ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 1/2012

Воронеж 2012

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт.техн.наук, проф., чл.-кор. РАН
В.И. БОРИСОВ

Зам. председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

докт. физ.-мат. наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.С. БАГДАСАРЯН (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.С. БАЛАШОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
В.И. ВЛАДИМИРОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.В. ЗАВРАЖНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.И. КУЗНЕЦОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, с.н.с.
И.И. МАЛЫШЕВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАЕН
Б.И. ШАХТАРИН (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
А.П. ЯРЫГИН (г. Воронеж)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года.

Выходит 4 раза в год.

В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов ОАО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 05.12.00 «Радиотехника и связь» и смежным специальностям группы 05.13.00 «Информатика, вычислительная техника и управление».

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ
для опубликования основных результатов диссертаций
на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Учредитель и издатель:

ОАО «Концерн «Созвездие»

Издание зарегистрировано
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс
по Каталогу российской прессы
«Почта России» – 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛ Уч.-изд. л. 11
Тираж 200 экз. Заказ № 59
Подписано в печать 29.02.2012 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2012

СОДЕРЖАНИЕ

№1, 2012

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Потенциальные возможности повышения дальности мобильных систем передачи данных ДЦВ диапазона
А.В. Зюльков, Ю.С. Сухоруков 5

Методика моделирования отношения мощностей сигналов базовой станции и блокиратора абонентских терминалов в диапазонах частот систем подвижной радиосвязи
А.В. Леньшин, В.П. Лихачев, Э.Б. Ханов 9

Эффективность работы лазерной системы связи в атмосферных метеообразованиях
А.Л. Митрофанов 13

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Противодействие системам радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты с помощью беспилотных летательных аппаратов
Н.М. Тихомиров, Н.В. Семенцов, А.Ю. Маньков 19

Формирование топологии сети для проактивных алгоритмов маршрутизации
Т.Ф. Капаева, А.Е. Лимарев, Ю.Н. Максюта, В.Г. Маркин, М.В. Смагина 24

Применение фрактальных методов для анализа управления радиоканалами многофункциональных систем
А.Н. Асосков, И.Н. Малышева 37

Аналитическая модель для анализа состояния системы поддержки эксплуатации и бизнес-процессов оператора связи
В.П. Мочалов, С.В. Яковлев, Д.В. Мочалов 45

Методика определения показателей доступности информации в сетях мобильного WiMAX
В.В. Якименко, А.В. Якименко, П.Л. Савинский 50

Анализ помехового сигнала, обусловленного отражением в лазерных атмосферных линиях связи, и методы отстройки от помехи
Е.Л. Кучин, С.В. Артыщенко 56

Двухслойная микрополосковая MIMO-антенна диапазона частот 2,3–2,7 ГГц
Е.С. Макаров 61

Обоснование и выбор эффективного метода реализации адаптивных цифровых фильтров
А.В. Велигоша 66

Производительность и временная задержка передачи данных по протоколу канального уровня IEEE 802.11.
А.В. Зюльков, А.А. Ефанов 73

Повышение эффективности методики компьютерного моделирования электромагнитной обстановки в группировке радиоэлектронных средств
А.Д. Коробова, Е.А. Хромых 79

Автокорреляционная функция и спектральная плотность модифицированного фазоманипулированного широкополосного сигнала
Г.С. Нахмансон, И.Н. Маснев 84

Оценка реализуемости цифрового модема на основе каскадной сигнально-кодовой конструкции с помощью компьютерного имитационного моделирования
Т.Н. Скобелкина, С.Е. Борзакова 91

РАЗНОЕ

Портреты взаимно-корреляционных функций в уровнях для М-последовательностей
А.А. Бессарабова 99

УДК 621.396

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЦВ ДИАПАЗОНА

А.В. Зюльков, доцент, ВГУ, e-mail: zyulkov@phys.vsu.ru
Ю.С. Сухоруков, зам. дир. НИИЦ АСУ и связи по науке, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 255-96-99

Дана количественная оценка увеличения дальности связи на ДЦВ при движении абонента по пересеченной местности и повторной передаче информационных пакетов.

Ключевые слова: *мобильные системы ДЦВ диапазона, дальность радиосвязи, неоднородности земной поверхности, выбросы гауссовского случайного процесса.*

THE POTENTIAL CAPABILITY OF WIRELESS DISTANCE INCREASE IN MICROWAVE DATA TRANSMISSION MOBILE SYSTEMS

A.V. Zyulkov, associate professor, Voronezh State University, e-mail: zyulkov@phys.vsu.ru
Yu.S. Sukhorukov, deputy director on science, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 255-96-99

A quantitative evaluation of communication growth in the range of decimetric waves when subscriber moves along a rough terrain and in the case of packets retransmission is presented.

Key words: *decimetric waves mobile systems, communication range, terrain roughness, spikes of Gaussian random process.*

В ходе реформирования вооружённых сил происходит переход от позиционных форм и способов ведения боевых действий к распределённым. На смену централизованному и стволовому управлению приходит так называемое сетецентрическое управление мобильными боевыми действиями на расширенном боевом пространстве. В этих условиях существенно возрастает роль и значение такого фактора, как ситуационная осведомлённость на всех уровнях управления войсками, и прежде всего в низовых звеньях, на уровнях боевых машин и отдельных военнослужащих. Поэтому кардинально изменяются требования к объёмам передаваемой информации. Новые требования реализуются внедрением в системы связи ТЗУ мобильных сетей, базирующихся на широкополосных средствах связи ДЦВ диапазона. Однако реальная эффективность таких сетей ограничивается так называемым «фактом земли». На трассах «земля – земля» ДЦВ средства имеют ограниченную дальность действия, что вступает в противоречие с необходимостью обеспечения информационного обмена по принципу «каждый с каждым» в условиях мобильных боевых действий, в распределённых боевых порядках и на расширенном боевом пространстве.

В связи с этим в настоящей работе ставится задача анализа возможностей увеличения дальности действия широкополосных радиостанций ДЦВ диапазона на трассах «земля – земля» вблизи границ прямой видимости.

В соответствии с рекомендациями Международного союза электросвязи (МСЭ) напряжённость электромагнитного поля вблизи земной поверхности рассчитывается с учётом геометрических характеристик трассы распространения радиоволн и поправок, связанных с наличием мелкомасштабных $((0,4-1)\lambda)$ и крупномасштабных $((10-30)\lambda)$ [1, 2] в масштабе длины волны λ неоднородностей. Большие неровности трассы учитываются в рамках её геометрии и определяют среднее (медианное) значение принимаемой мощности, а относительно малые неоднородности описываются с помощью случайных поправок, вероятностные параметры которых (в частности, среднеквадратичное отклонение σ) получены в результате статистической обработки результатов измерений по различным трассам и различным типам местности для нескольких диапазонов длин волн. Методика расчета предполагает, что величина напряжённости электрического поля волны распределена по логарифмически нормальному закону, поэтому она в логарифмической шкале (дБ) является гауссовской. При движении абонента по шероховатой местности принимаемая мощность меняется во времени и представляет собой реализацию гауссовского случайного процесса. Для полного вероятностного описания этого процесса, в дополнение к уже известным среднему значению и дисперсии, необходимо задать лишь корреляцион-

ную функцию. Нестационарность процесса по среднему значению учитывается при расчёте среднего значения принимаемой мощности в соответствии с рекомендациями МСЭ, а флуктуации около среднего уровня будут стационарны, если тип местности за время передачи данных не меняется. Так что для расчёта возможного возрастания уровня принимаемой мощности на время передачи пакета данных необходимо найти вероятности превышения уровня (порога) стационарным гауссовским случайным процессом (СП).

Корреляционную функцию рассматриваемого СП можно было бы попытаться найти, используя пространственную корреляционную функцию электромагнитного поля, рассеянного шероховатой поверхностью, рассчитанную на основе классического подхода [3]. Однако для некоторых геометрий расположения абонентов на земной поверхности получить эти результаты весьма затруднительно, а кроме того, они будут зависеть от корреляционных свойств высот поверхности. Поэтому для оценки потенциальных возможностей рассматриваемого подхода определим лишь величину радиуса корреляции СП, а для анализа выбросов СП за порог ограничимся асимптотическим подходом.

На дальностях L, близких к дальностям прямой видимости, область, существенная для распространения радиоволн [4, 5], ограничивается на земной поверхности эллипсом E, в фокусах которого расположены абоненты. Его продольный размер незначительно превосходит длину трассы, а поперечный существенно меньше и имеет линейную и угловую ширину, задаваемую соотношениями [4, 5]

$$r = \sqrt{\frac{m}{8}\lambda L}, \quad \theta = \frac{r}{L/2}, \qquad (1)$$

где m – число учитываемых зон Френеля. Обычно при грубых оценках величина m выбирается небольшой. Выбор $m = 8$ обеспечивает точность решения задач дифракции 16%.

Оценим радиусы корреляции наблюдаемого поля в плоскости, перпендикулярной направлению визирования, соответствующие поперечному r (1) и продольному L размерам области E.

Когда, как в рассматриваемом случае, поперечный размер r области E существенно превосходит размеры неоднородностей местности различных масштабов, поперечный размер области корреляции рассеянного поля в точке наблюдения можно оценить, используя теорему Ван-Циттерта–Цернике [6] (абонент находится в дальней зоне):

$$\rho_\perp \equiv \lambda/\theta = \sqrt{2\lambda L/m}. \qquad (2)$$

Эта величина определяет характерный размер области корреляции рассеянного поля вблизи абонента в направлении, перпендикулярном линии визирования. Для получения вместо (1) более точных аналитических соотношений, отражающих зависимость r от различных геометрических параметров трассы при ненулевых высотах антенн, можно использовать результаты [5] расчётов размера зоны земной поверхности, ограниченной областью, существенной для распространения радиоволн.

Поскольку абонент находится на расстоянии, меньшем предельной дальности [6] относительно продольного размера эллипса E, то соответствующий радиус корреляции рассеянного поля $\rho_\parallel$ в точке наблюдения определяется корреляцией поля около рассеивателя. Последняя, в свою очередь, зависит от характерных размеров неоднородностей земной поверхности. Для равнинно-холмистой местности по порядку величины их можно полагать близкими к $\rho_\perp$ (2) для $\lambda = 0{,}2$ м и дальностей в пределах $2-10$ км. Таким образом, приближённо можно считать, что $\rho_\parallel \approx \rho_\perp \equiv \rho$.

При равномерном перемещении абонента на расстояние L_0 за время T_0 со скоростью V_0 центрированный стационарный гауссовский СП $\{\varphi(t),\ 0 \le t \le T_0\}$, описывающий флуктуации принимаемой мощности в логарифмических единицах, будет наблюдаться на

$$\xi = L_0/\rho = L_0\sqrt{m/(2\lambda L)} \qquad (3)$$

интервалах корреляции. Определим вероятность того, что какой-либо из выбросов этого процесса за уровень h имеет длительность, превышающую заданную. Заданная длительность определяется временем, необходимым для передачи пакета данных, а под h понимается нормированный на величину σ порог.

Если ввести обозначения

$$h_m = H_m/\sigma, \ \ H_m = \max\{\varphi(t),\ 0 \le t \le T_0\},$$

то функция распределения абсолютного максимума реализации $\varphi(t)$ СП аппроксимируется выражением [7]

$$P(h_m < h) = F_1(h) =$$

$$= \begin{cases} \Phi(h)\exp\left[-\xi\exp\left(-h^2/2\right)/(2\pi)\right], & h \geq 0, \\ \Phi(h)\exp\left[-\xi/(2\pi)\right], & h < 0, \end{cases} \quad (4)$$

где $\Phi(h) = \int_{-\infty}^{h} \exp\left(-x^2/2\right)dx$ – интеграл вероятности. Вероятность наличия хотя бы одного выброса за уровень h задаётся соотношением $1 - F_1(h)$. Выражение (4) имеет точность, повышающуюся с ростом ξ и h. При $\xi = 10$ погрешность этой формулы для $h \simeq 0{,}8 - 0{,}9$ порядка 10%.

Если выброс СП за уровень h произошёл, то вероятность, что его длительность не превысит τ, для высокого порога может быть аппроксимирована соотношением [8]

$$F_2(\vartheta\tau) = 1 - \exp\left(-\pi\tau^2/4\right), \ \vartheta = \sqrt{2\pi}\tau_c/h. \quad (5)$$

Здесь τ – безразмерное (нормированное на ϑ) время, а τ_c – время корреляции СП.

С учётом соотношений (4), (5), переходя к времени x выброса, нормированному на τ_c, получим вероятность наличия хотя бы одного выброса СП за уровень h с длительностью, превышающей t:

$$G(h,x) = \left\{1 - \Phi(h)\exp\left[-\xi\exp\left(-h^2/2\right)/(2\pi)\right]\right\}\exp\left(-h^2x^2/8\right), \ x = t/\tau_c, \ h \geq 0. \quad (6)$$

Для больших величин h из этого соотношения получим

$$G(h,x) \approx \xi\exp\left[-h^2/2(1 + x^2/4)\right]/(2\pi). \quad (7)$$

Время корреляции СП определяется взаимной тангенциальной скоростью абонентов V_0 и радиусом корреляции рассеянного поля ρ (2):

$$\tau_c = \rho/V_0 = \sqrt{2\lambda L/m}/V_0. \quad (8)$$

Если время передачи пакета данных мало по сравнению с временем корреляции СП $(x \ll 1)$, то из (6) следует, что найденная вероятность не зависит от требуемой длительности выброса и задается формулой

$$G_1(h) = G(h,0) = G(h,x) =$$

$$= 1 - \Phi(h)\exp\left[-\xi\exp\left(-h^2/2\right)/(2\pi)\right], \ h \geq 0. \quad (9)$$

Физически отсутствие зависимости от x означает, что необходимая длительность превышения порога настолько мала, что все выбросы процесса имеют длительности больше необходимой ввиду большого времени корреляции СП. На рис. 1 приведены графики зависимостей (6) и (9) от нормированного порога h для различного количества интервалов корреляции СП ξ $(\circ - \xi = 12, \ \times - \xi = 8)$ и значений $x = 0$ и 1 (наличие и отсутствие линии). Из этого рисунка следует, что изменение длительности наблюдаемой реализации СП (изменение ξ) существенно влияет на вероятность наличия выбросов.

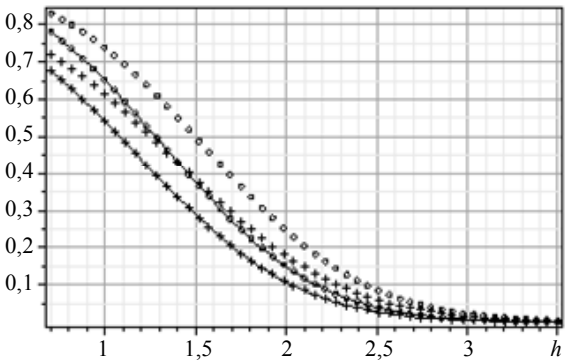


Рис. 1. Зависимость вероятности выброса СП от нормированного порога

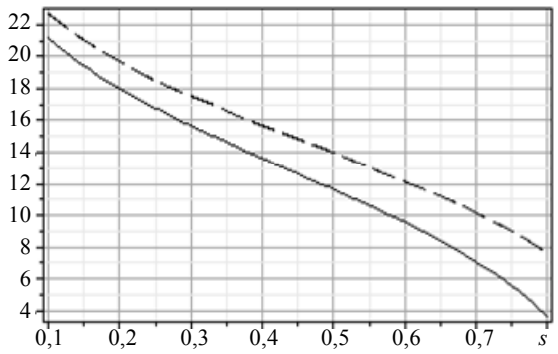


Рис. 2. Зависимость увеличения мощности принимаемого сигнала (дБ) от вероятности этого события

На рис. 2 приведены графики зависимости ожидаемого увеличения мощности принимаемого сигнала (дБ) от вероятности этого события для случая передачи пакета длительностью 100 бит со скоростью 1 Мбит/с при $\lambda = 0{,}2$ м на дальности $L = 3$ км при движении абонента со скоро-

стью $V_0 = 5$ м/с по равнинно-холмистой местности (при этом $\sigma = 9{,}3$ дБ [1]). Сплошная кривая соответствует перемещению за время сеанса передачи данных на дальности $L_0 = 100$ м, а штриховая – $L_0 = 150$ м (соответственно $\xi = 8$ и 12). Из этого рисунка видно, что ожидаемые выигрыши в мощности принимаемого сигнала существенно зависят от величины перемещения абонента за время сеанса связи. Используя результаты [4, 5], несложно показать [9], что для модели сферической земли зависимость максимальной дальности радиосвязи от мощности передатчика хорошо аппроксимируется линейной в двойном логарифмическом масштабе зависимостью. Скорость её изменения в основном определяется лишь высотами антенн и длиной волны. Так, для $\lambda = 0{,}2$ м и высот антенн $3-4$ м максимальная дальность связи увеличивается на $60-70\%$ при увеличении излучаемой мощности на 10 дБ на дальностях $2-10$ км.

Обсудим точность и ограничения полученных результатов.

Сравнение приближённого соотношения (4) с результатами численного моделирования [7] показывает, что в области малых порогов $h \sim 1$ при малых ξ это выражение для функции распределения дает завышенные значения, что приводит к занижению ожидаемых выигрышей (рис. 2) в области ниже 10 дБ.

Результатам расчёта (рис. 2) не следует сильно доверять при очень больших выигрышах, т.к. они соответствуют хвостам логарифмически нормального распределения амплитуды рассеянного поля, где согласование с результатами эксперимента обычно не бывает хорошим.

Как показывают результаты современных исследований, использованные для расчёта радиуса корреляции рассеянного поля классические модели недостаточно точно описывают поле при малых углах скольжения, что соответствует рассматриваемой геометрии. В частности, в этом случае они существенно занижают интенсивность рассеянного поля. Описание земной поверхности фрактальной моделью более адекватно, чем использованной при расчётах гладкой. В первом случае рассматриваемый в настоящей работе модельный СП будет иметь негладкие (недифференцируемые) реализации, поэтому число коротких выбросов за порог существенно увеличится, что приведёт к увеличению ожидаемого выигрыша в принимаемой мощности сигнала малой длительности.

Приведённые аргументы позволяют считать полученные оценки (рис. 2) при всех рассмотренных ограничениях нижней границей ожидаемого выигрыша от изменения способа передачи навигационной информации.

Полученные в работе результаты позволяют количественно оценить эффект увеличения дальности радиосвязи при повторной передаче коротких информационных пакетов и движении абонента. Как следует из рис. 2, ожидаемое увеличение максимальной дальности радиосвязи составляет, например, 34–40% с вероятностью 0,75 при перемещении во время сеанса связи на дальность $L_0 = 100$ м.

Литература

1. Сети телевизионного и звукового ОВЧ ЧМ вещания : Справочник / М.Г. Локшин [и др.]. – М. : Радио и связь, 1988. – 144 с.

2. *Скляр Б.* Цифровая связь : Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. под ред. А.В. Назаренко .– 2-е изд. – М. : Вильямс, 2003. – 1099 с.

3. *Басс Ф.Г.* Рассеяние волн на статистически неровной поверхности / Ф.Г. Басс, И.М. Фукс. – М. : Наука : Физматлит, 1972. – 424 с.

4. *Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности / Е.Л. Фейнберг. – М. : Наука : Физматлит, 1999. – 495 с.

5. *Черный Ф.Б.* Распространение радиоволн / Ф.Б. Черный. – М. : Сов. радио, 1972. – 464 с.

6. *Рытов С.М.* Введение в статистическую радиофизику / С.М. Рытов, Ю.А. Кравцов, В.И. Татарский. – М. : Наука : Физматлит, 1978. – Ч. II : Случайные поля. – 464 с.

7. *Радченко Т.А.* О характеристиках максимумов стационарных гауссовских процессов / Т.А. Радченко, А.П. Трифонов // Изв. АН СССР. Сер. Техническая кибернетика. – 1979. – № 5. – С. 162–165.

8. *Крамер Г.* Стационарные случайные процессы / Г. Крамер, М. Лидбеттер. – М. : Мир, 1969. – 398 с.

9. Совершенствование и развитие автоматизированных систем управления вооруженными силами РФ / «ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – Кн. 7 «Методы и методики оценки исследования эффективности СС и ОД в составе ИКС АСУ военного назначения».

Статья поступила в редакцию 14 ноября 2011 г.

УДК 621.391

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТНОШЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ СИГНАЛОВ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ И БЛОКИРАТОРА АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ В ДИАПАЗОНАХ ЧАСТОТ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.В. Леньшин, профессор, ВАИУ, e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru
В.П. Лихачев, профессор, ВАИУ, e-mail: lvp_home@mail.ru
Э.Б. Ханов, в.н.с., ГНТЦ «Наука», тел.: 8-921-936-67-14

Приведено математическое описание мощности сигналов блокиратора и базовой станции мобильной связи на входе приёмника абонентского терминала системы подвижной радиосвязи. Получено аналитическое выражение соотношения мощностей этих сигналов, учитывающее основные факторы, влияющие на мощность сигнала блокиратора. Проанализированы требования к энергетическому потенциалу блокиратора конкретных стандартов сотовой связи.

Ключевые слова: *блокиратор системы подвижной радиосвязи, ослабление радиоволн, энергетический потенциал блокиратора.*

THE PROCEDURE OF MODELING THE POWER RATIO FOR SIGNALS PROVIDED BY THE BASE STATION AND THE USER TERMINALS' BLOCKING MODULE OVER THE MOBILE COMMUNICATION FREQUENCY BANDS

A.V. Len'shin, professor, Military Aviation Engineering University, e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru
V.P. Likhachev, professor, Military Aviation Engineering University, e-mail: lvp_home@mail.ru
E.B. Khanov, senior research worker, State Scientific and Technical Center «Nauka», tel.: 8-921-936-67-14

A mathematical model for the power of signals provided by the blocking module and a mobile base station at the mobile communication user terminal receiver's input is suggested. The analytical expression for the signals' power ratio with consideration for the factors that affect the blocking module's signal power is derived. The requirements for the power potential of the blocking module for specific cellular communication standards are analyzed.

Keywords: *mobile communication blocking module, radio wave attenuation, power potential of a blocking module.*

Для организации каналов передачи информации как в существующих, так и перспективных системах сотовой подвижной радиосвязи, функционирующих в рамках стандартов 2G – 4G, применяются диапазоны частот, по классификации Международного регламента радиосвязи называемые ультравысокими частотами (УВЧ): 300…3000 МГц.

При проведении спецопераций по ликвидации террористических или задержанию преступных группировок необходимо блокировать их абонентские терминалы (АТ). На практике применяются два основных способа блокирования абонентских терминалов систем подвижной радиосвязи:

– перехват управления абонентскими терминалами от легитимных базовых станций (БС) системы сотовой подвижной радиосвязи, когда аппаратура блокирования выполняет функции базовой станции;

– создание прицельных помех блокируемого терминала, когда на входе его приёмника в пределах полосы пропускания обеспечивается такое значение отношения сигнал–помеха q, при котором достигается требуемая величина вероятности искажения информации.

В обоих случаях основным условием блокирования связи является обеспечение требуемого уровня сигнала блокирования в заданной зоне либо обеспечение требуемого отношения помеха–сигнал на входе блокируемого абонентского терминала.

Целью настоящей статьи является обоснование методики расчёта требуемой мощности сигналов блокиратора (Бл) абонентских терминалов с учётом особенностей распространения радиоволн УВЧ диапазона.

Основными факторами, определяющими требования к мощности сигналов блокиратора на входе приёмника АТ, являются:

– потери распространения радиоволн (РВ) в свободном пространстве и за счёт двухлучевого распространения радиоволн;

– ослабление радиоволн внутри зданий и в растительности;

– коэффициент подавления сигнала конкретного стандарта сотовой связи.

Модель потерь распространения радиоволн в свободном пространстве

В диапазоне УВЧ при распространении радиоволн в свободном пространстве мощность сигналов Бл и БС на входе радиоприёмного устройства (АТ) определим как [1]

$$P_{\text{РПУб}} = PG_{\text{б}} - \sum_{i=1}^{I} L_{i\text{б}}, \qquad (1)$$

$$P_{\text{РПУс}} = PG_{\text{с}} - \sum_{i=1}^{I} L_{i\text{с}}, \qquad (2)$$

где $PG_{\text{б}} = P_{\text{с.б}} + G_{\text{ПРДб}} + G_{\text{ПРМ}}$; $PG_{\text{с}} = P_{\text{с.с}} + G_{\text{ПРДс}} + G_{\text{ПРМ}}$; $P_{\text{с.б}}\,(P_{\text{с.с}})$ и $G_{\text{ПРДб}}\,(G_{\text{ПРДс}})$ – мощность сигнала передатчика и коэффициент усиления передающей антенны блокиратора (базовой станции), дБ; $G_{\text{ПРМ}}$ – коэффициент усиления приёмной антенны АТ, дБ; $L_{i\text{б}}, L_{i\text{с}}$ – потери в свободном пространстве на трассе распространения сигнала блокиратора (базовой станции), обусловленные i-м ($i = \overline{1,I}$) фактором, дБ.

Потери в свободном пространстве зависят от частоты f (МГц) и расстояния между блокиратором (базовой станцией) и АТ $R_{\text{б}}$ ($R_{\text{с}}$) (км):

$$L_{1\text{б}} = 32{,}45 + 20\lg f + 20\lg R_{\text{б}}, \qquad (3)$$

$$L_{1\text{с}} = 32{,}45 + 20\lg f + 20\lg R_{\text{с}}. \qquad (4)$$

В процессе распространения радиоволн в любой среде, особенно в условиях города, возникают дополнительные потери, которые в сумме с потерями свободного пространства образуют так называемые полные потери распространения.

Модель потерь распространения РВ для линии с «высокоподнятыми» антеннами (двухлучевая модель распространения)

В связи с тем, что в диапазоне УВЧ длина волны менее одного метра, на практике достаточно часто возникают условия, когда высота подъема приёмной и (или) передающей антенны будет гораздо больше длины волны. Это соответствует случаю линии с «высокоподнятыми» антеннами, когда имеет место двухлучевая модель распространения (один луч распространения – прямой, второй – отражённый от земли или другого препятствия).

Тогда в формулах расчёта уровня сигнала (1)–(2) появляются дополнительные слагаемые $L_{2\text{б}}$ и $L_{2\text{с}}$, учитывающие ослабление за счёт интерференции лучей в точке приёма. В пределах прямой видимости математическую модель множителя ослабления за счёт интерференции прямого и отражённого лучей определим как [1]

$$L_{2\text{б}} = -\left(3 + 10\lg\left[\sin\left(\frac{\pi f \Delta r_{\text{б}}}{300}\right)\right]\right), \qquad (5)$$

$$L_{2\text{с}} = -\left(3 + 10\lg\left[\sin\left(\frac{\pi f \Delta r_{\text{с}}}{300}\right)\right]\right), \qquad (6)$$

где $\Delta r_{\text{б}} = \sqrt{\left(h_{\text{ПРМ}} + h_{\text{ПРДб}}\right)^2 + R_{\text{б}}{}^2} - \sqrt{\left(h_{\text{ПРМ}} - h_{\text{ПРДб}}\right)^2 + R_{\text{б}}{}^2}$,

и $\Delta r_{\text{с}} = \sqrt{\left(h_{\text{ПРМ}} + h_{\text{ПРДс}}\right)^2 + R_{\text{б}}{}^2} - \sqrt{\left(h_{\text{ПРМ}} - h_{\text{ПРДс}}\right)^2 + R_{\text{с}}{}^2}$

– разность хода прямого и отражённого лучей для сигнала Бл и БС соответственно, м; $h_{\text{ПРМ}}$ – высота подъёма антенны приёмника АТ; $h_{\text{ПРДс}}$ и $h_{\text{ПРДб}}$ – соответственно высота подъёма антенны передатчика Бл и БС; f – частота, МГц.

Таким образом, результирующая мощность сигналов Бл и БС на входе радиоприёмного устройства с учётом значительного затухания энергии радиоволн $L_{3\text{с}}$ и $L_{3\text{б}}$, вызванного их прохождением через здания и растительность, определяется как

$$P_{\text{РПУб}} = PG_{\text{б}} - 29{,}45 - 20\lg f - 20\lg R_{\text{б}} + 10\lg\left[\sin\left(\frac{\pi \Delta r_{\text{б}} f}{300}\right)\right] - L_{3\text{б}}, \qquad (7)$$

$$P_{\text{РПУс}} = PG_{\text{с}} - 29{,}45 - 20\lg f - 20\lg R_{\text{с}} + 10\lg\left[\sin\left(\frac{\pi \Delta r_{\text{с}} f}{300}\right)\right] - L_{3\text{с}}. \qquad (8)$$

Модель ослабления РВ внутри зданий и в растительности

Величины затуханий в стенах и межэтажных перекрытиях зданий определены экспериментально [2, 3] и сведены в табл. 1 и 2 соответственно.

Таблица 1

Частота, ГГц	Потери в сухой стене, дБ		
	деревянной	кирпичной	железобетонной
0,7	2…4		6…12
1,0		4,5…6	
2,0	3,5…8	5…8	6…12

Таблица 2

Частота, ГГц	Потери в межэтажном перекрытии, дБ	Примечание
0,3	8	Многоэтажное железобетонное здание
2,7	12	
5,0	16	
2,7	7,5	Кирпичное здание

Дополнительные потери, обусловленные растительностью, вычисляются с помощью выражений [4, 5]

$$L_{3б} = A_m\left(1-\exp\left[-\frac{d_б\gamma}{A_m}\right]\right), \qquad (9)$$

$$L_{3с} = A_m\left(1-\exp\left[-\frac{d_с\gamma}{A_m}\right]\right), \qquad (10)$$

где $A_m = 0{,}18 f^{0{,}752}$ – максимальное затухание при прохождении через лес [5], дБ; f – частота, МГц; γ – погонное затухание для участка трассы, дБ/м; $d_б$ и $d_с$ – длина отрезков трасс «Бл–АТ» и «БС–АТ», проходящих через лес, м.

Одним из наиболее простых и доступных вариантов оценки длины отрезков $d_б$ и $d_с$, высот подъёма антенн приёмника АТ, передатчиков Бл и БС $h_{ПРМ}$, $h_{ПРДс}$ и $h_{ПРДб}$ соответственно (в интересах расчёта значений разности хода прямого и отражённого лучей $\Delta r_б$ и $\Delta r_с$) является использование цифровой карты местности.

В табл. 3 приведены средние значения погонного ослабления волн для УВЧ в лиственном лесу средней плотности.

Таблица 3

Сезон	Ослабление волн при поляризации γ, дБ/м	
	горизонтальная	вертикальная
Лето (с листвой)	0,14…0,25	0,21…0,29
Осень (без листвы)	0,12…0,24	0,15…0,27

Воспользовавшись выражениями (7)–(10), определим отношение мощности сигнала блокиратора к мощности сигнала легитимной БС на входе приёмника блокируемой АТ с учётом потерь и ослабления при распространении радиоволн:

$$q = P_{РПУб} - P_{РПУс} = \Delta PG + 20\lg R_с / R_б + $$

$$+10\lg\left[\frac{\sin\left(\pi\Delta r_б f/300\right)}{\sin\left(\pi\Delta r_с f/300\right)}\right] + A_m e^{-\gamma/A_m}\left(e^{d_с} - e^{d_б}\right), \qquad (11)$$

где $\Delta PG = P_{с.б} + G_{ПРДб} - P_{с.с} + G_{ПРДс}$.

Из выражения (11) видно, что уровень сигнала в точке приёма однозначно определяется потерями распространения при известных характеристиках приёмопередающего оборудования.

Коэффициент подавления сигнала конкретного стандарта сотовой связи

При блокировании предусматривается создание прицельных помех на частоте приёма АТ (на частоте прямого канала). Естественно, эффективность блокирования, в итоге обусловливающая требования к мощности Бл или требуемое отношение (11), зависит от структуры помех:

$$q \geq K_{Пj}, \qquad (12)$$

где $K_{Пj}$ – коэффициент подавления сигналов j-го стандарта сотовой связи.

Обоснование видов и параметров помех АТ систем подвижной радиосвязи опирается на синтез помех, оптимальных с точки зрения выбранного показателя их эффективности [6]. На практике можно использовать и более простые в реализации квазиоптимальные (неоптимальные) помехи.

Коэффициенты $K_{Пj}$ сведены в табл. 4 [6], из которой следует, что блокирование АТ путём создания прицельных помех наиболее целесообразно только в сотовой связи стандарта GSM ($j=1$). При формировании оптимальной помехи для сигналов CDMA ($j=2$) и UMTS ($j=3$) не-

обходимо знать местоположение БС и подавляемого АТ для совмещения моментов тактовой синхронизации, что, как правило, достаточно трудно обеспечить на практике. Применение неоптимальных помех в этих случаях требует обеспечения неприемлемо большого коэффициента $K_{\text{П}j}$.

Таблица 4

Стандарты сотовой связи	Вид сигнала	Коэффициент подавления	
		Оптимальная помеха	Неоптимальная помеха
GSM	GMSK	$K_{\text{П1}} = 1{,}1$	$K_{\text{П1}} = 1{,}2$ или $K_{\text{П1}} = 1{,}2^{Q}$, где Q – скважность излучения радиоимпульсов
CDMA	Шумоподобный QPSK	$K_{\text{П1}} = 1{,}5$	$K_{\text{П2}} = (3\ldots6)B \ldots B^2$ или $K_{\text{П1}} = 1{,}5n$, где B – база сигнала; n – количество элементов исходной последовательности сигнала
UMTS			$K_{\text{П3}} = 6B \ldots B^2$ или $K_{\text{П3}} = 1{,}5n$

Результаты моделирования

В соответствии с предложенной методикой рассчитана зависимость уровня сигнала блокиратора от дистанции блокирования в диапазонах частот систем подвижной радиосвязи стандартов GSM, CDMA и UMTS при заявленных характеристиках приёмопередающих устройств [7–9] и антенн. В обоих диапазонах GSM (935…960 МГц, 1805…1880 МГц) в условиях открытого пространства обеспечивается превышение требуемого уровня блокирования на расстояниях свыше 2 км при $P_{\text{сб}} = 33$ дБм и $G_{\text{ПРДб}} = 7$ дБ. При эксплуатации блокиратора GSM внутри здания к ослаблению (5)–(8) добавляется ослабление сигнала (9)–(10) в стенах и перекрытиях в соответствии с данными табл. 1 и 2. Для частот, указанных в исходных данных, величина ослабления может изменяться от 5 дБ (для кирпичных стен) до 10 дБ (для железобетонных стен и перекрытий). С вероятностью 0,95 условия блокировки внутри здания на небольших расстояниях (менее 100 метров) могут выполняться при прохождении сигнала блокиратора через 5–6 железобетонных стен и перекрытий.

Результаты моделирования показали, что условие гарантированного (с вероятностью 0,95) блокирования АТ стандарта CDMA (UMTS) обеспечивается при дистанции $R_{\text{б}}$, меньшей дистанции $R_{\text{с}}$ в 100…300 раз (в 100…200 раз).

Вывод. Разработанная методика позволяет предъявлять обоснованные требования к энергетическому потенциалу блокиратора абонентских терминалов систем подвижной радиосвязи с учётом основных особенностей распространения радиоволн УВЧ диапазона и может использоваться при обосновании технического облика функциональных устройств стационарных и мобильных (носимых и возимых) блокираторов.

Литература

1. Методы расчёта поля в системах связи дециметрового диапазона / Е.Р. Милютин [и др.]. – СПб. : Триада, 2003.

2. *Троицкий В.Н.* Особенности распространения радиоволн УВЧ и СВЧ диапазонов внутри зданий / В.Н. Троицкий, А.А. Шур // Электросвязь. – 1998. – № 8. – С. 26–29.

3. *Авдеев В.Б.* Особенности подавления мобильной УКВ радиосвязи в городе и зданиях в условиях многолучевости / В.Б. Авдеев, А.Н. Катруша / ВАИУ. – Воронеж, 2011. – 139 с.

4. *Chung H.K.* Rang-dependent path-loss model in residential areas for the VHF and UHF bands / H.K. Chung, H.L. Bertoni // IEEE Transactions on Antennas & Propagation. – 2002. – V. 50, № 1. – Pp. 1–11.

5. ITU-R Recommendations. – 2001. – Pp. 833–3.

6. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. – М. : Радиотехника, 2006. – 424 с.

7. Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Functions related to Mobile Station (MS) in idle mode and group receive mode (GSM 03.22 version 8.3.0 Release 1999).

8. Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Mobile radio interface layer 3 specification (GSM 04.08 version 8.0.0 Release 1999). Available SMG only.

9. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GERAN; Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio subsystem link control (Release 1999).

Статья поступила в редакцию 14 декабря 2011 г.

УДК 362.385

ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАБОТЫ ЛАЗЕРНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ В АТМОСФЕРНЫХ МЕТЕООБРАЗОВАНИЯХ

А.Л. Митрофанов, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 223-31-92

В приближении малоуглового рассеяния рассмотрена зависимость отношения сигнал–шум для трассы лазерной связи при наличии случайного рассеивающего слоя при различных метеоусловиях.

Ключевые слова: *лазерная система связи, оптическая погода, отношение сигнал–шум.*

EFFICIENCY CAPACITY OF LASER COMMUNICATION SYSTEMS UNDER FROM ATMOSPHERICS' CONCLUSIONS

A.L. Mitrofanov, senior research engineer, JSC «Sozvezdie «Concern», tel.: (473) 223-31-92

The dependencies system laser communications signal-noise relaxations was conclusion by the meteorology states from scattering medium welding pass.

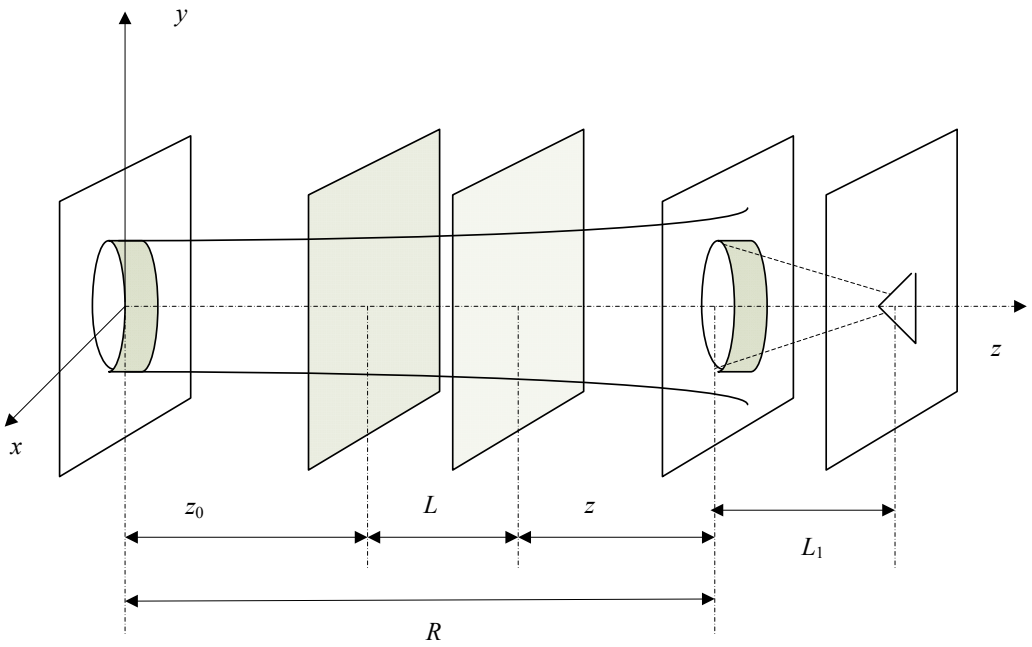
Key words: *laser system transmitting, optical weather, signal-noise ratio.*

Проблема эффективности функционирования лазерных систем связи (ЛСС) в условиях атмосферы на протяжении многих лет остаётся актуальной. Этой проблеме посвящено большое количество работ различных научных школ. Одна из наиболее полных библиографий приведена в [1]. Не задаваясь целью провести детальный анализ достоинств и недостатков предложенных в этих работах методов решения указанной проблемы, принципиально можно выделить два основных подхода: методы, основанные на решении уравнения переноса излучения, и методы, основанные на приближении решения волнового уравнения. В работах [1–2] неоднократно подчеркивалась их эквивалентность, но при этом точность и скорость решения задачи расчёта эффективности ЛСС по заданному критерию (различному в каждой из работ, цитированных в монографиях) для этих методов существенно различаются. Критерий эффективности, т.е. оценка качества функционирования ЛСС, на практике определялся по энергетике, т.е. оценке отношения сигнал–шум на входе приёмного детектора, или по информационному критерию – глубине искажения модуляции лазерного сигнала. Очевидно, что эти критерии связаны, хотя аналитическое выражение для этой связи вряд ли может быть получено.

В настоящей работе использован метод, основанный на решении волнового уравнения в приближении Френеля для функции когерентности лазерного излучения, аналогично [3]. В работе [4] было получено решение искомого уравнения в виде бесконечного и равномерно сходящегося ряда, что, по мнению авторов, позволяет учесть все порядки рассеяния плоской волны на диэлектрических частицах в рамках приближения Ми [2]. В силу того, что решение [4] определено для фиксированного параметра Ми (размера частицы), необходимо провести усреднение решения по распределению частиц при заданном типе оптической погоды хотя бы по данным [1]. Особый интерес представляет нахождение параметров ослабления излучения ЛСС в случае, когда рассеивающий слой не занимает полностью пространство между приёмником и передатчиком, а расположен на произвольном расстоянии между ними.

Целью работы является получение оценки снижения отношения сигнал–шум в области фотоприёмника (ФП) ЛСС при работе её в локальном слое рассеивающей среды в условиях заданного типа оптической погоды по критерию отношения сигнал–шум.

Геометрическая схема ЛСС изображена на рисунке. Параметры z_0, l, z, как видно из рисунка, соответствуют расстояниям от плоскости излучения до плоскости переднего края метеообразования, L соответствует толщине рассеивающего слоя, z – расстоянию от выхода излучения из рассеивающего слоя до плоскости приёмной апертуры ЛСС. Параметр l_1 соответствует расстоянию от плоскости приёмной апертуры до плоскости резкого изображения эквивалентной линзы приёмного устройства.



Геометрическая схема лазерной системы связи

Тогда функция когерентности (ФК) связного сигнала в плоскости приёмной апертуры имеет вид (здесь и далее символы векторных величин опускаются)

$$\Gamma_{1,2}(s_1,s_2)=\Gamma_{1,2}(s,P)=$$

$$=\int\ldots\int\Gamma_{\text{и}1,2}(R,\rho)G_{AB}(R,\rho;\ h,\omega)G_{BC}(h,\omega;\ v,q)\times$$

$$\times G_{CD}(v,q;\ S,p)d^2Rd^2\rho d^2hd^2\omega d^2qd^2v, \qquad (1)$$

где A, B, C, D – индексы опорных плоскостей от источника до ФД; $\Gamma_{\text{и}1,2}(R,\rho)$ – функция когерентности источника излучения (гауссов пучок), векторы R, ρ, h, ω, v, q, S, p – суммарные и разностные радиус-векторы в соответствующих опорных плоскостях; $G(\cdot)$ – функция Грина соответствующего волнового уравнения [1]. Все функции $G(\cdot)$, кроме функции $G_{BC}(\cdot)$, являются обычными функциями Грина в параболическом приближении, функция $G_{BC}(\cdot)$ – функция распространения излучения в рассеивающей среде. Для сохранения единства математического аппарата и с целью получения конечных аналитических выражений искомую функцию $G_{BC}(\cdot)$ также целесообразно получить в параболическом приближении.

Искомая функция передачи рассеивающего слоя может быть найдена из решения уравнения переноса в малоугловом приближении [3]:

$$\frac{\partial}{\partial z}J(z,\rho,\vec{b})+\vec{b}\,grad\left(J(z,\rho,\vec{b})\right)=$$

$$=-\rho_n\sigma_tJ(z,\rho,\vec{b})+\frac{\rho_n\sigma_t}{4\pi}\times$$

$$\times\iint p(\vec{b}-\vec{b}')\rho J(z,\rho,\vec{b})d^2b', \qquad (2)$$

где $J(z,\rho,\vec{b})$ – лучевая интенсивность излучения в направлении вектора b относительно линии визирования Oz;

ρ_n – плотность рассеивателей;

$p(\cdot)$ – фазовая функция в определении [3]: $p(\cdot)=\dfrac{4\pi}{\sigma_t}\left|f_{\text{р}}(\vec{b},\vec{b}')\right|^2$, $f_{\text{р}}(\vec{b},\vec{b}')$ – индикатриса рассеяния элементарного рассеивателя (частицы).

Решение уравнения (2) получено в работах [1–3]. Функция передачи рассеивающего слоя найдена в виде

$$G_{BC}(R',\rho';\ R,\rho)=\left(\frac{K}{2\pi L}\right)^2\times$$

$$\times\exp\left\{-\frac{K}{L}(R'-R)(\rho'-\rho)-\alpha_t+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{4\pi}\int_0^l d\xi P\left(k\rho'-\frac{\xi}{L}K(\rho'-\rho)\right)\right\},$$

где $K=\text{Re}\left\{k+2\pi f_{\text{р}}(0)\rho_n/k\right\}$;

k – волновое число;

$\alpha_t = \rho_n \sigma_t L$ – в данном случае показатель оптического ослабления или оптическая плотность локального слоя;

σ_t – сечение ослабления на одиночном рассеивателе; $\sigma_t = \sigma_\text{р} + \sigma_a$;

$\sigma_\text{р}$ – сечение рассеивания;

σ_a – сечение поглощения;

R, ρ, R', ρ' – в данном случае только текущие переменные интегрирования.

Для сферических рассеивателей с учётом малоугловой аппроксимации $p(b,b') \approx \frac{\alpha_t \sigma_\text{р}}{\pi \sigma_t} \times \times \exp(-\alpha\theta^2)$ [3] функция $G_{BC}(\cdot)$ находится в виде

$$G_{BC}(R',\rho';\, R,\rho) = \left(\frac{k}{2\pi L}\right)^2 \exp\left\{-\frac{k}{L}(R'-R)(\rho'-\rho) - \alpha_t + \rho_n \sigma_p \int_0^l d\xi \exp\left(-\frac{\left(\rho' - \frac{\xi}{L}(\rho'-\rho)\right)^2}{4s^2}\right)\right\},$$

где ξ – параметр интегрирования по толщине слоя, $s^2 \approx 10{,}64 d^2/\pi$. Такое приближение по сути эквивалентно рассеянию Ми.

Для получения аналитических выражений в параболическом приближении воспользуемся аппроксимацией функции передачи рассеивающего слоя в виде [4]

$$G_{BC}(R',\rho';\, R,\rho) = \left(\frac{k}{2\pi L}\right)^2 \exp\left\{-\frac{k}{L}(R'-R)(\rho'-\rho) - \alpha_t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha_p^n}{n!} \exp\left(-n\frac{(\rho-\rho')^2}{4s^2}\right)\right\}, \quad (3)$$

где $\alpha_\text{р} \approx 2{,}66 (d/\lambda)^2$.

На основании строгой теории Ми [3] можно показать, что такое приближение с точностью до 20% выполняется при значении параметра Ми, большем 1,5…2. Для длин волн 0,55 мкм это примерно эквивалентно среднему радиусу рассеивателя, начиная от 0,5 мкм. Выражение (3) приближённо учитывает все кратности рассеяния, кроме обратного, в широком диапазоне длин волн передатчика ЛСС (вплоть до 10,6 мкм).

Естественно, что функции Грина от источника до слоя и от слоя до объекта, а также функции отражения тестовых объектов представляются гауссовыми моделями.

Здесь применен известный метод фиктивного приёмника, по которому мощность излучения находится в виде свёртки пятна излучения в заданной опорной плоскости. В настоящем случае такой плоскостью является последняя от локатора кромка локального рассеивающего слоя.

Разработанный в [4] алгоритм расчёта мощности излучения, приходящегося на площадь приемной апертуры, позволяет рассчитать отношение сигнал–шум, определяющее характеристики атмосферных линий лазерной связи по энергетике.

По определению последетекторное отношение сигнал–шум для связной задачи определяется отношением токов ФД для фона и аддитивной смеси сигнала и фона. В силу пространственно-временной разделимости функций когерентности будем полагать, что временная обработка осуществляется после детектирования сигнала [5].

Используя квазиклассический подход [4, 5], получим для токовых сигналов отношение сигнал–шум в виде

$$Q = \left\langle \left| j_\text{с}(t) \right|^2 \right\rangle \Big/ \left\langle \left| j_\text{ш}(t) \right|^2 \right\rangle,$$

где соответствующие величины равны среднеквадратическим значениям тока ФД, обусловленного сигналом и шумом. Шум фонового излучения ограничен по спектру входной системой светофильтров. Широкополосный дробовый шум в аналоговом режиме ФД может считаться ничтожным.

Тогда

$$\left\langle \left| j_\text{с}(t) \right|^2 \right\rangle = \frac{\eta e}{h\nu} \int_{\Omega_\text{ФД}} \Gamma_{2c}(\rho_\text{ф1}, \rho_\text{ф2}) \times \times T_\text{ФД}(\rho_\text{ф1}, \rho_\text{ф2}) d^2\rho_\text{ф1} d^2\rho_\text{ф2},$$

$$\left\langle \left| j_\text{ш}(t) \right|^2 \right\rangle = \frac{\eta e}{h\nu} \int_{\Omega_\text{ФД}} \left[N_\text{ф} \Delta\nu + 2h\nu \left\langle \left| j_\text{с}(t) \right|^2 \right\rangle \frac{\Delta f}{\eta e} \right] \times \times T_\text{ФД}(\rho_\text{ф1}, \rho_\text{ф2}) d^2\rho_\text{ф1} d^2\rho_\text{ф2},$$

где $T_{\text{ФД}}\left(\rho_{\text{ф}1},\ \rho_{\text{ф}2}\right)$ – функция чувствительности ФД;

$\rho_{\text{ф}1},\ \rho_{\text{ф}2}$ – радиус-векторы в плоскости ФД;

η – квантовая эффективность ФД;

e – заряд электрона;

h – постоянная Планка;

$\Delta\nu$ – ширина пропускания светофильтра;

$N_{\text{ф}}$ – полуширина спектральной мощности фонового излучения;

Δf – ширина полосы модуляции лазерного сигнала.

Величина $\dfrac{\eta e}{h\nu}$ имеет размерность вольт/ватт и характеризует разность потенциалов, возникающую в полупроводниковом ФД, в зависимости от поглощённой детектором мощности лазерного и фонового излучения.

С учётом функции пропускания тонкой линзы (эквивалентного объектива) имеем

$$\left\langle\left|j_{\text{с}}(t)\right|\right\rangle^2=\left(\frac{\eta e}{h\nu}\right)^2 I_0 S_{\text{ф}} T_a T_0 \sum_{n=1}^{\infty}\frac{\alpha_p^n}{n!}\left(\frac{a_{\text{и}}}{a_{\text{эv}}}\right)^2\times$$

$$\times\frac{\Omega_z^2}{\Omega_{\text{э}}^2}\nu_5^{-1}\xi_1^{-1}\xi_2^{-1}\left(1+\frac{a_{\text{ФД}}^2}{a_n^2\xi_2}\right)^{-1},$$

где $a_{\text{ФД}}^2$ – радиус ФД, $S_{\text{ф}}$ – площадь ФД, $\xi_1,\ \xi_2$ – параметры, определяющие рассеяние излучения в локальном слое: $\xi_1=1+\dfrac{a_{\text{п}}^2}{a_{\text{эv}}^2\nu_5}\dfrac{\Omega_z^2}{\Omega_{\text{э}}^2}$, $\xi_2=\dfrac{q_{lp}^2}{\xi_1}+$

$+\Omega_{\text{п}}^2+\dfrac{a_{\text{п}}^2\Omega_z^2}{a_{\text{эv}}^2\Omega_{\text{п}}^2}\dfrac{\nu_4}{\nu_5}$; $\Omega_{\text{п}}=\dfrac{ka_{\text{п}}^2}{l_{01}}$; l_{01} – расстояние резкого изображения приёмника ЛСС; $q_{lp}=1-\dfrac{l_{01}}{f}+\dfrac{\Omega_z}{\Omega_{\text{п}}}\dfrac{a_{\text{п}}^2}{a_{\text{эv}}^2}\dfrac{\nu_6}{\nu_5}$ – показатель фокусировки излучения, принимаемого эквивалентной линзой.

На основании приближения (3) достаточно просто получить уменьшение отношения сигнал–шум при наличии локального слоя (множитель линейного ослабления $\exp(-\rho_n\sigma_t l)$ опущен):

$$\mu_{\text{св}}=\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\alpha_p^n}{n!}\left(\frac{a_{\text{э}0}^2}{a_{\text{эv}}^2}\right)\frac{\Omega_z^2}{\Omega_{\text{э}0}^2}\nu_5^{-1}\left[\frac{\xi_{01}\xi_{02}}{\xi_1\xi_2}\right]\frac{\left(1+\dfrac{a_{\text{ф}}^2}{a_{\text{п}}^2\xi_{02}}\right)}{\left(1+\dfrac{a_{\text{ф}}^2}{a_{\text{п}}^2\xi_{02}}\right)}. \quad (4)$$

Индекс «0», как и ранее, соответствует свободной атмосфере.

Дифракционные параметры пучка приведены в соответствие с [4]:

$a_{\text{и}}$ – эквивалентный радиус источника;

$a_{\text{п}}$ – эквивалентный радиус приемника;

$a_{\text{к}}$ – радиус когерентности;

F – параметр фокусировки лазерного излучения;

$$\Omega_{\text{э}}=\frac{ka_{\text{э}}^2}{L};\ \Omega_{\text{эп}}=\frac{ka_{\text{эп}}^2}{L};\ \Omega_z=\frac{ka_{\text{эv}}^2}{z};$$

$$\Omega_{zn}=\frac{ka_{\text{эvп}}^2}{z};a_{\text{э}}^2=a_{\text{и}}^2\left[(1-z_0/F)+\Omega_{\text{и}}^{-2}\left(1+\frac{a_{\text{и}}^2}{a_{\text{к}}^2}\right)\right];$$

$$a_{\text{эn}}^2=a_n^2+a_n^2\Omega_{\text{п}}^{-2};\ \Omega_{\text{п}}=\frac{ka_{\text{п}}^2}{z_0};$$

$$a_{\text{эv}}^2=a_{\text{э}}^2\nu_1;\ a_{\text{эvп}}^2=a_{\text{эп}}^2\nu_1;\ \rho_a^2=a_{\text{э}}^2\left[1+\frac{a_{\text{и}}^2}{a_{\text{к}}^2}\right];$$

$$\rho_{a\text{п}}^2=a_{\text{эn}}^2;\ \gamma=\Omega_{\text{и}}^{-1}\left(1+\frac{a_{\text{и}}^2}{a_{\text{к}}^2}\right)-\frac{ka_{\text{и}}^2}{F}\left(1-\frac{z_0}{F}\right);$$

$$\gamma_{\text{п}}=\Omega_{\text{п}}^{-1};\ \Omega_{\text{и}}=\frac{ka_{\text{и}}^2}{z_0};$$

$$\nu_1=\left(1+\gamma\Omega_{\text{э}}^{-1}\right)^2+\frac{a_{\text{э}}^2}{\rho_a^2}\Omega_{\text{э}}^{-2}+n\frac{a_{\text{э}}^2}{s^2}\Omega_{\text{э}}^{-2};$$

$$\nu_{1n}=\left(1+\gamma_n\Omega_{\text{эп}}^{-1}\right)^2+\frac{a_{\text{эп}}^2}{\rho_{a\text{п}}^2}\Omega_{\text{э}}^{-2}+n\frac{a_{\text{эп}}^2}{s^2}\Omega_{\text{эп}}^{-2};$$

$$\nu_2=\Omega_{\text{э}}^{-2}\left[\frac{a_{\text{э}}^2}{\rho_a^2}+n\frac{a_{\text{э}}^2}{s^2}\left[1-2\gamma\Omega_{\text{э}}^{-1}-n\frac{a_{\text{э}}^2}{s^2}\Omega_{\text{э}}^{-2}\right]\right];$$

$$\nu_{2n}=\Omega_{\text{эп}}^{-2}\left[\frac{a_{\text{эп}}^2}{\rho_{a\text{п}}^2}+n\frac{a_{\text{эп}}^2}{s^2}\left[1-2\gamma_n\Omega_{\text{эп}}^{-1}-n\frac{a_{\text{эn}}^2}{s^2}\Omega_{\text{эп}}^{-2}\right]\right];$$

$$\nu_3=\left(1+\Omega_{\text{э}}^{-1}\right)\gamma\Omega_{\text{э}}^{-1}+\frac{a_{\text{э}}^2}{\rho_a^2}\Omega_{\text{э}}^{-2};$$

$$\nu_4=\nu_2+n\frac{a_{\text{эv}}^2}{s^2}\Omega_{\text{э}}^{-2};\ \nu_5=\nu_4+\left(\nu_3+\frac{\Omega_z}{\Omega_{\text{э}}}\right)^2;$$

$$\nu_6=\nu_4+\nu_3\left(\nu_3+\frac{\Omega_z}{\Omega_{\text{э}}}\right);\ \nu_9=1+\frac{a_{\text{эv}}^2\nu_5\Omega_{\text{э}}^2}{a_{\text{п}}^2\Omega_{\text{э}}^2};$$

$$\nu_{10} = \Omega_z^2 \frac{\nu_5}{\nu_4} + \frac{nL^2 a_{эv}^2}{s^2 L^2} +$$

$$+ \frac{k^2 a_п^2 a_{эv}^2}{L^2} + \Omega_э^2 \frac{\nu_5}{\nu_7}\left(\frac{\nu_6}{\nu_5} + \Omega_э^2 \frac{k a_п^2 a_{эv}^2}{L^2}\right)^2 .$$

Полученное выражение позволяет оценивать эффективность функционирования ЛСС в атмосферном канале. Как показано в работах [3–5], вероятность обнаружения сигнала ЛСС определяется только отношением сигнал–шум на входе ФД.

Для микрофизической модели водного облака, тумана, туманной дымки (кроме ледяной) принято обобщенное трёхпараметрическое гамма-распределение частиц по размерам [1]

$$w(a) = Aa^{\alpha} \exp\left(-\eta a^{\gamma}\right),$$

где A находится из условия нормировки, a – средний размер частицы, параметры α, η, γ представлены в работах [1] в виде таблиц.

Для дымок общего вида существуют два варианта расчёта коэффициента пропускания [1]:

$$\tau(\lambda) = \tau(0{,}55)\left(n_0 + n_1 \lambda^{-n_2}\right),$$

где n_0, n_1 – коэффициенты, λ – длина волны, и упрощённая формула

$$\tau(\lambda) = \frac{3{,}91}{S_{МДВ}}\left(\frac{0{,}55}{\lambda}\right)^{0{,}585\sqrt[3]{S_{МДВ}}},$$

где МДВ – метеорологическая дальность видимости.

Некоторые результаты для облачности, тумана и туманной дымки приведены в таблице. При расчётах полагалось, что толщина слоя эквивалентна коэффициенту пропускания в соответствие с микроструктурой оптической погоды. МДВ полагалась равной 100 м, расстояние от источника до приёмника ЛСС 2 км, слой расположен по центру оптической трассы, обратное рассеяние не учитывалось, трасса наклонная. Угол места цели 6°. Источник излучения – когерентный He-Ne лазер мощностью 1 Вт (нормированная величина). Приёмная и передающая апертуры равны. Расходимость излучения соответствует дифракционной. He-Ne лазер принят в качестве эквивалентного источника – одномодового и одночастотного.

Таблица

Проигрыш в отношении сигнал–шум ЛСС при работе в метеообразованиях

Оптическая погода	Толщина слоя, м	Проигрыш в отношении сигнал–шум	Параметры распределения частиц	Средний диаметр рассеивателей, мкм
Туманная дымка 1	350	7	α, η, γ = 2; 1,0; 2	0,5
Слоистое облако	100	17	α, η, γ = 4; 1,5; 2	4
Туман	150	12	α, η, γ = 4; 1,3; 3	4
Туманная дымка 2	500	9	α, η, γ = 4; 1,8; 1,5	2,5

Из анализа данных таблицы видно, что различные типы оптической погоды по-разному влияют на отношение сигнал–шум. При этом разброс при одинаковом измеримом параметре МДВ дает погрешность не менее 30%.

Расчёты радиуса пятна засветки приёмника ЛСС дают значения, превышающие его радиус на несколько порядков. В связи с этим существенен анализ эффективности ЛСС при различных значениях априорного отношения сигнал–шум. Наиболее значимой из числа задач оценки эффективности ЛСС является задача обнаружения и распознавания кодированной посылки. Определённые подходы к решению указанной задачи при произвольном значении отношения сигнал–шум рассмотрены в работах [5, 6]. Эти решения соответствуют аддитивной помехе, уровень которой определяется собственными шумами и фоновым излучением для решения задачи обнаружения.

Литература

1. *Зуев В.Е.* Оптика атмосферного аэрозоля / В.Е. Зуев, М.В. Креков. – Л. : Гидрометеоиздат, 1987. – 254 с.

2. Распространение лазерного пучка в атмосфере : сборник статей / Под ред. Д. Стробена. – М. : Мир, 1981. – 408 с.

3. *Исимару А.* Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах / А. Исимару. – М. : Мир, 1981. – Ч. II. Многократное рассеяние, турбулентность, дистанционное зондирование. – 316 с.

4. *Глушков А.Н.* Эффективность лазерных локационных систем при наличии локально-рассеивающего слоя / А.Н. Глушков, А.Л. Митрофанов // Оптика атмосферы и океана. – 2001. – № 2. – С. 166–172.

5. *Митрофанов А.Л.* Синтез алгоритма обработки пространственно-временных гауссовых оптических полей с произвольными спектральными характеристиками // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 1. – С. 25–34.

6. *Аниканов А.В.* Эффективность работы линии связи с импульсной модуляцией при наличии естественных и преднамеренных помех / А.В. Аниканов, А.Л. Митрофанов, Н.С. Рогатнев // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 3. – С. 46–51.

Статья поступила в редакцию 6 сентября 2011 г.

УДК 621.391.825

ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМАМ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ С ПОМОЩЬЮ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Н.М. Тихомиров, начальник НТЦ, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
Н.В. Семенцов, инж.-констр., e-mail: sementsovnik@mail.ru
А.Ю. Маньков, инж.-констр., e-mail: timon-ma89@mail.ru

ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрена возможность противодействия системам радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты с помощью беспилотных летательных аппаратов. Показана связь между эффективным воздействием помехи на систему радиосвязи и взаимным расположением радиоприёмного устройства, радиопередающего устройства и станции помех. Дано описание некоторых видов беспилотных летательных аппаратов, предназначенных для ведения радиоэлектронной борьбы. Обозначены основные направления развития средств радиоэлектронной борьбы для беспилотных летательных аппаратов.

Ключевые слова: *система радиосвязи, псевдослучайная перестройка рабочей частоты, станция разведки и подавления, радиоэлектронная борьба, помехозащищённость, беспилотный летательный аппарат.*

COUNTERACTION TO FREQUENCY HOPPING RADIOCOMMUNICATION SYSTEMS WITH THE HELP OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

N.M. Tikhomirov, head of Scientific and Technical Centre, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
N.V. Sementsov, design engineer, e-mail: sementsovnik@mail.ru
A.Yu. Mankov, design engineer, e-mail: timon-ma89@mail.ru

JSC «Sozvezdie» Concern»

Capability to counteract with frequency hopping radiocommunication systems with the help of UAVs is considered. Connection between effective interference liability impact on radio communication system and relative position of radioreceiver, radiotransmitter and noise station is shown. Description of some UAVs' types assigned for electronic warfare is given. Basic lines of development of electronic warfare means for UAVs are denoted.

Keywords: *radiocommunication system, frequency hopping, reconnaissance and suppression station, electronic warfare, noise-immunity, unmanned aerial vehicle (UAV).*

В начале XX века после внедрения в армии и на флоте средств радиосвязи воюющие страны стали при ведении боевых действий вести радиоразведку и создавать радиопомехи. Помехи радиосвязи затрудняли, а иногда и срывали управление войсками по радио, что влияло на успех боевых действий. Создание радиопомех впервые было отмечено в 1905 году в ходе русско-японской войны. Дальнейшее развитие оно получило во время первой и особенно второй мировых войн. Анализ результатов локальных войн и вооружённых конфликтов в последнее десятилетие XX и в начале XXI века, в том числе конфликтов в зоне Персидского залива, на Балканах, в Афганистане и Ираке, а также характер направленности оперативной и боевой подготовки коалиционных войск свидетельствуют о том, что в настоящее время радиоэлектронная борьба (РЭБ) трансформируется в один из основных элементов современных войн и наиболее значимую силу информационных операций. РЭБ, как основа противоборства с системами боевого управления противника, становится неотъемлемой частью любого вооружённого противостояния [1].

Процесс функционирования системы радиосвязи (СРС) по своей физической сущности может быть представлен как радиоэлектронный конфликт, в котором с одной стороны участвует СРС, а с другой – система радиоэлектронного подавления (РЭП), состоящая в общем случае из станции радиотехнической разведки (РТР) и станции помех (рис. 1) [2].

Важнейшим компонентом РЭБ является радиоэлектронная защита СРС, которая охватывает проблемы защиты радиоэлектронных средств от

различных воздействий, нарушающих эффекты и процессы их функционирования по прямому назначению. Выделяют 4 вида радиоэлектронной защиты (РЭЗ) [3], которые представлены на рис. 2.

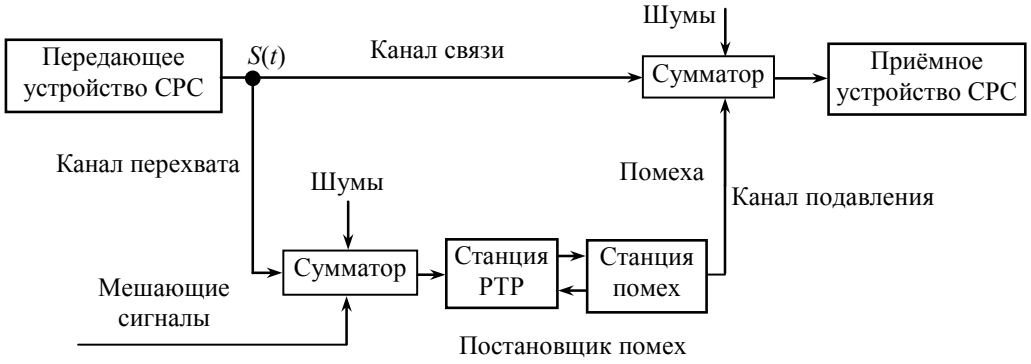


Рис. 1. Процесс функционирования СРС

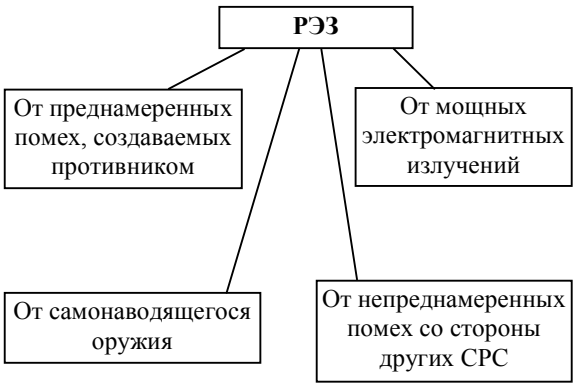


Рис. 2. Виды радиоэлектронной защиты СРС

При современных взглядах военного руководства ведущих стран мира на роль и место РЭБ в общей структуре воздействия на противника защита СРС от преднамеренных помех приобретает особую актуальность. Эффективным способом снижения степени преднамеренного радиоэлектронного воздействия противника является быстрая смена (скачок) рабочей частоты. При этом защищённость системы возрастает по мере увеличения скорости перескока по выделенным частотам.

Псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ) представляет собой один из эффективных методов расширения спектра, при котором сигнал занимает полосу частот, значительно более широкую по сравнению с полосой, минимально необходимой для передачи информации. Рабочая частота сигнала перестраивается в соответствии с псевдослучайным кодом, неизвестным постановщику помех. Псевдослучайное изменение рабочей частоты мешает постановщику помех добиваться эффективного воздействия организованных помех на систему радиосвязи с ППРЧ за счёт повторения параметров сигнала. ППРЧ вынуждает систему РЭП с ограниченной мощностью распределять спектральную плотность помех либо по всему широкому диапазону частот, в пределах которого функционирует СРС, либо по некоторым участкам частотного диапазона, оставляя остальные участки свободными от помех [2].

Использование СРС с ППРЧ заметно повышает помехозащищённость радиоэлектронных систем (РЭС) [2]. Рассмотрим описанный в [2] вероятностно-временной подход, повышающий помехозащищённость РЭС, на примере СРС с ППРЧ.

Радиопередающее устройство (РПдУ) и радиоприёмное устройство (РПрУ), расположенные на расстоянии d_{12} друг от друга, подвергаются воздействию станции разведки и подавления (СРП), находящейся на расстоянии d_{j1} от РПдУ и d_{j2} от РПрУ (рис. 3).

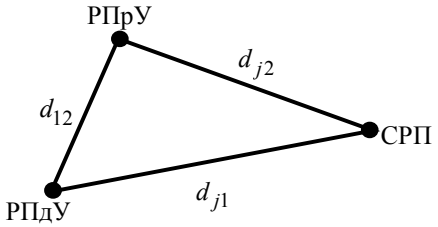


Рис. 3. Взаимное расположение РПрУ, РПдУ и СРП

Общее время постановки помехи определяется суммой времени срабатывания СРП $\left(T_{\text{ср}}\right)$ и времени запаздывания помехи $\left(T_{\text{з}}\right)$. $T_{\text{ср}}$ включает в себя время, затрачиваемое СРП на разведку СРС, и время на формирование и излучение по-

мехи. $T_з$ определяется размещением на местности РПдУ и РПрУ СРС и СРП, а также конечной скоростью распространения радиоволн и рассчитывается по формуле

$$T_з = \frac{1}{C_р}\left(d_{j1} + d_{j2} - d_{12}\right), \qquad (1)$$

где $C_р$ – скорость распространения радиоволн.

Таким образом, допустимое время функционирования радиоприёмного устройства СРС без помех $T_р$ определяется как

$$T_р = \min\left(T_з + T_{ср}, T_h\right) \qquad (2)$$

где T_h – время функционирования СРС с ППРЧ на одной частоте.

Эффективное воздействие на РПрУ с ППРЧ достаточно мощной для подавления СРС помехи достигается при выполнении соотношения [2]

$$\frac{d_{j1} + d_{j2} - d_{12}}{C_р} + T_{ср} \le (1-\rho)\cdot T_h, \qquad (3)$$

где ρ – коэффициент, характеризующий часть частотного элемента, поражённую ответной помехой. Коэффициент ρ всегда больше нуля и в пределе стремится к единице.

Взаимное размещение радиопередатчика, радиоприёмника и станции разведки и подавления на местности связано с временными параметрами перестройки частоты системы с ППРЧ, временными параметрами разведки и создания помех СРП. Это позволяет регулировать уровень помехозащищённости СРС с ППРЧ при известном значении времени срабатывания $T_{ср}$ с помощью изменения расстояний между РПдУ, РПрУ и СРП.

В работе [4] рассматриваются примеры систем радиосвязи с ППРЧ, из которых следует, что для СРС с быстрой ППРЧ $\left(T_{h\min} = 125 \text{ мкс}\right)$ при расстояниях $d_{12} = 5$ км, $d_{j1} = 12$ км, $d_{j2} = 2$ км и времени срабатывания станции ответных помех $\left(T_{ср\min} = 100 \text{ мкс}\right)$ коэффициент перекрытия $\rho = 17\%$; для СРС с медленной ППРЧ $\left(T_{h\max} = 1000 \text{ мкс}\right)$ и при тех же расстояниях $\rho = 89\%$.

Таким образом, помехозащищённость СРС с ППРЧ напрямую зависит от времени функционирования на одной частоте. Однако не менее важным является то, насколько близко расположена станция разведки и подавления непосредственно к СРС. Из выражения (1) следует, что чем меньше расстояние между СРП и РПдУ $\left(d_{j1}\right)$, а также между СРП и РПрУ $\left(d_{j1}\right)$, тем меньше время запаздывания помехи $T_з$. При этом достигается большее значение коэффициента перекрытия ρ, определяемое по формуле (3). В итоге, чтобы эффективно противодействовать системе радиосвязи с ППРЧ, необходимо максимально приблизиться к каналу связи. Эта проблема имеет фундаментальный характер. Использование заградительных помех, излучаемых станцией помех, расположенной на поверхности земли, неэффективно из-за энергетических проблем. Оценки показывают, что потребная мощность наземного радиопередатчика заградительных помех очень велика. Допустим, что имеется радиопередатчик необходимой мощности. Тогда заградительная помеха лишит собственные войска возможности пользоваться радиосвязью. Решить проблему позволяет беспилотный летательный аппарат (БЛА), который барражирует над районом подавления в глубине территории, занятой противником, излучая сплошную заградительную помеху небольшой мощности.

Беспилотным летательным аппаратом называют любой летательный аппарат без экипажа с дистанционным или автономным управлением. Большая часть летательных аппаратов поначалу использовалась как разведчики или корректировщики огня. С развитием системы ПВО разведка стала одной из самых опасных задач авиации. Пилотируемые разведчики вынужденно работали с больших дальностей, наблюдая поверхность под большим углом от вертикали, а это сильно ограничивало их возможности. Разведывательные спутники авиационную разведку не заменяют хотя бы потому, что не могут дать нужного для идентификации целей разрешения изображения, а над районом наблюдения остаются очень недолго. Поиск противника, отслеживание путей его перемещения, определение позиций артиллерии и ракетных установок могли надёжно производиться только со средних и малых высот. И тут достоинства беспилотных самолетов были очевидны – небольшие размеры, малая заметность, и, соответственно, отсутствие потери личного состава, а также сравнительно малая стоимость. Так появилось новое направление – беспилотные летательные аппараты, предназначенные для разведки и наблюдения, увеличения дальности радиосвязи,

ведения РЭБ. В нашей литературе за ними утвердились аббревиатуры БПЛА и БЛА, в англоязычной – UAV (Unmanned Aerial Vehicle) или прозвище drone [5].

Уже сейчас основная часть задач по ведению РЭБ в вооруженных силах иностранных государств возлагается на системы и средства воздушного базирования, при этом все большая роль отводится именно беспилотным летательным аппаратам. Близость БЛА к объектам СРС снижает энергетические затраты на постановку помех, а также обеспечивает перехват маломощных сигналов с ППРЧ, излучаемых интересующими объектами, при ведении радио- и радиотехнической разведки (РРТР). На рис. 4 представлена сравнительная диаграмма общих объёмов производства БЛА в мире по данным на 2010 год [6].

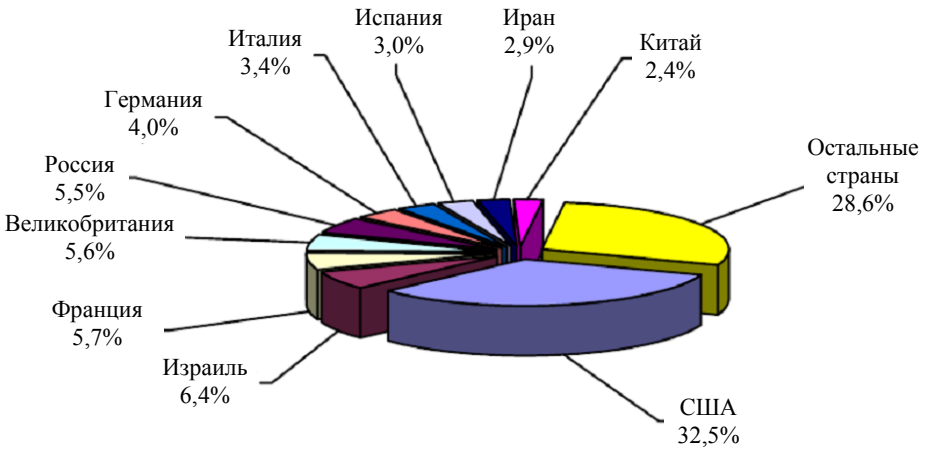


Рис. 4. Сравнительная диаграмма общих объёмов производства БЛА в мире

Таким образом, ситуация на мировом рынке беспилотных авиационных систем является достаточно сложной: большую его часть контролируют США и страны Европы. Тем не менее, Россия, оставаясь ведущей технологически развитой державой, имеет потенциал для занятия достойного места в списке поставщиков систем БЛА. Всего же производством БЛА более чем 250 различных типов и разного назначения занимаются 49 государств. На текущий момент указанный сектор авиакосмического бизнеса может рассматриваться как один из наиболее динамично развивающихся.

В общем случае можно выделить три вида БЛА: малых, средних и больших размеров. Применительно к малым БЛА оборудование РЭБ для постановки помех может размещаться на отдельных образцах при решении специальных задач. Аппаратуру радиоэлектронной защиты устанавливать на таких БЛА считается нецелесообразным из-за их небольших размеров и сравнительно низкой стоимости. Наиболее перспективными с точки зрения оснащения системами и средствами РЭБ считаются средние БЛА. Сравнительно небольшие размеры и высокая маневренность наряду с достаточной грузоподъемностью делают их эффективными средствами для проникновения в защищенные районы и проведения радиоэлектронных атак на СРС с ППРЧ противника. При этом для повышения степени живучести средние БЛА могут оборудоваться и средствами индивидуальной радиоэлектронной защиты. На больших БЛА из-за их высокой стоимости целесообразно устанавливать средства индивидуальной радиоэлектронной защиты, причем в ряде случаев постановка помех может осуществляться такими аппаратами из относительно безопасных районов [7]. Наряду с электрооптическими и инфракрасными системами БЛА комплектуются аппаратурой спутниковых линий связи диапазона 12–18 ГГц. При выходной мощности 50–100 Вт один прибор перекрывает широкий диапазон частот и может работать как в однополосном, так и в многополосном режиме, в то время как передатчик заградительных помех, расположенный на земле, для перекрытия того же диапазона частот требует нескольких кВт мощности [8].

Вычислительные средства, используемые на БЛА, предназначены, в первую очередь, для выполнения следующих функций:

– анализ перехваченных сигналов по многочисленным параметрам (частота, направление на источник сигнала, время регистрации сигнала и т. д.);

– преобразование и сортировка перехваченных сигналов для оценки радиоэлектронной обстановки, группирование сигналов и запись их в запоминающие устройства;

– идентификация, в основу которой положено использование баз данных со стандартной структурой, разработанной для использования в системах РЭБ.

Большое влияние на перспективы использования БЛА для ведения РЭБ оказывает такой показатель, как «стоимость/эффективность». Оборудование РЭБ сравнительно дорогое. Поскольку аппараты часто должны выполнять свои функции в условиях повышенного риска, то все фирмы работают над снижением стоимости оборудования. Стоимость жизненного цикла может в итоге оказаться решающим фактором, определяющим перечень компаний, которые останутся на мировом рынке радиоэлектронного оборудования БЛА.

Таким образом, следует отметить, что при проведении боевых операций продолжает возрастать роль БЛА, в том числе и как платформ–носителей средств РЭБ. Эффективность их применения в большой степени будет зависеть от автономности с точки зрения решения поставленных задач без участия человека в сложных, постоянно изменяющихся условиях боевой обстановки. Бортовые вычислительные устройства должны обеспечивать расчёт наиболее оптимальных режимов подавления СРС противника с учетом всех имеющихся в наличии средств. В настоящее время перед разработчиками систем и средств РЭБ для БЛА стоят следующие основные задачи технического и тактического характера [7]:

– Определение оптимальной дистанции для эффективного проведения радиоэлектронной атаки и обеспечения должной степени живучести БЛА.

– Оснащение БЛА радиоэлектронной аппаратурой согласно требованиям малой сигнатурной заметности.

– Обеспечение устойчивой связи с удаленными абонентами во время проведения радиоэлектронной атаки (собственные помехи могут привести к невозможности оперативной корректировки задач БЛА и срыву передачи разведывательной информации другим потребителям). Одной из возможных мер является повышение степени автономности аппарата. Линии связи должны быть защищены также от воздействия средств радиоэлектронного подавления со стороны противника.

– Обеспечение передачи больших объемов информации в реальном масштабе времени. Практически невозможно запрограммировать БЛА на все те изменения боевой обстановки, которые могут возникнуть в ходе выполнения задачи. Решение о корректировке задач может быть принято человеком на станции управления, но для этого он должен получить исчерпывающую информацию об обстановке.

– Обеспечение высокой степени надежности бортовых систем, поскольку от успешности применения БЛА зависит безопасность пилотируемых платформ. Кроме того, БЛА должны в значительной степени обладать свойствами автономности, чтобы функционировать в условиях временно потерянной или неустойчивой связи со станцией управления.

– Возможность формирования помех необходимой мощности. Повышение мощности сигналов помех приводит к увеличению размеров БЛА и его стоимости.

– Достижение согласованности действий с экипажами пилотируемых летательных аппаратов.

– Обеспечение минимального временного интервала между обнаружением цели и ее радиоэлектронным подавлением.

Литература

1. *Иванов И.* Содержание и роль радиоэлектронной борьбы в операциях XXI века / И. Иванов, И. Чадов. // Зарубежное военное обозрение. – 2011. – № 1. – С. 14–20.

2. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов [и др.]. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с. : ил.

3. *Кузнецов В.И.* Радиосвязь в условиях радиоэлектронной борьбы / В.И. Кузнецов / ВНИИС. – Воронеж, 2002. – 403 с. : ил.

4. Предельные возможности по подавлению системы радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / В.И. Борисов [и др.] // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 2000. – Вып. 1. – С. 3–17.

5. В небо без пилота. – (http:// www.vokrugsveta.ru/vs/article/2994/).

6. *Витковский А.* Беспилотник будущего – машина, которая сможет всё / А. Витковский. – (http://uav. ru/articles/uav_trade.pdf.).

7. *Евграфов В.* Перспективы использования зарубежными вооружёнными силами беспилотных летательных аппаратов для решения задач РЭБ / В. Евграфов // Зарубежное военное обозрение. – 2009. – № 10. – С. 53–58.

8. *Ninnis T.* Microwave Power Modules – Miniature Microwave Amplifiers for UAVs / T. Ninnis. – 2007. – (http://www.l-3com.com/),.

Статья поступила в редакцию 27 сентября 2011 г.

УДК 004.057.4

ФОРМИРОВАНИЕ ТОПОЛОГИИ СЕТИ ДЛЯ ПРОАКТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ МАРШРУТИЗАЦИИ

Т.Ф. Капаева, вед. инж., тел.: (473) 252-58-22
А.Е. Лимарев, и.о. нач. отдела, e-mail: limarev@sozvezdie.su
Ю.Н. Максюта, и.о. нач. сектора, тел.: (473) 252-58-22
В.Г. Маркин, зам. нач. НИЦ-21, тел.: 8-960-111-09-38
М.В. Смагина, вед. инж., тел.: (473) 252-58-22
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предлагаются два алгоритма формирования топологии в сетях MANET (Mobile Ad hoc Network) на основе выбора группы многоточечных ретрансляторов (МТР), что значительно снижает избыточную широковещательную рассылку. С помощью первого алгоритма, являющегося модификацией алгоритма «первой необходимости» (NFA), выбирается МТР, формирующий маршруты от узла-источника к любому узлу сети. Второй алгоритм, основанный на построении минимального связного доминирующего множества (MCDS), формирует топологию сети, не зависящую от узла-источника. Проведены компьютерное моделирование специализированной сети и сравнительный анализ групп МТР, полученных в результате применения этих алгоритмов.

***Ключевые слова**: сети MANET, маршрутизация, набор многоточечных ретрансляторов (МТР), минимальное связное доминирующее множество.*

NETWORK TOPOLOGY FORMATION FOR PROACTIVE ROUTING ALGORITHM

T.F. Kapaeva, leading engineer, tel.: (473) 252-58-22
A.E. Limarev, deputy head of department, e-mail: limarev@sozvezdie.su
Yu.N. Maksyuta, acting head of sector, tel.: (473) 252-58-22
V.G. Markin, deputy head of Scientific-Research Centre, tel.: 8-960-111-09-38
M.V. Smagina, leading engineer, tel.: (473) 252-58-22
JSC «Sozvezdie» Concern»

The paper presents two algorithms for topology formation in MANETs (mobile ad hoc networks), which are based on the selection of multipoint relays (MPR), thus reducing redundant broadcast transmission. The first algorithm that is a modification of Necessity First Algorithm (NFA) allows to select MPR, creating the route from the source to any node in the network. The second algorithm based on the construction of a minimum connected dominating set (MCDS) generates the network topology independent of the source node. Computer simulation of the ad hoc network is performed and comparative analysis is conducted for MPR sets obtained using the above-mentioned algorithms.

***Key words**: MANETs, routing, multipoint relays (MPRs), minimum connected dominating set.*

Введение

В последние годы специализированные мобильные сети связи привлекают всеобщее внимание благодаря свойствам самоорганизации и независимости от инфраструктуры. Каждый узел в специализированных мобильных сетях связи (MANET – Mobile Ad hoc Network) может функционировать как маршрутизатор для приема и переадресации пакетов данных.

Результатом работы протоколов маршрутизации, применяемых в мобильных сетях связи, являются различные сетевые топологии. В плоских (не иерархических) протоколах существуют следующие базовые топологии: последовательность узлов в виде ветви дерева (реактивные протоколы, например *AODV* – Ad hoc On-demand Distance Vector Routing); структура в виде дерева (проактивные протоколы, например *OLSR* – Optimized Link State Routing); ветви и деревья в гибридных протоколах.

Среди проактивных протоколов маршрутизации широкое распространение получил оптимизированный протокол маршрутизации по состоянию канала (*OLSR*) и различные его модификации. Этот протокол инициирует регулярную процедуру обновления информации в маршрутных таблицах узлов всей сети. Протокол *OLSR* позволяет уменьшить коэффициент ошибок

управляющих сообщений при выборе оптимального набора многоточечных ретрансляторов (МТР – *MPR* (multipoint relays)).

Целью данной статьи является разработка и оценка эффективности алгоритмов формирования топологии в мобильных беспроводных сетях на основе выбора квазиоптимального набора многоточечных ретрансляторов. Метод использования МТР применяется для устранения основного недостатка лавинной маршрутизации – параллельного прохождения пакетов по каждому возможному маршруту и, как следствие, переполнения сети.

Существуют различные методы выбора МТР, одним из которых является «жадный» алгоритм [2]. Однако с использованием «жадного» алгоритма вычислить оптимальную группу ретрансляторов нельзя, так как в результате его реализации могут появляться избыточные узлы, наличие которых приводит к загрузке сети бесполезной информацией и снижению ее пропускной способности. Для решения этой проблемы нами предлагается модификация алгоритма «первой необходимости» – *NFA* (Necessity First Algorithm) [3, 4], адаптированная для виртуальной базовой структуры.

Топология сети, сформированная с помощью перечисленных выше алгоритмов, зависит от исходного узла, что делает данные алгоритмы пригодными для мобильных сетей. Но зачастую имеются и сети с ограниченной мобильностью, что характерно для подразделений, находящихся в местах постоянной дислокации, в распоряжении которых могут иметься пункты управления связью. Для сетей с ограниченной мобильностью желательно иметь топологию, не зависящую от исходного узла. Такую топологию можно построить с использованием минимальных связных доминирующих множеств – *MCDS*[1] (Minimum Connected Dominating Set) [5, 6], что делает топологию независимой от узла-источника. В данной статье предлагается алгоритм выбора минимального связного доминирующего множества, представляющий собой модификацию трехфазного алгоритма, описанного в [5]. Недостатком алгоритма, рассмотренного в [5], является то, что метод проверки множества на связность трудно реализуем, и не оговаривается ситуация, когда процедуру связывания осуществить невозможно. Поэтому для связывания доминирующего множества мы используем алгоритм нахождения кратчайшего пути [7], позволяющий построить группу МТР, обеспечивающую наикратчайшую связь между двумя любыми узлами сети.

В СМСС узлы могут не только перемещаться случайным образом, но и выходить из сети или отключаться. Более того, существует возможность подключения новых узлов. При изменении любой группы (линий связи, соседних узлов, двухскачковых соседних узлов, топологии) таблица маршрутизации перестраивается, чтобы обновить информацию о всех направлениях в сети. На практике часто возникает необходимость перестройки сети, связанная с исчезновением узлов, которая требует регулярного изменения МТР. В настоящей работе рассмотрен процесс перестройки сети при исчезновении узла.

Статья структурирована следующим образом: в разделе 2 рассматривается реализация версии алгоритма *NFA*; в разделе 3 предложен алгоритм построения топологии сети, не зависящей от исходного узла, на основе минимального связного доминирующего множества ретрансляторов; в разделе 4 приведены результаты моделирования специализированной сети для двух случаев – когда группа МТР выбирается с помощью алгоритма *NFA* и когда группа МТР строится с помощью алгоритма построения *MCDS*. По результатам исследований построенной виртуальной модели сети проведен сравнительный анализ групп МТР, полученных в результате применения этих двух алгоритмов.

1. Постановка задачи

Как было сказано выше, цель многоточечной ретрансляции заключается в сокращении лавинного распространения пакетов широковещания в сетях связи с помощью локальной минимизации избыточных ретрансляций. Каждый узел в сети выбирает подгруппу соседних узлов на расстоянии одного скачка, которые называются многоточечными ретрансляторами (МТР). Подгруппа представляет собой множество направляющих узлов, служащих для передачи пакетов широковещания. Другие узлы, не входящие в группу МТР, могут считывать, но не ретранслировать пакеты. Многоточечные ретрансляторы обеспечивают прием копии пакетов для соседних узлов, находящихся на расстоянии одного скачка, и, следовательно, все узлы в сети примут информацию без дополнительных ретрансляций от каждого узла.

[1] Определения связного множества, доминирующего множества и т.д. приводятся ниже.

В настоящей статье проводится моделирование специализированной сети с широко используемой топологией, представляющей собой граф единичного круга. Иными словами, предполагается, что все узлы имеют одинаковый радиус зоны радиовидимости. Пусть имеется сеть, состоящая из узлов, хранящих и передающих информацию, которые соединены между собой каналами, а обмен информацией между любыми двумя узлами осуществляется либо непосредственно по соединяющему их каналу (если он есть), либо через другие узлы. Такой сети можно поставить в соответствие граф $G(X,\Gamma)$, вершины которого (множество X) являются узлами, а ребра (множество Γ) – каналами сети [7]. Каждому узлу ставится в соответствие номер – идентификатор узла *ID*.

В статье рассматривается два подхода к построению группы MTP. В первом случае строится граф (дерево) путей с вершиной в корневом узле. Во втором случае в качестве узлов-ретрансляторов выбираются узлы минимального связного доминирующего множества *MCDS*, которое определяется до начала процесса широковещания. Это делает выбор группы MTP независимым от узла-источника. Пример группы MTP для первого случая приведен на рис. 1: узел-источник *S* в центре выбирает подгруппу соседних узлов на расстоянии одного скачка (выделены серым цветом), которая направляет сообщения широковещания. Таким образом, все соседние узлы *S* на расстоянии двух скачков покрываются пятью выбранными MTP. Получив сообщение, узел направляет его дальше только в том случае, если сообщение принимается впервые и отправитель выбрал данный узел в качестве MTP.

Очевидно, что чем меньше группа MTP, тем меньше будет загрузка сети, что существенно улучшает ее работу. Однако нахождение оптимальной группы MTP затруднено, поскольку является вопросом *NP*-полной задачи. Хорошие результаты здесь может принести попытка использовать эвристический подход.

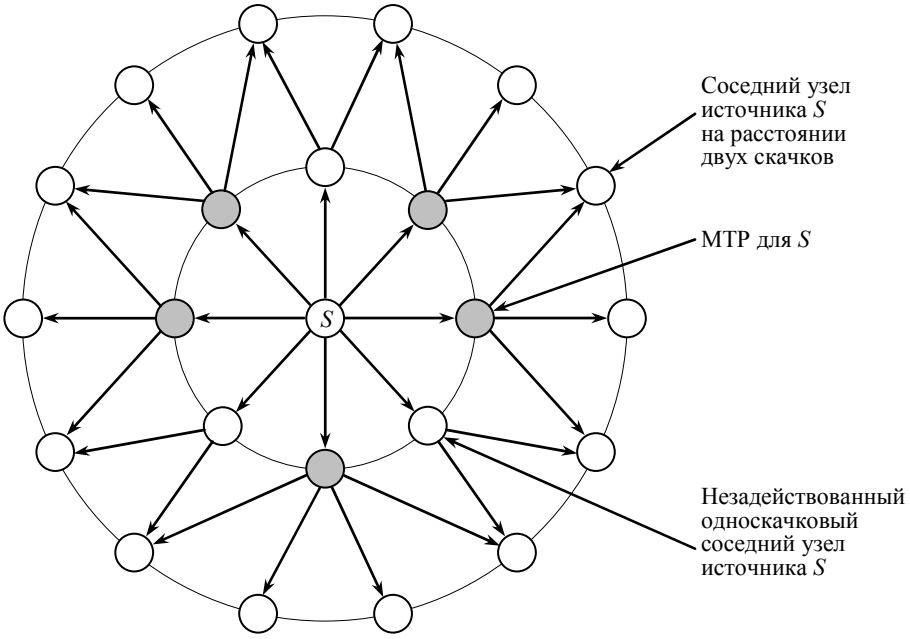


Рис. 1. Эвристическое правило выбора MTP

В статье [2] предлагается эвристический способ нахождения набора ретрансляторов посредством использования «жадного» алгоритма, осуществляемый по той же модели, что и стандартный выбор группы MTP. Он состоит из следующих шагов:

– осуществляется выбор узлов-соседей, отдаленных от узла-источника на один скачок, которые имеют максимальное покрытие и могут обеспечить как ретрансляторы соединение с наибольшим числом узлов, отдаленных от узла-источника на два скачка;

– если еще остались соседние узлы на расстоянии в два скачка от узла-источника, не охваченные точечной группой ретрансляторов, производится выбор узлов-соседей, отдаленных

от узла-источника на один скачок, которые могут покрыть как МТР оставшиеся неохваченными узлы на расстоянии в два скачка от узла-источника. Данный шаг повторяется до тех пор, пока все узлы-соседи на расстоянии двух скачков не будут охвачены набором ретрансляторов.

Однако с помощью «жадного» алгоритма вычислить оптимальную группу МТР нельзя. Причина заключается в том, что «жадный» алгоритм, в первую очередь, выбирает узлы с более высокой способностью охвата, в результате чего могут появляться избыточные узлы. В статье [3] предложен алгоритм «первой необходимости» – *NFA*, улучшающий по различным аспектам результаты «жадного» алгоритма и позволяющий уменьшить число узлов, входящих в набор МТР. Данный алгоритм, целью применения которого является сокращение лавинного распространения пакетов широковещания в сетях связи с помощью локальной минимизации избыточных ретрансляций, был рассмотрен и усовершенствован нами для модели специализированной сети.

Во втором случае эффективное широковещание в сетях СМСС формируется при помощи построения минимального связного доминирующего множества в сети. Это множество выбирается в качестве группы МТР, и только узлы этого множества ретранслируют сообщения (это так называемое правило связанного доминирующего множества) [5, 6]. Доминирующее множество *DS* (Dominating Set) – это подмножество узлов сети, предполагающее, что каждый узел сети либо принадлежит этому подмножеству, либо является соседним узлу из подмножества [7]. Доминирующее множество может быть и несвязным, но поскольку исправной сети должен соответствовать связный граф (граф является связным, если для каждого узла существует путь к любому другому узлу [7]), то к выбранному множеству *DS* необходимо добавить некоторое количество узлов с тем, чтобы оно стало связным. Полученное множество *CDS* (Connected Dominating Set) может содержать избыточные узлы, удаляя которые, получаем минимальное связное доминирующее множество *MCDS*.

За основу разработанного нами алгоритма выбора минимального связного доминирующего множества взят трехфазный алгоритм, предложенный в [5]. В первой фазе строится доминирующее множество *DS*, во второй фазе путем добавления к *DS* дополнительных узлов для связи строится связное доминирующее множество *CDS*, в третьей фазе исключаются избыточные узлы, после чего *CDS* уменьшается и получается минимальное связное доминирующее множество *MCDS*.

Далее приведены алгоритмы для двух подходов к формированию группы МТР.

2. Построение топологии сети, зависящей от исходного узла

Применение алгоритма NFA для построения группы МТР. В качестве узла-источника выбираем узел x. Для того чтобы выбрать многоточечные ретрансляторы для узла x, необходимо выделить группу соседних узлов x на расстоянии одного скачка и обозначить ее $N_1(x)$, а группу соседних узлов x на расстоянии двух скачков – $N_2(x)$.

Алгоритм осуществляет выбор группы МТР, применяя понятие «необходимости выбора». «Необходимость выбора» – это процесс включения в МТР такого узла из $N_1(x)$, который единственно способен осуществить связь с некоторыми узлами из $N_2(x)$. Основная идея данного алгоритма заключается в том, что, когда нет узлов-соседей на расстоянии в 1 скачок, которые обладали бы свойством «необходимости выбора», осуществляется умышленное удаление узла-соседа с самой малой способностью покрытия для создания этой необходимости, а в качестве набора МТР выбираются узлы-соседи, обладающие данным свойством. Эту идею иллюстрирует рис. 2. В качестве исключаемых узлов с самой малой способностью покрытия выбираем узлы *E* и *F*, после чего возможность покрытия оставшимися узлами *C* и *D* узлов *G* и *H* считаем «необходимостью выбора» и на этом основании выбираем узлы *C* и *D* в группу МТР.

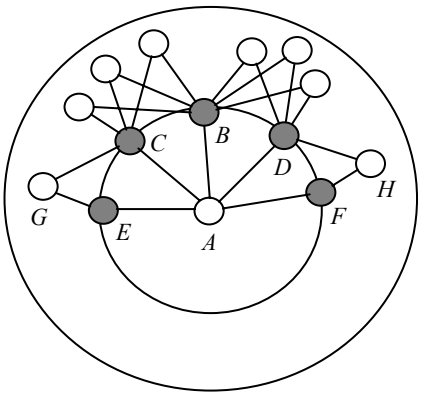


Рис. 2. Пример выбора группы МТР

Предложенный алгоритм выглядит следующим образом:

Шаг 1. Начинаем с множества МТР, состоящего из источника, МТР(x). Добавляем к МТР(x) те узлы из $N_1(x)$, которые являются единственно способными обеспечить досягаемость некоторых узлов в $N_2(x)$. К примеру, если узел a в $N_1(x)$ – единственный соседний узел для b в $N_2(x)$, то процедура добавляет узел a в МТР(x). Далее следует удаление из $N_2(x)$ тех узлов, которые теперь покрываются узлами МТР(x). Если не осталось узлов в группе $N_2(x)$, то алгоритм закончен; в противном случае выполняется шаг 2.

Шаг 2. Определяем степени $D(y)$, т.е. количества соседних узлов на расстоянии двух скачков от x, которые могут быть покрыты y, где y – это соседний для x узел на расстоянии одного скачка. Выбираем узлы с минимальной степенью. Если такой узел единственный, то он вычеркивается из группы $N_1(x)$. Снова вычисляются $D(y)$ всех узлов группы $N_2(x)$, и осуществляется возврат к предыдущему шагу, иначе применяется Правило 1, после чего связь прерывается, вычеркивается выбранный узел из $N_1(x)$, снова вычисляются $D(y)$ всех узлов группы $N_2(x)$, и осуществляется возврат к предыдущему шагу.

Правило 1: если $D(y_1)=D(y_2)=\ldots$, то для каждого y_i $(i=1, 2,\ldots)$:

Шаг *a*. Находим все узлы из $N_2(x)$, которые покрываются узлом y_i. Обозначим множество таких узлов $N_2(y_i)$.

Шаг *b*. Для каждого узла z_j из $N_2(y_i)$ находим все узлы в $N_1(x)$, которые покрывают его. Обозначим это множество через $N_1(z_j)$, а объединение множеств $N_1(z_j)$ по всем j – через $N_2^1(y_i): \bigcup_j N_1(z_j) = N_2^1(y_i)$.

Шаг *c*. Считаем количество узлов из множества $N_2(x)$, которые могут быть охвачены всеми узлами из $N_2^1(y_i)$ вместе. Обозначим это число $D_2^1(y_i)$.

Шаг *d*. После того, как в соответствии с шагами a – c число $D_2^1(y_i)$ будет получено для всех y_i $(i=1, 2,\ldots)$, выбирается узел y_i с наибольшим значением $D_2^1(y_i)$, который и вычеркивается из группы $N_1(x)$. Если такой узел не один, то выбирается любой.

Применяя описанный выше алгоритм *NFA*, для узла-источника выбираем минимальный набор ретрансляторов среди односкачковых, чтобы передать сообщение всем узлам-соседям на расстоянии в два скачка. Для того, чтобы передать сообщение далее (на расстояние в три скачка от источника и т.д.), считаем теперь источником полученное множество узлов МТР первого уровня. Для него формируем множества узлов-соседей на расстоянии одного скачка и узлов-соседей на расстоянии двух скачков, для которых далее применяем тот же алгоритм. Данный алгоритм повторяем до тех пор, пока множество узлов-соседей на расстоянии двух скачков не станет пустым. Таким образом, получаем набор МТР, который осуществляет передачу сообщения для всех узлов.

Для узлов, входящих в МТР, на каждом уровне составляем таблицу маршрутизации [2], в которую вносятся узлы-соседи на расстоянии в один и в два скачка от данного МТР. Данный процесс повторяется до тех пор, пока множество узлов-соседей в двух скачках от МТР какого-либо уровня не станет пустым.

Каждый узел имеет таблицу маршрутизации, которая позволяет ему назначать тракт передачи данных, предназначенных для других узлов в сети [8–10]. Таблица маршрутизации основывается на информации, содержащейся в информационной базе локальной линии связи, и на сформированной топологии сети. При любом изменении топологии таблица маршрутизации перестраивается, чтобы обновить информацию обо всех направлениях в сети.

На первом уровне таблицы маршрутизации составляются для источника, на последующих уровнях – для выбранных узлов МТР. Маршруты создаются посредством линий передачи сообщений и линий связи с соседними узлами. МТР должен, по крайней мере, установить связь с группой его селекторов, чтобы обеспечить достаточное количество информации для маршрутизации.

Просматривая таблицы маршрутизации поочередно, на основе содержащейся в них информации получаем полный путь от источника до заданного узла.

3. Построение топологии, не зависящей от исходного узла, на основе связанного доминирующего множества ретрансляторов

Для построения группы МТР применяем алгоритм построения минимального связного доминирующего множества *MCDS*. Этот алгоритм разделен на три фазы.

3.1. Первая фаза – построение доминирующего множества

По определению, доминирующим множеством графа является множество *DS* вершин, таких, что каждая вершина, не принадлежащая *DS*, смежна с вершиной в *DS*. Алгоритм построения доминирующего множества состоит из следующих шагов:

1. В графе $G = (X,\Gamma)$ выбирается узел $u \in X$ с максимальной степенью связей, номер которого (идентификатор *ID* данного узла) записывается в доминирующее множество *DS* и вычеркивается из графа *G*. Если несколько узлов имеют одинаковую максимальную степень, то сначала выбирается узел с минимальным идентификатором *ID*.

2. Все номера узлов (идентификаторы *ID*) соседей узла *u* записываются в множество *D* доминируемых узлов и исключаются из графа *G*.

3. Шаги 1–2 повторяются до тех пор, пока в графе не закончатся узлы.

3.2. Вторая фаза – построение связного доминирующего множества

В результате первой фазы было получено доминирующее множество *DS* графа. Однако доминирующее множество графа не обязательно является связным множеством, в то время как цель настоящей работы состоит в отыскании связного доминирующего множества. Поэтому необходима фаза 2 – добавление к множеству *DS* некоторого количества узлов с тем, чтобы множество *DS* стало связным.

По определению, множество вершин графа является связным, если для любой пары вершин *a* и *b* существует маршрут с началом в *a* и концом в *b*. Будем искать кратчайший путь между этими узлами, используя приведенный ниже известный алгоритм [7].

Пусть задан произвольный граф $G = (X,\Gamma)$. Для того, чтобы найти путь с наименьшим числом дуг, соединяющий две заданные вершины *a* и *b,* необходимо [7]:

1. Присвоить вершине *a* метку 0.

2. Если $x \neq a$ и $x \in \Gamma a$, то присвоить каждой такой вершине метку 1.

3. Пусть $A(m)$, $m = 0,1,2,\ldots$, – множество вершин, имеющих метку *m*. Вершинам множества $A(m+1) = \{x \in X / x \in \Gamma A(m),\ x \notin A(k) \text{ при } k \le m\}$ присвоить метку $m + 1$.

4. Процесс присвоения вершинам меток прекратить, как только вершина *b* получит некоторую метку *n*, $b \in A(n)$.

5. Рассмотреть вершины $x_{i_1}, x_{i_2},\ldots,x_{i_n}$, такие, что

$$x_{i_1} \in A(n-1), \quad b \in \Gamma x_{i_1},$$

$$x_{i_2} \in A(n-2), \quad x_{i_1} \in \Gamma x_{i_2}$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$x_{i_n} \in A(0), \quad x_{i_{n-1}} \in \Gamma x_{i_n}.$$

Путь $\mu = [a = x_{i_n},\ x_{i_{n-1}},\ldots,b]$ дает решение задачи.

Замечание. Если на некотором шаге невозможно присвоение метки $m + 1$ вершинам в силу того, что множество $\Gamma A(m)$ пусто, и вершина *b* не получила метки, то это означает, что в графе *G* не существует никакого пути, соединяющего вершину *a* с вершиной *b*.

Для построения множества соединений применим алгоритм кратчайшего пути, приведенный выше. Однако заметим, что подграф G_d графа *G*, построенный на его доминирующем множестве, может иметь некоторое количество компонент связности, т.е. попарно непересекающихся связных подмножеств, таких, что вершины из разных подмножеств не связаны. Поэтому будем искать кратчайшие пути между множествами, являющимися связными компонентами подграфа G_d, для чего сначала будем находить в разных компонентах связности вершины, наиболее близко расположенные друг к другу, а затем применять алгоритм нахождения кратчайшего пути между этими точками.

Сделаем сначала следующие пояснения:

1. Будем считать каждую вершину (узел сети) из полученного доминирующего множества *DS* отдельным связным подмножеством: $DS = \bigcup_i DS_i$.

2. Связывать подмножества DS_i будем попарно. Связав подмножества DS_i и DS_j, $j \neq i$, будем считать новым связным подмножеством (компонентой связности) их объединение $DS_i = DS_i \bigcup DS_j$.

3. Так как множество *DS* является доминирующим, то очевидно, что для любого подмножества DS_i выполняется одно из двух условий: 1) существуют вершины $a \in DS_i$ и $b \in DS_j$, $i \neq j$, такие, что путь из *a* в *b* будет содержать не более двух вершин графа *G*; 2) если первое условие не выполняется, то подмножества DS_i и DS_j, $j \neq i$, связать невозможно.

4. Процесс присвоения меток вершинам графа заменим на процесс формирования из этих вершин множеств A_i с номерами $i = 1,...,4$, соответствующими меткам.

С учетом приведенных выше пояснений представим алгоритм связывания доминирующего множества:

1. Выбираем подмножество DS_{ind}.
2. Выбираем вершину в подмножестве DS_{ind}.
3. Для этой вершины создаем множества A_i, $i = 1,...,4$ – аналог присвоения вершинам меток в алгоритме кратчайшего пути. Если эту вершину из DS_{ind} нельзя связать ни с каким другим подмножеством DS_n, $n \neq ind$ из *DS*, то выбираем другую вершину из DS_{ind} и повторяем шаг 3. Если для всех вершин DS_{ind} проделан шаг 3 и нельзя связать это подмножество ни с каким другим подмножеством из *DS*, то выбираем следующее подмножество DS_{ind} и возвращаемся к шагу 2.
4. Если найдена вершина в DS_n, $n \neq ind$, которую можно связать с выбранной вершиной из DS_{ind}, то по множествам A_1, A_2,..., A_4 находим путь от найденной вершины из подмножества DS_n до вершины из DS_{ind} и записываем его в DS_{ind}.
5. Объединяем два полученных подмножества DS_n, $n \neq ind$, и DS_{ind}. Таким образом, мы связали эти два подмножества и получили новое связное подмножество DS_{ind}. Все остальные подмножества из *DS* остались неизменными.
6. Шаги 1 – 5 повторяются до тех пор, пока процедура связывания не будет выполнена для всех подмножеств DS_{ind}, входящих во множество *DS*.

Алгоритм заканчивается следующим результатом:

– либо все точки из *DS* войдут в одно множество (оно будет связным);

– либо множество *DS* будет состоять из нескольких связных подмножеств, которые невозможно связать между собой.

3.3. Третья фаза – построение минимального связного доминирующего множества

Третья фаза – фаза сокращения подграфа, содержащего вершины множества *CDS*. В этой фазе избыточные узлы связного доминирующего множества исключаются из множества *CDS*, полученного во второй фазе, в результате чего получается минимальное связное доминирующее множество *MCDS*.

Заметим, что по окончании второй фазы алгоритма множество *CDS* может представлять собой либо единое связное множество, либо объединение нескольких подмножеств $\bigcup_n CDS_n$, каждое из которых будет связным, однако связи между этими подмножествами не будет из-за отсутствия пути от одного к другому. Это обусловлено особенностями расположения узлов в конкретной сети и радиусом зоны покрытия сигналами передатчика. В каждом из подмножеств CDS_n могут быть избыточные узлы, которые необходимо удалить на третьей фазе алгоритма.

Третья фаза состоит из следующих шагов:

1. Выбираем из *CDS* подмножество с номером *n* – CDS_n, которое будем проверять на наличие избыточных узлов.
2. Выбираем узел с *ID* = *u* из подмножества CDS_n: $u = CDS_n(i)$.
3. Проверяем, входит ли множество $N(u)$ номеров (идентификаторов *ID*) узлов-соседей выбранного узла *u* в объединенное множество узлов-соседей каких-либо других узлов из CDS_n, т.е. $N(u) \subset \bigcup_{j \neq i} N(CDS_n(j))$ (проверка на вложенность).

Если условие вложенности не выполняется, то узел *u* перемещается в подмножество $MCDS_n$ и исключается из CDS_n, после чего возвращаемся к шагу 2.

4. Если условие вложенности выполняется, то проверяем наличие пути между каждой парой узлов из множества $N_{cds}(u) \subset N(u)$ соседей узла *u*, принадлежащих CDS_n (проверка на связность).

Если найдены пути для всех пар узлов из $N_{cds}(u)$, то условие связности считается выполненным и узел *u* считается избыточным и исключается из CDS_n. В противном случае узел *u* перемещается в подмножество $MCDS_n$ и исключается из CDS_n, после чего возвращаемся к шагу 2.

5. Шаги 2 – 4 повторяются до тех пор, пока в подмножестве CDS_n не закончатся узлы.

Алгоритм повторяем до тех пор, пока не будут проверены все подмножества CDS_n множества *CDS*.

В результате работы алгоритма получаем минимальное связное доминирующее множество *MCDS*, состоящее из объединения подмножеств $MCDS_n$.

4. Алгоритм перестройки сети в случае пропадания узла

На практике рассматриваемые объекты располагаются случайным образом. Поэтому сформируем модель сети из узлов (количество узлов сети – *kf*) с помощью датчика случайных чисел на заданном пространстве (размер сети – *Prf* (*Prf* × *Prf* м)) с заданным радиусом зоны покрытия сигналами передатчика (*RadPf*). Получаем координаты узлов в пространстве, при этом присваиваем каждому узлу с координатами (xf_i, yf_i) порядковый номер *i*, который будем использовать в качестве идентификатора узла *ID*.

Далее сформируем связи между узлами полученной сети. Если узел *x* попадает в область, ограниченную окружностью с центром в узле *y* и радиусом *RadPf*, то узел *x* считается соседом на расстоянии в один скачок для узла *y*. Для графической иллюстрации связи узлов *x* и *y* соединяем соответствующие им точки пространства дугой. Множество узлов (вершин) и соединяющих их дуг определяют граф $G = (X, \Gamma)$, который иллюстрирует созданную сеть (рис. 3).

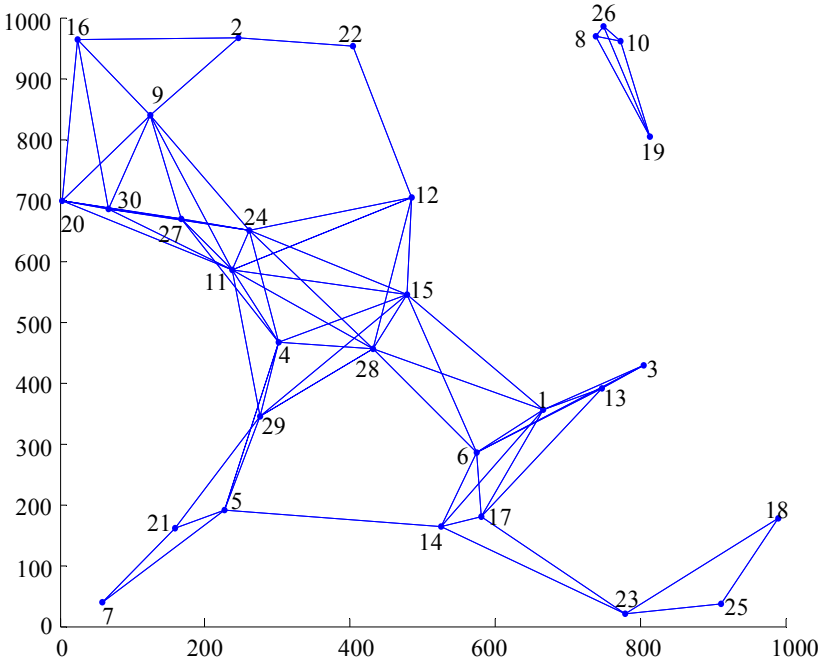


Рис. 3. Планарный граф, вершины которого равномерно распределены в квадрате 1000×1000 м с радиусом покрытия *RadPf* = 300 м, количество узлов *kf* = 30

Для данной модели сети будем применять два алгоритма: алгоритм *NFA* для нахождения группы МТР и алгоритм построения минимального связного доминирующего множества.

Пример получения группы МТР по алгоритму *NFA* показан на рис. 4, где в качестве узла-источника выбираем узел, наиболее близкий к центру (узел 15). Далее для этого узла выбираем подгруппу соседних узлов на расстоянии одного скачка, которая направляет сообщения широковещания. Таким образом, все соседние узлы узла-источника на расстоянии двух скачков покрываются четырьмя выбранными узлами МТР (MTP_1 = [6, 12, 24, 29]). Для того, чтобы передать сообщение далее (на расстояние в три скачка от источника и т.д.), будем считать источником полученное множество узлов МТР первого уровня MTP_1. Для него формируются множества узлов соседей на расстоянии одного скачка и узлов соседей на расстоянии двух скачков, для которых далее применяется тот же алгоритм, в результате которого получаем MTP_2 = [9, 17, 21, 23]. Приме-

нив данный алгоритм, получим набор МТР = [15, 6, 12, 24, 29, 9, 17, 21, 23], который осуществляет передачу сообщения для всех досягаемых узлов (рис. 4). Из рис. 4 видно, что узлы 8, 10, 19 и 26 недосягаемы, что обусловлено особенностями расположения узлов в конкретной сети и радиусом зоны покрытия сигналами передатчика.

С использованием алгоритма *MCDS* для исходного графа (рис. 3) было построено множество $DS = [1, 5, 8, 11, 16, 22, 23]$. Это множество не является связным. Применив алгоритмы связывания и исключения избыточных узлов, получим *MCDS*. На рис. 5 изображено минимальное связное доминирующее множество для исходной сети. Множество *MCDS* представляет собой объединение двух подмножеств $MCDS = MCDS_1 \bigcup MCDS_2$, где $MCDS_1 = [1, 2, 4, 5, 9, 11, 14, 23]$, $MCDS_2 = [8]$. Из рис. 5 видно, что узлы 8, 10, 19 и 26 также образуют отдельное подмножество с $MCDS_2 = [8]$, которое невозможно связать с другими узлами.

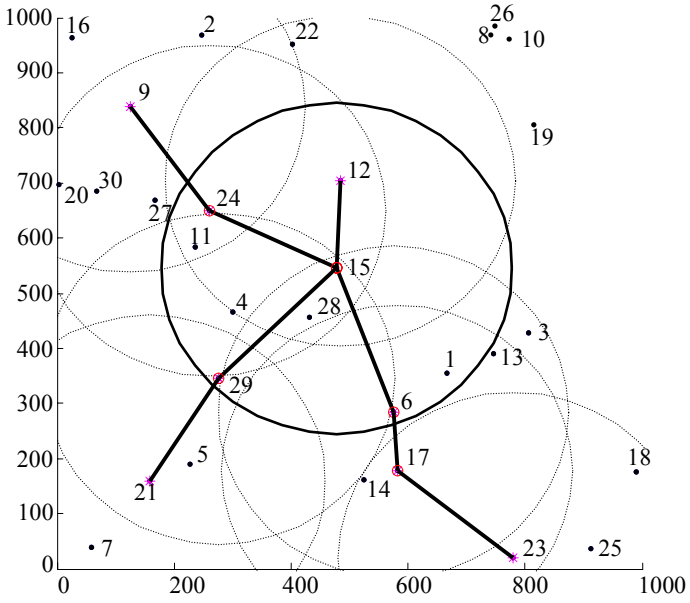


Рис. 4. Группа МТР для сети, узлы которой равномерно распределены в квадрате 1000 × 1000 м (*RadPf* = 300 м, *kf* = 30)

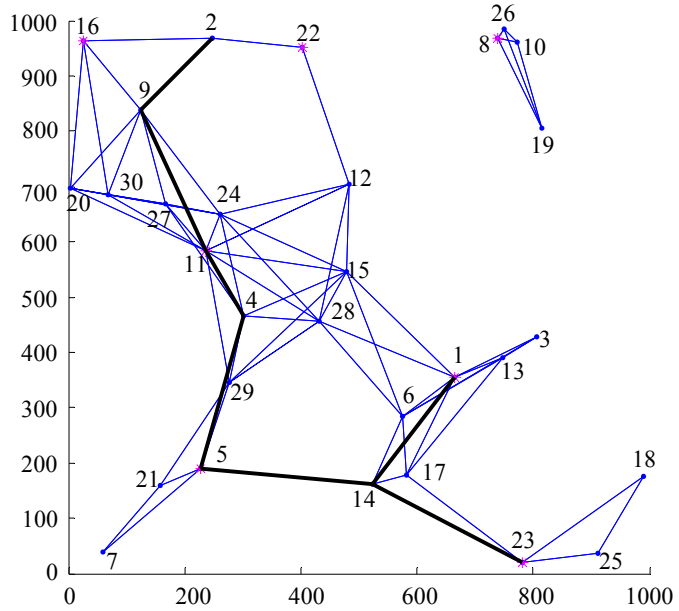


Рис. 5. Минимальное связное доминирующее множество, построенное на графе, вершины которого равномерно распределены в квадрате 1000 × 1000 м (*RadPf* = 300 м, *kf* = 30)

Количество узлов в группе МТР для обоих алгоритмов отличается незначительно. Но в связи с особенностями структуры длина пути от одного узла к другому может существенно отличаться. Например, путь от узла 1 до 13 в случае построения сети по алгоритму *NFA* будет проходить через узлы 15 и 6 (1 – 15 – 6 – 13), а в случае построения сети с помощью алгоритма *MCDS* эти узлы связаны напрямую. Это обусловлено тем, что в первом случае путь от одного узла до другого обязательно должен проходить через источник.

На практике часто возникает необходимость перестройки сети, связанная с тем, что некоторые узлы могут исключаться из сети или включаться в нее. Узел передает большой объем информации, что приводит к значительному потреблению энергии и, следовательно, быстрому расходу заряда аккумуляторной батареи. Однако этого не происходит, если узлы находятся в отключенном режиме. Чтобы продлить срок службы батареи и максимальную продолжительность работы сети, узел можно включать в сеть и исключать из нее через определенные интервалы времени.

В данной работе рассмотрим вариант исключения узла из сети для двух случаев: 1) когда группа МТР выбирается с помощью алгоритма *NFA*; 2) когда группа МТР строится с помощью алгоритма построения *MCDS*. Возможны две ситуации: первая – узел не принадлежит группе МТР и вторая – узел принадлежит группе МТР. В первой ситуации узел просто исключается, группа МТР не изменяется и связи всех других узлов сохраняются. Во второй ситуации, когда удаляемый узел входит в группу МТР, его исключение приводит к нарушению связей, что требует перестройки МТР. В первом случае при удалении такого узла требуется глобальная перестройка сети, начиная от узла-источника. Такая перестройка сети приводит к дополнительным энергетическим затратам. Во втором случае возможна неполная (локальная) перестройка сети, необходимая лишь для восстановления утраченных связей удаленного узла. Локальная перестройка приводит к минимизации энергетических и временных затрат.

Проиллюстрируем удаление узла из исходной сети. На рис. 6, 7 соответственно показан пример удаления узла 9 для двух рассматриваемых случаев. В первом случае сеть была перестроена полностью и вместо одного удаленного узла в МТР добавились два узла 22 и 30. Во втором случае была произведена только перестройка участка сети: путь от узла 11 через узел 9 был заменен участком пути от узла 11 через узлы 20 и 16. Таким образом, показано, что в обоих случаях МТР одинаково увеличился, но во втором случае реализация процесса потребовала меньше времени и ресурсов.

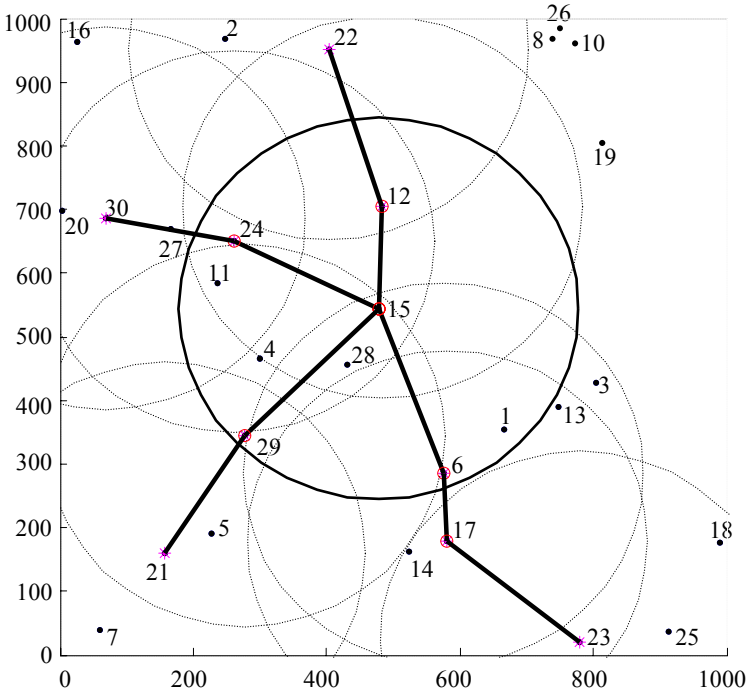


Рис. 6. Группа МТР для сети, узлы которой равномерно распределены в квадрате 1000 × 1000 м (*RadPf* = 300 м, *kf* = 30), после удаления узла 9

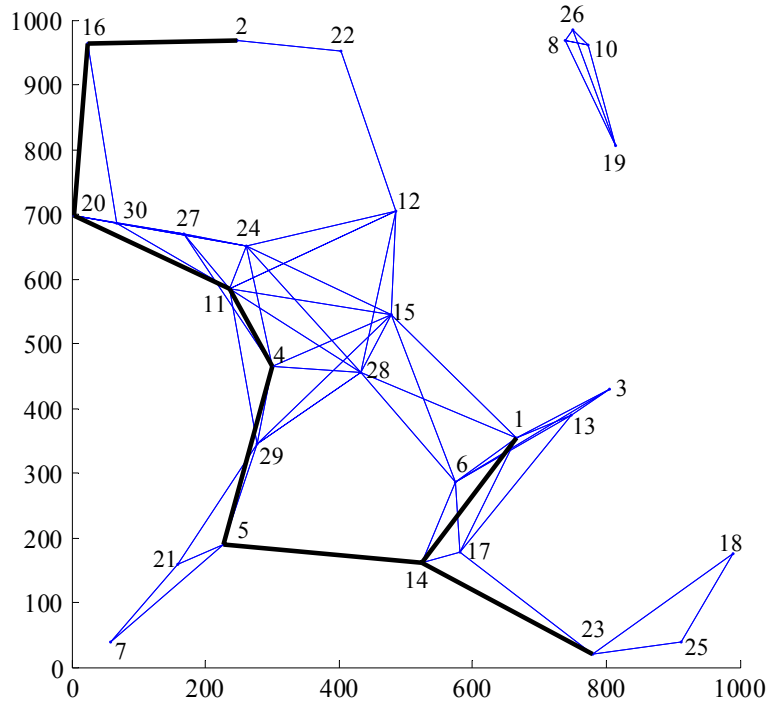


Рис. 7. Минимальное связное доминирующее множество, построенное на графе, вершины которого равномерно распределены в квадрате 1000 × 1000 м (*RadPf* = 300 м, *kf* = 30), после удаления узла 9

На рис. 8, 9 проиллюстрирован аналогичный пример удаления узла 23. При этом в обоих случаях узел исключается из МТР и новые узлы не добавляются, но появляются недосягаемые узлы 25 и 18, которые во втором случае образуют отдельное дополнительное подмножество $MCDS_3$ = [25].

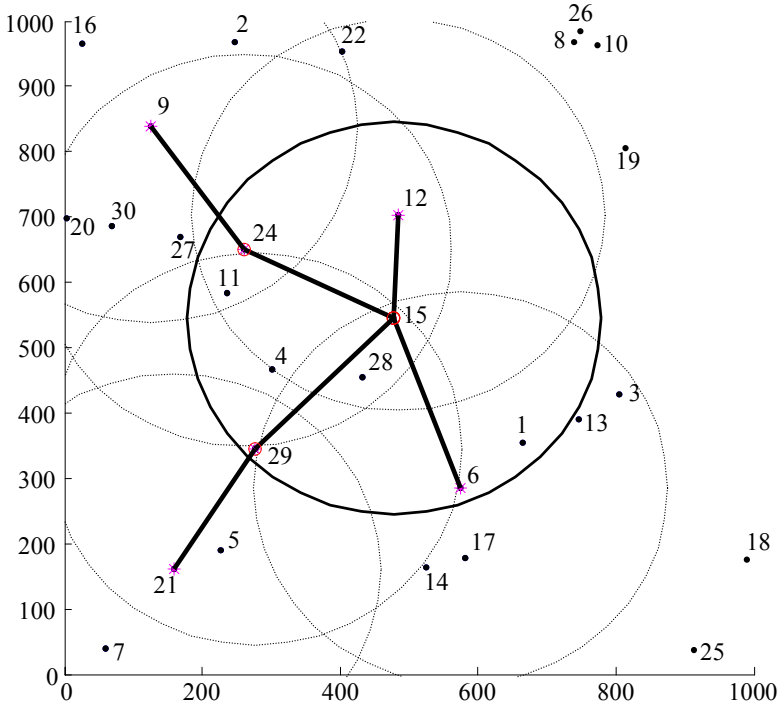


Рис. 8. Группа МТР для сети, узлы которой равномерно распределены в квадрате 1000 × 1000 м (*RadPf* = 300 м, *kf* = 30), после удаления узла 23

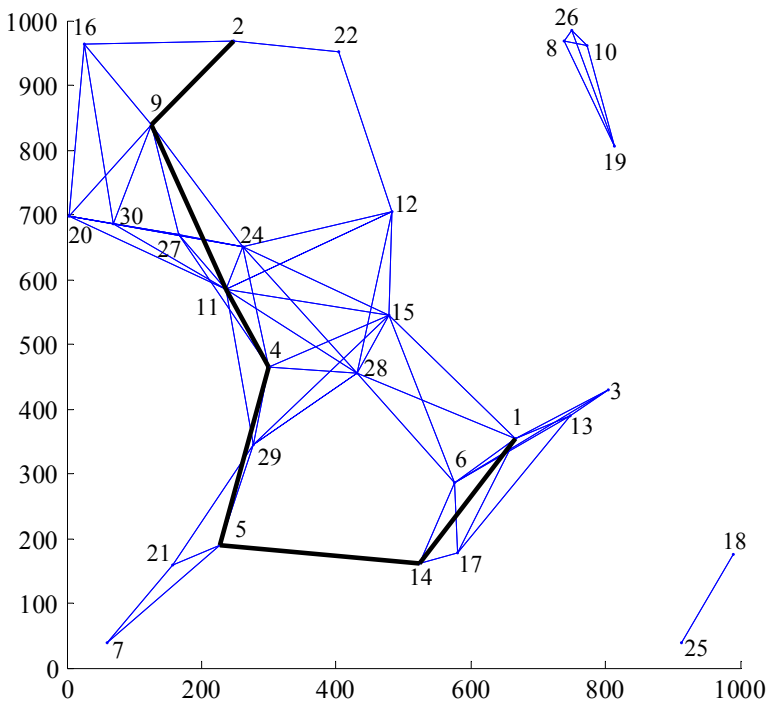


Рис. 9. Минимальное связное доминирующее множество, построенное на графе, вершины которого равномернораспределены в квадрате 1000 × 1000 м (*RadPf* = 300 м, *kf* = 30), после удаления узла 23

Выводы

Рассмотренный в разделе 1 алгоритм *NFA* для выбора МТР улучшает результаты деятельности «жадного» алгоритма. Количество ретрансляторов, выбранных в результате применения *NFA*, сокращается по сравнению с применением «жадного» алгоритма в связи с уменьшением количества избыточных узлов.

На основе полученного в результате работы алгоритма *NFA* набора МТР построена таблица маршрутизации, которая позволяет определить маршрут от источника до произвольно заданного узла. При изменении любой группы (линий связи, соседних узлов, двухскачковых соседних узлов, топологии) таблица маршрутизации перестраивается, чтобы обновить информацию о всех направлениях в сети. Это приводит к необходимости нахождения новых маршрутов от источника до заданного узла, которые определяются из полностью обновленной таблицы маршрутизации (глобальная перестройка таблицы маршрутизации).

Рассмотренный алгоритм выбора *MCDS* в качестве группы ретрансляторов не зависит от узла-источника в отличие от алгоритма *NFA*. Такая топология сети, не зависящая от исходного узла, применяется в сетях с ограниченной мобильностью. За основу выбран трехфазный алгоритм, предложенный в работе [5]. Первая фаза – построение *DS* – аналогична представленной в [5]. Во второй фазе нами был реализован алгоритм связывания *DS* по методу кратчайшего пути вместо предложенного в [5], так как применяемая в последнем проверка множества на связность трудно реализуема, и не оговаривается ситуация, когда в доминирующем множестве существуют узлы, от которых не может быть пути ни к какому другому узлу из *DS* (в этом случае возможно зацикливание алгоритма). Третья фаза – построение *MCDS* – была существенно переработана и дополнена. В алгоритме, предложенном в [5], принимается решение об избыточности какого-либо узла, если множество его узлов-соседей вложено в объединенное множество узлов-соседей других узлов из *CDS*. Однако удаление такого узла может привести к потере связи между узлами, которые он соединял. Если это происходит, то такой узел нельзя считать избыточным и удалять из *CDS*. Во избежание такой ситуации нами была введена проверка на существование во множестве *CDS* пути между соседями намеченного к удалению узла. Такой проверки в упомянутом алгоритме [5] не было, в то время как для эффективной работы алгоритма она представляется необходимой.

Из анализа результатов исследований видно, что при увеличении количества узлов сети про-

центный показатель отношения числа ретрансляторов МТР к общему количеству узлов сети будет стабильно уменьшаться. Для сети, содержащей 30 узлов, число МТР составляет примерно 30 % от общего количества узлов сети, для 50 узлов – 20%, а для 100 узлов – 10 %.

В разделе 4 рассмотрены примеры исключения узла из сети для двух случаев: 1) когда группа МТР выбирается с помощью алгоритма *NFA*; 2) когда группа МТР строится с помощью алгоритма построения *MCDS*. В первом случае при удалении узла требуется перестройка всей сети, начиная от узла-источника (глобальная), а во втором случае возможна неполная (локальная) перестройка сети, которая требует меньших энергетических и временных затрат.

Литература

1. *Бертсекас Д.* Сети передачи данных : Пер. с англ. / Д. Бертсекас, Р. Галлагер. – М. : Мир, 1989. – 544 с.

2. RFC 3626. Optimized Link State Routing Protocol. Network Working Group. T. Clausen, Ed., P. Jacquet, Ed. – Project Hipercom, INRIA, October, 2003.

3. *Li Zh.* NFA : A New Algorithm to Select MPRs in OLSR / Zh. Li, N. Yu, Z. Deng // Wireless Communications, Networking and Mobile Computing : 4-th International Conferense Wicom`08., Dalian, Oct. 12–14, 2008. – Pp. 1–6.

4. *Liang O.* A Survey of Multipoint Relay Based Broadcast Schemes in Wireless Ad Hoc Networks / O. Liang, Y.A. Sekercioglu, N. Mani // IEEE Communications Surveys. – 4-th quarter 2006. – Vol. 8, № 4. – Pp. 30–46.

5. *Rai M.* A Power Aware Minimum Connected Dominating Set for Wireless Sensor Networks / M. Rai, Sh. Verma, Sh. Tapaswi // Journal of Networks. – August 2009. – Vol. 4, № 6.

6. *Wu J.* Extended Multipoint Relays to Determine Connected Dominating Sets in MANETs / J. Wu, W. Lou, F. Dai // IEEE Trans. on Computers. – March 2006. – Vol. 55, № 3.

7. *Белов В.П.* Теория графов / В.П. Белов, Е.М. Воробьев, В.Е. Шаталов. – М. : Высшая школа, 1976. – 392 с.

8. *Гоголева М.А.* Классификация и анализ методов маршрутизации в mesh-сетях / М.А. Гоголева // Радиотехника. – 2008. – Вып. 155. – С. 173–185.

9. *Нечаев Ю.Б.* Моделирование беспроводной мобильной адаптивной сети с использованием протоколов маршрутизации AODV и DSDV / Ю.Б. Нечаев, А.В. Стромов, А.А. Епифанцев // Телекоммуникации. – 2009. – № 7. – С. 21–25.

10. *Нечаев Ю.Б.* Моделирование и анализ протоколов маршрутизации беспроводных Ad hoc сетей / Ю.Б. Нечаев, А.А. Епифанцев, Д.Ю. Ермолин // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2011. – № 3. – С. 5–10.

Статья поступила в редакцию 20 ноября 2011 г.

УДК 519.7:621.39

ПРИМЕНЕНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ МЕТОДОВ ДЛЯ АНАЛИЗА УПРАВЛЕНИЯ РАДИОКАНАЛАМИ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СИСТЕМ

А.Н. Асосков, директор НТК, тел.: 8-980-242-06-10
И.Н. Малышева, вед. инженер-программист, тел.: (473) 279-93-24
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрена возможность применения методологии фрактального анализа для управления системами радиотехнических комплексов. Проведена экспериментальная оценка фрактальных характеристик иерархических уровней системы управления критическим приложением.

***Ключевые слова**: неустойчивая динамическая система, фрактальный анализ, иерархическая структура, информационное воздействие.*

APPLICATION OF FRACTAL METHODS FOR THE ANALYSIS OF MULTIFUNCTION SYSTEMS RADIO CHANNELS CONTROL

A.N. Asoskov, director of Scientific and Technical Complex, tel.: 8-980-242-06-10
I.N. Malysheva, leading programming engineer, tel.: (473) 279-93-24
JSC «Sozvezdie» Concern»

Possibility of fractal analysis methodology application for radio engineering complexes systems control is considered. Experimental estimation of critical application control system hierarchy level fractal behavior is given.

***Key words:** unstable dynamic system, fractal analysis, hierarchical structure, information influence.*

Всё большее применение в радиофизике находят методы фрактального анализа, представляющие собой удобный инструмент для моделирования структур, обладающих свойствами самоподобия *(скейлинга*) и подчиняющихся сходным закономерностям в различных пространственных и временных масштабах. Достоверно установлено, что большое число реальных процессов и явлений может быть представлено с использованием фрактальных моделей, что позволяет определить характеристики взаимодействия сложноорганизованной системы с окружающей средой – обмен веществом, информацией и/или энергией с перераспределением энтропии [1, 2, 3]. Независимо от метода построения, у всех фракталов есть ряд общих важных свойств: части фрактальных структур подобны всей структуре в целом, вблизи каждого элемента имеется большое число других элементов, разделённых промежутками разной длины. Последовательное увеличение разрешающей способности наблюдения структуры позволяет непрерывно обнаруживать всё более мелкие самоподобные объекты. Самоподобие, или инвариантность по отношению к масштабу, – один из двух главных критериев применимости аппарата фрактального анализа к объекту исследования. Второй главный критерий, с помощью которого принято описывать степень сложности фрактальных структур, – наличие фрактальной размерности, которая не только характеризует топологию объектов, но и отражает процессы эволюции динамических систем и связана с их свойствами.

В то же время, появившаяся в радиолокации устойчивая тенденция к повышению уровня автоматизации радиофизических систем (РС), связанная с расширением аппаратных возможностей и реализацией интеллектуальных алгоритмов цифровой обработки сигналов, приводит к созданию всё более сложных структур, обладающих свойствами нелинейных динамических систем, использующих различные методы адаптации к постоянно меняющейся помеховой обстановке. При этом особенности функционирования современных радиосредств, направленные на обеспечение своевременности доставки сигналов и сообщений в любых условиях применения и повышение надёжности системы в целом, приводят к возникновению внутри системы сложной иерархической структуры, служащей для управления получением информации и её обработки.

Известно [1, 2, 4, 5], что расслоение на иерархические уровни характерно для поведения сложных самоорганизующихся систем, очень чувствительных к малым возмущениям. Анализ функционирования таких систем показывает, что их фазовые траектории с течением времени стремятся к фракталоподобной структуре, что позволяет применять методы фрактального анализа для исследования свойств самоподобия. Такой подход позволяет, задав исходное состояние системы и зная её структурно-функциональные особенности, оценить вероятность устойчивости состояния системы в любой последующий момент времени и потенциальную защищенность, определяемую изменением (снижением) её устойчивости при взаимодействии с окружающей средой в условиях конфликтного информационного воздействия.

Для дальнейших рассуждений следует рассмотреть обобщённую модель процесса коммуникации радиотехнической системы. Кодер источника осуществляет первичное кодирование передаваемой информации, используя различные методы аналого-цифрового преобразования. Затем выполняется совокупность процедур помехоустойчивого кодирования, предназначенных для повышения помехоустойчивости передачи информации по каналам связи. Далее производится объединение сообщений в групповые потоки для конкретных каналов. Полученные в результате цифровые потоки преобразуются в модулированный сигнал некоторым обусловленным для данного канала связи способом модуляции и передаются непосредственно в канал связи. На приёмной стороне сигнал с шумом поступает на вход демодулятора, который преобразует искаженный в канале связи сигнал в последовательность чисел. Затем в декодере проводятся преобразования, обратные тем, которые выполнялись в кодере канала, восстановленный сигнал декодируется устройством декодирования и поступает к получателю информации.

Несложно заметить, что в такой системе большую роль приобретает информационная подсистема управления связью, основанная на процессорной обработке цифровых потоков. Из теории нелинейных динамических систем известно, что информационная составляющая неустойчивой динамической системы заметно меняется в зависимости от задания начальных значений параметров, которые должны быть выбраны с достаточной степенью точности, чтобы траектория реального развития была близка к выбранной нами траектории [1, 2]. Поэтому в неустойчивых системах наряду с динамической составляющей, связанной с энергетическим взаимодействием тел, большую роль приобретает информационная составляющая.

В РС за информационную часть отвечают различные процессоры, предназначенные для управления процедурами обработки физического процесса, а центральный процессор или компьютер координирует общее действие. Распределение процессоров в системе обычно соответствует структуре уровней управления (рис. 1). Необходимость обеспечения многофункциональности комплекса в целом предполагает использование большого количества подсистем, в том числе присутствие в контуре управления человека-оператора. Часто в одной системе применяют сигналы с различными видами и параметрами модуляции и возможным изменением их значений в ходе одного сеанса связи. Используется большое число различных видов конфигураций сетей связи и динамическое изменение их структуры. Для приёмных РС источником неопределённости является неполное априорное знание времени появления и характера демодулированного сигнала, а также неоптимальные условия приёма – случайные изменения уровня сигнала на входе, обусловленные внешними (специфические виды помех, зависящие от условий распространения, атмосферные явления и преднамеренные воздействия) и внутренними факторами (собственные шумы, излучения от электронных элементов, наводки различного происхождения).

Многозадачность и многофункциональность РС приводит к необходимости разбиения системы на несколько уровней, на каждом из которых собираются и агрегируются (обобщаются) данные, передающиеся на более высокие уровни. Такой тип системы более надёжен: отказ одного компонента не нарушает работу других (при условии, что система хорошо структурирована). В общем случае объекты, расположенные на одинаковых уровнях иерархии, могут обмениваться информацией между собой. Обмен данными между уровнями обычно менее интенсивен и не критичен ко времени. Информация на каждом уровне обрабатывается с соответствующей скоростью. Время реакции на разных уровнях существенно различается и увеличивается по мере повышения уровня одновременно с повышением объёма управляемой информации.

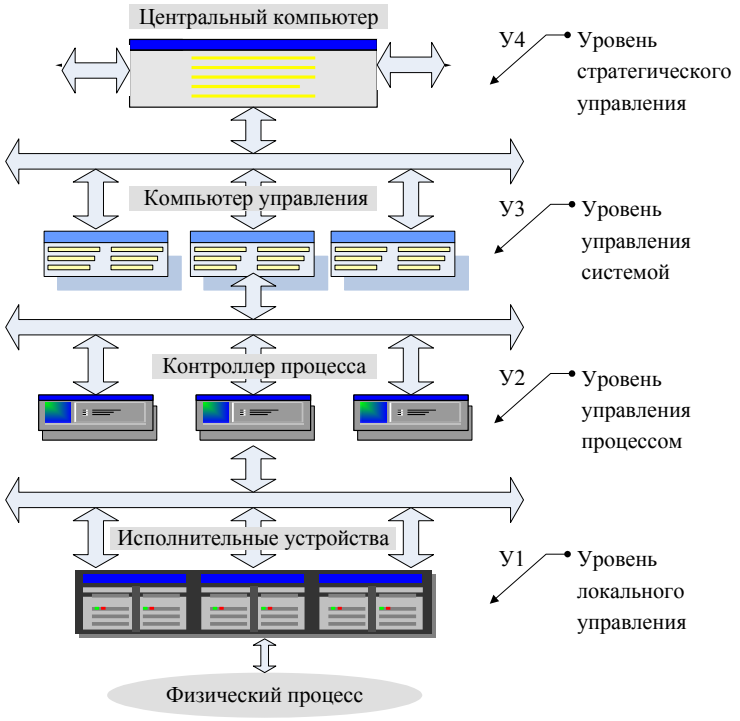


Рис. 1. Иерархическая структура распределённой системы управления

Большинство процессов естественным образом подразделяется на несколько иерархических уровней. Структурные элементы, которые могут сильно влиять на динамику системы посредством сравнительно малых возмущений, целесообразно выделить в структуру управления. Соответственно, малые внешние возмущения могут очень сильно влиять на поведение объектов, расположенных на нижних уровнях иерархической структуры. Во главе всей РС обычно находится одно центральное звено, которое принимает окончательные решения по самым главным вопросам. Иерархическая структура упрощает наблюдение за сложным процессом, но скрывает часть данных. Например, отклонение внутреннего параметра (превышение или понижение) подсистемы от обычного рабочего значения никак не отражается на состоянии целой системы и может исправляться посредством регулирования на внутренних уровнях.

На рис. 2 схематично представлен процесс взаимодействия иерархических систем У1 и У2. В составе каждого иерархического уровня имеется информационная (управляющая) подсистема И1(И2,…) и динамическая (энергетическая) подсистема Д1(Д2, …). Высокочувствительный информационный блок получает сигналы как от своей динамической подсистемы, так и от вышестоящих подсистем. Также возможен обмен информацией между объектами, расположенными на одном иерархическом уровне. На основе полученных данных происходит формирование управляющих воздействий (УВ) для своей подсистемы.

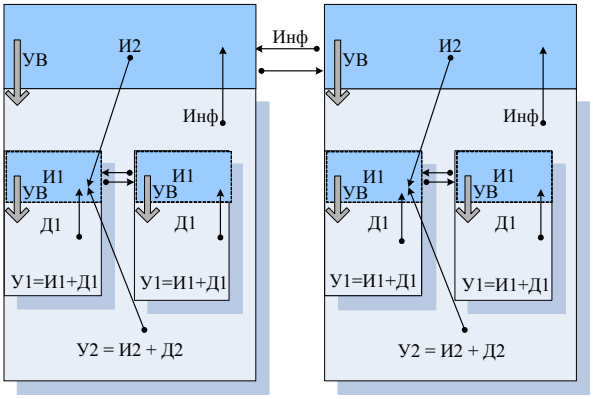


Рис. 2. Взаимодействие иерархических систем

Иными словами, наряду с внешними динамическими переменными у РС есть внутренние степени свободы, например соответствующие мультистабильным состояниям или внутренним аттракторам. Тогда выбор траектории в точках бифуркации будет определяться состоянием внутренних степеней свободы. Для такого выбора важно лишь информационное указание, какая траектория предпочтительна. Такую систему можно рассматривать как систему с управлением, которое определяется состоянием внутренней динамической системы. В соответствии с таким подходом для описания ди-

намической системы на основе моделей нелинейной непрерывной динамики множество пространственных состояний каждого иерархического уровня следует разбивать на дискретные элементы. В терминах пространства–времени описание включает в себя набор динамических переменных и набор параметров, соответствующий данному иерархическому уровню.

Известно [6, 7, 8], что поведение нелинейных систем, где определены *n* переменных состояния и *r* входов, описывается системой обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка

$$\begin{aligned} \frac{\partial x_1}{\partial t} &= f_1\left(x_1, x_{2,}..., x_n, u_1, ...u_r\right), \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \frac{\partial x_n}{\partial t} &= f_n\left(x_1, x_{2,}..., x_n, u_1, ...u_r\right), \end{aligned} \qquad (1)$$

где компонентами внутреннего состояния системы являются переменные вектора состояний *x*:

$$x = \left(x_1, x_2, ..., x_n\right)^T, \qquad (2)$$

и управляющими сигналами (переменными управления) являются переменные вектора управления *u*:

$$u = \left(u_1, u_2, ..., u_r\right)^T. \qquad (3)$$

Целью системы управления является вычисление на основе имеющихся данных таких управляющих сигналов u, чтобы система выполняла поставленные задачи, несмотря на влияние возмущений. Данное описание известно как уравнения в пространстве состояний, главным преимуществом которых является возможность использования для их решения численных методов линейной алгебры. Один из методов решения системы (1) – аппроксимация производных по времени разностными уравнениями:

$$x\left[(k+1)t\right] \approx x(kt) + tf\left(x, u\right), \qquad (4)$$

где t – интервал выборки, k – её порядковый номер. Если известны начальные условия *x*(0), то можно рассчитать состояния *x*(*t*), *x*(2*t*), *x*(3*t*),…, которые являются приближениями точного решения в моменты времени t. Здесь очень важен правильный выбор интервала выборок.

Один из способов выбора интервала времени, изложенный в [8], основан на вычислении средней взаимной информации между двумя состояниями. Если даны два множества измерений A и B, то взаимная информация между элементом a_i и элементом b_j определяется как количество информации, которое имеют a_i и b_j по отношению друг к другу:

$$I_{a_i b_j} = \ln\left(\frac{P_{AB}\left(a_i, b_j\right)}{P_A\left(a_i\right) P_B\left(b_j\right)}\right). \qquad (5)$$

Если состояния независимы, то взаимная информация равна нулю. Усредняя по всем измерениям, получим

$$I_{AB} = \sum_{a_i, b_j} P_{AB}\left(a_i, b_j\right) \ln\left(\frac{P_{AB}\left(a_i, b_j\right)}{P_A\left(a_i\right) P_B\left(b_j\right)}\right). \qquad (6)$$

Заменяя a_i и b_j на $x(kt)$ и $x\left((k+1)t\right)$, получаем среднюю взаимную информацию как функцию временной задержки.

Система уравнений (1) может иметь несколько решений, каждое из которых в физическом смысле соответствует некоторой точке устойчивости. Для динамически неустойчивой системы решение будет сильно зависеть не только от выбора начальных условий, но и от состояния внутренних степеней свободы. Найденные решения – траектории системы в фазовом пространстве – соответствуют аттракторам: равновесию, периодическим колебаниям или странному аттрактору. В общем случае система может стремиться к любому аттрактору. Одним из многих аттракторов может быть разрушение системы. При выведении системы из такого аттрактора с целью сохранения целостности и функциональной работоспособности необходимо совершить некое воздействие, и здесь на первый план выступает не величина силового воздействия, а его информационная характеристика. Очевидно, чтобы «подтолкнуть» защищаемую систему к необходимости выбора дальнейшего направления развития, следует сообщить системе определенное количество информации. При этом в сложных физических системах со многими аттракторами может развиваться процесс упорядочения, который получил название самоорганизация. Иными словами, в системе, находящейся в неустойчивом однородном состоянии, спонтанно возникают новые структуры, затем, с появлением и взаимодействием новых структурных элементов, в появившихся структурах начинает развиваться иерархия структур. В таких случаях представляется возможным использовать формализованное описание системы,

основанное на использовании методов фрактального анализа.

Любой детерминированный объект в физически охватываемых пределах наблюдения остается неизменным, и оценка его характерных параметров всегда стремится к определённому пределу, а в идеальном случае является величиной постоянной. В то же время, при изменении масштаба отображения площадь фрактальных образований также изменяется. Измеряя некоторый параметр физического объекта при различных масштабах, можно получить количественное описание соответствующих процессов функционирования РС.

Для информационной системы единичной фрактальной мерой является количество информации. По определению Шеннона, количество информации I определяется следующим образом:

$$I = -\sum_i p_i \ln p_i , \qquad (7)$$

где p_i – вероятность появления *i*-го символа. Т.е. информация соответствует одной-единственной выборке из огромного числа возможных состояний, и мера этой информации определяется как

$$I = \ln N , \qquad (8)$$

где N – число возможных состояний системы. Чем больше состояний может принимать объект, тем больше информации можно получить на основе его текущего состояния.

Определение фрактальной размерности по методу Хаусдорфа–Безиковича базируется на математической абстракции практического способа измерения объектов, когда объект покрывается эталонами определённой меры:

$$d_H = \lim_{r\to 0} \frac{\ln N(r)}{\ln(1/r)}, \qquad (9)$$

где N – количество элементов, r – размер эталонного элемента.

Очевидно, такой предельный переход не может быть реализован, так как минимальное значение ограничено физической размерностью бесконечно малого элемента [2, 3]. Максимальное число элементов N и минимальная длина элемента r на максимальном шаге конечны и физически определяются минимальным (бесконечно малым) масштабом среды измерений. Поэтому размерность информационной системы с учётом допущений определяется следующим образом:

$$d_I = \frac{\ln[I_n/I_0]}{\ln[r_0/r_n]}, \qquad (10)$$

где I – количество информации одного состояния.

Численное определение фрактальной размерности (9) объектов путём покрытия объекта единичными эталонами меры r практически невозможно и неудобно. Поэтому более часто используется определение корреляционной размерности [2, 8]:

$$d_C = \lim_{r\to 0} \frac{\ln\left(\sum_{i=0}^{N(r)} p_i^2\right)}{\ln r} = \lim_{r\to 0} \frac{\ln C(r)}{\ln r}, \qquad (11)$$

где $C(r)$ – корреляционная сумма (или корреляционный интеграл), который определяется как отношение числа точек, попарные расстояния между которыми меньше r, к квадрату общего числа точек N:

$$C(r) = \lim_{N\to\infty} \frac{\sum_{i,j} \theta\left[r - |x_i - x_j|\right]}{N^2},$$

$$\theta(\lambda) = \begin{cases} 1, & \lambda \ge 0, \\ 0, & \lambda < 0. \end{cases} \qquad (12)$$

Если выполняется условие

$$C(r) \sim r^{d_C}, \qquad (13)$$

то d_C считают корреляционной размерностью системы.

Очевидно, что приведённый метод справедлив при достаточно малых значениях r. Из (12) следует, что при увеличении r величина $C(r)$ будет стремиться к 1. Наоборот, при очень малых значениях r число пар точек, расстояние между которыми не превышает r, становится достаточно малым. Следовательно, на практике данный метод выполняется только в ограниченном диапазоне значений r, который и может быть использован для определения корреляционной размерности.

Таким образом, для вычисления d_C необходимо получить последовательность точек x_i, x_j. Из (11) видно, что график зависимости $\ln C(r)$ от $\ln r$ – прямая с угловым коэффициентом d_C. Следовательно, можно определить корреляционную размерность как тангенс угла наклона прямой, построив аппроксимирующий график зависимости в

двойном логарифмическом масштабе (метод Grassberger–Procaccia [9, 10]). Учитывая, что величины $C(r)$ определяются приближённо (13), целесообразно провести серию подсчётов для различных значений единичного эталона.

Авторами была проведена экспериментальная оценка величины d_C процесса, проходящего на уровне локального управления некоторой РС. Для получения исходных данных использовалась установка, структурная схема которой показана на рис. 3. Экспериментальная установка состоит из управляющей системы, подключенной к исследуемой радиотехнической системе, устройства сбора и анализа данных, также подключенного к исследуемой системе и соединенного с управляющей системой для организации обратной связи.

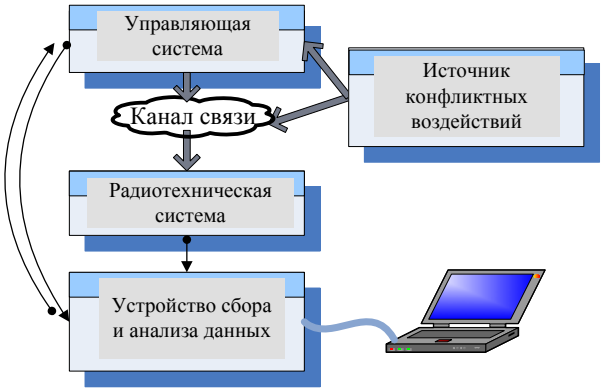


Рис. 3. Структурная схема экспериментальной установки

Управляющая система формирует воздействие, ожидаемое РС. В канал связи также подаётся управляемое помеховое воздействие, формируемое источником конфликтных воздействий. Исполнительная (информационная) часть РС в зависимости от оценки степени влияния возмущения на процесс воздействует на управляемые параметры с целью адаптации РС к помеховым воздействиям. Изменение выходной величины (количество ошибок) контролировалось устройством сбора и анализа данных, которое подключалось к персональному компьютеру.

Полученные на основании формул (11), (12) результаты обрабатывались посредством специально разработанного программного обеспечения, выполненного в среде Borland® Delphi® for Microsoft® Windows™ Version 10.0.2288.42451. Построение графиков полученных зависимостей выполнялось в среде Matlab Version 7.11.0.584. Вычисление размерности проводилось по методу МНК (приближение по методу наименьших квадратов), приведённому в [6] (задача об интерполяции точек прямой линией).

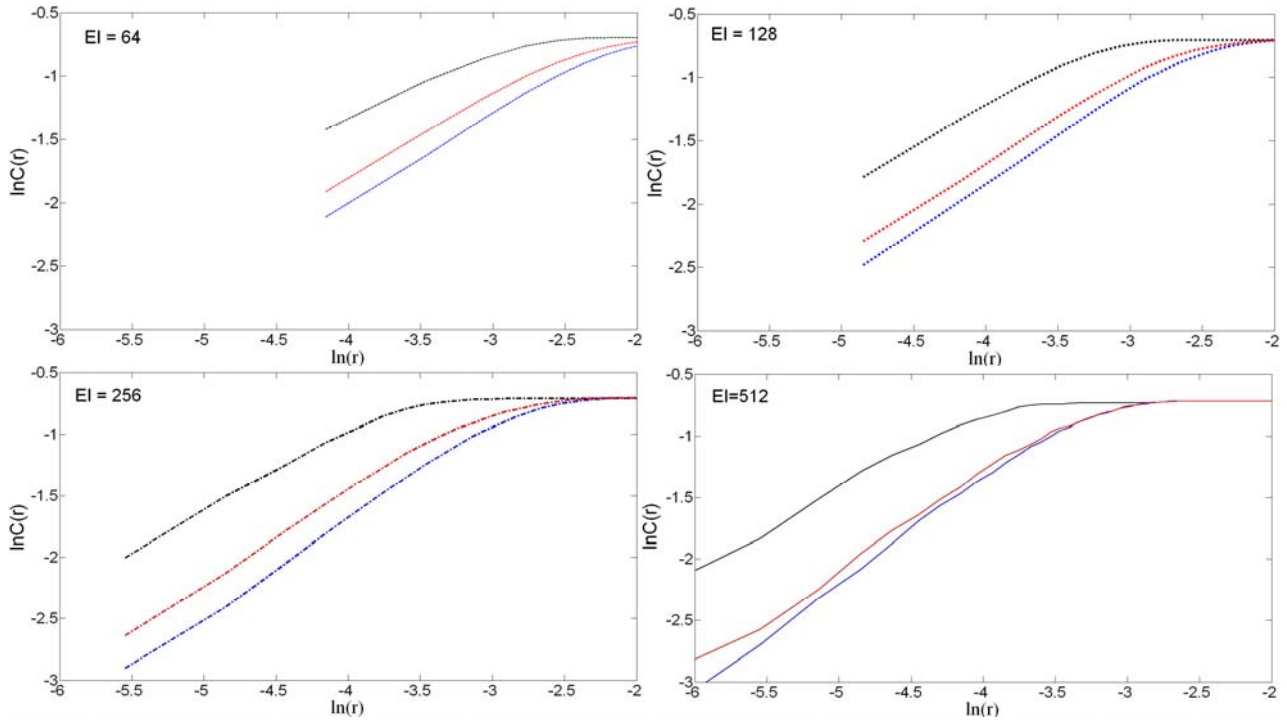
На рис. 4 показаны серии зависимостей $\ln C(r)$ от $\ln r$, полученных в результате проведения эксперимента по оценке величины корреляционной размерности, для разных значений единичного эталона (EI) и при разных величинах внешних воздействий. Результаты расчётов корреляционной размерности приведены в таблице.

Таблица

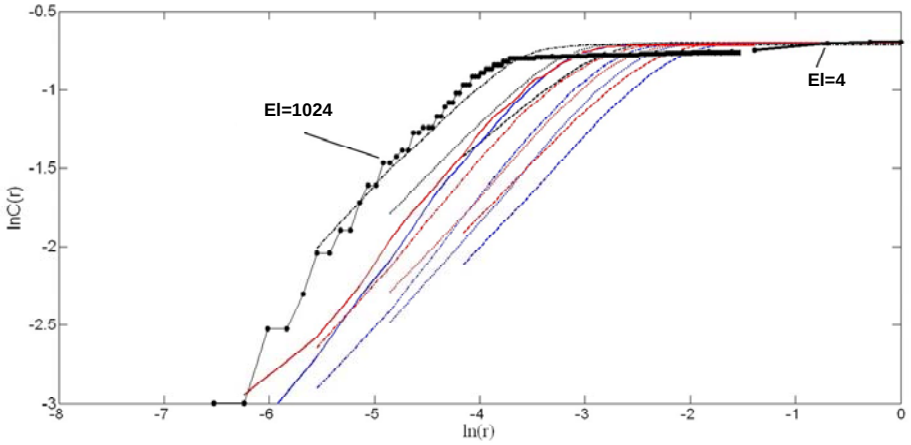
Значения корреляционной размерности

	Соотношение сигнал/шум		
EI	Q_0, дБ	(Q_0 – 3), дБ	(Q_0 – 13), дБ
64	0,4465	0,4614	0,5135
128	0,5277	0,5395	0,6173
256	0,5389	0,5603	0,6395
512	0,6373	0,6473	0,6953

Анализ зависимостей, представленных на рис. 4, свидетельствует о достаточной повторяемости эксперимента по оценке величины корреляционной размерности. Как видно из рис. 4а, с изменением размера единичного эталона характер хода кривых не изменяется. Прослеживается увеличение корреляционной размерности с уменьшением соотношения сигнал/шум на входе РС. На рис. 4б приведены графики для граничных значений EI на фоне всего семейства полученных зависимостей. Видно, что при самых малых значениях r данных для проведения вычислений недостаточно. При больших значениях r график характеризуется значительной неравномерностью.



а)



б)

Рис. 4. Серии зависимостей ln $C(r)$ от ln r

Таким образом, в качестве численной характеристики параметров РС может быть использована корреляционная размерность, при этом целесообразно выбирать значения единичного эталона в диапазоне от 64 до 512.

Выводы

Сложное поведение РС в условиях динамического хаоса и постоянно растущего арсенала средств РЭБ в большей мере начинает определяться её информационными свойствами, включая информационное поведение по отношению к внешнему миру. Наряду с обычным обменом энергией с внешним окружением, необходимым для сохранения открытой самоорганизованной структуры, автоматизированные РС получают возможность интеллектуального развития. Этот процесс связан с усложнением управляющей компоненты системы: в ней появляются новые степени свободы или параметры порядка за счёт всё новых бифуркаций.

Использование предложенной в статье фракталоподобной модели радиотехнической системы и алгоритма взаимодействия иерархических уровней позволяет применять рассмотренные методы и алгоритмы теории нелинейных динамических систем для анализа устойчивости функционирования РС в условиях ин-

формационного конфликта. Фрактальный анализ может быть использован как метод выделения важных структурных особенностей исследуемых систем, например для проведения операции кластеризации. Фрактальность даёт единицу измерения характеристик иерархически организованных систем и, таким образом, позволяет перейти к динамическим параметрам, когда фракталоподобные модели самоорганизующихся систем применяются для вычислительных экспериментов, с помощью которых проводятся исследования развития структурных объектов.

Необходимо отметить, что в отличие от обычной динамики, где поведение системы определяется её мгновенной конфигурацией и соответствующими этой конфигурации силами, в сложных системах с информационным поведением выбор дальнейшего направления развития делается на основе долговременной памяти и с возможной экстраполяцией на будущее. При таком подходе появляется возможность целенаправленного выбора поведения, что можно считать достаточно очевидным показателем эффективности выбранной стратегии развития сложных информационных систем.

Литература

1. *Кадомцев Б.Б.* Динамика и информация / Б.Б. Кадомцев. – М. : Редакция журнала «Успехи физических наук», 1999. – 394 с.

2. *Климонтович Ю.Л.* Введение в физику открытых систем / Ю.Л. Климонтович. – М. : Янус-К, 2002. – 284 с.

3. *Потапов А.А.* Фракталы в радиофизике и радиолокации : Топология выборки / А.А. Потапов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Университетская книга, 2005. – 848 с.

4. *Николис Г.* Самоорганизация в неравновесных системах. От диссипативных структур и упорядоченности через флуктуации / Г. Николис, И. Пригожин.– М. : Мир, 1979. – 512 с.

5. *Николис Г.* Динамика иерархических систем : эволюционное представление / Г. Николис. – М. : Мир, 1989. – 488 с.

6. *Кроновер Р.М.* Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории / Р.М. Кроновер. – М. : Постмаркет, 2000. – 352 с.

7. *Олссон Г.* Цифровые системы автоматизации и управления / Г. Олссон, Дж. Пиани. – СПб. : Невский диалект, 2001. – 557 с.

8. *Шустер Г.* Детерминированный хаос : Введение : пер с англ. / Г. Шустер. – М. : Мир, 1988. – 240 с.

9. *Grassberger P.* Characterization of strange attractors / P. Grassberger, I. Procaccia // Phys. Rev. Lett. – 1983. – № 50. – Pp. 346–349.

10. *Grassberger P.* Measuring the strangeness of strange attractors / P. Grassberger, I. Procaccia // Physica D 9, 1983. – Pp. 189–208.

Статья поступила в редакцию 16 сентября 2011 г.

УДК 621.395.4

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ АНАЛИЗА СОСТОЯНИЯ СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ЭКСПЛУАТАЦИИ И БИЗНЕС-ПРОЦЕССОВ ОПЕРАТОРА СВЯЗИ

В.П. Мочалов, зав. каф., e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
С.В. Яковлев, доцент, e-mail: yakovlev_sv@ncstu.ru
Д.В. Мочалов, аспирант, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
ГОУВПО Сев.-Кав. гос. тех. ун-т

Разработаны модель и метод оценки состояния системы OSS/BSS оператора связи, учитывающие требования к построению систем поддержки эксплуатации NGOSS и определяющие характеристики, требуемые для оценки её эффективности.

Ключевые слова: *бизнес-процесс, биллинг, телекоммуникации, система поддержки эксплуатации, система поддержки бизнес-процессов.*

FORMALIZED DESCRIPTION OF THE SYSTEM SUPPORTING COMMUNICATION OPERATOR BUSINESS AND OPERATIONAL ACTIVITY RESEARCH PROCESS

V.P. Mochalov, head of chair, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
S.V. Yakovlev, associate professor, e-mail: yakovlev_sv@ncstu.ru
D.V. Mochalov, graduate, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
North and Caucasian State Engineering University

The model and the evaluation method of a state of OSS/BSS system of the telecommunications operator considering requirements to creation of NGOSS operations support systems and defining characteristics demanded for an estimation of its efficiency are developed.

Keywords*: business process, billing, telecommunications, operations support system, support system of business processes.*

Согласно ETSITR 188 04, МСЭ-Т M.3050 система поддержки эксплуатации и бизнес-процессов OSS/BSS (Operations Support System/Business Support System) рассматривается как автоматизированная система управления информационно-телекоммуникационными сетями и услугами связи. Система OSS/BSS включает в свой состав готовый программный продукт и комплекс технических средств, в совокупности обеспечивающие функционирование процессов eTOM, относящихся к следующим областям управления услугами связи:

– управление инцидентами;

– управление проблемами;

– управление доступностью системы;

– управление информационной безопасностью.

Целями построения системы OSS/BSS являются:

– поддержка оперативного внедрения новых услуг;

– сокращение производительности издержек и операционных расходов на предоставление услуг и содержание телекоммуникационной инфраструктуры;

– поддержка оперативного и качественного обслуживания клиентов, включая минимизацию времени восстановления оборудования после сбоев и полноценную техническую поддержку пользователей;

– оптимизация связей и сетей по критерию *стоимость/производительность*.

В настоящее время в состав OSS/BSS входят следующие основные функциональные компоненты:

– согласующее устройство, или средство сопряжения/взаимодействия (Mediation Device);

– управление материально-техническим снабжением, или управление запасами (Inventory/Resource Management);

– управление эксплуатационными характеристиками, или управление производительностью (Performance Management);

– обнаружение и устранение неисправностей, или регистрация и управление неисправностями (Fault Management);

– анализ неисправностей (Trouble Ticketing);

– управление уровнем обслуживания (Service Level Agreement Management);

– управление заказами (Order Management);

– предупреждение мошенничества (Fraud Management);

– управление планированием и развитием сети/сервиса (Network/Service Provisioning Management);

– управление безопасностью (Security Management);

– управление учётом (Accounting Management);

– управление производственной деятельностью (Workflow Management);

– управление взаимоотношениями с клиентами и партнерами (Customer Relationship Management, CRM);

– биллинг (Billing).

В настоящее время операторы связи преимущественно внедряют, наряду с системами мониторинга, управления последствиями отказов, системами технического учёта и системами управления IP-трафиком, системы управления услугами, управления доступом и идентификацией пользователей, геоинформационные системы, единые каталоги продуктов. Поэтому сейчас востребованы системы, без которых работа операторов связи просто невозможна:

– биллинг-системы;

– системы, автоматизирующие процессы CRM (Customer Relationship Management);

– системы класса Provisioning (системы управления услугами и активации сетевых элементов);

– системы класса Billing Data Mediation.

В ближайшее время, когда будут исчерпаны резервы роста доходов за счёт расширения сетей связи, будут востребованы:

– системы класса Inventory и системы оптимизации использования ресурсов сети;

– системы класса Revenue Assurance;

– системы учёта качества услуг (QoS) и соблюдения SLA, подписанных с клиентами.

На рис. 1 представлен набор модулей OSS/BSS, наиболее часто используемых телекоммуникационными компаниями для автоматизации своей деятельности в настоящее время.

Рис. 1. Типовые модули OSS/BSS

Задача повышения качества обработки заказов в OSS/BSS, построенных по правилам архитектуры NGOSS, решается методами теории расписаний, теории массового обслуживания и исследования операций [1]. Общий подход к решению задач этого класса включает в себя определение таких правил построения расписания обработки заказов, которые обеспечивают минимальное число задержанных заказов, и позволяет получать зависимости минимизированного числа задержанных заказов от контрольных сроков обработки заказов при фиксированных характеристиках производительности системы обработки заказов OSS/BSS.

Отсюда вытекает необходимость разработки моделей архитектуры систем обслуживания заказов, решения задач формализации и исследования соответствующих процессов.

Функциональная модель системы обслуживания заказов представлена на рис. 2. Группы функций обработки заказов реализованы в отдельных аппаратно-программных компонентах системы.

Модули-исполнители реализованы совокупностями бизнес-компонентов, ориентированных на решение определённых задач (изоморфно соответствуют бизнес-категориям), и обладают необходимыми свойствами, связанными с параллельностью исполнения, контролем доступа и управлением транзакциями. Процесс реализации системы основан на сборке отдельных бизнес-компонентов для получения решения, отвечающего специфическим требованиям конкретного оператора.

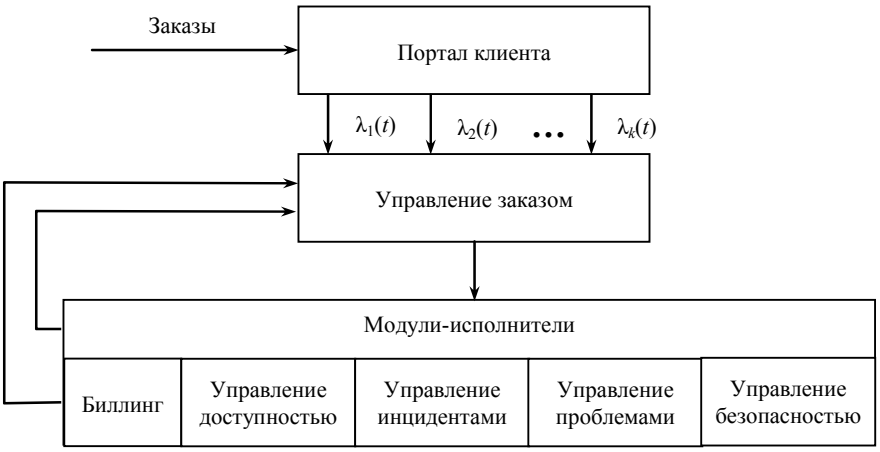


Рис. 2. Функциональная модель системы обслуживания заказов

Основными случайными величинами, характеризующими данную систему, являются [2]:

– период занятости $\Pi(t)$;

– число требований в системе $\eta(t)$;

– время ожидания W_n и время пребывания V_n.

$\Pi(t) = P\{\Pi < t\}$ – функция распределения (ФР) случайной величины П, $\pi(q)$ – её преобразование Лапласа–Стилтьеса (ПЛС). Пусть $B(t) = P\{\xi < t\}$ – ФР времени обслуживания ξ, а $\beta(q)$ – её ПЛС.

Пусть $\eta(t)$ – число требований, находящихся в системе $M|G|1|\infty$ в момент времени *t*. Очевидно, что процесс $\eta(t)$ кусочно-постоянный и $P_n(t) = P\{\eta(t) = n\}$, $n = 0, 1, \ldots$;

$$P_n(x,t)dx = P\{\eta(t) = n,\ \xi(t) \in [x;\ x + dx)\}.$$

Пользуясь теорией полумарковских процессов, легко доказать, что в случае $\rho = \alpha \times \beta_1 < 1$ при $t \to \infty$, $P_n(x,t) \to P_n(x)$ и производящая функция числа требований $P(z) = \sum_n P_n \times Z^n$.

Определим период занятости системы и моменты стационарного времени ожидания и пребывания требований в системе с учётом того, что каждое требование характеризуется случайным объёмом, а его время обслуживания зависит только от его объёма.

Легко показать, что полный период занятости состоит из времени обслуживания первого требования, которое открывает этот период, и суммарной длительности периодов занятости требований, поступивших в систему за время обслуживания первого требования. Используя метод введения дополнительного события, легко вывести соотношение для вычисления функции $\pi(q)$ [2]:

$$\pi(q) = \beta\left(q + \alpha - \alpha\pi(q)\right), \qquad (1)$$

где α – параметр входного потока.

В случае $\rho < 1$ можно с помощью дифференцирования обеих частей уравнения (1) найти моменты случайной величины П. В частности, для первых двух моментов получим

$$\pi_1 = E\Pi = -\pi'(\circ) = \frac{\beta_1}{1-\rho};$$

$$\pi_2 = E\Pi^2 = \pi''(\circ) = \frac{\beta_2}{(1-\rho)^3}, \qquad (2)$$

где $\beta_2 = E\rho^2$ – второй момент времени обслуживания.

Распределение времени ожидания и времени пребывания требований в системе зависит, очевидно, от дисциплины обслуживания.

Введём соответствующие функции распределения:

$$W_n(t) = P\{W_n < t\}, \quad V_n(t) = P\{V_n < t\}.$$

В случае $\rho < 1$ существуют пределы

$$W(t) = \lim_{n\to\infty} W_n(t), \quad V(t) = \lim_{n\to\infty} V_n(t),$$

которые представляют собой ФР случайных величин W и V.

Очевидно, для анализируемой системы массового обслуживания (СМО) имеем $V_n = W_n + \xi_n$, где ξ_n – время обслуживания n-го требования.

Введем ПЛС случайных величин W_n и V_n:

$$W_n(q) = \int_0^\infty e^{-qt} dW_n(t), \quad V_n(q) = \int_0^\infty e^{-qt} dV_n(t).$$

С учетом свойств ПЛС получаем

$$V_n(q) = W_n(q)\beta(q),$$

где $\beta(q)$ – ПЛС времени обслуживания СВ ξ.

Тогда, воспользовавшись [2], можно получить выражения для первых двух моментов стационарного времени ожидания:

$$W_1 = EW = \frac{\alpha\beta_2}{2(1-\xi)}; \qquad (3)$$

$$W_2 = EW^2 = \frac{\alpha\beta_3}{3(1-\xi)} + \frac{(\alpha\beta_2)^2}{2(1-\xi)^2}, \qquad (4)$$

где β_2 и β_3 – второй и третий моменты времени обслуживания.

Моменты стационарного времени пребывания определяются как

$$V_1 = EV = W_1 + \beta_1;$$

$$V_2 = EV^2 = W_2 + \beta_2 + 2W_1\beta_1.$$

Сообщения или требования обладают различной информационной ёмкостью, или, иначе, различным объёмом, длиной. Объём требований, который представляет собой случайную величину, обозначим через γ. ФР СВ γ обозначим как $L(x) = P\{\gamma < x\}$.

Считаем, что $\sigma(t)$ – полная сумма объёмов требований, находящихся в системе в момент времени t, и что объёмы различных требований независимы.

Предполагаем, что требование характеризуется некоторым случайным количеством знаков, т.е. его объём γ принимает целые положительные значения. Тогда вероятность

$$q_k = P\{\gamma = k\}, \quad k = 1, 2, ..., \sum_{k=1}^{\infty} q_k = 1.$$

Производящая функция числа знаков требования $Q(z) = \sum_{k=1}^{\infty} q_k Z^k$, $|z| \le 1$. При этом $Q'(z)$ – среднее число знаков в требовании, или его средний объём, и каждый знак обслуживается в течение функционального времени t. Считаем также, что распределение времени обслуживания θ знака задано произвольной ФР $E(t)$, $\varepsilon(q)$ – ПЛС ФР $E(t)$, $\varepsilon_1 = -\varepsilon'(\circ)$ – первый момент времени обслуживания знака.

Будем использовать модель СМО $M|G|1|\infty$ с групповым поступлением требований, отождествляя при этом суммарный объём требований в стационарном режиме σ с числом символов, находящихся в системе. Стационарный режим для данной СМО существует при выполнении условия $\rho = \alpha\varepsilon_1 Q'(1) < 1$. Тогда ПФ СВ σ имеет вид [2]

$$R(z) = Ez^{\sigma} = \frac{(1-\rho)(1-z)\varepsilon(\alpha - \alpha Q(z))}{\varepsilon(\alpha - \alpha Q(z)) - Z}. \qquad (5)$$

Пользуясь формулой (5), можно определить любые характеристики СВ.

Отметим, что в реальных информационных системах, где имеет место большой объём вычислений, входные потоки требований с большой степенью точности можно считать простейшими, а их объёмы (количество знаков) распределены по геометрическому закону:

$$P\{\gamma = k\} = P(1-p)^{k-1}, \; k = 1, 2, ..., P > 0.$$

Считаем, что $L(x) = P(\gamma < x) = 1 - e^{-fx}$ при $f = P$, тогда средний объём требования равен $\phi_1 = 1/f$.

Предположим также, что время обслуживания требования пропорционально его объёму ($\xi = c\gamma$). Тогда очевидно, что ФР времени обслуживания имеет вид

$$B(t) = P\{\xi < t\} = P\{c\gamma < t\} =$$

$$= P\{\gamma < t/c\} = L(t/c)/1 - e^{-Mt}, \qquad (6)$$

где $\mu = f/c$.

Тогда $P_k = P\{\eta = k\} = (1-\rho)\rho^k$, $k = 0,1,...,$ где $\rho = \alpha/\mu$, α – параметр входного потока требований.

Длительность обслуживания заказа зависит не только от его содержания, но и от загруженности соответствующего модуля исполнителя в момент поступления этого заказа. Пусть длительность обслуживания заказа типа i имеет плотность распределения:

- $f_{i1}(t)$, если он поступил в момент, когда соответствующий модуль-исполнитель свободен;
- $f_{i2}(t)$, если модуль занят обслуживанием другого заказа;
- $f_{i3}(t)$, если образовалась очередь на обслуживание.

Соответствующее число заказов на интервале $(0,t)$ обозначим $V_{i1}(t)$, $V_{i2}(t)$, $V_{i3}(t)$. Среднее время, в течение которого модуль-исполнитель занят обслуживанием заказа типа i, зависит от числа заказов в очереди и равно

$$V_{ij}(t)\int_0^\infty S f_{ij}(s)ds = V_{ij}(t)\overline{S}_{ij}, \qquad (7)$$

а среднее время, когда он свободен, равно $t - \sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{3} V_{ij}(t)\overline{S}_{ij}$, где S (в единицах времени обслуживания) – длина заявки. Отсюда следует, что при $t \to \infty$

$$V_{ij}(t) = \lambda_i\left(t - \sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{3} V_{ij}(t)\overline{S}_{ij}\right). \qquad (8)$$

Общее число сообщений типа i, поступивших, когда модуль-исполнитель занят, удовлетворяет соотношению

$$V_{i2}(t) + V_{i3}(t) = \lambda_i \sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{3} V_{ij}(t)\overline{S}_{ij}. \qquad (9)$$

Очевидно, что вероятность того, что за время h модуль-исполнитель не получит заказ типа i, равна $e^{-\lambda i h}$, а вероятность не получить никаких заказов равна

$$\prod_{i=1}^{k} e^{-\lambda i h} = e^{-\lambda i h}, \qquad (10)$$

где $\lambda = \sum_{i=1}^{k}\lambda_i$.

Следовательно, вероятность получить первым заказ типа i в интервале времени $(h, h+dh)$ равна $e^{-\lambda h}\lambda_i dh$. Таким образом, вероятность получить первым заказ типа i в течение времени T равна

$$\int_0^T \lambda_i e^{-\lambda h} dh = \frac{\lambda_i\left(1-e^{-\lambda T}\right)}{\lambda}. \qquad (11)$$

Отсюда следует

$$V_{i2}(t) = \int_0^\infty \sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{3} V_{ij}(t) f_{ij}(T)\frac{\lambda_i\left(1-e^{-\lambda T}\right)}{\lambda} dT =$$

$$= \frac{\lambda_i}{\lambda}\sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{3} V_{ij}(t)\left(1 - L_{ij}\right), \qquad (12)$$

где $L_{ij} = \int_0^\infty f_{ij}(T)e^{-\lambda T}dT$.

Таким образом, для определения значений V_{ij} получена система из $3k$ линейных уравнений с $3k$ неизвестными. Поскольку каждый заказ должен быть обслужен модулем-исполнителем, необходимо выполнение условия

$$1 - \sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{3} V_{ij}(t)\overline{S}_{ij} \geq 0.$$

Для оценки эффективности системы обслуживания заказов OSS/BSS целесообразно использовать критерии загрузки заказами модуля-исполнителя $R = \sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{3} V_{ij}(t)\overline{S}_{ij}$.

Заключение

Разработанная модель процессов и функциональная модель системы обработки заказов услуг оператора связи адекватно отражают характеристики, которые необходимы для оценки эффективности системы OSS/BSS, и являются элементами методики и информационной платформы анализа и моделирования распределённых архитектур систем управления телекоммуникационными сетями нового поколения NGN.

Литература

1. *Райли Дж.* NGOSS. Построение эффективных систем поддержки и эксплуатации сетей для оператора связи [Текст] / Дж. Райли, М. Кринер. – М. : Альпина Бизнес Букс, 2007.

2. *Авен О.И.* Оценка качества и оптимизация вычислительных систем [Текст] / О.И. Авен, Н.Н. Гурин, Я.А. Коган. – М. : Наука, 1982.

Статья поступила в редакцию 14 октября 2011 г.

УДК 621.396.019.4:37.029

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ДОСТУПНОСТИ ИНФОРМАЦИИ В СЕТЯХ МОБИЛЬНОГО WiMAX

В.В. Якименко, аспирант, e-mail: vyakimenko@zarya-k.ru
А.В. Якименко, аспирант, e-mail: ayakimenko@zarya-k.ru
П.Л. Савинский, зам. нач. НТО, к.т.н., e-mail: savinsky@sozvezdie.su

ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложена методика определения и прогноза показателей доступности информации в сетях мобильного WiMAX, основанная на использовании ретроспективных данных о функционировании сети.

***Ключевые слова**: базовая станция, абонентская станция, доступность информации, сети WiMAX.*

DATA ACCESSIBILITY INDEX DEFINITION METHOD IN MOBILE WiMAX NETWORKS

V.V. Yakimenko, graduate, e-mail: vyakimenko@zarya-k.ru
A.V. Yakimenko, graduate, e-mail: ayakimenko@zarya-k.ru
P.L. Savinsky, deputy head of Scientific and Technical Department, e-mail: savinsky@sozvezdie.su

JSC «Sozvezdie» Concern»

Definition and forecast method of data accessibility indices in mobile WiMAX networks based on application of network functioning retrospective data is proposed.

***Keywords**: base station, subscriber station, data accessibility, WiMAX networks.*

Введение

В настоящее время во многих регионах страны создаются сети мобильного беспроводного доступа стандарта IEEE 802.16e(m) (WiMAX). Широкий спектр предоставляемых услуг (доступ в Интернет, возможность передачи речи, видеоинформации и данных) обуславливает привлекательность этих сетей для пользователей и, как следствие, непрерывный рост числа абонентов. Рост нагрузки на оборудование сетей беспроводного доступа приводит к необходимости своевременного принятия мер по развитию их инфраструктуры, оптимизации режимов работы сетей, установке новых базовых станций (БС). Важным при выборе указанных мер является перманентный анализ и прогноз на перспективу качества услуг, предоставляемых пользователям сети, и выявление причин его снижения. С позиций пользователей важнейшим показателем качества услуг является скорость получения ими информации. Снижение указанной скорости ниже декларируемых уровней негативно сказывается на привлекательности данной сети для пользователей и требует принятия оператором мер, устраняющих это положение. В известной научно-технической литературе отсутствуют работы, посвящённые методам определения и прогноза показателей, характеризующих изменение скорости получения информации пользователями. *Целью настоящей статьи является разработка методики определения и прогноза указанных показателей в интересах своевременного принятия мер по дальнейшему развитию сетей WiMAX.*

Основными факторами, приводящими к снижению скорости получения пользователями информации, являются неудовлетворительные условия приёма сигналов абонентскими станциями (АС), обусловленные низким отношением сигнал/помеха на входе их приёмников, и перегрузка БС за счёт высокой активности абонентов сетей. Данные факторы действуют независимо друг от друга. Воздействие первого фактора оценивается по скорости скачивания информации отдельными абонентами в сеансах связи. В качестве показателя предлагается использовать относительное число АС, скорость получения информации $I(t)$ которыми будет меньше требуемого $I_{\text{треб}}$ (декларированного) уровня:

$$Q(t) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\alpha_n(t),$$

$$\alpha_n(t) = \begin{cases} 1 \text{ при } I_n(t) < I_{\text{треб}}, \\ 0 - \text{в противном случае.} \end{cases} \qquad (1)$$

Второй фактор оценивается по времени нахождения секторов БС в критическом состоянии (когда скорость передачи ими информации максимальна или приближается к ней). В качестве показателя предлагается использовать $I(t)$ – реальную скорость передачи информации рассматриваемым сектором БС WiMAX.

Данные показатели являются функциями времени. Их совместный анализ позволяет устанавливать реальные причины снижения скорости получения пользователями информации.

В основу методики предлагается положить обработку статистических ретроспективных данных от БС WiMAX о предоставлении абонентам информации и прогнозирование на этой основе возникновения условий, когда реальные возможности по предоставлению пользователям информации не будут соответствовать декларируемым.

Предлагаемая методика, блок-схема которой приведена на рис. 1, состоит из 8 процедур:

Процедура 1 представляет собой ввод исходных данных, основными из которых являются:

s – сектор БС $\left(s=\overline{1,S}\right)$;

ΔT – интервал времени, применительно к которому должна проводиться оценка;

$N_s=\{n\}_s$ – множество абонентов, обслуженных s-м сектором БС за время ΔT;

C_{n_i} – средняя скорость скачивания информации n-м абонентом в i-м сеансе скачивания;

$\{t_{\text{н}},\ t_{\text{к}}\}_n$ – данные о времени начала $\left(t_{\text{н}}\right)$ и окончания $\left(t_{\text{к}}\right)$ сеансов скачивания информации абонентами множества $n=\overline{1,|N_s|}$.

Процедура 2 состоит в определении для каждого абонента, обслуживаемого сектором s, множества сеансов скачивания, в которых скорость получения информации меньше декларируемого уровня:

$$\left\{t_{\text{н}},t_{\text{к}}\right\}_n^*=\left\{(\text{t}_{\text{н}_i},\text{t}_{\text{к}_i}):C_{n_i}<C_{\text{декл}}\right\},\ n=\overline{1,|N_s|}.$$

Здесь $C_{\text{декл}}$ – декларируемая оператором скорость скачивания информации абонентами.

Процедура 3 состоит в определении зависимости от времени числа абонентов, скорость скачивания информации которыми была ниже декларируемого уровня для s-го сектора БС, – $N_s^*(t)$. В качестве исходных данных используются элементы множеств $\left\{t_{\text{н}},t_{\text{к}}\right\}_n^*, n=\overline{1,|N_s|}$. Для нахождения функции $N_s^*(t)$ предлагается использовать метод особых состояний. Он предусматривает упорядочение по времени моментов начала и моментов окончания сеансов скачивания информации множеств $\left\{t_{\text{н}},t_{\text{к}}\right\}_n^*, n=\overline{1,|N_s|}$. Построение искомой функции осуществляется в соответствии со следующими правилами: увеличение функции $N_s^*(t)$ на единицу в моменты времени $\left\{t_{\text{н}}\right\}_n^*, n=\overline{1,|N_s|}$, и уменьшение её на единицу в моменты времени $\left\{t_{\text{к}}\right\}_n^*, n=\overline{1,|N_s|}$. Метод проиллюстрирован на рис. 2.

Процедура 4 состоит в получении нормированной функции $Q_s(t)=N_s^*(t)\big/|N_s|$ для s-го сектора БС и определении интервалов времени, когда значение функции $Q_s(t)$ превышает допустимый уровень $Q_{\text{доп}}$: $\left\{\Delta\tau_1\right\}_s=\left\{\Delta t: Q_s(t)>Q_{\text{доп}}\right\}$. Здесь t_α, t_β – время начала и время окончания указанных интервалов соответственно.

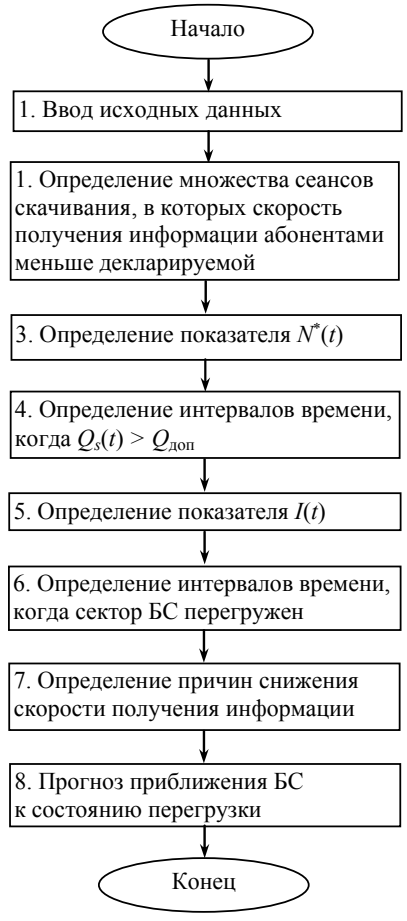


Рис. 1. Блок-схема предлагаемой методики определения показателей снижения скорости получения информации пользователями сетей WiMAX

Процедура 5 состоит в определении зависимости скорости передачи информации абонентам рассматриваемым сектором БС WiMAX от времени $\left(I_s(t)\right)$. В качестве исходных данных используется средняя скорость скачивания информации каждым *n*-м абонентом в каждом *i*-м сеансе скачивания $\left(i \in \{I\}_n, n = \overline{1, |N_s|}\right)$. Для выполнения процедуры также предлагается использовать метод особых состояний. Каждый сеанс скачивания *n*-м абонентом представляется прямоугольным импульсом, передним фронтом которого является момент времени $t_{n\text{н}i}$, задним – $t_{n\text{к}i}$, а амплитудой – C_{ni}. Зависимость показателя $I_s(t)$ от времени определяется путём увеличения данной функции в моменты времени $t_{n\text{н}i}$ на величину C_{ni} и уменьшения её на C_{ni} в моменты времени $t_{n\text{к}i}\left(n = \overline{1, N};\quad i = \overline{1, |I_n|}\right)$.

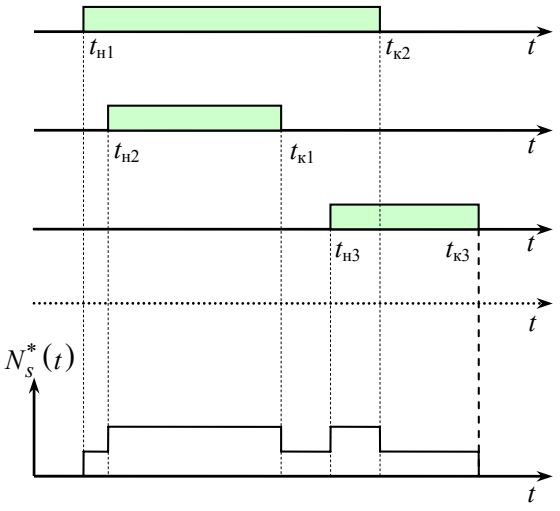


Рис. 2. Иллюстрация метода особых состояний

Процедура 6 заключается в определении множества интервалов времени, когда скорость передачи информации рассматриваемым сектором равна или близка к максимальной: $\{\Delta\tau_2\}_s = \{\Delta t: (I_{\max} - I_s(t)) \le \delta\}$. Здесь δ – равная или близкая нулю величина.

Процедура 7 состоит в определении причин снижения скорости получения информации. Выполнение данной процедуры основывается на проверке условий, определяемых выражениями (2) и (3). Так, для интервалов времени

$$\{\Delta\tau_1\}_s = \{\Delta t_1\}_s \cap \{\Delta t_2\}_s, \qquad (2)$$

где $\{\Delta t_1\}_s = \{\Delta t: I_s(t) < I_{\max}\}$,

$\{\Delta t_2\}_s = \{\Delta t: Q(t) > Q_{\text{доп}}\}$,

в качестве причины снижения скорости получения информации должно рассматриваться ухудшение условий приёма сигналов соответствующими абонентскими станциями; для интервалов времени

$$\{\Delta\tau_2\}_s = \{\Delta t: I_s(t) = I_{\max}\} \qquad (3)$$

причина состоит в перегрузке рассматриваемого сектора *s* базовой станции.

Установление реальных причин низкой скорости скачивания абонентами информации позволит принять наиболее эффективные меры по улучшению сложившегося положения. Так, в случае если указанная причина состоит в перегрузке сектора БС, в качестве такой меры целесообразно рассматривать установку новой БС. Это позволит сузить зону обслуживания перегруженной станции и за счёт перераспределения обслуживаемых абонентов между действующей и новой станциями повысить скорость скачивания информации. В ситуациях, когда скорость скачивания информации снижается из-за неудовлетворительных условий приёма сигналов абонентскими станциями, в качестве соответствующей меры может рассматриваться увеличение мощности БС, оптимизация характеристик направленности антенн и др.

Важным с позиций рационального развития сетей WiMAX является прогноз приближения нормально функционирующих БС к состоянию, когда они перестанут справляться с возрастающей нагрузкой. Его результаты позволят находить оптимальные и своевременные решения по дальнейшему развитию сетей.

Процедура 8 заключается в прогнозе времени, когда БС (их секторы) окажутся в перегруженном состоянии. Таковым будем считать состояние, при котором относительное время, когда скорость передачи информации будет равна $I_{\max}$, станет превышать некоторый заданный уровень $P_{\text{зад}}$ (т.н. критерий перегрузки). Данная процедура осуществляется применительно к каждому из рассматриваемых секторов БС $(s = \overline{1, S})$ и включает несколько этапов (рис. 3).

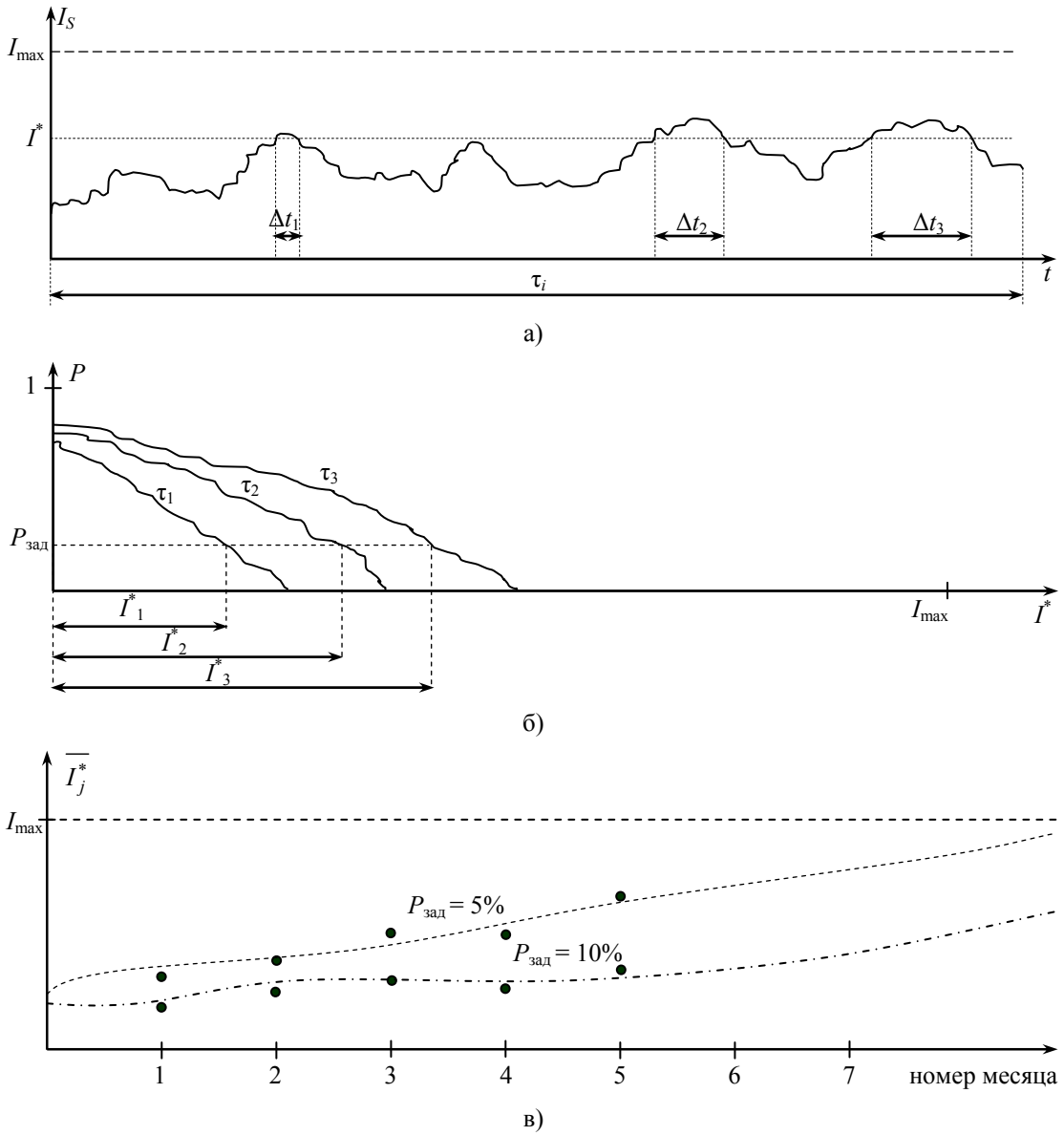


Рис. 3. Графическая интерпретация выполняемых операций

Этап 1 состоит в построении зависимостей $I_s(t)$ применительно к множеству интервалов времени $\{\tau\}$ (рис. 3а). В качестве элементов множества предлагается рассматривать промежутки времени, соответствующие активной части одного дня (например, с 9 до 20 часов), принадлежащие некоторому периоду наблюдения (например, 4–5 месяцам). Алгоритм построения указанных зависимостей аналогичен приведённому для процедуры 5.

Этап 2 заключается в определении для каждого *i*-го элемента множества $\{\tau\}$ зависимости статистической вероятности того, что скорость передачи информации сектором БС будет превышать некоторый уровень I^*, от величины этого уровня: $P_i(I^*) = P_i(I \geq I^*)$ (рис. 3б). Такая зависимость определяется с использованием функций $I_s(t)$ путём нахождения интервалов времени $\{\Delta t\}_i = \{\Delta t : I(t) \geq I^*, \Delta t \in \tau_i\}$ и относительной величины их суммы: $P_i(I \geq I^*) = \dfrac{\sum \Delta t}{\Delta T_i}$. Здесь Δt – длительность отдельного интервала времени τ_i.

Этап 3 состоит в определении для каждого *i*-го элемента множества $\{\tau\}$ значений скорости передачи информации $\{I^*\}$, соответствующих

заданной вероятности $P = P_{\text{зад}}$. Значения $\{I^*\}$ свидетельствуют, насколько рассматриваемый сектор близок к состоянию перегрузки. Это состояние тем ближе, чем выше значение I^* и чем меньше оно отличается от максимальной скорости $I_{\max}$. Данная операция осуществляется путём определения аргументов функций $P_i(I^*)$ для её значений $P = P_{\text{зад}}$.

Этап 4 состоит в обобщении данных о $\{I^*\}$ путём определения средних значений для отдельных *j*-х $(j = \overline{1, \text{J}})$ промежутков времени (например, для отдельных месяцев): $\overline{I_j^*} = \sum_{k=1}^{K_j} I_k^* \Big/ K_j$ (рис. 3в). Здесь K_j – количество дней, принадлежащих *j*-му промежутку времени. Обобщение данных позволит устранить случайные флуктуации значений I^*, что важно для определения устойчивых тенденций приближения сектора БС к состоянию перегрузки.

Этап 5 заключается в прогнозировании времени, когда рассматриваемый сектор окажется в перегруженном состоянии. Объектом прогнозирования является значение показателя $\{\overline{I^*}\}$. Искомое время определяется как время, когда будет выполняться равенство

$$\overline{I^*} = I_{\max}. \qquad (4)$$

Исходными данными для этой операции служат значения $\{\overline{I_j^*}\}$, полученные на этапе 4. Пусть имеются данные, полученные для пяти предшествующих месяцев $(J = 5)$. Вначале указанные данные должны быть предварительно сглажены для минимизации случайных отклонений точек ряда от некоторой гладкой кривой предполагаемого тренда процесса. Сглаживание предлагается осуществлять с помощью многочленов, приближающих группы опытных точек по методу наименьших квадратов [2]. При линейном сглаживании по пяти точкам формулы для определения сглаженных данных будут иметь вид

$$\overline{I_{0\,\text{сгл}}^*} = \frac{1}{5}\left(\overline{I_{-2}^*} + \overline{I_{-1}^*} + \overline{I_0^*} + \overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right),$$

$$\overline{I_{-1\,\text{сгл}}^*} = \frac{1}{10}\left(4\overline{I_{-2}^*} + 3\overline{I_{-1}^*} + 2\overline{I_0^*} + \overline{I_1^*}\right),$$

$$\overline{I_{1\,\text{сгл}}^*} = \frac{1}{10}\left(\overline{I_{-1}^*} + 2\overline{I_0^*} + 3\overline{I_1^*} + 4\overline{I_2^*}\right),$$

$$\overline{I_{-2\,\text{сгл}}^*} = \frac{1}{5}\left(3\overline{I_{-2}^*} + 2\overline{I_{-1}^*} + \overline{I_0^*} - \overline{I_2^*}\right),$$

$$\overline{I_{2\,\text{сгл}}^*} = \frac{1}{5}\left(-\overline{I_{-2}^*} + \overline{I_0^*} + 2\overline{I_1^*} + 3\overline{I_2^*}\right),$$

где $\overline{I_0^*}$, $\overline{I_{0\,\text{сгл}}^*}$ – исходные и сглаженные значения показателя $\overline{I^*}$ в средней точке;

$\overline{I_{-p}^*}$, $\overline{I_{-p\,\text{сгл}}^*}$ – исходные и сглаженные значения показателя $\overline{I^*}$ в *p*-й, левой от средней, точке;

$\overline{I_p^*}$, $\overline{I_{p\,\text{сгл}}^*}$ – исходные и сглаженные значения показателя $\overline{I^*}$ в *p*-й, правой от средней, точке.

На основе анализа сглаженного ретроспективного ряда данных $\{\overline{I_{j\,\text{сгл}}^*}\}$ должен быть выбран вид функции экстраполяции $Q(t_p, a_1, a_2, \ldots, a_m)$. При определении параметров функции $\{a_p\}$ может использоваться метод наименьших квадратов как наиболее целесообразный. При этом если данные о $\{\overline{I_{j\,\text{сгл}}^*}\}$ для предшествующих месяцев получены с одинаковой точностью (что должно выполняться), то оценки параметров экстраполирующей функции будут определяться условием

$$S = \sum_{p=1}^{P}\left[\overline{I_{p\,\text{сгл}}^*} - Q(t_p, a_0, a_1, \ldots, a_m)\right]^2 \to \min.$$

При использовании в качестве экстраполирующей функции степенного полинома вида

$$Q(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \ldots + a_m t^m$$

и при $p \le m$ (когда принимается, что $p = m$) соответствующие коэффициенты могут быть определены из системы уравнений

$$\begin{cases} a_0 + a_1 t_0 + \ldots + a_p t_0^p = \overline{I_{0\,\text{сгл}}^*}, \\ a_0 + a_1 t_1 + \ldots + a_p t_1^p = \overline{I_{1\,\text{сгл}}^*}, \\ a_0 + a_1 t_p + \ldots + a_p t_p^p = \overline{I_{p\,\text{сгл}}^*}. \end{cases}$$

С использованием полученной экстраполирующей функции определяется время (с точностью до месяца), когда выполняется условие (4).

Изложенный подход позволяет для каждого s-го сектора БС спрогнозировать время, когда сектор будет перегружен. Путём задания различных значений статистической вероятности $P_{\text{зад}}$ такие моменты времени $\{T_s\}$ могут быть спрогнозированы для различных значений критерия перегрузки. Наличие данных $\{T_s\}$ позволит обоснованно планировать мероприятия по установке новых БС сетей беспроводного доступа WiMAX.

Заключение

Предложенная методика, предусматривающая использование статистических ретроспективных данных от БС, может применяться для обоснования предпочтительных мер по дальнейшему развитию сетей WiMAX в территориальных районах. Её практическая реализация предполагает разработку соответствующего программного обеспечения для подсистем мониторинга качества функционирования указанных сетей.

Литература

1. *Вишневский В.М.* Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G / В.М. Вишневский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – Москва : Техносфера, 2009. – 472 с.

2. Теория прогнозирования и принятия решения / Под ред. С.А. Саркисяна. – М. : Высшая школа, 1977. – 351 с.

Статья поступила в редакцию 29 ноября 2011 г.

УДК 621.38

АНАЛИЗ ПОМЕХОВОГО СИГНАЛА, ОБУСЛОВЛЕННОГО ОТРАЖЕНИЕМ В ЛАЗЕРНЫХ АТМОСФЕРНЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ, И МЕТОДЫ ОТСТРОЙКИ ОТ ПОМЕХИ

С.В. Артыщенко, с.н.с., e-mail: artichenko@mail.ru
Е.Л. Кучин, нач. отд.
ОАО «Концерн «Созвездие»

Проводится анализ помехового сигнала в лазерной атмосферной линии связи (ЛАЛС), обусловленного отражением передаваемого сигнала приёмными устройствами абонентов, в зависимости от основных характеристик приёмопередающих систем и условий связи.

Ключевые слова: *лазерная атмосферная связь, отражение.*

NOISE ANALYSIS SPECIFIED BY LASER ATMOSPHERIC LINK REFLECTION AND NOISE TUNE-OUT TECHNIQUES

S.V. Artyshchenko, senior research engineer, e-mail: artichenko@mail.ru
E.L. Kuchin, head of department
JSC «Sozvezdie» Concern»

Noise analysis of laser atmospheric link specified by transmitted signal reflection of abonent receiving devices depending on base transmitter–receiver systems characteristics and communication conditions is carried out.

Keywords: *laser atmospheric communication, reflection.*

За последние 15–20 лет несколько раз происходила переоценка отношения к лазерным линиям связи по мере их развития, совершенствования методов и средств передачи и приёма сигналов в оптическом диапазоне длин волн. В настоящее время лазерные системы информационного обмена получили достаточно широкое распространение в области информационных технологий. Сформировались направления их развития, классификационная иерархия, достаточно хорошо отработаны методы формирования, передачи и приёма лазерного сигнала. Актуальность исследований в области разработки и усовершенствования ЛАЛС подтверждается значительным количеством теоретических и экспериментальных работ, в которых рассматриваются разнообразные пути повышения эффективности ЛАЛС и изучаются различные аспекты их функционирования. Так, в работе [4] построена математическая модель ЛАЛС на основе частных математических моделей приёмника, канала распространения и передатчика, в работе [5] проведено моделирование лазерной системы загоризонтной связи, в работах [8, 9] рассматривались особенности работы ЛАЛС в УФ диапазоне. Ряд работ, например [6, 7], посвящён исследованию возможностей когерентного управления свойствами канала распространения с помощью подготовительного излучения.

Наибольшие преимущества по сравнению с традиционными радиосистемами ЛАЛС имеют при дальности связи порядка нескольких километров обычно в пределах прямой видимости. При этом оптические средства связи могут образовывать собственную подсистему с независимым функционированием или входить в состав радиотехнических комплексов как дополнительный элемент для решения частных задач информационного обмена (например, в качестве дублирующего звена связи).

На функционирование ЛАЛС, наряду с достаточно изученными фоновыми помехами, существенное влияние может оказать передаваемый ими сигнал, отражённый оптическими системами абонентов, главным образом элементами, расположенными в фокальной плоскости приемных или передающих устройств таких средств связи. Принцип формирования подобной помехи при типовом расположении основных элементов ЛАЛС (рис. 1) заключается в следующем. Лазерное излучение, модулированное сигналом, попадая на приёмное (или передающее) устройство, фокусируется на площадку фотоприёмного элемента и частично отражается. В связи с тем, что оптические системы являются обратимыми, расходимость отражённого лазерного излучения невелика, а при нахождении площадки фотоприёмника (ФП) в фокальной плоскости близка к

 ISSN 1995-7009

дифракционной. Поэтому в плоскости приёмника первого абонента отражённый сигнал может достигать значительной величины, которой не следует пренебрегать, так как в дуплексном режиме связи такая помеха искажает принимаемый сигнал, а в симплексном может привести к ложному срабатыванию.

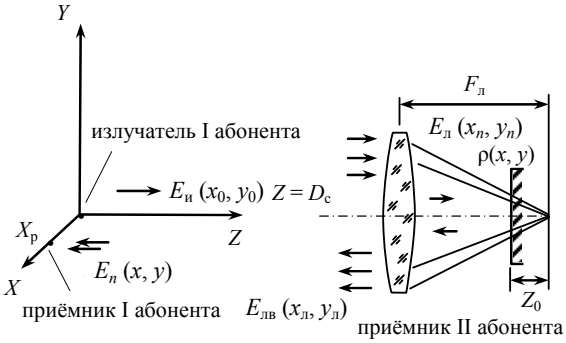


Рис. 1. Типовое расположение основных элементов ЛАЛС

Отметим, что рассматриваемая помеха формируется не только приемной системой, но и передающей, находящейся в пределах диаграммы направленности излучателя первого абонента и в фокальной плоскости которой расположен какой-либо отражающий оптическое излучение элемент. В дальнейшем будет рассматриваться процесс формирования помехи только приёмной системой, так как наличие такой системы является обязательным практически для любого случая применения лазерных линий связи.

В известной литературе недостаточно данных о помехах такого типа, что обусловлено, вероятно, кажущейся простотой их компенсации и сравнительно небольшим опытом эксплуатации ЛАЛС. В реальном случае неопределённость расположения абонентов, их числа и возможных перемещений, а также практически полная согласованность такой помехи с характеристиками пропускания приёмных устройств ЛАЛС существенно затрудняют, а в ряде случаев и делают невозможной отстройку от неё. Поэтому определение основных характеристик такой помехи, особенно с точки зрения оценки различных аспектов функционирования ЛАЛС, представляется весьма актуальным.

Для этого целесообразно ограничиться рассмотрением представленной на рис. 1 элементарной ситуации информационного обмена между двумя абонентами. Оценка характеристик помехи за счёт отражения для произвольной ситуации информационного обмена в системе ЛАЛС может быть проведена как аддитивное смешение помех для элементарных ситуаций со своим набором исходных параметров.

В рассматриваемой элементарной ситуации поле помехи в плоскости приёмного устройства I абонента определяется Фурье-преобразованием поля лазерного излучения $E_{лв}$ на выходной поверхности оптической системы приёмника II абонента:

$$E_n(x,y) = \frac{j\tau_a k}{2\pi z_c} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} dx_л \int_{-\infty}^{\infty} E_{лв}(x_{лв}, y_{лв}) \times$$
$$\times \exp\left\{\frac{jk}{2z_c}\left[(x - x_л)^2 + (y - y_л)^2\right]\right\} \times$$
$$\times t_a(x_л, y_л)\, dy_л, \qquad (1)$$

где k – волновое число; z_c – расстояние между абонентами (ЛАЛС); $t_a(x_л, y_л)$ – апертурная функция, равная единице в пределах апертуры приемного устройства и нулю вне её; τ_a – суммарный коэффициент пропускания атмосферы и оптических элементов.

Для определения поля $E_{лв}$ отражающую поверхность ФП можно представить в виде транспаранта с коэффициентом пропускания, равным коэффициенту отражения, определяемому для поглощающей поверхности как [1]

$$p = \sqrt{p_n^2 + p_p^2},$$

$$p_n = \frac{a^2 + b^2 - \cos^2\phi + jb \cdot \cos\phi}{a^2 + b^2 + 2a \cdot \cos\phi + \cos^2\phi},$$

$$p_p = p_n \cdot \frac{a^2 + b^2 - \sin^2\phi \cdot \mathrm{tg}^2\phi - 2jb \cdot \sin\phi \cdot \mathrm{tg}\phi}{a^2 + b^2 + \sin^2\phi \cdot \mathrm{tg}^2\phi + 2a \cdot \sin\phi \cdot \mathrm{tg}\phi}, \qquad (2)$$

где a и b – постоянные, определяемые главными показателями поглощения η и преломления n материала отражающей поверхности:

$$a^2 = 0{,}5 \times$$
$$\times\left(n^2 - \eta^2 - \sin^2\phi + \sqrt{\left(n^2 - \eta^2 - \sin^2\phi\right)^2 + 4n^2\eta^2}\right),$$

$$b^2 = 0{,}5 \times$$
$$\times\left(\eta^2 - n^2 - \sin^2\phi + \sqrt{\left(n^2 - \eta^2 - \sin^2\phi\right)^2 + 4n^2\eta^2}\right),$$

$$\phi = \mathrm{arctg}\left(\frac{x_л + y_л}{F_л}\right),$$

ϕ – текущий угол падения лазерного излучения на отражающую поверхность ФП; $F_{\text{л}}$ – фокусное расстояние оптической системы приёмного устройства II абонента.

При использовании в приёмнике II абонента линзовой системы, что справедливо для подавляющего большинства практических случаев, поле $E_{\text{лв}}$ можно определить Фурье-преобразованием поля $E_{\text{л}}$ на внутренней поверхности линзы:

$$E_{\text{лв}}(x_{\text{л}}, y_{\text{л}}) = \frac{jk}{4\pi(F_{\text{л}} - z_0)} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} dx_n \int_{-\infty}^{\infty} E_{\text{л}}(x_n, y_n)\, p(x_n, y_n)\, t_a(x_n, y_n) \times$$

$$\times \exp\left\{ \frac{jk}{2} \left[\frac{x_{\text{л}}^2 + y_{\text{л}}^2}{F_{\text{л}}} - \frac{(x_{\text{л}} - x_n)^2 + (y_{\text{л}} - y_n)^2}{2(F_{\text{л}} - z_0)} \right] \right\} dy_{\text{л}}, \quad (3)$$

где z_0 – расстояние от фокальной плоскости до отражающей поверхности.

Аналогично (1) и (3) определяется поле $E_{\text{л}}$:

$$E_{\text{л}}(x_n, y_n) = \frac{jk}{2\pi z_c} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} dx_0 \int_{-\infty}^{\infty} E_{\text{и}}(x_0, y_0) \times$$

$$\times \exp\left\{ \frac{jk}{2} \left[\frac{x_n^2 + y_n^2}{F_{\text{л}}} - \frac{(x_n - x_0)^2 + (y_n - y_0)^2}{z_c} \right] \right\} dy_0, \quad (4)$$

где $E_{\text{и}}(x_0, y_0)$ – поле лазерного излучателя, равное

$$E_{\text{и}}(x_0, y_0) = E_0 \cdot \exp\left\{ -\frac{x_0^2 + y_0^2}{2r_{\text{и}}^2} - \frac{jk}{2F_{\text{и}}}(x_0^2 + y_0^2) \right\},$$

$r_{\text{и}}$ – эффективный радиус источника излучения; $F_{\text{и}}$ – радиус волнового фронта в центре выходной поверхности.

Мощность излучения на приемнике I абонента, расположенного на расстоянии x_p от излучателя (рис. 1), определяется как $W(x,y) = \langle E_n(x,y) E_n^*(x,y) \rangle$. Оценка основных характеристик отражённого сигнала проводилась путем непосредственного расчёта на ЭВМ на основе метода отсчётов [2]. Полученные результаты представлены на рис. 2–4. Расчёты проводились для длины волны лазерного излучения 0,85 мкм. Атмосфера полагалась однородной. В качестве отражающей поверхности фотоприёмников рассматривались кремниевая и германиевая пластины, причём полученные для них результаты отличаются незначительно. Это объясняется незначительностью различия характеристик отражения этих элементов [3]. Необходимо также отметить, что интенсивность рассматриваемых помех, как показали расчёты, в диапазоне 0,8–1,2 мкм и для длины волны 0,85 мкм отличается не более чем на 4–8 дБ.

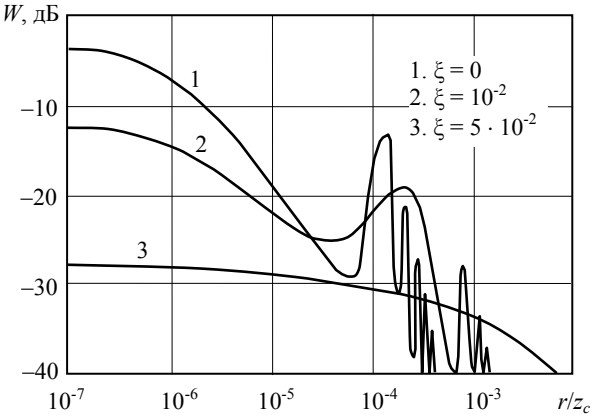


Рис. 2. Зависимости мощности помехового излучения от r/z_c для различной величины смещения отражающей поверхности ФП относительно фокальной плоскости

Зависимости от r/z_c мощности помехового излучения, обусловленного отражением сигнала приёмником II абонента, в плоскости приёмника I абонента приведены на рис. 2 для различной величины $\xi = x_0 = z_0 / F_{\text{л}}$ смещения отражающей поверхности ФП относительно фокальной плоскости. Несложно заметить, что наиболее высокие плотности мощности будут наблюдаться при $x_0 = 0$ в соответствии с принципом обратимости волнового фронта оптическими системами, которые в этом случае подобны линзе Люнеберга. По мере увеличения смещения распределение плотности мощности «расплывается», и мощность помехи, попадающей в апертуру приёмника I абонента, падает.

Необходимо отметить, что в рассматриваемом случае отношение сигнал/помеха определяется, в основном, угловой расходимостью лазерного излучения, отражённого приёмником II абонента. При этом зависимость от $F_{\text{и}}$, определяющего расходимость излучения источника (I або-

нента), в дальней зоне слабая при условии идентичности ЛАЛС I и II абонентов. Несложно показать, что в малоугловом приближении отношение сигнал/помеха при дальности связи D_c для этого случая будет пропорционально:

$$q = \frac{D_c^2 F_{и2}}{r_a^2 F_{и1}} \cdot \sqrt{\frac{F_{и1}^2 + k^2 r_и^4}{F_{и2}^2 + k^2 r_и^4}}. \qquad (5)$$

Зависимости отношения сигнал/помеха от расстояния между абонентами и радиуса апертуры приёмников приведены на рис. 3. Необходимо при этом отметить, что случаи, когда отношение сигнал/помеха меньше 1, на практике не встречаются и могут наблюдаться только при крайне малых расстояниях между абонентами при достаточно больших апертурах.

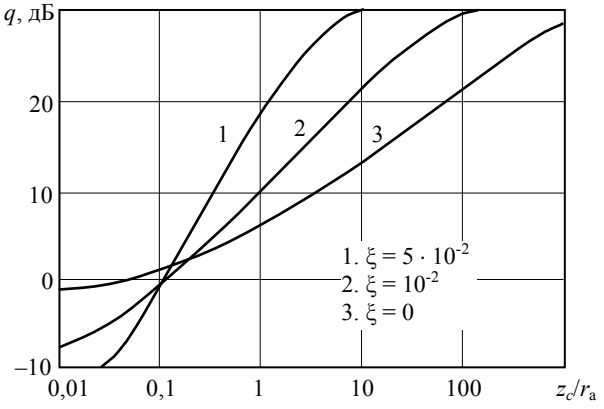


Рис. 3. Зависимости отношения сигнал/помеха от расстояния между абонентами и радиуса апертуры приемников

На основе анализа полученных результатов можно сделать вывод, что возможны два метода отстройки от помехи, обусловленной отражением сигнала приёмными устройствами абонентов (или другими оптическими системами): разнесение в пространстве приёмного и передающего устройств абонента и увеличение смещения ФП относительно фокальной плоскости. На рис. 4 приведены зависимости отношения сигнал/помеха для первого способа, который может быть рекомендован при малых величинах ξ. Представленная зависимость полностью определяется диаграммой отражённого сигнала и, соответственно, долей энергии, попадающей в апертуру приёмного устройства. Однако величина возможного разноса приёмной и передающей систем ограничена конструктивными особенностями ЛАЛС и условиями их применения.

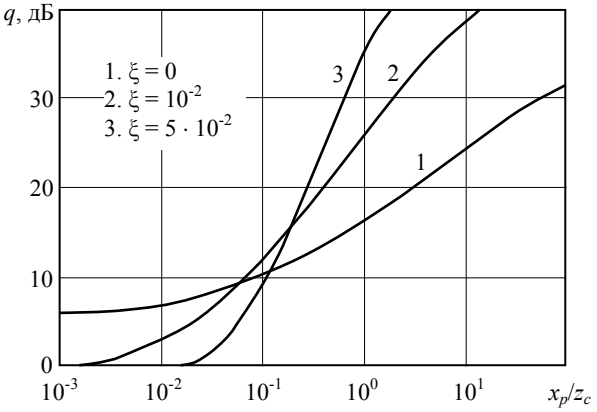


Рис. 4. Зависимости отношения сигнал/помеха от x_p/z_c для способа отстройки от помехи при малых величинах ξ

Второй способ, при котором несколько изменяется диаграмма угловой чувствительности ФП, представляется более предпочтительным. Этот способ заключается в некотором увеличении поля зрения и в уменьшении чувствительности на его краях. При этом чувствительность в центре поля зрения сохраняется.

Таким образом, анализ полученных результатов показывает, что при оценке функционирования ЛАЛС следует учитывать помеху, обусловленную отражением приемными устройствами абонентов, которая может достигать существенных значений (расчеты в рамках данной модели и анализ вышеприведенных графиков показывают, что для нее вполне достижимы значения –2…–4 дБ). Такая помеха может быть существенно уменьшена путем установки фотоприемников со смещением относительно фокальной плоскости.

Литература

1. *Кизель В.А.* Отражение света / В.А. Кизель. – М. : Наука, 1973. – 352 с.

2. *Парыгин В.Н.* Оптическая обработка информации / В.Н. Парыгин, В.И. Балакший / МГУ. – М., 1987. – 144 с.

3. Постоянные природных и технических сред. Справочник / В.М. Золотарев [и др.]. – Л. : Химия, 1987. – 216 с.

4. *Дубинкин В.А.* Математическая модель лазерной атмосферной линии связи / В.А. Дубинкин, Р.В. Павлов, Н.Н. Толстых // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 1997. – Вып. 1. – С. 74 – 81.

5. *Толстых Н.Н.* Распространение и прием излучения в лазерных системах загоризонтной связи / Н.Н. Толстых, С.А. Дубинкин, Е.Л. Кучин // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 1994. – Вып. 2. – С. 130–136.

6. *Артыщенко С.В.* Способы снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов / С.В. Артыщенко, В.А. Дубинкин, О.В. Николаев // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 2. – С. 80–91.

7. *Артыщенко С.В.* Математическая модель лазерной линии связи с учетом выстраивания молекул в лазерном поле / С.В. Артыщенко, В.А. Дубинкин, О.В. Николаев // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 3. – С. 75–85.

8. Об экспериментальных характеристиках ультрафиолетовой атмосферной связи / Б.В. Поллер [и др.] // 16-я международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» : сборник статей. – Воронеж, 2010. – Т. 1. – С. 725–728.

9. *Поллер Б.В.* Некоторые характеристики сигналов и помех ультрафиолетовой атмосферной линии связи / Б.В. Поллер, А.В. Бритвин, Ю.И. Щетинин // 17-я международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» : сборник статей. – Воронеж, 2011. – Т. 3. – С. 2449–2452.

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2011 г.

УДК 621.396

ДВУХСЛОЙНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ MIMO-АНТЕННА ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 2,3–2,7 ГГц

Е.С. Макаров, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: ant@sozvezdie.su

Рассмотрена двухслойная микрополосковая антенна с двойной линейной поляризацией. Проведено численное исследование электрических характеристик антенны, показавшее хорошее соотношение уровней излучения вперед-назад, высокое значение усиления и низкий уровень кроссполяризации в широкой полосе частот.

***Ключевые слова**: микрополосковые антенны, антенны с двойной поляризацией, MIMO-антенны.*

STACKED PATCH MIMO ANTENNA FOR 2,3–2,7 GHz FREQUENCY BAND

E.S. Makarov, senior research engineer, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: ant@sozvezdie.su

A new design of two-layer dual-polarized patch antenna is proposed and numerically studied. Good front-to-back ratios, gain characteristics (over 8 dBi) and low isolation level (below –20 dB) are observed in broad frequency band.

***Keywords**: microstrip antennas, dual-polarized antennas, MIMO antennas.*

В настоящее время развитие современной высокоскоростной беспроводной связи характеризуется повышенным интересом к MIMO-технологии пространственно-временной обработки сигналов. Системы, использующие технологию MIMO (Multiple Input–Multiple Output), извлекают выгоду из многолучевого распространения радиосигналов, суммируя сигналы пространственно разнесённых ветвей приёма с меняющимися адаптивно к каналу комплексными весовыми коэффициентами, что позволяет увеличить ёмкость и надёжность системы связи. Другим направлением технологии MIMO является пространственное мультиплексирование каналов приёма–передачи, когда независимые потоки данных могут быть направлены по антеннам, разнесённым по пространству или поляризации. Основным требованием к антенной системе, предназначенной для использования в системах MIMO, помимо хорошего согласования входов и высокой эффективности излучения, является обеспечение высокого уровня развязки входов.

Успехи теории пространственно-временного кодирования привели к тому, что в современных стандартах передачи данных применение технологии MIMO является обязательным, а стандарт LTE-Advanced предполагает использование не менее четырёх антенн на передающем и приёмном концах линии для обеспечения требуемой спектральной эффективности [1, 2]. Однако все преимущества технологии MIMO, предсказываемые теорией, могут быть сведены на нет, если антенная система не удовлетворяет определённым требованиям к её электрическим характеристикам. В частности, недостаточная развязка входов антенны приводит к межканальной корреляции сигналов в пространственных каналах обработки, что ведёт к снижению полезного эффекта от пространственного мультиплексирования. Для обеспечения низких значений коэффициента взаимной связи между входами антенной системы используют металлические стенки между антеннами, поглощающие материалы, частотно-селективные поверхности между антенными элементами и т.д. Эти подходы, очевидно, приводят к сложным конструкциям, зачастую дорогостоящим. В связи с этим актуальной представляется разработка простой конструкции микрополосковой антенны, способной излучать сигналы с ортогональными поляризациями и обладающей высоким уровнем развязки входов. При этом антенна должна сохранять высокие электрические характеристики в достаточно широкой полосе частот, чтобы обеспечить универсальность и интеграцию с различными высокоскоростными системами передачи данных.

В классических микрополосковых антеннах (МПА) на воздушной подложке добиться значений развязки лучше –15 дБ при сохранении низкого КСВ в полосе частот свыше 10% затруднительно. Обычно используют различные варианты апертурных запиток, питание с помощью проходной ёмкости, L-образного зонда [3, 4]. Такие подходы позволяют улучшить значение развязки до –30…–40 дБ, однако конструкция антенны усложняется: приходится вводить в неё печатные платы

для создания микрополосковой линии, усложнять конструкцию питающего зонда. Перспективным представляется использование многослойных микрополосковых излучающих структур, ранее применявшихся для достижения широкой рабочей полосы частот антенной системы.

В настоящей работе предлагается двухполяризационная двухслойная МПА на воздушной подложке для работы в диапазоне частот 2,3–2,7 ГГц. Антенна обладает низким КСВ в указанной полосе частот, хорошим уровнем развязки входов и усилением свыше 8 дБи. Эскиз антенны представлен на рис. 1. Предложенная антенная структура состоит из металлического экрана, первой квадратной излучающей пластины, установленной на металлической поддерживающей стойке, и второй квадратной излучающей пластины, расположенной на небольшой, не более одной десятой длины волны для средней частоты рабочего диапазона, высоте над первой излучающей пластиной. Две ортогональные поляризации возбуждаются в точках, показанных на рис. 1 стрелками. Такая конструкция привлекательна при массовом производстве по технологии лазерной резки в силу дешевизны и простоты.

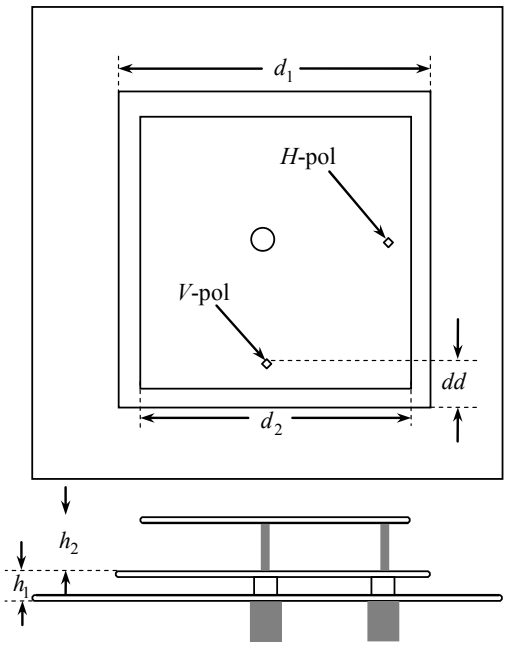


Рис. 1. Внешний вид предложенной микрополосковой MIMO-антенны (на нижнем рисунке не показана поддерживающая стойка)

Размер квадратной пластины, выполняющей роль нижнего микрополоскового излучателя, равен 57 мм, размер d_2 равен 49 мм. Высота воздушной подложки h_1 равна 3,5 мм, высота подложки h_2 равна 9,6 мм. Расстояние *dd* от края нижнего излучателя до точки питания равно 8 мм. Верхний излучатель смещён по диагонали вправо и вниз относительно нижнего на 1 мм, а металлическая поддерживающая стойка смещена на 1 мм влево и вверх от геометрического центра нижнего излучателя. Такое смещение необходимо для улучшения симметрии диаграмм направленности антенны.

Моделирование антенны проводилось с использованием метода конечных разностей во временной области (FDTD). Этот метод позволяет решать временные уравнения Максвелла, используя для дискретизации сетку, предложенную Йе в 1966 г. [5]. На сегодняшний день помимо базовых уравнений метод включает множество дополнений, существенно расширяющих диапазон его применения и делающих его одним из предпочтительных для решения задач электромагнитного моделирования во временной области [6].

Результаты расчёта излучающей конструкции с оптимизированной геометрией показывают, что коэффициент отражения от входа антенны не превышает –15 дБ в диапазоне частот 2,5–2,7 ГГц. Развязка входов антенны не превышает –25 дБ в рабочей полосе, что существенно лучше характеристик антенны, конструкция которой описана в [9] (собственность фирмы Compex Systems Pte Ltd). Частотные зависимости *S*-параметров антенны приведены на рис. 3. В силу симметрии излучающей структуры параметры *S*22 и *S*12 идентичны параметрам *S*11 и *S*21 и на рисунке не приводятся. Отметим, что петля полного импеданса на диаграмме Смита несколько смещена в область высоких сопротивлений. Попытки сдвига её влево, в район входного импеданса, равного 50 Ом, приводят к ухудшению характеристик антенны по развязке входов.

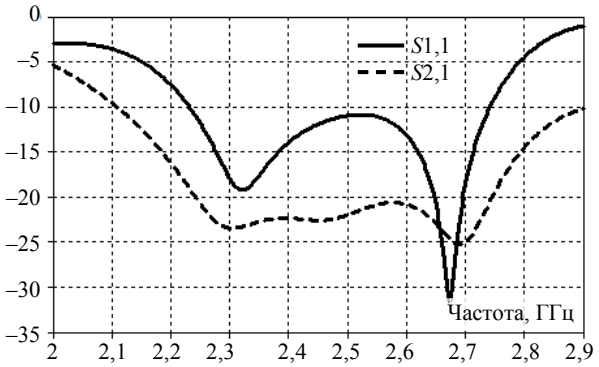


Рис. 2. *S*-параметры MIMO-антенны

Предложенная антенна обладает хорошим (не менее 8 дБи) усилением в рабочей полосе частот (рис. 3), достигающим 8,5 дБи. Диаграммы направленности для обеих поляризаций в различных сечениях на крайних частотах рабочего диапазона приведены на рис. 4, 5. Сплошными кривыми показаны ДН по основной поляризации, пунктирными – ДН по кроссполяризации.

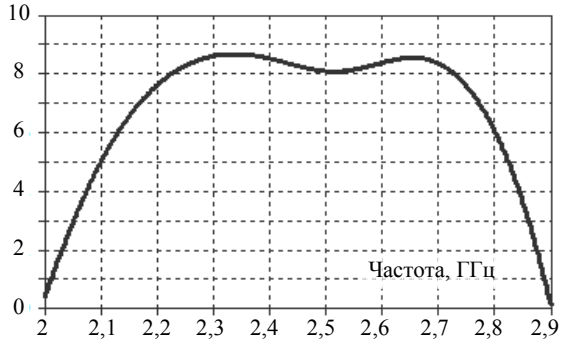
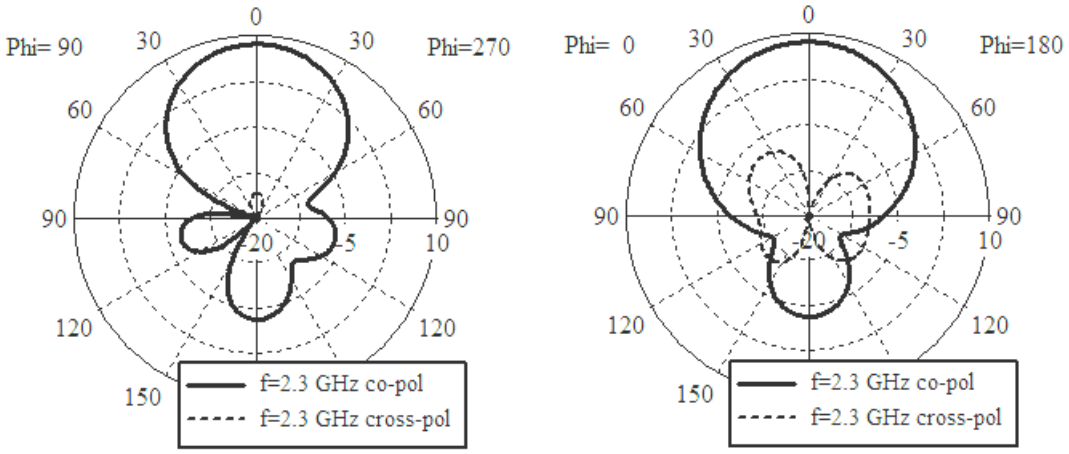
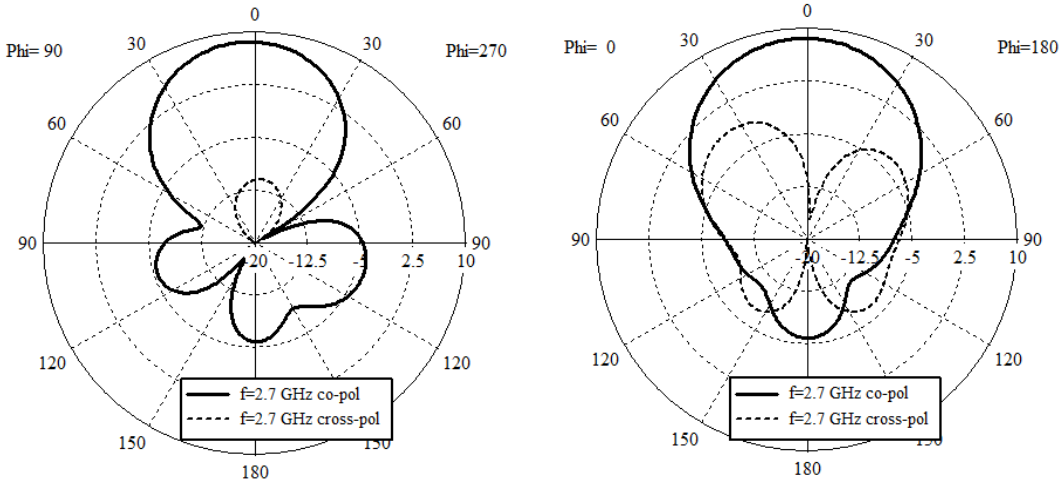


Рис. 3. Коэффициент усиления MIMO-антенны



E-плоскость *H*-плоскость

Рис. 4. ДН на частоте 2,3 ГГц



E-плоскость *H*-плоскость

Рис. 5. ДН на частоте 2,7 ГГц

Проведём параметрический анализ предложенной излучающей структуры (рис. 6–8). Целью такого анализа является выяснение характера влияния основных геометрических параметров антенны на ее электрические характеристики.

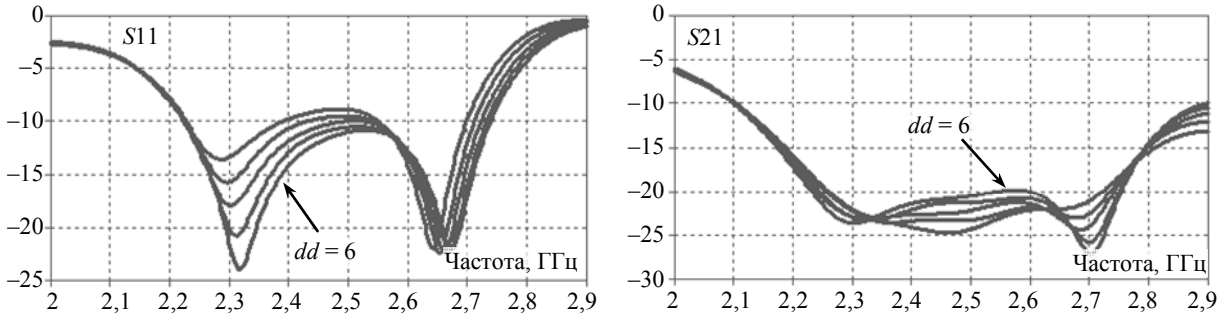
Увеличение *dd* для предложенной антенны ведёт к росту действительной части входного сопротивления, что приводит к сдвигу петли входного импеданса на диаграмме Смита вправо и ухудшению характеристик по согласованию в

области первой резонансной частоты. Уменьшение *dd* ведёт к снижению действительной части входного сопротивления, сдвигу петли входного импеданса на диаграмме Смита влево, в область, где действительная часть импеданса равна 50 Ом, и улучшению характеристик по согласованию. Однако при этом ухудшаются характеристики по развязке входов (рис. 6б).

Увеличение высоты первой подложки ведёт к сдвигу рабочей полосы частот вниз, как и следовало ожидать, так как растёт краевой эффект. При этом сдвигаются как характеристика коэффициента отражения, так и характеристика коэффициента взаимной связи (рис. 7).

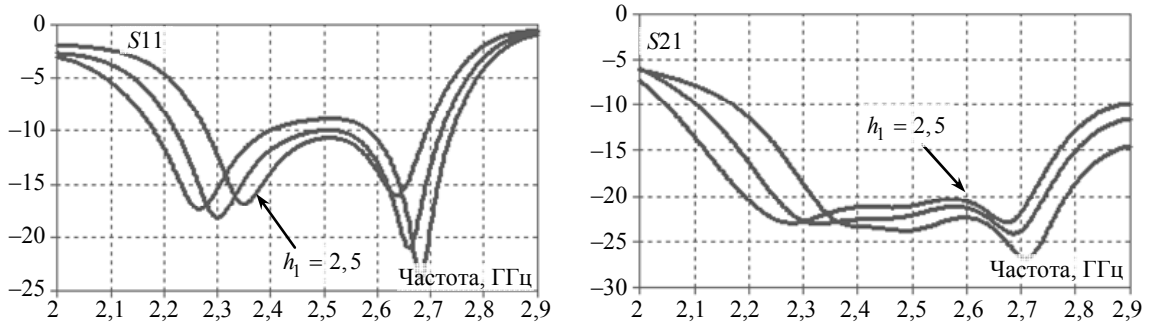
Увеличение высоты второй подложки сдвигает второй резонанс излучающей структуры вниз по частоте, так как меняется проводимость, вносимая верхней излучающей пластиной, и растёт краевой эффект. При этом развязка входов антенны практически не претерпевает изменения (рис. 8).

Итак, изменения основных геометрических параметров MIMO-антенны, приводящие к уменьшению её электрических размеров (то есть связанные с уменьшением размеров металлических пластин либо с уменьшением краевых эффектов), сдвигают вверх по частоте как характеристику КСВ, так и характеристику коэффициента передачи между антенными входами.



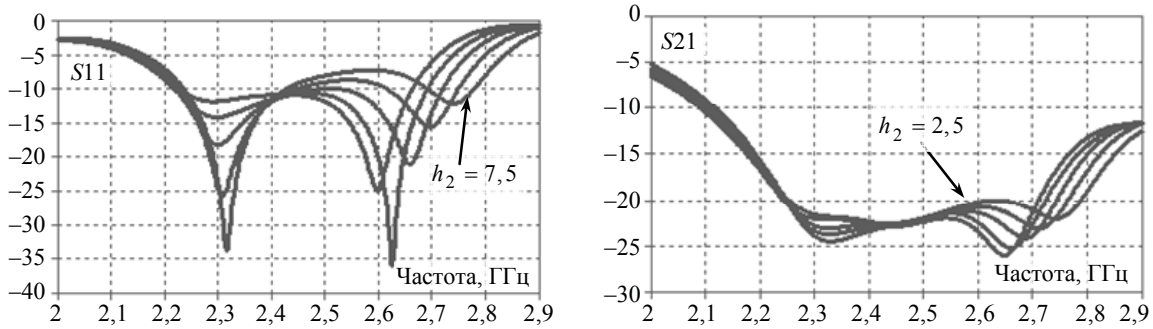
а) б)

Рис. 6. Изменение *S*11 (а) и *S*21 (б) с изменением *dd* от 6 до 10 мм



а) б)

Рис. 7. Изменение *S*11 (а) и *S*21 (б) с изменением h_1 от 2,5 до 4,5 мм



а) б)

Рис. 8. Изменение *S*11 (а) и *S*21 (б) с изменением параметра h_2 от 7,5 до 11,5 мм

Заключение

Разработана новая двухслойная микрополосковая MIMO-антенна на воздушной подложке для работы в диапазоне 2,3–2,7 ГГц с развязкой входов не хуже –20 дБ. Коэффициент отражения падающей волны по входу антенны не превышает –11 дБ в полосе 2,3–2,7 ГГц, а усиление достигает 8,6 дБ по обеим поляризациям.

Проведён параметрический анализ электрических характеристик антенны при изменении её геометрии, установлены основные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи между входами от параметров, определяющих форму и размеры излучающей структуры.

Автор выражает благодарность сотрудникам Воронежского госуниверситета А.М. Бобрешову, Г.К. Ускову и И.И. Мещерякову за любезно предоставленную программную реализацию метода FDTD, с помощью которой проведены расчёты, представленные в настоящей работе.

Литература

1. *Khan F.* LTE for 4G Mobile Broadband / F. Khan. – Cambridge University Press, 2009.

2. *Lee J.* MIMO Technologies in 3GPP LTE and LTE-Advanced / J. Lee, J.-K. Han, J. Zhang // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – Vol. 2009.

3. *Wong K.-L.* Planar Antennas For Wireless Communications / K.-L. Wong. – John Wiley & Sons, Inc., New York, 2003.

4. *Wong K.-L.* Compact and Broadband Microstrip Antennas. – John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002.

5. *Yee K.S.* Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell's Equations in Isotropic Media / K.S. Yee // IEEE Trans. Antennas Propagat. – May 1966. – Vol. 14, №5. – Pp. 302–307.

6. *Hao Y.* FDTD Modeling of Metamaterials / Y. Hao, R. Mittra. – Artech House, Inc, 2009.

7. *Berenger J.P.* Perfectly Matched Layer for the FDTD Solution of Wave Structure Interaction Problems / J.P. Berenger // IEEE Trans. Antennas Propagat. – Jan. 1996. – Vol. 44, No. 1. – Pp. 110–117.

8. *Лебедев И.В*. Техника и приборы СВЧ / И.В. Лебедев. – М. : Высшая школа, 1970. – Т. 1. – 440 с.

9. *Chen Zh.N.* Antennas for Base Stations in Wireless Communications / Zh.N.Chen, K.-M. Luk. – McGraw-Hill, 2009.

Статья поступила в редакцию 20 октября 2011 г.

УДК 621.3

ОБОСНОВАНИЕ И ВЫБОР ЭФФЕКТИВНОГО МЕТОДА РЕАЛИЗАЦИИ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

А.В. Велигоша, доцент, Ставропольский ин-т управления, e-mail: aveligosha@mail.ru

Показано, что эффективность функционирования адаптивного цифрового фильтра обусловлена получением минимальной ошибки при вычислении его вектора весовых коэффициентов. Проведено обоснование и выбор метода реализации адаптивных цифровых фильтров на основе применения непозиционной арифметики как для реализации непосредственно КИХ-фильтра, так и системы адаптации адаптивного цифрового фильтра.

Ключевые слова: *адаптивный цифровой фильтр, система адаптации, вектор весовых коэффициентов, алгоритм, минимум целевой функции, величина ошибки, входной, выходной, требуемый сигнал, коэффициент адаптации, итерация, непозиционная арифметика, система вычетов, модуль, обработка данных.*

EVIDENCE AND ALTERNATIVE OF EFFECTIVE METHOD OF ADAPTIVE DIGITAL FILTER IMPLEMENTATION

A.V. Veligosha, associate professor, Stavropol Institute for Management, e-mail: aveligosha@mail.ru

It is demonstrated that efficiency of adaptive digital filter performance is determined by acquisition a *minimum error when computing its weight vector. The alternative of adaptive digital filter implementation on basis of nonpositional arithmetic application both for finite-impulse response filter implementation and for adaptive digital filter adaptation system was reasoned was justified and chosen.*

Key words*: adaptive digital filter, adaptation system, weight vector, algorithm, minimum of objective function, required signal, error value, input, output, adaptation rate, iteration, nonpositional arithmetic, residue system, module, data processing.*

Развитие теории адаптивной обработки сигналов всегда было неразрывно связано с практикой. Примерами широко используемых на практике адаптивных устройств являются компенсаторы сигналов акустического и электрического эха, эквалайзеры (выравниватели) характеристик электрических и акустических каналов связи, адаптивные антенные и акустические решётки и другие [1]. Эти устройства являются неотъемлемыми элементами оборудования современных радиотехнических систем и систем связи, требуемые тактико-технические характеристики которых часто недостижимы без использования адаптивной обработки сигналов.

Практическая эффективность адаптивной обработки сигналов на сегодняшний день во многом обусловлена достижениями в цифровой электронике и микроэлектронике, позволившими создавать высокопроизводительные и компактные цифровые устройства на базе СБИС программируемых логических матриц и цифровых процессоров обработки сигналов. Эти устройства обеспечивают реализацию сложных алгоритмов цифровой обработки сигналов в реальном масштабе времени, т.е. на требуемой частоте дискретизации обрабатываемых сигналов.

Свойства цифрового фильтра с фиксированными параметрами обычно определяются требуемой передаточной функцией. В свою очередь, передаточная функция определяет структуру фильтра и его вычислительную сложность. Если спецификацию к передаточной функции фильтра невозможно сформулировать заранее или спецификация может изменяться в процессе работы фильтра, то вместо фильтров с фиксированными параметрами целесообразно использовать фильтры с изменяемыми параметрами.

Адаптивный фильтр – это фильтр с изменяемыми в процессе работы параметрами. Чтобы эти параметры определить, необходимо сформулировать критерий работы адаптивного фильтра. Таким критерием часто является минимум некоторой целевой функции – как правило, функции ошибок между требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра [1]. Достижение минимума целевой функции означает, что выходной сигнал адаптивного фильтра

 ISSN 1995-7009

в определённой степени приближен к требуемому сигналу, физическая природа которого определяется конкретным приложением адаптивного фильтра.

Выходной сигнал адаптивного фильтра изменяется за счёт вариации его весовых коэффициентов (ВК), рассчитываемых на основе различных алгоритмов обработки требуемого и входного сигналов. Это собственно алгоритмы фильтрации, т.е. алгоритмы вычисления выходного сигнала адаптивного фильтра, и алгоритмы вычисления его ВК. Совокупность данных алгоритмов обычно называют либо адаптивным фильтром, либо адаптивным алгоритмом.

Если условия функционирования изменяются, то адаптивный фильтр может в некоторой степени отслеживать эти изменения. Однако адаптивный фильтр, подобно фильтрам с фиксированными ВК, характеризуется длительностью переходного процесса. Если изменения в системе медленные, т.е. происходят за время, значительно превышающее длительность переходного процесса адаптивного фильтра, то этот фильтр такие изменения, как правило, отслеживает. По мере же увеличения скорости изменений в системе эффективность адаптивного фильтра падает, поскольку за время изменения он не успевает полностью «настроиться», т.е. перейти в состояние, когда его переходной процесс считается законченным.

Выходной сигнал адаптивного фильтра формируется как линейная комбинация задержанных отсчётов входного сигнала $x(k-n+1)$, взятых с весами $h_n(k-1)$, вычисляемыми на предыдущих итерациях по отношению к текущим, т.е.

$$y(k)=\sum_{n=1}^{N} h_n(k-1)x(k-n+1)= \\ =h_N^H(k-1)x_N(k), \qquad (1)$$

где N – порядок или число ВК фильтра; $h_N(k-1)=\left[h_1(k-1),\ h_2(k-1),\ldots,\ h_n(k-1),\ldots,\ h_{N-1}(k-1),\ldots,\ h_N(k-1)\right]^T$ – вектор ВК; $x_N(k)=\left[x(k),\ x(k-1),\ldots,\ x(k-n+1),\ldots,\ x(k-N+2),\ x(k-N+1)\right]^T$ – вектор сигналов в фильтре. Здесь верхний индекс T обозначает операцию транспонирования вектора, а верхний индекс H – операцию эрмитова сопряжения, т.е. транспонирования и комплексного сопряжения, обозначаемого символом «$*$». Нижний индекс N указывает на число элементов вектора.

Используя выходной сигнал адаптивного фильтра (1), можно определять сигнал априорной ошибки моделирования требуемого сигнала $d(k)$:

$$\alpha(k)=d(k)-y(k)=d(k)-h_N^H(k-1)x_N(k). \qquad (2)$$

Сигнал апостериорной ошибки определяется при ВК, имеющих значения $h_N(k)$, как

$$\xi_k=d(k)-y'(k)=d(k)-h_N^H(k)x_N(k). \qquad (3)$$

Термины «априорный» и «апостериорный» связаны с используемыми значениями ВК адаптивного фильтра, полученными соответственно на предыдущей и текущей итерациях алгоритма адаптивной фильтрации. На практике при работе адаптивного фильтра на его выходе обычно наблюдаются априорные ошибки (2), т.к. текущее значение выходного сигнала фильтра $y(k)$ формируется по значениям ВК, вычисленным на предыдущей итерации. Апостериорные ошибки (3) обычно используются в алгоритмах вычисления ВК, а также при формировании целевой функции работы адаптивного фильтра, например среднеквадратической ошибки.

Подобно фильтрам с фиксированными ВК, существуют две основные структуры адаптивных фильтров. Это фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ), или рекурсивные. Адаптивные БИХ-фильтры [2] на сегодняшний день не нашли широкого применения, так как, помимо проблем с устойчивостью, в них существует проблема многоэкстремальности целевой функции, что в общем случае не позволяет гарантировать сходимость процесса вычисления ВК к глобальному (т.е. наилучшему) решению.

Адаптивный алгоритм – это, как правило, итерационная процедура. Его итерации обычно совпадают по длительности с периодом дискретизации обрабатываемых сигналов. При этом вычисляемые переменные обновляются на каждой итерации путём прибавления некоторых добавок к предыдущим значениям или вычитания этих добавок из предыдущих значений.

Основными характеристиками алгоритма адаптации являются скорость сходимости при заданной ошибке и сложность (объём вычислений) для подстройки весовых коэффициентов фильтра. Следовательно, задача схемы адаптации сводится к поиску оптимального набора коэффициентов, минимизирующего величину ошибки ξ_k. Графически процесс адаптации адаптивного цифрового фильтра (АЦФ) изображен на рис. 1. Здесь показаны колебания величины выходного значения адаптивного фильтра около эталонного (требуемого) значения y_0. Изменение величины ошибки адаптации имеет тенденцию к уменьшению до минимально допустимого значения $\xi_0(nT)$.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра с каждой итерацией изменяется, приближаясь к АЧХ идеального фильтра, как показано на рис. 2.

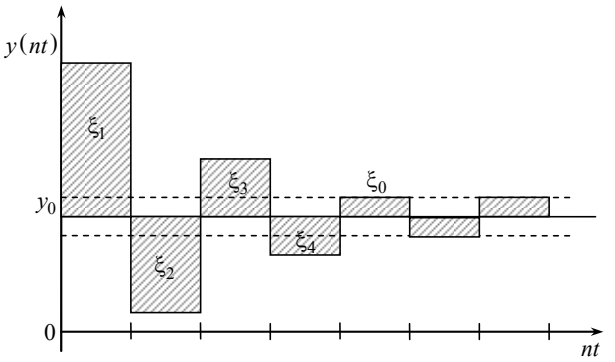


Рис. 1. Процесс адаптации АЦФ

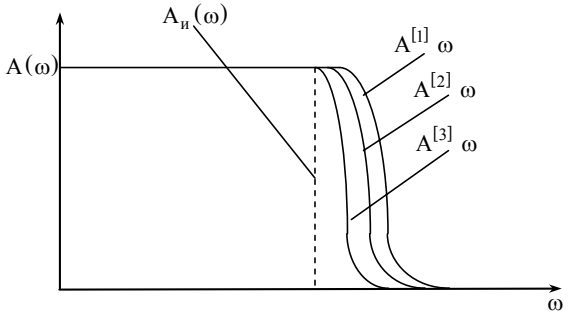


Рис. 2. Изменение АЧХ адаптивного фильтра нижних частот при итерациях подстройки коэффициентов

Особое внимание при обработке сигналов уделяется организации системы адаптации. В настоящее время разработаны различные методы организации системы адаптации АЦФ, посредством которой осуществляется подстройка коэффициентов цифрового фильтра. К ним относятся следующие методы:

1. Метод наискорейшего спуска.
2. Метод Ньютона.
3. Метод Гаусса–Ньютона.
4. Метод наименьших квадратов.
5. Метод минимизации среднеквадратической ошибки.

Первые три метода являются методами безусловной оптимизации, которые заключаются в минимизации функции стоимости $E(w)$ по отношению к вектору весовых коэффициентов w [3]:

$$E(w) \to \min . \qquad (4)$$

При этом необходимым условием обеспечения оптимальности является условие

$$\nabla E(w)^* = 0 , \qquad (5)$$

где ∇ – оператор градиента; w^* – некоторое решение.

Широкое распространение в адаптивной фильтрации получил метод минимизации среднеквадратической ошибки (СКО) и его модификации [4, 5], отличающиеся высокой эффективностью и простотой реализации. Задача алгоритма адаптации на основе СКО предполагает минимизацию среднего квадрата сигнала ошибки. В [4] приведена целевая функция алгоритма на *k*-й итерации, которая имеет вид

$$\varepsilon_k = \min E\left[\xi_k^2\right] = E\left[s_k\right] + \min E\left[\left(\tilde{n}_k - y_k\right)^2\right], \qquad (6)$$

$$\xi_k = d_k - y_k = s_k + \tilde{n}_k - y_k , \qquad (7)$$

где $E[\ ]$ – оператор математического ожидания; d_k – сигнал, подаваемый на вход адаптивного фильтра; s_k – полезный сигнал; $\tilde{n}_k$ – помеха; y_k – оценка помехи на выходе фильтра на *k*-й итерации.

В целях минимизации рабочей функции алгоритма адаптации вычисляется градиент данной функции, который определяет направление смещения функции, путём изменения коэффициентов АЦФ. Шаг алгоритма адаптации задается коэффициентом адаптации μ.

Величина оценки помехи y_k описывается выражением в векторной форме

$$y_k = \vec{h}_k^T \vec{x}_k , \qquad (8)$$

где $\vec{h}_k^T$ – вектор-столбец коэффициентов АЦФ.

Выходными значениями системы адаптации являются обновленные весовые коэффици-

енты, которые можно определить, используя выражение

$$\vec{h}_{k+1} = \vec{h}_k + 2\mu\xi_k \vec{x}_k . \qquad (9)$$

Для *i*-го коэффициента на $(k+1)$-й итерации выражение (9) можно представить как

$$h_{k+1}^{[i]} = h_k^{[i]} + 2\mu\xi_k x_{k-i} , \qquad (10)$$

где $h_{k+1}^{[i]}$ – обновленный *i*-й коэффициент АЦФ в $(k+1)$-й момент времени.

Выражение (10) определяет алгоритм функционирования системы адаптации. Важной характеристикой алгоритмов, построенных на основе СКО, является сходимость векторов коэффициентов АЦФ к оптимальному вектору, при котором ошибка принимает минимальное значение. Сходимость регулируется коэффициентом адаптации μ, который выбирается согласно условию [4] $0 < \mu < 1/\lambda_{\max}$, где $\lambda_{\max}$ – максимальное собственное значение корреляционной матрицы опорного сигнала АЦФ $R_x = E[\vec{n}_k \vec{n}_k^T]$.

Из условия выбора коэффициента адаптации следует, что чем меньше значение μ, тем медленнее сходится алгоритм адаптации и тем больше уровень шума, вносимого в выходной сигнал АЦФ. Верхняя граница коэффициента μ определяется устойчивостью алгоритма, поскольку при больших значениях коэффициента возможен переход через искомое значение. Графически зависимость изменения величины ошибки адаптации от выбранного значения коэффициента адаптации представлена на рис. 3. На рисунке приведены графики: 1 – для μ, принимающего значения, близкие к нулю; 2 – для μ, значения которого близки к величине $\frac{1}{\lambda_{\max}}$; 3 – для μ, значения которого больше $\frac{1}{\lambda_{\max}}$.

Из графиков, приведённых на рис. 3, следует, что сходимость алгоритма адаптации имеет место при выполнении выбранного условия, при этом при малых значениях коэффициента μ требуется большое число шагов адаптации. В случае, когда значения μ превышают диапазон сходимости, система адаптации переходит в неустойчивое состояние.

На основе рассмотренного алгоритма разработаны различные его модификации, касающиеся определения коэффициента адаптации и вычисления обновлённых коэффициентов АЦФ и имеющие целью повысить характеристики системы адаптации для конкретных условий, например скорость сходимости на стационарных и нестационарных участках входного сигнала, точность проводимых вычислений и другие.

Выбор адаптивного алгоритма (метода организации работы системы адаптации АЦФ), как правило, обусловлен следующими требованиями [1]: обеспечением оптимального или удовлетворительного субоптимального решения; длительностью переходного процесса, характеризующей скорость сходимости и следящие свойства адаптивного фильтра; значением остаточных ошибок в установившемся режиме, характеризующим точность нахождения оптимального решения; вычислительной сложностью алгоритма, характеризующей объём ресурсов, требуемых для его аппаратной или программной реализации. К этим требованиям следует добавить «алгоритмическую сложность», под которой понимается сложность математического представления алгоритмов, обусловленная числом и разнообразием математических выражений, собственно и являющихся алгоритмом.

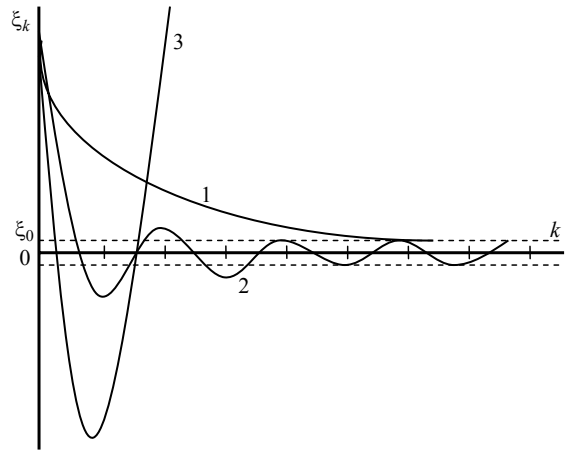


Рис. 3. Зависимость изменения величины ошибки адаптации от коэффициента адаптации

С точки зрения арифметической и алгоритмической сложности алгоритмы адаптивной обработки сигналов можно условно разделить на несколько групп. Так, существуют вычислительно простые, т.е. с малым числом арифметических операций на одну итерацию, алгоритмы. Это алгоритмы с линейной вычислительной сложностью и малой алгоритмической сложностью, т.е.

описываемые всего лишь несколькими простыми математическими выражениями. Примерами таких алгоритмов являются LMS-алгоритм и другие адаптивные алгоритмы на основе стратегий градиентного поиска ВК [1].

Алгоритм по критерию наименьших квадратов характеризуется большой вычислительной сложностью и малой алгоритмической сложностью. RLS-алгоритмы характеризуются средней вычислительной сложностью и средней алгоритмической сложностью. Быстрые, т.е. вычислительно эффективные, или с малым числом арифметических операций на одну итерацию, RLS-алгоритмы характеризуются низкой вычислительной сложностью, но большой алгоритмической сложностью, так как используют достаточно большое число разнородных формул. Как показывает опыт [6], формально сразу воспроизвести (т.е. реализовать в адаптивном фильтре) сложные алгоритмы удаётся не всегда. С учётом ограничений, обусловленных используемой в настоящее время технологией, в полосе частот в реальном масштабе времени могут использоваться лишь простые алгоритмы адаптации (с вычислительной и с алгоритмической точек зрения) [1, 6].

Основной целью работы адаптивного фильтра, как показано выше, является достижение таких параметров (как правило, вектора ВК $h_N(k)$), при которых выходной сигнал $y(k)$ минимизирует заданную целевую функцию. Целевая функция обычно является функцией входного, выходного и требуемого сигналов, т.е. $F = f[x(k),\ y(k),\ d(k)]$. Она должна быть неотрицательной и действительной, т.е. $F \geq 0$ для всех $x(k)$, $y(k)$ и $d(k)$. Адаптивный алгоритм минимизирует целевую функцию так, что выходной сигнал адаптивного фильтра аппроксимирует требуемый сигнал, а $h_N(k) \to h_{N,O}$, где $h_{N,O}$ – вектор координат минимума многомерной целевой функции в пространстве ВК. Целевую функцию можно рассматривать и как функцию ошибок, т.е. $F = f[e(k)]$.

Существует много разных способов определения целевой функции адаптивного фильтра, влияющих, в конечном счёте, на сложность алгоритмов её минимизации. Достижение минимума целевой функции является критерием работы адаптивного цифрового фильтра.

Рассмотренные методы реализации АЦФ основаны на применении параллельных цифровых умножителей в качестве основных элементов обработки сигналов. Линейное цифровое умножение является общеизвестным «узким местом», с которым приходится иметь дело во всех случаях реализации АЦФ. Одним из способов, позволяющим избежать выполнения точного цифрового умножения, является использование методов просмотра таблиц, т.е. вместо физического выполнения умножения результаты извлекаются из запоминающего устройства путем использования операндов в качестве адресов. При этом применение традиционной двоичной системы счисления ограничено тем, что запоминающие устройства, использующие такой принцип обработки, будут нереализуемы для получения выходного сигнала высокой точности [7].

Исходя из сказанного, становится очевидной необходимость эффективного решения данной проблемы. В [6] показано, что решение может быть найдено либо путём использования распределённой арифметики, либо с помощью метода теории чисел, в котором применяется система вычитания чисел или непозиционная арифметика (НА). В методе, основанном на распределённой арифметике, используется дополнительная структура, задаваемая свёрткой суммы алгоритма фильтрации и предназначенная для упрощения операций умножения. Последовательность преобразований, обеспечивающих упрощение выполнения операций умножения, приведена в [6]. Однако эти преобразования требуют изменения самой архитектуры фильтра, что является нежелательным по причине снижения эффективности алгоритма фильтрации.

При использовании НА применяется теория чисел для разложения операций умножения (сложения) чисел большой разрядности на ряд простых операций – операций выборки требуемых результатов из запоминающего устройства. Следовательно, арифметические операции алгоритма адаптации становятся табличными и обеспечивают заданные требования по времени вычисления обновлённого вектора коэффициентов. Значительное уменьшение времени вычисления обновлённого вектора коэффициентов АЦФ одновременно сопровождается увеличением точности вычислений [7], что, в свою очередь, снижает общее время определения нового вектора ВК алгоритмом адаптации.

Способ применения системы вычитания чисел основан на том факте, что число можно

разделить на ряд меньших чисел, которыми можно оперировать независимо друг от друга, а затем результат преобразовать, чтобы получить его в традиционном двоичном представлении. Применение НА позволяет использовать в арифметических операциях подмножества чисел, которые являются вычетами по модулю или остатками. Если имеется число B, то отдельные вычеты β_i определяются множеством модулей p_i в соответствии со следующим принципом кодирования [8]:

$$P = 0,5\left(\prod_{i=1}^{n} p_i - 1\right), \qquad (11)$$

$$\beta_i = |B| \bmod p_i, \quad B \in [0, P], \qquad (12)$$

$$\beta_i = p_i - |B| \bmod p_i, \quad B \in [-P, 0], \qquad (13)$$

где P – диапазон представления чисел в НА; p_i – модули представления чисел в НА; i – количество модулей p_i.

С вычетами β_i можно независимо оперировать по правилам модульной (табличной) арифметики, соответствующим конкретным используемым модулям p_i. Результатом этих операций будет множество чисел X, которые можно представить в обычном виде с помощью китайской теоремы остатков [8]. Преимущество такого подхода показано в [7, 8].

Применение НА для синтеза структур КИХ-фильтров было подробно описано в [9]. Аналогичный подход может быть применен для построения АЦФ, при котором алгоритм работы системы адаптации, например в соответствии с выражением (10), эффективно реализуется на основе модулярного кодирования обрабатываемых данных. Это обусловлено тем, что в алгоритме адаптации реализуются операции сложения и умножения, которые просто выполняются табличными методами.

В [6] показано, что главным недостатком АЦФ на основе систем с вычитанием чисел является его неспособность обнаруживать ошибки вычислений. В работе [10] показано, что данный недостаток просто устраняется за счёт применения новых методов обнаружения и коррекции ошибок вычислений при использовании НА.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1. Адаптивные цифровые фильтры находят широкое применение в современных и перспективных системах обработки данных. Основным требованием к ним является высокая точность вычисления выходных сигналов, которая обеспечивается точностью представления его весовых коэффициентов.

2. Для обеспечения высокой точности представления весовых коэффициентов АЦФ в нём используется система адаптации, которая решает задачу минимизации ошибки при вычислении ВК. Для минимизации ошибок представления весовых коэффициентов АЦФ используются различные алгоритмы, имеющие различную вычислительную и алгоритмическую сложность. В современных условиях наиболее предпочтительными являются простые алгоритмы, так как их применение позволяет проводить обработку данных с заданными частотами дискретизации в реальном масштабе времени.

3. Тем не менее, применение простых алгоритмов адаптации порождает проблемы, связанные со снижением эффективности обработки данных за счёт увеличения времени вычисления весовых коэффициентов АЦФ и снижения их точности. Как показано выше, решение одной проблемы традиционными методами влечёт за собой усложнение другой.

4. Выявленные проблемы эффективно решаются в АЦФ за счёт применения в них НА, преимущества которой по сравнению с традиционными методами кодирования обрабатываемых данных позволяют обеспечить выполнение заданных требований к алгоритмам фильтрации.

Литература

1. *Джиган В*. Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи / В. Джиган // Современная электроника. – 2009. – № 9. – С. 56–63.

2. *Regalia P.A*. Adaptive IIR filtering in signal processing and control / P.A. Regalia. – Marcel Dekker, 1995.

3. Помехозащищенные системы радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов [и др.] ; под. ред. В.И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

4. Учёт шумов квантования в адаптивном фильтре, использующем среднеквадратичную ошибку / А.Г. Константиновский [и др.] // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1992. – Т. 25, № 1. – С. 31–37.

5. Стационарные и нестационарные характеристики обучения адаптивных фильтров, использующих критерий минимума СКО / Б. Уидроу [и др.]. // ТИИЭР. – 1976. – Т. 64, № 8. – С. 37–51.

6. Адаптивные фильтры : перевод с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. – М. : Мир, 1988. – 392 с.

7. *Велигоша А.В.* Новый метод представления данных в модулярных кодах для цифровой обработки сигналов / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2011. – № 2. – С. 69–75.

8. *Акушский И.Я.* Машинная арифметика в остаточных классах / И.Я. Акушский, Д.И. Юдицкий. – М. : Сов. радио, 1968. – 440 с.

9. *Велигоша А.В.* Оптимизация структуры и алгоритма функционирования непозиционного цифрового фильтра // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 4. – С. 82–87.

10. *Велигоша А.В.* Использование интервального номера числа для обнаружения и коррекции ошибок в непозиционных цифровых фильтрах / А.В. Велигоша, Д.А. Велигоша // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – № 4. – С. 79–84.

Статья поступила в редакцию 14 ноября 2011 г.

УДК: 621.394.74:519.7

ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТЬ И ВРЕМЕННАЯ ЗАДЕРЖКА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО ПРОТОКОЛУ КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ IEEE 802.11

А.В. Зюльков, доцент кафедры радиофизики ВГУ, e-mail: zyulkov@phys.vsu.ru
А.А. Ефанов, инж.-программист, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: a2efanov@box.vsi.ru

Представлено комплексное исследование зависимости средних значений пропускной способности и времени обслуживания пакетов в условиях насыщения сети стандарта IEEE 802.11 DCF в зависимости от параметров MAC-подуровня протокола.

Ключевые слова: *беспроводные сети, стандарт IEEE 802.11 DCF, анализ производительности, насыщение, пропускная способность, задержка доступа к среде.*

EFFICIENCY AND DATA TRANSMISSION TIME DELAY IN LINK-LEVEL PROTOCOL IEEE 802.11

A.V. Zyulkov, associate professor, Voronezh State University, e-mail: zyulkov@phys.vsu.ru
A.A. Efanov, engineer-programmer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: a2efanov@box.vsi.ru

Comprehensive study of average throughput values dependency and packet processing time in saturated IEEE 802.11 DCF network conditions depending on MAC-level protocol parameters is given.

Keywords: *wireless networks, IEEE 802.11 DCF standard, performance analysis, saturation, throughput, media access delay.*

В последнее время широкое распространение получили беспроводные системы передачи пакетной информации, в частности локальные сети по стандарту IEEE 802.11 (далее просто 802.11). Они просты в развёртывании и удобны в эксплуатации. Гибкость архитектуры, т.е. возможность динамического изменения топологии сети при подключении, передвижении и отключении мобильных пользователей без значительных потерь времени, высокая скорость передачи информации, быстрота проектирования и развертывания, отказ от прокладки или аренды оптоволоконного или медного кабеля являются неоспоримыми преимуществами беспроводных локальных сетей.

Потребность в беспроводном доступе к локальным сетям растёт по мере увеличения числа мобильных устройств, таких как ноутбуки и коммуникаторы, смартфоны, а также с ростом желания пользователей быть подключёнными к сети вне зависимости от своего местоположения. Рост информатизации на современном этапе развития общества характеризуется соответствующим ужесточением требований к инфраструктуре. На передний план выходит оперативная и надежная доставка различных данных, особенно с учётом мобильности абонента. В связи с этим весьма актуальными являются работы в области беспроводной передачи информации, методов проектирования и оптимизации параметров протоколов, направленные на снижение задержки доставки сообщений и повышение общей пропускной способности сетей.

Различные варианты протоколов канального уровня передачи данных со свободным доступом (ALOHA, синхронная ALOHA и т.д.) широко исследованы в литературе на уровне средних значений (C/S-анализ) [1, 2 и др.]. При этом обычно рассматриваются зависимости интенсивности поступающей нагрузки G и нормированного времени передачи пакета D от интенсивности обслуженной нагрузки S, по-другому называемой нормированной производительностью или пропускной способностью канала. Соответствующие кривые имеют характерный вид (рис. 1) и широко используются в инженерной практике, а их параметры – максимальная производительность S_m и соответствующие значения G_m и D_m – характеризуют потенциальные возможности протокола передачи данных. Использование различных упрощающих предположений часто позволяет получить и исследовать описанные характеристики аналитически.

С целью унификации подходов и для сравнения с другими протоколами необходимо иметь подобные характеристики и для протокола 802.11. Частично этот вопрос рассматривался в [3, 4], однако приведённые результаты фрагментарны и неполны, т.к. не отражают всего многообразия существующих возможностей изменения параметров протокола.

Кроме описания на уровне средних значений, в настоящее время получено также полное вероятностное описание задержек передачи данных [5–7], однако приведённые соотношения часто оказываются слишком сложными для инженерной практики.

Целью настоящей работы является исследование пропускной способности и средней временной задержки передачи данных протокола 802.11 DCF в зависимости от различных параметров, таких как длина пакета, число узлов в сети, вероятность выхода узла на передачу, как стандартизованных (стратегия повторных передач при возникновении коллизий), так и определяемых на этапе развёртывания сети.

Анализ на уровне средних значений [1, 2 и др.] позволяет получить зависимость $G(S)$ для различных протоколов со свободным доступом. Так, для протокола ALOHA в предположении, что сеть является насыщенной, а поток входящих и обслуженных требований – пуассоновским, она задаётся (рис. 1) соотношением

$$S = G\exp(-2G). \qquad (1)$$

Для сравнения там же приведён график производительности протокола синхронная ALOHA, зависимость $G(S)$, для которого описывается выражением $S = G\exp(-G)$.

Соотношение (1) позволяет найти максимальное значение производительности S_m и соответствующее значение интенсивности поступающей нагрузки G_m:

$$dS/dG\big|_{G_m} = 0 \Rightarrow G_m = 1/2, S_m = 1/(2e) \approx 0{,}18. \quad (2)$$

Эти параметры и графики на рис. 1 характеризуют пропускные способности и бистабильности рассматриваемых протоколов. В самом деле, спонтанный переход между различными значениями G, соответствующими одному значению S, возможен ввиду случайных флуктуаций около средних значений, задаваемых кривыми на рис. 1.

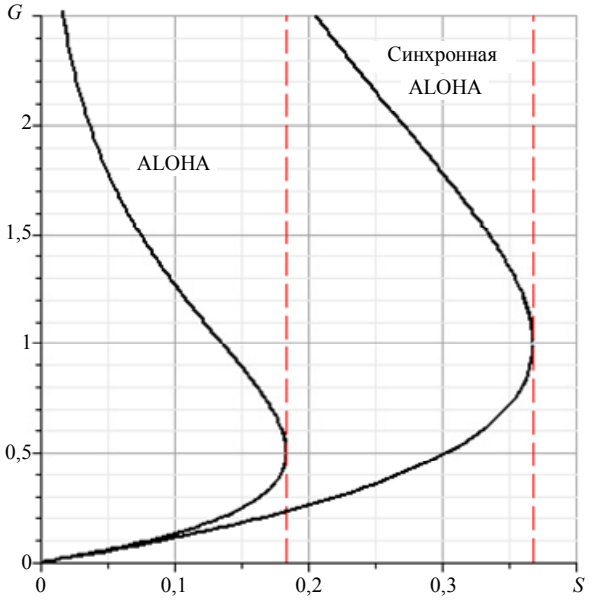


Рис. 1. Характеристики производительности протоколов ALOHA

Для того чтобы получить зависимость нормированного (на длительность пакета) времени D передачи пакета, необходимо задать способ предотвращения коллизий. Если вслед за [1, 2] считать, что в протоколе ALOHA передача происходит с равными вероятностями с задержкой внутри окна длительностью в K раз больше длительности пакета, то

$$D(S) = 1 + R + \left[G(S)/S - 1\right]\left[R + (K+1)/2\right]. \quad (3)$$

Здесь R – нормированное на длительность пакета время обнаружения коллизии, а $G(S)$ находится из уравнения (1).

Вид зависимости $G(S)$ на рис. 1 позволяет предположить, что зависимость $D(S)$ аналогична, а максимальное значение производительности S_m определяется соотношением (2). Это можно показать, исследуя на экстремум функцию $S(D)$, обратную $D(S)$ (3). Точка, подозрительная на максимум, находится из уравнения

$$dS/dD\big|_{S_m} = \left(dS/dG\right)\left(dG/dD\right)\big|_{S_m} = 0. \qquad (4)$$

Перепишем соотношение (3) в форме

$$D(G) = 1 + R + \left[\exp(2G) - 1\right]\left[R + (K+1)/2\right],$$

где G – корень уравнения $S = G\exp(-2G)$. Тогда уравнение (4) $\exp(-4G)(1-2G)(2R+K+1)^{-1} = 0$ имеет один корень, задаваемый соотношением

(2). При этом $D_m = 1 + R + (e-1)\left[R + (K+1)/2\right]$. Вычисление второй производной показывает, что D_m – действительно точка максимума кривой $S(D)$. Графики зависимостей $D(S)$ при $R = 0$, $K = 5$ в логарифмическом масштабе для протоколов ALOHA и синхронная ALOHA приведены на рис. 2.

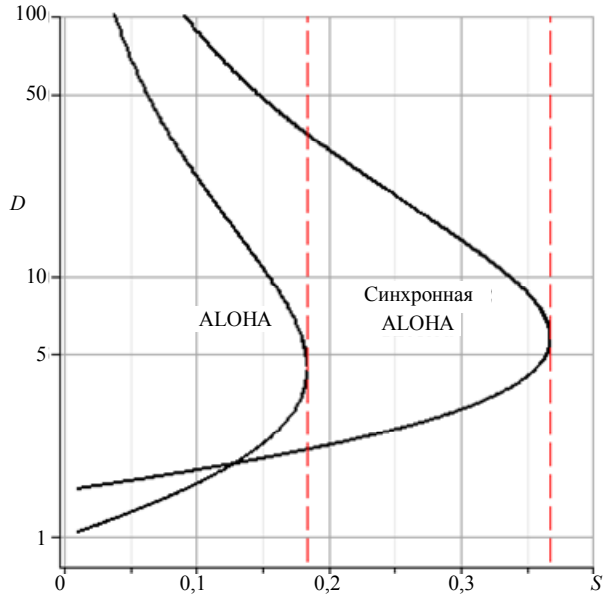


Рис. 2. Нормированное время передачи пакетов по протоколам ALOHA

Заметим, что среднее время передачи пакета при максимальной производительности $D_m\big|_{R=0,\,K=5}$ для чистой ALOHA в 6,1 раза, а для синхронной ALOHA – в 7,5 раза превышает длительность пакета.

Зависимость производительности протокола 802.11 от интенсивности поступающей нагрузки можно найти, основываясь на результатах [3] для насыщенной сети, где производительность сети рассчитывается как отношение среднего времени передачи пакета (полезной информации) к средней длительности виртуального слота. Для пакетов фиксированной длительности имеем

$$S = \frac{P_s P_{tr} T_o}{(1-P_{tr})\sigma + P_{tr} P_s T_s + P_{tr}(1-P_s) T_c}. \qquad (5)$$

Здесь P_{tr} – вероятность того, что в данном временном слоте осуществляется хотя бы одна передача, а P_s определяет условную вероятность того, что эта передача в сети из n станций является успешной:

$$P_{tr} = 1-(1-\tau)^n,\ P_s = n\tau(1-\tau)^{n-1}\big/\left(1-(1-\tau)^n\right); \qquad (6)$$

T_o, T_s, T_c, σ – длительности передачи полезной информации, успешной передачи кадра, коллизии кадра и пустого слота соответственно. Предполагается, что в начале каждого слота любая станция выходит на передачу с одинаковой вероятностью, равной τ, а p – постоянная вероятность столкновения пакета, передаваемого каждой станцией, независимая от числа совершённых повторных передач. Для нахождения p и τ в [3] используют систему нелинейных уравнений

$$\begin{cases} p = 1-(1-\tau)^{n-1}, \\ \tau = \dfrac{2(1-2p)}{(1-2p)(W+1) + pW\left[1-(2p)^m\right]}, \end{cases} \qquad (7)$$

где W – длительность окна конкуренции, определяющая процедуру обратного отсчёта.

Число слотов задержки повторной передачи выбирается как случайное целое число, равномерно распределённое в интервале $[0, W-1]$. Оно зависит от числа безуспешных передач пакета. При первой попытке передачи $W = W_0$, W_0 – длительность минимально возможного окна конкуренции. После каждой безуспешной попытки передачи W удваивается до достижения максимально возможного значения $W_{\max} = 2^m W_0$. В любой момент времени размер окна конкуренции равен $W_i = 2^i W_0$, где $i \in [0, m]$ – уровень (состояние) отсрочки. Таким образом, станция может находиться в одном из $m+1$ состояний, где номер состояния i равен текущему числу попыток передачи.

Разобьём параметры сети и протокола, фигурирующие в соотношениях (5)–(7) и приводящие к изменению интенсивности поступающей нагрузки, на две независимые группы. К группе а) отнесём параметры W, m, n, фигурирующие в системе уравнений (7) для определения вероятностей p и τ. К группе б) отнесем временны́е параметры σ, T_o, T_c, T_s, фигурирующие в (5) и зависящие от длительности пустого слота σ и длительности пакета T_o, а также накладных расходов ΔS, ΔC успешной передачи и коллизии пакета: $T_s = \Delta S + T_o$, $T_c = \Delta C + T_o$. В соответствии со спецификацией DSSS стандарта IEEE 802.11 DCF [8] для базового способа доступа к каналу

$$\triangle S = H + SIFS + \delta + ACK + DIFS + \delta,$$
$$\triangle C = H + DIFS + \delta, \qquad (8)$$

где H – задержка, связанная с передачей служебных полей пакета (заголовков PHY- и MAC-уровней протокола), SIFS – интервал времени между завершением приёма пакета станцией и началом передачи подтверждения на него (ACK), δ – задержка распространения сигнала, DIFS – временной интервал «молчания» по завершении очередной передачи.

Обозначая нормированные на σ величины штрихом, соотношение (5) можно переписать в виде

$$S(T_o') = aT_o' / (b + cT_o');\ a = P_s P_{tr},$$
$$b = (1 - P_{tr}) + P_{tr} P_s \triangle S' + P_{tr}(1 - P_s)\triangle C',\ c = P_{tr}. \qquad (9)$$

На рис. 3 приведены графики зависимости (9) для трёх различных размеров сети, которые демонстрируют монотонный рост пропускной способности с увеличением интенсивности поступающей нагрузки при изменении параметров группы б). Максимальное значение пропускной способности $S_m = a/c$ достигается при $T_o' \to \infty$.

Изменение параметров протокола группы а) приводит к немонотонной зависимости производительности S от интенсивности поступающей нагрузки, исследованной в [2]. На рис. 4 приведён график зависимости $S(\tau)$ для $T_o' = 240$ (4800 бит полезной информации при скорости передачи 1 Мбит/с) и различного числа станций сети $(n = 10, 30, 50)$, построенный с использованием соотношений (5)–(7).

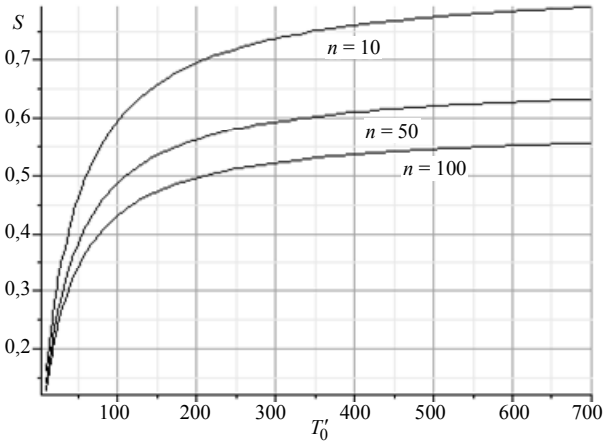


Рис. 3. Производительность в зависимости от нормированного размера пакета (параметр группы б)

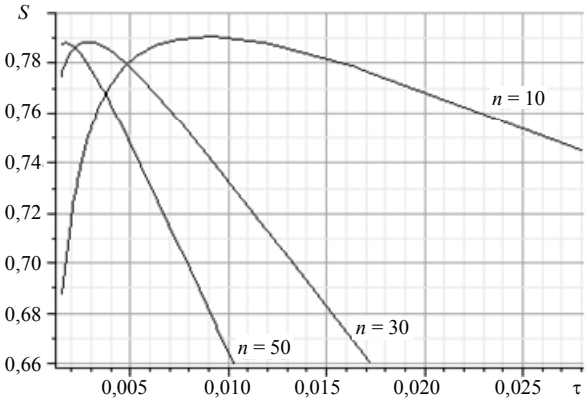


Рис. 4. Производительность в зависимости от вероятности передачи (параметр группы а)

Подробное исследование зависимостей на рис. 4 проведено в [3]. Для нашего рассмотрения важно, что зависимости производительности S от интенсивности поступающей нагрузки G имеют принципиально различное (монотонное и немонотонное) поведение при изменении параметров групп а) и б), приводящем к изменению G. Это позволяет предположить, что зависимости $D(S)$ также будут иметь различный вид для параметров разных групп.

Как и в случае протокола ALOHA, для того, чтобы исследовать зависимость времени передачи пакета от производительности, надо воспользоваться моделью временной задержки для предотвращения коллизий. Её простое вероятностное описание предложено в [6]. Время обслуживания пакета ω здесь представляется в виде суммы $\omega = T_s + \sum_{j=1}^{n_C} T_{c,j} + \tau_B$, где T_s и $T_{c,j}$ – времена успешной передачи и коллизии в j-м акте передачи; n_c – число коллизий; τ_B – суммарное время отсрочки передачи (backoff). Выражение для производящей функции случайной величины ω представимо в виде $G_\omega(z) = (1-p) G_{T_S}(z) \sum_{r=0}^{\infty} \left(p G_{T_C}(z) \right)^r G_{\tau_B}(z)$, где $G_\bullet(z)$ – производящие функции соответствующих случайных величин, и для пакетов постоянной длительности это соотношение может быть переписано в виде

$$G_\omega(z) = (1-p) z^{T_S} \sum_{r=0}^{\infty} \left(z^{T_C} p \right)^r G_{\tau_B}(z).$$

Тогда среднее время D передачи пакета задаётся выражением

$$D \equiv \langle \omega \rangle = G'_{\omega}(1) =$$

$$= T_s + pT_c/(1-p) + (1-p)\sum_{r=0}^{\infty} p^r \langle \tau_B / r \rangle . \quad (10)$$

Согласно модели [6], при фиксированном числе r повторных передач $\tau_B = \sum_{j=1}^{\omega_r} \xi_j$, где ξ – длительность виртуального слота, т.е. время между двумя последовательными уменьшениями счётчика обратного отсчёта, а ω_r – число виртуальных слотов, которое узел ждёт, прежде чем осуществить $r+1$ попытку передачи пакета. Таким образом, ввиду независимости случайных величин ξ и ω_r справедливо соотношение

$$\langle \tau_B / r \rangle = \langle \omega_r \rangle \langle \xi \rangle .$$

Используя определение ξ и ω_r [6], несложно показать, что $\langle \xi \rangle = p_s T_s + p_c T_c + p_e \sigma$, где $p_s = (n-1)\tau(1-\tau)^{n-2}$, $p_e = (1-\tau)^{n-1}$, $p_c = 1 - p_s - p_e$; p_s, p_c, p_e – вероятности успешной передачи выделенной станции, коллизии сторонних станций и свободного канала;

$$\langle \omega_r \rangle = \begin{cases} W_0 (2^{r+1} - 1)/2 - (r+1)/2, & r < m, \\ W_0 (2^m - 1)/2 - m/2 + (W_0 2^m - 1)(r - m + 1)/2, & r \ge m. \end{cases}$$

Приведённые соотношения позволяют проанализировать зависимость времени передачи пакета от производительности. Для изменения параметров группы б) она может быть построена с использованием соотношений (9), (10). На графиках рис. 5 в полулогарифмическом масштабе зависимости $D(S)$ представлены для сетей из $n = 10, 30, 50$ улов. При построении, как и ранее, использовались параметры спецификации DSSS MAC-подуровня протокола [8]. Зависимость, как можно предположить на основе рис. 3, демонстрирует монотонное увеличение D с ростом S. Максимальное значение задержки достигается для максимального значения производительности и может быть определено по формуле $D_m = D(S_m) = D(a/c)$.

На рис. 6 приведены параметрические зависимости $D(S)$ при изменении параметров группы а) (длительности начального окна конкуренции W_0), построенные при $T'_o = 240$ (4800 бит) для сетей из 10, 30 и 50 узлов. Полученный результат весьма интересен. На первый взгляд, зависимости на рис. 6 представляются монотонно убывающими, однако детальный анализ показывает, что вначале наблюдается рост производительности S при уменьшении D, который меняется на противоположное поведение при превышении параметром некоторого критического значения. Критическое значение соответствует максимальному значению производительности (рис. 4). В этом смысле поведение кривых на рис. 6 аналогично описанному выше для протоколов ALOHA (рис. 2). Однако характерным для 802.11 является наличие сливающихся верхней и нижней ветвей петли, которая «вырождается» и оказывается близка к прямой линии. Последний факт позволяет сделать вывод об устойчивости протокола 802.11 при нагрузках, близких к максимальной, в отличие от протоколов типа ALOHA.

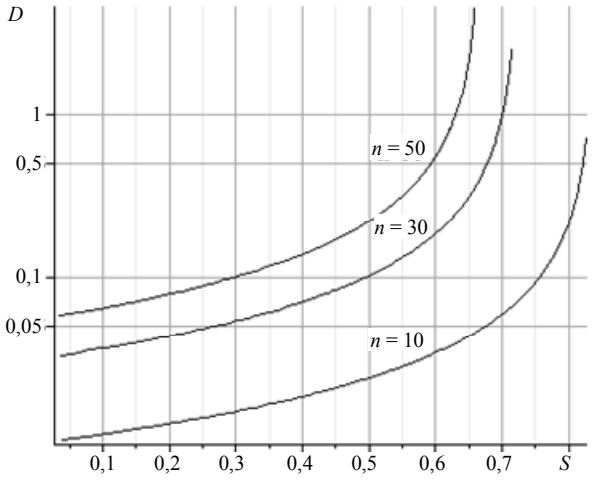


Рис. 5. Зависимость времени передачи пакета (в секундах) от производительности через параметры группы б)

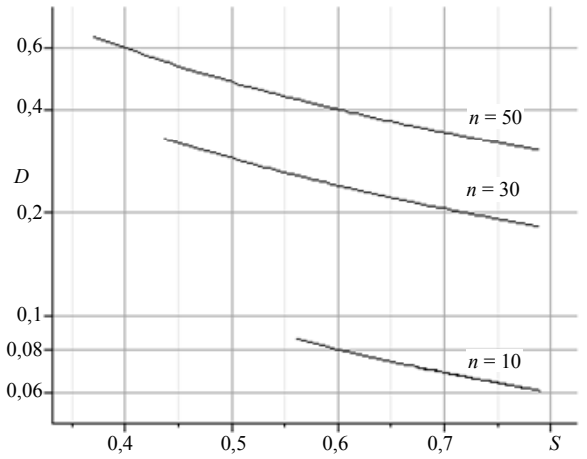


Рис. 6. Зависимость времени передачи пакета (в секундах) от производительности через параметры группы а)

В настоящей статье рассмотрены два типа простейших зависимостей, описывающих усредненные характеристики производительности и задержки доставки кадров протоколов со свободным доступом ALOHA и 802.11. Показано, что соответствующие зависимости отражают бистабильность протокола ALOHA. Независимо от способа увеличения интенсивности поступающей нагрузки S фактическая нагрузка G протокола ALOHA может как возрастать, так и уменьшаться. Спонтанный переход между различными значениями G, соответствующими одному значению S, наиболее вероятен при S, близком к S_m.

Для стандарта 802.11 выделены две независимые группы факторов, обеспечивающие различное поведение производительности узла сети передачи данных (рис. 3, 4) в зависимости от интенсивности поступающей нагрузки и времени доставки пакета (рис. 5, 6) в зависимости от производительности. Изменение параметров группы а) приводит к немонотонному, а группы б) – к монотонному росту пропускной способности при увеличении длины пакета. Максимальная пропускная способность достигается при $T_o \to \infty$ и, в обозначениях (9), есть a / c, что, вообще говоря, не совпадает с максимумом S для параметров группы а). Зависимость средней производительности от параметров группы а), определяющих процедуру отсрочки передачи (через W, m) и число узлов n, а следовательно, и вероятность передачи станцией в слоте τ, не является монотонной. Для зависимости $S(\tau)$ характерно наличие максимума при $\tau \neq \infty$. Данный факт позволяет оптимизировать пропускную способность сети 802.11 через подбор параметров группы а). Показано, что $D(S)$ при изменении параметров группы б) монотонно растёт, асимптотически приближаясь к прямой $S = S_m$. При изменении параметров группы а) поведение $D(S)$ протокола 802.11 схоже с протоколами ALOHA, однако для 802.11 разброс между соответствующими значениями верхней и нижней ветвей $D(S)$ отсутствует.

В работе проведено комплексное исследование зависимости средних значений пропускной способности и времени доставки пакетов в условиях насыщенной сети для протокола 802.11 в зависимости от различных параметров. Для обоих протоколов получены новые аналитические соотношения (3), (9) для рассматриваемых в работе характеристик. Даны рекомендации по достижению максимальной пропускной способности. Получена зависимость среднего времени обслуживания пакетов от производительности сети, которая часто применяется при исследовании протоколов передачи данных со свободным доступом.

Литература

1. *Бертсекас Д.* Сети передачи данных / Д. Бертсекас, Р. Галлагер. – Мир, 1989.

2. *Шварц М.* Сети связи: Протоколы, моделирование и анализ : пер. с англ. / М. Шварц. – М. : Наука, гл. ред. физ.-мат. лит. – 1992. – Т. 2. – 272 с.

3. *Bianchi G.* Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function / Bianchi G. // IEEE J. Select. Areas Commun. – Mar. 2000. – Vol. 18. – Pp. 535–547.

4. *Chatzimisios P.* Performance analysis of IEEE 802.11 DCF in presence of transmission errors / P. Chatzimisios, A.C. Boucouvalas, V. Vitsas // in Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC 2004). – Jun. 2004. – Vol. 7 – Pp. 3854–3858.

5. *Hai L. Vu.* Accurate Delay Distribution for IEEE 802.11 DCF / Hai L. Vu, Taka Sakurai // IEEE Commun. Lett. – Apr. 2006. – Vol. 10, № 4. – Pp. 317–319.

6. *Zanella A.* Statistical Characterization of the Service Time in Saturated IEEE 802.11 Networks / A. Zanella, F. De Pellegrini // IEEE Commun. Lett. – Mar. 2005. – Vol. 9, № 3. – Pp. 225–227.

7. *Зюльков А.В.* Вероятностное описание задержек в насыщенных сетях IEEE 802.11 / А.В. Зюльков, А.А. Ефанов // Труды конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века». – Воронеж, 2010. – Т. 2. – С. 741–745.

8. IEEE Std 802.11b-1999 (Supplement to ANSI/IEEE Std 802.11 E. Part11:Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications,. In; 1999.

Статья поступила в редакцию 16 сентября 2011 г.

УДК 681.3

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДИКИ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ В ГРУППИРОВКЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

А.Д. Коробова, доцент кафедры электроники, Воронежский гос. ун-т, тел.: (473) 252-79-25
Е.А. Хромых, в.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-08-33

Рассматривается увеличение эффективности методики компьютерного моделирования ЭМО в группировке РЭС за счёт повышения оперативности ввода данных в компьютерную модель группировки РЭС. Это достигается оптимизацией выбора форм интеграции ранее разработанных программных средств, реализованных в среде MathCAD, со средствами MATLAB, что позволяет более оперативно решать сложные задачи анализа ЭМО в группировках подвижных РЭС.

Ключевые слова: *моделирование, группировки подвижных РЭС, электромагнитная обстановка (ЭМО), тракт формирования и обработки сигналов, радиоподавление, MathCAD, MATLAB.*

EFFICIENCY INCREASE OF ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT COMPUTER SIMULATION TECHNIQUE IN RADIOELECTRONIC MEANS GROUPING

A.D. Korobova, associate professor, Voronezh State University, tel.: (473) 252-08-33
E.A. Khromykh, leading research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 251-50-02

Efficiency increase of electromagnetic environment computer simulation technique in radioelectronic means grouping at the expense of data input efficiency increase in radioelectronic means grouping computer model is considered. It is achieved by optimization of selecting integration forms of software developed beforehand and realized in MathCAD with means of MATLAB that allows to solve complex electromagnetic environment analysis problems in mobile radioelectronic means groupings more operatively.

Keywords: *simulation, mobile radioelectronic means grouping (REM), electromagnetic environment, waveform shaping and processing signal path, blanketing, MathCAD, MATLAB.*

Для моделирования ЭМО, создаваемой трёхмерной группировкой подвижных РЭС, в среде MathCAD разработана методика на основе модернизированной программы «ЭПО–ОРЧ» [1], позволяющая формировать временные зависимости изменения мощности РЭС на входе приёмного устройства (ПУ) и на выходе антенно-фидерного (АФУ) ПУ, зависимость реальной чувствительности ПУ от времени, а также проводить оценки работоспособности РЭС за конкретный период времени. При этом учитываются: начальные координаты РЭС в трёхмерной области, форма и ориентация трёхмерных ДН применяемых антенн, частотные характеристики приёмников и передающих трактов, мощности передатчиков, чувствительности приёмников, характеристики затухания радиотрасс, траектории и скорости движения РЭС.

В [2] приведена методика интеграции программы «ЭПО–ОРЧ» с пакетом MATLAB. На примере спутникового канала связи, модель которого приведена в [3], с использованием инструмента (блока) From Workspase показана возможность учёта в компьютерной модели группировки РЭС современных моделей трактов формирования и обработки сигналов. Недостатком разработанной методики [2] является необходимость сохранения и вызова на рабочий стол MATLAB-проекта данных из соответствующей папки. В соответствии с методикой учёт любого изменения ситуации в группировке РЭС требует процедуры сохранения изменившихся результатов и вызова их на рабочий стол MATLAB. Время, затрачиваемое на эту процедуру, зависит от квалификации оператора и может быть весьма значительным. Поэтому является актуальной автоматизация данной процедуры.

Целью настоящей статьи является совершенствование методики путём применения для интеграции результатов MathCAD с моделями MATLAB инструмента (блока) From File (рис. 1). Ниже кратко приведена методика ввода данных в MATLAB-проект обоими инструментами.

Результаты моделирования параметров ЭМО, полученные в среде MathCAD, могут быть интегрированы в среду MATLAB через блоки данных

From Workspase и From File. Для этого необходимо в среде MATLAB сформировать папку «Данные», в которую записывают результаты моделирования, полученные в MathCAD. Наиболее просто это осуществляется через применение опции «выделить всё»→«экспорт» в MathCAD-таблицах с результатами моделирования. В открывшемся окне необходимо указать директорию папки «Данные», а в названии файла – расширение mat.

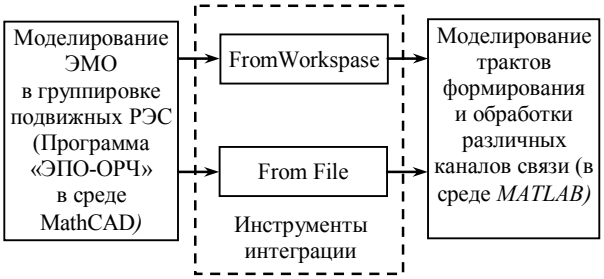
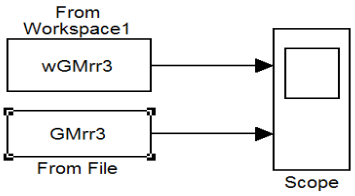


Рис. 1. Инструменты интеграции



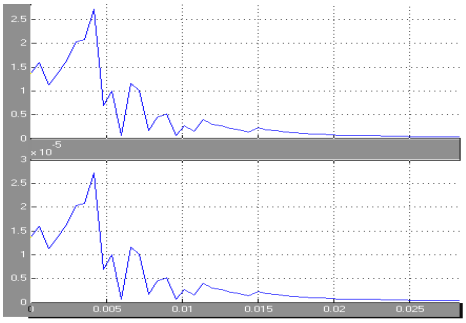


Рис. 2. Результат считывания виртуальным двухканальным осциллографом одного и того же файла данных

На рис. 2 приведён пример MATLAB-проекта с внешними данными (имитирующими изменение во времени мощности РЭС3, расположенного на летательном аппарате, на выходе приёмной антенны спутникового радиоканала), записанными в разных форматах. Для данных, которые используют From Workspase (буква w перед названием файла), необходимо, чтобы возрастающая шкала времени располагалась в левом столбце, а для From File – в верхней строке. При корректной работе блоков (файл wGMrr3 должен быть в окне Workspase, а файл GMrr3 – в главной директории MATLAB) результат одинаковый, что видно на рис. 1. (Для чёткой работы виртуального осциллографа необходимо снять флажок с ограничения количества точек в его параметрах).

From Workspase. Форматирование данных для работы с блоком From Workspase в MATLAB осуществляется по следующей методике:

1. В окно Workspase импортируется файл с данными (например, wGMrr3):

– В окне Workspase открывается окно Import Data.

– Указывается директория, «ОК».

– В открытом окне Import Wizard указывается имя переменной (wGMrr3), нажимается «Finish», после чего переменная с именем wGMrr3 появляется в окне Workspase. Для контроля формы данных wGMrr3 открывается двойным кликом редактор Array Editor-data, в котором сразу видна форма записи. В приведённом примере она должна содержать два столбца, причём в левом располагается возрастающее время.

2. Если после импорта и просмотра файла (например, GMrr3) в редакторе Array Editor-data его формат содержит две строки (первая – время), то этот файл в командное окно Command Window вызывается и транспонируется командой «'», «Enter». Результат транспонирования отображается в редакторе Array Editor-data и сохраняется под именем (wGMrr3) в папке данных, после чего он пригоден для нормальной работы с блоком данных From Workspase.

По приведённой выше методике в окно Workspase вводят все файлы данных, которые используются в MATLAB-проекте блоками From Workspase. По мере необходимости через редактор Array Editor-data осуществляют корректировку данных. Следует отметить, что исходный формат таблиц с результатами в MathCAD – два столбца, что удобно для сохранения данных в формате блока From Workspase.

From File. Применение в проекте блока From File значительно расширяет функциональные возможности моделирования ЭМО, создаваемой группировкой подвижных РЭС, так как появляется возможность автоматического обновления результатов моделирования конкретных РЭС в связи с изменениями начальных условий и параметров.

Форматирование данных для внешнего файла (From File) MATLAB из таблицы MathCAD с установлением связи между ними приводится по следующей методике:

1. В окно программы «ЭПО–ОРЧ» (MathCAD) транспонируется таблица с результатами моделирования (в разах).

2. Вызывается мастер чтения или записи в файл из мастера установки компонента.

3. В формате файла указывается «MATLAB».

4. Через «Обзор» в папке создается файл с расширением .mat (или выбирается файл для связи, например Mrr3, рис. 3) и сохраняется вместе со своей директорией в компоненте.

5. По завершении установки связи между переменными разных систем в месте курсора необходимо ввести имя переменной MathCAD (в данном примере – Mrr3).

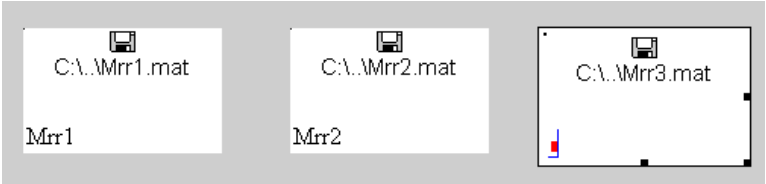


Рис. 3. Выбор файла для связи

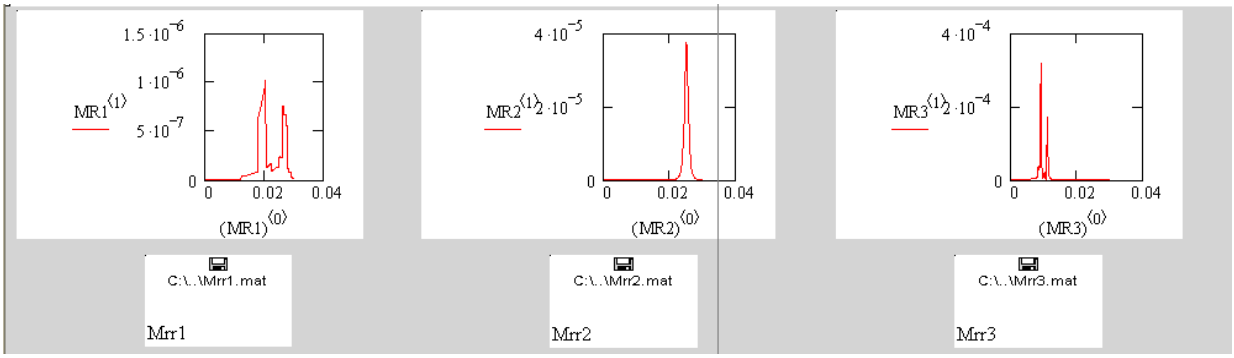


Рис. 4. Вид рабочего окна MathCAD с тремя переменными

Окончательный вид рабочего окна программы «ЭПО-ОРЧ» в среде MathCAD, моделирующей изменение во времени мощности на выходе наземной антенны спутникового приёмника сигналов от различных РЭС, приведён на рис. 4. Сигналы создаются тремя РЭС, расположенными на подвижных носителях, перемещающихся в космосе на низкоорбитальном спутнике (Mrr1), по поверхности Земли (Mrr2) на автомобиле или пешеходе и в воздушной среде на летательном аппарате (Mrr3).

Параметры конкретного РЭС (например, РЭС1: координаты a1, b1, c1, рабочая частота frab1, мощность передатчика P1, спектр выходного сигнала с учётом частотных свойств антенны, ДН антенны и её ориентация в пространстве; параметры трассы распространения сигнала, используемые при создании матрицы M1, описывающей энергопотенциальную область; направление tz и fix, скорость движения носителя v1 относительно неподвижного приёмника (со своими характеристиками и матрицей M0, описывающей область реальной чувствительности)) задаются в модифицированной программе «ЭПО-ОРЧ» [1–2]. В результате расчёта воздействие каждого РЭС на приёмник на заданном временном интервале отображается функцией вида

$$FP1dt(a1,b1,c1,v1,tz,fix,t):=FPd(P_1, frab1, M1, F1, Tet1, al+t\cdot v1\cdot\sin(tz)\cdot\cos(fix),$$
$$b1+t\cdot v1\cdot\sin(tz)\cdot\sin(fix), c1+t\cdot\cos(tz), df1, ns1).$$

Особенности форматирования результатов моделирования в среде MathCAD для работы с блоком From File в среде MATLAB рассмотрим на примере радиотрассы космос–Земля (параметр ns1 описывает радиотрассу как свободное пространство) и конкретных параметров передатчика, приёмника и приёмопередающих антенн, работающих в одной полосе частот (рис. 5).

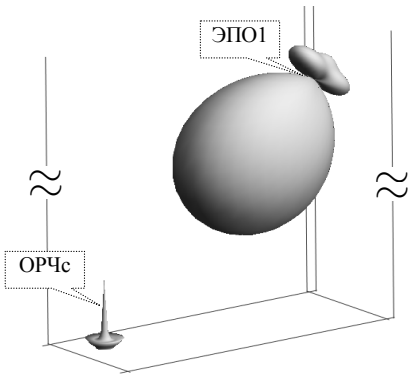


Рис. 5. Модель электромагнитной ситуации

ОРЧс – область реальной чувствительности наземного спутникового приёмника. Антенны реальных наземных спутниковых приёмников имеют направленную вверх широкую ДН. Для повышения наглядности выберем укороченную штыревую антенну с «обратной» ДН. Координаты приёмника (0; 0; 1) м, чувствительность приёмника U (–) 60 дБм, рабочая частота 1200 МГц.

ЭПО1 – энергопотенциальная область передатчика, размещённого на спутнике с начальными координатами (300000; 0; 300000) м. Мощность передатчика P = 52 дБм. Форма ДН передающей антенны и её начальная ориентация определяются на стадии формирования электронной модели в соответствующих программах (MMANA, HFSS).

При прямолинейном движении спутника вдоль координаты x (или a) на высоте 300 км со скоростью 7,8 км/с на выходе приёмной антенны формируется ВЧ сигнал, огибающая которого $MD01_i$ определяется текущим положением ЭПО1 относительно ОРЧс.

Исходя из практических соображений, задают временной интервал T, в течение которого происходит движение РЭС1, а также количество промежуточных вычислений Nt на интервале T. Очевидно, что значение Nt должно быть оптимизировано по критерию «объём таблицы–требуемая точность отображения огибающей $MD01_i$», так как T = Nt*dt, где dt – размерный шаг по времени.

Программа ЭПО-ОРЧ позволяет вводить в процесс моделирования временной масштабный коэффициент kt, который изменяет реальную скорость моделируемого процесса, то есть вместо заданного интервала T получаем процесс на интервале T*dt/kt.

С помощью переменной Mrr1 (рис. 7) формируют транспонированную таблицу MR1, которую связывают с файлом внешних данных sp1.mat папки «Данные» в среде MATLAB по рассмотренной ранее методике. В результате в окне MATLAB-проекта, использующего блок внешних данных From File с именем sp1.mat, данные обновятся. На рис. 6 приведена функциональная схема спутникового радиоканала с данными From File с именем sp1.mat.

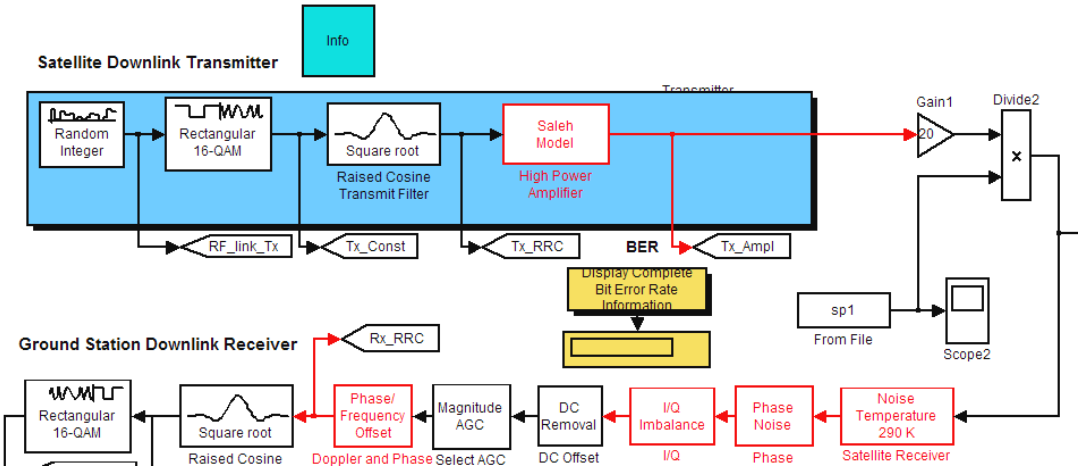
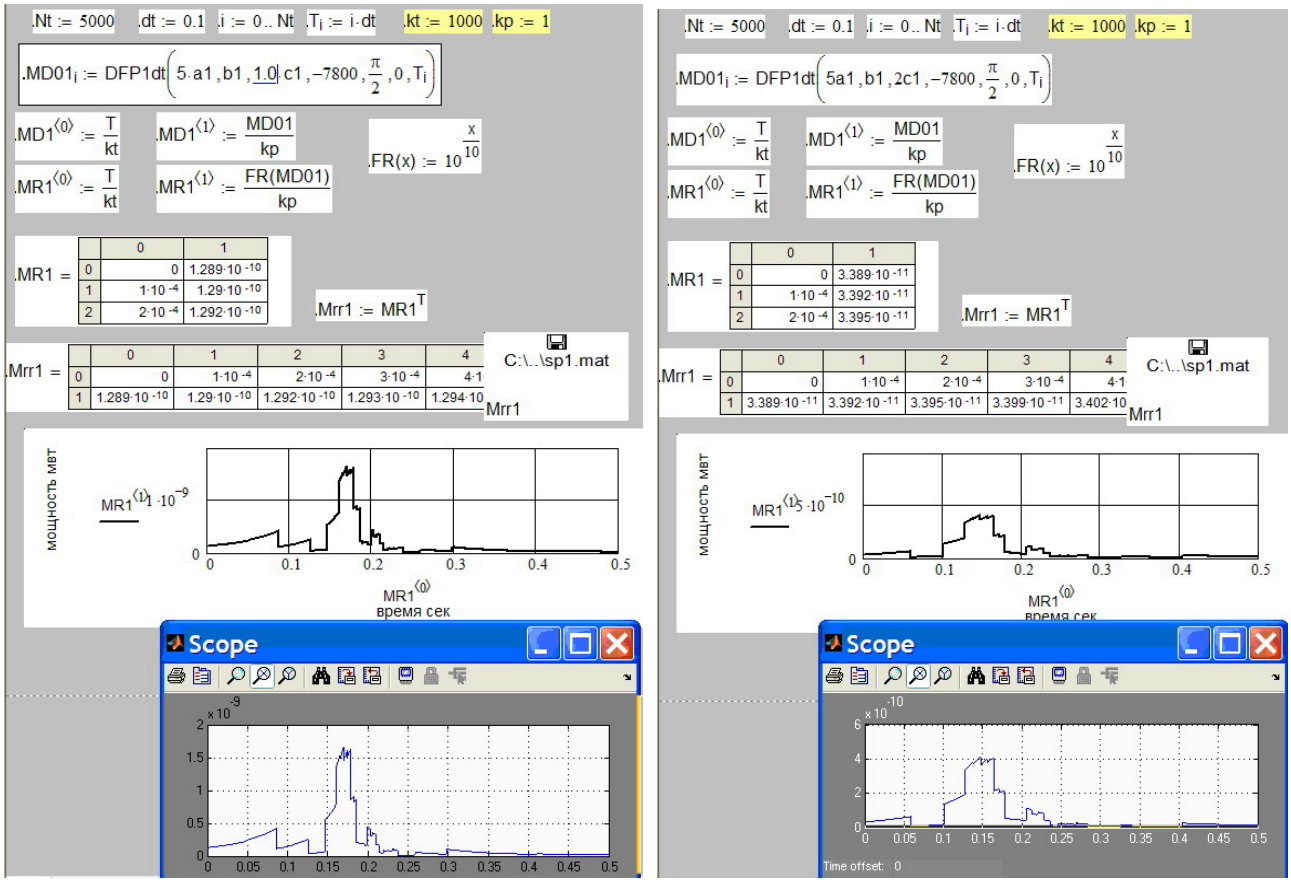


Рис. 6. Функциональная схема спутникового радиоканала с данными From File с именем sp1.mat

При пуске MATLAB-проекта на экране виртуального осциллографа MATLAB (Scope2) практически мгновенно отображается тот же результат, что и в MathCAD. На рис. 7б в качестве примера приведён результат, когда из всех параметров функции $MD01_i$ (5a1, b1, c1,–7800, π/2,0,T_i) изменена высота орбиты спутника. Цифра 2 перед координатой c1 означает увеличение высоты орбиты с 300 до 600 км. Через малый промежуток времени (при оптимизации вычислений – доли секунд для одной РЭС) новый результат выдаёт как MathCAD, так и MATLAB (рис. 7б).



а) б)

Рис. 7. Окно программ «ЭПО–ОРЧ» (среда MathCAD) и дисплея осциллографа (среда MATLAB) с примером оперативной перестройкой высоты орбиты: а) 300 км, б) 600 км

Таким образом, за счёт выбора в качестве инструмента интеграции блока From File (повышающего оперативность ввода данных) увеличивается эффективность методики компьютерного моделирования ЭМО в группировке подвижных РЭС. Совместное использование программных средств, реализованных в среде MathCAD, со средствами MATLAB позволяет более оперативно решать сложные задачи анализа ЭМО в группировках подвижных РЭС.

При моделировании ЭМО в группировках подвижных РЭС учитываются:

– современные модели трактов формирования и обработки сигналов,

– начальные координаты РЭС в трёхмерной области,

– форма и ориентация трёхмерных ДН применяемых антенн,

– частотные характеристики приёмных и передающих трактов,

– мощности передатчиков, чувствительности приёмников,

– характеристики затухания радиотрасс,

– траектории и скорости движения РЭС.

Литература

1. *Коробова А.Д.* Учёт временных зависимостей характеристик ЭМО в группировках подвижных РЭС / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – Вып. 2. – С. 75–79.

2. *Коробова А.Д.* Моделирование ЭМО группировок подвижных РЭС с учётом трактов формирования и обработки сигналов / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – № 3. – С. 75–79.

3. *Дьяконов В.П.* Энциклопедия MathCAD 2001i и MathCAD / В.П. Дьяконов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2004.

4. *Дьяконов В.П.* MATLAB. R2006/2007/2008 +Simulink. Основы применения / В.П. Дьяконов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800 с. : ил.

Статья поступила в редакцию 12 сентября 2011 г.

УДК: 621.391

АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ И СПЕКТРАЛЬНАЯ ПЛОТНОСТЬ МОДИФИЦИРОВАННОГО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

Г.С. Нахмансон, профессор, Воен. авиац. инж. ун-т (г. Воронеж), тел.: (473) 226-44-83
И.Н. Маснев, инж.-констр., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: Ivashka_m@mail.ru

Предложена математическая модель фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМШПС) с плавным изменением фазы между элементарными импульсами. Получены аналитические выражения для функции корреляции и спектральной плотности такого сигнала и проведён их анализ.

Показано, что автокорреляционная функция (АКФ) ФМШПС с плавным изменением фазы практически не отличается от АКФ ФМШПС со скачкообразным изменением фазы, а в спектральной плотности происходит перераспределение амплитуд боковых лепестков.

Ключевые слова: *фазоманипулированный широкополосный сигнал, автокорреляционная функция, спектральная плотность, боковые лепестки.*

AUTOCORRELATION FUNCTION AND SPECTRAL DENSITY OF THE MODIFIED PHASE-SHIFT BROADBAND SIGNAL

G.S. Nakhmanson, professor, Voronezh Military Aviation Engineering University, tel.: (473) 226-44-83
I.N. Masnev, design engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: Ivashka_m@mail.ru

Phase-shift broadband signal (PSBS) mathematical model with phase-sweeping between elementary impulses has been proposed. Analytical expressions for correlation function and spectral density of such signal have been obtained and analysed.

It is shown that autocorrelation function (AF) of PSBS with phase-sweeping doesn't differ much from AF PSBS with phase hopping and side lobe amplitudes are redistributed in spectral density.

Key words: *phase-shift broadband signal, autocorrelation function, spectral density, side lobes.*

В настоящее время в системах связи широко применяются ФМШПС с непосредственной модуляцией несущей частоты псевдослучайной последовательностью (ПСП) [1, 2], выражение для которых в случае двоичной фазовой манипуляции (ФМ) записывается в виде

$$u(t)=\sum_{k=1}^{L} p_k \operatorname{rect}\left[t-(k-1)\tau_{\text{и}}\right]\cos\left(\omega_0 t+\varphi_0\right)= \\ =U(t)\cos\left(\omega_0 t+\varphi_0\right), \qquad (1)$$

где $U(t)$ – огибающая ФМШПС; $\operatorname{rect}\left[t-(k-1)\tau_{\text{и}}\right]=\begin{cases}1 \text{ при } (k-1)\tau_{\text{и}}\le t\le k\tau_{\text{и}},\\ 0 \text{ при } t<(k-1)\tau_{\text{и}},\ t>k\tau_{\text{и}},\end{cases}$ – прямоугольная огибающая элементарного импульса ФМШПС длительностью $\tau_{\text{и}}$; L – число элементов ПСП на длительности бита информации $\left(L=T_b/\tau_{\text{и}}\right)$; $\omega_0=2\pi f_0$ (f_0 – несущая частота); φ_0 – случайная начальная фаза сигнала, как правило, равномерно распределённая на интервале $[0,\ 2\pi]$; $\{p_k\}$ $(k=1,\ \ldots,\ L)$ – код ПСП, элементы которого принимают значения $\{\pm 1\}$, причём $p_k=p_{k\pm L}$.

Недостатком таких сигналов является наличие разрывов в моменты изменения полярности модулирующего сигнала. Эти «скачки» фазы на 180° являются основной причиной того, что спектральная плотность мощности двоичной ФМ сигнала в радиоканале оказывается существенно отличной от нуля в недопустимо широкой полосе частот [3].

В качестве одного из методов устранения вышеуказанного явления используется плавное изменение фазы на 180° между элементарными импульсами на конечном временном интервале за счёт изменения частоты [4, 5]. Однако предложенная в [5] модель ФМ сигнала с плавным изменением фазы не подходит для описания широкополосных ФМ сигналов и нахождения их характеристик.

 ISSN 1995-7009

Целью настоящей работы является разработка математической модели описания ФМШПС с плавным изменением фазы и анализ его корреляционных и спектральных характеристик.

Выражение для ФМШПС с плавным изменением фазы между импульсами можно записать следующим образом:

$$u(t) = \mathrm{Re}\left\{\dot{U}(t)e^{j(\omega_0 t+\varphi_0)}\right\}, \qquad (2)$$

где Re – действительная часть, а $\dot{U}(t)$ – комплексная огибающая радиосигнала:

$$\dot{U}(t) = \sum_{k=1}^{L} p_k \times \begin{cases} \mathrm{rect}\left[\dfrac{t-(k-1)\tau_и}{\tau_и-\Delta\tau}\right], & (k-1)\tau_и \le t \le k\tau_и - \Delta\tau, \\ \lambda_k \mathrm{rect}\left[\dfrac{t-(k\tau_и-\Delta\tau)}{\Delta\tau}\right] e^{j\Omega\left[t-(k\tau_и-\Delta\tau)\right]} + & \\ \quad +(1-\lambda_k)\mathrm{rect}\left[\dfrac{t-(k\tau_и-\Delta\tau)}{\Delta\tau}\right], & k\tau_и - \Delta\tau \le t \le k\tau_и, \end{cases} \qquad (3)$$

где $\lambda_k = \begin{cases} 0 \text{ при } p_k = p_{k+1}, \\ 1 \text{ при } p_k \ne p_{k+1}, \end{cases}$ – коэффициенты, значения которых определяются кодом ПСП и характеризуют наличие или отсутствие плавного изменения фазы между k-м и $k+1$-м импульсами; $\Delta\tau = \xi\tau_и$ $(\xi < 1)$ – временной интервал, на котором фаза сигнала плавно меняется на π за счёт изменения частоты на величину F; $\Omega = 2\pi F$, причём $\Omega\Delta\tau = 2\pi F\Delta\tau = \pi$, то есть $F = 1/2\xi\tau_и$.

Огибающая ФМШПС с плавным изменением фазы показана на рис. 1. Заштрихованная область определяет временной интервал длительностью $\Delta\tau$, на котором осуществляется плавное изменение фазы.

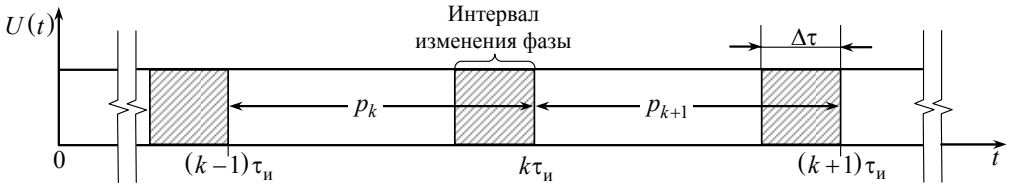


Рис. 1. Огибающая ФМШПС с плавным изменением фазы между элементарными импульсами

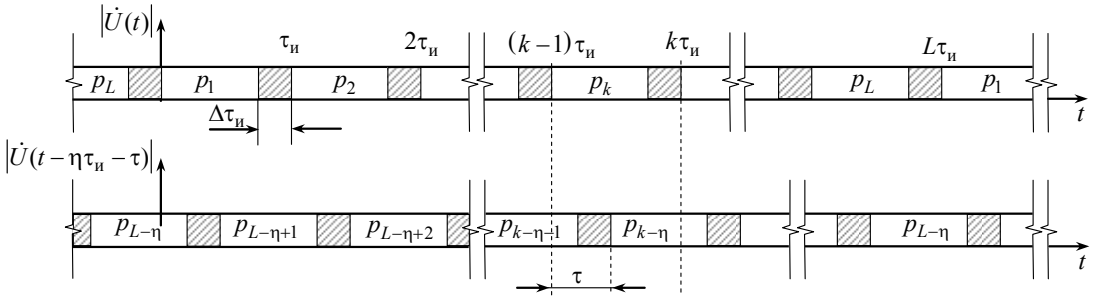


Рис. 2. Смещение огибающих двух ФМШПС на $\varepsilon = \eta\tau_и + \tau$

Рассмотрим, как влияет плавное изменение фазы между элементарными импульсами на АКФ сигнала. Нормированная АКФ огибающей ФМШПС с периодом $L\tau_и$ определяется как [1, 2, 6]

$$\dot{\rho}(\tau) = \frac{1}{2E}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t)\overset{*}{U}(t-\tau)dt, \qquad (4)$$

где $E = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{U}(t)\right|^2 dt$ – энергия сигнала с единичной амплитудой.

Положение огибающих двух ФМШПС, смещённых одна относительно другой во времени на $\varepsilon = \eta\tau_и + \tau$ (η – целое число, меньшее L, $|\tau| < \tau_и$),

проиллюстрировано на рис. 2, из которого следует, что импульс с номером k первой последовательности перекрывается частью $k-\eta-1$ и $k-\eta$ импульсов второй последовательности.

Подставляя (3) в (4) и проводя громоздкие, но несложные преобразования, нетрудно получить выражение для АКФ нашего сигнала. При этом учитывая, что сигнал периодический, достаточно будет рассмотреть поведение АКФ на участке $\varepsilon > 0$:

$$\dot{\rho}(\tau)=\frac{1}{L\tau_{и}}\begin{cases}\sum\limits_{k=1}^{\eta}\dot{A}_{k,k-\eta}+\sum\limits_{k=\eta+2}^{L}\dot{A}_{k,k-\eta}+\dot{A}_{\eta+1,k-\eta}, & 0\le\tau\le\Delta\tau,\\ \sum\limits_{k=1}^{\eta}\dot{B}_{k,k-\eta}+\sum\limits_{k=\eta+2}^{L}\dot{B}_{k,k-\eta}+\dot{B}_{\eta+1,k-\eta}, & \Delta\tau\le\tau\le\tau_{и}-\Delta\tau,\\ \sum\limits_{k=1}^{\eta}\dot{C}_{k,L-\eta+k}+\sum\limits_{k=\eta+2}^{L}\dot{C}_{k,L-\eta+k}+\dot{C}_{\eta+1,L-\eta+k}, & \tau_{и}-\Delta\tau\le\tau\le\tau_{и},\end{cases} \tag{5}$$

где

$$\dot{A}_{k,\nu}=\tau_{и}p_k\times\left\{p_\nu+\frac{\xi}{\pi}\left(p_\nu\lambda_\nu-p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}\right)\sin\left(\frac{\pi}{\xi}\cdot\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)+p_\nu\lambda_k\lambda_\nu\left(\xi-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\cos\left(\frac{\pi}{\xi}\cdot\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)+\right.$$
$$+\xi p_\nu\left(\lambda_k\lambda_\nu-\lambda_k-\lambda_\nu\right)+\left[p_{\nu-1}\left(1-\lambda_{\nu-1}\right)-p_\nu\left(1-\lambda_\nu+\lambda_k\lambda_\nu\right)\right]\frac{\tau}{\tau_{и}}+$$
$$+j\left[\frac{\xi}{\pi}\left(p_\nu\lambda_k-p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}\right)\left[1-\cos\left(\frac{\pi}{\xi}\cdot\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]+\frac{\xi}{\pi}p_\nu\left(\lambda_k-\lambda_\nu\right)\left[1+\cos\left(\frac{\pi}{\xi}\cdot\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right]+$$
$$\left.+j\left[p_\nu\lambda_k\lambda_\nu\left(\xi-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\sin\left(\frac{\pi}{\xi}\cdot\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right\},$$

$$\dot{B}_{k,\nu}=\tau_{и}p_k\times\left\{p_\nu+\left(p_{\nu-1}-p_\nu\right)\frac{\tau}{\tau_{и}}-\xi\left(p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}+p_\nu\lambda_k\right)+j\frac{2\xi}{\pi}\left(p_\nu\lambda_k-p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}\right)\right\},$$

$$\dot{C}_{k,\nu}=\tau_{и}p_k\times\left\{p_\nu\left(1-\lambda_k\right)\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)+\frac{\xi}{\pi}\lambda_k\left(p_{\nu-1}-p_\nu\right)\sin\left[\frac{\pi}{\xi}\cdot\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]+\right.$$
$$+p_{\nu-1}\left[\lambda_k\lambda_{\nu-1}\left(\xi-1+\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\left[1+\cos\left[\frac{\pi}{\xi}\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right]+\left(1-\lambda_k\right)\frac{\tau}{\tau_{и}}+\lambda_k\left(1-\xi\right)-\xi\lambda_{\nu-1}\right]+$$
$$+j\left[\frac{\xi}{\pi}\left(p_\nu\lambda_k-p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}\right)\left[1-\cos\left[\frac{\pi}{\xi}\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right]+\frac{\xi}{\pi}p_{\nu-1}\left(\lambda_k-\lambda_{\nu-1}\right)\left[1+\cos\left[\frac{\pi}{\xi}\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right]\right]-$$
$$\left.-j\left[p_{\nu-1}\lambda_k\lambda_{\nu-1}\left(\xi-1+\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\sin\left[\frac{\pi}{\xi}\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right]\right\}.$$

Следует учесть, что при $\eta=0$ в выражении (5) $\sum\limits_{k=1}^{\eta}\dot{A}_{k,k-\eta}=0,\quad\sum\limits_{k=1}^{\eta}\dot{B}_{k,k-\eta}=0,\quad\sum\limits_{k=1}^{\eta}\dot{C}_{k,L-\eta+k}=0,$

а при $\eta=L-1$ $\sum\limits_{k=\eta+2}^{L}\dot{A}_{k,k-\eta}=0,\quad\sum\limits_{k=\eta+2}^{L}\dot{B}_{k,k-\eta}=0,$

$\sum\limits_{k=\eta+2}^{L}\dot{C}_{k,L-\eta+k}=0.$

Зависимость модуля АКФ $|\dot{\rho}(\tau)|$ огибающей ФМШПС с плавным изменением фазы между импульсами с модуляцией фазы M-последовательностью при числе импульсов $L=63$ от нормированной временной задержки изображена на рис. 3, а при $L=127$ – на рис. 5. На рис. 4 и 6 проиллюстрировано поведение главных лепестков АКФ ФМШПС с плавным изме-

нением фазы (сплошные кривые) с модуляцией фазы M-последовательностью соответственно при $L=63$ и при $L=127$. Пунктирные кривые на этих рисунках иллюстрируют поведение главных лепестков АКФ огибающих этих же сигналов, но со скачкообразным изменением фазы. Расчёты проводились для $\xi=0,25$.

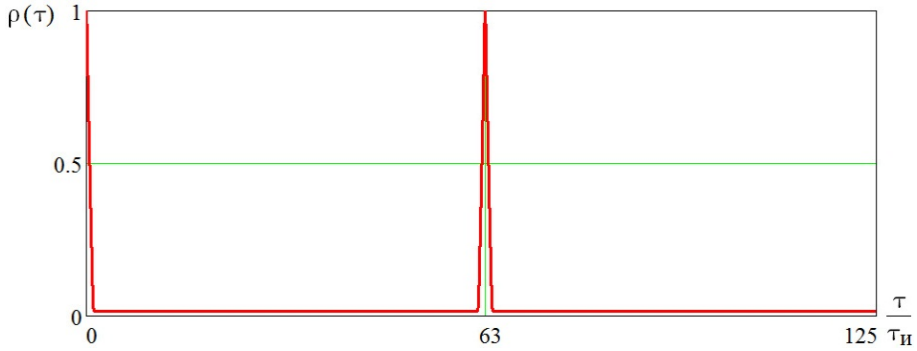


Рис. 3. Зависимость модуля АКФ огибающей ФМШПС с плавным изменением фазы с модуляцией фазы M-последовательностью ($L=63$) от нормированной временной задержки

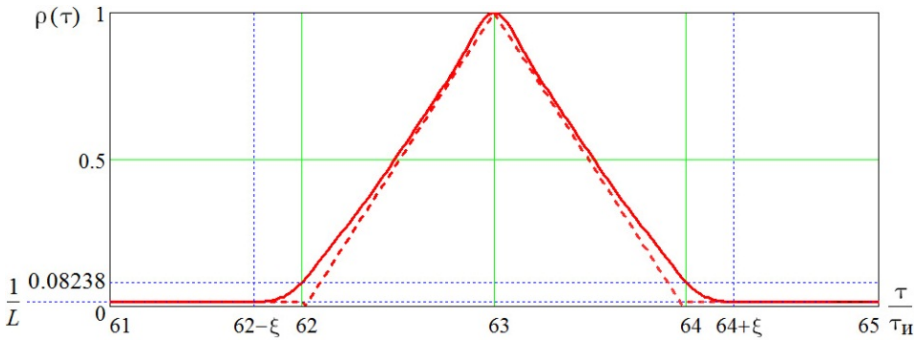


Рис. 4. Главный лепесток АКФ огибающей ФМШПС с плавным изменением фазы с модуляцией фазы M-последовательностью ($L=63$) – сплошная кривая, со скачкообразным изменением фазы – пунктирная кривая

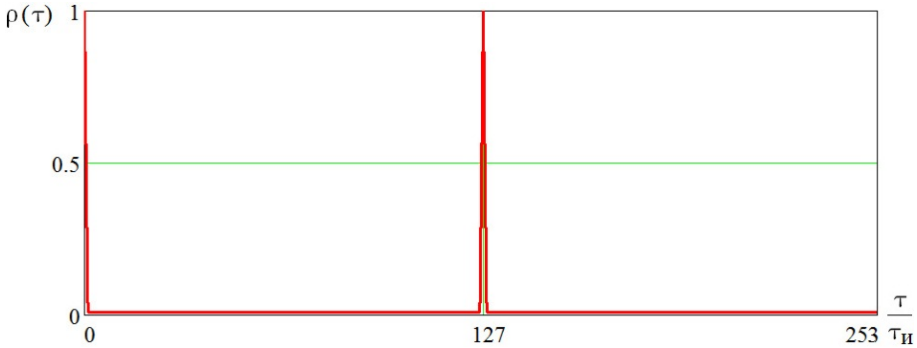


Рис. 5. Зависимость модуля АКФ огибающей ФМШПС с плавным изменением фазы с модуляцией фазы M-последовательностью ($L=127$) от нормированной временной задержки

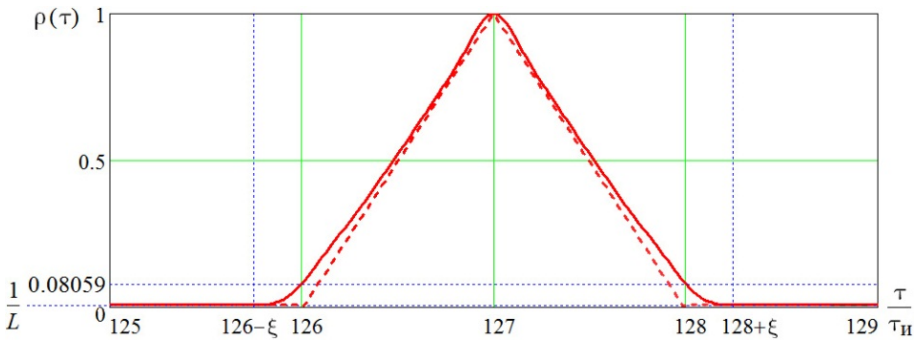


Рис. 6. Главный лепесток АКФ огибающей ФМШПС с плавным изменением фазы с модуляцией фазы *M*-последовательностью ($L = 127$) – сплошная кривая, со скачкообразным изменением фазы – пунктирная кривая

Из сравнения зависимостей поведения АКФ следует, что плавное изменение фазы приводит к незначительному расширению главного лепестка АКФ (на уровне 0,5) и к увеличению уровня первых боковых лепестков на интервале $\xi = \Delta\tau/\tau_и$ слева и справа от главного. Максимальный уровень остальных боковых лепестков не превышает $1/L$.

Наряду с функцией автокорреляции, важной характеристикой сигналов является их спектральная плотность, определяемая как [2]

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)\cdot e^{-j\omega t}dt. \qquad (6)$$

Подставляя выражение (2) в (6), получаем выражение для спектральной плотности ФМШПС с плавным изменением фазы:

$$\dot{S}(\omega) = \sum_{k=1}^{L} p_k \times \left\{ \int_{(k-1)\tau_и}^{k\tau_и-\Delta\tau} \cos(\omega_0 t) e^{-j\omega t}dt + \lambda_k \int_{k\tau_и-\Delta\tau}^{k\tau_и} \cos\left[\omega_0 t + \Omega\left[t-(k\tau_и-\Delta\tau)\right]\right] e^{-j\omega t}dt + \right.$$

$$\left. + (1-\lambda_k) \int_{k\tau_и-\Delta\tau}^{k\tau_и} \cos(\omega_0 t) e^{-j\omega t}dt \right\}. \qquad (7)$$

После соответствующих преобразований (7) принимает вид

$$\dot{S}(\omega) = \frac{\tau_и}{2} \sum_{k=1}^{L} p_k \times$$

$$\times \left\{ e^{j2\pi x\left(k-\frac{\xi}{2}\right)} \left[e^{-j\pi x}(1-\xi)\operatorname{sinc}\left[\pi x(1-\xi)\right] + \xi(1-\lambda_k)\operatorname{sinc}(\pi x\xi) + j\xi\lambda_k \operatorname{sinc}\left[\pi\left(x\xi+\frac{1}{2}\right)\right]\right] + \right.$$

$$\left. + e^{-j2\pi y\left(k-\frac{\xi}{2}\right)} \left[e^{j\pi y}(1-\xi)\operatorname{sinc}\left[\pi y(1-\xi)\right] + \xi(1-\lambda_k)\operatorname{sinc}(\pi y\xi) - j\xi\lambda_k \operatorname{sinc}\left[\pi\left(y\xi+\frac{1}{2}\right)\right]\right]\right\}, \qquad (8)$$

где $x = 2\pi\dfrac{f_0 - f}{f_{ак}}$, $y = 2\pi\dfrac{f_0 + f}{f_{ак}}$ – расстройки по частоте относительно несущей частоты сигнала в области положительных и отрицательных частот, нормированные на активную ширину спектра элементарного импульса $f_{ак} = 1/\tau_и$.

Так как спектральная плотность $S(\omega)$ является функцией, симметричной относительно нуля, то достаточно рассмотреть её поведение в области положительных частот. В этом случае выражение для рассматриваемой спектральной плотности примет вид

$$\dot{S}(\omega)=\frac{\tau_{и}}{2}\sum_{k=1}^{L}p_k\times$$

$$\times\left\{e^{j2\pi x\left(k-\frac{\xi}{2}\right)}\left[e^{-j\pi x}(1-\xi)\operatorname{sinc}\left[\pi x(1-\xi)\right]+\xi(1-\lambda_k)\operatorname{sinc}(\pi x\xi)+j\xi\lambda_k\operatorname{sinc}\left[\pi\left(x\xi+\frac{1}{2}\right)\right]\right]\right\}. \qquad (9)$$

На рис. 7а, б представлены результаты расчётов модулей спектральных плотностей ФМШПС со скачкообразным изменением фазы с модуляцией фазы *M*-последовательностью, нормированных на $\tau_{и}$, с числом элементов $L=63$ и 127 соответственно. На рис. 7в, г представлены спектральные плотности ФМШПС с плавным изменением фазы на интервале $\Delta\tau$ путём увеличения частоты f_0 на F для $L=63$ и 127, а на рис. 7д, е – путём уменьшения частоты f_0 на F для $L=63$ и 127 соответственно.

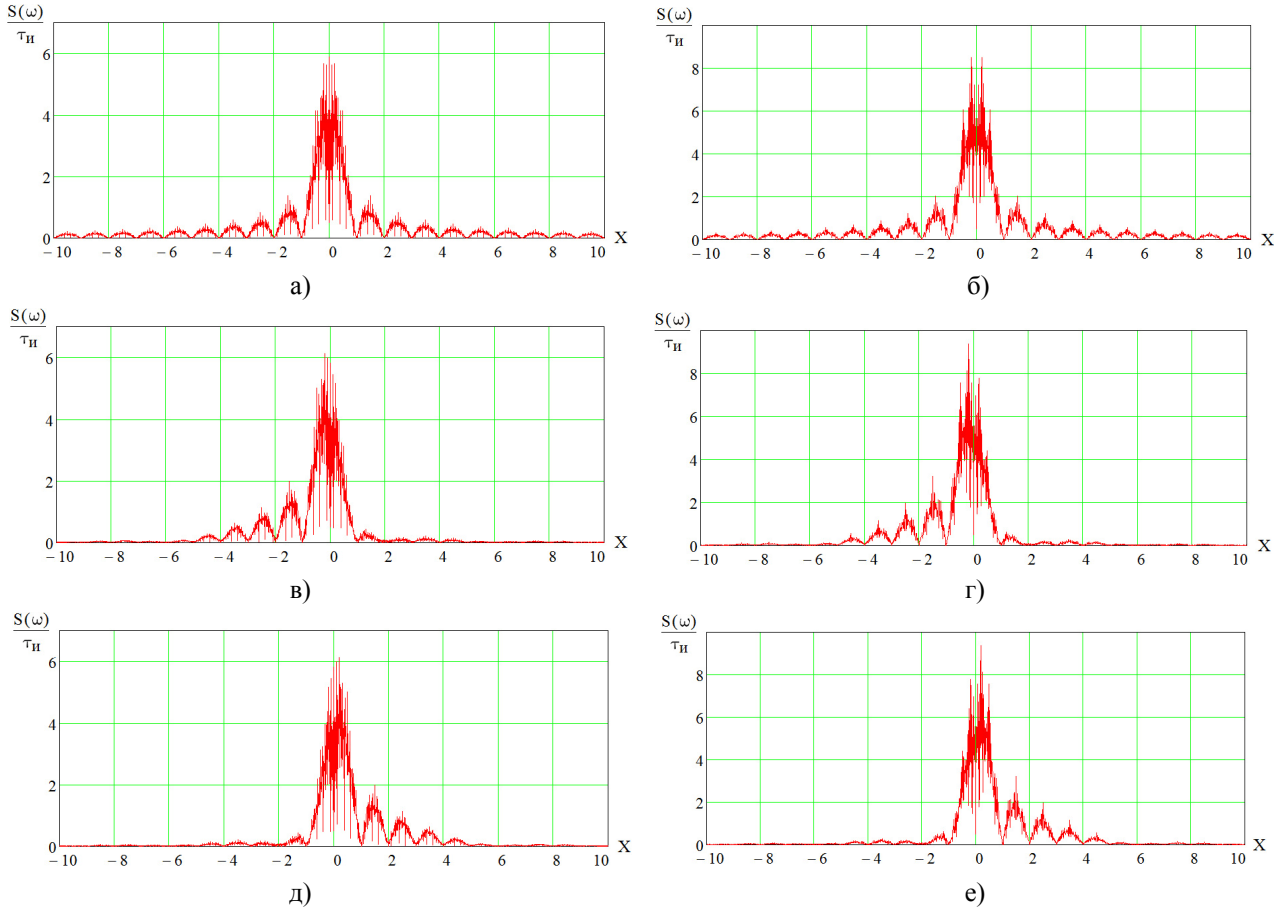


Рис. 7. Спектральные плотности ФМШПС с модуляцией несущей *M*-последовательностью с числом элементов $L=63$ (а) и $L=127$ (б) со скачкообразным изменением фазы, с плавным изменением фазы путём увеличения частоты для $L=63$ (в) и $L=127$ (г), с плавным изменением фазы путём уменьшения частоты для $L=63$ (д) и $L=127$ (е)

Из поведения зависимостей на рис. 7 в и г следует, что плавное изменение фазы между элементарными импульсами приводит к резкому снижению уровня боковых лепестков спектральной плотности при $\omega<\omega_0$ и к увеличению первых трех боковых лепестков в области $\omega>\omega_0$ при использовании для плавного изменения фазы на интервале $\Delta\tau$ частоты f_0+F. Главный лепесток спектральной плотности претерпевает незначительные изменения. При использовании частоты f_0-F для плавного изменения фазы (рис. 7д–е) наблюдается противоположный эф-

фект, т.е. уровни боковых лепестков спектральной плотности резко снижаются при $\omega > \omega_0$ и увеличиваются в области $\omega < \omega_0$. Следует заметить, что плавное изменение фазы путём уменьшения частоты возможно только при $F < f_0$.

Заключение

В работе предложена новая математическая модель ФМШПС с плавным изменением фазы, позволившая получить аналитические выражения для АКФ и спектральной плотности таких сигналов и провести их анализ. Показано, что:

– автокорреляционная функция рассматриваемого ФМ сигнала незначительно отличается в области центрального пика от АКФ аналогичного сигнала со скачкообразным изменением фазы;

– в спектре ФМ сигнала с плавным изменением фазы происходит перераспределение плотности мощности боковых лепестков в зависимости от выбранной частоты вставки. Использование для плавного изменения фазы частоты меньшей несущей приводит к незначительному увеличению первых трех боковых лепестков, лежащих ниже несущей частоты, и к уменьшению боковых лепестков в области частот, лежащих выше несущей частоты. При использовании для плавного изменения фазы частоты большей, чем несущая, наблюдается обратный эффект – увеличение первых трех боковых лепестков в области частот, лежащих выше несущей частоты, и низкий уровень боковых лепестков в области частот, лежащих ниже несущей частоты.

Литература

1. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / под ред. В.И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

2. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

3. *Маковеева М.М.* Системы связи с подвижными объектами : Учеб. пособие для вузов / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 2002. – 440 с.

4. *Егоров Г.К.* Способ формирования сигнала фазовой телеграфии с подавлением низкочастотных составляющих спектра / Г.К. Егоров, В.Н. Николаенко // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие» – Воронеж, 2005. – Вып. 1. – С. 69–73.

5. *Нахмансон Г.С.* Автокорреляционная функция и спектр модифицированного фазоманипулированного сигнала / Г.С. Нахмансон, И.Н. Маснев. // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. журнал / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 4. – С. 11–15.

6. *Тузов Г.И.* Статистическая теория приёма сложных сигналов / Г.И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1977. – 400 с.

Статья поступила в редакцию 29 декабря 2011 г.

УДК 621.391.037.372

ОЦЕНКА РЕАЛИЗУЕМОСТИ ЦИФРОВОГО МОДЕМА НА ОСНОВЕ КАСКАДНОЙ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ С ПОМОЩЬЮ КОМПЬЮТЕРНОГО ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Т.Н. Скобелкина, инж.-констр., e-mail: tskobelkina@inbox.ru
С.Е. Борзакова, инж.-программист, e-mail: water-nymph@inbox.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Приведены алгоритмы построения цифрового модема последовательного кодирования/декодирования БЧХ и OCDM и результаты компьютерного имитационного моделирования.
***Ключевые слова**: модем, компьютерное моделирование, БЧХ, OCDM.*

ASSESSMENT OF THE FEASIBILITY OF DIGITAL MODEM BASED ON CASCADE SIGNAL-CODE STRUCTURE USING COMPUTER IMITATING SIMULATION

T.N. Skobelkina, design engineer, e-mail: tskobelkina@inbox.ru
S.E. Borzakova, programming engineer, e-mail: water-nymph@inbox.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

Algorithms for constructing a modem of consecutive encoding/decoding of BCH and OCDM and the results of computer simulation are presented.
***Key words**: digital modem, computer simulation, BCH, OCDM.*

В современных системах связи роль модемов является ключевой. Прежде, когда скорости передачи информации были не велики, а требования к верности весьма умеренны, модуляторы и демодуляторы являлись второстепенными устройствами по сравнению, например, с передатчиком или радиоприёмником, в которые они входили в качестве мелких узлов. Однако по мере возрастания требований к скорости и помехоустойчивости, а также в связи с появлением новых эффективных способов модуляции и алгоритмов оптимальной обработки сигналов значение модемов возросло, и фактический объём составляющего их оборудования увеличился. Такие важные характеристики системы связи, как скорость передачи информации и помехоустойчивость, в большей степени определяются тем, насколько удачно выбраны параметры модема и насколько хорошо он реализован. В число функций модема входит преобразование дискретных символов в элементы сигнала, подлежащего передаче по непрерывному каналу связи, и преобразование принятого сигнала в последовательность дискретных символов.

В настоящее время используется большое количество различных вариантов помехоустойчивых сигнально-кодовых конструкций. Предпочтение тому или иному варианту отдаётся исходя из различных факторов (шум в канале, скорость передачи, способ передачи, тип передаваемых данных и т.д.). Каждая конкретная задача требует новых подходов к разработке модемов. В связи с этим *целью настоящей работы* является разработка и реализация цифрового модема на базе ПЛИС типа FPGA, обеспечивающего помехоустойчивость не менее 5 дБ и групповую скорость передачи модема до 108 Мбит/с.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные *задачи*:

– проанализировать алгоритмы кодирования и декодирования OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) и OCDM (Orthogonal Code Division Multiplex) с точки зрения их эффективности и реализуемости;

– провести моделирование разработанных алгоритмов в среде Matlab с помощью программного пакета Simulink [1], а также САПР QuestaSim на языке программирования VHDL [2], оценить их эффективность (помехоустойчивость, скорость передачи) и возможность реализации. Оценка возможности реализации алгоритмов каскадной сигнально-кодовой конструкции (Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ), OCDM) с использованием САПР QuestaSim для ПЛИС типа FPGA ранее не проводилась.

Согласно работам Шеннона [3], применяя достаточно сложную систему кодированных сигналов, можно передавать дискретную информацию со скоростью C при любом малом значении частоты ошибок:

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_ш} \right),$$

где C – пропускная способность; ΔF – эффективная полоса пропускания канала; $P_ш$ – мощность белого шума; P_c – мощность сигнала. Система связи, обеспечивающая высокую помехоустойчивость при скорости передачи информации, приближающейся к пропускной способности, является оптимальной по Шеннону. Для реализации подобных систем статистическая структура сигнала должна быть сходна с белым шумом. Таким образом, необходимо построить сигнально-кодовую конструкцию с шумоподобной структурой и высокой скоростью и попытаться приблизиться к пропускной способности либо по энергетической, либо по частотной эффективности. Сравним сигналы с OFDM- и OCDM-модуляцией и выберем наиболее подходящий для решения нашей задачи.

OFDM-модуляция. Широкополосные сигналы, получаемые мультиплексированием нескольких широкополосных сигналов с ортогональным частотным уплотнением, представляют собой одновременную передачу на разных несущих частотах сигналов с фазовой модуляцией. Схема типичного модулятора OFDM приведена на рис. 1. С одной стороны, устройства, разработанные на базе OFDM-модуляции, обеспечивают высокую скорость передачи при значительных энергетических затратах, с другой стороны, не обладают высокой помехоустойчивостью.

OCDM-модуляция. Для передачи широкополосных сигналов, получаемых мультиплексированием нескольких широкополосных сигналов с ортогональным кодовым уплотнением, используются одновременно несколько широкополосных каналов на одной частоте. Каналы разделяются за счёт применения ортогональных кодов. Пример построения передачи посредством OCDM приведён на рис. 2. Фактически одновременно передаются 16 каналов с шестнадцатью ортогональными кодами. В каждом канале применяется фазовая модуляция, затем каналы суммируются аналоговым методом. Согласно результатам, приведённым в [4], сигнально-кодовые конструкции OCDM имеют хороший показатель помехоустойчивости, что для решаемой задачи является одним из основных пунктов. Также для повышения показателя помехоустойчивости и приближения к пропускной способности по частотной эффективности часто используют дополнительное кодирование.

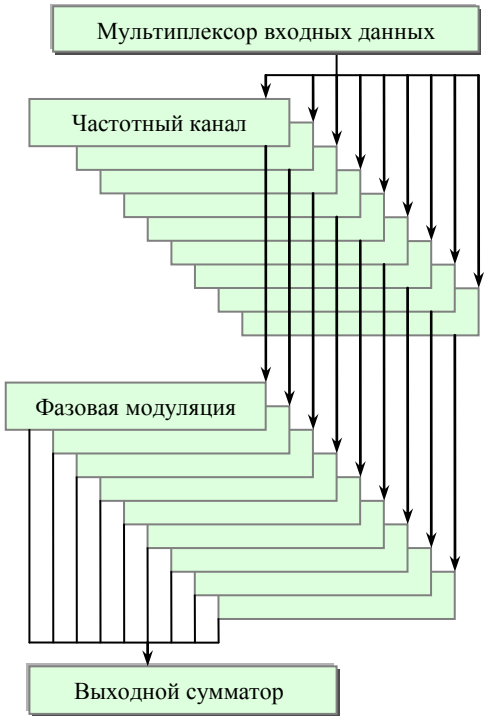


Рис. 1. Схема OFDM-модуляции
(16 независимых каналов)

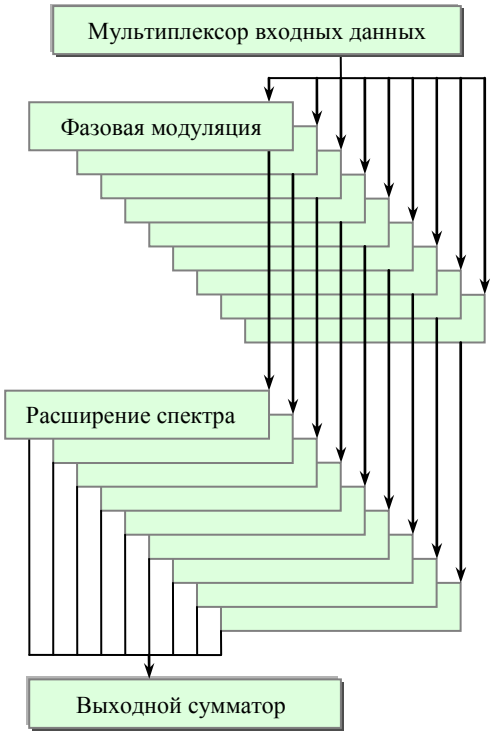


Рис. 2. Схема OCDM-модуляции
(16 каналов по 0,68 кбит/с = 10 Мбит/с)

Одними из наиболее перспективных кодов для дополнительного кодирования, с точки зрения практического использования, являются блоковые коды. Среди этих кодов отметим разделимые коды с достижимым максимальным расстоянием. К ним относятся некоторые коды БЧХ и коды Рида–Соломона (РС). При одинаковых длине кода и максимальном числе исправляемых ошибок эти коды обладают максимальными скоростями по сравнению с другими. Согласно [6] код БЧХ рекомендуется к применению в комплексе с ортогональными шумоподобными сигналами (т.е. OCDM). Таким образом, каскадную сигнально-кодовую конструкцию (БЧХ/OCDM) в цифровом модеме реализуем по структурной схеме, приведённой на рис. 3.

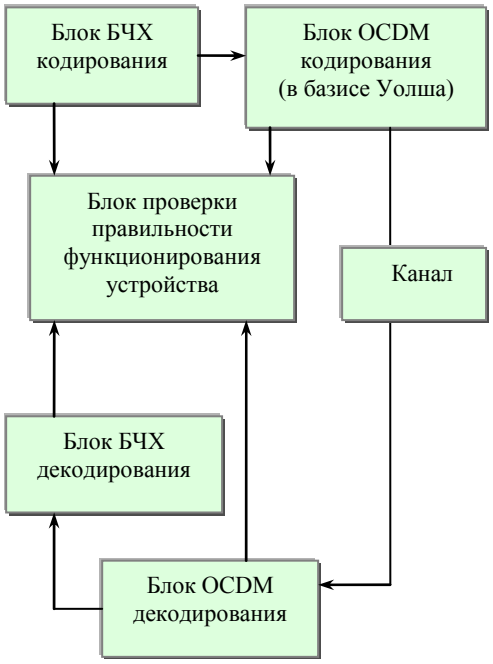


Рис. 3. Структурная схема VHDL-модели цифрового модема

Так как использование ПЛИС в качестве элементной базы при разработке модемов позволяет реализовать их с меньшей аппаратной избыточностью по сравнению с использованием цифрового сигнального процессора, то для оценки реализуемости необходимо проводить моделирование цифрового модема не только в среде Matlab с помощью программного пакета Simulink (далее Matlab), но и в САПР QuestaSim на языке VHDL (далее QuestaSim).

Компьютерное имитационное моделирование

Моделирование проводилось в три этапа: 1) разработка модели в среде Matlab согласно схеме, представленной на рис. 4, для отработки алгоритмов OCDM-передачи; 2) разработка VHDL-модели цифрового модема (рис. 3) для оценки реализуемости каскадного кодирования информации; 3) проведение совместного моделирования на основе синтеза VHDL-файлов со средой Matlab для оценки помехоустойчивости разработанной сигнально-кодовой конструкции, реализуемой в цифровом модеме (структура синтезированной модели приведена на рис. 5).

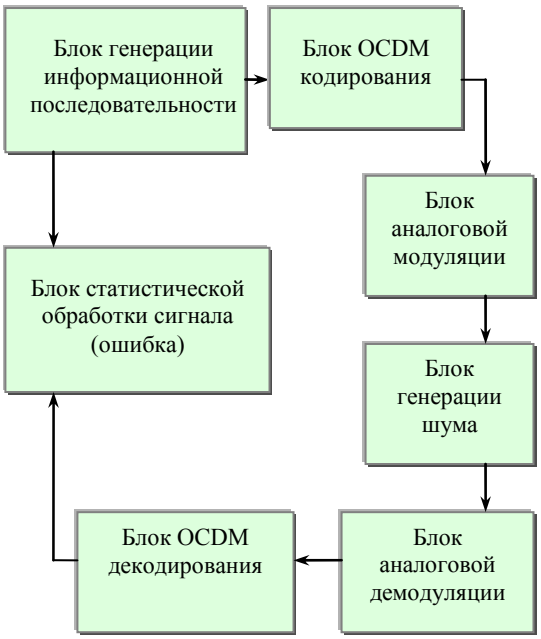


Рис. 4. Структурная схема модели цифрового модема, разработанной в среде Matlab

Основные возможности модели, разработанной в среде Matlab:

– генерация случайных информационных последовательностей с заданной частотой дискретизации;

– отработка алгоритмов OCDM-кодирования/декодирования в базисе Уолша;

– генерация аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) для оценки влияния шума на детектирование сигнала;

– имитация аналоговой модуляции/демодуляции (с различными характеристиками: амплитуда, частота, фаза);

– статистическая обработка и регистрация результатов сравнения (количество ошибок, относительная ошибка, визуальное представление на встроенном осциллографе).

Разработка VHDL-модели демонстрирует реализуемость алгоритма и возможность его внедрения в ПЛИС типа FPGA. Также данная модель позволяет:

– анализировать в определенные промежутки времени построенные алгоритмы взаимодействия структурных элементов;

– генерировать случайную информационную последовательность с заданной частотой дискретизации;

– оценивать правильность функционирования как модема в целом, так и каждого структурного элемента.

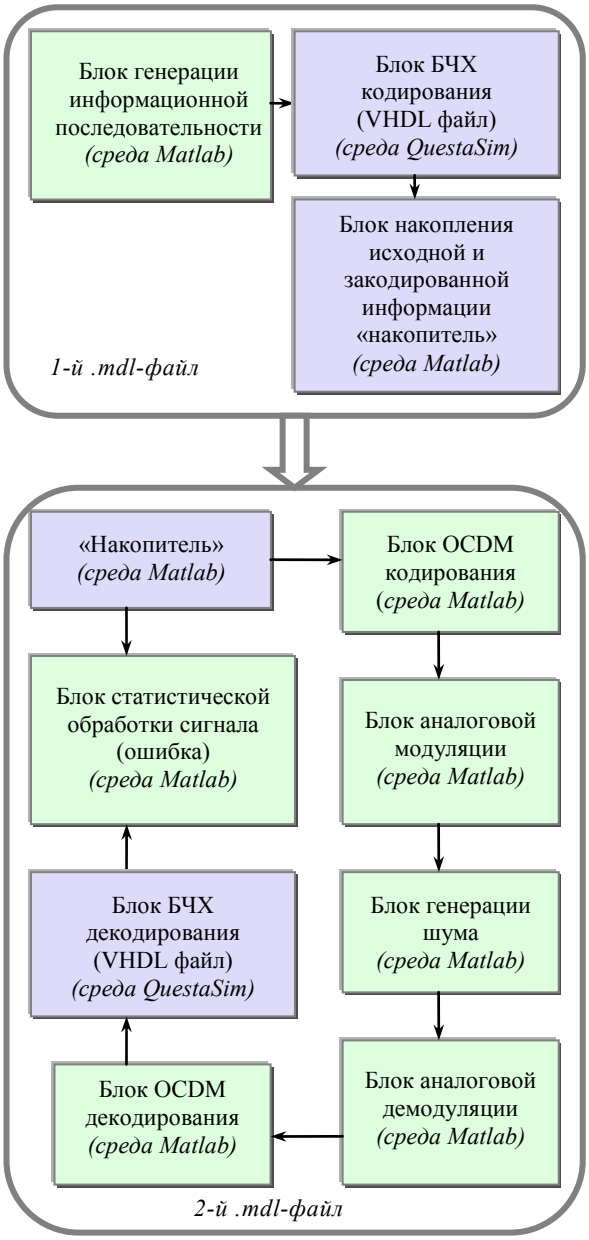


Рис. 5. Структурная схема синтезированной модели *Matlab* с блоками *QuestaSim* цифрового модема

К основным возможностям синтезированной модели *Matlab* с блоками *QuestaSim* (рис. 5) добавляется возможность оценки помехоустойчивости разрабатываемого модема к АБГШ, что трудно реализуемо на языке VHDL. Поскольку синтезированная модель позволяет оценить такие основные характеристики модема, как помехоустойчивость и скорость передачи, то подробнее опишем её структурные элементы.

Блок генерации последовательности формирует случайную бинарную последовательность. Блок БЧХ работает по следующему алгоритму [7]:

1) принятый вектор информации $\boldsymbol{\gamma} = \gamma_1,...,\gamma_k$ умножается на матрицу генератора $\mathbf{G}$. В матричной записи генерация кодового слова $\mathbf{U} = u_1,...,u_m$ будет выглядеть как произведение

$$\mathbf{U} = \boldsymbol{\gamma}\mathbf{G}, \qquad (1)$$

где умножение матриц $\mathbf{C} = \mathbf{AB}$ выполняется по следующему правилу:

$$c_{ij} = \sum_{k=1}^{n} a_{ik} b_{kj}, \quad j = 1,...,m. \qquad (2)$$

Здесь $\mathbf{A}$ – матрица размером $l \times n$, $\mathbf{B}$ – матрица размером $n \times m$, а результирующая матрица $\mathbf{C}$ имеет размер $l \times m$. При разработке БЧХ кодера/декодера использовались матрицы со следующими размерностями: $l = 1$, $n = 21$, $m = 31$.

Алгоритм декодирования БЧХ имеет следующий вид: 1) по принятому вектору $\mathbf{r} = r_1,...,r_m$ вычисляется синдром $\mathbf{S}$ в соответствии с формулой

$$\mathbf{S} = \mathbf{r}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}, \qquad (3)$$

где $\mathbf{H}$ – проверочная матрица размерностью $(m-k) \times m$, такая, что строки матрицы $\mathbf{G}$ ортогональны к строкам матрицы $\mathbf{H}$, т.е. $\mathbf{G}\mathbf{H}^{\mathrm{T}} = \boldsymbol{\theta}$, $\mathbf{H}^{\mathrm{T}}$ – транспонированная матрица, а $\boldsymbol{\theta}$ – нулевая матрица размерностью $k \times (m-k)$;

2) по синдрому определяются номера ошибочных позиций с помощью проверочной матрицы $\mathbf{H}$;

3) производится замена символов в найденных позициях на противоположные значения.

Блоки OCDM-кодирования/декодирования работают по следующему алгоритму. Пришедший из кодера БЧХ в блок OCDM сигнал $\mathbf{U}$ раскладывается в базисе Уолша $\mathbf{W}$ по алгоритму, приведённому на рис. 1:

$$\mathbf{V} = \sum_{q=1}^{16} \mathbf{U}_q \mathbf{W}_{qr}, \qquad (4)$$

где $r = 1,...,16$. Сформированная ступенчатая функция передается на аналоговые блоки, затем в канал. Из-за действия помех на выходе канала имеем уже другой сигнал $\dot{\mathbf{V}}$. При поэлементном приеме базисных функций OCDM-декодирование реализовывалось в соответствии с формулой

$$\mathbf{r} = \dot{\mathbf{V}}\mathbf{W}. \qquad (5)$$

Блок статистической обработки сигнала автоматически сравнивает переданный и принятый сигналы, рассчитывает частоту ошибки и количество несовпадений, предоставляет временные осциллограммы.

Адекватность построенных моделей проверялась сопоставлением полученных экспериментальных данных с теоретическими результатами, приведенными в [5].

При разработке модема на языке VHDL проводились проектирование, верификация и тестирование VHDL-моделей. Проектирование на VHDL заключалось в последовательном написании программного кода по формулам (1)–(5) для всех блоков, составляющих структурный алгоритм, приведённый на рис. 3. Высокая надёжность проекта обеспечивалась синтаксическим анализом, моделированием и компиляцией в логическую схему в среде *QuestaSim*, что позволяет быстро выявить ошибки. Для доказательства того, что модем функционирует согласно своей спецификации, проводилась имитационная верификация. Она предполагает моделирование VHDL-описания модема и воспроизведение в ходе имитационного эксперимента всех возможных внешних входных воздействий и внутренних состояний моделируемой системы.

Верификация реализовывалась по следующему плану: 1) проводилось тестирование отдельных блоков OCDM- и БЧХ-кодирования/декодирования; 2) осуществлялось совместное тестирование цифрового модема на основе каскадной сигнально-кодовой конструкции БЧХ/OCDM. На каждый тест создавалась верификационная среда (test bench), в которой описывались монтажные логические соединения, формировались пакеты входных данных (информация, такты, разрешающие сигналы). Также проводились отладки тестирующих программ и модели исследуемого модема, профилирование (выявление и по возможности устранение участков теста, сильно снижающих быстродействие), регрессионные (многократные, исчерпывающие) эксперименты. Регрессионные эксперименты показали, что закодированная по предложенным алгоритмам информация в идеальных условиях декодируется с точностью 100%, и тем самым подтверждается реализуемость алгоритмов кодирования/декодирования для «прошивки» ПЛИС. Фрагмент осциллограммы с потоком данных через все логические блоки модема приведён на рис. 6. На осциллограмме отчётливо виден результат успешного декодирования.

Рис. 6. Фрагмент осциллограммы (din, dout1 – входная и выходная информация кодера БЧХ;
din1, douti – входная и выходная информация кодера OCDM;
dini, dout – входная и выходная информация декодера OCDM;
dinbch, doutbch – входная и выходная информация декодера БЧХ; clk – такты)

Реализация Matlab-модели с блоками QuestaSim была сложной. Необходимо было:

– создать два файла с расширением .mdl в связи с ограниченными возможностями среды Matlab (разрешено использовать только один файл VHDL в файле .mdl), см. рис. 5;

– провести согласование типов соединительных сигналов (рис. 7).

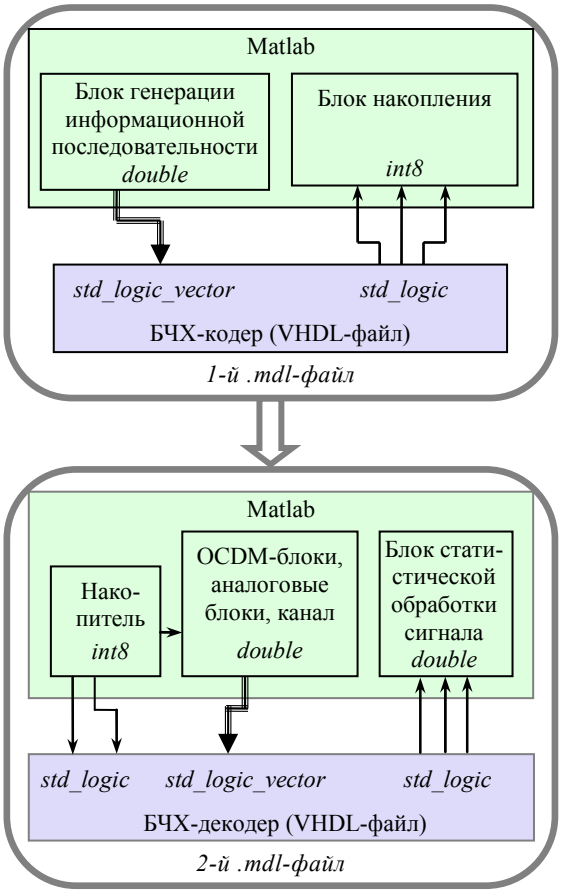


Рис. 7. Схема согласования типов данных

Оценка помехоустойчивости разработанного цифрового модема к АБГШ проводилась с помощью синтезированной модели. Блок статистической обработки сигнала позволял не только наблюдать, анализировать и фиксировать временные осциллограммы на каждом этапе моделирования, но и в автоматическом режиме вычислял частоту ошибки v_ξ и относительную частоту ошибки $h(\xi)$ [8] по формуле

$$h(\xi) = v_\xi / v,$$

где v – объём выборки, v_ξ – частота события ξ. Были проведены многократные эксперименты при следующих параметрах синтезируемой модели: уровень отношения сигнал–шум изменялся в диапазоне от 14 до 0 дБ; разность частот Δw гетеродинов передатчика и приёмника составляла 10^{-5}. В результате были получены зависимости относительной частоты ошибки декодирования от уровней отношения сигнал–шум для блоков OCDM и для каскадной сигнально-кодовой конструкции БЧХ/OCDM (рис. 8). С помощью синтезированной модели также были проведены многократные имитационные эксперименты по оценке зависимости относительной частоты ошибки от разности частот Δw гетеродинов передатчика и приёмника при заданных значениях отношения сигнал–шум. На рис. 9 представлена зависимость относительной частоты ошибки декодирования от разности частот Δw, которая наглядно демонстрирует улучшение помехоустойчивости при дополнительном кодировании. Анализ полученных результатов показал, что при $\Delta w = 10^{-5}$, $Es / No = 2$дБ, $v = 9 \times 10^4$ реализованная каскадная сигнально-кодовая конструкция в модеме обеспечивает устойчивый приём с вероятностью ошибки 10^{-4}, а также позволяет улучшить помехоустойчивость в 3,5 раза относительно OCDM-кодирования.

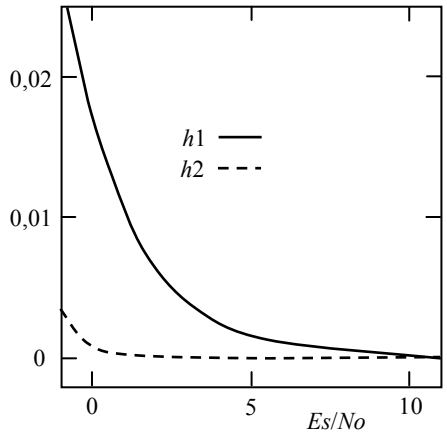


Рис. 8. Зависимость относительной частоты ошибки декодирования от уровней отношения сигнал–шум: сплошная линия – OCDM, пунктирная – БЧХ/OCDM

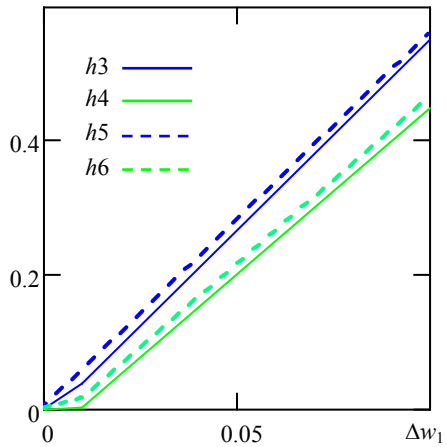


Рис. 9. Зависимость относительной частоты ошибки декодирования от разности частот Δw:
$h3$ – OCDM-приём при Es / No = 5 дБ;
$h4$ – БЧХ/OCDM-приём при Es / No = 5 дБ;
$h5$ – OCDM-приём при Es / No = 2 дБ;
$h6$ – БЧХ/OCDM-приём при Es / No = 2 дБ

На рис. 10–16 приведены осциллограммы основных сигналов синтезируемой модели, работающей при значении отношения сигнал–шум 2 дБ и обеспечивающей относительную частоту ошибки $h(\xi) = 0{,}0000444$. Основные сигналы блока БЧХ представлены на рис. 10 – входной информационный сигнал (верхний) и выходной закодированный сигнал (нижний).

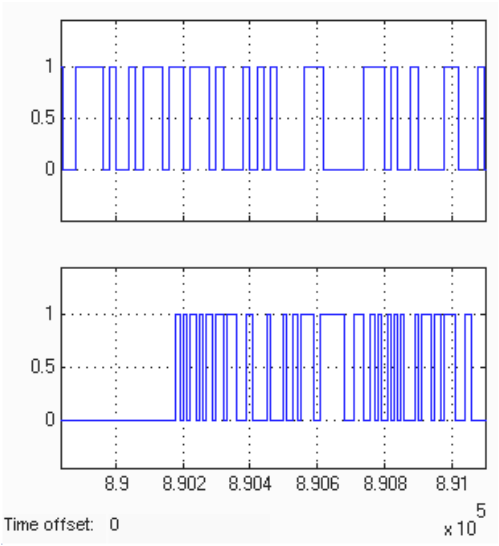


Рис. 10. Вход и выход блока БЧХ-кодирования

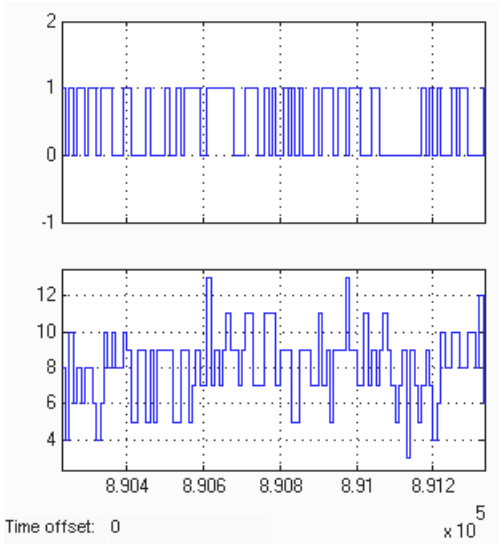


Рис. 11. Вход и выход блока OCDM-кодирования

Основные сигналы блока OCDM – входной сигнал (верхний) и закодированный многоуровневый сигнал (нижний), показанные на рис. 11, отражают структуру многоуровневого сигнала при OCDM-кодировании в базисе функций Уолша.

На рис. 12 представлены сигналы блока аналоговой модуляции – входной сигнал (верхний) и выходной сигнал (нижний).

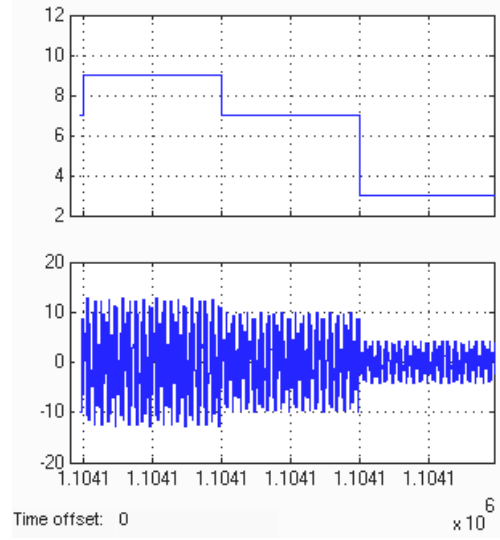


Рис. 12. Вход и выход блока аналоговой модуляции

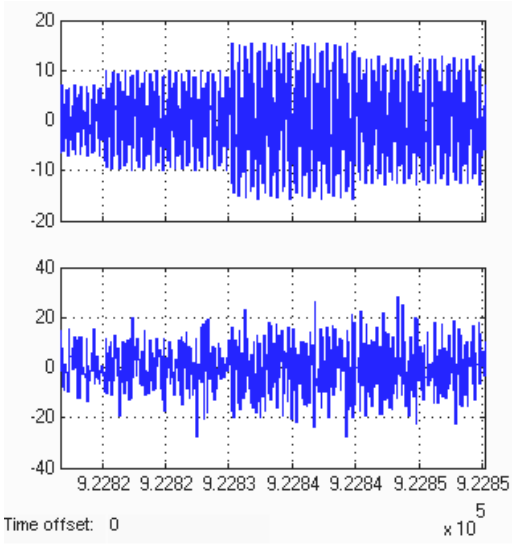


Рис. 13. Вход и выход канала с АБГШ

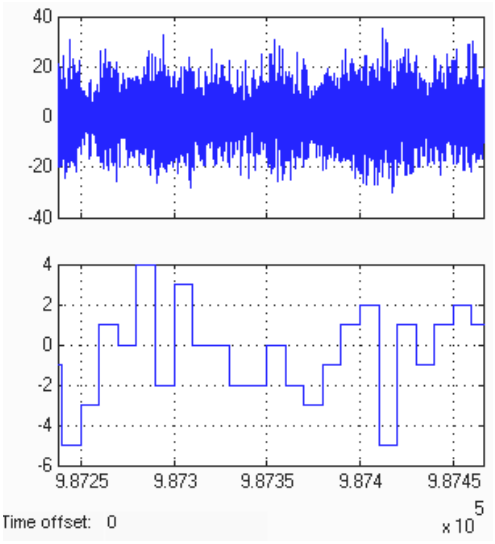


Рис. 14. Вход и выход блока аналоговой демодуляции

Насколько изменяется структура модулированного сигнала при воздействии АБГШ со значением 2 дБ, можно оценить по осциллограмме, приведённой на рис. 13.

На рис. 14 приведены результаты аналоговой демодуляции и показан результат восстановления многоуровневого сигнала (нижний сигнал).

На рис. 15 показан участок с ошибкой декодирования блока OCDM, которую устранил код БЧХ (рис. 16).

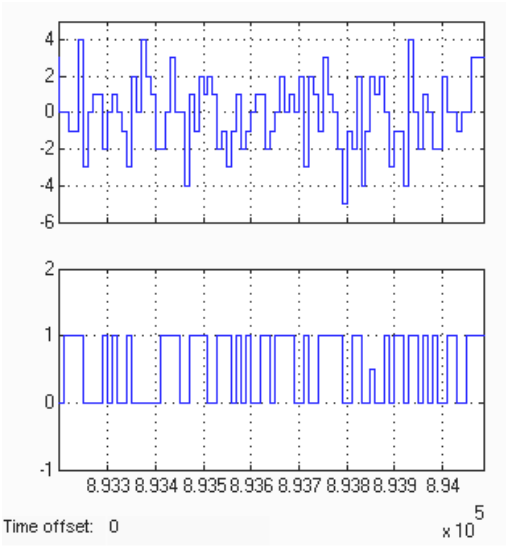


Рис. 15. Вход и выход блока OCDM-декодирования

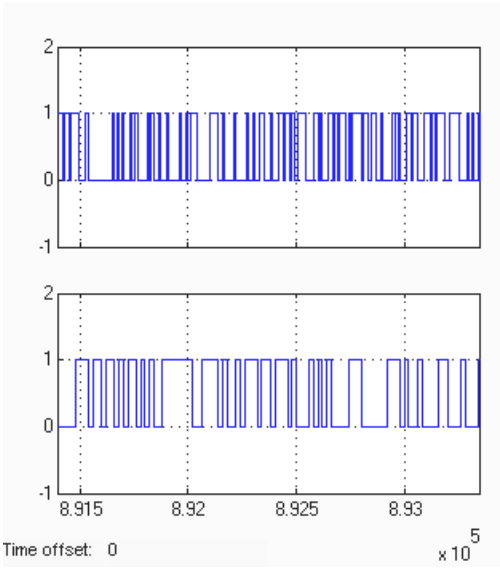


Рис. 16. Вход и выход блока БЧХ-декодирования

По результатам (рис. 8–16) многократных, исчерпывающих экспериментов с применением синтезированной модели можно сделать следующий вывод: модем на основе каскадной сигнально-кодовой конструкции обеспечивает заданную вероятность ошибки 10^{-4} при достаточно низком отношении сигнал–шум 2 дБ.

Заключение

В работе рассмотрена реализация сложных методов цифровой обработки сигнала с помощью современных систем компьютерного проектирования, что необходимо как для ускорения процесса разработки, так и для экономии средств, поскольку, ввиду высокой стоимости комплектующих, платы должны начинать работать с первого включения. С помощью компьютерного имитационного моделирования доказана реализуемость алгоритмов модема на основе каскадной сигнально-кодовой конструкции БЧХ/OCDM, получены важные с инженерной точки зрения зависимости отношения сигнал–шум для выбранной сигнально-кодовой конструкции (которые служат инструментом при проведении энергетических расчётов систем радиосвязи), а также получена VHDL-программа модема, готовая к внедрению в ПЛИС типа FPGA.

Литература

1. *Дьяконов В.П.* MATLAB R2006/2007/2008 + Simulink5/6/7. Основы применения / В.П. Дьяконов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800 с.

2. *Суворова Е.А.* Проектирование цифровых систем на VHDL / Е.А. Суворова, Ю.Е. Шейнин. – СПб. : БХВ-Петербург, 2003. – 576 с.

3. *Шеннон К.* Математическая теория связи. В кн. «Работы по теории информации и кибернетики» / К. Шеннон. – М. : Иностранная литература, 1963.

4. *Лебедев Ю.И.* Сравнение характеристик некоторых современных систем связи / Ю.И. Лебедев, С.А. Постников // Теория и техника радиосвязи : науч.-тех сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2006. – Вып. 2. – С. 115–122.

5. *Золотарев В.В.* Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы : Справочник / В.В. Золотарев, Г.В. Овечкин ; под. ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарева. – М. : Горячая линия-Телеком, 2004. – 126 с.

6. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

7. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – 2-е изд., испр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

8. *Корн Г.* Справочник по математике (для научных работников и инженеров) / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1978. – 832 с.

Статья поступила в редакцию 17 октября 2011 г.

УДК 621.391.23

ПОРТРЕТЫ ВЗАИМНО-КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ В УРОВНЯХ ДЛЯ М-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

А.А. Бессарабова, тел.: (473) 224-33-60

На основе анализа корреляционных функций и корреляционных спектров М-последовательностей длиной до N = 16 383, вычисленных автором, рассматривается важнейшая характеристика корреляционной функции – значения уровней, которые принимают её выбросы. Вводится понятие интервала между уровнями, характерного для каждой корреляционной функции. Составлены портреты корреляционных функций в уровнях – значения уровней для корреляционных функций при различных значениях интервала между уровнями и числа уровней.

Ключевые слова: *корреляционная функция, выбросы корреляционных функций, интервал между уровнями.*

PORTRAITS OF JOINT CORRELATION FUCTIONS IN LEVELS FOR M-SEQUENCES

A.A. Bessarabova, tel.: (473) 224-33-60

On basis of correlation functions analysis and M-sequences correlation spectra N = 16 383 long which were computed by the author, the most important feature of correlation function is reviewed – values of levels, accepting its spikes. The concept of an interval between levels, which is typical for each correlation function is introduced. Portraits of correlation functions in levels are formed – values of levels for correlation functions with different values of interval between levels and number of levels.

Key words*: correlation function, correlation spikes, interval between levels.*

Выбросы корреляционных функций (КФ) *М*-последовательностей принимают определённые значения, которые называются уровнями. Одному уровню КФ могут принадлежать несколько и даже много выбросов, а может и один выброс. Для каждой КФ имеется определённое число различных уровней, которое будем называть числом уровней и обозначим через kl.

Значения уровней следуют с определёнными интервалами. *Для каждой КФ имеется своё минимальное расстояние между уровнями, которое обозначим* Δ *и назовём интервалом между уровнями*. Это одна из характеристик корреляционной функции *М*-последовательностей: *в каждой КФ расстояние между уровнями равно* Δ *или кратно* Δ*, других интервалов между уровнями не существует.* Значения уровней равны –1 по модулю Δ и по модулю 4. Ниже будем рассматривать взаимно-корреляционные функции *М*-последовательностей.

Наибольшее значение интервала между уровнями определяется выражением

$$\Delta_{\text{макс}} = 2^{[(M+2)/2]}, \qquad (1)$$

где [•] означает целую часть числа, стоящего в квадратных скобках.

Среди всех корреляционных функций *М*-последовательностей заданной длины интервалы между уровнями принимают значения

$$\Delta_{\text{макс}},\ \Delta_{\text{макс}}/2,\ \Delta_{\text{макс}}/4 \text{ и т.д. до } \Delta_{\text{мин}} = 2^2 = 4, \qquad (2)$$

при этом *каждая КФ характеризуется только одним значением интервала*.

Приведём пример корреляционных спектров пары *М*-последовательностей длины $N = 1023$, $M = 10$, связанных между собой децимацией по индексу q со значениями: $q = 5,\ 37,\ 53$ и 511. В таблице приведены корреляционные спектры для $q = 5,\ 37$ и 53.

Таблица

Корреляционные спектры *М*-последовательностей длины $N = 1023$, $M = 10$, для $q = 5,\ 37$ и 53

q	–161	…	–97	–81	–65	–49	–33	–17	–1	15	31	47	63	79	95	…	159	Δ	kl
5					120				767				136					64	3
37	2				40		260		415		240		56		10			32	7
53			1	2	5	50	170	220	185	180	110	50	25	10	10		5	16	14

В 1-й строке приведены значения возможных уровней, которые могут принимать выбросы корреляционных функций. Во 2-й, 3-й и 4-й строках приведены значения числа выбросов в соответствующих уровнях для $q = 5$, 37 и 53. Для $q = 5$, а также для 13, 17, 25 и 49, имеем трёхуровневую КФ с уровнями –65,–1, 63, интервал между уровнями $\Delta = \Delta_{\text{макс}} = 64$. При $q = 37$ имеем семиуровневую корреляционную функцию со значениями уровней –161, –65, –33, –1, 31, 63, 95, $\Delta = 32$; 6 значений уровней следуют с интервалом $\Delta = 32$, седьмой уровень занимает позицию со значением –161 и отстаёт на $96 = 3\Delta$ от ближайшего уровня на позиции –65. При $q = 53$ интервал между уровнями $\Delta = 16$, число уровней $kl = 14$, выбросы КФ принимают значения тринадцати уровней с интервалом $\Delta = 16$. Четырнадцатый уровень занимает позицию 159 и отстоит на $64 = 4\Delta$ от ближайшего уровня на позиции 95.

При $q = 511$ имеем корреляционную функцию взаимно обратных *M*-последовательностей с интервалом $\Delta = 4$ и числом уровней $kl = 32$. Все её уровни принимают значения в границах от –61 до 63 и следуют подряд с интервалом $\Delta = 4$.

Наличие для какого-то уровня числа выбросов, значение которого не равно 0, говорит о том, что этот уровень характерен для корреляционной функции пары *M*-последовательностей, связанных децимацией по индексу q. Отвлечёмся от конкретного числа выбросов в уровне и будем констатировать только факт наличия этого уровня в корреляционной функции. Уровни корреляционных функций, приведённые в таблице, можно изобразить в виде, представленном на рис. 1. На рис. 1 приведены изображения корреляционных функций уровнями для *M*-последовательностей длины $N = 1023$ при индексах децимации $q = 5, 37, 53$ и 511.

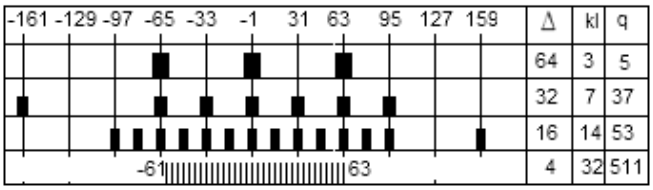


Рис. 1. Примеры изображения корреляционных функций уровнями для $M = 10$

В верхней строке рис. 1 приводятся значения уровней, их позиции. В следующих строках приводятся изображения корреляционных функций в виде последовательности затемнённых прямоугольников, которые занимают позиции ряда (3), соответствующие уровням рассматриваемой КФ. Для каждой КФ указываются значения интервала Δ и числа уровней kl, а также индекса децимации q.

В корреляционной функции с интервалом Δ и числом уровней kl один уровень обязательно принимает значение –1. Остальные $(kl - 1)$ уровней распределяются по обе стороны от –1 так, чтобы интервал между соседними уровнями был равен Δ или кратен ему. Уровни могут занимать позиции, значения которых принадлежат ряду

$$\ldots, -1-3\Delta, -1-2\Delta, -1-\Delta, -1, -1+\Delta, -1+2\Delta, -1+3\Delta, \ldots \qquad (3)$$

Изображение корреляционных функций уровнями в виде, приведённом на рис. 1, используем для корреляционных функций всех *M*-последовательностей длины $N = 2^M - 1$ и назовём его *портретом корреляционных функций в уровнях*. На рис. 2 приведены портреты корреляционных функций для $M = 5$, 6, 7, 8 и 9. Затемнёнными прямоугольниками обозначены значения уровней, которые содержатся во всех КФ при заданных значениях интервала Δ между уровнями и числа уровней kl. Незатемнённые прямоугольники определяют значения уровней, которые встречаются в некоторых КФ. Для корреляционных функций взаимно обратных *M*-последовательностей приведены граничные значения уровней. В последнем столбце приведены значения nq – числа индексов децимации при заданных значениях Δ и kl.

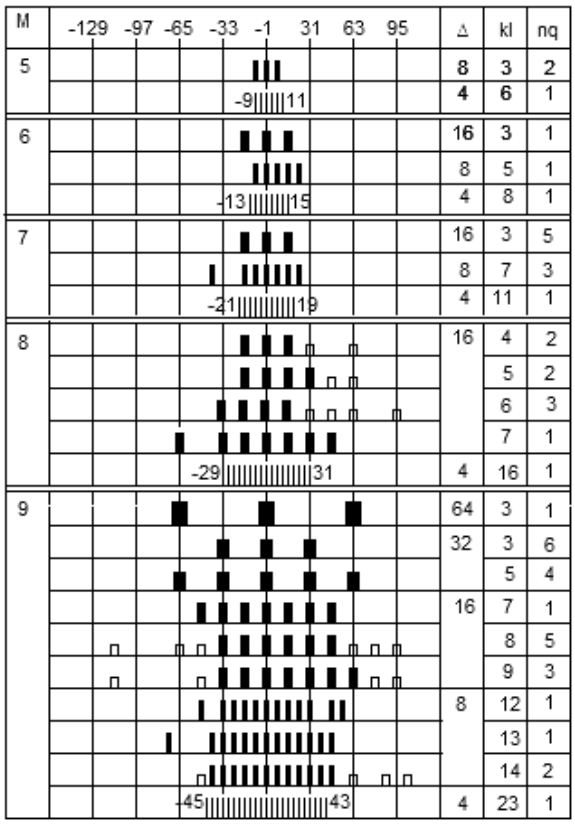


Рис. 2. Портреты корреляционных функций в уровнях для *M*-последовательностей длины $N = 31, 63, 127, 255$ и 511, $M = 5, 6, 7, 8, 9$

Для $M = 5$, 6, 7 и 9 имеются трёхуровневые КФ при $\Delta = \Delta_{\text{макс}} = 2^{\left[(M+2)/2\right]}$. Для $M = 5$ $\Delta_{\text{макс}} = 8$, и уровни занимают позиции –9, –1 и 7 для двух значений $q = 5$ и 5. Для $M = 6$ и 7 $\Delta_{\text{макс}} = 16$, уровни занимают позиции –17, –1, 15, но при $M = 7$ (простое число) число индексов децимации равно 5 ($q = 3, 5, 9, 11, 23$), а при $M = 6$ оно равно 1, $q = 5$. $M = 9$ является составным числом (3·3), но не имеет сомножителя 4. $\Delta_{\text{макс}} = 32$, и имеются 6 КФ с позициями уровней –33, –1, 31, $q = 3, 5, 13, 17, 19, 47$. Все перечисленные трёхуровневые КФ имеют уровни минимально возможного значения, называемые оптимальными. Но при $M = 9$ появляется еще одна трёхуровневая КФ с уровнями –65, –1, 63. Границы её уровней в 2 раза превышают границы оптимальных значений. Уровни некоторых КФ не достигают границ –65…63 ($\Delta = 16, kl = 7$; $\Delta = 8, kl = 12$; $\Delta = 4, kl = 23$), а в остальных КФ за эти границы выходят единичные выбросы. Из общего ряда корреляционных функций выпадает случай $M = 8 = 2 \cdot 4$. Здесь $\Delta_{\text{макс}} = 32$, но нет ни одной КФ с таким интервалом между уровнями. Существуют только два значения интервала Δ: одна КФ с $\Delta = 4$ (для взаимно обратных *M*-последовательностей), остальные КФ имеют интервал между уровнями $\Delta = 16$. Трёхуровневых корреляционных функций нет.

Для длин *M*-последовательностей $N = 31, 127, 511$ ($M = 5, 7, 9$) трёхуровневые КФ при Δ, определяемом выражением (1), являются оптимальными, то есть максимальные значения их выбросов будут меньше максимальных выбросов остальных КФ. При $M = 6$ корреляционная функция взаимно обратных *M*-последовательностей с максимальным выбросом $U_{\text{бмакс}} = 15$ будет несколько «лучше» трёхуровневой КФ, в которой максимальный выброс по модулю $|U_{\text{бмакс}}| = 17$.

На рис. 3 приведены портреты корреляционных функций в уровнях для *M*-последовательностей длины $N = 1023$, $M = 10$.

$\Delta_{\text{макс}} = 64$, и имеются пять трёхуровневых КФ с оптимальными уровнями $-65, -1, 63$, $q = 3, 5, 17, 25, 49$. При остальных значениях Δ, кроме $\Delta = 4$, все КФ имеют уровни, выходящие за пределы интервала –65…63. Отрицательные уровни для большинства КФ не превышают по абсолютному значению уровень $|-97|$. Только одна КФ при $\Delta = 32$ и $kl = 7$ имеет уровень -161. Положительные выбросы корреляционных функций очень разнообразны. Только шесть корреляционных функций, не считая трёхуровневые, не имеют выбросы, уровни которых превышают значения 95. В остальных КФ имеются боковые выбросы с уровнями: 81, 127, 143, 159. И наконец, одна КФ ($q = 343$) для $\Delta = 32$ и $kl = 6$ имеет очень большие выбросы 319, 383 в количестве 2-х и 1-го соответственно. Эти выбросы составляют 31,2 и 37,4% от длины *M*-последовательности $N = 1023$. Среди всех КФ есть одна с необычным следованием уровней. Это одна (из двух) КФ при $\Delta = 16$ и $kl = 10$. Уровни группируются в тройки, интервал между уровнями в тройке равен $\Delta = 16$, а между тройками $2\Delta = 32$.

На рис. 4 приведены портреты корреляционных функций в уровнях для $M = 11$.

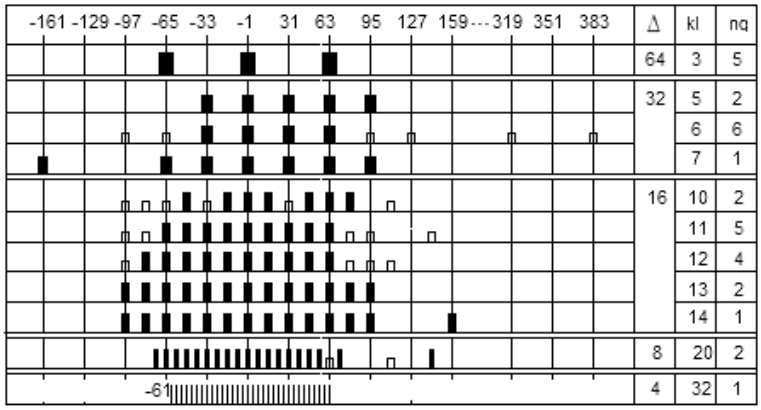


Рис. 3. Портреты корреляционных функций в уровнях для *M*-последовательностей длины $N = 1023$, $M = 10$

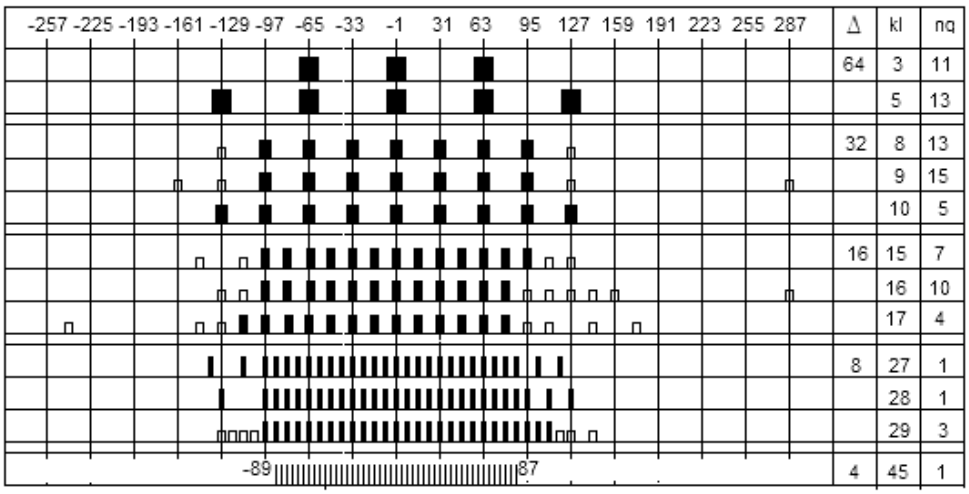


Рис. 4. Портреты корреляционных функций в уровнях для *M*-последовательностей длины $N = 2047$, $M = 11$

$\Delta_{\text{макс}} = 64$, и имеются одиннадцать трёхуровневых КФ с оптимальными уровнями, с интервалом между ними $\Delta = \Delta_{\text{макс}} = 64$. Все КФ обычного вида: в обе стороны от уровня -1 следуют подряд примерно $kl - 1/2$ уровней с интервалом Δ, характерным для корреляционной функции. Большинство уровней принимают значения от -129 до 127. Вне данного интервала уровни принимают значения –241, –145, –137, 143, 159, 175, 287. Боковые выбросы большого уровня –241 и 287 появляются в корреляционных функциях с $\Delta = 16$, $kl = 17(-241), 16$; $\Delta = 32$, $kl = 9, 10(287)$. Большие уровни составляют соответственно 12% и 14% от длины $N = 2047$, и каждый характерен для нескольких КФ. В отличие от случая $M = 10$ нет очень больших выбросов, значение которых превышает 30% от длины *M*-последовательностей.

На рис. 5 приведены портреты корреляционных функций в уровнях для $M = 12$.

$\Delta_{\text{макс}} = 128$. Корреляционных функций с $\Delta = 128$ нет, следовательно, нет оптимальных трехуровневых корреляционных функций. Вместо них появляется трёхуровневая КФ с $\Delta = 2\Delta_{\text{макс}} = 256$, которая далека от оптимальной. Корреляционные функции обычного вида (по обе стороны от –1 на некотором интервале уровни следуют друг за другом с интервалом Δ). Исключение составляет одна КФ при $\Delta = 16$, как и в случае $M = 10$. Здесь число уровней равно 18, уровни группируются в пять троек (плюс две группы, содержащие один и два уровня), интервал между уровнями в тройках равен 16, а между тройками – 32.

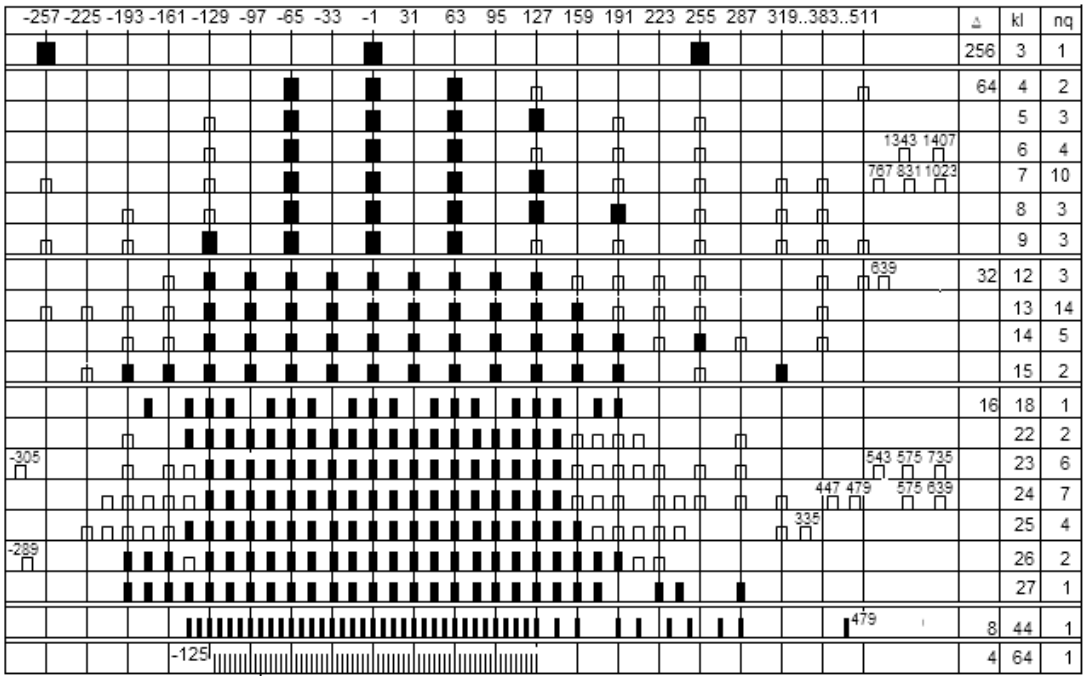


Рис. 5. Портреты корреляционных функций в уровнях для *M*-последовательностей длины $N = 4095$, $M = 12$

Весьма разнообразны по своим значениям большие боковые выбросы. Боковые выбросы, значения которых превышает 10% от длины $N = 4095$, принимают значения положительных уровней: 447, 479, 543, 575, 639, 735, 767, 831, 1023, 1343, 1407. Они принадлежат корреляционным функциям с числом уровней $kl = 6, 7 (\Delta = 64)$, $kl = 12 (\Delta = 32)$, $kl = 23, 24 (\Delta = 16)$, и $kl = 44 (\Delta = 8)$. Очень большой боковой выброс уровня 1407 составляет 34,4% от длины $N = 4095$ (этот показатель близок к случаю $M = 10$). Он встречается в одной КФ $(q = 1367, 683)$ с парой выбросов уровня 1343, составляющего 32,8% от $N(kl = 6, \Delta = 64)$.

На рис. 6 приведены портреты корреляционных функций в уровнях для $M = 13$.

$\Delta_{макс} = 128$, и имеются тринадцать оптимальных трёхуровневых корреляционных функций с $\Delta = 128$. Все КФ обычного вида: по обе стороны от –1 на некотором интервале уровни следуют друг за другом с интервалом Δ. Значения больших боковых выбросов не превышают 10% от длины $N = 8191$, но они характерны для относительно большого числа КФ: уровень –545 (7% от длины N) встречается почти во всех КФ с $\Delta = 32$, уровень 495 (6% от длины N) – в нескольких КФ с $\Delta = 16$, уровень 703 (8,6% от длины N) характерен для корреляционных функций с $\Delta = 64$ и $kl = 10, 11, 12$.

На рис. 7 приведены портреты корреляционных функций в уровнях для $M = 14$.

$\Delta_{макс} = 256$, и имеются восемь оптимальных трёхуровневых КФ с $\Delta = 256$. Корреляционные функции обычного вида (по обе стороны от –1 на некотором интервале уровни следуют друг за другом с интервалом Δ). Исключение составляет одна КФ при $\Delta = 16$, как и в случаях $M = 10$ и 12. Здесь число уровней равно 41, уровни группируются в одиннадцать троек (плюс несколько неполных троек), интервал между уровнями в тройках равен 16, а между тройками – 32.

Одна КФ $(q = 2731)$ с $\Delta = 128 = \Delta_{макс}/2$ и $kl = 6$ имеет очень большие боковые выбросы: один – уровня 5631 и два – уровня 5375. Значения их уровней составляют 33–34% от длины $N = 16383$ – более 30%, как и в случаях $M = 10$ и 12. Остальные большие боковые выбросы весьма разнообразны по своим значениям: –753, –785, –865, –897, 895, 927, 1039, 1151, которые составляют 4,6–7% от длины N и характерны для довольно большого числа КФ с $\Delta = 128 (kl = 9)$, $64 (kl = 15, 16, 17)$, $32 (kl = 27 - 29, 31)$ и $16 (kl = 48 - 52)$.

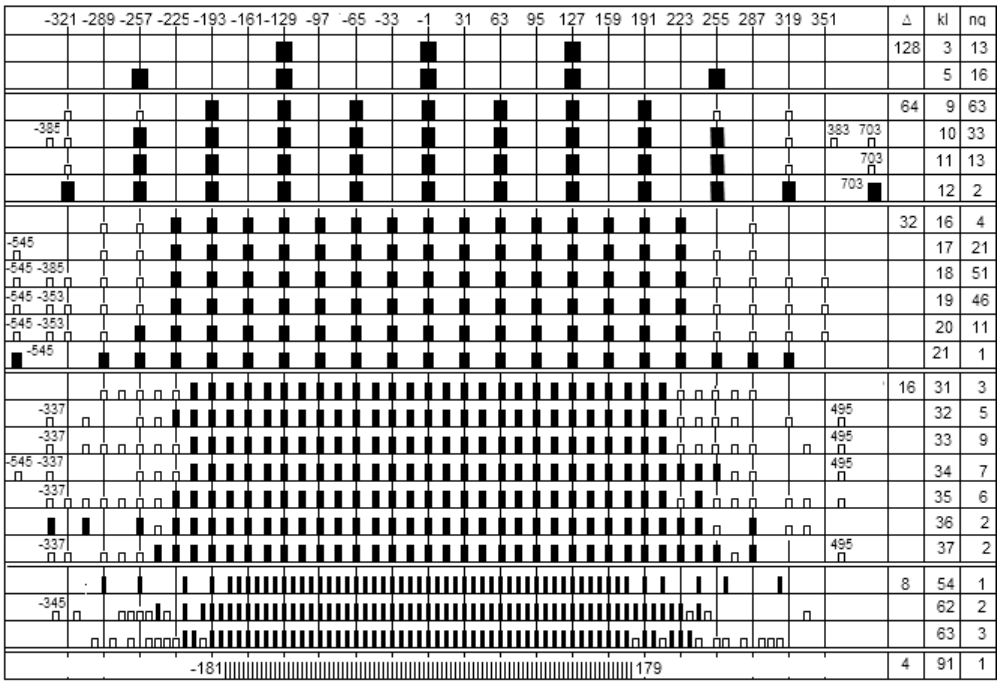


Рис. 6. Портреты корреляционных функций *M*-последовательностей длины $N = 8\,191$, $M = 13$

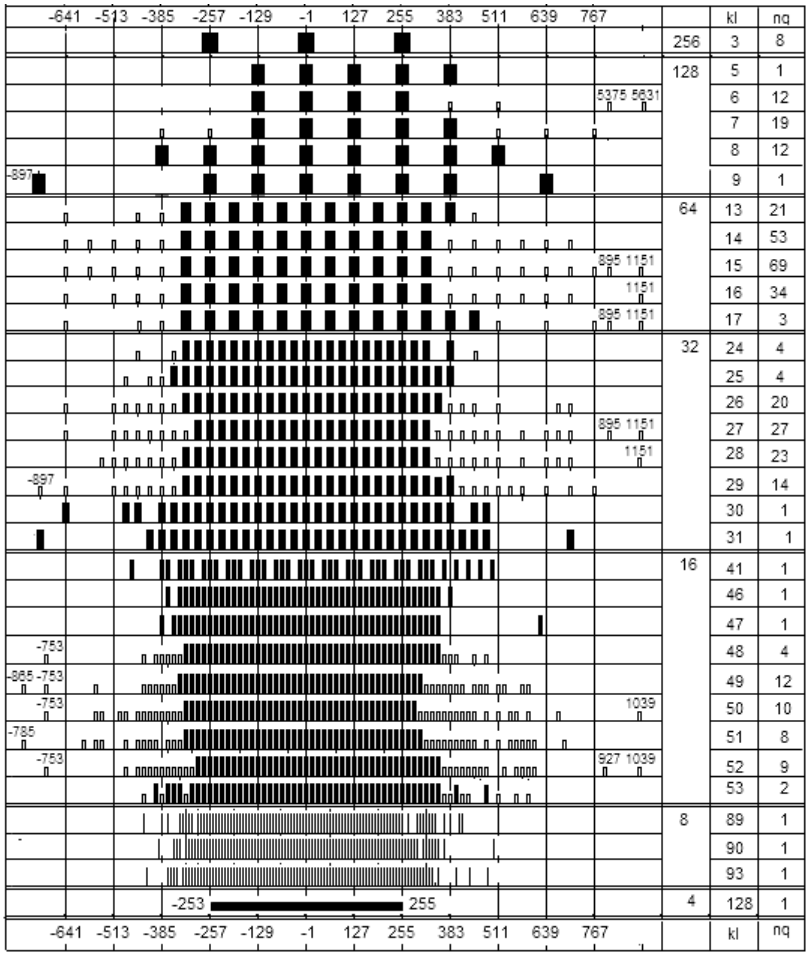


Рис. 7. Портреты корреляционных функций в уровнях для *M*-последовательностей длины $N = 16\,383$, $M = 14$

Обратим внимание на граничные значения уровней взаимно обратных *M*-последовательностей, которые приведены в портретах КФ в уровнях для $M = 5-14$ (рис. 2–7). Анализ портретов корреляционных функций в диапазоне граничных значений, соответствующих взаимно обратным *M*-последовательностям, приводит к выводу, что внутри этого интервала уровни занимают все возможные позиции и следуют с интервалом Δ для *всех* КФ при значениях $M = 5$, 6, 7, 11, 13. В этом можно убедиться, рассматривая соответствующие портреты КФ в уровнях. Для $M = 8,\ 9,\ 10,\ 12,\ 14$ абсолютное большинство КФ соответствуют этому правилу.

Для $M = 8 = 4 \cdot 2$ граничные значения $-29\ldots31$. Отсутствуют уровни со значением 31 в трёх КФ: $\Delta = 16,\ kl = 4$, индекс децимации $q = 53, kl = 6, q = 13$ и 43.

Для $M = 9 = 3 \cdot 3$ граничные значения $-45\ldots43$. Отсутствует уровни со значениями -41 и 39 в одной корреляционной функции с $\Delta = 8, kl = 12,\ q = 53$.

Для $M = 10 = 5 \cdot 2$ граничные значения $-61\ldots63$. Отсутствуют уровни со значениями $-33, 31$ в одной КФ с $\Delta = 16,\ kl = 10,\ q = 85$, и отсутствует уровень 63 в КФ с $\Delta = 8,\ kl = 20,\ q = 179$.

Для $M = 12 = 6 \cdot 2$ граничные значения $-125\ldots127$. Отсутствует уровень со значениями 127 в трёх КФ с $\Delta = 64, kl = 4,\ q = 457,\ kl = 6,\ q = 683,\ kl = 9,\ q = 463$ и отсутствуют уровни $-97, -33,\ 31,\ 95$ в КФ с $\Delta = 16,\ kl = 18,\ q = 341$.

Для $M = 14 = 7 \cdot 2$ граничные значения $-253\ldots255$. Отсутствуют уровни $-225,\ -161,\ -97,\ -33,\ 31,\ 95,\ 159,\ 223$ в КФ с $\Delta = 16,\ kl = 41,\ q = 3413$.

Таким образом, из общего ряда КФ выпадают по одной для $M = 14$ и 9, по две КФ для $M = 10, 12$ и три КФ для $M = 8$. Во всех этих случаях степень *M* является составным числом.

Портреты корреляционных функций в уровнях дают представление о важнейшей характеристике корреляционных спектров *M*-последовательностей – о значениях уровней выбросов корреляционных функций. Они могут быть использованы при оценке возможности применения *M*-последовательностей в качестве сигналов в системах радиосвязи, а также в других областях.

Литература

1. *Бессарабова А.А.* *M*-последовательности: пособие для тех, кто о них кое-что знает, но хочет знать больше / А.А. Бессарабова. – Воронеж, 2010. – 223 с.

Статья поступила в редакцию 10 ноября 2011г.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
ОАО «Концерн «Созвездие», редакция журнала
«Теория и техника радиосвязи».
Тел. 252-13-59, 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: osp@sozvezdie.su