{44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_b)}}.$$

где h_b – высота установки антенны, в качестве которой берется значение для антенны измерителя;

h_m – высота установки антенны мобильного ИРИ;

f_c – несущая частота сигнала.

После определения местоположения ИРИ относительно измерителя производится привязка результатов к координатам карты.

Для уточнения координат ИРИ дополнительно, если возможно, определяется величина расстояния между линиями равной мощности, между которыми он находится. Переключение мощностей БС происходит через каждые 5 дБ. Значение величины расстояния между линиями равной мощности $D_{лрм}$ соответствует разности между расстояниями от БС до двух соседних линий равной мощности

$$D_{лрм} = D_1 - D_2,$$

где D_1, D_2 – расстояния до линий равной мощности.

Последовательность выполнения описанных выше процедур поясняет блок-схема алгоритма, представленная на рис. 2.

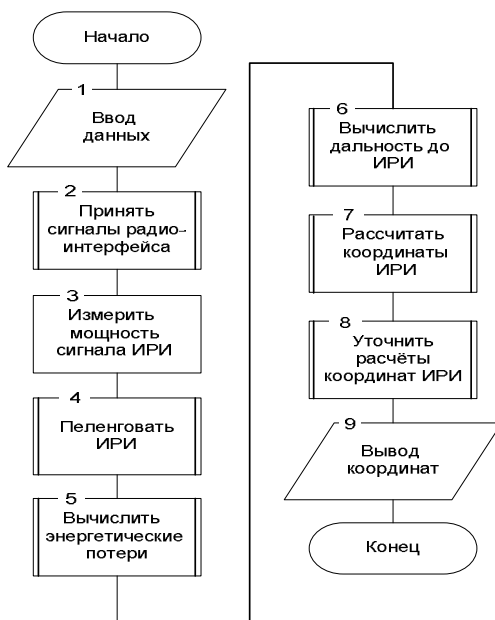


Рис. 2

Алгоритм работы отличается от известных совместным использованием процедур пеленгования, идентификации источника, измерения уровня принимаемого от него сигнала, а также вычисления дополнительного параметра положения "дальность" на основе набора данных, извлекаемых средствами радиомониторинга из технологических каналов радиоинтерфейса. Полученные результаты позволяют обеспечить увеличение рабочей зоны системы МО, но только для определённого класса ИРИ, обслуживаемых высокотехнологичными наземными системами подвижной радиосвязи. Степень увеличения рабочей зоны будет определяться энергетикой трассы между измерителем и ИРИ.

Литература

1. Липатников, В.А. Радиопеленгация. Теория и практика // В.А. Липатников, А.И. Соломатин, А.В. Терентьев. – СПб.: ВАС, 2006. – 356 с.

2. Радиомониторинг – задачи, методы, средства; под ред. А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 624 с.

3. Чельшев, В.Д. Радиоэлектронные системы органов административного и военного управления. Ч. 1. Радиоинтерфейсы систем мобильного радиосервиса: учебник / В.Д. Чельшев, В.В. Якимовец. – СПб.: ВАС, 2006. – 576 с.

4. Арбузов, А.М. Модель однопозиционного определения местоположения / А.М. Арбузов, Л.М. Скиба // Тезисы докладов 41 конференции молодых специалистов института. – Череповец: ВА МО РФ (филиал), 2013.

С.В. Богатский,

Р.В. Емельянов,

К.Г. Жуков,

В.А. Самойлик

ФГУП "Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи"

АППАРАТНО-ПРОГРАММНОЕ СРЕДСТВО ПРИЁМА OFDM-СИГНАЛОВ

Системы связи с ортогональным частотным мультиплексированием (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM*) нашли широкое применение благодаря высокой спектральной эффективности, устойчивости по отношению к частотно-селективным замираниям и узкополосным помехам [1].

При *OFDM* высокоскоростной поток данных разбивается на большое количество низкоскоростных потоков, каждый из которых передаётся в своём частотном канале. Сигналы, используемые для передачи таких информационных потоков, называются *OFDM* сигналами. При этом высокая спектральная эффективность обеспечивается близким расположением частот соседних поднесущих колебаний, которые генерируются совместно так, чтобы сигналы всех поднесущих были ортогональны, а величина межканальной интерференции была минимальна.

В случае отсутствия условий многолучевого распространения, в частности, в спутниковых системах связи, используются *OFDM*-сигналы без циклического префикса, обычно включаемого для повышения качества их приёма [2]. Аппаратно-программных средств, обеспечивающих тактовую синхронизацию в случае отсутствия циклических префиксов и пилот-сигналов, в литературе не представлено.

Идентификация значений параметров *OFDM*-сигналов в условиях отсутствия циклических префиксов и пилот-сигналов для синхронизации требует значительных вычислительных затрат [3], поскольку при указанных условиях проявляется взаимное влияние систем тактовой и частотной синхронизации, что требует реализации ресурсоёмких алгоритмов совместной частотной и тактовой синхронизации.

Цель работы: уменьшение вычислительных затрат при приёме *OFDM* сигналов в условиях отсутствия циклических префиксов и пилот-сигналов для синхронизации.

Решаемая задача: разработка аппаратно-программного средства приёма *OFDM*-сигналов в условиях отсутствия циклических префиксов и пилот-сигналов.

Для решения указанной задачи разработано алгоритмическое обеспечение способа идентификации параметров *OFDM*-сигналов для случая отсутствия циклических префиксов и пилот-сигналов для синхронизации и разработано аппаратно-программное средство, реализующее этот способ.

При демодуляции *OFDM* сигналов необходимо оценивать значения следующих параметров: несущая частота f_c , тактовая частота f_s , момент времени η , который соответствует началу *OFDM*-символа, а также фазы ϑ_k ($k = \overline{1, K}$) поднесущих колебаний и вид модуляции λ_k , $k = \overline{1, K}$ для каждого подканала, где K – число поднесущих гармонических колебаний. Для качественного приёма *OFDM*-сигналов необходимо определять значения этих параметров, что требует больших вычислительных затрат в условиях отсутствия циклических префиксов и пилот-сигналов. На рис. 1 представлена принципиальная схема приёмника *OFDM*-сигнала, обеспечивающая малое взаимное влияние систем тактовой и частотной синхронизации.

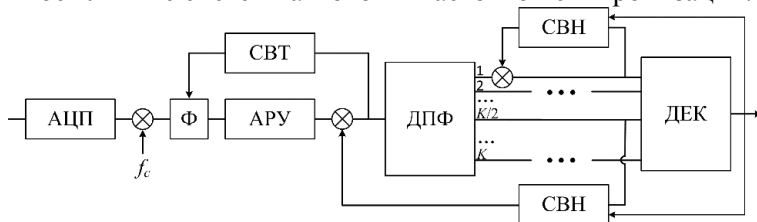


Рис. 1. Принципиальная схема приёмника *OFDM*-сигнала

После аналого-цифрового преобразования (АЦП) и переноса с номинальной несущей частоты f_c входной сигнал поступает на блок фильтрации и децимации (Ф), управляемый системой восстановления тактовой частоты f_s (СВТ). Блок СВТ обеспечивает также определение момента времени η , который соответствует началу *OFDM* символа. Затем после прохождения системы автоматической регулировки уровня (АРУ) и корректировки несущей частоты выходным сигналом системы восстановления несущей частоты f_c (СВН) сигнал поступает на блок дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Блок ДПФ имеет K выходов, соответствующих всем поднесущим колебаниям *OFDM*-сигнала. Сигналы с каждого из выходов блока ДПФ поступают на системы восстановления несущей, посредством чего восстанавливаются значения всех поднесущих частот *OFDM*-сигнала. Выход блока СВН центрального подканала используется для корректировки несущей частоты f_c всего *OFDM*-сигнала (перед преобразованием Фурье), а выходы СВН остальных подканалов используются для корректировки соответствующих им поднесущих гармонических колебаний и их фаз φ_k ($k = \overline{1, K}$). Затем сигналы всех подканалов поступают на блок помехоустойчивого декодирования (ДЕК). В случае режима функционирования линии связи, предполагающего адаптивное изменение видов модуляции в подканалах, с блока декодирования осуществляется управление блоками СВН путём настройки их на виды модуляции λ_k , $k = \overline{1, K}$ в соответствии с данными канала управления. На выходе блока помехоустойчивого декодирования формируется мультиплексированный цифровой поток, поступающий на дальнейшую обработку протоколов передачи данных.

Все операции по обработке сигналов отдельных подканалов после преобразования Фурье являются независимыми и осуществляются на основе параллельных вычислений.

Выводы

Разработанное аппаратно-программное средство приёма *OFDM*-сигналов в условиях отсутствия циклических префиксов и пилот сигналов для синхронизации обеспечивает снижение вычислительных затрат, поскольку не требует реализации ресурсоёмких алгоритмов совместной частотной и тактовой синхронизации.

Литература

1. Балашов, В.А. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами / В.А. Балашов, П.П. Воробийченко, Л.М. Ляховецкий. – М.: Эко-трендз, 2012.
2. H. Abdzadeh-Ziabari, M. G. Shayesteh Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems // IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 60, No. 8, 2011, pp. 3646–3656.
3. Прибытков, Ю.Н. Повышение точности оценки информационных символов сигнала *OFDM* при наличии узкополосных помех / А.Ю. Савинков, А.Ю. Савинков // Радиотехника. – 2014. – № 11. – С. 54–57.

*к.т.н., доцент А.М. Арбузов,
к.т.н., доцент Л.П. Богущкий,
к.ф.-м.н., доцент Н.О. Сорокина*

СТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОД РАЗДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ОВЧ-ДИАПАЗОНА

Сложившиеся в настоящее время технические структуры комплексов местоопределения ИРИ (МО) можно подразделить на две группы. Комплексы МО первой группы представляют собой совокупность радиопеленгаторов (РП), принимающих из внешней сети данные наведения: значение частоты ИРИ, вид работы, ширину полосы частот и т. д. По результатам синхронного радиопеленгования ИРИ каждым РП рассчитываются координаты местоположение источника. Комплексы МО второй группы содержат в своем составе специальный пост панорамного поиска, позволяющий обнаружить ИРИ, получить оценки частоты радиопеленга, числа наблюдаемых источников и иные характеристики. Сформированные постом оценки носят вероятностный характер [2, 3]. При необходимости они могут быть уточнены с помощью средств РП первой группы, входящих в единый комплекс и реализующих, как правило, базовый угломерный метод местоопределения ИРИ. В [2] показано, что в этом случае возможно ложное местоопределение ИРИ, а, следовательно, неправильное определение их числа. Эта проблема усложняется при решении задачи местоопределения ИРИ в ОВЧ-диапазоне, когда ИРИ работают в симплексном режиме микрофонного обмена, а расстояние между

ними составляет от единиц до десятков километров. В качестве параметров при решении задачи определения числа ИРИ предлагается использовать выборочные данные результатов их радиопеленгования.

Таким образом, необходим алгоритм, позволяющий на основе анализа выборочных радиопеленгов оценить их принадлежность одному или нескольким ИРИ, работающих на одной частоте. Решение этой задачи позволит разделить ИРИ и повысить точность их местоопределения. Для решения могут использоваться параметрические t -критерии Стьюдента, Фишера и непараметрические критерии Пирсона, Колмогорова-Смирнова [1].

Для обработки радиопеленгов предлагается статистический алгоритм. Он позволяет на основе сравнения оценок средних выборочных дисперсий двух выборок данных, полученных одним РП на "один" предполагаемый ИРИ ОВЧ-диапазона, сформировать и проверить актуальные статистические гипотезы.

На первом этапе обработки данных радиопеленгования предлагается проверить гипотезу о принадлежности выборок к нормально распределенной генеральной совокупности по критерию χ^2 . Для осуществления проверки рассчитываются средние выборочные и исправленные дисперсии для каждой выборки.

Вторая гипотеза относится к определению принадлежности выборки одному ИРИ. При ее проверке используются критерии Стьюдента и Фишера. Последовательно принимаются (отвергаются) гипотезы по каждому из критериев. Основанием принятия решения является статистическая значимость различия средних значений и дисперсий двух выборок данных радиопеленгования.

В результате проверки выносится предварительное решение – выборка принадлежит одному ИРИ либо многим ИРИ. Окончательное решение принимается оператором с учетом особенностей микрофонного обмена.

Выбор распределения Стьюдента связан с его особенностью, которая заключается в инвариантности параметров математического ожидания и дисперсии (μ , σ^2). Именно эта особенность позволяет использовать распределение Стьюдента для проверки статистических гипотез в условиях отсутствия полной информации о параметрах генеральной совокупности. Это важно в связи с тем, что результаты измерения радиопеленгов представляют выборку ограниченной длительности.

Таким образом, при решении обозначенной задачи предполагается, что проверена гипотеза о принадлежности выборок нормально распределенной генеральной совокупности и сформированы две нормально распределенные выборки $X_1 = (x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1n})$ и $X_2 = (x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2m})$ объемом в n и m радиопеленгов. Первоначально проверяется нулевая гипотеза (H_0) равенства средние выборочных \bar{x}_1 и \bar{x}_2 при условии, что их выборочные средне квадратические отклонения (СКО) $\hat{S}_1 \neq \hat{S}_2$ — отличаются с числом степеней свободы $n + m - 2$. Алгоритм принятия решения предполагает: задание уровня значимости α , определение квантили порядка $1 - \alpha$ для распределения Стьюдента с $n + m - 2$ степенями свободы, вычисление выборочного значения t , сравнение модуля t с ранее найденной квантилью, принятие решение о значимости/незначимости расхождений средние выборочных данных радиопеленгования. Если $|t| < t_{1-\alpha/2}$, то гипотеза H_0 принимается.

То есть радиопеленги, содержащиеся в выборках, принадлежат одной генеральной совокупности — одному ИРИ. В противном случае гипотеза отвергается.

В соответствии с правилами математической логики (исключение третьего) принимается решение, что выборки содержат результаты радиопеленгования от "многих" ИРИ.

Подробное решение этой задачи приведено в [1]. Выполнено моделирование в среде *Matchad-2014*. В результате установлено, что возможно разделение ИРИ по признаку радиопеленга на ИРИ.

Эффективность решения этой задачи зависит от объемов выборок и их достаточности. Установлено, что минимальный объем выборки должен составлять 30–40 значений. Данное условие реализуется при использовании современных комплексов и длительности микрофонного обмена корреспондентов сети от 3 до 15 с.

Литература

1. Богуцкий, Л.П. Прикладная математика, используемая при решении задач анализа сложных систем. Основы прикладной математической статистик: учеб. пособие / Л.П. Богуцкий. — Череповец: РИО ЧВВИУРЭ, 2016.

2. Кваснов, А.В. Метод отождествления радиоизлучающих целей пространственно-разнесенными пассивными радиоэлектронными станциями на основе t -критерия Стьюдента / А.В. Кваснов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. Вып. 5. – 2016.

3. Методы и алгоритмы панорамного радиомониторинга при малоэлементных антенных решетках / М.Е. Шевченко [и др.] // Известия вузов России. Радиоэлектроника. Вып. 5. – 2016.

к.т.н. С.В. Гуров,

к.т.н. П.С. Зверев,

В.С. Фастов,

Е.Ю. Дорошенко,

И.В. Старостенко

АО Научно-Технический Центр "Поиск-ИТ"

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ АКСЕЛЕРАЦИИ ТРАФИКА

В настоящее время во всем мире наблюдается лавинообразный рост потребления услуг передачи данных, в основном за счет аудиовизуального контента и увеличения объемов передачи данных мобильных средств связи. При этом возможности увеличения пропускной способности телекоммуникационных сетей часто не соответствуют потребностям растущего рынка услуг. Наиболее острой стала проблема повышения пропускной способности спутниковых линий связи. Одним из путей решения данной проблемы является комплексное применение ряда технологий оптимизации как самого передаваемого трафика, так и способов его передачи телекоммуникационных протоколов.

Достигнутый в последние годы прогресс в повышении производительности вычислительных средств, встраиваемых в сетевое оборудование и в оборудование пользователей телекоммуникационных сетей, обеспечил широкое внедрение средств акселерации трафика. В результате, количество излучений спутниковых линий связи, в которых применяются протоколы акселерации трафика, возросло в десятки раз, в основном, за счет низкоскоростных каналов.

В условиях конкурентной борьбы за рынки сбыта производители телекоммуникационного оборудования внедряют новые, усовершенствованные протоколы акселерации трафика, которые, в большинстве случаев, являются несовместимыми между собой, и их спецификации явля-

ются коммерческой тайной. Более того, программная реализация протоколов позволяет постоянно их совершенствовать на уже выпущенном и установленном оборудовании, что приводит к одновременному использованию в каналах связи различных версий протоколов сжатия. Большое разнообразие и априорная неопределенность протоколов сжатия и особенностей реализующих их алгоритмов делает актуальной разработку методов и средств анализа, распознавания и обработки протоколов акселерации трафика в телекоммуникационных сетях. Основными видами акселерации трафика в телекоммуникационных сетях являются сжатие заголовков протокольных сообщений и сжатие передаваемых данных.

Сжатие заголовков протокольных сообщений основано на высокой избыточности служебных данных, передаваемых между взаимодействующими протокольными объектами. В наибольшей степени это относится к самым распространенным в телекоммуникационных сетях протоколам *Ethernet*, *IP*, *TCP*, *UDP* и *RTP*. Служебные данные в этих протоколах передаются в начале сообщений, в их заголовках, поэтому сжатие служебных протокольных данных принято называть сжатием заголовков. Существующие методы сжатия заголовков, как правило, предназначены для сжатия служебных данных не одного протокола, а последовательности протоколов используемого в каждом конкретном соединении протокольного стека. Такими стеками являются *EthernetUP*, *Ethernet\IP\TCP*, *Ethernet\IP\UDP*, *Ethernet\IP\UDP\RTP*, *IP\TCP*, *IP\UDP*, *IP\UDP\RTP*. В результате сжатия составные заголовки, имеющие общую длину от 28 до 60 байт, сжимаются до 2–5 байт. К таким методам относятся *RFC 1144 (Van Jacobson)*, *RFC 2507*, *RFC2508*, *RFC3095 (ROHC)*, фирменные методы компаний *Comtech*, *Effnet*, *Tellinet*. *Idirect* и других.

Основная идея большинства методов сжатия данных, применяемых в телекоммуникационных протоколах, заключается в запоминании ранее переданных данных, поиске повторяющихся образцов в текущих данных и передаче по каналу связи не самих повторов, а коротких ссылок на место в памяти, где хранятся найденные образцы. При этом содержимое памяти образцов источника и приемника информации должно совпадать или быть синхронизировано.

Наиболее распространенные методы сжатия, используемые в телекоммуникационных протоколах, основаны на словарных алгоритмах Лемпеля и Зива *LZ77* [1] (методы *Deflate*, *LZS*, *LZSM*, *ALDC*, *LZO*, *MPPC*)

и LZ78 [2] (методы *LZW*, *BTLZ* и *LZJH*). Данные методы, в основном, используются на канальном и сетевом уровнях протокольной иерархии, характеризующихся большим разнообразием и непредсказуемостью свойств информации и большими скоростями передачи данных. На транспортном уровне при сжатии данных простые универсальные методы, как правило, комбинируются с методами кеширования больших объемов данных. Здесь следует разделить понятия кеширования файлов и интернет-ресурсов, выполняемого многими прокси-серверами, и байт-ориентированного кеширования при сжатии данных, применяемого в акселераторах таких компаний, как *Cisco*, *Riverbed*, *BlueCoat*, *Silver Peak*.

Широкое разнообразие протоколов акселерации трафика и их непрерывное развитие обуславливают особые требования к средствам анализа, распознавания и обработки протоколов: они должны быть адаптивными, системно проработанными и готовыми к быстрой модернизации.

Литература

1. Ziv J., Lempel A. A universal algorithm for sequential data compression // IEEE Transactions on Information Theory. May 1977. Vol. 23(3). P. 337–343.
2. Ziv J., Lempel A. Compression of individual sequences via variable-rate coding // IEEE Transactions on Information Theory. Sept. 1978. Vol. 24(5). P. 530–343.

к.т.н. К.В. Семёнов,
к.т.н. М.В. Татарка,
Ф.Л. Шуваев,
А.А. Холодов

Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ДВОИЧНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В СРЕДЕ *MATLAB*

В настоящее время происходит активное развитие систем передачи информации. Это обусловлено повышением потребностей в объемах передаваемой информации во многих областях человеческой деятельности. При совершенствовании первых зачастую возникает по-

требность в анализе свойств тех или иных преобразований над цифровыми сообщениями в канале связи, в частности, приближенности преобразованных данных к псевдослучайным последовательностям.

Для проверки двоичных последовательностей на соответствие критерию случайности примем за нулевую гипотезу предположение, что тестируемая последовательность является истинно случайной. Следовательно, если нулевая гипотеза верна, то преобразование производит достаточно "хорошие" (истинно псевдослучайные) случайные числа. При тестировании исследуемой последовательности на случайность вычисляется P_{val} – вероятность того, что тестовая последовательность не хуже, чем гипотетический истинный генератор случайных чисел. Если $P_{val} = 1$, то последовательность идеально случайна, а если $P_{val} = 0$, то последовательность полностью предсказуема.

Для тестирования двоичных последовательностей воспользуемся несколькими методами, рекомендованными *NIST (National Institute of Standards and Technology)* на базе пакета программ математического моделирования *MATLAB*: частотный побитовый тест; частотный блочный тест; спектральный тест.

Для повышения качества экспериментов файлы тестовой выборки рекомендуется выбирать в количестве на менее $I_{выб} = 1\,000$.

Особенностями программной реализации тестов является принцип модульности, заключающийся в реализации процедур чтения файлов из заданного каталога, преобразования считанных данных в двоичный формат, подключении выбранного теста *NIST* и обобщенного вывода результатов статистического анализа. Обобщенная схема алгоритма функционирования разработанного программного модуля представлена на рис. 1.

Считанный в массив файл представляет собой двоичную последовательность длиной N_{bin} , содержащую "0" и "1". Для накопленных в результате оценивания $I_{выб}$ значений P_{val} выводится графическая интерпретация полученных результатов и рассчитываются математическое ожидание, дисперсия, коэффициенты асимметрии и эксцесса полученных результатов, что впоследствии позволяет оценить законы распределения полученных величин.

Рассмотрим принципы работы и особенности проведения представленных выше тестов *NIST* для каждого файла в пакете *MATLAB*.

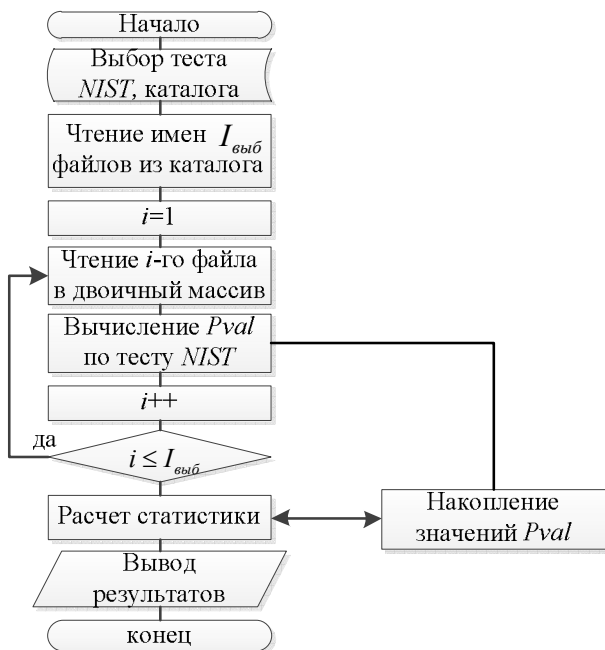


Рис. 1. Схема алгоритма функционирования разработанного программного модуля

Частотный побитовый тест. Тест оценивает, насколько пропорция "0" и "1" в двоичной последовательности близка к 1. При этом каждую "1" принимают за "+1", а каждый "0" – за "–1".

Частотный блочный тест. Этот тест делается на основе предыдущего, только теперь значения пропорции числа единиц к числу нулей в блоке анализируются методом хи-квадрат. Это соотношение должно быть близко к единице.

Спектральный тест. Здесь проверяется равномерность распределения "0" и "1" в исследуемой последовательности на основе анализа высоты выбросов значений преобразования Фурье. В этом случае тестируемая последовательность рассматривается как дискретный сигнал, для которого делается спектральное разложение с целью выявить частотные пики. Такие пики свидетельствуют о наличии периодических составляющих. Тест выявляет пики, превышающие 95 %-й барьер, после чего проверяет, не превышает ли доля этих пиков 5 %.

Проведенные исследования, свидетельствуют о том, что рассматриваемые тесты имеют свои особенности и при оценивании последовательностей двоичных символов на соответствие критерию случайности, разнообразие используемых алгоритмов исследования повышает качество принятия решения.

Литература

1. Горелик, А.Л. Методы распознавания / А.Л. Горелик, В.А. Скрипкин. – М.: Высш. шк., 2004. – 261 с.

*Д.В. Мокин,
А.А. Москалёв,
С.Н. Урнев*

НИИЦ (г. Курск) ФГУП "18 ЦНИИ" МО РФ

АЛГОРИТМ АНАЛИЗА ЦИФРОВЫХ ГРУППОВЫХ СИГНАЛОВ С ПЕРИОДИЧНЫМ ГРУППООБРАЗОВАНИЕМ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА СПУТНИКОВЫХ КАНАЛОВ

При создании современных средств радиомониторинга спутниковых линий связи возникает необходимость проведения анализа каналов передачи данных [1]. Сложность и трудоёмкость процессов анализа параметров принимаемых цифровых групповых сигналов (ЦГС) с периодичным группообразованием (ПГО) обуславливают необходимость разработки алгоритма их анализа для существующих систем радиомониторинга спутниковых каналов (СРМСК).

Разработанный алгоритм является реализацией процедур определения структурных свойств, описанных в работах [2, 3].

Процесс анализа ЦГС с ПГО состоит из многоуровневого определения периодичностей формирующих последовательностей и может быть подразделен на четыре основных этапа:

- определение начальной периодичности;
- определение составных периодичностей;
- определение основной периодичности;
- поиск описания структуры в базе данных эталонов.

Обобщенная схема алгоритма автоматизированного анализа ЦГС с ПГО приведена на рис. 1.

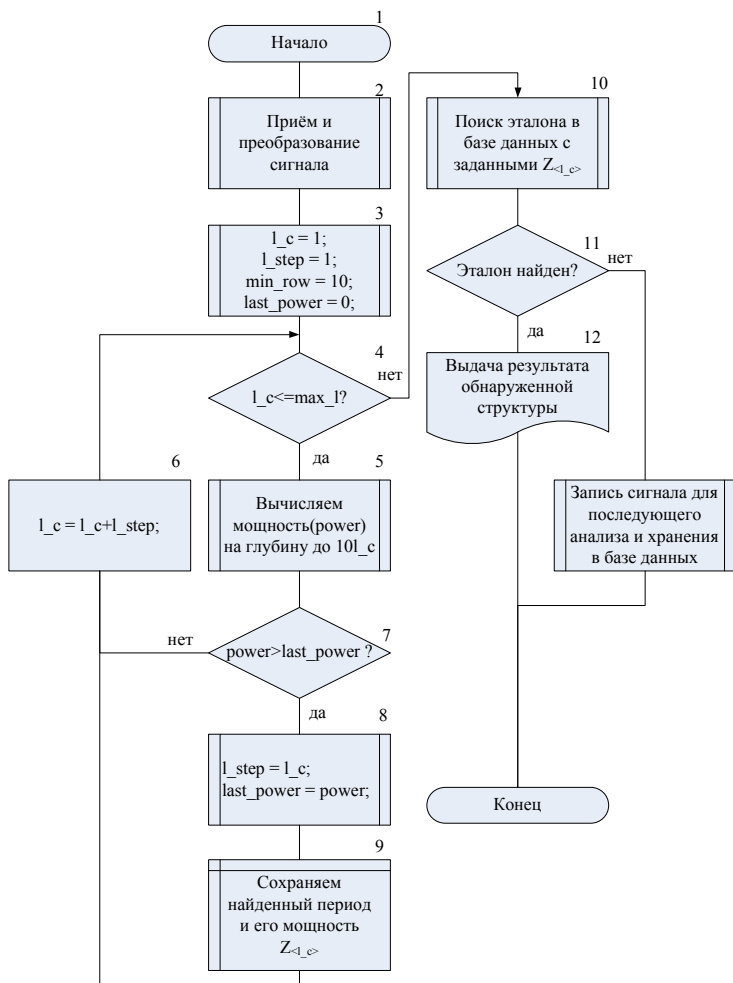


Рис. 1. Обобщённая схема алгоритма автоматизированного анализа ЦГС с ПГО

В соответствии с общей схемой функционирования цифрового тракта, будем полагать, что на вход устройства анализа ЦГС с ПГО (блок 3) поступает двоичный цифровой сигнал, с целью определения его принадлежности к классу ЦГС с ПГО и обеспечения настройки приемных трактов СРМСК. Входной цифровой сигнал получен в результате

реализации процессов демодуляции, дескремблирования, декодирования (блок 2), обеспечиваемых СРМСК, которые в рамках данной статьи не рассматриваются. В блоках 3–10 осуществляется анализ периодичности групп символов входного цифрового сигнала. Определение периодичности анализируемого сигнала заключается в поиске совокупности инвариантных во времени символов, то есть символов, повторяющихся с периодом L . На текущем этапе анализа решается ряд подзадач:

1. Определение начальной периодичности анализируемого сигнала. Осуществляется последовательным перебором с шагом 1 длины периода разложения с вычислением мощности периодической составляющей на каждом этапе, после обнаружения начальной периодичности значение приращения длины периода изменяется и устанавливается равной длине начального периода.

2. Определение составных периодичностей анализируемого сигнала. Производится путём сохранения обнаруженных периодичностей с большей мощностью.

3. Определение основной периодичности анализируемого сигнала. Для конкретного фрагмента сигнала производится путём выбора из всей совокупности вычисленных мощностей $Z_{<L>}$ периодичности с максимальной мощностью $\pi(L_0)$.

В блоке 10 производится поиск совпадений ($Z_{<L_0>}$) с имеющимися эталонными описаниями известных структур в базе эталонов. В случае обнаружения известной структуры выдается её полное описание из базы эталонов, в противном случае производится запись сигнала для более детального анализа на накопитель с жестким магнитным диском (НЖМД) с занесением параметров периодичности сигнала в локальную базу эталонов.

В блоке 6 осуществляется инкрементация очередной длины периода для анализа. Если текущая длина анализируемого периода превышает максимально возможную длину периода, то принимается решение, что анализируемый ЦГС непериодичен, и требуется проведение дальнейшего детального анализа, поэтому с выхода блока 11 анализируемый ЦГС записывается на НЖМД для последующего анализа в отложенном режиме.

Результаты расчётов выигрыша предложенного алгоритма по сравнению с последовательным перебором для наиболее распространённых структур цифровых потоков, формируемых спутниковым

оборудованием, а также специализированных международных стандартов сведены в табл. 1.

Таблица 1

Структура потока	Число анализируемых подпоследовательностей		Выигрыш (раз)
	при последовательном алгоритме	при ускоренном алгоритме	
G.724b	2 683 085	301 842	8,89
G.732	8 390 655	148 710	56,42
G.733b	2 683 085	301 842	8,89
G.735	8 390 655	148 710	56,42
G.736	8 390 655	148 710	56,42
G.738	8 390 655	148 710	56,42
G.743	692 075	45 992	15,05
G.744	142 745 855	573 725	248,81
G.752b	11 331 179	235 595	48,1

Таким образом, разработанный алгоритм анализа ЦГС с ПГО позволяет однозначно выделять сигналы с периодичным группообразованием при использовании в системах радиомониторинга спутниковых каналов и обеспечивает автоматизацию процесса анализа. Алгоритм реализован в программном модуле анализа ЦГС с ПГО "Анализ сигналов ЦГС с ПГО", успешно используется на практике.

Литература

1. Сизов, А.С. Метод анализа структурно-временных параметров мультимплексов с временным разделением каналов / А.С. Сизов, А.Н. Яковлев // Телекоммуникации. – 2011. – № 1. – С. 13–17.
2. Сизов, А.С. Структурные свойства произвольных дискретных последовательностей / А.С. Сизов, С.М. Сидоренко, С.С. Сидоренко, А.А. Москалёв // Часть 1. Классификация произвольных дискретных последовательностей по признаку их информационной структуры. – Курск: Известия ЮЗГУ. – 2012. – № 2–3. – С. 188–193.
3. Сизов, А.С. Структурные свойства произвольных дискретных последовательностей / А.С. Сизов, С.М. Сидоренко, С.С. Сидоренко, А.А. Москалёв // Часть 2. Характеристика типов периодичностей произвольных дискретных последовательностей. – Курск: Известия ЮЗГУ. – 2012. – № 2–3. – С. 214–218.

*к.т.н., доцент С.Р. Малышев,
А.А. Гудков*

Военная академия связи им. С.М. Буденного

МНОГОФАКТОРНАЯ МОДЕЛЬ СТРУКТУРНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ АРХИТЕКТУРЫ ЦЕНТРА РАДИОМОНИТОРИНГА

Сохранение работоспособности сложных технических систем (в частности, систем радиомониторинга), в том числе проектируемых, исходя из потребностей сложившейся обстановки, определяется степенью их приспособленности к конкретным условиям функционирования. Степень адаптации данных технических систем к условиям функционирования выражается таким свойством, как устойчивость.

Актуальность вопросов повышения устойчивости систем радиомониторинга обусловлена высокими требованиями, предъявляемыми к полноте добываемых данными системами разноплановых сведений, касающихся как разнородных параметров наблюдаемых объектов, так и их состояния, и деятельности в определенные промежутки времени.

Составной частью общей устойчивости технической системы является ее структурная устойчивость, под которой понимается способность выполнять поставленные перед системой задачи в условиях выхода из строя части ее функциональных элементов.

В рамках повышения устойчивости функционирования системы радиомониторинга на этапе ее формирования и проектирования отдельных элементов структуры необходимо учитывать целый ряд факторов. При этом основными показателями эффективности устойчивости функционирования такой системы будут показатели: $P_{\text{пор.}}$, $P_{\text{в.}}$, $P_{\text{от.}}$, $P_{\text{су}}$ – вероятности поражения, восстанавливаемости, отказа, структурной устойчивости; $K_{\text{д.}}$, $K_{\text{з.}}$, $K_{\text{у.}}$, $K_{\text{г.}}$ – коэффициенты доступности, взаимозаменяемости, унификации, готовности; $T_{\text{хр.}}$ – суммарное время пребывания в работоспособном состоянии; $T_{\text{вост.}}$ – среднее время восстановления; $T_{\text{экспл.}}$ – общая продолжительность эксплуатации; $T_{\text{вск.}}$ – период вскрытия; $P_{\text{сп}}$ и $P_{\text{пп}}$ – вероятности подавления радиолинии случайными и преднамеренными помехами; $P_{\text{эмс}}$ – вероятность подавления радиолинии за счет несоблюдения мер электромагнитной совместимости радиосредств.

В рамках обеспечения структуры системы радиомониторинга с учетом приведенных показателей эффективности устойчивости функционирования предлагается многофакторная модель структурной организации архитектуры центра радиомониторинга.

Данная многофакторная модель в качестве основных образующих элементов имеет следующие модели, подмодели и блоки:

1. Модель формирования исходных данных.
 - 1.1. Модель анализа задач радиомониторинга.
 - 1.1.1. Подмодель общих задач.
 - 1.1.2. Подмодель задач мониторинга.
 - 1.1.3. Подмодель задач радиомониторинга.
 - 1.2. Модель оценки радиоэлектронной обстановки.
 - 1.2.1. Подмодель анализа объектов и источников.
 - 1.2.2. Подмодель анализа своих сил и средств.
 - 1.2.3. Подмодель анализа условий функционирования.
 - 1.3. Модель пространственно-энергетического обнаружения.
 - 1.3.1. Подмодель оценки электромагнитной доступности.
 - 1.3.2. Подмодель обнаружения по частоте.
 - 1.3.3. Подмодель обнаружения по направлению.
 - 1.4. Модель формирования топологии сил и средств.
2. Модель синтеза структуры радиомониторинга.
 - 2.1. Модель структурного синтеза.
 - 2.2. Модель параметрического синтеза.
3. Модель оценки структурной устойчивости системы.
4. Модель анализа разрабатываемой системы.
5. Блок результатов моделирования.
 - 5.1. Блок предложений по структуре разрабатываемой системы.
 - 5.2. Блок предложений по топологии разрабатываемой системы.
 - 5.3. Блок предложений по техническому оснащению.
6. Модель системы с включением мобильной компоненты.
7. Блок анализа результатов моделирования.

Особенностью данной многофакторной модели является включение в ее состав модели оценки структурной устойчивости системы радиомониторинга [1].

В рамках данного подхода при оценке структурной устойчивости необходимо в функциональной структуре системы радиомониторинга выделить минимальный набор элементов и взаимных связей между ними, обеспечивающий требования по выполнению системой своего назначения. Этот набор представляется в виде минимально необходимого графа структуры системы и называется граф-условием способности выполнять свое целевое назначение системой или граф-условием комплекса.

Любая техническая система также может быть представлена в виде исходного графа. В таком случае структурную устойчивость системы можно оценить вероятностью, определяемой отношением вероятного количества возможных структур системы, содержащих граф-условие, к общему количеству вероятных структур исходного графа.

Данный показатель характеризует вероятность того, что при стохастическом сокращении функциональной структуры системы радиомониторинга, вызванном выходом из строя части ее элементов, в ней останется некоторое минимальное количество функционально взаимосвязанных элементов, обеспечивающих работоспособность всей системы. Граф-условие выбирается исходя из основных процессов, протекающих в подсистемах радиотехнической системы.

Модель структурной устойчивости базируется на разработанном алгоритме [2], который представляет собой следующую последовательность действий.

1. Строится исходный граф оцениваемой системы (Y).
2. Анализируется исходный граф системы с целью получения количества уровней иерархии, количества типов и однотипных элементов на каждом уровне иерархии.
3. Рассчитываются вероятностные показатели устойчивости функционирования элементов различных типов.
4. Исходя из принятых алгоритмов функционирования подсистем, определяется граф-условие (U).
5. Производится анализ графа-условия с целью получения количества уровней иерархии, количества типов и однотипных элементов на каждом уровне иерархии.
6. Рассчитывается обобщенный показатель устойчивости системы с учетом ее структурной устойчивости (1)

$$P_{cy}(t) = \prod_{i=1}^M \prod_{j=1}^{N_i} \left\{ \sum_{k=n_{ij0}}^{n_{ij}} C_{n_{ij0}}^k P_{yij}^k(t) [1 - P_{yij}(t)]^{n_{ij}-k} \right\}, \quad (1)$$

где M – количество уровней иерархии в системе; N_i – количество типов элементов на i -м уровне иерархии системы; n_{ij} – количество элементов i -го уровня иерархии j -го типа; P_{yij} – вероятность устойчивого функционирования элемента i -го уровня иерархии j -го типа; C – число сочетаний.

Второй особенностью многофакторной модели формирования структуры центра радиомониторинга является наличие предложений

по структуре разработанной системы, ее топологии (не только для стационарной компоненты, но и для мобильной составляющей).

Разработанная многофакторная модель структурной организации архитектуры центра радиомониторинга позволяет проводить исследования вероятностных характеристик устойчивого функционирования создаваемой радиотехнической системы, исходя из потребностей сложившейся обстановки, общих и частных задач мониторинга, а также с целью обеспечения полноты добываемых сведений.

В результате моделирования, исходя из исследования структурной устойчивости радиотехнических систем, можно полагать, что не всегда основным направлением повышения устойчивости функционирования технических систем является функциональная унификации элементов подсистем, их взаимозаменяемость, избыточность, повышение структурной устойчивости каждого из отдельно взятых элементов. В связи с этим необходимо увеличивать количество элементов системы до определенного предела. Это же касается увеличения структурной устойчивости каждого элемента в отдельности.

Литература

1. Боев, С.Ф. Обеспечение живучести радиотехнических систем за счет повышения их структурной устойчивости / С.Ф. Боев, А.А. Гудков, С.Р. Малышев, И.В. Чеботарь // Научные технологии. – № 12. – М.: Изд-во Радиотехника, 2016. – С. 80–85.
2. Гудков, А.А. Алгоритм формирования структуры военно-технической системы / А.А. Гудков, С.Р. Малышев // Труды 71-й Всероссийской научно-технической конференции, посвященной Дню радио. – СПб.: СПбНТОРЭС, 2016. – С. 107–108.

Р.Ю. Ильин

Национальный центр управления обороной Российской Федерации **ОБЗОР УЯЗВИМОСТЕЙ СОВРЕМЕННЫХ СЕТЕЙ МОБИЛЬНОЙ** **СВЯЗИ И ИХ ЭКСПЛУАТАЦИИ**

В настоящее время сети мобильной связи являются самой активной частью критически важной информационной инфраструктуры и ключевым инструментом во многих сферах жизни общества. В по-

следние годы не раз появляется информация о записи частных телефонных разговоров людей, чей статус предполагает повышенные меры безопасности. В качестве реакции на эти утечки нередко выдвигается версия о сложных и дорогих технологиях прослушки, которые могут использоваться лишь спецслужбами. На практике сеть мобильного оператора представляет собой систему из множества подсистем с разными уровнями безопасности, которые на самом деле и определяют уровень безопасности всей сети. В частности, рассмотрим одну из уязвимых подсистем любого мобильного оператора связи: протоколы передачи данных ОКС-7 (другие названия – SS7, S7).

Общие особенности этих атак

- не требуется сложное оборудование;
- при успешно осуществленной одной атаке с использованием команд сигнальной сети ОКС-7 можно провести весь спектр означенных атак;
- атаки базируются на легитимных сообщениях ОКС-7.

Профиль атакующего

Атакующим может быть человек или группа людей с квалификацией, достаточной для построения узла, эмулирующего работу оператора сотовой связи. Для доступа к сети SS7 используются: приобретенное на черном рынке подключение у существующего оператора; получение разрешения на деятельность в качестве оператора связи в странах с лояльным законодательством в данной сфере; работа техническим специалистом в компании-операторе (возможность обеспечить подключение своего оборудования к сети SS7); проникновение в сеть оператора через взломанное пограничное устройство, будь то *GGSN* или сота *Femtocell*.

Необходимые ресурсы

Для построения узла, эмулирующего работу оператора сотовой связи или отдельного компонента сети, может быть использован персональный компьютер под управлением ОС семейства *Linux*. Формирование сообщений сигнализации SS7 и отправка их в сеть осуществляется средствами общедоступных стеков протоколов SS7.

1. ОБЗОР УЯЗВИМОСТЕЙ

Для всех описанных атак характерны следующие параметры: сложность реализации атаки, учитывая условия – средняя; воспроизводимость атаки, то есть возможность ее успешного повторения другими злоумышленниками – высокая.

1.1. Раскрытие идентификатора *IMSI*

В сетях мобильной связи идентификация абонентов происходит не по телефонному номеру (*MSISDN*), а по международному идентификатору *SIM*-карты – *IMSI*. Идентификатор *IMSI* является частью конфиденциальных данных об абоненте. Атака базируется на запросе адреса *MSC/VLR*, где находится абонент, и идентификатора *IMSI* абонента. Данный запрос является частью процедуры доставки сообщения *SMS* и выполняется для того, чтобы сеть–источник получила информацию о местонахождении абонента – для дальнейшей маршрутизации сообщения. Исходными данными для создания запроса является телефонный номер абонента. Злоумышленник получает *IMSI* абонента, адрес *MSC/VLR* (местоположение абонента с точностью до региона), обслуживающий абонента, адрес *HLR* (БД), в котором хранится подписка абонента.

1.2. Определение местоположения абонента

Атака основана на легитимном запросе местоположения абонента, результат которого обычно используется для тарификации в реальном времени входящего вызова на абонента. Исходными данными являются *IMSI* абонента и адрес текущего *MSC/VLR*. Эти данные получаются в результате успешной атаки, описанной выше.

1.3. Нарушение доступности абонента

В результате атаки абонент перестанет получать входящие вызовы и *SMS*-сообщения, при этом телефон абонента будет показывать, что он находится в зоне действия сети. Абонент будет недоступен, пока он не переместится в зону действия другого *MSC/VLR*, не произведет перезагрузку телефона или не осуществит исходящий вызов.

1.4. Перехват входящих *SMS*-сообщений

Атака является продолжением нарушения доступности абонента и не требует дополнительных действий со стороны атакующего и представляет собой процедуру регистрации абонента в зоне действия "фальшивого" *MSC/VLR*. Аналогичная процедура происходит при регистрации абонента в сети роуминг-партнера. Исходными данными являются *IMSI* абонента и адрес текущего *MSC/VLR*. После проведения регистрации абонента на "фальшивом" *MSC/VLR* все *SMS*-сообщения, предназначенные абоненту, будут приходить на узел атакующего.

1.5. Манипуляции с *USSD*-запросами

Атака является полной аналогией легитимного сообщения с *USSD*-запросом, пересылаемого от *VLR* к *HLR*. Исходными дан-

ными являются телефонный номер абонента, адрес *HLR* и строка самого *USSD*-запроса. Телефонный номер, как правило, известен с самого начала, адрес *HLR* можно получить в результате успешной атаки 1.1, описание *USSD*-запросов всегда есть на сайте оператора связи. Наиболее опасным вариантом реализации атаки можно считать проведение запроса на перевод средств между счетами абонентов. Такая атака может оставаться незамеченной в течении длительного времени, даже если при снятии средств со счета абонента оператор посылает оповещение с помощью *SMS*-сообщения. Проведение данной атаки совместно с атакой 1.4 дает злоумышленнику возможность остаться незамеченным.

1.6. Изменение профиля абонента в *VLR*

В процессе регистрации абонента на коммутаторе его профиль копируется из БД *HLR* в БД *VLR*. В профиле содержится информация об активированных и деактивированных услугах абонента, параметры переадресаций, адрес платформы онлайн-тарификации и прочее. Атакующий может произвести отправку в *VLR* фальшивого профиля абонента. Номер абонента, как правило, известен заранее. *IMSI* и адрес *VLR* злоумышленник может получить в результате атаки 1.1, детали профиля абонента можно получить, проведя атаку 1.3. Фальшивый профиль заставит *MSC/VLR* обслуживать абонента в соответствии с заданными злоумышленником параметрами. Например, абонент сможет совершать голосовые вызовы в обход системы тарификации. Как вариант, атака с подменой профиля может использоваться для прослушки разговоров жертвы.

1.7. Подслушивание исходящих вызовов

Атака является расширением атаки 1.6. В профиле абонента-жертвы злоумышленник меняет адрес платформы тарификации, указывая адрес подконтрольного ему оборудования. После этих действий в момент осуществления исходящего вызова абонента-жертвы, запрос на тарификацию уходит на оборудование злоумышленника. В этом запросе содержится номер вызываемого абонента. Злоумышленник имеет возможность перенаправить голосовой вызов на своё оборудование и создать конференц-вызов на три стороны: вызываемый абонент, вызывающий абонент, подслушивающий аппарат злоумышленника. Раскодированный голосовой трафик пройдёт через оборудование злоумышленника и возвратится к вызываемому абоненту, разговор состоится, но в нём несанкционированно будет участвовать третья сторона.

1.8. Перенаправление входящих вызовов

Атака базируется на сценарии входящего вызова и является продолжением атаки 1.3. При входящем вызове пограничный *MSC* (*GMSC*) отправляет запрос на *HLR* с целью определения, в зоне действия какого *MSC/VLR* находится абонент. Эта информация нужна для маршрутизации вызова на соответствующий коммутатор. После успешной атаки 1.3. *HLR*, получив указанный запрос, переадресует его на "фальшивый" *MSC/VLR*, который, в свою очередь, отправляет номер для перенаправления вызова (*MSRN*). *HLR* транслирует этот номер на *GMSC*, который осуществляет перенаправление вызова на предоставленный *MSRN*. Атакующий влияет на механизм маршрутизации голосовых вызовов, в данном случае перенаправляет входящий вызов, адресованный абоненту-жертве на произвольный номер. Вариантом исполнения этой атаки может быть перенаправление вызова на дорогое международное направление. Злоумышленник может наладить схему мошенничества, продавая такой трафик. Убытки оператора от этой схемы будут определяться себестоимостью международного трафика.

1.9. Отказ в обслуживании *MSC* для входящих голосовых вызовов

В основе атаки лежит процедура выделения роумингового номера (*MSRN*) при установлении входящего голосового вызова. При вызове сначала происходит определение текущего *MSC/VLR* для абонента, затем создание голосового канала до этого коммутатора. Для этого используется временный роуминговый номер. В нормальной ситуации время жизни роумингового номера составляет доли секунды. Однако значения таймеров для удержания роумингового номера, указанные в оборудовании по умолчанию, составляют 30–45 секунд. Если на коммутатор массово отправлять запросы на выделение роуминговых номеров, то можно довольно быстро израсходовать весь пул роуминговых номеров, и у коммутатора пропадет возможность осуществлять входящие мобильные вызовы. В результате атаки будут недоступны все мобильные абоненты, находящиеся в зоне обслуживания данного коммутатора.

2. ВЫВОДЫ

В настоящее время уязвимости сетей сотовой связи на основе технологии ОКС-7 позволяют внешнему злоумышленнику даже с невысокой квалификацией проводить достаточно серьезные атаки, результатом которых может быть потеря денежных средств абонентов, утечка конфиденциальных данных или нарушение доступности абонентов и элементов

сети в интересах третьих лиц, что было неоднократно подтверждено российскими и зарубежными специалистами в сфере информационной безопасности. На конференциях и выставках в данной сфере в разное время были продемонстрированы на стендовом оборудовании такие атаки, как раскрытие местоположения абонента, нарушение доступности абонента, перехват SMS-сообщений, подделка USSD-запросов и перевод средств с их помощью, перенаправление голосовых вызовов, подслушивание разговоров, нарушение доступности мобильного коммутатора. При этом даже телеком-операторы, входящие в десятку мировых лидеров, не защищены от подобных атак. Кроме того, уже известны случаи практического применения подобных техник на международном уровне, включая раскрытие местоположения абонентов в других странах, а также прослушивание переговоров с территории другого государства.

Е.П. Кадуков
Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского;
А.Е. Жулёв

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В СОВРЕМЕННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Тенденции развития технологии передачи информации в современных спутниковых системах связи направлены на повышение помехоустойчивости и эффективности передачи информации. С этой целью применяются спектрально-эффективные сигналы, сформированные на основе новых видов модуляции.

Одним из таких видов модуляции является частотная модуляция с непрерывной фазой (ЧМНФ), формируемая на основе различного рода сглаживающих фильтров. Дискретные ЧМНФ-сигналы характеризуются постоянной огибающей, отсутствием скачков фазы при модуляции, а также высокими показателями энергетической и частотной эффективности [1].

Эффективность использования полосы частот достигается за счет сглаживания фазового импульса сигнала во временной области. Такое сглаживание приводит к концентрации энергии сигнала в узкой полосе, что обеспечивает уменьшение ширины полосы, требуемой для передачи сигнала, и размещение соседних сигналов плотнее друг к другу, практически без взаимных помех.

В отличие от ЧМНФ-сигналов сигналы, построенные с использованием амплитудных и амплитудно-фазовых видов модуляции, оказываются чувствительными к узкополосным нелинейностям в тракте радиотехнической системы и не обеспечивают постоянства комплексной огибающей сигнала.

Для решения задачи приема новых видов модуляции рассмотрим следующие модуляционные форматы, сигналы с которыми, в зависимости от величины памяти в числе посылок, называются сигналами с полным или частичным откликом. В случае, если направление и скорость приращения мгновенной фазы зависят только от текущего символа, то это сигналы с полным откликом. Если значение мгновенной фазы зависит от текущего и предыдущих информационных символов, тогда – это сигналы с частичным откликом [2].

К частотной модуляции с непрерывной фазой и с полным откликом относятся следующие модуляционные форматы:

- модуляция с минимальным сдвигом (ММС);

- частотная модуляция с непрерывной фазой и полиномиальным законом изменения частоты (ЧМНФПЛ);

- частотная модуляция с непрерывной фазой и синусоидальным законом изменения частоты по методу Ф. Аморосо (ЧМНФА) и по методу Дж. Понсонби (ЧМНФП).

Произведенный анализ модуляционных форматов сигналов с полным откликом показал, что усложнение закона частотной модуляции за счет увеличения степени полинома или синуса приводит к увеличению скорости "спадания" спектральной плотности мощности в дальней зоне, сопровождающемуся автоматическим расширением одного или нескольких первых боковых лепестков. Последнее, в конечном счете, приводит к расширению регламентной полосы.

Действенный метод повышения спектральной эффективности ЧМНФ-сигналов достигается за счет введения памяти в соответствующий модулятор. Подобные модуляционные форматы именуются форматами с частичным откликом.

К частотной модуляции с непрерывной фазой и с полным откликом относятся следующие модуляционные форматы:

- модуляция с минимальным сдвигом с памятью;

- гауссовская модуляция с минимальным сдвигом;

- гауссовская модуляция с минимальным сдвигом по методу К. Феера [3].

Произведенный анализ модуляционных форматов сигналов с частичным откликом показал, что увеличение длительности элементарного импульса, при сохранении прежнего периода их следования, приводит к действительному сужению спектра сигнала. Получаемые при этом перекрытия элементарных импульсов, содержащие информацию о предыдущем символе, формируют комбинационные составляющие сигнала. Однако платой за полученные выгоды служит возникновение паразитных компонентов, создаваемых предмодуляционным гауссовским фильтром низких частот.

Таким образом, в данной статье по результатам анализа спектрально-эффективных сигналов, применяемых в современных спутниковых системах связи, показано, что усложнение закона частотной модуляции, обеспечивающее непрерывность производных мгновенной фазы, приводит к расширению полосы пропускания сигнала. Установлено, что введение памяти в МНФ за счет увеличения длительности элементарного импульса обеспечивает меньшее значение регламентной полосы сигнала, однако приводит к растяжению автокорреляционной функции сигнала.

Литература

1. Банкет, В.Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
2. Макоеева, М.М. Системы связи с подвижными объектами / М.М. Макоеева, Ю.С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
3. Феер, К. Беспроводная цифровая связь / К. Феер; пер. с англ. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 518 с.

*А.Е. Жулёв,
к.т.н., доцент А.П. Ратушин,
к.т.н. М.В. Печурин*

К ВОПРОСУ ОБ ИДЕНТИФИКАЦИИ НЕПРЕРЫВНЫХ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ КОДОВ

Ведение радиомониторинга спутниковых систем связи затруднено присутствием неопределенности относительно структуры и параметров передающего тракта. Решение задачи устранения данной неопределенности обеспечивается методами технического анализа,

реализованными в современных комплексах специального приема. Сложность данной задачи обусловлена большим разнообразием спутникового оборудования и множеством способов построения передающего тракта. Обязательным элементом передающего тракта является канальный кодер, предназначенный для борьбы с помехами, возникающими при передаче сигналов по спутниковым линиям связи [1]. Появление в передающем тракте новых аппаратных и программных решений, в том числе и методов канального кодирования, увеличивает существующую неопределенность относительно структуры и параметров передающего тракта и обуславливает необходимость разработки адекватных методов по её устранению.

Одним из методов канального кодирования, обладающим высокими качественными характеристиками (высокая скорость кодирования и исправляющая способность при допустимой сложности реализации кодера и декодера), является непрерывный низкоплотностный корректирующий код (ННКК), называемый в англоязычной литературе *LDPC convolution codes (LDPC-CC)*. Данный код был открыт в 1999 году [2] и за последнее десятилетие широко востребован в рамках научных исследований и практического внедрения, подкрепленных государственными и коммерческими грантами. Применение существующих методов технического анализа помехоустойчивых кодов применительно к ННКК ограничено [3], в связи с чем задача разработки метода идентификации ННКК является актуальной.

Непрерывный низкоплотностный корректирующий код представляет собой разновидность сверточного кода. На рис. 1, без потери общности, приведена структура кодера ННКК со скоростью кодирования $R = 1/2$.

Кодер ННКК состоит из элементов простого сверточного кодера (СК), таких, как регистры сдвига (РС) и сумматоры по модулю два, а также дополнительных элементов, таких, как управляемые отводы РС и блок управления отводами РС ϕ , (БУО). Управляемые отводы и БУО выделены на рисунке заштрихованной областью. Работа кодера заключается в преобразовании входной информационной последовательности в кодовую последовательность путем внесения избыточных символов. Регистры сдвига кодера ННКК имеют большую длину по сравнению с РС простых СК, управляемые отводы представляют собой ключи с двумя состояни-

ями (1 – "открыт" и 0 – "закрыт"), БУО на каждом такте задаёт новые номера управляемых отводов, которые будут находиться в состоянии 1. При этом количество "открытых" отводов на каждом такте постоянно и равно kol , а каждая их комбинация повторяется с периодом T .

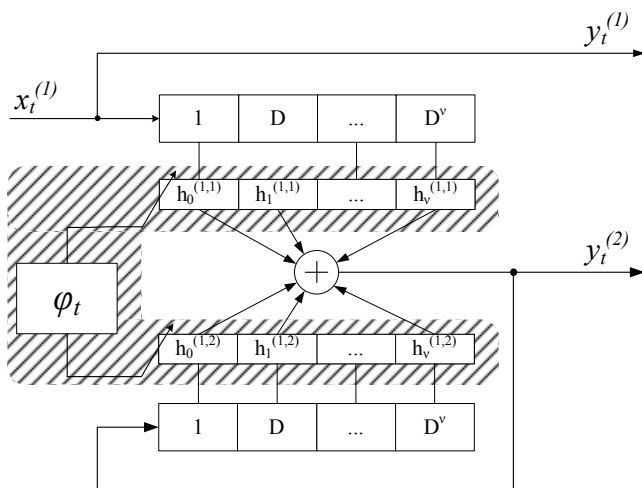


Рис. 1. Кодер ННКК со скоростью кодирования $R = 1/2$

Задачу идентификации ННКК предлагается решить, как задачу оптимизации, используя метод покоординатного спуска, что предполагает выполнение следующих этапов:

- преобразование входной выборки в двумерный массив W слов кандидатов, количество строк которого определяется максимально допустимой длиной регистров сдвига и максимально допустимым значением знаменателя кодера, т. е. длиной кодового слова, количество столбцов ограничено снизу количеством строк матрицы, а верхняя граница задаётся вероятностью битовой ошибки;
- задание диапазонов для значений основных параметров ННКК в виде одномерных массивов, значения которых записываются в соответствующий массив в порядке возрастания их значений, и определяют начальную точку задачи оптимизации;
- выполнение покоординатного спуска, заключающегося в увеличении значения каждого параметра ННКК и формировании в соответствии с выбранными значениями проверочного полинома p ;

– решение об истинности проверочного полинома принимается в случае обнаружения периода в векторе $S = p \cdot W$ с использованием метода наименьших квадратов, учитывающем вероятность битовой ошибки.

Для сравнительной оценки предложенного подхода с методом полного перебора и методом перебора, учитывающего количество регистров сдвига, были произведены расчеты зависимости количества элементарных операций от длины регистров сдвига, при фиксированных значениях длины кодового слова n , количества отводов kol и периода кода T . Результаты расчета вычислительной сложности идентификации ННКК для кода с параметрами $n = 2$, $T = 3$, $kol = 3$ представлены на рис. 2. Для проверки истинности проведенных расчетов были проведены экспериментальные исследования, которые показали сходимость теоретических расчетов с практикой.

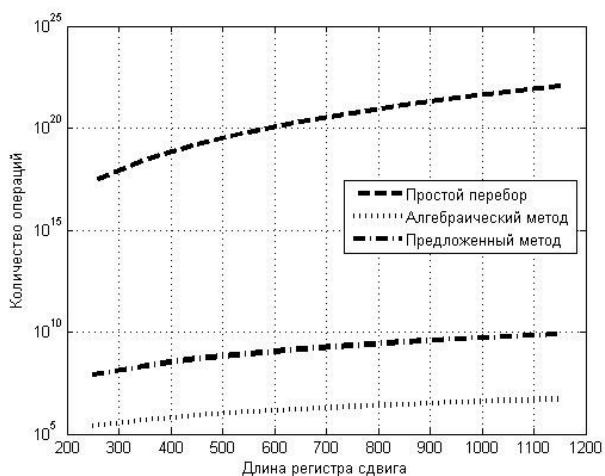


Рис. 2. Вычислительная сложность идентификации ННКК ($n = 2$, $T = 3$, $kol = 3$)

Таким образом, предложенный подход позволяет идентифицировать ННКК. По вычислительной сложности данный подход дает значительный выигрыш относительно метода полного перебора, но уступает алгебраическим методам (рис. 2). Помехоустойчивость и требования к объёму выборки предложенного подхода соизмеримы

с методом пробного декодирования. Основным достоинством предложенного подхода, в отличие от подавляющего большинства существующих методов идентификации помехоустойчивых кодов, является отсутствие ограничения относительно синхронизации по границам кодовых слов.

Литература

1. Сомов А.М. Спутниковые системы связи: учеб. пособие / А.М. Сомов, С.Ф. Корнев. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 244 с.
2. A.J. Feltstrom, K. Sh. Zigangirov. Periodic time-varying convolutional codes with low-density parity-check matrices // IEEE Trans. Inform. Theory. Vol. 45. № 5. Sept. 1999. P. 2181–2190.
3. Жулёв, А.Е. Показатели качества идентификации непрерывных низкоплотностных корректирующих кодов алгебраическим методом / А.Е. Жулёв, А.П. Ратушин, С.А. Батчев // Межведомственная научно-техническая конференция "Актуальные проблемы военной науки и политехнического образования ВМФ" 12–18 апреля 2016 г.; сб. докладов. Часть IV, Санкт-Петербург: ВУНЦ ВМФ, 2016.

*А.Н. Власов,
к.т.н., доцент В.Н. Носиков*

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА ИНФОРМАЦИОННОГО ТРАФИКА В КАНАЛАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРА ХЕРСТА

При обработке цифровых потоков, передаваемых в сетях с коммутацией пакетов и содержащих в своём составе кодированную речь, видео и иные данные, все имеющиеся алгоритмы основываются на анализе служебных полей протоколов, с использованием которых передаются данные цифровые потоки. Разбирая их на составляющие, пользователь принимает решение о типе передаваемой информации. По такому принципу организован алгоритм в СПО *"Delta-Grata"* и СПО *NodWin*. Они анализируют стандартизованные служебные поля пакетов и классифицируют их по протоколам. При анализе модифицированных протоколов данные алгоритмы не способны обрабатывать изменённые служебные поля и, как следствие, классифицировать передаваемый информационный трафик.

Вследствие этого появилась необходимость разработать универсальный алгоритм определения типа передаваемой информации, который не использовал бы априорные сведения о структуре протоколов.

В сети циркулирует большое количество разнообразного трафика. Анализ и сравнение основных потоков информации показывает, что построение сети требует решения задачи совмещения, по крайней мере, двух типов трафика, а именно: изохронного (речь, видео, факсимиле) и асинхронного (данные, файлы) [2]. Асинхронный трафик допускает сравнительно большие вариации постоянной задержки, требует высокой достоверности передачи информации и не критичен к поддержанию изохронности при передаче по каналам связи.

Отличительной особенностью изохронного трафика, в отличие от асинхронного, является высокое требование к соблюдению относительно точных временных промежутков между порциями информации при ее передаче в реальном масштабе времени.

Таким образом, изохронный трафик обладает свойством самоподобия, то есть свойством потока информации сохранять при передаче с заданной точностью временное расположение его отдельных элементов, выражающееся через параметр Херста. Понятие самоподобности впервые введено Бенуа Мандельбротом [1].

Одной из характеристик самоподобия является метод R/S -статистики, метод дающий оценку уровня самоподобности. Данный метод не имеет ограничений относительно априорных знаний вида закона распределения случайной величины, является менее трудоёмким и может использоваться только для проверки самоподобности исследуемого временного ряда. С помощью метода R/S – статистики возможно получение оценки показателя Херста (1).

$$H = \frac{\ln(R_N / S_N)}{\ln(aN)}, \quad (1)$$

где H – параметр Херста; S_N среднеквадратичное отклонение выборки за N наблюдений; R_N – размах накопленного отклонения за N наблюдений; N – число наблюдений; a – заданная константа.

Размах накопленного отклонения за N наблюдений рассчитывается по формуле

$$R_n = \max_{k=1, \dots, n} \left(\sum_{i=1}^k (h_i - h_n) \right) - \min_{k=1, \dots, n} \left(\sum_{i=1}^k (h_i - h_n) \right), \quad (2)$$

где h_n – среднее арифметическое выборки.

Величина $0,5 < H < 1$, причем для процессов, не обладающих самоподобностью $H < 0,5$, а для самоподобных процессов данный параметр обычно изменяется в пределах от 0,7 до 0,9 [3].

На практике параметр Херста можно определить путем построения графика отношения $\log(RN/SN)$ в зависимости от $\log(N/2)$, при разных N , и вычислить величину H как тангенс угла наклона полученной линии. Полученное множество точек не будет строго линейным, поэтому их следует аппроксимировать линией, например, по методу наименьших квадратов (рис. 1).

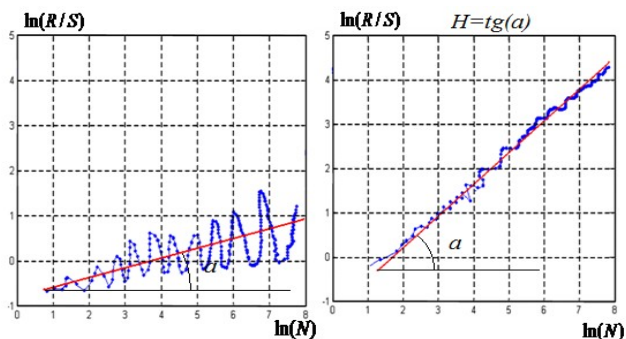


Рис. 1. Зависимости параметров $\log(RN/SN)$ от $\log(N/2)$ при передаче разного рода данных

Исходными данными для расчета параметра Херста являются значения временных задержек между пакетами отдельных корреспондентов. Основным недостатком практического применения параметра Херста для определения типа информационного трафика является сложность математических расчетов, что, в свою очередь, замедляет скорость обработки высокоскоростных цифровых потоков, циркулирующих в современных сетях передачи данных.

Из анализа аналитического выражения параметра Херста можно сделать вывод, что основными его составляющими являются такие статистические характеристики, как среднее арифметическое временных задержек и их среднее квадратическое отклонение. Среднее арифметическое временных задержек в основном зависит от характе-

ристик сети передачи данных и недостаточно подходит для определения вида циркулирующей в ней информации, в свою очередь, среднее квадратическое отклонение задержек зависит от свойств передаваемого трафика. При проведении численного эксперимента, заключающегося в вычислении параметра Херста и СКО временных задержек одной и той же выборки, было выяснено, что временные затраты на расчет параметра Херста примерно в пять раз больше чем для расчета СКО временных задержек, при этом оба результата позволяют однозначно классифицировать вид информационного трафика.

Исходя из этого, для снижения временных затрат на определения вида информационного трафика, предлагается заменить параметр Херста, как признак, позволяющий классифицировать информационный трафик на СКО временных задержек.

Передача речевых данных обусловлена устойчивостью и предсказуемостью. Неизменность временных интервалов между пакетами, связанная с постоянной скоростью кодирования речевых данных говорит нам о том, что передача речевых данных в системах связи обладает свойством самоподобия. Передача текстовых и графических данных обусловлена неустойчивостью временного ряда и его непредсказуемостью, а это значит, что свойством самоподобия данный вид передач также не обладает. В итоге можно сказать, что статистические характеристики являются признаками самоподобия трафика, с помощью которых возможно определение его типа. Для повышения оперативности классификации информационного трафика предлагается заменить параметр Херста на СКО временных задержек.

Литература

1. Шелуфин, О.И., Фрактальные процессы в телекоммуникациях / О.И. Шелуфин, А.М. Тенякшев, А.В. Осин. – М.: Радиотехника, 2003.
2. Олифер, В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер: учебник для вузов; 4-е изд. – СПб.: Питер, 2010. – 944 с.: ил.
3. Носиков, В.Н., Метод распознавания полезной нагрузки в сетях с коммутацией пакетов: сб. науч. тр. / В.Н. Носиков, Д.А. Сотников // Череповец: ЧВВИУРЭ. – Ч. 2. – 2014.

*д.т.н., профессор В.И. Пономарёв,
к.т.н., доцент Л.А. Шабалин,
А.В. Синцов,
А.С. Фуфачев
АО НПП "ЗНАК"*

АСПЕКТЫ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ЦИФРОВОГО РАДИОПРИЕМНОГО ЦЕНТРА

Современное развитие вычислительной техники позволяет построить цифровой радиоприемный центр, предоставляющий клиентам (приложения радиомониторинга и направленного радиоприема) сигнал реального или пост-реального времени в комплексном цифровом виде в автоматическом режиме. Обобщенная структура такого центра показана на рис. 1.

Радиоприемный центр состоит из аналоговой и цифровой частей, обеспечивающих функции АЦП, цифровой обработки сигналов, их хранения и транспортировки на клиентскую сторону. Структура центра достаточно сложная и многокомпонентная: антенны, устройства защиты и разветвления радиосигнала, устройства АЦП, видеоускоритель для цифровой обработки и разделения сигнала на каналы согласно частотному плану.

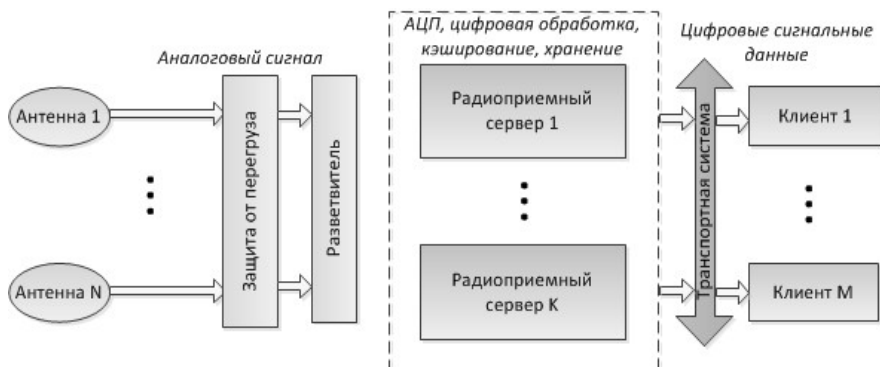


Рис. 1. Структура цифрового радиоприемного центра

Более того, важно обеспечить качество доставки и хранения цифровых сигнальных данных с помощью транспортной системы и подсистемы истории сигнальных данных: клиенты должны получать сигнальные данные без ошибок и с минимальной латентностью.

Таким образом, одной из наиболее важных задач является совершенствование, развитие и расширение средств тестирования и диагностики аппаратного и программного обеспечения радиоприемного центра. Основная цель – повышение надёжности и "живучести" оборудования цифрового радиоприема.

Набор статистической информации и эмпирические исследования позволяют утверждать о важности диагностики следующего списка типовых неисправностей, показанных в табл. 1.

Для определения сбоя одного или нескольких физических или частотных каналов радиоприема можно применить процедуры экспресс-проверки качества сигнала, например, полное отсутствие сигнала с одного или нескольких каналов, серьезные отличия шумовой подложки на разных каналах.

Таблица 1

Наиболее важные неисправности

Компонент	Неисправность
Цифровые радиоприемники	Сбой драйвера/операционной системы
	Внутренний сбой
	Отсутствие сигнала или высокий уровень шума
	Перегруз АЦП
Радиоприёмный тракт мониторинга	Отсутствие сигнала /низкий уровень
	Плохо "слышно" слабые сигналы
Радиоприёмный тракт направленного приёма	Отсутствие сигнала /низкий уровень /высокий уровень шума на 1 или нескольких каналах
	Неверное определение в азимутальной плоскости известных источников радиоизлучений
Транспортная система	Нет соединения с сервером радиоприёма
	Пропуски в трансляции цифровых сигнальных данных
Дисковые накопители	Снижение скорости чтения/записи

Для диагностики проблем АЦП необходима визуализация гистограммы распределения бит АЦП в физическом канале приема (рис. 2).

Для оценки качества радиоприемного тракта направленного приема можно использовать метод периодического поиска в азимутальной плоскости известных источников радиоизлучений и сравнивать реальные результаты с истинными. Большие отклонения позволяют диагностировать факт сбоя, а различные вторичные данные позволяют детализировать проблемный модуль.

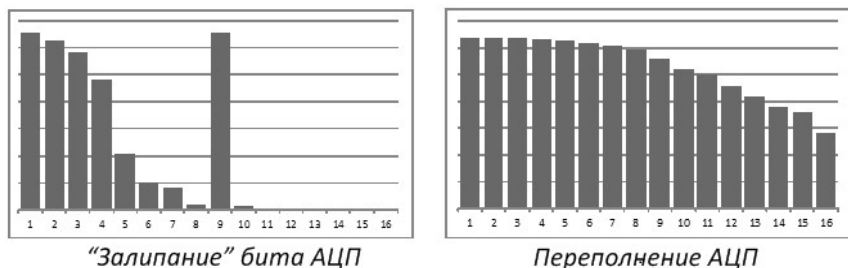


Рис. 2. Диагностика цифровых радиоприёмников и АЦП

Ошибка вычисляется как среднеквадратичное отклонение, вычисление происходит по формуле (1)

$$RMS(\theta) = \sqrt{\frac{\sum_j \sum_i \sum_k \frac{N F_j M_{ij}}{k} (\theta_{oj} - \theta_{ijk})^2}{\sum_j \sum_i \frac{N F_j M_{ij}}{k}}}, \quad (1)$$

где n – количество источников радиоизлучений, F_j – количество частот источников радиоизлучений, M_{ij} – результат измерения на частоте i источника радиоизлучений j , θ_{oj} – истинное значение азимута источника j , θ_{ijk} – измерение k азимута источника j , работающего на частоте i .

До вычисления RMS по формуле (1) из расчётов исключаются грубые отклонения (6 градусов и выше), полученные в результате аномальных условий распространения радиоволн.

Для диагностики системы пост-реального времени необходимо периодически проверять параметры дисковых накопителей как показано в табл. 2.

Состояние дисковых накопителей

Параметр	Значение		
	HDD1	HDD2	HDD3
Температура, градусы Цельсия	30	43	50
Bad-сектора	0	1	5663
Время чтения + время записи, %	81	79	96
Среднее время записи блока	24	25	47

Для более глубокой диагностики сложных неисправностей используется автоматизированный режим. Он представляет собой интерактивную оболочку "вопрос-ответ". Оператору задается вопрос с подсказкой "что сделать" и "куда посмотреть". Ответ оператора отправляет нас к другому вопросу (рис. 3).

Откройте программу тестирования, выберите пункт "реальный эфир"

Какую картину вы видите?

• сигнал присутствует на всех каналах

• сигнал отсутствует на 1 канале

• сигнал отсутствует на всех каналах

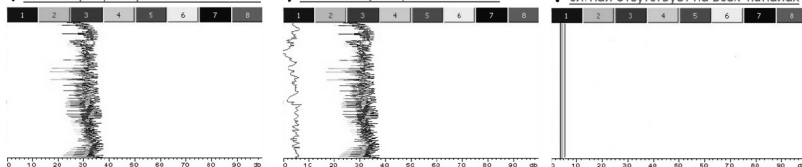


Рис. 3. Пример страницы интерактивной диагностики

Данные методики диагностики позволяют быстро оценить работоспособность радиоприемного центра и выявить неисправность.

Литература

1. Синцов, А.В. Особенности реализации транспортной подсистемы многофункционального радиоприемного центра / А.В. Синцов, А.С. Фуфачев, А.В. Луппов // Сборник статей "Общество, наука, инновации" (НПК-2016); 2-е изд., исправ. и доп. – Вятский гос. ун-т, 2016. – С. 2284–2291.

2. Синцов, А.В. Цифровой радиоприемный центр радиомониторинга и пеленгования КВ-диапазона / А.В. Синцов, А.С. Фуфачев, А.В. Луппов // Сборник статей "Общество, наука, инновации" (НПК-

2015): Всероссийская ежегодная научно-практическая конференция. – Вятский гос. ун-т, 2015. – С. 1281–1282.

*к.т.н. М.В. Печурин,
А.Е. Жулёв,
А.А. Холодов*

ХАРАКТЕРИСТИКА СОВРЕМЕННЫХ СПУТНИКОВЫХ МОДЕМОВ

Различные системы радиосвязи охватывают сегодня весь мир, соединяя между собой континенты и самые удаленные уголки планеты. Ведущую роль при построении территориально-распределенных радиосетей играют спутниковые системы связи (ССС). Бурное развитие последних привело к появлению на рынке широкой номенклатуры спутниковых модемов. Эти устройства являются важным элементом земных станций спутниковой связи, так как от качества их работы зависят помехоустойчивость приема информации, занимаемая полоса частот, уровень помех в соседнем канале и т. д. Знание возможностей, технических характеристик, структуры и особенностей работы последних является одним из требований для успешной разработки отечественной техники специального приема.

Спутниковый модем предназначен для преобразования цифрового сигнала, поступающего от каналообразующей аппаратуры земной станции (мультиплексоров, аппаратуры передачи данных, речепреобразующих устройств и т. д.), в модулированный радиосигнал на промежуточной частоте (ПЧ), обычно составляющей 70 ± 18 или 140 ± 36 МГц, и для обратного преобразования радиосигнала ПЧ в цифровой. Кроме того, современные спутниковые модемы позволяют осуществлять преобразование первого в радиосигнал ПЧ L -диапазона.

В состав современного спутникового модема входят следующие блоки (рис. 1): модулятор и демодулятор, кодер и декодер канала, интерфейс, контроллер и панель управления [1].

Так модулятор и демодулятор позволяют повысить эффективность использования частотного ресурса и увеличить пропускную способность СССР на основе применения многопозиционных методов модуляции. А кодер и декодер канала повышают помехоустойчивость передачи сообщений за счет добавления к последним избыточных корректирующих символов. На сегодняшний день ведущими зарубежными фирмами-производителями спутниковых модемов являются "Comtech

EFData" (США), *"ViaSat"* (США), *"Newtec"* (Бельгия). Оборудование последних (табл. 1) поставляется как в коммерческих интересах, так и в интересах правительств и вооруженных сил многих государств, в том числе США и блока НАТО.

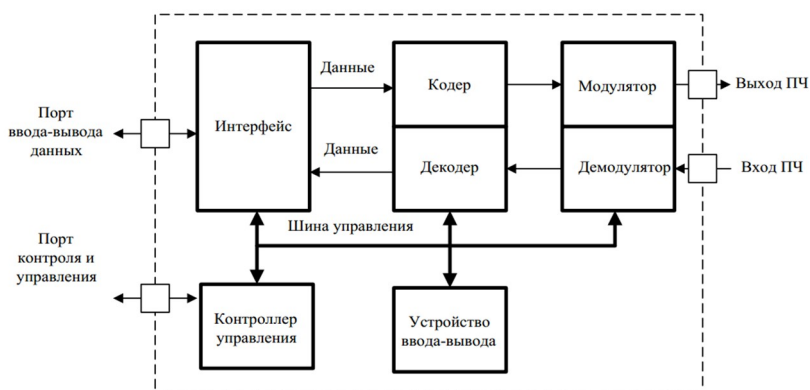


Рис. 1. Структурная схема современного спутникового модема

Таблица 1

Характеристика современных спутниковых модемов

Наименование	Бодовая скорость	Модуляция	Помехоустойчивое кодирование	Технические решения
<i>Comtech EFData, CDM-750</i>	1-63 Мбод	ФМ4, ФМ8, АФМ16, АФМ32	LDPC/БЧХ (DVB-S2)	<i>DT CC, ACM</i>
<i>Comtech EFData, CDM-760</i>	0,1-150 Мбод	ФМ4, ФМ8, АФМ16, АФМ32	LDPC/БЧХ (DVB-S2, DVB-S2X)	<i>DT CC, ACM</i>
<i>Comtech EFData, CDM-800</i>	1-62 Мбод	ФМ4, ФМ8, АФМ16, АФМ32	LDPC/БЧХ (DVB-S2)	<i>ACM, VCM</i>
<i>Comtech EFData, DMD-2050E</i>	0,0048-30 Мбод	ФМ2, ФМ4, ФМ8, КАМ8, КАМ16, АФМ16	LDPC, ТКБ, ТКС, сверточное, Рида-Соломона, треллис	<i>DT CC, ACM</i>

Наименование	Бодовая скорость	Модуляция	Помехоустойчивое кодирование	Технические решения
<i>ViaSat, MD-1366</i>	0,032-60 Мбод	ФМ2, ФМ4, ФМ8, АФМ16	ТКС, сверточное, Рида-Соломона, треллис	<i>ACSM</i>
<i>Newtec, MDM-9000</i>	0,256-133 Мбод	ФМ4, ФМ8, АФМ16, АФМ32, АФМ64, АФМ128, АФМ256	<i>LDPC/БЧХ (DVB-S2, DVB-S2X)</i>	<i>ACM</i>

Современные спутниковые модемы позволяют передавать сообщения со скоростью в несколько сотен Мбит/с (до 425 Мбит/с –MDM-9000, до 314 Мбит/с – CDM-760). При этом бодовая (символьная) скорость, влияющая на ширину спектра радиосигнала, также достигает сотен Мбод (до 150 Мбод – CDM-760). Поддерживаемыми видами модуляции являются: фазовая модуляция с двумя (ФМ2), четырьмя (ФМ4) и восемью (ФМ8) позициями фазы, квадратурно-амплитудная модуляция с восемью (КАМ8) и шестнадцатью (КАМ16) позициями модулируемых параметров, амплитудно-фазовая модуляция АФМ16, АФМ32, АФМ64, АФМ128, АФМ256. Основными поддерживаемыми помехоустойчивыми кодами являются: каскадные конструкции сверточный код / код Рида-Соломона, треллис-кодирование / код Рида-Соломона согласно стандартам *DVB-S*, *IESS-308*, *IESS-309*, *IESS-310*, *IESS-314*, *MIL-STD-188-165A*; каскадная конструкция код с низкой плотностью проверок на четность (*LDPC*) / код Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) согласно стандартам *DVB-S2*, *DVB-S2X*; блочные (ТКБ) и сверточные (ТКС) турбокоды согласно стандартам *IESS-315*, *DVB-RSC*, *DVB-RSC2*, *MIL-STD-188-165B*, *STANAG 4486 (Edition 3)*. Вместе с этим, компанией *Comtech EFData* разработаны собственные ТКБ, а также произведено расширение линейки стандартных *LDPC* кодов под названием *VersaFEC*, *VersaFEC 2*.

Необходимо отметить, что для более эффективного согласования источника сообщения с каналом связи в современных спутниковых модемах применяется ряд технических решений. Во-первых, режим адаптивного кодирования и модуляции (*Adaptive Coding and Modulation, ACM*), предусмотренный стандартами *DVB-S2* и *DVB-S2X*

для систем связи типа "точка-точка". При таком решении производится изменение (адаптация) вида модуляции и скорости канального кодирования на передающей стороне в зависимости от качества спутникового канала связи (например, погодных условий). Так, если на приемной стороне уменьшилось отношение сигнал / шум, об этом сообщается на передающую сторону, где уменьшаются позиционность модуляции и скорость канального кодирования, что увеличивает корректирующую способность спутникового оборудования. Похожее решение (*Adaptive Coding, Spreading and Modulation, ACSM*) предлагает компания "ViaSat", акцентируя внимание, в том числе, на изменение ширины спектра радиосигнала. Кроме того, в последних модемах реализован режим переменного кодирования и модуляции (*VCMS*), при котором для сообщений с разным содержанием (текст, аудио, видео и т. д.) применяются процедуры кодирования и модуляции с различными параметрами.

Во-вторых, широко используемым техническим решением компании "Comtech EFData", является режим вдвоянной несущей (*DT CC, DoubleTalk Carrier-in-Carrier*). Он позволяет реализовать дуплексную работу двух спутниковых модемов на одной и той же частоте транспондера. Похожее техническое решение (*PCMA, Paired Carrier Multiple Access*) предлагает компания "ViaSat". Оно применяется с целью организации дуплексной связи нескольких *VSAT* терминалов с центральной станцией в пределах полосы частот, занимаемой сигналом последней. Эти решения позволяют уменьшить полосу частот, выделенную в спутниковом канале связи, в два раза.

Таким образом, существующая номенклатура спутниковых модемов позволяет обеспечить связью требуемого качества широкий круг пользователей. При этом все технические "новинки", предлагаемые зарубежными фирмами-производителями, усложняют доступ к семантике передаваемых сообщений. Так видно, что современная техника специального назначения не в полной мере удовлетворяет требованиям по приему, анализу и обработке сигналов СССР. А именно, по бодовой скорости, позиционности АФМ, помехоустойчивому кодированию, режиму *DT CC*. Это, в свою очередь, требует усовершенствования существующих или разработки новых образцов такой техники и возможно теоретических подходов, реализованных в ней.

Литература

1. Сомов, А.М. Спутниковые системы связи: учеб. пособие / А.М. Сомов, С.Ф.Корнев. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 244 с.

*д.т.н., доцент Д.А. Тавалинский,
С.В. Дианов*

ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ВЕРИФИКАЦИИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Говоря о процедуре верификации при обработке цифровой информационной последовательности (ЦИП), следует формально определить физический смысл оператора

$$F_{\phi}^{-1} : \tilde{b}_{<m>} \rightarrow s_{<n>}^*, \quad s_{<n>}^* \approx s_{<n>}, \quad (1)$$

на основе которого осуществляется преобразование последовательности комбинаций $\tilde{b}_{<m>}$ процедуры преобразования данных (ППД) в конечный результат – совокупность элементов сообщения S_i , $i = 1(1)N$.

Реализация такого правила с учетом модели совместного представления ППД и сообщений естественных форматов данных, разработанной в работе [1], предполагает наличие параметра модели сообщения $\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)})$, $i = 1(1)N$, $j = 1(1)J$ в виде графовой траектории

$$\tilde{\phi}_j^{(t_1)}(\pi^{(k)}) \rightarrow \tilde{\phi}_j^{(t_2)}(\pi^{(k)}) \rightarrow \tilde{\phi}_j^{(t_3)}(\pi^{(k)}) \rightarrow \dots,$$

а также параметры преобразования в виде

$$\tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)}) \rightarrow \tilde{\delta}_j^{(t_{i+1})}(\pi^{(m)}) \rightarrow \tilde{\delta}_j^{(t_{i+2})}(\pi^{(m)}) \rightarrow \dots, \quad j = 1(1)J,$$

получаемые в результате принятия решения в пользу символа S_i при наблюдении двоичной последовательности $\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)})$.

В таких условиях посимвольная процедура декодирования на основе принципа максимального правдоподобия включает следующие этапы:

Этап 1. Получение значения $\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)})$ в момент времени i на выходе канала приема.

Этап 2. Определение множества констант и варьируемых переменных, от которых зависит выбранная целевая функция

$$(\tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)}), \tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}), \tilde{F}_{\delta_j}^{-1}).$$

Этап 3. Последующий выбор наиболее подходящего элемента $\tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)})$ с точки зрения максимума совместного параметра $Fun(\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}), \tilde{F}_{\phi_j}^{-1})$:

Этап 4. Определение для всех возможных $\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)})$ условных вероятностей $p(\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}) | \tilde{\phi}_j^{(t_{i-1})}(\pi^{(k)}), \tilde{\phi}_j^{(t_{i-2})}(\pi^{(k)}), \dots, \tilde{\phi}_j^{(t_1)}(\pi^{(k)}))$ и значений ошибок $\Delta\omega_i$ при каждом $\tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)})$, $i = 1(1)N$, $j = 1(1)J$.

Этап 5. Последующий выбор наиболее подходящего элемента $\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)})$ с точки зрения максимума совместного параметра, который в рамках задачи идентификации ППД при обработке ЦИП имеет вид

$$\tilde{F}_{\delta_j}^{-1} : \tilde{\phi}_j^{(t_{i+1})}(\pi^{(k)}) = \tilde{F}_{\phi_j}^{-1}(\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}), \tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)})) \rightarrow \tilde{s}_{<n>}, \tilde{s}_{<n>} \in S. \quad (2)$$

Значительное число выполняемых операций при реализации решающего правила (2) обуславливает необходимость поиска методов повышения оперативности указанной процедуры. Для достижения этой цели предлагается подход к верификации графовых траекторий, основанный на исключении избыточных путей $(\pi^k)^{(t_i)}$, $i = 1(1)N$, характеризующихся минимальной статистической достоверностью. Решение представленных задач в рамках единого подхода осуществляется на основе информативных признаков, представляющих собой свойства применяемых на передающей стороне ППД и ЦИП системы передачи информации (СПИ).

Обобщенная схема верификации ЦИП для такого подхода представлена на рис. 1.

Процедуры преобразования данных не вносят дополнительной избыточности в передаваемые ЦИП [2], а их применение не предусматривает возможности восстановления целостности сообщения [3]. В силу этого, любая символьная комбинация на входе декодера источника является разрешенной с точки зрения применяемого преобразования

$$\tilde{F}_{\delta_j}^{-1} : \tilde{\phi}_j^{(t_{i+1})}(\pi^{(k)}) = \tilde{F}_{\phi_j}^{-1}(\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}), \tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)})) \rightarrow \tilde{s}_{<n>}$$

$$\forall \tilde{\phi}_j^{(t_{i+1})}(\pi^{(k)}) \in \{F_{\phi_j}^{-1}[\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}), F_{\delta_j}^{-1}(\tilde{\phi}_j^{(t_{i+1})}(\pi^{(k)}), \tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)}), \delta_j^{(t_i)}(\pi^{(m)})]\}. \quad (3)$$

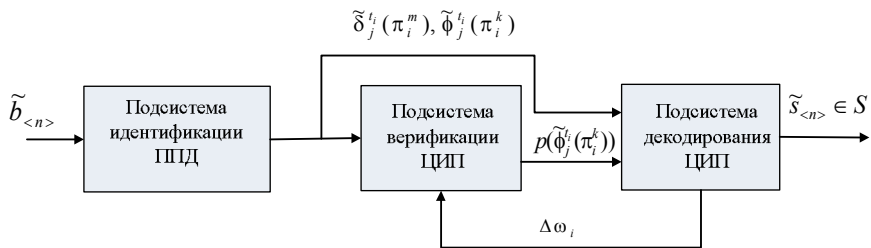


Рис. 1. Обобщенная схема верификации цифровых информационных последовательностей кодера

В силу указанного обстоятельства обусловлена необходимость использования изменений свойств ППД для обнаружения ошибок в ЦИП, вызывающих появление искажений сообщения. В таких условиях указанную задачу предлагается рассматривать как задачу выявления изменений свойств сообщений в результате появления искажений, возникающих при декодировании ошибочных символов кодовых комбинаций анализируемой ЦИП.

Предложенный подход определяет существенные особенности разрабатываемой процедуры выявления ошибок верификации и позволяет представить анализируемую ЦИП в виде двух типов фрагментов, первый из которых не содержит искажений, а второй является искаженным.

В общем виде задача выявления ошибок в ЦИП, вызывающих появление искажений, в рамках выявления изменений свойств сообщения может быть сформулирована следующим образом.

Пусть ЦИП в i -м состоянии описывается изменяющейся П-функцией $\tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)})$. Взаимосвязь между путями $(\pi^k)^{(t_i)}$ и $(\pi^m)^{(t_i)}$

кодowych деревьев определяет необходимость выполнения условия

$$F_{\phi_j}^{-1} : \tilde{\delta}_j^{(t_{i+1})}(\pi^{(m)}) \rightarrow \tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}) \mid \tilde{\delta}_j^{(t_{i+1})}(\pi^{(m)}) = F_{\delta_j}(\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)})). \quad (4)$$

Тогда граф-параметр в i -м состоянии определяется выражением

$$\tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)}) = F_{\delta_j}[\tilde{\phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)})]. \quad (5)$$

Выражение (5) с учетом соотношения (4) означает, что П-функция графа ЦИП в $(i+1)$ -м состоянии при фиксированных преобразованиях F_{δ_j} и $F_{\phi_j}^{-1}$ зависит от частоты изменения параметров

$[\tilde{\Phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}), \tilde{\delta}_j^{(t_i)}(\pi^{(m)})]$ и определяет целостность восстановления сообщения относительно заданного формата представления данных кодера. В таких условиях задача верификации ЦИП заключается в выборе такой графовой траектории $\tilde{\Phi}_j^{(t_i)}(\pi^{(k)}) \rightarrow \tilde{\Phi}_j^{(t_{i+1})}(\pi^{(k)}) \rightarrow \dots$, которая максимизирует полноту отображения k -символьных комбинаций ЦИП в знаки первичного сообщения $s_{<n>} \in \{S_{<n>}\}$.

Литература

1. Замарин, А.И. Обобщенная модель построения процедур сокращения избыточности представления данных / А.И. Замарин, Д.А. Тавалинский // Информация и космос. – 2004. – № 5 – С. 52–74.
2. Замарин, А.И. Современные методы устранения избыточности представления данных в цифровых системах передачи информации / А.И. Замарин, В.Л. Семенов. – СПб.: ВИКУ им. А.Ф. Можайского, 1999.
3. Замарин, А.И. Сети передачи данных стандарта GPRS: архитектура, состав и особенности использования процедур сокращения избыточности представления / А.И. Замарин, Д.А. Тавалинский // Информация и космос. – 2004. – № 5. – С. 52–74.

А.Ю. Баринов

МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ НЕРЕГУЛЯРНЫХ КОДОВ ПОВТОРЕНИЯ-НАКОПЛЕНИЯ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

В современных системах связи для повышения помехоустойчивости передачи информации интенсивно внедряются коды повторения-накопления – *RA (repeat accumulate)* или аккумуляторные низкоплотностные коды [1]. Данные коды сочетают достоинства двух мощных помехоустойчивых кодов, так как являются одновременно классом турбокодов (линейная сложность кодирования) и классом *LDPC (low-density parity-check)* кодов (линейная сложность декодирования). Семейство *RA*-кодов включает собственно *RA*-коды, а также следующие модификации: нерегулярные коды повторения-накопления – *IRA (irregular repeat accumulate)*, *RA*-коды с прекодером – *ARA (accumulate repeat accumulate)* и *F (flexible)-LDPC*.

Задача радиомониторинга по идентификации параметров RA -кодов решается методами технического анализа искаженных каналом связи дискретных последовательностей (ДП). В работах [2, 3] предлагается метод, позволяющий выполнять технический анализ непосредственно RA -кодов и $F-LDPC$ -кодов в условиях ошибок.

Целью настоящей работы является адаптация метода из [2] для помехоустойчивой идентификации IRA -кодов в условиях априорной неопределенности.

На практике широко используют систематические IRA -коды, а для повышения скорости кодирования перфорируют биты проверочной части кода. Часто удаляют каждый второй проверочный бит.

Рассматриваемый IRA код задается набором значений f_i , определяющих долю информационных бит, повторяющихся i раз. Выбираются дроби f_2, f_3, \dots, f_J , такие что $\sum_{i=2}^J f_i = 1$. Первый блок из $f_2 K$ бит повторяется два раза, второй блок из $f_3 K$ бит повторяется три раза и т. д. Параметр, характеризующий избыточность IRA -кода

$$q = \sum_{i=2}^J i f_i. \quad (1)$$

Полученный блок qK бит перемешивается перемежителем. Перемешенный блок поступает на вход кодера-аккумулятора вида $1/(1+D)$ с перфорацией каждого второго бита.

Таким образом, кодовое слово IRA -кода состоит из информационной и проверочной части в систематическом виде, то есть на выходе кодера следующий блок $u_1 u_2 \dots u_K z p_1 z p_2 \dots z p_{qK/2}$.

Аккумулятор определяет "бесконечность" зависимости проверочных бит IRA -кода от информационных. Исследования показали целесообразность приведения данной зависимости к компактному виду. Для этого, выполняется модификация в виде кодирования блока $z p_{[qK/2]}$ кодером на основе полинома $1+D$, что приведет к блоку $z p c_{[qK/2]} = [z p c_1, z p c_2, \dots, z p c_{qK/2}]$, то есть

$$z p c_{i/2} = z p_i + z p_{i-1}, \quad i = 2(2)qK. \quad (2)$$

Заметим, что операции в (2) и далее выполняются в поле $GF(2)$.

Анализ процессов, происходящих в кодере IRA -кода, позволил обнаружить следующее уравнение:

$$Z_{pc_i} = u_{j_1} + u_{j_2}, \quad (3)$$

где $i = 1(1)qK/2$, $j_1 = 1(1)K-1$, $j_2 = 2(1)K$, $j_1 < j_2$.

Пусть в ходе наблюдений получены M блоков $U_{[K]}$ и соответствующих им блоков $Z_{p[qK/2]}$, то есть две матрицы $U_{[M,K]}$ и $Z_{p[M,qK/2]}$. Если перейти от бит к столбцам матриц и учесть уравнения (2), (3), то показатель идентификации IRA кода примет вид

$$Li_{j_1,j_2} = w_H(Z_{pc_i} + U_{j_1} + U_{j_2}), \quad (4)$$

где $i = 1(1)qK/2$, $j_1 = 1(1)K-1$, $j_2 = 2(1)K$, $j_1 < j_2$; U_{j_1} , U_{j_2} , Z_{pc_i} – столбцы матриц $U_{[M,K]}$, $Z_{p[M,qK/2]}$; w_H – вес Хэмминга столбца.

Анализируемые ДП рассматриваются в условиях АБГШ, когда биты искажены с вероятностью p_e , согласно биномиальному закону распределения. Тогда критерий идентификации будет заключаться в сравнении показателя идентификации с некоторым порогом T

$$Li_{j_1,j_2} = f(M, p_e) \leq T. \quad (5)$$

Выполнение неравенства (5) позволит установить соответствия между i и j_1, j_2 . Далее, можно построить модифицированную порождающую матрицу IRA-кода. Построение осуществляется путем записи логических единиц ("лог. 1") в j_1 -ую и j_2 -ую позиции соответствующего i -го столбца формируемой матрицы. Указанная матрица определит все необходимые параметры IRA-кода.

Процедуру принятия решения об идентификации кода предлагается реализовать на основе гипотез H_1 – объект в состоянии S_1 и H_0 – объект в состоянии S_0 .

В условиях АБГШ вероятность ложной тревоги имеет вид

$$P_{10} = \sum_{i=0}^T C_M^i P_u^i (1 - P_u)^{M-i}, \quad (6)$$

где P_u – вероятность появления "лог. 1" в элементе столбца–результата из (4) для подсчета показателя при S_0 , исследования показали, что $P_u \approx 0,5$.

Вместе с тем для вероятности пропуска цели P_{01} справедливо

$$P_{01} = 1 - \sum_{i=0}^T C_M^i P_e^i (1 - P_e)^{M-i}, \quad (7)$$

где P_e – вероятность появления "лог. 1" в элементе столбца-результата из (4) для подсчета показателя при S_1 .

Понятно, что вероятность $P_e = f(p_e)$, т. е. является функцией от переменной p_e и зависит от количества t столбцов-слагаемых наблюдаемых матриц $U_{[M,K]}$ и $Z_{P[M,K]}$, участвующих в формировании показателя (4). Из уравнений (2) и (4) видно, что $t=4$.

Из свойств операции сложения в $GF(2)$ следует, что в результате сложения t бит получится "лог. 1", если количество "лог. 1" среди данных t бит является нечетным числом.

Для вычисления вероятности таких исходов можно воспользоваться формулой Бернулли, в терминах которой t – "число испытаний", k – "число успехов", то есть число бит из t , равных "лог. 1". С учетом ограничения на четность k вероятность P_e вычисляется следующим образом:

$$P_e = \sum_{2k+1 \leq t} C_t^{2k+1} p_e^{2k+1} (1 - p_e)^{t-(2k+1)}. \quad (8)$$

Уравнение (8), применив Бином Ньютона, можно привести к виду

$$P_e = \frac{1 - (1 - 2p_e)^t}{2}. \quad (9)$$

Тогда, при $p_e = 5 \cdot 10^{-2}$ и $t=4$, согласно (9) получим $P_e = 0,172$.

Результирующие вероятности ложной тревоги $P_{10\Sigma}$ и пропуска цели $P_{01\Sigma}$ при идентификации IRA кода определяются по правилам, применимым к серии независимых испытаний

$$P_{10\Sigma} = 1 - (1 - P_{10})^{qKC_K^2/2}, \quad P_{01\Sigma} = 1 - (1 - P_{01})^{qK/2}. \quad (10)$$

С учетом (6), (7), (10), задавшись требованиями $P_{10\Sigma} \leq 10^{-3}$, $P_{01\Sigma} \leq 10^{-3}$, $P_u = 0,45$, $P_e = 0,172$ имеет место система неравенств

$$\begin{cases} (0,999)^{2/qKC_K^2} \leq 1 - \sum_{i=0}^T C_M^i 0,45^i 0,55^{M-i} \\ (0,999)^{2/qK} \leq \sum_{i=0}^T C_M^i 0,172^i 0,828^{M-i} \end{cases} \quad (11)$$

Проведенные в среде *Matlab* эксперименты показали, что при $K=10000$ бит, $q=2$, система (11) решается при $M=368$, $T=103$.

По итогам исследований, разработан метод идентификации IRA-кода. В основу разработанного метода положен критерий идентификации (4), (5). Результатом работы метода идентификации IRA-кода будет его модифицированная порождающая матрица, что означает установление его неизвестных параметров.

Результаты экспериментов по анализу IRA кодов с $K \leq 10000$, $q=2$, при $M=368$, $T=103$, в условиях $p_e \leq 5 \cdot 10^{-2}$ показали 100 % идентификацию каждого кода.

Литература

1. H. Jin. Analysis and Design of Turbo-like codes. Thesis for the degree PhD. California Institute of Technology. Pasadena, USA. 2001.
2. Баринов, А.Ю. Методы анализа турбоподобных кодов с учетом идентификации их компонентных перемежителей / А.Ю. Баринов // Научные технологии. – 2016. – № 12. – С. 4–11.
3. Свидетельство № 2017615089 РФ, Программа идентификации компонентных перемежителей турбо-подобных кодов / А.Ю. Баринов, Е.И. Балунин. – Заявка № 2017611226 от 08.02.2017; опубл. 03.05.2017.

*к.т.н., доцент А.П. Ратушин,
С.В. Дианов*

ВЛИЯНИЕ ЭТАПОВ КАНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ НА ОТОБРАЖЕНИЕ КODOVЫХ СЛОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛУ С ОШИБКАМИ

Современный этап развития систем передачи информации (СПИ) характеризуется значительным многообразием используемых способов формирования сигналов и методов их приема. При этом

наличие канального шума при передаче информации по радиоканалу делает неотъемлемым элементом передачи процедуру канального кодирования. Таким образом, возникает необходимость рассмотрения влияния канального кода на отображение кодовых комбинаций при их передаче по каналу.

При организации СПИ дискретный канал является отображением непрерывного канала, который, в свою очередь, представляет собой составную часть системы передачи информации (рис. 1) [1].

Рассмотрим произвольный дискретный канал, в котором для повышения верности передачи информации используется канальное кодирование.

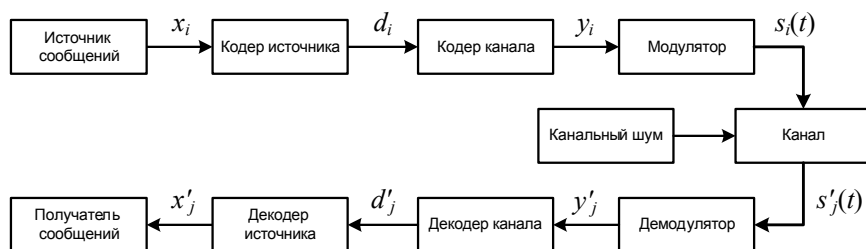


Рис. 1. Упрощенная структурная схема СПИ

Для СПИ, функционирующей в условиях ошибок канала,

$$\exists Z : D \rightarrow Y \quad \forall y \in Y : \mu < \delta(R), \quad (1)$$

где Z – преобразование на уровне кодера канала, D – множество символов кодера источника сообщений, Y – множество символов кодера канала, μ – вероятность ошибки декодирования, δ – заданное положительное число, R – скорость канального кода. Необходимость восстановления сообщения источника обуславливает обратимость преобразования Z .

Символы d_i кодера источника сообщений составляют k -разрядные последовательности $\mathbf{d} = \langle d_i \rangle_k$, $\mathbf{d} \in D^k$. Кодовые символы y_i кодера канала составляют n -разрядные последовательности $\mathbf{y} = \langle y_i \rangle_n$, $\mathbf{y} \in Y^n$.

Обозначим канальный код как $G(n, R)$, где $R = \log_a M/n$ – скорость кода, представляющая собой максимальное количество информации, которое может быть передано с помощью одного символа, $a \in \mathbb{R}_+$. При этом объем кода $M = a^{nR}$, т. е. за время передачи одного кодового слова можно передать nR единиц информации.

На приемной стороне СПИ символы y'_j составляют n -разрядные последовательности $\mathbf{y}' = \langle y'_j \rangle_n$, $\mathbf{y}' \in Y'^n$. Последовательности \mathbf{y}' образуются кодовыми словами, искаженными ошибками в ходе передачи по каналу. Подмножество множества Y'^n , в которое попадает искаженное кодовое слово, называется решающей областью A_q , $q = 1(1)M$, для данного кодового слова. Подмножества A_q разбивают выходное множество Y'^n на непересекающиеся подмножества, т. е. $A_q \subseteq Y'^n$,

$$q = 1(1)M. \text{ Отсюда, } Y'^n = \bigcup_{q=1}^M A_q.$$

Формирование канального кода является преобразованием Z , с помощью которого возможна корректировка ошибок при приёме передаваемых данных. Преобразование является многоэтапным и включает в себя скремблирование, корректирующее кодирование и перемежение (рис. 2).

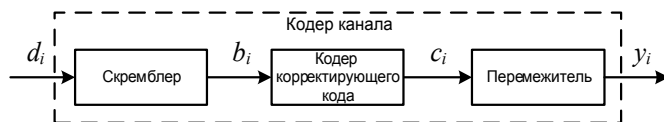


Рис. 2. Структура кодера канала

Скремблирование (англ. *Scramble* – шифровать, перемешивать) – это обратимое преобразование структуры дискретной последовательности без изменения скорости передачи с целью получения свойств случайной последовательности. Если $d_i \in D^k$ – символы на входе скремблера, а $b_i \in B^k$ – символы на выходе скремблера, то скремблирование можно сформулировать как биективное отображение $Z_s: D^k \rightarrow B^k$. Скремблирование применяется на передающей стороне и реализуется с помощью скремблера путем операции логического суммирования по модулю два исходного и псевдослучайного двоичных сигналов. На приемной стороне осуществляется обратное преобразование Z_s^{-1} – дескремблирование, реализуемое дескремблером. Дескремблер позволяет из принятой последовательности получить исходную дискретную последовательность.

С точки зрения работы дискретного канала передачи информации скремблирование выравнивает вероятности $p(b_i)$ появления символов и k -разрядных последовательностей $\mathbf{b} = \langle b_i \rangle_k$, $\mathbf{b} \in B^k$ на входе кодера

корректирующего кода, а также вероятности появления символов y_i на выходе кодера канала и символов y'_j на входе канального декодера.

Таким образом, применение скремблирования не оказывает влияние на отображение кодовых комбинаций при передаче информации по каналу с ошибками.

Перемежение (интерливинг от англ. – *interleaving*) также является обратимым преобразованием и представляет собой такое изменение порядка следования символов входной последовательности, при которой стоявшие рядом символы оказываются разделенными несколькими другими символами. Перемежение является взаимно однозначным детерминированным преобразованием и реализуется перемежителем (интерливер от англ. – *interleaver*). При символах на входе перемежителя $c_i \in C^n$ и символах на выходе $y_i \in Y^n$ перемежение является биективным отображением $Z_p: C^n \rightarrow Y^n$.

Методы перемежения используются для разрушения пакетов ошибок, вызванных замираниями уровня принимаемого сигнала, и, следовательно, уменьшения степени группирования ошибок в последовательности символов, поступающих на вход канального декодера.

При деперемежении Z_p^{-1} пакет ошибок трансформируется в последовательность независимых ошибок, для исправления которых, как правило, можно использовать менее мощный корректирующий код. Происходит улучшение характеристик помехоустойчивости за счет ослабления корреляции ошибок. Благодаря деперемежению на входе декодера ошибки равномерно распределяются во времени, в идеале образуя поток независимых ошибок.

С точки зрения работы дискретного канала передачи информации перемежение оказывает влияние на приемной стороне СПИ, выравнивая вероятности появления n -разрядных комбинаций $y' \in Y'^n$ и заполнения подмножеств $A_q \subseteq Y'^n$, $q = 1(1)M$.

Таким образом, перемежение также как и скремблирование, не оказывает влияние на отображение кодовых комбинаций при передаче информации по каналу с ошибками.

Основным преобразованием на уровне кодера канала является такое, в котором при передаче к полезным данным добавляют специальным образом структурированную избыточную информацию, которую затем при приеме используют для обнаружения или исправле-

ния ошибок. Именно такое преобразование Z_c называется корректирующим кодированием. Число ошибок, которое можно исправить, ограничено и зависит от конкретного кода.

Для рассмотрения влияния корректирующего кода на отображение кодовых комбинаций при передаче информации по каналу с ошибками наличием этапов скремблирования и перемежения можно пренебречь, т. е. $B^k = D^k$, а $C^n = Y^n$.

Обозначим в качестве кодовых слов \mathbf{u}_q , $q = 1(1)M$, последовательности символов, являющиеся разрешенными для кода $G(n, R)$. Кодовые слова $\mathbf{u}_q \in Y^n$ составляют множество разрешенных кодовых слов $U \subseteq Y^n$, при этом $|U| \leq |Y^n|$. Учитывая наличие запрещенных слов, входящих в множество $\overline{U} = \{\mathbf{y}_i | \mathbf{y}_i \neq U, \mathbf{y}_i \in Y^n\}$, имеем $Y^n = U \cup \overline{U}$.

Тогда отображение $Z: D \rightarrow Y$ из (1) можно сформулировать, как равное ему $Z': D^k \rightarrow U^n$. При этом $|D| = |U| = M$. Так как преобразование Z является обратимым и $U = Z(D)$, то существует преобразование $D = Z'^{-1}(U)$, которое в СПИ осуществляется с учетом вероятностных характеристик канала.

Объем множества n -разрядных последовательностей, входящих в Y^n , составляет a^n , а объем кода $M = a^{nR}$, $a \in \mathbf{R}_+$. Поэтому в отображении $Z: D \rightarrow Y$ участвуют не все элементы $\mathbf{y} \in Y$ (а именно, число участвующих элементов \mathbf{y} в R раз меньше относительно $|Y|$), и отображение является инъективным. При этом отображение $Z': D^k \rightarrow U^n$ является биективным [2].

Отображение Z' может быть сформулировано как

$$\forall D^k \exists U^n \subseteq Y^n : U^n = Z'(D^k). \quad (2)$$

На приемной стороне СПИ последовательности \mathbf{y}' , образующиеся кодовыми словами, подвергнутыми ошибкам, объединяются в решающие области A_q , соответствующие входной последовательности \mathbf{u}_q , $q = 1(1)M$. Если на выходе канала появляется последовательность $\mathbf{y}' \in A_q$, то приёмник выносит решение w_q о том, что по каналу было передано кодовое слово \mathbf{u}_q . Решения принадлежат множеству решений $W = \{w_1, w_2, \dots, w_M\}$.

Таким образом, на приемной стороне СПИ производится преобразование $Z'^{-1}: W \rightarrow D^k$, что формулируется как

$$\forall \mathbf{u}_q \in U \exists w_q \in W : D^k = Z'^{-1}(W). \quad (3)$$

При этом из обратимости преобразования Z' и равенств $|U| = |D| = M$ и $|W| = |U| = M$ следует равенство $|D'| = |W| = M$.

Параметры корректирующего кода влияют на отображение кодовых слов благодаря существованию в них избыточности передачи информации. Различные требования к исправляющей способности кода приводят к отличиям в скорости кода R , что определяет значение $|U| = M$. На приемной стороне СПИ количество подмножеств A_q , определяемое $|U|$, также различно. Для двух кодов $G_1(n, R_1)$ и $G_2(n, R_2)$, у которых $R_2 > R_1$, имеем $M_2 > M_1$, $|D_2| > |D_1|$, $|W_2| > |W_1|$, однако при одинаковом Y^n для равновероятных его подмножеств $|A_{q2}| < |A_{q1}|$, $q = 1(1)M$ (рис. 3).

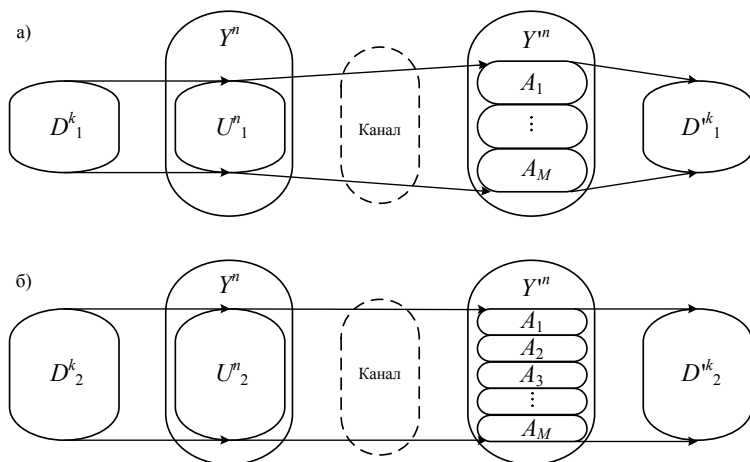


Рис. 3. Отображения кодовых слов а) $G_1(n, R_1)$, б) $G_2(n, R_2)$, $R_2 > R_1$

Так как мощности множеств A_q , $q = 1(1)M$, определяют вероятности правильного решения о передаче кодовых слов, то код $G_1(n, R_1)$ оказывается более помехозащищенным, чем код $G_2(n, R_2)$. Однако, используя код $G_2(n, R_2)$, за время передачи одного кодового слова можно передать большее количество информации.

Таким образом, отображение $Z: D \rightarrow Y$ из (1) для элементов $y_i \in Y$ может быть представлено композицией биективных отображений $Z_p \circ Z_c \circ Z_s$. Из трех преобразований канального кодирования только корректирующий код оказывает влияние на количественные характеристики отображения кодовых комбинаций при передаче информации по каналу с ошибками. Однако для обеспечения достоверности

передачи информации важными являются все составляющие много-этапного канального кода.

Литература

1. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; изд. 2-е, испр.: пер. с англ. – М.: ООО "Издат. дом Вильямс", 2016. – 1104 с.
2. Верещагин, Н.К. Лекции по математической логике и теории алгоритмов. Часть 1. Начала теории множеств / Н.К. Верещагин, А. Шень; 4-е изд., доп. – М.: МЦНМО, 2012. – 112 с.

*Р.С. Дёмин,
И.С. Батчев,
к.т.н., доцент А.П. Ратушин*

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПРОВЕРОЧНОЙ МАТРИЦЫ БЛОЧНОГО НИЗКОПЛОТНОСТНОГО КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОДА

В настоящее время продолжается интенсивное развитие цифровых систем связи различного назначения. Неизбежное влияние шумов и помех различной природы приводит к возникновению ошибок при демодуляции радиосигналов и искажению принимаемых дискретных последовательностей (ДП). Для снижения вероятности ошибок широко применяются различные методы корректирующего кодирования.

Отличительной особенностью современных стандартов радиосвязи *10GBASE-T*, *DVB-S2*, *ABS-S*, *IEEE 802.16e*, используемых в модемах фирм-производителей "*Comtech EF Data*", "*Teledyne Paradise Datacom*", "*Datum Systems, Inc.*" является применение одного из активно развивающихся классов корректирующих кодов, а именно блочных низкоплотностных корректирующих кодов (БНКК) или *LDPC* кодов (*Low Density Parity Check* – низкая плотность проверок на четность [1]), обладающих высокой корректирующей способностью при низких вычислительных затратах на операции кодирования и декодирования.

Код БНКК, как и любой код, может быть задан с использованием проверочной матрицы, содержащей проверочные многочлены. Использование последних является способом определения принадлежно-

сти принимаемого из канала кодового слова к коду. При этом в условиях априорной неопределенности проверочная матрица является неизвестной. Цель данной работы заключается в построении алгоритма восстановления проверочной матрицы БНKK кода.

Пусть проверочная матрица БНKK с параметрами $n = 15$, $k = 10$, $R = 2/3$ имеет вид

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 & a_9 & a_{10} & a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Для восстановления \mathbf{H} используются кодовые слова, полученные с использованием разработанного программного обеспечения, реализующего алгоритм формирования и реализации псевдослучайного БНKK кода.

Каждое кодовое слово в соответствии с априорными данными разделяется на информационную (первые десять символов) и проверочную (последние пять символов) части. В ходе работы алгоритма восстановления производится поиск зависимости проверочных символов от информационных. Алгоритм реализует следующий итерационный процесс.

На первом шаге анализа берется первое кодовое слово, и ищутся такие множества символов информационной части, элементы, которые в сумме по модулю два будут давать значение первого символа проверочной части.

Для первого кодового слова 0011001001 10011 получается некоторое количество N_{11} множеств, составляющих соотношения для различного набора символов множеств и первого символа проверочной части. Произвольные три такие соотношения имеют вид:

$$\begin{aligned} b_{11} &= a_1 + a_2 + a_3 + a_5 + a_6; \\ b_{12} &= a_1 + a_2 + a_3 + a_8 + a_9; \\ b_{13} &= a_3 + a_5 + a_6 + a_8 + a_9. \end{aligned} \quad (2)$$

Так как количество множеств $N_{11} > 1$, возникает неоднозначность решения. Поэтому для уменьшения количества возможных множеств возьмем второе кодовое слово и составим множества

уже для первого проверочного символа второго кодового слова. Множества для первого проверочного бита второго кодового слова будем отбирать из соотношений на предыдущих шагах. При этом $N_{12} \leq N_{11}$.

Кодовые слова следует брать до тех пор, пока для m -го кодового слова не останется единственное множество символов информационной части всех рассмотренных кодовых слов для первого проверочного символа, т. е. $N_{1m} = 1$. После того, как восстановлена зависимость первого проверочного символа от информационной части, переходим к восстановлению второго проверочного символа. Данную процедуру будем выполнять до тех пор, пока не восстановим зависимость каждого из $n-k$ проверочных символов от информационной части рассмотренных кодовых слов. Для реализации данного способа необходима априорная информация о количестве кодовых слов, длине кодового слова n , количестве информационных символов в кодовом слове k и весе проверочного многочлена. Нахождение единственного множества будет являться признаком нахождения строки проверочной матрицы, а нахождение $n-k$ единственных множеств является признаком нахождения проверочной матрицы.

Когда восстановлена зависимость каждого проверочного символа от информационной части, переходим к восстановлению проверочной матрицы БНКК кода.

После произведенных расчетов имеем пять соотношений

$$b_1 = a_1 + a_2 + a_4 + a_5 + a_8;$$

$$b_2 = a_2 + a_3 + a_5 + a_6 + a_7;$$

$$b_3 = a_1 + a_4 + a_8 + a_9 + a_{10};$$

$$b_4 = a_1 + a_2 + a_6 + a_7 + a_9;$$

$$b_5 = a_3 + a_4 + a_6 + a_8 + a_{10}.$$

Каждое полученное соотношение соответствует своей строчке в проверочной матрице **H** следующим образом.

В первой строке h_1 проверочной матрицы **H** информационные символы a_1, a_2, a_4, a_5 и a_8 заполняются "1", а оставшиеся информационные символы заполняются "0". Аналогично заполняются остальные строки матрицы. В итоге проверочная матрица **H** будет иметь вид

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Таким образом, в ходе исследований разработан способ итеративной минимизации векторов-кандидатов в проверочные уравнения проверочной матрицы. Способ реализован в виде алгоритма восстановления проверочной матрицы блочного низкоплотностного корректирующего кода. Данный алгоритм позволяет формировать проверочную матрицу при условии знания априорных данных о диапазоне длин кодовых слов и длин информационных частей кодовых слов. Для работы алгоритма требуется наличие кодированной последовательности без ошибок.

Важнейшими преимуществами разработанного алгоритма, по сравнению с алгебраическим методом, являются объем требуемой выборки и простота реализации помехозащищенности.

Литература

1. D.J.C. MacKay, R. M. Neal. Near Shannon limit performance of low density parity check codes // IEEE Electronic Letters. Vol. 32. № 18. Aug. 1996. P. 1645.
2. Тамп, В.Л. Методы анализа дискретных последовательностей с блоковым кодированием / В.Л. Тамп, Е.И. Балунин. – Череповец: ЧВИИРЭ, 2007.
3. Тамп, В.Л. Технический анализ дискретных последовательностей / В.Л. Тамп. – Череповец: ЧВИИРЭ, 2010.

*Д.Г. Рожновский,
к.т.н., профессор В.Л. Тамп*

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПОТОКА ЗАПРОСОВ НА ПЕРЕДАЧУ КАДРОВ В МАГИСТРАЛЬНЫХ КАНАЛАХ СЛС

Основное назначение сетей передачи данных (СПД) заключается в предоставлении надежных, защищенных каналов для обмена информацией, обеспечении связи в различных звеньях управления. Для защиты передаваемой информации широко используются протоколы шифрования, такие как *IPsec* и *SSL*. Протоколы такого типа спо-

собны обеспечить конфиденциальность передаваемых данных, которая достигается за счет использования механизмов аутентификации и шифрования.

Частичным решением проблемы извлечения информации, подвергшейся шифрованию в канале связи, является мониторинг СПД. Это позволит выявлять сбои в работе аппаратного и программного обеспечения, а также сетевые атаки.

Для исследования выявления аномалий в СПД возникла необходимость создания имитационной модели трафика в определенных рамках, которая удовлетворяла бы следующим требованиям:

- ординарность потока запросов;
- нестационарность потока запросов;
- интервалы между моментами потока запросов на передачу данных должны распределяться по экспоненциальному закону распределения;
- возможность изменения параметра λ экспоненциального закона распределения.

Разработанный алгоритм предназначен для формирования последовательности моментов запросов на передачу КПС, что позволит обеспечить инвариантность к структуре заголовков протокольных блоков данных (ПБД) и содержанию передаваемой информации.

Исходными данными являются: математическая модель на основе экспоненциального закона распределения с возможностью изменения параметра интенсивности

$$x_n = -\frac{1}{\lambda} \ln r_n.$$

Результатом данного алгоритма является график последовательность моментов запросов на передачу КПС в определенный интервал времени.

Предусмотрена имитация шести основных состояний трафика в СПД:

- тренд вниз;
- тренд вверх;
- аномальный всплеск;
- аномальный провал;
- нормальный режим;
- сигмоида.

Кроме того, могут формироваться различные комбинации из этих состояний.

Результаты работы имитационной модели представлены на рис. 1.

Программно реализованная модель потока запросов на передачу кадров в магистральных каналах СЛС, которая позволяет формировать различные состояния интернет трафика, а также любые их всевозможные комбинации с возможностью изменения степени интенсивности передачи (условно пакетов данных) и количества абонентов.

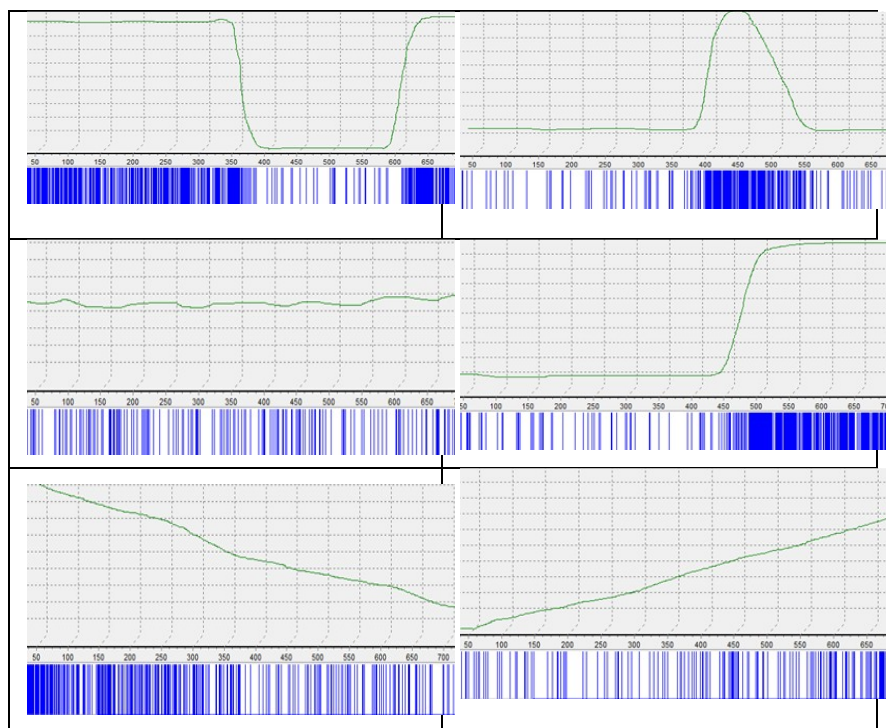


Рис. 1. Результаты моделирования потока запросов для различных состояний трафика

Таким образом, разработанная имитационная модель позволяет формировать потоки запросов на передачу кадров в магистральных каналах СЛС для различных состояний трафика.

АЛГОРИТМЫ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ТРАФИКА ИВС

В магистральных каналах СЛС отмечается рост применения сигналов ИВС. При этом уделяется большое внимание безопасности передаваемых данных, при помощи специальных протоколов аутентификации и шифрования. Современные средства анализа не позволяют решать задачи по мониторингу сигналов ИВС при применении протоколов шифрования [1].

В этом случае представляет интерес информация как о текущем состоянии канала, так и о моментах перехода от одного состояния к другому. Кроме того, возникает необходимость прогнозирования моментов смены состояния канала.

Для прогнозирования изменения интенсивности передаваемых кадров в ИВС предложено использовать выборки моментов запросов на передачу протокольных блоков данных (ПБД), представленные в виде интервальных временных рядов. (рис. 1).

В результате анализа существующих методов прогнозирования обоснован выбор экстраполяционных методов на основе экспоненциальной и полиномиальной моделей сглаживания [2].

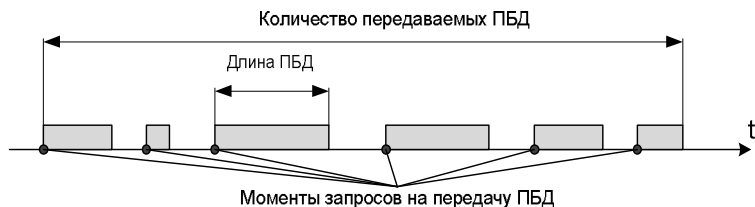


Рис. 1. Выборка, представленная в виде КПС

Пусть анализируемый временной ряд x_n , $n = 1, 2, \dots, N$ представлен в виде

$$x_n = a_0 + \varepsilon_N \quad (1)$$

где a_0 – неизвестный параметр, не зависящий от времени, а ε_t – случайный остаток со средним значением, равным нулю, и конечной дисперсией.

При прогнозировании значений временного ряда x_n при помощи модели прогнозирования на основе экспоненциального сглаживания важным параметром является экспоненциально взвешенная скользящая средняя ряда в точке N $\overline{x_N}(\alpha)$ с параметром сглаживания (параметром адаптации) α ($0 < \alpha < 1$), которая определяется формулой

$$\overline{x_N}(\alpha) = \frac{1-\alpha}{1-\alpha^N} \sum_{j=0}^{N-1} \alpha^j \cdot x_{N-j}. \quad (2)$$

Таким образом, прогноз следующего элемента ряда будет производиться соотношением

$$x_{N+t}(\alpha) = \alpha \overline{x_N}(\alpha) + (1-\alpha)x_{N+t-1}. \quad (3)$$

По результатам прогнозирования временного ряда на основе экспоненциальной модели построены графики реального и прогнозируемого трафиков (рис. 2).

x_{N+t} .

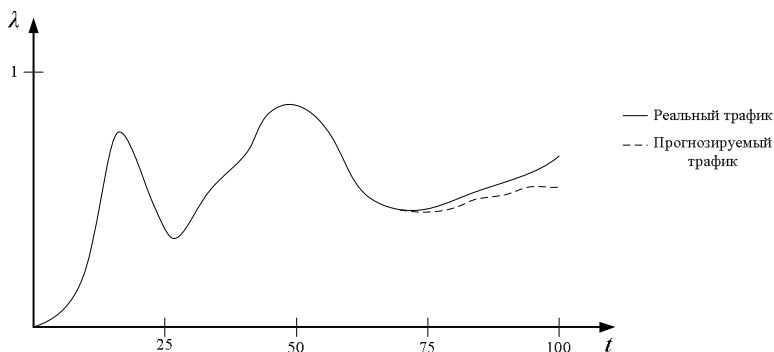


Рис. 2. Графики реального и прогнозируемого на основе экспоненциальной модели трафиков

При прогнозировании сетевого трафика на основе полиномиальной модели сглаживания исследована погрешность прогнозирования для различных порядков самой полиномиальной модели. Предложено использовать полиномиальные модели второго порядка [2].

В общем случае прогнозирование на основе полиномиальной модели сводится к выявлению тренда временного ряда x_n , определению экспоненциальных средних S_i и расчету последующих элементов ряда

Использование методов прогнозирования позволяет исследовать трафик магистральных каналов СЛС, использующих методы защиты информации путем шифрования данных. Предложенный подход позволил прогнозировать состояние магистрального канала.

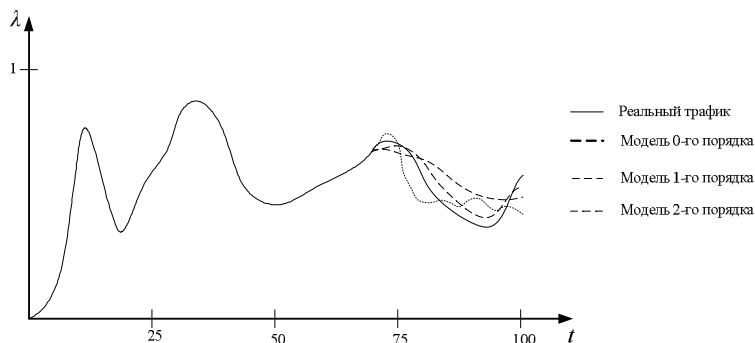


Рис. 3. Графики реального и прогнозируемого на основе полиномиальной модели трафиков

Литература

1. Таненбаум, В. Г. Компьютерные сети: энциклопедия / В.Г. Таненбаум; 4-е изд. — СПб., 2005.
2. Тихонов, Э.Е. Методы прогнозирования в условиях рынка / Э.Е. Тихонов. — Невинномысск, 2006.

*к.т.н. Д.М. Красюк,
М.А. Климов*

КОНЦЕПТУАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

Одним из важных этапов радиомониторинга является распознавание радиосигналов по виду и параметрам модуляции [0]. Для решения этой задачи применяют системы автоматического распознавания радиосигналов (САРР), которые базируются на вычислительные средства, что определяет необходимость разработки для них специального программного обеспечения (СПО), жизненный цикл которого, т. е. процесс его создания и применения, обычно представляют поэтапно.

Этап определения требований и спецификаций, этап проектирования, этап программирования, на котором реализуют соответствующий алгоритм в СПО и обучают САРР, этап отладки, и этап сопровождения, когда САРР поступает к конечному потребителю.

На последнем этапе в ходе эксплуатации САРР у потребителя возникает необходимость в изменении перечня распознаваемых классов, например, при обнаружении новых видов радиосигналов. Наиболее новые САРР обладают такой возможностью, однако методы распознавания, реализованные в СПО, остаются прежними, и требуемая достоверность распознавания обеспечивается не для всех возможных наборов классов сигналов. В этом случае потребитель обращается к разработчику, который вносит соответствующие коррективы в СПО (рис. 1). Такой подход оправдан, если условия функционирования САРР достаточно стабильны, однако для радиомониторинга характерна ситуация частого изменения условий функционирования. Следовательно, необходимость коррекции СПО и, в первую очередь, базовых алгоритмов распознаваемых радиосигналов возникает достаточно часто. Вместе с тем, известно, что процедура обращения к разработчику сложна, а время его ответной реакции достаточно велико, что отрицательно сказывается на эффективности применения САРР.



Рис. 1. Жизненный цикл СПО типовой САРР

В данной работе рассмотрены пути повышения эффективности применения САРР за счет корректировки основных этапов её жизненного цикла. Так, на первом этапе следует учитывать возможность корректировки перечня распознаваемых классов радиосигналов конечным пользователем, а на этапах проектирования и программирования предлагается наделить САРР возможностью выбора базового алгоритма на этапе обучения, и за счет чего на этапе сопровождения (эксплуатации) сократить время неэффективной работы в условиях ожидания доработки.

Исходя из предъявленного к САРР нового требования, среди множества способов распознавания радиосигналов при проектировании следует выбирать лишь те, которые не ориентированы на распознавание каких-либо определенных классов сигналов и, в общем случае, могут работать с неизвестными ранее сигналами. Способы распознавания, имеющие заданные характеристики известны и, как правило, базируются на использовании в качестве первичных признаков коэффициентов разложения сигналов по некоторой системе базисных функций (спектр Фурье, вейвлеты и т. п.) [0, 0].

Наиболее полно и наглядно, с точки зрения распознавания радиосигналов по виду и параметрам модуляции, информация представлена в матрицах плотности распределения энергии (ПРЭ) в координатах частота-время. Чаще всего их вычисляют на основе различных частотно-временных распределений (ЧВР) класса Козна или непрерывных вейвлет-преобразований (НВП).

Вместе с тем, как в классе ЧВР Козна, так и в классе НВП также существует множество видов функций, выбор которых должен определяться исходя из конкретного перечня распознаваемых классов радиосигналов. Анализ заявленных характеристик существующих способов распознавания радиосигналов [0, 0] позволяет сделать вывод, что все они, несмотря на некоторую универсальность, показывают лучшие результаты только для определённых эталонных классов.

В общем случае разработчик объективно не может выбрать тот или иной способ распознавания на этапе проектирования САРР, так как не знает конкретных условий её эксплуатации.

Для выхода из данной ситуации предлагается на этапе проектирования выбрать несколько базовых способов распознавания и реализовать их в СПО САРР. Каждый из выбранных способов может обеспечивать лучшие результаты распознавания при определенном

наборе эталонных классов, поэтому необходимо ввести в СПО дополнительный механизм автоматического выбора наиболее предпочтительного способа распознавания в зависимости от заданного перечня эталонных классов радиосигналов по критерию максимума априорной вероятности их правильного распознавания, так как этот критерий позволяет учитывать не только неравноценность ошибок первого и второго рода, но и те последствия, к которым приводят эти ошибки. На основе этого подхода разработана концептуальная модель адаптивной системы автоматического распознавания радиосигналов, обеспечивающая адаптацию к условиям функционирования (рис. 2).

Для формального описания предложенной усовершенствованной методики удобно использовать теорию графов [0]. Вершинами соответствующего ориентированного графа будут выступать основные этапы алгоритмов, реализованных в СПО САРР, а дугами – возможные пути перехода.

Разработанные концептуальные модели позволяют определить структуру усовершенствованной методики распознавания радиосигналов с адаптацией САРР к условиям функционирования.

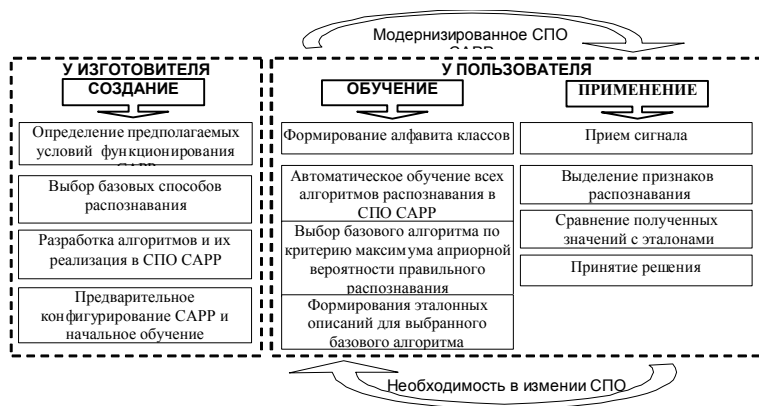


Рис. 2. Жизненный цикл СПО усовершенствованной САРР с адаптацией к условиям функционирования

Литература

1. Сауков А.М. Методы распознавания радиосигналов. Сравнительный обзор / А.М. Сауков, Д.М. Красюк // Общие вопросы радиоэлектроники. – Ростов-на-Дону: ФГУП РНИИРС. Вып. 1. – 2007.

2. Алексеев, А.А. Технический анализ сигналов и распознавание радиоизлучений / А.А. Алексеев, А.Б. Кириллов. – СПб.: ВАС, 1998.

3. Белоусов А.И., Ткачев С.Б. Дискретная математика: учеб. для вузов; под ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. – 3-е изд. стереотип. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 744 с.

к.т.н. Д.М. Красюк

ВЫЧИСЛЕНИЕ МЕРЫ БЛИЗОСТИ РАСПОЗНАВАЕМЫХ КЛАССОВ РАДИОСИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ МНОЖЕСТВЕННОСТИ ЭТАЛОНОВ

В настоящее время для распознавания радиосигналов по виду и параметрам модуляции находят применение различные подходы, в том числе и на основе частотно-временных распределений мгновенной мощности (ЧВР ММ). К числу их достоинств относится высокая контрастность первичных признаков, от которых в значительной степени зависит результативность распознавания [1].

Однако эксперименты показывают, что практически во всех методах, где в качестве первичных признаков распознавания используются матрицы ММ радиосигналов, достоверность распознавания недопустимо снижается при значительном числе эталонных классов сигналов. Это объясняется влиянием на признаки распознавания информационной составляющей.

В [3] для преодоления данного недостатка предлагается использование математического аппарата кластерного анализа на этапе формирования эталонных описаний. Суть предлагаемого метода заключается в следующем:

- для получения одного образа из выборки радиосигнала формируют матрицу ММ, затем полученную матрицу обрабатывают двумерным дискретно-косинусным преобразованием (ДКП), на основе загзаг-сканирования формируют вектор признаков, и оставляют для дальнейшей работы лишь ту его начальную часть, которая содержит 90 % всей его энергии;

- при формировании эталонного описания радиосигнала на этапе обучения создают не меньше 100 его образов, осуществляют их кла-

стеризацию, вычисляют для каждого полученного кластера математическое ожидание (МО) и среднеквадратическое отклонение (СКО) и сохраняют эти значения в базе эталонных описаний (рис. 1).

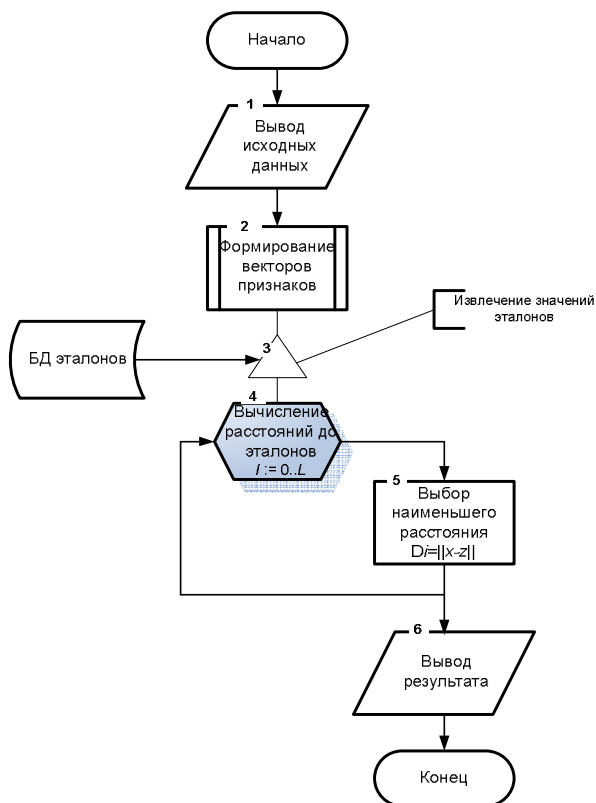


Рис. 1. Алгоритм распознавания радиосигналов на основе кластеризации матриц ММ

Использование при формировании эталонных описаний радиосигналов математического аппарата кластерного анализа позволяет более полно реализовать высокую потенциальную контрастность первичных признаков распознавания без существенного увеличения объема памяти, требующегося для их хранения. Однако тот факт, что каждый набор временных срезов матриц ММ содержит информацию о поведении спек-

тральных составляющих во временной области, дает возможность улучшить частотную локализацию при высоком временном разрешении для сложно компонентных и зашумленных радиосигналов за счет кластеризации временных срезов полученной матрицы ММ.

Формирование эталонных описаний при таком подходе будет состоять в следующем: вычисление матрицы ММ $\{K_v\}_l$ эталонных радиосигналов на основе оконного преобразования Фурье полученных выборок $(s_0, s_1, s_2, \dots, s_{N-1})_{l,v}$; кластеризация временных срезов матрицы ММ, определение для всех полученных кластеров $\{z_n\}$ математического ожидания и их "веса", под которым понимается количество временных срезов матрицы РЭ попавших в кластер, выражаемый в процентах.

Для чего рассчитывают отношение количества временных срезов, попавших в каждый кластер к общему количеству временных срезов $w_n = \frac{s_i(x)}{s_N(x)}$. Полученные значения используют в качестве параметров эталонов или признаков распознавания. С учетом вышеизложенного, возникает необходимость коррекции вычисления близости признаков распознаваемого радиосигнала и эталонных описаний.

Основные отличия в принятии решения в условиях множественности эталонов заключаются в следующем:

На этапе 4 извлекают из базы эталонных описаний радиосигналов очередной эталонный образ и оценивают расстояние от образа распознаваемого радиосигнала $\{\hat{y}_i\}$ до извлеченного образа $\{\hat{y}_{i3}\}_l$. Для чего измеряют Евклидово расстояние между вектором признаков распознаваемого радиосигнала \mathcal{X} и образом $(y)_i$ i -го эталонного класса. При этом Евклидовы расстояния до каждого кластера эталонного образа до каждого кластера образа неизвестного сигнала вычисляют в соответствии с выражением

$$d(y', y'_3) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (y', y'_3)^2 \cdot w' w'_3}, \quad (1)$$

где W_n – вес кластера. Процедура измерения расстояния повторяется для всех кластеров эталонного образа.

После чего определяют минимальное расстояние от первого кластера образа неизвестного сигнала до всех кластеров первого эталонного образа, в соответствии с выражением

$$d_i^{(1)} = \arg \min_i \{d(i)\}. \quad (2)$$

Полученное значение запоминают. После чего повторяют процедуру для следующего кластера образа неизвестного сигнала. Полученные значения минимальных расстояний от кластеров образа неизвестного сигнала до всех кластеров первого эталонного образа суммируются в соответствии с выражением

$$D_i^{(1)} = \sum_{i=1}^N d_i^{(1)}, \quad (3)$$

а полученное значение запоминается. Оно является расстоянием от образа неизвестного класса до первого эталонного образа. Процедура оценки расстояния от образа неизвестного класса до эталонных повторяется для всех записей в базе эталонов $i := 0 \dots L$.

Этап 5. Решение об отнесении принятого радиосигнала к одному из эталонных классов радиосигналов принимают в соответствии с выражением: $L' = \arg \min_i \{D(i)\}$ Достоверность распознавания оцени-

вается в соответствии с выражением: $P = 1 - D(L') \cdot \left(\sum_{i=1}^L D(i) \right)^{-1}$,

где L – число эталонных классов.

Литература

1. Алексеев, А.А. Технический анализ сигналов и распознавание радиоизлучений / А.А. Алексеев, А.Б. Кириллов. – СПб.: ВАС, 1998. – 368 с.
2. Сауков, А.М. Алгоритм распознавания радиосигналов / А.М. Сауков, Д.М. Красюк // Информатизация процессов формирования открытых систем на основе СУБД, САПР, АСНИ и систем искусственного интеллекта: Материалы 4-й межд. научно-техн. конф. – Вологда: ВоГТУ, 2007. – 268 с.

3. Красюк Д.М. Формирование эталонных описаний радиосигналов в условиях полимодального распределения признаков / Д.М. Красюк // Материалы XIX межвузовской военно-научной конференции 25–26 ноября 2010 года. Ч. 3. – Череповец: филиал ВКА им. А.Ф. Можайского, 2011.

*И.Н. Ермолаев,
Е.А. Колосовский*

О ПРИЗНАКАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ IPTV

В последние годы телевидение претерпевает очень большие изменения. На смену аналоговому телевидению пришло цифровое, которое обладает высокой помехоустойчивостью, а также позволяет более экономно расходовать частотный ресурс (в полосе одного аналогового ТВ-канала транслируется до десятка цифровых). Кроме того, для цифровых ТВ сигналов разрабатываются и внедряются новые стандарты компрессии и кодирования, которые направлены на повышение степени сжатия и помехоустойчивости таких сигналов. Последние стандарты способствовали широкому развитию телевидения высокой и сверхвысокой четкости. Помимо преобразований над ТВ-сигналом важнейшее внимание уделяется способам передачи этих сигналов по различным каналам. Одним из стремительно развивающихся способов передачи телевизионных сигналов является их передача с использованием *IP*-протокола (*IPTV*), позволяющая при этом использовать интеграцию передачи видеоизображения с цифровой телефонией и передачей данных (концепция *Triple Play*).

IP-телевидением принято называть цифровую технологию многопрограммного интерактивного телевизионного вещания в *IP*-сети с помощью пакетной передачи видеоданных по *IP*-протоколу. Официальное определение, утвержденное фокус-группой Международного союза электросвязи по *IPTV* (*ITU-T FG IPTV*), следующее:

IPTV – мультимедийные службы (сервисы), осуществляющие доставку телевидения/видео/аудио/текста/графики/данных по *IP*-сетям, обеспечивающие требуемый уровень качества обслуживания *QoS* (*Quality of Service*) и восприятия *QoE* (*Quality of Experience*), безопасности, интерактивности и надежности.

Развитие системы *IPTV* во многом зависит от современных технологий, которые позволяют гарантировать высокое качество аудиовизуального материала и дают возможность предоставить широкий спектр услуг. Это предполагает:

- использование таких стандартов компрессии, как *MPEG-4* часть 10 (*AVC/H.264*), *MPEG-H* часть 2 (*HEVC/H.265*) или *VC-1*. Это позволяет операторам сжать видеосигналы при трансляции телеканалов до потока битрейтом менее чем 2 Мбит/с для видео стандартного разрешения и менее чем до 6 Мбит/с – для высокого разрешения. Таким образом, оператор сможет транслировать видеопрограммы подписчику домой через существующие сети *DSL* и еще располагать емкостью для услуг по передаче телефонии и/или данных;
- применение комплекта промежуточного (межплатформенного) программного обеспечения (*Middleware*), предназначенного для обеспечения взаимодействия между различными подсистемами *IPTV*, что позволяет пользователю быстро, практически мгновенно, переключаться с одного канала на другой;
- наличие эффективной системы шифрования контента, которая позволяет обеспечить его надежную защиту от несанкционированного доступа.

С точки зрения радиомониторинга представляет интерес обеспечение информационного доступа к сигналам *IPTV*, передаваемым через спутниковые линии связи (рис. 1).

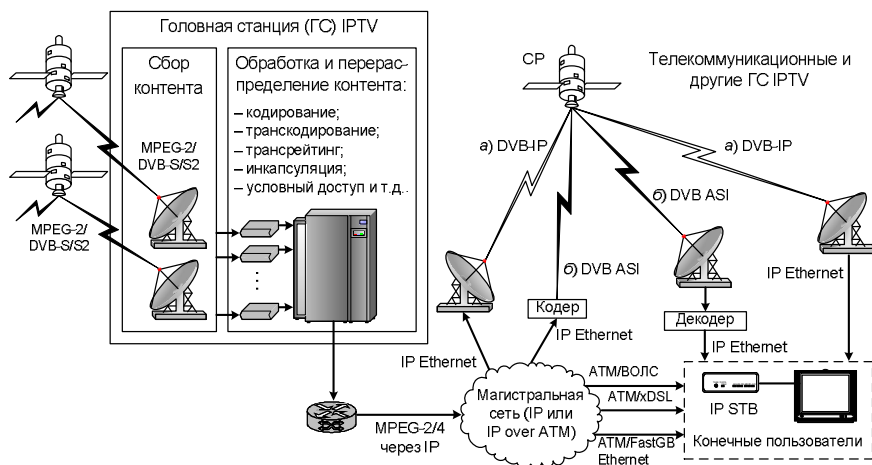


Рис. 1. Передача сигналов *IPTV* через спутниковые линии связи

Учитывая перспективность спутникового распределения *IPTV*, проектированием, производством и техническим обслуживанием оборудования *IPTV* занимается целый ряд крупных компаний, например, таких как *Globecom* и *Intelsat*.

В марте 2016 года с компанией *Globecom* был заключен контракт на обеспечение потоковыми сервисами *IPTV* американских правительственных организаций и вооруженных сил, развернутых за пределами США. *Globecom* должна предоставить сквозное, законченное и управляемое решение, которое включает видеосервисы с полностью лицензионным телевизионным контентом, цифровой видеозаписью *DVR* (*Digital Video Recorder*), возможностью распределения к более чем 2000 зарубежным объектам (офисным зданиям, лагерям, военным базам, судам и т. п.). Как часть заключенного контракта компанией должны быть предоставлены пропускные способности волоконно-оптических линий связи и сервисы спутниковой связи. Внедрение (активация) служб было запланировано на второй квартал 2016 года. Выполнение контракта с *Globecom* рассчитано на четыре года.

Ключевыми сервисами *IPTV* являются:

- широкоэмитательное цифровое телевидение (*Broadcast Digital TV*) или медиавещание *LMB* (*Live Media Broadcast*);
- видео по требованию *VoD* (*Video on Demand*) или контент по требованию (запросу) *CoD* (*Content on Demand*);
- аудио- и видеотелефонная связь;
- доступ к Интернет-ресурсам.

Учитывая большую загруженность спутниковых линий связи (СЛС) разнообразным трафиком, актуальной представляется задача идентификации сигналов системы *IPTV* в общем цифровом потоке. При этом поиск признаков идентификации таких сигналов можно осуществить на различных этапах его приема и обработки. Наиболее информативными являются признаки, которые можно обнаружить в уже демодулированном цифровом потоке, после проведения операций дескремблирования, дегерметирования, декодирования помехоустойчивых кодов и т. п. Анализ принципов формирования сигналов в системе *IPTV* позволяет выделить ряд признаков, пригодных для идентификации таких сигналов. Эти же признаки положены в основу алгоритма идентификации сигналов системы *IPTV*, представленного на рис. 2.

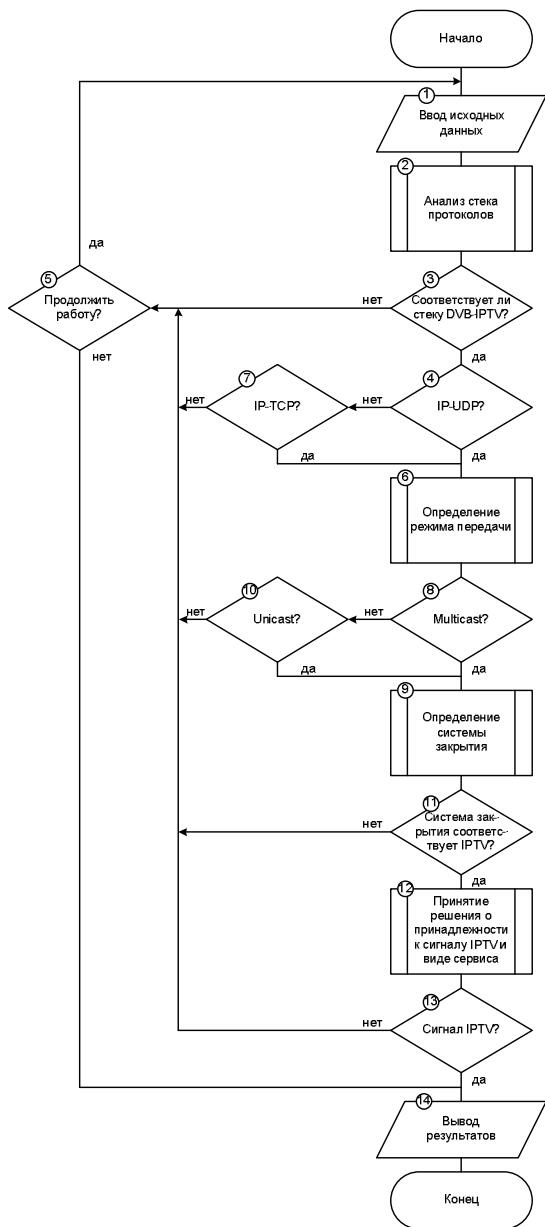


Рис. 2. Алгоритм идентификации сигналов IPTV

Основными признаками являются:

1. Наличие цепочки протоколов стека *DVB-IP*, определенной в [1]. Организация этого стека основана на иерархической структуре, расширяющей коммуникационную модель *IPTV*, которая, в свою очередь, основана на семиуровневой модели взаимодействия открытых систем и стеке протоколов *TCP/IP*. При обеспечении услугами *IPTV* абонентов системы от сервис-провайдера требуется обеспечить доставку видеоконтента в требуемое время и в заявленном качестве, другими словами, гарантировать целостность видеопакетов. Поэтому они должны быть уверены, что используют протокол, который поддерживает уровень качества доставки через их сетевую инфраструктуру. Несмотря на то, что протокол *TCP* предоставляет приложениям обширный диапазон сетевых функций по сравнению с *UDP*, он не является популярным выбором транспортного протокола для поставщиков услуг, осуществляющих предоставление сервисов *IPTV*. При этом было установлено, что протокол *TCP*:

- редко используется в "живых" трансляциях *IPTV*;
- получил широкое распространение в других приложениях, таких, как загрузки Интернет-телевидения (для последующего воспроизведения) и электронная почта;

Протокол *UDP*:

- используется большинством, если не всеми реализациями систем *IPTV* в мире, несмотря на то, что проигрывает *TCP* с точки зрения надежности и обнаружения ошибок;
- преодолевает эту проблему, встроив функциональности восстановления после ошибки в приложения *IPTV*, работающие по сети, или в структуру самого видеопотока.

2. Передача сигнала преимущественно в режиме многоадресной рассылки (*multicast*). При такой передаче определяются группы получателей, для идентификации которых используется специально зарезервированный для этих целей при разработке *IP*-протокола диапазон адресов: от 224.0.0.0 до 239.255.255.255 (класс D). Кроме того, интересен для анализа и диапазон адресов 214.0.0 - 215.255.255, выделенный специально для Министерства обороны США (*US DOD*). Поэтому желательно производить и анализ передач в режиме одноадресной рассылки (*unicast*).

3. Закрывание (шифрование) контента в одной из систем условного доступа, используемых при передаче телевизионного сигнала с использованием *IP*-протокола. Информация о системе передается

в виде специальных дескрипторов в таблицах состава программ (*PMT*) и условного доступа (*CAT*). Базовыми для *IP*-сетей являются такие системы, как:

- *VCAS (Verimatrix Content Authority System)*, разработчик: компания *Verimatrix* (*CA_system_ID* = 0x5601-0x5604);
- *NetUP CAS/DRM*, разработчик: компания *NetUP Inc.* (*CA_system_ID* = 0x4AEF) и др.

Таким образом, анализ совокупности признаков позволяет более эффективно принимать решение о присутствии в цифровом потоке сигналов, соответствующих передачам видео по *IP*-протоколу.

Литература

1. TS 102 034 v2.1.0 (01/2016). Transport of MPEG-2 TS Based DVB Services over IP Based Networks (and associated XML).
2. TS 102 542-1 v1.3.2 (05/2011). Guidelines for the implementation of DVB-IP Phase 1 specifications. Part 1: Core IPTV Functions.
3. Крылов, А. Основные спутниковые сервисы и тенденции их развития в XXI веке / А. Крылов // Технологии и средства связи, специальный выпуск "Спутниковая связь и вещание". – 2015. – № 6 (105) – С. 68–73.

*А.С. Паршин,
О.А. Акимжанов*

УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ДЕМОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ КВАДРАТУРНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

При демодуляции радиосигналов, сформированных по квадратурному принципу, определяются значения модуляционных символов в каждом из каналов, после чего получают оценки элементов информационной последовательности. В ряде случаев, в интересах дальнейшей обработки демодулированной цифровой последовательности, недостаточно иметь только оценку модуляционных символов. В частности, для ряда алгоритмов декодирования необходимо, чтобы входные данные представляли информацию по каждому биту последовательности отдельно, при этом максимальный эффект будет достигаться в случае представления входных данных в мягкой форме.

Удовлетворить эти требования можно, незначительно изменив форму представления данных, передаваемых с выхода демодулятора для дальнейшей обработки. В этом случае нет необходимости доводить до принятия жёстких решений о передаваемых битах, достаточно ограничиться вероятностной характеристикой.

Поскольку модуляционный символ в момент времени k отражает комбинацию передаваемых битов, то вероятность каждого передаваемого бита можно определить как усреднённое значение вероятности по всем возможным состояниям.

Так, в случае модуляции КАМ-16, в каждом квадратурном канале передаётся пара бит, тогда используя формулу Байеса вероятность передачи комбинации битов определяется

$$p(I_0 I_1 | r) = \frac{p(I_0 I_1) w(r | I_0 I_1)}{w(r)}, \quad (1)$$

где $I_0 I_1$ – пара битов, передаваемых в синфазном канале, аналогично в квадратурном канале имеет место пара битов $Q_0 Q_1$.

Вероятность передачи комбинации битов есть совместная вероятность передачи каждого бита в отдельности и определяется как произведение

$$p(I_0 I_1) = p(I_0) p(I_1). \quad (2)$$

Тогда апостериорную вероятность одного из битов принимаемого сигнала можно представить, как усреднённую сумму вероятностей при передаче всех возможных комбинаций битов

$$p(I_0 | r) = \frac{p(I_0) p(I_1 = 0) w(r | I_0 0) + p(I_0) p(I_1 = 1) w(r | I_0 1)}{w(r)}. \quad (3)$$

Априорная вероятность передачи нуля или единицы для любой позиции равны, поэтому

$$p(I_0 | r) = \frac{1}{4} \left(\frac{w(r | I_0 0) + w(r | I_0 1)}{w(r)} \right). \quad (4)$$

Формулы (3) и (4) определяют апостериорную вероятность значения бита в первой позиции передаваемой комбинации. Аналогично определяется апостериорная вероятность значения бита во второй позиции.

Таким образом, выходными данными демодулятора являются не значения амплитуды сигнала, а вероятности передачи для каждого

бита. Форма представления включает сведения об апостериорной вероятности значения отдельных битов входной последовательности. Расчёт побитовых вероятностей проводится с учётом мягкого представления поступающих данных. Таким образом, получен универсальный инструмент, позволяющий более гибко применять для дальнейшей обработки существующие алгоритмы декодирования, незначительно изменив их в части использования исходных данных.

Литература

1. Деев, В.В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи / В.В. Деев. – СПб.: Наука, 2007.
2. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – СПб.: К: Вильямс, 2003.
3. Чельшев, В.Д., Радиоинтерфейсы спутниковых систем персонального радиосервиса: учеб. пособие / В.Д. Чельшев, В.В. Якимовец. – СПб.: ВАС, 2006. – 576 с.

*к.т.н. С.И. Андронов,
Д.С. Земцев*

МЕТОДЫ РАЗРЕШЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ СМЕШАННОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ В СРЕДСТВАХ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

В настоящее время задача приема и обработки сигналов от нескольких источников продолжает оставаться актуальной, несмотря на большое количество проведенных исследований и полученные в этом направлении результаты. Решение данной задачи имеет важное значение в таких областях науки и техники, как космические исследования, авиация, радиосвязь, телевидение, акустика, радиолокация и радионавигация, радиотелеметрия, оптика, радиоастрономия, исследование ионосферы и др. Для всех перечисленных областей необходима разработка современных систем передачи информации. Сегодня к этим системам предъявляются все более жесткие требования в связи с увеличением объема, разнообразия и видов, скорости и дальности передачи информации, усложнения внешних воздействий и помех. Повышение требований к точности и достоверности

передачи информации, надежности, безопасности и стоимости аппаратуры, при необходимости уменьшения габаритов и веса, делает необходимым совершенствование существующих и исследование новых принципов построения систем.

В условиях высокой пространственной и частотной плотности распределения источников радиоизлучения в существующих средствах радиотехнического контроля (РТК) приходится сталкиваться с извлечением информации из множества однотипных неортогональных друг другу сигналов, присутствующих на выходе приемного тракта. В этом случае извлечение информации заключается в решении задачи разрешения. Эта задача может состоять в принятии решения относительно присутствия одного сигнала на фоне всех мешающих, либо в различении одного сигнала на фоне всех остальных, или в измерении вектора параметров всех сигналов, одновременно присутствующих на входе системы.

Анализ функциональных возможностей и ТТХ существующих средств радиотехнического контроля показал, что они не способны производить обработку смешанных последовательностей, так как ориентированы на односигнальную ситуацию и в многосигнальной ситуации работают как параметрический фильтр, выделяющий только одну частную последовательность с заданными оператором параметрами. Такой подход к обработке сигналов существенно снижает информационные характеристики станции РТК, приводит к неоправданным временным затратам на ведение радиотехнического наблюдения. Таким образом, становится очевидным противоречие между реальной многосигнальной ситуацией на входе системы технического анализа и ограниченными возможностями станции РТК по их обработке. Следовательно, необходимо рассмотреть перспективные методы определения количества импульсных потоков в составе смешанной импульсной последовательности, разрешения отдельных сигналов, измерение их частотно-временных параметров.

Идеология построения системы разделения была основана на использовании самообучающихся классификаторов, каждый из которых в процессе работы выделяет одну частную последовательность из состава смешанной на основе анализа результатов измерений значений признаков. В качестве признаков классификации было предложено использовать набор логических и числовых характеристик отдельных импульсов. Наиболее сложной задачей при синтезе системы

разделения оказалась проблема выбора метода самообучения классификаторов. Проведенный анализ работ по теории распознавания позволил выявить несколько видов методов самообучения, пригодных для решения задачи разделения. Выбор был сделан в пользу метода самообучения с обратной связью, поскольку он обладает следующими достоинствами:

он применим в непараметрическом случае, когда априорно не известны частные распределения плотностей вероятностей признаков, что характерно для начального этапа работы классификаторов;

простота процедуры определения статистических характеристик классов;

более быстрая сходимость процедуры обучения по сравнению с прямыми методами по критерию вероятности ошибок.

С этой целью была произведена сравнительная оценка максимального алгоритма самообучения и алгоритма *k*-средних. Результаты оценки позволили установить, что алгоритм *k*-средних обеспечивает значительно лучшее разделение. Однако алгоритм *k*-средних требует существенно большего количества операций над элементами обучающей выборки и, следовательно, повышает требования к производительности и объему памяти вычислительных средств для обеспечения работы в реальном масштабе времени. Целесообразным является выбор комбинированного алгоритма, когда на начальном этапе используется максиминный способ, а проверка принадлежности всех сигналов после коррекции эталонных векторов, вызванной включением нового импульса в тот или иной класс, будет осуществляться с помощью алгоритма *k*-средних. Применение именно такого комбинированного алгоритма разрешения и определения параметров сигналов в смешанной импульсной последовательности позволит значительно повысить оперативность, полноту и достоверность ведения радиотехнического наблюдения в сложной сигнальной и помеховой обстановке.

Литература

1. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов. Мир, 1978.
2. Миленький, А.В. Классификация сигналов в условиях неопределенности. Статистические методы самообучения в распознавании образов / А.В. Миленький. – М., 1975.

*Д.А. Бродянной,
В.Э. Косолапов*

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОБРАБОТКЕ ФОРМАЛИЗОВАННЫХ СООБЩЕНИЙ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ В КАНАЛЕ НАВИГАЦИОННЫХ УВЕДОМЛЕНИЙ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ICAO

В настоящее время, в связи с увеличением количества воздушного транспорта, более остро стала проявляться проблема организации воздушного движения и обеспечения его безопасности. Для решения данного вопроса организацией *ICAO* принята концепция *CNS/ATM*, которая регламентирует новые правила организации для управления воздушным движением. Согласно этой концепции, вводятся новые подсистемы связи, навигации и наблюдения, такие как *VDL* режимов 1–4, *ADS*, 1090ES, которые должны применяться при ОрВД с целью автоматизации процесса. Данные системы при передаче данных несут в себе информацию о воздушном объекте, позволяющую определить его государственную и штатную принадлежность, маршрут, а также его параметры положения в реальном масштабе времени, или близком к нему.

Данные каналы доступны для мониторинга техническими средствами, однако не вся информация, принятая средствами радиотехнического контроля подвергается обработке. Это происходит из-за специфики программного обеспечения, поставляемого вместе с изделиями. Для решения данной проблемы необходимо модернизировать программное обеспечение, а именно разработать специальный алгоритм, который позволял бы в полной мере обрабатывать полученную информацию и представлять ее для дальнейшей обработки.

Литература

1. Дос. 4444 PANS-ATM – Организация воздушного движения;
2. Дос. 8973 – руководство по авиационной безопасности;
3. Дос. 9924 – Руководство по авиационному наблюдению

*С.Ж. Баязитов,
В.Э. Косолапов*

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ ПОДСИСТЕМЫ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИРИ

Существующая тенденция развития систем связи, управления, радионавигации и радиолокации базируется на широком внедрении

средств повышенной защищенности и имеет целью создание равномерного фона признаков. В этих условиях основным способом добытия информации становится нахождение положения объектов в пространстве и на плоскости. При наличии на данных объектах радиоизлучающих устройств, их пространственное положение определяется радиотехническими методами с использованием подсистемы определения местоположения (ОМП) радиоэлектронных средств (РЭС). Результатом работы такой подсистемы являются, как правило, географические координаты РЭС, измеренные с требуемой точностью. Имеет смысл усовершенствовать подсистему местоопределения для пеленговой и координатной информации.

Общая задача заключается в разработке алгоритма усовершенствованной обработки координатной информации в РТК, которая будет обеспечивать своевременный расчет достоверной информации о координатах РЭС, на основе учета пеленговой и координатной информации.

Для повышения эффективности определения местоопределения источников радиоизлучения включены элементы вторичной обработки в процесс расчета координат.

Литература

1. Смирнов, Ю.А. Радиотехническая разведка / Ю.А. Смирнов. – М.: Воениздат, 2001.
2. Вартанесян, В.А. Радиопеленгация / В.А. Вартанесян. – М.: Воениздат, 2006.

ОГЛАВЛЕНИЕ

СЕКЦИЯ 3. ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ И КОМПЛЕКСОВ, СРЕДСТВ И МЕТОДОВ ПРИЕМА, АНАЛИЗА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

3.1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ АНТЕННО-ПРИЕМНЫХ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА

Бурьян А.В., С.А. Дмитриев

К вопросу использования ионосферного зондирования для повышение качества декаметровый радиосвязи 3

*Пономарёв В.И., Красиков М.И., Луппов А.В.,
Фуфачев А.С., Синцов А.В., Молоков С.В.*

Моделирование диаграммы направленности приёмной антенны с учетом окружающей среды..... 6

Родин Д.В., Демичев И.В.

Научно-обоснованное предложение по технической реализации радиоприемного тракта для регистрации полного вектора электромагнитного поля 10

Васильев Д.С., Дмитриев С.А.

Оценка влияния окружающей среды на параметры антенных обтекателей 14

Овчинников Ю.Д., Коровин Е.А., Северенко А.В.

Комплекс приема и обработки сигналов космических аппаратов на основе технологии "Программно-определяемая радиосистема"..... 18

Орошук И.М., Сучков А.Н., Жариков-Горский В.А.

Методика оценки дальности декаметровый цифровой радиосвязи в пределах распространения земной волны 22

Иванов А.В., Старицын С.С.

Решение задач траекторного сопровождения беспилотных летательных аппаратов методами определения местоположения..... 26

Лобанов Д.И., Алексеенко А.В.

Разработка методики использования дифракционных явлений в системах местоопределения 28

Демичев И.В., Шмаков Н.П.

Определение полной поляризационной характеристики поля на основе гиперкомплексного представления сигнала..... 31

Ковалёв К.Б., Кузин Д.А., Стрельцов А.Н., Строцев А.А.

Алгоритм и программное обеспечение калибровки цифровых антенных решеток для приема сигналов низкоорбитальных систем спутниковой связи..... 34

3.2. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВРЕМЕННЫХ РЭС СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

3.3. ПРИЕМ, АНАЛИЗ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Понкратьев А.И., Криушов А.В.

Создание средств имитации работы ССП для учебного процесса в ЧВВИУРЭ..... 38

Яскин Е.А., Полунин А.Е., Приоров А.Л.

Применение нечеткого вывода для адаптивного поиска целей с учетом вектора состояния..... 39

Дьяков В.В., Лаврентьев А.М., Корягин М.Г.

Особенности измерения дальности до цели при сверхкороткоимпульсном зондировании в условиях отражений от подстилающей поверхности..... 43

Литвинов Н.Н., Лаврентьев А.М.

Возможность фильтрации эхо-сигнала аддитивной последовательности радиоимпульсов 47

<i>Голубев Д.А., Теслевич С.Ф.</i> Тракт пеленгования источников радиоизлучений стандарта DMR	50
<i>Печурин В.В., Гайчук Ю.Н., Балдычев М.Т.</i> Влияние количества беспилотных летательных аппаратов на погрешность определения местоположения источника радиоизлучения	52
<i>Овчаренко К.Л., Еремеев И.Ю.</i> Методика построения эллипсоида ошибок при оценивании координат источника радиоизлучения с целью выбора оптимального маршрута полёта беспилотного летательного аппарата	58
<i>Богдановский С.В., Симонов А.Н., Демичев И.В., Теслевич С.Ф.</i> Лабораторный макет поляризационного пеленгатора	62
<i>Куимов В.Н.</i> Модель угломерной системы местоопределения	66
<i>Биркун Н.И., Субботина Е.Ю.</i> Возможность использования многолучевого распространения для определения местоположения приемника для сигналов с ограниченной полосой пропускания в условиях городской застройки	69
<i>Лантев И.В.</i> Метод структурной идентификации самоорганизующейся пакетной радиосети на основе энергетического расчета радиотрасс между абонентами	72
<i>Лантев И.В.</i> Алгоритм ранжирования абонентов самоорганизующейся пакетной радиосети по величине ущерба от выведения их из строя	78

<i>Васильев А.В., Нехайков А.Н., Печурин В.В.</i> Обоснование технического облика многопозиционной системы пассивной локации для определения координат забрасываемых постановщиков активных помех.....	84
<i>Бородин В., Петраков А.М., Шевцов В.А.</i> Модель единого информационного поля контроля воздушного пространства	88
<i>Абдукаримов У.Э., Теслевич С.Ф.</i> Резервный канал передачи данных автоматизированного ком- плекса определения местоположения источников радиоизлуче- ний	91
<i>Романенко А.Ю., Кривоногов А.Н., Донцов Д.В., Лоскутов А.В.</i> Определение вероятностных характеристик вычислительной си- стемы с кольцевой топологией организации коллектива вычис- лителей	93
<i>Арбузов А.М., Богущкий Л.П.</i> Алгоритм местоопределения источников радиоизлучения оди- ночным измерителем	97
<i>Богатский С.В., Емельянов Р.В., Жуков К.Г., Самойлик В.А.</i> Аппаратно-программное средство приёма OFDM-сигналов.....	100
<i>Арбузов А.М., Богущкий Л.П., Сорокина Н.О.</i> Статистический метод разделения источников радиоизлучения ОВЧ диапазона.....	103
<i>Гуров С.В., Зверев П.С., Фастов В.С., Дорошенко Е.Ю., Старостенко И.В.</i> Анализ современных методов акселерации трафика.....	106
<i>Семёнов К.В., Татарка М.В., Шуваев Ф.Л., Холодов А.А.</i> Исследование статистических свойств псевдослучайных двоич- ных последовательностей в среде <i>Matlab</i>	108

<i>Мокин Д.В., Москалёв А.А., Урнев С.Н.</i> Алгоритм анализа цифровых групповых сигналов с периодич- ным группообразованием для систем радиомониторинга спутни- ковых каналов	111
<i>Малышев С.Р., Гудков А.А.</i> Многофакторная модель структурной организации архитектуры центра радиомониторинга.....	115
<i>Ильин Р.Ю.</i> Обзор уязвимостей современных сетей мобильной связи и их эксплуатации.....	118
<i>Кадуков Е.П., Жулёв А.Е.</i> Сравнительный анализ спектрально-эффективных сигналов, применяемых в современных спутниковых системах связи	123
<i>Жулёв А.Е. Ратушин А.П., Печурин М.В.</i> К вопросу об идентификации непрерывных низкоплотностных кор- ректирующих кодов	125
<i>Власов А.Н., Носиков В.Н.</i> Определение вида информационного трафика в каналах пере- дачи данных с коммутацией пакетов с использования параметра Херста.....	129
<i>Пономарёв В.И., Шабалин Л.А., Синцов А.В., Фуфачев А.С.</i> Аспекты повышения надежности цифрового радиоприемного центра	133
<i>Печурин М.В., Жулёв А.Е., Холодов А.А.</i> Характеристика современных спутниковых модемов	137
<i>Тавалинский Д.А., Дианов С.В.</i> Подход к решению задачи верификации цифровой информаци- онной последовательности	141

Баринов А.Ю.

Метод идентификации нерегулярных кодов повторения-накопления в условиях априорной неопределенности 144

Ратушин А.П., Дианов С.В.

Влияние этапов канального кодирования на отображение кодовых слов при передаче информации по каналу с ошибками 148

Дёмин Р.С., Батчев И.С., Ратушин А.П.

Алгоритм восстановления проверочной матрицы блочного низкоплотностного корректирующего кода 154

Рожновский Д.Г., Тамп В.Л.

Имитационная модель потока запросов на передачу кадров в магистральных каналах СЛС 157

Маликаждаров Н.Е., Тамп В.Л.

Алгоритмы прогнозирования трафика ИВС 160

Красюк Д.М., Климов М.А.

Концептуальная модель адаптивной системы автоматического распознавания радиосигналов 162

Красюк Д.М.

Вычисление меры близости распознаваемых классов радиосигналов в условиях множественности эталонов 166

Ермолаев И.Н., Колосовский Е.А.

О признаках идентификации сигналов IPTV 170

Паришин А.С., Акимжанов О.А.

Усовершенствованный алгоритм демодуляции радиосигналов на основе квадратурного представления 175

Андронов С.И., Земцев Д.С.

Методы разрешения и определения параметров сигналов смешанной импульсной последовательности в средствах радиотехнического контроля 177

Бродянной Д.А., Косолапов В.Э.

Предложения по обработке формализованных сообщений, передаваемых в канале навигационных уведомлений и передачи данных ИСАО..... 180

Баязитов С.Ж., Косолапов В.Э.

Предложения по совершенствованию подсистемы местоопределения ИРИ 180

МАТЕРИАЛЫ
ВСЕРОССИЙСКОЙ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
"ПРОБЛЕМЫ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО
ПРОЦЕССА ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ", ПОСВЯЩЕННОЙ 60-ЛЕТИЮ ЧВВИУРЭ
11–12 мая 2017 г.
Часть 4

Ответственный за выпуск В.Н. Ляпунов

Подписано в печать 18.09.2017 г. Формат бум. 60×84/16. Усл. печ. л. 11,276.
Зак. 240. Тираж 30 экз. РИО ЧВВИУРЭ.
