ISSN 1995-7009

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

ОАО КОНЦЕРН СОЗВЕЗДИЕ

1 2010

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 1/2010

Воронеж 2010

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» издается 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 интегрированных информационных и телекоммуникационных 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».

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. 12
Тираж 200 экз. Заказ № 46
Подписано в печать 17.03.10 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2010

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 1, 2010

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Исследование системы передачи информации, основанной на манипуляции параметром Хёрста (метод Хигучи) стохастического процесса
В.И. Парфенов, Е.В. Сергеева, А.В. Новиков 5

Сигналы с перестановочной модуляцией и их свойства
В.А. Маковий, С.А. Чупеев 13

Синтез алгоритма обработки пространственно-временных гауссовых оптических полей с произвольными спектральными характеристиками
А.Л. Митрофанов 25

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Проблемы и перспективы разработки устройств формирования активных помех подавления РЛС с быстрой перестройкой частоты
А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров 35

Анализ безопасности различных архитектур гетерогенных локальных сетей с беспроводными сегментами
В.А. Маковий, С.А. Ермаков, А.В. Богуш 43

Энергоэффективность кооперативной маршрутизации в беспроводных сетях
Ю.Б. Нечаев, Ю.А. Дергачев 52

Визуализация параметров электромагнитной обстановки в группировках радиоэлектронных средств в широкой полосе частот
А.Д. Коробова, Е.А. Хромых, С.В. Миронов 57

Возможности упрощения схемы регулировки мощности в сотовых сетях CDMA
С.С. Гремяченский, В.В. Солопов 65

Обоснование характеристик сигналоподобной помехи моноимпульсной радиолокационной станции
А.В. Леньшин, В.П. Сидорчук …….. 74

Акустические устройства специальной связи
А.Г. Розин …… 78

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ТЕХНИКИ РАДИОСВЯЗИ

Аморфный кремний в солнечной энергетике
А.Б. Голоденко …… 83

РАЗНОЕ

Сходимость несобственных интегралов от произведений степенных, экспоненциальных функций с комбинациями или дополнениями интегралов вероятности
Н.Е. Коротков, А.Н. Коротков …… 91

К вопросу о возможности повышения эффективности ЛАЛС с помощью когерентной подготовки молекулярной среды
С.В. Артыщенко ……..…… 98

Особенности защиты и классификация угроз информационной безопасности беспроводных сетей стандарта IEEE 802.11
В.Б. Щербаков, С.А. Ермаков …… 107

УДК 621.391

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, ОСНОВАННОЙ НА МАНИПУЛЯЦИИ ПАРАМЕТРОМ ХЁРСТА (МЕТОД ХИГУЧИ) СТОХАСТИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

В.И. Парфенов, профессор, Воронежский гос. ун-т, тел.: (4732) 20-89-16
Е.В. Сергеева, аспирант, Воронежский гос. ун-т, тел.: (4732) 20-89-16
А.В. Новиков, аспирант, Воронежский гос. технич. ун-т, тел.: (4732) 43-76-65

Предложена и исследована перспективная система передачи информации в цифровых широкополосных каналах связи, основанная на манипуляции фрактальными характеристиками случайных процессов.

Ключевые слова: *случайный процесс, хаотический процесс, параметр Хёрста, вероятность ошибки.*

INVESTIGATIONS ON DATA COMMUNICATION SYSTEM BASED ON STOCHASTIC PROCESS HERST PARAMETER (HIGUCHI METHOD) MANIPULATION

V.I. Parfyonov, professor, Voronezh State University, tel.: (4732) 20-89-16
E.V. Sergeyeva, graduate, Voronezh State University, tel.: (4732) 20-89-16
A.V. Novikov, graduate, Voronezh State Engineering University, tel.: (4732) 43-76-65

Advanced data communication system on the wideband communication channels based on the random process fractal characteristic manipulation is offered and investigated.

Key words: *random process, spasmodic process, Herst parameter, probability errors.*

В связи с широким распространением систем радиосвязи, в частности широкополосных систем связи, актуальным является вопрос их разработки [1]. Широкополосные системы связи обладают высокой информативной емкостью, позволяют повысить помехоустойчивость и надежность передачи информации в каналах связи с помехами и искажениями. В отличие от узкополосного сигнала, характеризуемого величинами амплитуды, частоты и начальной фазы, широкополосный шумоподобный сигнал описывается существенно большим количеством параметров [2]. Однако большинство этих параметров описывают не мгновенные значения сигнала, а его интегральные (статистические, фрактальные, структурные) характеристики [3] – особенности поведения и структуры за какой-то определенный промежуток времени, связанный с базой сигнала. Соответственно, и для модуляции такого сигнала существует большее количество возможностей (степеней свободы).

Одними из распространенных интегральных характеристик являются характеристики самоподобия, изменение которых может служить для передачи информации. Самый простой способ модуляции характеристик самоподобия – это манипулирование двумя сигналами с различными характеристиками самоподобия, значения которых можно отслеживать по различным численным параметрам. В силу того, что в литературе самоподобными случайными процессами принято называть процессы с фрактальными реализациями, будем придерживаться соответствующей терминологии.

В качестве численного параметра, характеризующего самоподобные свойства сигнала, можно использовать величину показателя Хёрста. Показатель Хёрста является параметром при определении самоподобных случайных процессов в узком и широком смыслах. Рассмотрим определение самоподобного процесса в широком смысле [4]. Пусть $X = (X_1, ...)$ – полубесконечный отрезок стационарного в широком смысле случайного процесса дискретного аргумента (времени) $t \in N = \{1, 2...\}$. Обозначим через $\mu = EX_t < \infty$ и $\sigma^2 = DX_t < \infty$ среднее и дисперсию процесса X соответственно, а через

$$r(k) = \frac{E(X_{t+k} - \mu)(X_t - \mu)}{\sigma^2},$$

$$b(k) = \sigma^2 r(k), k \in Z_+ = \{0, 1, 2...\}$$

– коэффициент корреляции и корреляционную функцию процесса X. Среднее μ, дисперсия

$\sigma^2 = b(0)$, коэффициент корреляции $r(k)$ и корреляционная функция $b(k)$ не зависят от времени t, и $r(k) = r(-k)$, $b(k) = b(-k)$.

Дополнительно введем еще два процесса, связанных с X: $X^{(m)} = \left(X_1^{(m)}, ...\right)$ – усредненный по блокам длины m процесс X и $X^{\nu^{(m)}} = \left(X_1^{\nu^{(m)}}, ...\right)$ – нормированный процесс X. Компоненты $X^{(m)}$ и $X^{\nu^{(m)}}$ определяются равенствами

$$X_t^{(m)} = \frac{1}{m}\left(X_{tm-m+1} + ... + X_{tm}\right),\ m,\ t \in N,$$

$$X_1^{\nu^{(m)}} = \frac{1}{m^H}\left(X_{tm-m+1} + ... + X_{tm}\right),$$

где $H = 1 - \beta/2,\ 0 < \beta < 1$.

Обозначим через $r_m(k)$, $b_m(k)$ и $V_m(k) = b_m(0)$ коэффициент корреляции, автокорреляцию и дисперсию $X^{(m)}$ соответственно.

Процесс X является точно самоподобным второго порядка с показателем Хёрста H, $1/2 < H < 1$, если его коэффициент корреляции задается соотношением

$$r_m(k) = \frac{1}{2}\left[(k+1)^{2H} - 2k^{2H} + (k-1)^{2H}\right] = g(k),$$

где $k \geq 1$. Процесс X является приблизительно самоподобным второго порядка, если

$$\lim_{m\to\infty} r_m(k) = \frac{1}{2}\left[(k+1)^{2H} - 2k^{2H} + (k-1)^{2H}\right].$$

Причина, по которой процесс X назван самоподобным, кроется в том, что процесс X с $r(k) = g(k)$ удовлетворяет условию $r_m(k) = r(k)$, которое означает, что этот процесс не меняет коэффициент корреляции после усреднения по блокам любой длины m. Для $0 < H < 1$, $H \neq 1/2$ коэффициент корреляции полагается $r(k) = H(2H-1)k^{2H-2},\ k \to \infty$.

В обоих определениях фигурирует показатель Хёрста H как параметр корреляционной функции.

Показатель Хёрста H широко используется для определения фрактальных характеристик различных процессов [4], в частности процессов, порожденных генераторами динамического хаоса. Хаотические процессы могут характеризоваться показателями Хёрста, лежащими в пределах $0 < H < 1$.

Динамический (детерминированный) хаос – сложное непериодическое движение, порождаемое нелинейными динамическими системами [5]. Это движение может возникать при отсутствии внешних шумов и полностью определяется свойствами самой детерминированной динамической системы. Динамический хаос обладает многими свойствами случайных процессов: сплошным спектром мощности, экспоненциально спадающей корреляционной функцией, непредсказуемостью на больших интервалах времени. Устройства, генерирующие хаос, обладают чрезвычайно высокой пластичностью, позволяющей реализовывать в одном и том же приборе множество мод колебаний с широким спектром. Наличие этих свойств определяет перспективность его применения в коммуникационных технологиях, в частности при передаче информации с расширением спектра. Использование хаотических сигналов в качестве расширяющих может придать коммуникационным системам черты систем с расширением спектра, использующих псевдослучайные последовательности (ПСП), а именно устойчивость по отношению к селективному замиранию и узкополосным скачкам, низкую вероятность перехвата и т.д., и устранить присущие им недостатки – ограниченную конфиденциальность и трудность синхронизации. Непериодичность и самосинхронизируемость систем, основанных на хаосе, дают им потенциальные преимущества в терминах конфиденциальности и синхронизации над традиционными системами, базирующимися на ПСП. Кроме того, они допускают возможность более простой аппаратурной реализации с большей энергетической эффективностью и более высокой скоростью операций. Потенциальные достоинства хаотических сигналов не ограничиваются возможностью их применения в системах с расширением спектра. Они могут также быть использованы для маскировки передаваемой информации без использования расширения спектра, т.е. при совпадении частот информационного и передаваемого сигналов. Еще одним перспективным направлением использования хаотических сигналов является высокоскоростная передача данных.

Использование в качестве сигналов процесса, порожденного динамическим хаосом, и, например, гауссовского процесса дает основание предполагать возможность передачи данных, основанной на манипуляции показателем Хёрста.

Цифровую информацию можно будет представить в виде последовательности посылок с разными значениями показателя Хёрста, соответствующими битам «0» и «1». Для увеличения скрытности передачи можно предложить многоканальную передачу информации. Суммирование шумовых сигналов, передаваемых по параллельным частотным каналам, неизбежно приведет к нормализации суммарного сигнала.

Рассмотрим возможный алгоритм передачи двоичной информации, основанный на манипуляции фрактальными параметрами случайного сигнала. Структурная схема передающего устройства должна содержать два канала. В первом канале имеется источник широкополосного шума Г1. Показатель Хёрста в этом канале H_1. Второй канал содержит генератор динамического хаоса Г2. На выходе такого преобразователя процесс будет иметь показатель Хёрста H_2. Далее сигналы подаются на коммутатор К, управляемый информационным бинарным цифровым сигналом. В результате на выходе коммутатора имеет место последовательность цифровых посылок с разными значениями показателя Хёрста, соответствующими «нулевым» и «единичным» битам. Выравнивания мощностей сигналов в обоих каналах можно добиться путем подбора спектральных характеристик источника Г1, что требуется для обеспечения скрытности передаваемой информации при несанкционированном съеме в частотном диапазоне.

Авторами было проведено моделирование на ЭВМ работы предложенной системы передачи информации. Целью настоящего исследования являлось экспериментальное подтверждение достаточно высокой скрытности предложенной системы связи при передаче информации.

Рассмотрим, каким образом должен осуществляться выбор параметров предложенной схемы. Параметры широкополосного нормального шума $\xi(t)$ в первом канале следующие: математическое ожидание равно нулю, дисперсия (мощность процесса) равна σ^2, спектральная плотность мощности является равномерной в полосе частот, соответствующей полосе хаотического процесса, и характеризуется параметром α (параметром фильтра низких частот, используемого для формирования гауссовского сигнала с указанными спектральными характеристиками). Из [4] известно, что показатель Хёрста определяется формой спектральной плотности мощности в низкочастотной области, поэтому показатель Хёрста такого процесса примерно равен 1/2.

Второй канал содержит генератор динамического хаоса. Процесс, порожденный таким генераторам, обозначим $\nu(t)$. Показатель Хёрста такого процесса может быть отличен от 1/2. Спектральная плотность мощности процессов, порожденных динамическим хаосом, обычно не имеет точного теоретического выражения. Для каждого эксперимента спектральная плотность мощности может быть определена с помощью численных методов. Для каждого генератора хаоса, рассматриваемого в работе, проводилось экспериментальное определение параметров σ^2 и α процесса $\xi(t)$ таким образом, чтобы спектральные плотности мощности процессов в обоих каналах были сосредоточены в одной полосе частот и удовлетворяли следующему условию:

$$\sum_{i=1}^{N} S1_i^2 = \sum_{i=1}^{N} S2_i^2 ,$$

где $S1_i$ – спектральная плотность мощности процесса $\xi(t)$ в первом канале для i-го отсчета, $S2_i$ – спектральная плотность мощности процесса $\nu(t)$ во втором канале для i-го отсчета, N – номер отсчета, для которого значения $S1_i^2, S2_i^2$ составляют не более 10% от максимальных значений.

Выполнение данного условия означает равенство мощностей в полосе частот, в которой сосредоточена основная мощность сигналов, что требуется для повышения скрытности при передаче информации.

Для исследования были выбраны две системы, генерирующие хаотические колебания: система Чуа и кольцевой генератор Дмитриева–Кислова. Для введения информации использовался принцип нелинейного подмешивания.

Система Чуа является одной из простейших схем, генерирующих хаотический процесс, и содержит один элемент с кусочно-нелинейной характеристикой. На сегодняшний день это одна из наиболее хорошо исследованных моделей нелинейной динамики. Система, описывающая работу системы Чуа, имеет вид

$$\begin{cases} \dot{x} = \theta\left(y - x - f_c(x)\right), \\ \dot{y} = x - y + z, \\ \dot{z} = -\beta y - \gamma z, \end{cases}$$

где $f_c(x)$ описывает характеристику нелинейного элемента схемы:

$$f_c(x) = -bx + \frac{1}{2}(b-a)(|x+1| - |x-1|),$$

а типовые значения параметров принимаются следующими: $\theta = 10$, $\beta = 15$, $\gamma = 0,0385$, $a = -1,27$, $b = -0,68$.

Схема, изначально состоявшая из двух ламп бегущей волны, одна из которых функционировала как усилитель, а вторая использовалась как нелинейный элемент, обеспечивающий запаздывающую обратную связь путем подачи преобразованного сигнала с выхода усилителя на его вход, также позволяет получить хаотические автоколебания. В качестве модели-аналога была предложена система в виде замкнутой в кольцо цепочки из нелинейного усилителя, RLC-фильтра и инерционного элемента, которая получила название кольцевого генератора Дмитриева–Кислова. Система, описывающая работу кольцевого генератора Дмитриева–Кислова, имеет вид

$$\begin{cases} \dot{x} = \frac{1}{T}\left(M \cdot f_r(z) - x\right), \\ \dot{y} = x - z, \\ \dot{z} = y - \alpha z, \end{cases}$$

где функция $f_r(x)$, описывающая нелинейность системы, определяется как

$$f_r(x) = -x \cdot e^{-x^2},$$

а типовые значения параметров для данной системы следующие: $T = \frac{12}{5}$, $M = 12$, $\alpha = 0,1$.

Реализация гауссовского коррелированного процесса, а также реализации процесса на выходе генератора Чуа представлены на рис. 1, а реализация гауссовского коррелированного процесса, а также реализации процесса на выходе кольцевого генератора Дмитриева-Кислова представлены на рис. 2.

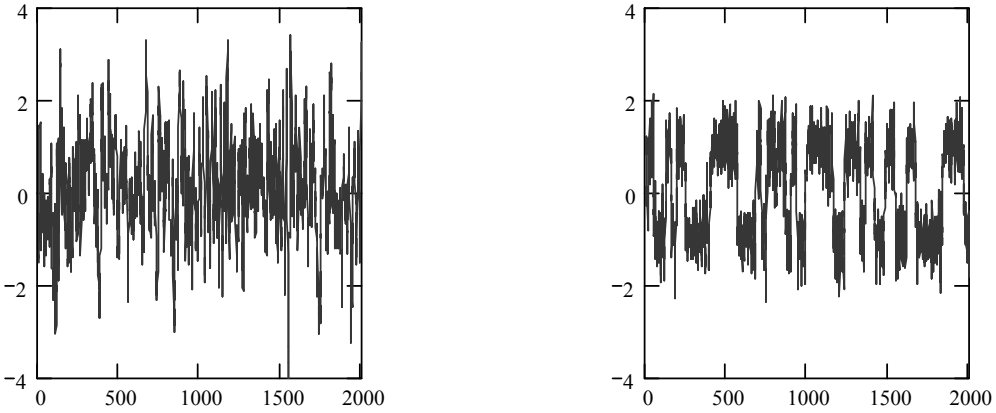


Рис. 1. Примеры реализаций при ОСШ = 10 дБ: а) коррелированный гауссовский процесс (параметр $\alpha = 0,056$); б) процесс на выходе генератора Чуа

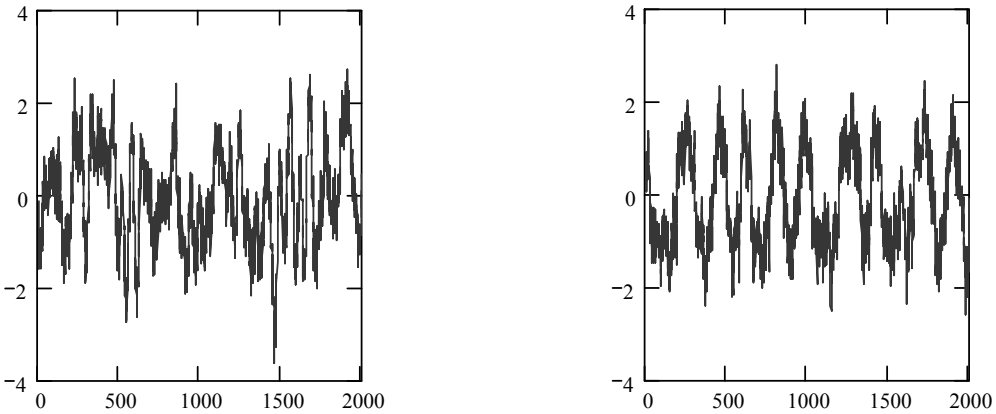


Рис. 2. Примеры реализаций при ОСШ = 10 дБ: а) коррелированный гауссовский процесс (параметр $\alpha = 0,02$); б) процесс на выходе кольцевого генератора Дмитриева–Кислова

При использовании хаотических генераторов во втором канале экспериментально были выбраны следующие параметры спектральной плотности мощности гауссовского процесса в первом канале: $\alpha = 0,056$ для системы Чуа и $\alpha = 0,02$ для кольцевого генератора Дмитриева–Кислова.

Сигнал $\xi(t)$ от Г1 и сигнал $\nu(t)$ от Г2 попадают на коммутатор К, управляемый информационным бинарным цифровым сигналом. В результате на выходе коммутатора имеет место последовательность цифровых посылок с разными значениями показателя Хёрста, соответствующими битам «0» и «1». Физически каждому биту соответствует отрезок процесса с разными значениями показателя Хёрста. Эти посылки также имеют нулевые математические ожидания, приближенно одинаковые дисперсии (мощность), а также сосредоточенные в одной полосе частот спектральные плотности мощности. Для переноса спектра сигнала из низкочастотной области в высокочастотную, как обычно, можно использовать модуляцию несущего колебания (например, обычного гармонического) с помощью сформированного описанным выше способом сигнала.

После прохождения канала связи, в котором к информационному сигналу примешивается шум (аддитивный широкополосный гауссовский процесс $n(t)$, имеющий равномерную спектральную плотность мощности в рабочей полосе системы), модулированный сигнал поступает на вход приемного устройства. Вначале в приемном устройстве осуществляется «снятие» несущего колебания. Далее для демодуляции сигнала в режиме реального времени необходимо с помощью быстродействующего АЦП оцифровать сигнал и на длине реализации, соответствующей длительности одного бита, произвести подсчет величины параметра Хёрста.

Достаточно подробный обзор различных методов оценки параметра Хёрста H приведен в [6]. Фрактальную размерность можно определить экспериментально, если невозможно теоретическое определение.

Одним из методов оценки показателя Хёрста для ограниченной выборки является метод Хигучи. Дополнительные исследования показали лучшие результаты работы системы передачи информации при использовании метода Хигучи относительно других методов, таких как метод анализа нормированного размаха, объединенной дисперсии и R/S метод. Метод Хигучи включает в себя вычисление длины траектории и нахождение ее фрактальной размерности D и состоит в получении частичных сумм $Y(n) = \sum_{i=1}^{N} X_i$ исходного ряда $X = (X_1, ...)$ и затем нахождении нормализованной длины кривой

$$L(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m} \frac{N-1}{\left[\frac{N-i}{m}\right] m} \times$$

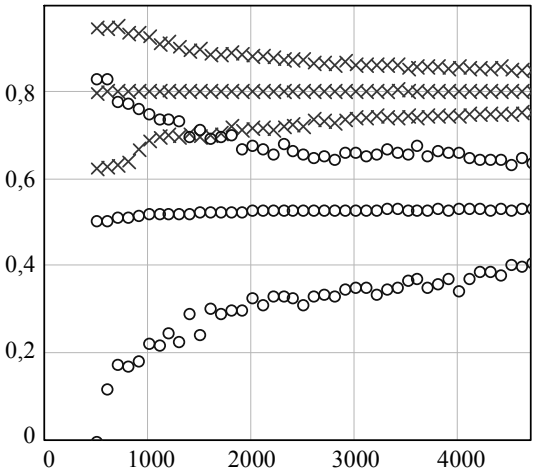
$$\times \sum_{k=1}^{\left[\frac{N-i}{m}\right]} \left| Y(i+km) - Y(i+(k-1)m) \right|,$$

где N – длина ряда, m – фактический размер блока, а $[\cdot]$ означает целую часть. Затем вычисляем $EL(m) \propto C_H \cdot m^{-D}$, где $D = 2 - H$. Таким образом, график зависимости $L(m)$ от m в двойном логарифмическим масштабе будет выглядеть как прямая с наклоном $D = 2 - H$.

В результате моделирования работы системы на ЭВМ были выявлены некоторые особенности ее работы. Для численного моделирования с помощью программы производилась генерация процесса с заданным числом отсчетов на бит. Для второго канала проводилась генерация хаотического сигнала, для первого канала – генерация псевдослучайных последовательностей с нормальным распределением вероятностей и выбранными спектральными характеристиками. Формирование гауссовского процесса с равномерной спектральной плотностью мощности в некоторой полосе осуществлялось с помощью низкочастотной фильтрации (с параметром α) исходного спектра с равномерной спектральной плотностью мощности и последующим прореживанием. Далее проводилась имитация передачи через реальный канал связи путем добавления аддитивного шума, вычислялся показатель Хёрста с использованием метода Хигучи (построение прямой по набору точек осуществлялось с помощью метода наименьших квадратов) и определялись его среднее, минимальное и максимальное значения для каждого бита. Затем описанная процедура повторялась для реализаций с большим количеством отсчетов, чтобы выяснить оптимальный размер выборки, необходимый для уверенного различения нормального и хаотического сигналов.

Зависимости разброса значений показателя Хёрста для системы Чуа (минимальные, средние

и максимальные значения для показателя Хёрста в первом и втором каналах при ОСШ, равном 0 дБ, где ОСШ определялось как $z = \sigma_\nu / \sigma_n$, а σ_ν и σ_n – среднеквадратические отклонения процессов $\nu(t)$ и $n(t)$ от величины выборки (серия из 100000 опытов) для большого числа реализаций в случае наличия широкополосного гауссовского шума представлены на рис. 3.

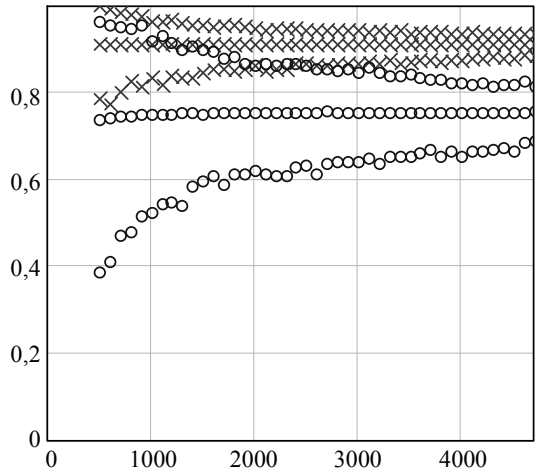


× – минимальное, среднее и максимальное значения показателя Хёрста (второй канал)
○ – минимальное, среднее и максимальное значения показателя Хёрста (гауссовский канал)

Рис. 3. Зависимости значений показателя Хёрста для системы Чуа от числа отсчетов на бит

Очевидно, что при увеличении ОСШ для фиксированного числа отсчетов на бит минимальное значение показателя Хёрста изменяется. Как видно из приведенного рисунка, при количестве отсчетов порядка 3000 происходит различение нормального и хаотического сигналов при ОСШ, равном 0 дБ. Как показывают дополнительные исследования, выбор числа отсчетов более 1000 не влияет на вероятностные характеристики системы передачи информации, поэтому снятие цифровой информации при модуляции случайного процесса по показателю Хёрста может производиться при базе сигнала от 3000. Порог различения может быть выбран равным 0,7.

Зависимости разброса значений показателя Хёрста для системы с кольцевым генератором Дмитриева–Кислова (минимальные, средние и максимальные значения для показателя Хёрста в первом и втором каналах при ОСШ, равном 0 дБ) от величины выборки (серия из 100000 опытов) для большого числа реализаций в случаях наличия и отсутствия широкополосного гауссовского шума представлены на рис. 4.



× – минимальное, среднее и максимальное значения показателя Хёрста (второй канал)
○– минимальное, среднее и максимальное значения показателя Хёрста (гауссовский канал)

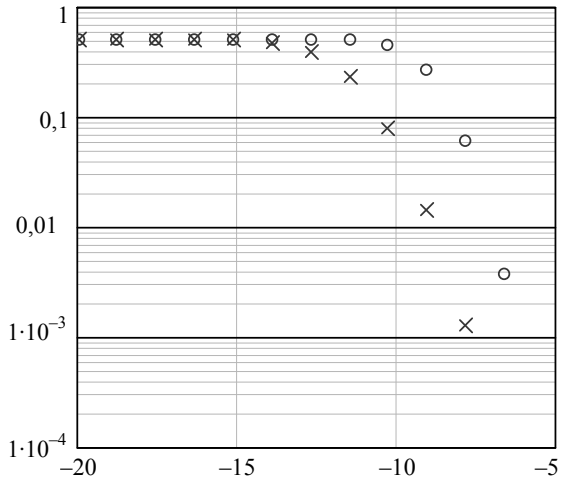
Рис. 4. Зависимости значений показателя Хёрста для системы с кольцевым генератором Дмитриева–Кислова от числа отсчетов на бит

Очевидно, что при увеличении ОСШ для фиксированного числа отсчетов на бит минимальное значение показателя Хёрста изменяется. Как видно из приведенного рисунка, при количестве отсчетов порядка 4000 происходит различение нормального и хаотического сигналов при ОСШ, равном 0 дБ. Как показывают дополнительные исследования, выбор числа отсчетов более 1000 не влияет на вероятностные характеристики системы передачи информации, поэтому снятие цифровой информации при модуляции случайного процесса по показателю Хёрста может производиться при базе сигнала от 4000. Порог различения может быть выбран равным 0,85.

Была получена зависимость (рис. 5) вероятности ошибки различения системы от ОСШ. Вероятность ошибки различения определяется следующим образом: $P_{\text{ош}} = 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{m_1 + m_2}{M}\right)$, где m_1 – количество решений о принятии нормального сигнала, m_2 – количество решений о принятии хаотического сигнала, M – количество информационных бит.

Из зависимости, представленной на рис. 5, следует, что вероятность ошибки различения, равная 10^{-3}, достигается при ОСШ, равном при-

мерно –8 дБ (при использовании системы Чуа во втором канале) и –6 дБ (при использовании кольцевого генератора Дмитриева–Кислова во втором канале). Таким образом, использование системы Чуа во втором канале для генерации сигнала дает лучшие вероятностные характеристики различения системы передачи информации, чем при использовании кольцевого генератора Дмитриева–Кислова. Следовательно, подобные системы обладают способностью работы «под шумами», что представляет значительный интерес для многих приложений.



× – вероятность ошибки различения для системы Чуа
○ – вероятность ошибки различения для кольцевого генератора Дмитриева-Кислова

Рис. 5. Вероятность ошибки различения системы в зависимости от ОСШ (500000 реализаций)

При попытке несанкционированного съема информации из принятого сигнала с использованием классического энергетического приемника, построенного по принципу квадратичного накопления, единственным признаком наличия изменения свойств в принятом сигнале является изменение энергии принятой реализации на соседних временных интервалах. Как показывают исследования, рассматриваемая система передачи информации обладает высокой энергетической скрытностью, так как обнаружение наличия изменения свойств в принятом сигнале (различение «0» и «1» битов) с помощью энергетического приемника практически невозможно.

Рассмотрим некоторые ограничения и условия, которые должны накладываться на параметры исследуемой системы передачи информации для ее уверенного функционирования. Скорость передачи информации в такой системе ограничивается в основном производительностью процессора, используемого для вычисления показателя Хёрста. Если производительность этого процессора достаточно велика, то для повышения скорости передачи информации необходимо увеличивать ширину спектра мощности случайного процесса. Например, для достижения скорости в 1 Мбит/с требуется полоса порядка 800 МГц и для повышения скорости необходимо увеличивать эту полосу. Поэтому подобные системы наиболее целесообразно использовать в СВЧ диапазоне.

Для уверенного функционирования рассматриваемой системы требуется выполнение еще некоторых условий. В частности, расстройка по синхронизации не должна превышать 8–10%. Однако подобные требования предъявляются практически к любым цифровым системам передачи информации. Поэтому для повышения символьной синхронизации можно, например, воспользоваться стандартными методами синхронизации, такими как метод с использованием данных (data-aided) и пр. Что касается канала связи, то, как уже отмечалось ранее, этот канал должен обеспечивать передачу достаточно широкополосных сигналов в СВЧ диапазоне. Никаких более жестких ограничений не требуется.

Таким образом, среди множества требований, предъявляемых к характеристикам рассматриваемой системы передачи информации, наиболее существенным представляется требование к максимальной производительности цифрового процессора, используемого в приемном устройстве.

В настоящее время развитие современных информационно-телекоммуникационных систем и информационных технологий связано, в первую очередь, с разработкой программных и алгоритмических средств защиты информации при ее передаче, обработке и хранении в компьютерных сетях, а также с широким распространением систем персональной радиосвязи, резким увеличением числа пользователей, с возросшей подвижностью абонентов, с необходимостью передачи разнообразной информации. На примере моделирования широкополосного цифрового канала связи с расширением спектра экспериментально исследована модель цифрового канала связи с использованием манипуляции фрактальными характеристиками. В таком канале связи может быть сформирован сигнал с достаточно широким спектром, достигнута энергетическая скрытность, которая и подтверждается результатами численного моделирования.

Литература

1. *Боровков К.В.* Перспективные способы модуляции в широкополосных системах передачи данных / К.В. Боровков // Technology@Intel, 2006.

2. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

3. Радиотехника, энциклопедия / под ред. Ю.Л. Мазора, Е.А. Мачусского, В.И. Правды. – М. : Издательский дом «Додека-XXI», 2002. – 944 с.

4. *Шелухин О.В.* Фрактальные процессы в телекоммуникациях / О.В. Шелухин, А.М. Тенякшев, А.В. Осин. – М. : Радиотехника, 2003. – 481 с.

5. *Кузнецов С.П.* Динамический хаос / С.П. Кузнецов. – М. : Физ.-мат. лит., 2001.

6. *Шахтарин Б.И.* Генераторы хаотических колебаний / Б.И. Шахтарин. – М. : Гелиос АРВ, 2007. – 248 с.

Статья поступила в редакцию 12 января 2010 г.

УДК 621.376

СИГНАЛЫ С ПЕРЕСТАНОВОЧНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И ИХ СВОЙСТВА

В.А. Маковий, нач. НТО, e-mail: Makovij@mail.ru
С.А. Чупеев, нач. отд., тел.: (4732) 52-09-04
ОАО «Концерн «Созвездие»

Подробно рассмотрены варианты сигнально-кодовых конструкций с перестановочной модуляцией. Определены их основные свойства и помехоустойчивость. Предложена система обозначений сигналов, относящихся к рассматриваемому классу. Проведено сравнение с ближайшими аналогами – многопозиционной ЧТ и многоканальной ЧТ.

Ключевые слова: *перестановочная модуляция, радиосвязь, КВ, помехоустойчивость, сигналы, сигнально-кодовые конструкции.*

PERMUTATION MODULATION SIGNALS AND THEIR PROPERTIES

V.A. Makovy, head of Scientific and Technical Department, e-mail: makovij@mail.ru
S.A. Chupeyev, head of department, tel.: (4732) 52-09-04
JSC «Sozvezdie» Concern»

Versions of signal-code sequence with permutation modulation are discussed. Their main properties and antijamming immunity are defined. A notation system for signals referred to this class is offered. A comparison with their nearest prototype, multipositional frequency telegraphy (FT) is carried out.

Key words: *permutation modulation, radio communication, HF, antijamming immunity, signals, signal-code sequence.*

Перестановочная модуляция (permutatio*N* modulatio*N*) определяется как метод построения ансамбля из Q различаемых сигналов для случая, когда размерность пространства сигналов N и количество различаемых сигналов Q имеют произвольные значения, причём $Q >> N$ [1]. Другим постулируемым свойством является то, что для передачи любого символа выбранного вида перестановочной модуляции требуется одинаковая энергия. В настоящей работе рассматривается случай, когда в качестве независимых ортов пространства сигналов выбраны отрезки синусоидальных колебаний. Длина этих отрезков равна длительности одного канального символа, и они существуют одновременно, образуя канальный символ.

В настоящее время не существует устоявшегося подхода для описания способов построения ансамбля сигнально-кодовых конструкций, образующих канальный алфавит выбранного вида перестановочной модуляции. Поэтому перед началом анализа свойств сигналов остановимся на их классификации.

Элементарным символом перестановочной модуляции A будем называть конструкцию, которая состоит из n различаемых частотных позиций, существующих одновременно на всём протяжении элементарного символа. Активными позициями символа A будем называть те k из N различаемых частотных позиций, на которых присутствуют синусоидальные колебания. Зафиксировав величины n и k, мы получим тип элементарной перестановочной модуляции. Далее предполагается, что для получения канальных символов используются элементарные символы с постоянными значениями параметров n и k.

Канальный символ P имеет такую же длительность, как и элементарный символ, но может состоять из одного или нескольких элементарных символов. При этом для канального символа выполняются определения перестановочной модуляции, и, следовательно, канальный символ, так же как и элементарный символ, является символом перестановочной модуляции.

Кратностью M канального символа будем называть отношение количества элементарных символов, передаваемых одновременно в составе одного канального символа. Величина M может принимать целые положительные значения. При этом энергия каждого из канальных символов определённого вида одинакова.

Информационным символом будем называть один или несколько элементарных символов, рассматриваемых в процессе модуляции и демо-

дуляции как единое целое. В контексте данной работы под информационным символом будет пониматься результат денумерации элемента алфавита, полученного при демодуляции одного или нескольких элементарных символов перестановочной модуляции.

Кратностью I информационного символа будем называть количество элементарных символов, образующих один информационный символ. Без потери общности и для упрощения выкладок далее будем рассматривать только целые положительные значения I.

Соотношения между способами перестановочной модуляции, рассматриваемыми в статье, и формы записи модуляционных параметров приведены на рис. 1.

Рис. 1. Способы перестановочной модуляции и их обозначение

Простая перестановочная модуляция

Будем называть простой перестановочной такую модуляцию, при которой один информационный символ соответствует одному канальному символу. Канальный символ содержит один элементарный символ. Это простейший вид перестановочной модуляции. Он является базовым для более сложных сигнально-кодовых конструкций. Рассмотрим подробно его основные характеристики.

Все возможные сочетания активных позиций элементарного символа перестановочной модуляции образуют множество канальных символов Pi с одинаковой энергией. Максимально возможная мощность множества канальных символов при заданных **n** и **k** определяется как $card(Pi) = \binom{k}{n} >> n$. Для построения канального алфавита необходимо каждому из различных символов канального алфавита, принадлежащих множеству всех возможных сочетаний из N по k, поставить в соответствие уникальный номер (индекс сочетания) от 0 до $\binom{n}{k} - 1$. После осуществления этой процедуры, называемой нумерацией, можно обращаться к символам канального кода по цифровому индексу i, например Pi. Далее будем считать, что нумерация сочетаний осуществляется способом лексикографического упорядочения. Другие возможные способы ну-

мерации и причины, оправдывающие отказ от лексикографического порядка, подробно рассмотрены в [2].

Другими параметрами, позволяющими однозначно описать элементарный символ, являются скорость манипуляции v в бодах и разность частот между соседними частотными позициями f в герцах. Здесь и далее будем считать частотные позиции внутри одного элементарного символа расположенными на одинаковом расстоянии f.

Простую перестановочную модуляцию будем обозначать $P(k*n-v-f)$. Например, один из вариантов такой модуляции, позволяющий в полосе 3400 Гц передавать информацию со скоростью 1200 бит в секунду, записывается как $P(8*34-50-100)$. Эта разновидность перестановочной модуляции использует простой канальный символ, состоящий из 34 частотных позиций, расположенных на расстоянии 100 Гц. Длительность канального символа составляет $1/f = 20$ мс.

Полоса частот, занимаемая элементарным символом, определяется как $F = n*f$. В простой перестановочной модуляции каждому канальному символу соответствует один информационный (двоичный) символ. Поскольку количество бит B, соответствующих каждому символу, должно быть целым числом, то B можно найти как

$$B = \left\lfloor \log_2\left(card\binom{n}{k}\right)\right\rfloor = \left\lfloor \log_2\binom{n}{k}\right\rfloor. \qquad (1)$$

При этом некоторое число возможных канальных символов не используется для передачи информации. Будем называть эту величину дополняющим числом C_0:

$$C_0 = \binom{k}{n} - 2^{\left\lfloor \log_2\binom{k}{n}\right\rfloor}. \qquad (2)$$

Двумерный график этой функции приведён на рис. 2. На нём хорошо виден сложный характер поведения, демонстрирующий сильную зависимость дополняющего числа от параметров n и k.

Усечение количества используемых сочетаний до ближайшего числа, представимого в виде степени 2, уменьшает информационную скорость в канале. Эти потери в битах на символ можно определить как $B_f = \log_2\binom{k}{n} - \left\lfloor \log_2\binom{k}{n}\right\rfloor$. В табл. 1 представлены потери в битах для простой перестановочной модуляции при N от 2 до 20 и всех возможных k.

Таблица 1

Зависимость B_f от N и k

	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$	$k=5$	$k=6$	$k=7$	$k=8$	$k=9$	$k=10$
$N=2$	0									
$N=3$	0,59									
$N=4$	0	0,285								
$N=5$	0,32	0,32								
$N=6$	0,59	0,907	0,32							
$N=7$	0,81	0,39	0,13							
$N=8$	0	0,81	0,81	0,13						
$N=9$	0,17	0,17	0,39	0,98						
$N=10$	0,32	0,49	0,91	0,71	0,98					
$N=11$	0,46	0,78	0,37	0,37	0,85					
$N=12$	0,59	0,04	0,78	0,95	0,63	0,85				
$N=13$	0,7	0,29	0,16	0,48	0,33	0,74				
$N=14$	0,81	0,51	0,51	0,97	0,97	0,55	0,74			
$N=15$	0,90	0,71	0,83	0,41	0,55	0,29	0,65			
$N=16$	0	0,9	0,13	0,83	0,09	0,97	0,48	0,65		
$N=17$	0,09	0,09	0,41	0,22	0,6	0,6	0,25	0,7		
$N=18$	0,17	0,26	0,67	0,58	0,06	0,18	0,96	0,42	0,57	
$N=19$	0,25	0,42	0,92	0,92	0,51	0,73	0,62	0,21	0,5	
$N=20$	0,32	0,76	0,15	0,24	0,92	0,24	0,24	0,94	0,36	0,5

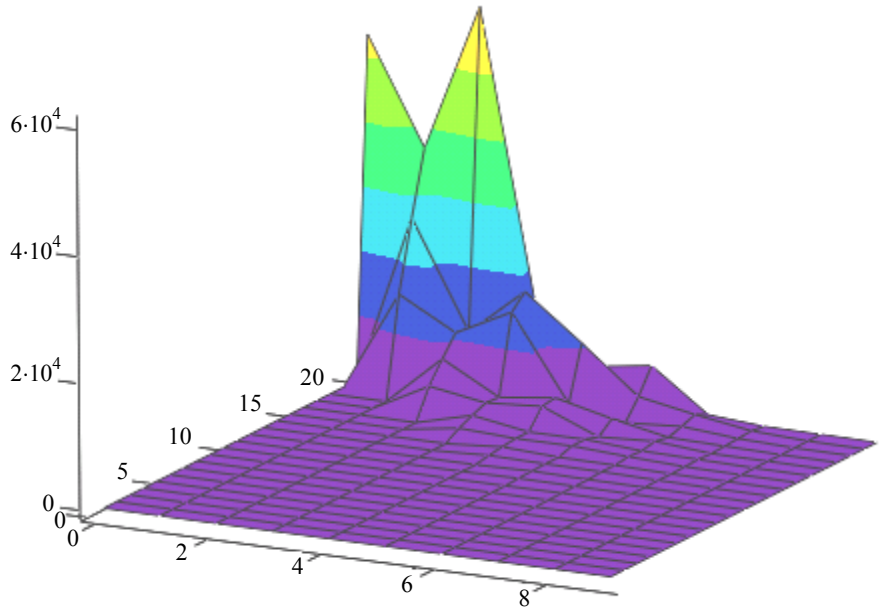


Рис. 2. Дополняющее число C_0

Информационная скорость простой перестановочной модуляции определяется как

$$V = v * \left[\log_2 \binom{n}{k} \right] \text{ бит/с.}$$

Для $P(8*34 - 50 - 100)$ $B = 24$ бита, информационная скорость составит 24*50 = 1200 бит/с.

При $k = 1$ перестановочная модуляция вырождается в n-позиционную ЧМ [3], также известную как многопозиционная частотная телеграфия (МЧТ), при этом относительная информационная скорость минимальна. Одному канальному символу соответствует $B = \left[\log_2 (n) \right]$ бит информации.

Другим видом модуляции, обладающим сходными спектральными характеристиками, является многоканальная частотная телеграфия (МнЧТ). Один канальный символ МнЧТ соответствует $B = [n / 2]$ бит информации.

Найдём максимально возможное количество бит информации в элементарном символе при перестановочной модуляции.

Число сочетаний $C_n^k = \dfrac{n!}{k! \cdot (n-k)!}$, максимально при $k = \dfrac{n}{2}$. Отсюда

$$C_n^{\frac{n}{2}} = \frac{n!}{\frac{n}{2}! \cdot \left(n - \frac{n}{2} \right)!} = \frac{n!}{\left(\frac{n}{2} \right)! \cdot \left(\frac{n}{2} \right)!}.$$

Число бит, представляемое таким числом, равно

$$B = \log_2 \left(\frac{n!}{\left(\frac{n}{2} \right)! \left(\frac{n}{2} \right)!} \right) = \frac{1}{\ln 2} \left[\ln(n!) - 2 \ln \left(\left(\frac{n}{2} \right)! \right) \right] \tag{3}$$

Применяя формулу Стирлинга $\ln n! = n \ln n - n + \ln \sqrt{2 \pi n}$, преобразуем выражение (3) к виду

$$B = \frac{1}{\ln 2} \left[n \ln n - n + \ln \sqrt{2 \pi n} - \right.$$
$$\left. - 2 \left[\frac{n}{2} \ln \frac{n}{2} - \frac{n}{2} + \ln \sqrt{\pi n} \right] \right].$$

Раскрывая скобки и представляя $\ln \dfrac{n}{2} = \ln n - \ln 2$, получаем

$$B = \frac{1}{\ln 2} \left[n \ln n - n + \ln \sqrt{2 \pi n} - \right.$$
$$\left. - n \ln n + n \ln 2 + n - 2 \ln \sqrt{\pi n} \right].$$

Преобразуем полученное выражение:

$$B = \frac{1}{\ln 2} \left[n \ln 2 + \ln \sqrt{2 \pi n} - 2 \ln \sqrt{\pi n} \right].$$

Собирая последние два члена под знак логарифма, получим

$$B = n - \frac{\ln\sqrt{\frac{n\pi}{2}}}{\ln 2} = n - \log_2\sqrt{\frac{n\pi}{2}}. \qquad (4)$$

Возьмем за единицу передаваемой информации количество передаваемой информации на одной частотной позиции, что соответствует случаю передачи информации с противоположными сигналами. Тогда на n частотных позициях будет передаваться n информационных бит. Определим, во сколько раз количество информации, передаваемой перестановочной модуляцией, отличается от единицы. Относительную скорость получим, разделив (4) на n:

$$S = 1 - \frac{\log_2\sqrt{\frac{n\pi}{2}}}{n}. \qquad (5)$$

На рис. 3 представлена относительная скорость передачи данных перестановочной модуляцией. По оси абсцисс отложено значение n. Из графика видно, что относительная скорость передачи данных перестановочной модуляцией стремится к 1 с ростом n. Таким образом, сигналы с перестановочной модуляцией по относительной скорости приближаются к противоположным сигналам. При $N > 25$ имеем различие в скорости менее 10%.

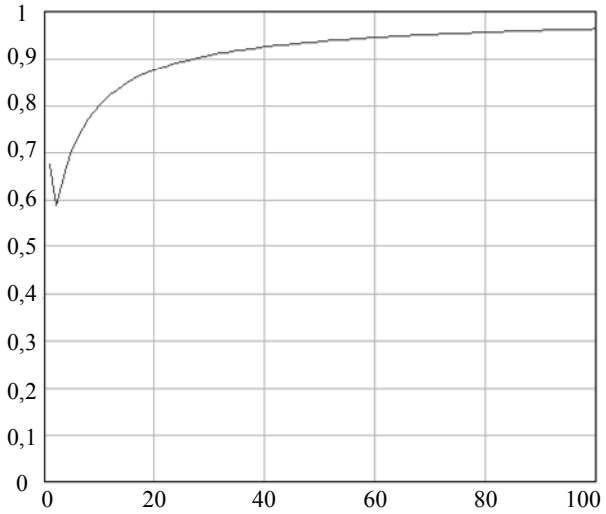


Рис. 3. Относительная скорость передачи данных перестановочной модуляцией

Сравнивая с результатами, полученными для МнЧТ, видим, что символы перестановочной модуляции обеспечивают большую удельную информационную скорость. Например, при $N = 64$ символ МнЧТ сможет передать 32 бита, а перестановочная модуляция позволит передать за то же время и при тех же модуляционных параметрах сигнала [60.67] = 60 бит.

Таблица 2

	$n = 4$	$n = 8$	$n = 16$	$n = 32$	$n = 64$	$n = 128$	$n = 256$
Многопозиционная ЧТ, бит на символ	2	3	4	5	6	7	8
Многоканальная ЧТ, бит на символ	2	4	8	16	32	64	128
Простая перестановочная модуляция, бит на символ	2	6	13	29	60	124	251
Удельная скорость, достигаемая при простой перестановочной модуляции	0,5	0,75	0,813	0,906	0,938	0,969	0,980

В табл. 2 приведены достижимые информационные скорости для некоторых значений количества частотных позиций n, одинаковых для всех видов модуляции, при одинаковой скорости канальных символов. Видно, что с ростом канального алфавита (увеличением значности символов) преимущество перестановочной модуляции по удельной скорости передачи информации увеличивается.

Рассмотрим помехоустойчивость простой перестановочной модуляции при некогерентном способе демодуляции в присутствии аддитивного белого шума с нормальным распределением (АГБШ).

В соответствии с [3] вероятность ошибочного приема символа составит

$$P = \int_0^{\infty}\left(1-\left(1-e^{-\frac{y^2\cdot n}{2\cdot\sigma^2}}\right)^{n-k}\right)\left(1-\operatorname{erf}\left(\frac{\left(y-\frac{u\cdot\sqrt{2}}{\sqrt{k}}\right)\cdot\sqrt{n}}{\sigma}\right)^{k-1}\cdot k\cdot\frac{\sqrt{n}}{\sqrt{2\cdot\pi}\cdot\sigma}\cdot e^{-\frac{\left(y-\frac{u\cdot\sqrt{2}}{\sqrt{k}}\right)^2\cdot n}{2\cdot\sigma^2}}\right)dy, \qquad (6)$$

где u – среднеквадратичное напряжение сигнала в канале,

σ – среднеквадратичное значение шума в канале.

Соответственно, для сигналов МЧТ можно воспользоваться этой формулой с $k = 1$, а для МнЧТ – с $n = 2$ и $k = 1$. Вероятности ошибки для МнЧТ соответствуют вероятности ошибки для ЧТ.

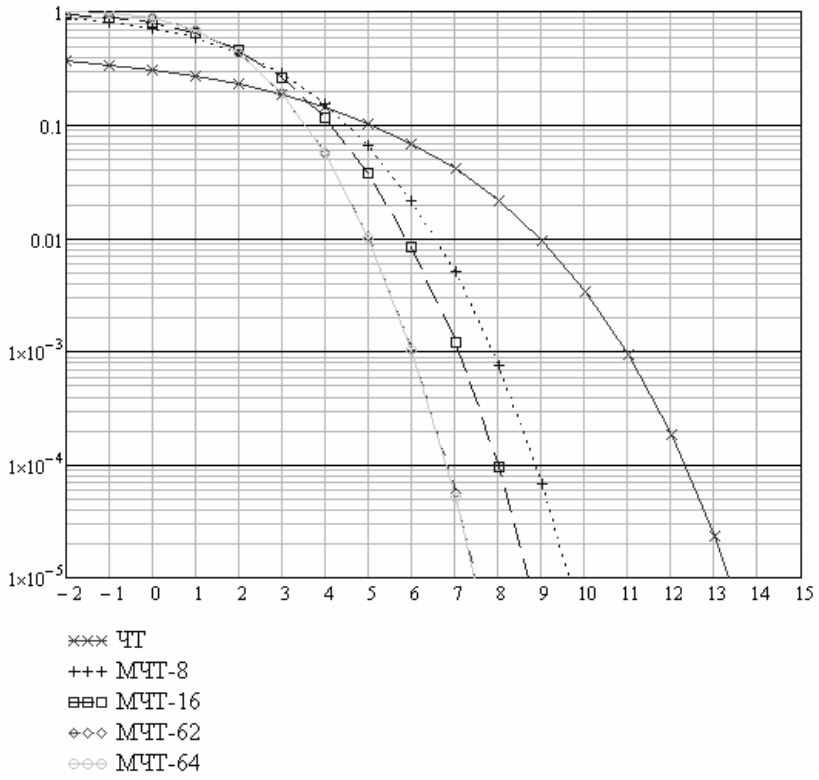


Рис. 4. Вероятность ошибки для многопозиционной ЧТ

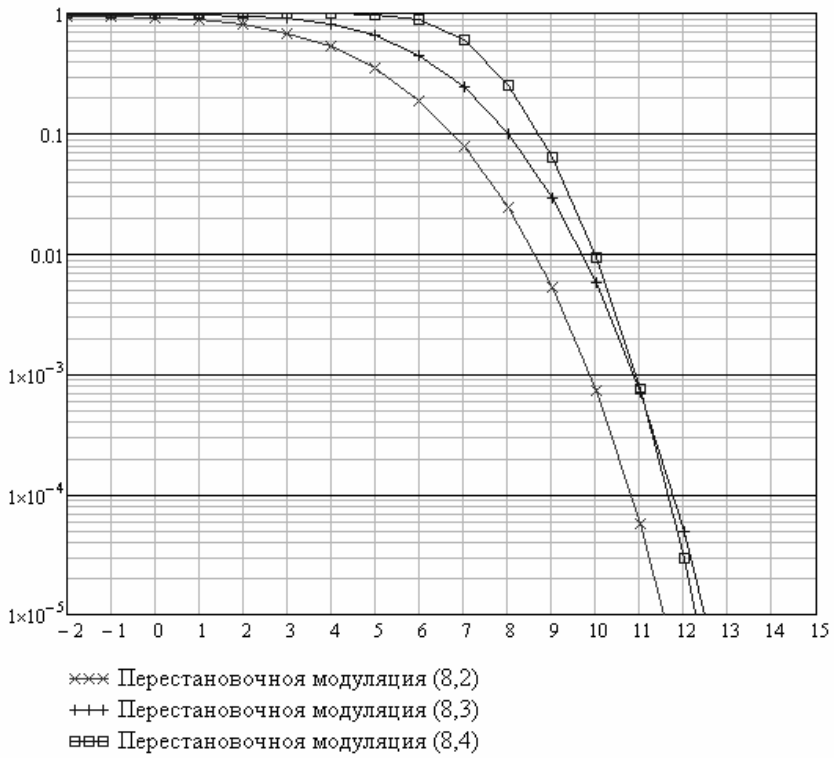


Рис. 5. Вероятность ошибки для простой перестановочной модуляции при $n = 8$, $k = 2, 3, 4$

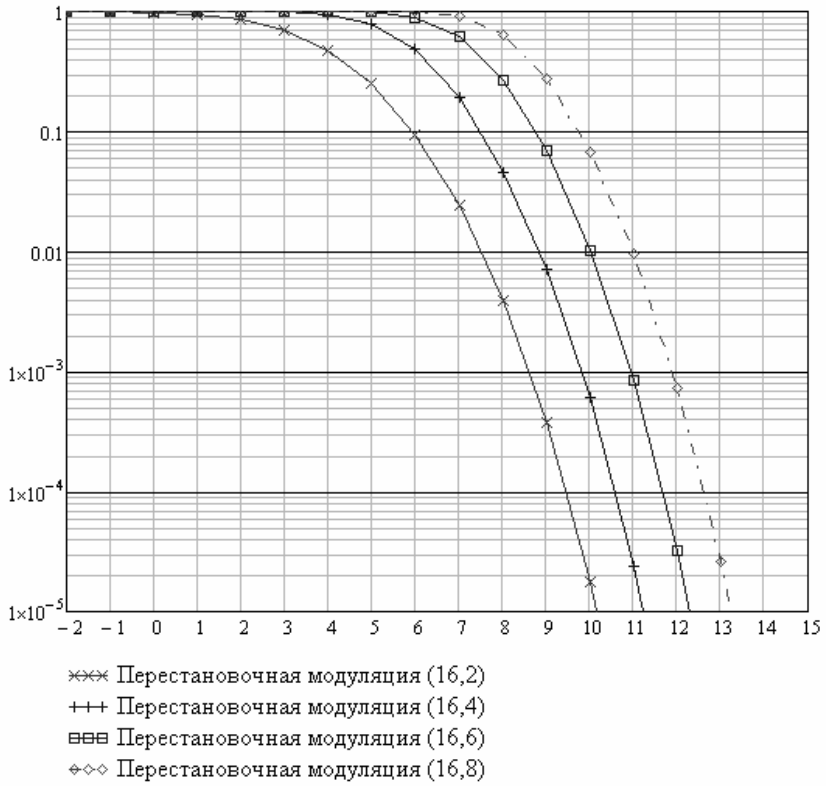


Рис. 6. Вероятность ошибки для простой перестановочной модуляции при $n = 16$, $k = 2, 4, 6, 8$

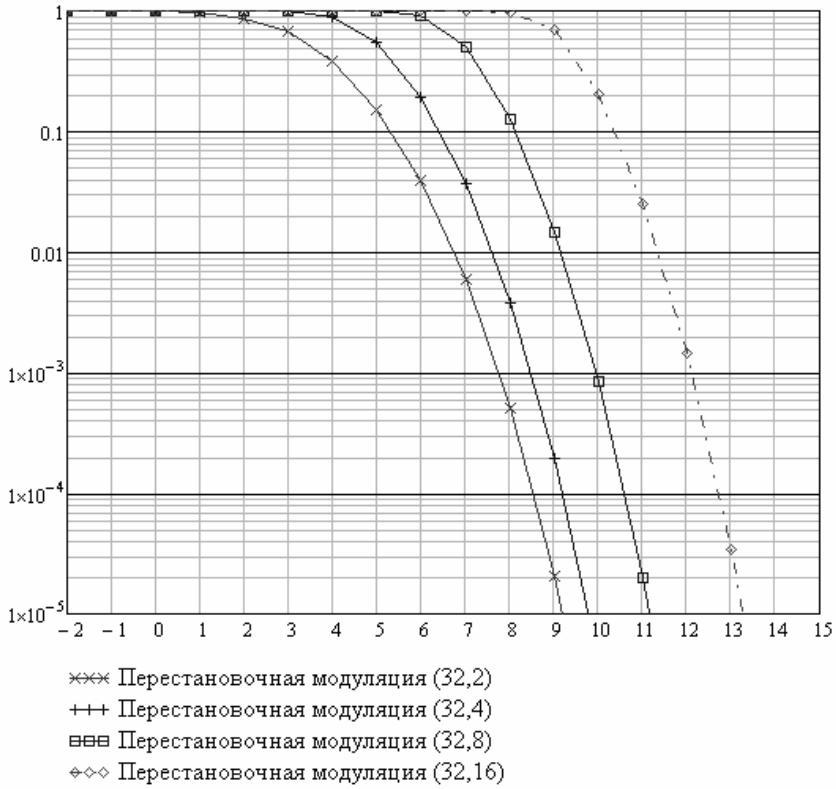


Рис. 7. Вероятность ошибки для простой перестановочной модуляции при $n = 32$, $k = 2, 4, 8, 16$

Анализ приведенных на рис. 4–7 графиков помехоустойчивости показывает, что для сигналов МЧТ наилучшие энергетические характеристики достигаются при росте n. Как показано в [6], при $n \to \infty$ помехоустойчивость сигналов МЧТ стремится к границе Шеннона (–1,6 дБ/Гц).

Сигналы с перестановочной модуляцией имеют наилучшую энергетическую эффективность при наименьшем соотношении k/n. При росте k имеет место энергетический проигрыш. Таким образом, поскольку сигналы МЧТ являются частным случаем сигналов с перестановочной модуляцией (при $k = 1$), они будут энергетически всегда выигрывать у сигналов с $k > 1$, но проигрыш последних не превысит 6 дБ при одинаковом значении n.

Определять частотную эффективность различных видов модуляции следует относительно наибольшего теоретически возможного предела информационной скорости в заданной полосе при заданном отношении энергий сигнала и шума – предела Шеннона. Однако в литературе [3] для сравнения различных методов модуляции ориентируются на вероятности ошибок порядка 10^{-5} на бит. В то же время практика применения сигналов подобного рода для КВ радиосвязи показывает, что в реальных каналах вероятности ошибки на бит находятся в диапазоне $10^{-2}...10^{-3}$. На графиках, представленных на рис. 8, 9, 10, для вероятности ошибки 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3} соответственно показаны положения различных методов модуляции относительно границы Шеннона. При построении графиков поток ошибочных информационных символов в пропускной способности не учитывался. Влияние протокола передачи данных также не учитывалось.

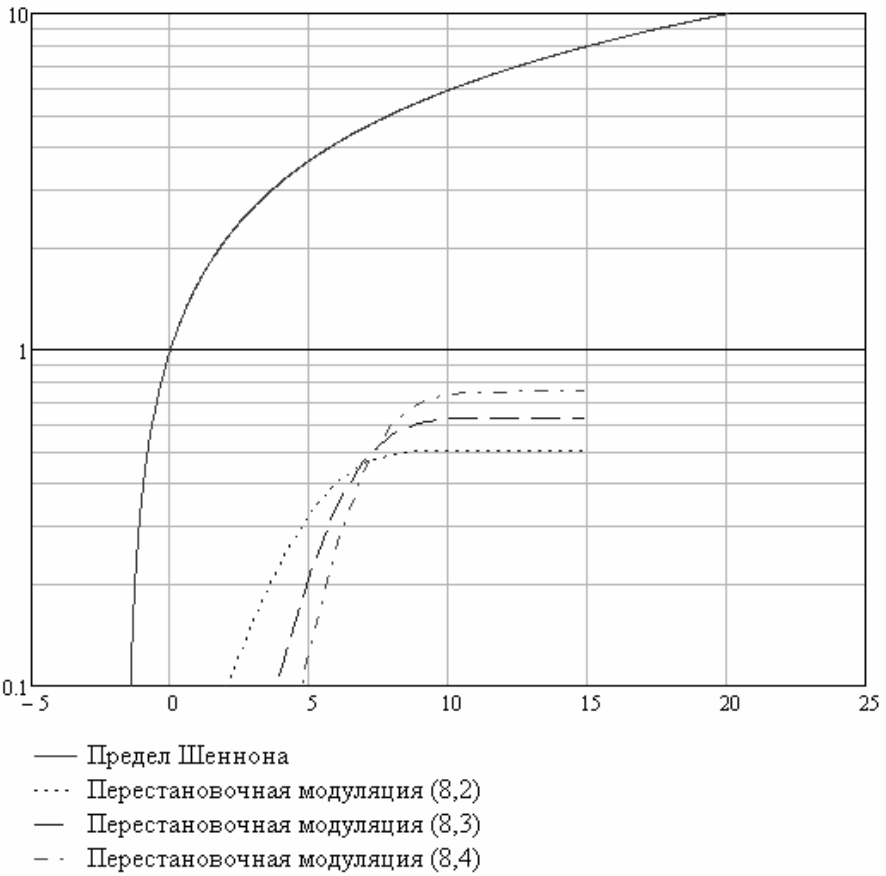


Рис. 8. Нормированная пропускная способность частотно-ограниченного канала с АГБШ для сигналов перестановочной модуляции с $n = 8$, $k = 2, 3, 4$

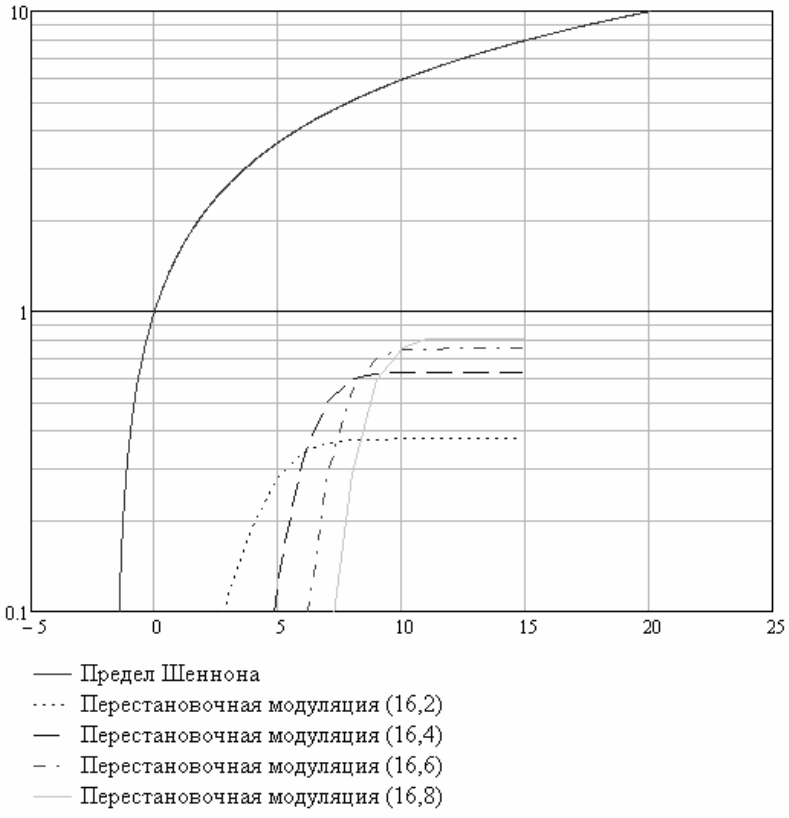


Рис. 9. Нормированная пропускная способность частотно-ограниченного канала с АГБШ для сигналов перестановочной модуляции с $n = 16$, $k = 2, 4, 6, 8$

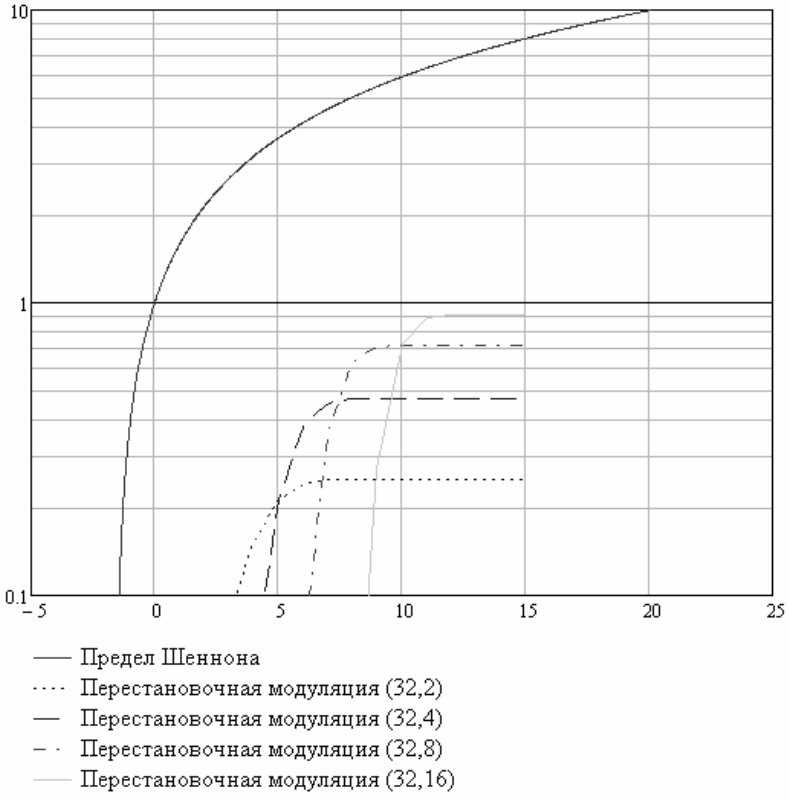


Рис. 10. Нормированная пропускная способность частотно-ограниченного канала с АГБШ для сигналов перестановочной модуляции с $n = 32$, $k = 2, 4, 8, 16$

Элементарная перестановочная модуляция по сравнению с МнЧТ обладает более высокой помехоустойчивостью, а по сравнению с МЧТ – более высокой удельной скоростью.

Основные недостатки:

1. Большая зависимость неиспользуемого числа канальных символов от выбранных параметров n и k при малом ансамбле канальных сигналов.

2. Высокая чувствительность к сосредоточенным по спектру помехам. В случае поражения полосы сигнала узкополосной помехой, в отличие от МнЧТ, ошибочно демодулируется весь канальный символ.

Многосимвольная перестановочная модуляция

Многосимвольной перестановочной модуляцией будем называть модуляцию, при которой один L-ичный информационный символ собирается из нескольких элементарных перестановочных символов. Эти элементарные перестановочные символы поочерёдно преобразуются в канальные символы и последовательно передаются по каналу передачи. Цель данного вида модуляции – уменьшить потерю пропускной способности при простой перестановочной модуляции, вызванную появлением дополняющего числа B_0 (2) при уменьшении количества используемых сочетаний из N по k с $\binom{n}{k}$ до 2^B.

При многосимвольной модуляции усечению до степени 2 подвергается сумма алфавитов элементарных символов, и выражения (1) и (2) приобретают вид

$$B = \left[I * \log_2 \binom{n}{k} \right],$$

$$C_0 = I * \binom{k}{n} - 2^{\left[I * \log_2 \binom{k}{n} \right]}.$$

В табл. 3 приведены некоторые варианты многосимвольной модуляции и получаемые канальные скорости. При малых значениях N увеличение удельной информационной скорости за счёт уменьшения потерь канального алфавита при многосимвольной модуляции составляет до 25%.

Таблица 3

Увеличение удельной информационной скорости при многосимвольной модуляции

	$n=4$ $k=2$	$n=6$ $k=2$	$n=8$ $k=2$	$n=8$ $k=3$	$n=10$ $k=3$	$n=11$ $k=2$	$n=12$ $k=4$
Бит на канальный символ при $I=1$	2	3	4	5	6	5	8
Бит на канальный символ при $I=2$	5/2	7/2	9/2	11/2	13/2	11/2	17/2
Увеличение скорости, %	25	16,7	12,5	10	8,3	10	6,25
Бит на канальный символ при $I=3$	7/3	11/3	14/3	17/3	20/3	17/3	26/3
Увеличение скорости, %	16	22,2	16,7	13	11	13	8,3
Бит на канальный символ при $I=4$	10/4	15/4	19/4	23/4	27/4	23/4	35/4
Увеличение скорости, %	25	25	18,75	15	12,5	15	9,375

На рис. 11 показано, как из I принятых и денумерованных элементарных символов перестановочной модуляции, каждый из которых принадлежит алфавиту размера $\binom{k}{n}$, происходит получение результирующего информационного символа. Процедура объединения алфавитов элементарных символов в алфавит информационного символа в простейшем случае может быть осуществлена по формуле

$$Ii = \sum_{l=0}^{I-1} \binom{k}{n}^l A_{il}.$$

Многосимвольная модуляция позволяет устранить один из недостатков простой перестановочной модуляции – зависимость неиспользуемого числа канальных символов от выбранных параметров n и k при малых n. Она позволяет реализовать потенциальную информационную скорость для элементарных символов перестановочной модуляции с любыми n и k.

Составная перестановочная модуляция

Составной перестановочной модуляцией будем называть модуляцию, при которой один

канальный символ содержит M ($M > 1$) элементарных символов и каждому элементарному символу соответствует отдельный информационный (двоичный) символ. Цель применения данного вида модуляции – уменьшить количество ошибок, возникающих в канале передачи при поражении его одной или несколькими узкополосными помехами. Поскольку демодуляция элементарных символов, составляющих один канальный, производится независимо, то ошибки в элементарном символе будут возникать при поражении полосы частот, занимаемой этим символом. Например, при $M = 5$ и 2-х узкополосных помехах будут неверно демодулированы не более 2 элементарных символов из 5. Информационная скорость этого вида модуляции

$$V = m * v * \left[\log_2 \binom{n}{k} \right].$$

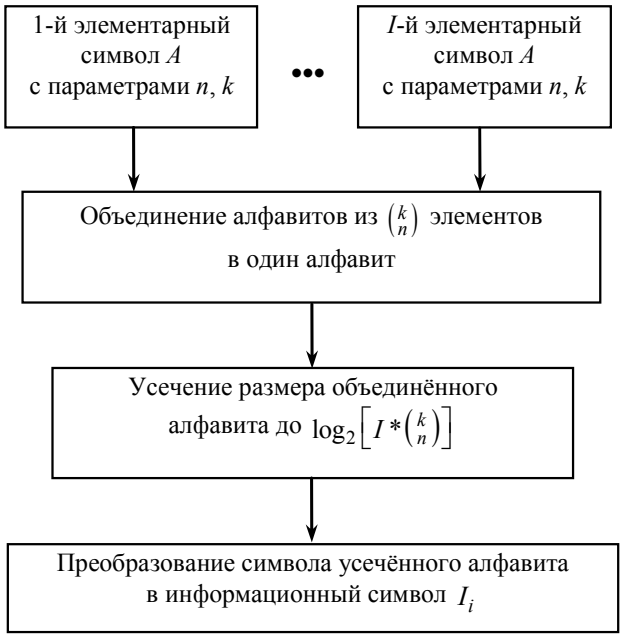


Рис. 11. Преобразование алфавитов при приёме многосимвольной перестановочной модуляции

Из данных табл. 2 видно, что с уменьшением числа частотных позиций n максимальная удельная скорость уменьшается. При переходе от простой к составной модуляции и сохранении v и f количество частотных позиций в элементарном символе n уменьшается в m раз. Это вызывает уменьшение (потери) максимально достижимой скорости передачи. Эти потери из-за разбиения без изменения результирующей полосы сигнала одного символа из n частотных позиций на m составляют

$$E(m,n) = m * \mathrm{Log}_2 \sqrt{(\pi n/2m)} - \mathrm{Log}_2 \sqrt{(\pi n/2)}\ .$$

Нормированная помехоустойчивость составной перестановочной модуляции не отличается от помехоустойчивости простой перестановочной модуляции.

Составная перестановочная модуляция позволяет устранить один из недостатков простой перестановочной модуляции – высокую чувствительность к сосредоточенным по спектру помехам. В случае поражения полосы канального символа узкополосной помехой будет демодулирован с ошибками только тот элементарный символ, в полосу частот которого попала помеха. При соответствующем выборе параметров сигнально-кодовой конструкции удаётся минимизировать уменьшение потенциальной информационной скорости и ухудшение помехоустойчивости по АГБШ относительно простой перестановочной модуляции, значительно подняв устойчивость к узкополосным (сосредоточенным) помехам.

Обобщённая перестановочная модуляция

Обобщённой перестановочной модуляцией будем называть модуляцию, при которой одновременно используются сборка информационного символа из нескольких элементарных символов и разбиение канального символа на несколько элементарных символов. Основная цель применения данного вида модуляции – уменьшить влияние узкополосных помех на количество ошибок, возникающих в канале передачи, при сохранении высокой удельной информационной скорости.

Обобщённая перестановочная модуляция позволяет строить сигнально-кодовые конструкции под канал с известными свойствами. При соответствующем выборе параметров модуляции можно обеспечить наиболее точное согласование параметров канала и сигнала для достижения минимальной вероятности ошибки на символ.

Примеры сигнально-кодовых конструкций, нашедшие применение в программно-определяемых системах радиосвязи КВ диапазона [5] для построения среднескоростных модемов передачи данных, и их основные характеристики представлены в табл. 4.

Таблица 4

Основные характеристики сигнально-кодовых конструкций с перестановочной модуляцией, применяемых в КВ радиосвязи

Вид модуляции	Полоса, Гц	Бит на символ	Скорость, бит/с	Активных позиций в канальном символе	Сигнал/шум в полосе частот 3,1 кГц $P_{ош} = 10^{-2}$ дБ	Сигнал/шум в полосе частот 3,1 кГц $P_{ош} = 10^{-3}$ дБ
P(3*31 – 50 – 100)	3100	12	600	3	–0,05	0,88
P(8*34 – 50 – 100)	3400	24	1200	8	4,85	5,65
P(17*60 – 50 – 50)	3000	48	2400	17	8,8	9,5
P(3*2*12 – 40 – 80)	2880	3*5	600	6	1,95	3,1
P(3*4*15 – 40 – 60)	2700	3*10	1200	12	5,6	6,6
P(4*5*16 – 50 – 50)	3200	4*12	2400	20	8,05	9

Выводы

Предложенная классификация, система обозначений сигнально-кодовых конструкций на основе перестановочной модуляции и выявленные свойства основных разновидностей перестановочной модуляции позволяют синтезировать канальные сигналы для среднескоростной передачи данных с необходимым набором свойств.

Разработан математический аппарат, позволивший определить помехоустойчивость предложенных сигнально-кодовых конструкций и степень их оптимальности по приближению к пределу Шеннона.

Применение перестановочной модуляции в программно-определяемых системах радиосвязи КВ диапазона для среднескоростных модемов передачи данных подтвердило наличие значительных преимуществ данного вида модуляции по сравнению с применявшимися ранее МнЧТ и МЧТ.

Литература

1. *Slepian D.* Permutation modulation / D. Slepian // Proceedings of the IEEE. – Vol. 53. – Issue : 3. – March 1965. – Pp. 228–236.

2. *Маковий В.А.* Нумерация канальных символов перестановочной модуляции / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – № 4. – С. 17–23.

3. *Чупеев С.А.* Повышение скорости передачи аккордных сигналов / С.А. Чупеев // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2004. – Вып. 2. – С. 131–136.

4. *Прокис Дж.* Цифровая связь / Дж. Прокис ; пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.

5. *Маковий В.А.* Построение современных систем радиосвязи КВ диапазона / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – № 3. – С. 76–86.

6. *Коржик В.И.* Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений : справочник / В.И. Коржик, Л.М. Финк, К.П. Щелкунов. – М. : Радио и связь, 1981. – 232 с.

Статья поступила в редакцию 24 февраля 2010 г.

УДК 635.321

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ГАУССОВЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ С ПРОИЗВОЛЬНЫМИ СПЕКТРАЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

А.Л. Митрофанов, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 23-31-92

Показана возможность раздельной обработки нестационарных и неоднородных оптических полей по пространственным и временным координатам. Найдены статистические характеристики логарифма функционала отношения правдоподобия для гауссовских и гауссово-порожденных оптических сигналов.

Ключевые слова: *раздельная обработка, оптимальный приемник, максимальное правдоподобие, оптическое излучение, когерентность.*

SYNTHES ONE ALGORITHM OF PROCESSING EXISTENTIAL GUESSEING OPTICAL FIELDS WITH UNIVERSAL SPECTRAL CHARACTERISTICS

A.L. Mitrofanov, senior research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 23-31-92

Possibility of non-stationary and non-uniform optical fields separate processing on spatial and time coordinates is shown. Statistical characteristics of likelihood-relation functional algorithm for Gaussian and Gauss-generated optical signals are found.

Key words: *separate processing, optimal receiver, maximum likelihood, optical radiation, coherence.*

Введение

Создание эффективных информационных систем, осуществляющих выделение полезной информации из реализации принимаемого поля, требует синтеза оптимальных алгоритмов обработки наблюдаемых данных. В общем случае полученная информация в принимаемом поле (сигнальная составляющая) искажена фоном наблюдения и сопутствующими шумами. Следовательно, задача синтеза оптимального приемника (ОП) является статистической и для своего решения требует формирования функционала отношения правдоподобия или его логарифма (ЛФОП) [1].

В классе аддитивных гауссовских реализаций сигнальной составляющей принимаемого поля, фона наблюдения и шумов ЛФОП имеет вид [1, 2]

$$L = C \iint\limits_{\Omega} \int\limits_{\pm T} \varepsilon(r_1,t_1)\varepsilon^*(r_2,t_2)V(r_1,r_2;t_1,t_2)d^2r_1 d^2r_2 dt_1 dt_2 , \qquad (1)$$

где $\varepsilon(r,t)$ – реализация наблюдаемых данных поля,

$$\varepsilon(r,t) = s(r,t) + n(r,t); \qquad (2)$$

$s(r,t)$, $n(r,t)$ – соответственно сигнальная, фоновая (и шумовая) составляющие принимаемого поля в плоскости регистрации Ω;

$r = \{x, y\}$ – радиус-вектор, описывающий положение точек в приемной плоскости;

$2T$ – интервал наблюдения;

Ω – область наблюдения;

C – множитель, определяемый условиями детектирования сигнала (вольт-ваттная характеристика фотодетектора (ФД));

$V(\bullet)$ – передаточная функция ОП;

«*» – оператор комплексного сопряжения.

Формирование ЛФОП требует нахождения функции ОП $V(r_1,r_2;t_1,t_2)$, которая является решением интегрального уравнения Фредгольма 2-го рода

$$V(r_1,r_2;t_1,t_2) + \int\limits_{\Omega} d^2r \int\limits_{\pm T} dtV(r_1,r;t_1,t)\Gamma_{2s}(r,r_2;t,t_2) = \int\limits_{\Omega} d^2r \int\limits_{\pm T} dtW_n(r,r_2;t,t_2)\Gamma_{2s}(r,r_2;t_1,t_2), \qquad (3)$$

где $\Gamma_{2s}(\bullet)$ – функция когерентности (ФК) второго порядка реализаций $s(r,t)$; $W_n(\bullet)$ – аналог обрат-

ной корреляционной функции реализации фона и шума (в общем случае – мультипликативной).

Аналитическое решение (3) получено и подробно исследовано в работах [1, 2] для следующих условий:

а) во временной области:

$$T/\tau_{\text{и}} >> 1,\ T/\tau_{\text{к}} >> 1,\ T/\tau_{\text{и}} << 1,\ T/\tau_{\text{к}} << 1,$$
$$T/\tau_{\text{ф}} >> 1,\ T/\tau_{\text{ф}} << 1; \qquad (4)$$

б) в пространственной области:

$$ka_n^2/z >> 1;\ k\rho_k^2/z >> 1. \qquad (5)$$

Здесь $\tau_{\text{ф}}$, $\tau_{\text{и}}$, $\tau_{\text{к}}$ – среднеквадратические длительности фронта, импульса излучения и времени его корреляции соответственно;

$a_{\text{п}}$, $\rho_{\text{к}}$ – радиусы приемной апертуры и когерентности сигнальной составляющей поля;

$k = 2\pi/\lambda$ – волновое число;

z – расстояние между приемником и источником сигнала;

λ – длина волны излучения.

Условия (4), (5) определяют требования к источникам обрабатываемых полей и их приемникам [2, 3]. Эти требования нередко являются завышенными, и тогда возникают задачи решения уравнения (3) при жестком ограничении пределов интегрирования, вычисления функции распределения ЛФОП и определение условий разделения пространственной и временной обработки принимаемой реализации. Подобные задачи на настоящее время решаются численными методами.

Большинство известных численных методов решения уравнения (3) сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений, основанных на представлении $\Gamma_{2s}(\bullet)$ некоторым разложением ядра уравнения (3) по заданному набору опорных функций [4]. Основным недостатком данных методов является сильная зависимость точности решения от порядка аппроксимации. Кроме того, возникающая при решении уравнения (3) система линейных алгебраических уравнений обычно является слабо обусловленной [5, 6].

В этой связи задача построения решения (3) на основе системы собственных функций, аппроксимирующих передаточную функцию ОП, является некорректно поставленной по Адамару [4]. Тогда приближение ядра уравнения (3) системой ортонормированных функций является неравномерным, что обуславливает возрастающие ошибки при определении вероятности обнаружения и оценки временных параметров с увеличением порядка аппроксимации ядра.

Принимаемая реализация $s(r,t)$ является результатом пространственно-временной фильтрации с запаздыванием исходного излучения в канале распространения сигнала и фонового излучения. Исходное излучение принимается гауссовым, однако часто гарантировать гауссовский характер статистики временного сигнала на выходе ФД или пространственного сигнала на выходе оптической приемной системы возможно только при выполнении некоторых априорных ограничений, накладываемых на:

– оптические параметры системы фокусировки излучения – радиус приемной апертуры, время когерентности, ширину полосы пропускания и пр.;

– временные характеристики приемника – например, ширину полосы пропускания;

– временные параметры сигнала – длительность импульса, время когерентности, время нарастания переднего фронта и пр.

Как правило, решение уравнения (3) находят раздельно для пространственной и временной составляющих опорной функции, что соответствует разделению временной и пространственной обработки принимаемого сигнала (факторизуемости ФК). Полагается, что пространственная обработка производится до регистрации сигнала фотодетектором путем построения оптимального оптического фильтра пространственных частот. Временная обработка при этом является по существу вторичной и основана на построении оптимального фильтра по временным частотам принимаемого сигнала, мощность которого определяется оптическими параметрами фильтра пространственных частот.

Такое разделение пространственной и временной обработки основано на факторизуемости ФК в виде произведения функции взаимной интенсивности и временной функции когерентности, что следует из условия взаимной спектральной чистоты излучения [3, 7]. Условия факторизуемости, определенные в [3], наиболее полно удовлетворяются в классе марковских гауссовых полей, что соответствует финитной функции взаимной когерентности сигнала. Таковой полагается функция, ограниченная по возрастанию отрицательно-экспоненциальной функцией пространства и времени [6]. Но для класса полей, которые являются результатом взаимно однозначного нелинейного преобразо-

вания с запаздыванием от исходного взаимно спектрально чистого поля, доказательство факторизуемости ФК отсутствует [3, 5]. При этом значительная часть применяемых в задачах локации и связи лазерных устройств – газовые, полупроводниковые лазеры – в спектральной области имеют гауссовское (инфинитное) распределение временных и пространственных гармоник, вошедших в генерацию. Причиной этого является неоднородное уширение спектральной линии генерации, устранить влияние которого при использовании линейных оптических средств невозможно [3].

В работе [8] был синтезирован алгоритм решения уравнения (3) для случая частично-когерентного гауссовского импульсного лазерного сигнала при принятии решения во временной области, которое обеспечивает равномерное приближение ядра уравнения (3) и равномерное приближение опорной функции ОП для любого заданного порядка аппроксимации. Симметричность задачи (3) позволяет распространить данное решение на пространственную область при фиксированном времени наблюдения. При этом строгое доказательство факторизуемости ОП для пространственно-временной обработки в [10, 13] отсутствует.

Регистрация сигнала ОП и последующая его обработка осуществляются на основании априорных предположений о характере его функции распределения. Предельное распределение во многих практически значимых случаях получено только для гауссовского и марковского процесса по времени и пространству, справедливого только для исходного финитного сигнала, что, как и условия (4), (5), может ограничивать варианты проектирования требуемых приемника и передатчика лазерной информационной системы.

Целью работы является обоснование возможности создания алгоритма синтеза опорной функции приемника максимального правдоподобия при раздельной пространственно-временной обработке реализации принятых данных и нахождение предельных статистических характеристик выходного сигнала ОП для исходного пространственно-временного гауссовского процесса.

Рассмотрим аддитивное поле, удовлетворяющее (2) и имеющее статистические характеристики

$$\langle s(r,t)\rangle = 0\,;\ \langle n(r,t)\rangle = 0\,;$$

$$\left\langle \varepsilon(r_1,t_1)\varepsilon^{*}(r_2,t_2)\right\rangle = $$

$$= \Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2) + \Gamma_{2n}(r_1,r_2;t_1,t_2);$$

$$\left\langle s(r_1,t_1)s(r_2,t_2)\right\rangle = \Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2);$$

$$\left\langle n(r_1,t_1)n^{*}(r_1,t_2)\right\rangle = \Gamma_{2n}(r_1,r_1;t_1,t_2).$$

Тогда передаточная функция ОП $V(\bullet)$ определяется как [1]

$$V(r_1,r_2;t_1,t_2) = $$

$$= W_n(r_1,r_2;t_1,t_2) - $$

$$-W_{s+n}(r_1,r_2;t_1,t_2), \qquad (6)$$

где $W_n(\bullet)$ и $W_{s+n}(\bullet)$ – обратные корреляционные функции помеховой и сигнальной реализаций наблюдаемых данных. Указанные функции являются решениями сингулярных интегральных уравнений [1]

$$\int\limits_{\Omega}\int\limits_{-T}^{T} \Gamma_{2s}(r_1,r',t_1,t')W_{s+n}(r',r_2,t',t_2)\,d^2r'dt' = $$

$$= \delta(r_1 - r_2)\delta(t_1 - t_2), \qquad (7)$$

$$\int\limits_{\Omega}\int\limits_{-T}^{T} \Gamma_{2n}(r_1,r',t_1,t')W_{n}(r',r_2,t',t_2)\,d^2r'dt' = $$

$$= \delta(r_1 - r_2)\delta(t_1 - t_2), \qquad (8)$$

где $\delta(\bullet)$ – дельта-функция Дирака.

В качестве модели помеховой – шумовой и фоновой – составляющей реализации наблюдаемых данных принимается модель гауссовского белого шума по пространственным и временным координатам, а именно

$$\Gamma_{2n}(r_1,r_2;t_1,t_2) = $$

$$= \frac{1}{N_0}\delta(r_1 - r_2)\delta(t_1 - t_2), \qquad (9)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности помехового сигнала. Это соответствует модели гауссовского и марковского процесса.

Модели (7)–(9), вообще говоря, не обеспечивают алгебраической суммируемости пространственного и временного фона и шума на выходе ОП. Это физически обусловлено тем, что шумовая составляющая на выходе временного детектора вблизи порога обнаружения определяется не только фоновой (пространственной) и сигнальной (временной) составляющими, но и некоррелированным, однако совместным их

взаимодействием на ФД. Создание адекватной модели в подпороговом случае требует дополнительного исследования.

Для белого шума и фона искомая функция $V(\bullet)$ есть решение уравнения

$$V(r_1, r_2; t_1, t_2) + \\ + \frac{1}{N_0} \iint\limits_{\Omega \pm T} \Gamma_{2s}(r_1, r; t_1, t) V(r, r_2; t, t_2) d^2 r dt = \\ = \frac{1}{N_0^2} \Gamma_{2s}(r_1, r; t_1, t). \qquad (10)$$

При этом статистические характеристики сигнала, фона и шума считаются известными с точностью до измеримых его параметров: времени прихода сигнала, длительности импульса, направления прихода излучения и пр.

Известно [3, 9], что при наличии гауссовой и марковской статистики локационного сигнала частично-когерентное излучение в любой плоскости регистрации удовлетворяет условиям факторизации

$$\Gamma_{2s}(r_1, r_2; t_1, t_2) = \\ = \Gamma_{2s}(r_1, r_2) \gamma_s(t_1, t_2), \qquad (11)$$

где $\Gamma_{2s}(r_1, r_2)$ и $\gamma_s(\bullet)$ – соответственно пространственная и временная функции когерентности сигнального излучения.

Аналогично:

$$\Gamma_{2n}(r_1, r_2; t_1, t_2) = \\ = \Gamma_{2n}(r_1, r_2) \gamma_n(t_1, t_2),$$

где $\Gamma_{2n}(\bullet)$, $\gamma_n(\bullet)$ – пространственная и временная функции когерентности фонового (шумового) сигналов соответственно. Для белого шума факторизация фонового и шумового сигнала тривиальна.

Будем искать решение уравнения (10) в виде

$$V(r_1, r_2; t_1, t_2) = \\ = V_{\text{пр}}(r_1, r_2) V_{\text{вр}}(t_1, t_2),$$

где $V_{\text{пр}}(\bullet)$ – передаточная функция ОП пространственной обработки принимаемой реализации наблюдаемого поля в плоскости его регистрации,

$V_{\text{вр}}(\bullet)$ – передаточная функция ОП временной обработки принимаемой реализации наблюдаемого поля в течение времени его регистрации.

Определяя энергию сигнала E_s в виде

$$E_s = \iint\limits_{\Omega, \pm T} \Gamma_{2s}(r, r; t, t) d^2 r dt,$$

уравнение (10) можно привести к уравнению в безразмерных переменных:

$$V(y_1, y_2; x_1, x_2) + \\ + E_s / N_0 \int\limits_{(1)} \int\limits_{\pm 1} V(y_1, y; x_1, x) \Gamma_{2s}(y, y_2; x, x_2) d^2 y dx = \\ = \frac{E_s}{N_0^2} \Gamma_{2s}(y_1, y_2; x_1, x_2),$$

где $x_{1,2} = t_{1,2} / 2T$; $y_{1,2} = r_{1,2} / (a_{\text{пр}})$, $a_{\text{пр}}$ – любой параметр, характеризующий поперечный размер пучка приходящего сигнала.

Если возможно разделение переменных, то

$$V_{\text{пр}}(y_1, y_2) + \frac{E_s}{2 N_0 \Omega} \int\limits_{(1)} V_{\text{пр}}(y_1, y) \Gamma_{2s}(y, y_2) d^2 r = \\ = \frac{E_s}{2 N_0^2} \Gamma_{2s}(y_1, y_2); \qquad (12)$$

$$V_{\text{вр}}(x_1, x_2) + \frac{E_s}{2 N_0 T} \int\limits_{-1}^{1} V_{\text{вр}}(x_1, x) \gamma_s(x, x_2) dx = \\ = \frac{E_s}{N_0^2} \gamma_s(x_1, x_2), \qquad (13)$$

где символ (1) означает интегрирование по единичному кругу.

Необходимо показать, что решения (12), (13) имеют место быть при наличии условия факторизации (11).

Теорема

Если некоторая функция $V(r_1; r_2; t_1; t_2)$ является непрерывно дифференцируемой по всем своим пространственным и временным переменным и при этом удовлетворяет интегральному уравнению

$$V(r_1, r_2; t_1, t_2) + \\ + Q_1 \int\limits_{\Omega} \int\limits_{-T}^{T} V(r_1, r; t_1, t) \Gamma_{2s}(r, r_2; t, t_2) d^2 r dt = \\ = Q_2 \Gamma_{2s}(r_1, r_2; t_1, t_2), \qquad (14)$$

где величины Q_1, $Q_2 > 0$, и если ядро интегрального уравнения $\Gamma_{2s}(r_1, r_2; t_1, t_2)$ является положительно определенной и непрерывно дифференцируемой функцией по всем своим переменным, то для справедливости условия

$$V(r_1,r_2;t_1,t_2) = V_{\text{пр}}(r_1,r_2)V_{\text{вр}}(t_1,t_2) \qquad (15)$$

необходимо и достаточно, чтобы корреляционная функция сигнала была представима в виде

$$\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2) = \Gamma_{2s}(r_1,r_2)\gamma_s(t_1,t_2). \qquad (16)$$

Доказательство

Пусть справедливо равенство (15).

Непрерывно дифференцируемую функцию $V(r_1, r_2; t_1, t_2)$ можно разложить в обобщенный ряд Фурье [10]:

$$V(r_1,r_2;t_1,t_2) =$$

$$= \sum_{n,k,m,l=1}^{\infty} a_{n,k,m,l}\psi_n(r_1)\psi_k(r_2)\varphi_m(t_1)\varphi_l(t_2), \qquad (17)$$

где

$$a_{n,k,m,l} = \iint_{\Omega}\iint_{\pm T}\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2)\psi_n(r_1)\psi_k(r_2)\varphi_m(t_1)\varphi_l(t_2)d^2r_{1,2}dt_{1,2}$$

– коэффициенты Фурье функции $\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2)$, а системы $\{\psi_{n(\bullet)}\}$ и $\{\varphi_m(\bullet)\}$ являются системами ортогональных функций, определенных интегральными уравнениями

$$\lambda\iint_{\Omega}\Gamma_{2s}(r_1,r_2)\psi(r_2)d^2r_2 = \psi(r_1);$$

$$\chi\iint_{\pm T}\gamma_s(t_1,t_2)\varphi(t_2)dt_2 = \varphi(t_1). \qquad (18)$$

В соответствии с теоремами Фредгольма [9] обе системы $\{\psi_n(\bullet)\}$ и $\{\varphi_m(\bullet)\}$ являются полными (m, n – порядок решения уравнений (18) для функций $\{\varphi_m(\bullet)\}$, $\{\psi_n(\bullet)\}$). В силу неравенства Коши–Буняковского [5], матрица коэффициентов Фурье $\|a_{n,k,m,l}\|$ является положительно определенной.

Аналогично (17) можно записать разложения в ряд Фурье ядра уравнения (15) по пространственным координатам:

$$V_{\text{пр}}(r_1,r_2;t_1,t_2) = \sum_{m,l}^{\infty} B_{n,k}(r_1,r_2)\psi_n(r_1)\psi_k(r_2), \qquad (19)$$

где $B_{n,k}(t_1,t_2) = \int_{\Omega}\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2)\psi_n(r_1)\psi_k(r_2)d^2r_{1,2}$,

и, соответственно, по временным координатам:

$$V_{\text{вр}}(r_1,r_2;t_1,t_2) = \sum_{m,l}^{\infty} C_{m,l}(r_1,r_2)\varphi_m(t_1)\varphi_l(t_2), \qquad (20)$$

где $C_{m,l}(r_1,r_2) = \int_{\pm T}\varphi_m(t_1)\varphi_l(t_2)\gamma_2(r_1,r_2;t_1,t_2)dt_{1,2}$.

Коэффициенты $C_{m,l}(t_1,t_2)$ и $B_{k,n}(r_1,r_2)$ являются коэффициентами Фурье. Ряды (19)–(20) в силу положительной определенности и непрерывной дифференцируемости функции $\Gamma_{2s}(\bullet)$ сходятся равномерно по своим переменным [5, 6, 9].

Отметим, что в соответствии с (15), согласно теореме Мерсера [5, 9], можно записать равномерно сходящиеся ряды

$$\Gamma_{2c}(r_1,r_2) = \sum_{n=1}^{\infty}\frac{\psi_n(r_1)\psi_n(r_2)}{\lambda_n},$$

$$\gamma_2(r_1,r_2) = \sum_{n=1}^{\infty}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{\chi_n}, \qquad (21)$$

где λ_n, χ_n – собственные числа уравнений (18), при этом разложение (21) является единственным.

Комбинируя ряды (17)–(21) при использовании неравенства Коши–Буняковского, нетрудно показать, что

$$\sum_{m,l=1}^{\infty}\iint_{\Omega=1} C_{m,l}(r_1,r_2)^2 d^2r_{1,2} =$$

$$= \sum_{n,k=1T=\pm 1}^{\infty}\iint B_{n,k}(t_1,t_2)^2 dt_{1,2} = 1,$$

откуда следует, что $B_{n,k}(r_1,r_2) = B_{n,n}$ и $C_{m,l}(t_1,t_2) = C_{m,m}$.

Тогда

$$V(r_1,r_2;t_1,t_2) =$$

$$= \sum_{n,k,m,l=1}^{\infty} a_{n,k,m,l}\psi_n(r_1)\psi_k(r_2)\varphi_m(t_1)\varphi_l(t_2) =$$

$$= \sum_{n,m=1}^{\infty} B_{n,n}\psi_n(r_1)_n(r_2)C_{m,m}\varphi_m(t_1)\varphi_m(t_2) =$$

$$= V_{\text{пр}}(r_1,r_2)V_{\text{вр}}(t_1,t_2). \qquad (22)$$

Необходимое условие доказано.

Пусть теперь справедливо равенство (16). Тогда разложение (17) равномерно сходится по своим переменным для некоторых полных систем функций $\{\psi_n(r)\}$ и $\{\varphi_m(t)\}$ как ряд Фурье для положительно определенной и непрерывно дифференцируемой функции. Тогда и искомую непрерывно дифференцируемую функцию $V(r_1,r_2;t_1,t_2)$ можно представить в виде равномерно сходящегося обобщенного ряда Фурье

$$V(r_1,r_2;t_1,t_2) =$$

$$= \sum_{n,k,m,l=1}^{\infty} a_{n,k,m,l}\psi_n(r_1)\psi_k(r_2)\varphi_m(t_1)\varphi_l(t_2).$$

При этом по тем же системам функций можно разложить ядро уравнения (14):

$$\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2) =$$

$$= \sum_{n,k,m,l=1}^{\infty} b_{n,k,m,l}\psi_n(r_1)\psi_k(r_2)\varphi_m(t_1)\varphi_l(t_2).$$

В силу того, что $V(r_1,r_2;t_1,t_2) = V_{\text{пр}}(r_1,r_2)V_{\text{вр}}(t_1,t_2)$, матрица коэффициентов Фурье должна стать диагональной [5]. Тогда разложение функции $V(\bullet)$ может быть формально записано в виде

$$V(r_1,r_2;t_1,t_2) =$$

$$= \sum_{n,k=1}^{\infty} a_{n,n}\psi_n(r_1)\psi_n(r_2)b_{k,k}\varphi_k(t_1)\varphi_k(t_2). \qquad (23)$$

Подставим (22) в (13). Комбинируя выкладки и учитывая полноту систем функций $\{\psi_n(r)\}$ и $\{\varphi_k(t)\}$, действительно получим, что

$$\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2) =$$

$$= \sum_{n,k=1}^{\infty} b_{n,n}\psi_n(r_1)\psi_n(r_2)c_{k,k}\varphi_k(t_1)\varphi_k(t_2) =$$

$$= \Gamma_{2\text{пр}}(r_1,r_2)\Gamma_{2\text{вр}}(t_1,t_2). \qquad (24)$$

Следовательно, функция когерентности сигнала факторизуется, и представление (24) есть факторизованное разложение функции когерентности сигнала, и

$$\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2) = \Gamma_{2\text{пр}}(r_1,r_2)\Gamma_{2\text{вр}}(t_1,t_2).$$

Переобозначим

$$\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2) = \Gamma_{2s}(r_1,r_2)\gamma_s(t_1,t_2).$$

Теорема доказана.

Таким образом, показано, что решение уравнения (14) действительно представляется в виде произведения двух формально независимых сомножителей, соответствующих пространственной и временной обработке принимаемой реализации данных. Следовательно, решение уравнения (10) действительно может быть представлено в виде произведения решений интегральных уравнений (11), (12)

$$V(y_1,y_2;x_1,x_2) =$$

$$= V_{\text{пр}}(y_1,y_2)V_{\text{вр}}(x_1,x_2), \qquad (25)$$

а решения уравнений (11) могут быть найдены, например, методом неопределенных коэффициентов [10, 11]. В уравнении (10) представим ядро в виде разложения

$$\Gamma_{2s}(y_1,y_2;x_1,x_2) =$$

$$= \sum_{n=1} \frac{\psi_n(y_1)\psi_n(y_1)}{\chi_n} \sum_{k=1} \frac{\varphi_n(x_1)\varphi_n(x_2)}{\lambda_k};$$

$$V(y_1,y_2;x_1,x_2) =$$

$$= \frac{1}{N_0} \sum_{m=1} C_m(y_1)\psi_m(y_2) \sum_{l=1} B_l(x_1)\varphi_l(x_2).$$

Тогда из (11) с учетом (18) и представления (12) следует, что при разделении переменных

$$V(y_1,y_2;x_1,x_2) = V_{\text{пр}}(y_1,y_2)V_{\text{вр}}(x_1,x_2) =$$

$$= \frac{1}{N_0} \sum_{n=1,k=1} \frac{\psi_{n(y_1)}\psi_n(y_2)}{1+\chi_n q_0^{-1}} \frac{\varphi_{k(x_1)}\varphi_k(x_2)}{1+\lambda_k q_0^{-1}}. \qquad (26)$$

Величина $q_0 = E_c/N_0$ пропорциональна отношению сигнал-шум по энергии на входе ОП.

Как было отмечено выше, задача синтеза ОП является статистической и для своего решения требует формирования ЛФОП. При этом для определения характеристик обнаружения сигнала и характеристик оценки его параметров, за исключением оценки Крамера–Рао, необходимо знать функцию распределения сигнальной составляющей ЛФОП на выходе ОП. Найдем это предель-

ное распределение для полного усреднения по ансамблю и полной известности систем собственных функций и собственных значений.

Для любой положительно определенной и симметрической функции своих переменных в соответствие с доказанной теоремой может быть построен абсолютно и равномерно сходящийся ряд

$$\Gamma_{2s}(r_1,r_2;t_1,t_2)=\sum_{n=1}\frac{\psi_n(r_1)\psi_n(r_2)}{\chi_n}\sum_{k=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{\lambda_k}.$$

Запишем уравнение (10) при временной обработке принятой реализации данных после квадратичного детектора огибающей аналитического сигнала. Симметричность задачи позволяет распространить дальнейший анализ на пространственную обработку аналитического сигнала:

$$V(t_1,t_2)+\frac{P_c}{N_0}\int_{\pm T}\gamma_2(t_1,t)V(t,t_2)dt=$$
$$=\frac{P_c}{N_0^2}\gamma_2(t_1,t_2), \qquad (27)$$

где $P_c=\iint_{\Omega}\Gamma_{2s}(r,r)T(r,r)d^2r$;

$T(r_1,r_2)$ – функция пропускания приемной части локационной системы.

Методика расчета мощности связного и локационного сигналов при различных условиях наблюдения приведена в работе [10].

Подставим разложение $\gamma_c(t_1,t_2)=$ $=\sum_{k=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{\lambda_k}$ в уравнение (26). Имеем

$$V(t_1,t_2)+\frac{P_c}{N_0}\int_{\pm T}V(t,t_2)\sum_{k=1}\frac{\varphi_n(t)\varphi_n(t_2)}{\lambda_k}dt=$$
$$=\frac{P_c}{N_0^2}\sum_{k=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{\lambda_k}. \qquad (28)$$

Тогда, в силу полноты системы функций $\{\varphi_n(t)\}$, можно записать равномерно сходящийся по обоим переменным ряд Фурье

$$V(t_1,t_2)=\sum_{n=1}C_n(t_1)\varphi_n(t_2),$$

где $C_n(t_1)=\int_{\pm T}\gamma_{2c}(t_1,t_2)\varphi_n(t_2)dt_2$ и $\int_{\pm T}C_n^2(t)dt=$ $=\text{const}$.

Получим

$$\sum_{n=1}C_n(t_1)\varphi_n(t_2)+$$
$$+\frac{P_c}{N_0}\int_{\pm T}\sum_{n=1}C_n(t_1)\varphi_m(t)\sum_{k=1}\frac{\varphi_k(t)\varphi_k(t_2)}{\lambda_k}dt=$$
$$=\frac{P_c}{N_0^2}\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{\lambda_n};$$
$$\sum_{n=1}C_n(t_1)\varphi_n(t_2)+\frac{P_c}{N_0}\int_{\pm T}\sum_{n=1}C_n(t_1)\varphi_n(t_2)/\lambda=$$
$$=\frac{P_c}{N_0^2}\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{\lambda_n}.$$

Из последнего выражения, учитывая равномерную сходимость рядов, легко получить искомое выражение опорной функции ОП максимального правдоподобия:

$$V(t_1,t_2)=\frac{P_c}{N_0^2}\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{\lambda_n(1+\lambda_nP_c/N_0)}=$$
$$=\frac{1}{N_0}\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{(1+\lambda_nN_0/P_c)}. \qquad (29)$$

До настоящего момента неявно предполагалось, что случайный процесс на выходе ОП является гауссовским и марковским по статистике шума [5], однако это ограничение можно обойти, определяя корреляционную функцию шума в виде функции

$$\Gamma_{2n}(r_1,r_2;t_1,t_2)=$$
$$=\frac{1}{N_0}\iint_{\pm T,\Omega}F(r_1,r_2;t_1,t_2)\delta(r_1-r_2)\delta(t_1-t_2),$$

где $F(\bullet)$ – нелинейное преобразование с задержкой исходного марковского процесса.

На основании доказанной теоремы и проведенных преобразований несложно получить

$$V(t_1,t_2)=\frac{P_c}{N_0^2}\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{\lambda_n(1+\lambda_nP_cd_n/N_0)}=$$
$$=\frac{1}{N_0}\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(t_1)\varphi_n(t_2)}{(1+\lambda_nd_nN_0/P_c)},$$

где d_n – коэффициенты Фурье разложения в ряд функции $\Gamma_{2n}(\bullet)$ по временным (пространственным) собственным функциям уравнения (10).

Собственные функции и собственные значения находятся из интегрального уравнения

$$\varphi(y) = \lambda \int_{\pm T} \gamma_s(x, x_1)\varphi(x_1)\,dx_1$$

(см. выражение (26)). Тогда, в безразмерных переменных:

$$V(x,y) = \frac{1}{N_0}\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(x)\varphi_n(y)}{(1+\mu_n)}, \qquad (30)$$

где $\mu_n = \lambda_n q_0^{-1}$, а параметр $q_0 = P_c T / N_0$, как и в (26), имеет смысл априорного отношения сигнал-шум на входе ОП.

Теперь найдем предельные характеристики сигнала на выходе ОП.

Для удобства ЛФОП перепишем в виде

$$L = \frac{1}{N_0}\iint_{\pm 1}\varepsilon(x)\varepsilon^*(y)\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(x)\varphi_n(y)}{(1+\mu_n)}dxdy. \qquad (31)$$

Подставим в (31) выражение (29) и, изменяя порядки интегрирования и усреднения по ансамблю, получим, с учетом (30):

$$\langle L\rangle = \frac{1}{N_0}\iint_{\pm 1}\left\langle\varepsilon(x)\varepsilon^*(y)\right\rangle\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(x)\varphi_n(y)}{(1+\mu_n)}dxdy =$$

$$= \frac{1}{N_0}\iint_{\pm 1}\left\langle\left(\varepsilon(x)+n(x)\right)\left(\varepsilon^*(y)+n^*(y)\right)\right\rangle\times$$

$$\times\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(x)\varphi_n(y)}{(1+\mu_n)}dxdy,$$

или, в результате:

$$\langle L\rangle = \frac{1}{N_0}\iint_{\pm 1}\left\{P_c\gamma_s(x,y) + N_0\delta(x-y)\right\}\times$$

$$\times\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(x)\varphi_n(y)}{(1+\mu_n)}dxdy, \qquad (32)$$

в силу статистической независимости сигнала и шума. Последнее утверждение, вообще говоря, не совсем верно, так как шумы ФД (фликкер-шум и дробовый шум) пропорциональны как мощности принимаемой реализации, так и статистическим моментам сигнальной ее составляющей. Адекватность принятой модели требует дополнительных исследований.

Раскроем скобки и проведем интегрирование. Тогда

$$\langle L\rangle = \sum_{n=1}\frac{1}{\mu_n(1+\mu_n)} + \sum_{n=1}\frac{1}{(1+\mu_n)}. \qquad (33)$$

Запишем начальный момент второго порядка:

$$\left\langle L^2\right\rangle = \frac{1}{N_0^2}\iint_{\pm 1}\iint_{\pm 1}\left\langle\varepsilon(x_1)\varepsilon^*(y_1)\varepsilon(x_2)\varepsilon^*(y_2)\right\rangle\times$$

$$\times\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(x_1)\varphi_n(y_1)}{(1+\mu_n)}\times\sum_{n=1}\frac{\varphi_n(x_2)\varphi_n(y_2)}{(1+\mu_n)}dx_1dy_1dx_2dy_2.$$

По аналогии запишем момент M-го порядка:

$$\left\langle L^M\right\rangle = \frac{1}{N_0^M}\iint_{\pm 1}\ldots\iint_{\pm 1}\left\langle\left(\varepsilon(x)\varepsilon^*(y)\right)^M\right\rangle\times$$

$$\times\prod_{i=1,M}\sum_{n_i=1}\frac{\varphi_{n_i}(x)\varphi_{n_i}(y)}{(1+\mu_n)}\;dxdy\ldots dxdy,$$

кратность двойного интегрирования равна M.

Учтем, что для принятой реализации аналитического сигнала аддитивной смеси сигнала и шума имеет место быть

$$\left\langle\varepsilon^*(x)\varepsilon^*(y)\right\rangle = \left\langle\varepsilon(x)\varepsilon(y)\right\rangle = 0.$$

Введем формальную запись

$$\left\langle\varepsilon(x_1)\varepsilon^*(y_1)\varepsilon(x_2)\varepsilon^*(y_2)\ldots\varepsilon(x_M)\varepsilon^*(y_M)\right\rangle =$$

$$= \langle e1e2e3e4\ldots eM\rangle.$$

Считая распределение реализаций гауссовым и учитывая, что среднее каждой пары, сумма индексов которой – нечетное число, равно нулю, в соответствие [5, 8] имеем

$$\langle e1e2e3e4\ldots eM\rangle =$$

$$= \langle e1e2\rangle\langle e1e3\rangle\langle e1e5\rangle\ldots\langle e1eM\rangle\big| \text{ всего } M/2+\ldots.$$

Каждый сомножитель в формальной записи эквивалентен корреляционной функции ЛФОП.

Используя формальную запись, прямым вычислением легко установить, что

$$\left\langle L^2\right\rangle = 3\left\{\sum_{n,k=1}\frac{1}{\mu_n\mu_k(1+\mu_n)(1+\mu_k)} + \right.$$

$$\left. + 2\sum_{n=1}\frac{1}{\mu_n(1+\mu_n)} + \left[\sum_{n=1}\frac{1}{(1+\mu_n)}\right]^2\right\},$$

$$\left\langle L^3\right\rangle = 15\left\{\sum_{n,k,m=1}\frac{1}{\mu_n\mu_k\mu_m(1+\mu_n)(1+\mu_k)(1+\mu_m)} + \right.$$

$$+3\sum_{n=1}\sum_{k=1}\frac{1}{\mu_n\mu_k(1+\mu_n)(1+\mu_k)}\left[\sum_{m=1}\frac{1}{(1+\mu_m)}\right] +$$

$$\left. +3\left[\sum_{n=1}\frac{1}{(1+\mu_n)}\right]^2\sum_{k=1}\frac{1}{\mu_k(1+\mu_k)} + \left[\sum_{n=1}\frac{1}{(1+\mu_n)}\right]^3\right\},$$

$$\langle L^4 \rangle = 7\times 15 \sum_{n,k,m,l=1} \frac{1}{\mu_n\mu_k\mu_m\mu_l(1+\mu_n)(1+\mu_k)(1+\mu_m)(1+\mu_l)} +$$

$$+4 \sum_{n,k,m=1} \frac{1}{\mu_n\mu_k\mu_m(1+\mu_n)(1+\mu_k)(1+\mu_m)} \sum_{l=1} \frac{1}{1+\mu_l} +$$

$$+6 \sum_{n,k=1} \frac{1}{\mu_n\mu_k(1+\mu_n)(1+\mu_k)} \left[\sum_{l=1} \frac{1}{1+\mu_l}\right]^2 +$$

$$+4 \sum_{n=1} \frac{1}{\mu_n(1+\mu_n)} \left[\sum_{l=1} \frac{1}{1+\mu_l}\right]^3 + \left[\sum_{l=1} \frac{1}{1+\mu_l}\right]^4 .$$

Очевидно, что начальные моменты распределения сигнала на выходе ОП подчиняются закону

$$M_k(L) = (2k-1)!!M_1(L)^k , \qquad (34)$$

где символ «!!» означает произведение всех нечетных чисел из последовательности 1…*k*.

По теореме Марцинкевича закон, определяющий взаимозависимость начальных моментов распределения некоторой случайной величины, однозначно определяет и закон распределения ее плотности вероятности. Выражению (34) отвечает распределение квадрата гауссовского процесса, следовательно, распределение выходного сигнала ОП максимального правдоподобия распределено по закону квадрата гауссовского случайного процесса. Этот результат не является неожиданным, так как выходной сигнал ОП максимального правдоподобия по существу представляет собой квадратичное преобразование входной реализации.

Закон (34) соответствует предельному случаю, когда известны все собственные числа выходного сигнала ОП. При практическом применении данного математического аппарата возникает проблема аппроксимации ядра уравнения (10) для пространственно-временных сигналов или уравнения (27) при анализе временного сигнала конечным числом собственных функций и собственных чисел, например полиномом порядка *N*. Такой алгоритм был разработан в [8, 12, 13]. Вероятностные характеристики обнаружения сигнала при произвольном порядке полинома были получены методом численного моделирования. Было показано, что при числе каналов ОП (соответствующих порядку аппроксимации) больше 4 распределение выходного сигнала ОП хорошо аппроксимируется законом квадрата гауссовского сигнала.

Таким образом, в работе синтезирован алгоритм нахождения опорной функции приемника максимального правдоподобия при пространственно-временной обработке реализации принятых данных, получены предельные статистические характеристики – моменты выходного сигнала ОП и доказан предельный закон его распределения, что позволяет аналитически определить предельные характеристики оценок параметров принимаемого сигнала.

Литература

1. Вопросы статистической теории радиолокации / под ред. Г.П. Тартаковского. – М. : Сов. радио, 1963.

2. *Ван Трис* Теория обнаружения оценок и модуляции : пер. с англ. / Ван Трис ; под ред. В.И. Тихонова. – Т. 3. – М. : Сов. радио, 1972.

3. *Вольф Э.* Когерентные свойства оптических полей / Э. Вольф, Л. Мандель // УФН. – 1965. – Т. 87, вып. 3. – С. 492–690.

4. Некорректные задачи естествознания : сб. статей / под ред. А.Н. Тихонова, А.В. Гончаровского. – М. : МГУ, 1987. – 299 с.

5. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М. : Радио и связь, 1989.

6. Аппроксимация финитными функциями и теорема Уиттлера–Котельникова–Шеннона в цифровой обработке сигналов / М.А. Басараб [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. – 2003. – № 9. – С. 3–36.

7. *Трифонов А.П.* Прием сигнала с неизвестной длительностью на фоне белого шума / А.П. Трифонов // Радиотехника и электроника. – № 1. – 1977.

8. *Глушков А.Н.* Численный синтез и анализ оптимального обнаружителя / А.Н. Глушков, Р.Н. Кравцов, А.Л. Митрофанов // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 2004. – Вып. 1. – С. 80–92.

9. *Петровский И.Г.* Лекции по теории интегральных уравнений / И.Г. Петровский. – М. : ОГИЗ Техиздат, 1948.

10. *Бурый Е.В.* Получение оценок функции когерентности 4-го порядка методом пространственной свертки поля интенсивностей и перспективы их применения в лазерных информационных системах // Е.В. Бурый, А.Л. Митрофанов // Квантовая электроника. – 1997. – № 4. – С. 460–464.

11. *Глушков А.Н.* Эффективность работы лазерных локационных систем через локальный слой рассеивающей среды / А.Н. Глушков, А.Л. Митрофанов // Оптика атмосферы и океана. – 2001. – № 2. – С. 166–172.

12. *Глушков А.Н.* Один подход к синтезу оптимального приемника максимального правдоподобия / А.Н. Глушков, А.Л. Митрофанов // Труды МНТК «Навигация, локация и связь». – Воронеж, 1998.

13. Об одном подходе к численному решению интегральных уравнений Фредгольма в задачах синтеза информационных систем / А.Н. Глушков [и др.] // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 2005. – Вып. 2. – С. 7–13.

Статья поступила в редакцию 17 ноября 2009 г.

УДК 621.396.662

ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗРАБОТКИ УСТРОЙСТВ ФОРМИРОВАНИЯ АКТИВНЫХ ПОМЕХ ПОДАВЛЕНИЯ РЛС С БЫСТРОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

А.В. Леньшин, профессор, Воен. авиац. инж. ун-т (г. Воронеж), тел.: (4732) 36-64-67
Н.М. Тихомиров, нач. НТЦ, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: tikhomir@sozvezdie.su

Рассматриваются проблемы в области разработки устройств формирования активных помех подавления радиолокационных станций (РЛС) с быстрой перестройкой частоты, формулируются перспективы развития данного научного направления. Приведены результаты разработки синтезаторов частот (СЧ) широкополосных возбудителей радиопередающих устройств быстродействующих станций активных помех (САП) с требуемым качеством модуляционных, динамических и спектральных характеристик. Рассмотрены возможности технической реализации наиболее важных функционально законченных узлов СЧ с использованием современной элементной базы.

***Ключевые слова**: синтезатор частот, радиопередающее устройство, быстродействие, станция активных помех, модулирующий сигнал.*

PROBLEMS AND PROSPECTS OF ACTIVE FAST FH NOISE GENERATORS FOR RADAR SUPPRESSION

A.V. Lenshin, professor, Voronezh Military Aviation Engineering University, tel: (4732) 36-64-67
N.M. Tikhomirov, head of Scientific and Technical Centre, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: tikhomir@sozvezdie.su

The present paper discusses some problems in the field of fast FH active noise generators for radar suppressing developments; the abovementioned field development prospects are formulated. Some results of active noise generator MF wideband exciter frequency synthesizer research with the required quality of dynamic and spectral characteristics. Technical possibilities of implementing the most important functionally completed MF nodes with the using of modern component base are discussed.

***Key words**: frequency synthesizer, radio transmitting device, operation speed, active jammer, modulating signal.*

Введение

Синтезатор частот является одним из основных элементов возбудителей, определяющих частотный диапазон и динамику перестройки передатчиков САП, работающих на дискретном множестве частот. При построении СЧ с высокими требованиями к номинальному значению несущей частоты, чистоте спектра, параметрам модуляции и возможностям управления параметрами сигнала в широких пределах необходимо решать трудную и противоречивую задачу одновременного обеспечения стабильности и управляемости формируемого сигнала [1, 2]. Наиболее важными параметрами СЧ являются спектральная чистота выходных колебаний и время установления частоты [3]. Для эффективного подавления современных и перспективных РЛС с быстрой перестройкой рабочей частоты, в том числе работающих в режиме псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) [4], СЧ передатчиков САП должны обладать высоким быстродействием при достаточно низком уровне паразитных составляющих в спектре выходных сигналов. Рассмотренные в [5–7] различные решения проблемы выбора наиболее рациональных способов построения СЧ, обеспечивающих повышение быстродействия и чистоты спектра выходного сигнала, требуют уточнения в части учета как особенностей построения передающих устройств САП, так и возможностей современной элементной базы.

Цель настоящей работы – исследование перспективных технических путей построения подсистемы помех САП для подавления РЛС с быстрой перестройкой рабочей частоты на основе использования современных достижений в области теории и техники синтеза частот.

Технические пути построения быстродействующих СЧ передающих устройств САП

Основное направление повышения быстродействия синтезаторов с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты (ИФАПЧ) связано с необходимостью комплексного использования двух групп способов улучшения показателей качества

СЧ, одна из которых основана на увеличении частоты сравнения за счет использования нескольких колец ИФАПЧ или применения делителей с дробным переменным коэффициентом деления (ДДПКД), а другая – на изменении характеристик канала управления и реализации благоприятных фазовых соотношений [5]. В настоящее время можно сделать вывод о целесообразности построения быстродействующих СЧ подсистемы помех САП на основе систем ИФАПЧ с ДДПКД в цепи обратной связи. Так как современные генераторы, управляемые напряжением (ГУН), имеют коэффициент перекрытия по частоте не более 2…3, необходимый диапазон перестройки САП 10…20 октав можно обеспечить с использованием следующих схемных решений:

а) непосредственное формирование выходных сигналов на рабочей частоте синтезатора с помощью нескольких коммутируемых ГУН;

б) использование делителей с переменным коэффициентом деления (ДПКД) на выходе СЧ, работающих на частотах до 18 ГГц;

в) использование на выходе СЧ смесителей, обеспечивающих перенос спектра выходных сигналов в низкочастотный диапазон.

Формирование выходных сигналов непосредственно на рабочей частоте с помощью нескольких ГУН нецелесообразно, поскольку возникают нежелательные переходные процессы при их коммутации, что снижает общее быстродействие СЧ. Кроме того, на выходе такого СЧ потребуется использование достаточно сложных октавных коммутируемых фильтров нижних частот (ФНЧ), предназначенных для подавления гармонических составляющих в спектре сигналов генераторов ГУН, имеющих, как правило, уровень –10… –20 дБ.

Способы переноса спектра выходных сигналов СЧ в низкочастотный диапазон с помощью ДПКД (СЧ1) или с помощью смесителя (СЧ2) по своим качественным и технологическим характеристикам примерно одинаковы. Использование одного из этих способов или их комбинации определяется в основном наличием соответствующей элементной базы. Структурные схемы СЧ1 и СЧ2 приведены на рис. 1 и 2 соответственно. На этих рисунках используются следующие обозначения: $f_{оп}$ – опорная частота; $f_{вых}$ – выходная частота; ОГ – опорный генератор; ДЧ – делитель частоты; СМ – смеситель; УУ – устройство управления. В этих схемах СЧ1 с ДПКД предназначен для формирования сигнала опорной частоты синтезатора с ДДПКД, обеспечивающей заданный шаг перестройки последнего (10 Гц, 100 Гц, 1 кГц), а дополнительный синтезатор СЧ2 вырабатывает гетеродинный сигнал, предназначенный для переноса спектра сигналов в низкочастотный диапазон с помощью смесителя. Схема на рис. 1 имеет преимущество перед схемой на рис. 2 по результирующим шумовым параметрам за счет деления выходного сигнала ГУН, а также по побочным спектральным составляющим из-за отсутствия смесителя, порождающего комбинационные составляющие в результате смешения сигналов.

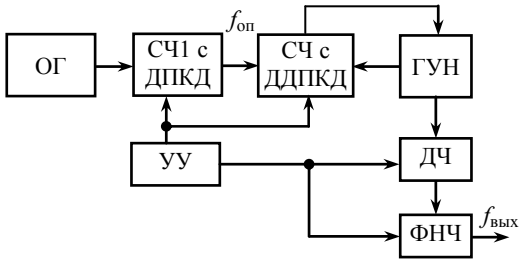


Рис. 1. Схема СЧ с переносом спектра за счет ДЧ

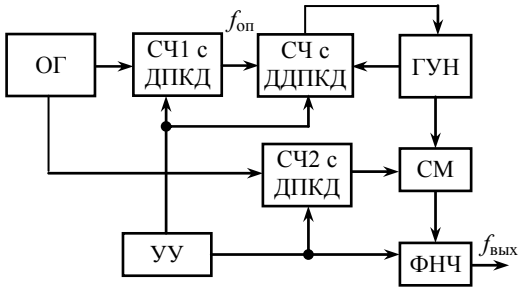


Рис. 2. Схема СЧ с переносом спектра с помощью смесителя

В САП комплексов радиоэлектронной борьбы (РЭБ) применяется широкий набор маскирующих, имитирующих и комбинированных помех. Самой распространенной и удобной для решения многих задач анализа моделью узкополосного («небелого», окрашенного) шума является квазигармоническое колебание [9]. В соответствии с этой моделью шумовая помеха представляется как

$$u_{ШП}(t) = R(t)\cos\left[\omega_0 t + \phi(t)\right] = A(t)\cos\omega_0 t + \\ + B(t)\sin\omega_0 t = \mathrm{Re}\left\{\dot{R}(t)\exp\left(j\omega_0 t\right)\right\}, \qquad (1)$$

где $\dot{R}(t) = R(t)\exp\left(-\phi(t)\right) = A(t) - jB(t)$ – комплексная огибающая шумовой помехи.

На рис. 3 представлен вариант функциональной схемы станции прямошумовых помех. В качестве генератора шума (ГШ) могут использо-

ваться различные устройства: резисторы, диоды, транзисторы, тиратроны и др. После предварительного усиления помехового сигнала осуществляется операция переноса его спектра в отведенный участок рабочего диапазона. Операция переноса спектра может быть многоступенчатой. Сначала первичный спектр переносится в низкочастотную область диапазона частот путем смешивания напряжения ГШ с сигналом СЧ. Затем спектр сигнала смещается в нужный участок рабочего диапазона с помощью умножителя частоты УЧ и устройства управления УУ. Требуемая форма спектра принимает окончательный вид на выходе УЧ. Сформированный прямошумовой помеховый сигнал после усиления в оконечном усилителе мощности УМ излучается антенной А.

Обобщенная схема формирования модуляционных шумовых помех (МШП) представлена на рис. 4. Синтезатором частот создается колебание $E_0 \cos\omega_0 t$, частота которого может перестраиваться. ГШ формирует два напряжения $\xi_{Ш}(t)$ и $\eta_{Ш}(t)$. В основном тракте последовательно включены два модулятора: амплитудный модулятор МОД1 и фазовый (частотный) модулятор МОД2.

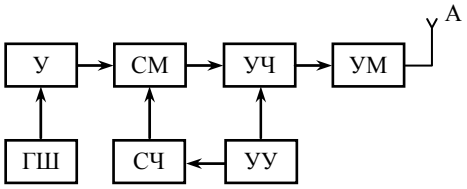


Рис. 3. Функциональная схема станции прямошумовых помех

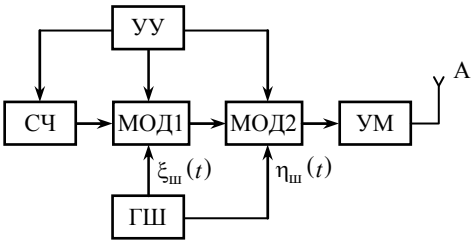


Рис. 4. Схема формирования модуляционных шумовых помех

В результате модуляции и дополнительного усиления по мощности в $K_{УМ}$ раз выходная шумовая помеха принимает вид

$$u_{МШП}(t) = $$
$$= k_1 k_2 E_0 \sqrt{K_{УМ}} \left[1 + m_{АМ} \cdot \xi_{Ш}(t)\right] \cos\left[\omega_0 t - m_{ФМ} \cdot \eta_{Ш}(t)\right], \quad (2)$$

где $m_{АМ}$, $m_{ФМ}$ – эффективные индексы амплитудной и фазовой модуляции соответственно.

Колебание (2) имеет такой же спектр мощности, как и у прямошумовой помехи, с тем же энергетическим потенциалом. Эффективная полоса модулированной шумовой помехи определяется как

$$\Delta F_{МШП} = 2\mu \cdot \Delta F_{Ш}, \quad (3)$$

где $\Delta F_{Ш}$ – эффективная полоса модулирующего шума; $\mu \geq 1$ в зависимости от того, какая модуляция определяет спектр выходной помехи.

Большая универсальность, малый диапазон перестройки ГУН и простота выходных фильтров в возбудителях САП предопределяют применение СЧ с переносом спектра сигналов с помощью смесителей. Упрощение выходных коммутируемых ФНЧ в последнем варианте объясняется тем, что вместо подавления гармоник сигнала вида nf_C, где f_C – частота сигнала, $n = 2, 3, \ldots$, после делителя частоты, на выходе двойного балансного смесителя потребуется фильтрация нечетных комбинационных составляющих вида $n(f_C - f_Г)$, где $f_Г$ – частота гетеродина, $n = 3, 5, \ldots$, которые имеют меньшую величину, чем гармоники основной частоты сигнала. При использовании делителей коэффициент перестройки по частоте выходного сигнала ГУН должен составлять 1,5…2, а в случае со смесителем при f_C = 10…18 ГГц существенно снижается влияние внешних и внутренних шумов на чистоту спектра выходного сигнала.

Расширение полосы пропускания кольца ИФАПЧ повышает быстродействие СЧ, но выполнение требований по подавлению побочных составляющих в спектре выходных сигналов при этом затрудняется. Частоту сравнения ИФАПЧ целесообразно выбирать порядка 20…200 МГц, а полосу пропускания кольца – на порядок и более ниже. Применение дополнительных синтезаторов с ДПКД не приводит к существенному усложнению схемы, поскольку имеется широкая номенклатура интегральных микросхем (например, микросхема SI4133 фирмы Silicon Laboratories), содержащих в одном корпусе 2–3 функционально законченных СЧ (за исключением внешних колебательных систем ГУН). Для повышения скорости перестройки в 2–3 раза в цепи управления астатической ИФАПЧ синтезатора можно применить адаптивный ФНЧ с коммутируемыми демпфирующими резисторами и усилителем в цепи обратной связи [8].

Опыт моделирования и разработки подобных СЧ показывает, что в настоящее время можно обеспечить следующие технические характеристики синтезаторов с ИФАПЧ:

1) время перестройки: 0,4 мс – с дискретностью 5 Гц и точностью ±1 Гц; 20 мкс – с дискретностью 1 кГц и точностью ±10 Гц;

2) диапазон рабочих частот 1,5…40000 МГц;

3) подавление побочных излучений вне полосы $f_{\text{вых}} \pm 0,025 f_{\text{вых}}$ – более 90 дБ;

4) время загрузки управляющих кодов 2…3 мкс;

5) диапазон рабочих температур –40…+ 85° С.

В качестве возбудителей многоканальных передатчиков САП возможно использование быстродействующих цифровых вычислительных синтезаторов, что объясняется быстрой динамикой улучшения их качественных показателей в области повышения степени подавления паразитных составляющих, а также менее жесткими требованиями к чистоте спектра выходного сигнала ввиду относительно малой мощности помеховых сигналов в каждом из каналов.

В настоящее время из-за недостаточного импортозамещения отечественная промышленность, к сожалению, не выпускает широкую номенклатуру электронных компонентов, составляющих основу быстродействующих СЧ, поэтому при разработке приходится ориентироваться в основном на зарубежную элементную базу:

1) синтезаторы частот с ДДПКД HMC700/701/702 фирмы Hittite Microwave, LMX2350/52/53/54 фирмы National Semiconductor, ADF4106/7 фирмы Analog Devices;

2) синтезаторы с ДПКД HMC698/9 фирмы Hittite Microwave;

3) делители частоты на 2, 4 или 8, управляемые делители на 2…32 HMC394 фирмы Hittite Microwave;

4) смесители HMC128/129 фирмы Hittite, IAM-81008, -82008 фирмы National Semiconductor;

5) генераторы, управляемые напряжением, от фирм Z-Communication, Mini-Circuits, Hittite Microwave;

6) квадратурные модуляторы HMC696/7 фирмы Hittite Microwave.

Указанная электронная компонентная база обеспечивает построение СЧ на основе ИФАПЧ с предельной частотой вплоть до 40 ГГц и их работоспособность в интервале температур –40 …+85° С при напряжении питания 3,3…5 В.

Технические пути построения модуляторов возбудителей передающих устройств САП

Выбор типа модулятора определяется требованием обеспечения частотной, фазовой и амплитудной шумовой модуляции [9]. Частотную модуляцию (ЧМ) можно реализовать, используя генератор, управляемый напряжением модуляции. При этом к ГУН предъявляются требования по линейности характеристики перестройки частоты, диапазону перестройки и широкополосности входа управления [5, 7]. Также необходимо учитывать изменения крутизны характеристики перестройки частоты в рабочем диапазоне частот, достигающей трех и более раз. Это значит, что при одном и том же модулирующем сигнале ширина спектра ЧМ сигнала на выходе возбудителя в зависимости от выбранной рабочей частоты может изменяться в три раза, что недопустимо. Поэтому уровень модулирующих сигналов должен изменяться по диапазону выходных частот. Для обеспечения высокой линейности модуляционной характеристики модулирующий сигнал с разными амплитудами целесообразно подавать одновременно на модулирующие входы синтезатора с ДДПКД и синтезатора СЧ1 (см. рис. 2), вырабатывающего опорное напряжение. В описанном модуляторе не реализуются фазовая и амплитудная модуляции. Требуемые виды модуляции может обеспечить квадратурный модулятор, выходной сигнал которого описывается следующим выражением:

$$u_{\text{вых}}(t) = A_S S_{MS}(t) \sin \omega_0 t + A_C S_{MC}(t) \cos \omega_0 t \,, \quad (4)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота; A_S, A_C – амплитуды синусоидальной и косинусоидальной составляющих несущей; $S_{MS}(t)$, $S_{MC}(t)$ – амплитуды синусоидальной и косинусоидальной составляющих модулирующего сигнала соответственно.

В случае если

$$S_{MS}(t) = A_{MS} \sin A(t) \text{ и } S_{MC}(t) = A_{MC} \sin A(t),$$

где $A(t)$ – модулирующий сигнал, и $A_S = A_C = A_{MS} = A_{MC} = 1$, получим

$$u_{\text{вых}}(t) = A_S \sin \omega_0 t \cdot A_{MS} \sin A(t) +$$
$$+ A_C \cos \omega_0 t \cdot A_{MC}(t) \cos A(t) = \cos\left[\omega_0 t + A(t)\right].$$

Выбирая соответствующие функции $A(t)$, можно получить любой вид угловой модуляции. Аналогично можно показать, что при изменении $S_{MS}(t)$ и $S_{MC}(t)$ можно получить любой вид ам-

плитудной модуляции. В случае фазовой модуляции функция $A(t)$ представляется в виде

$$A_{\text{ФМ}}(t) = \Delta\phi \cdot H_{0,1}(t), \quad (5)$$

где $H_{0,1}(t)$ – хаотическая импульсная последовательность (ХИП) со значением 0 и 1; $\Delta\phi = \pi$.

На выходе модулятора формируется сигнал вида

$$u_{\text{вых}}(t) = \cos\left[\omega_0 t + \Delta\phi t \cdot H_{0,1}(t)\right]. \quad (6)$$

В случае частотной манипуляции функция $A(t)$ описывается выражением

$$A_{\text{ЧМ}}(t) = 2\pi\Delta f \cdot H_{-1,1}(t), \quad (7)$$

где Δf – величина, определяемая разносом частот; $H_{-1,1}(t)$ – ХИП со значениями –1 и 1.

На выходе модулятора формируется сигнал вида

$$u_{\text{вых}}(t) = \cos\left[\omega_0 t + 2\pi\Delta f t \cdot H_{-1,1}(t)\right]. \quad (8)$$

В случае многочастотной манипуляции должно быть четыре частотных точки манипуляции F_i: $+\Delta f$, $-\Delta f$, $+2\Delta f$, $-2\Delta f$. Модулирующий сигнал формируется следующим образом:

1) формируется ХИП со значением 0 и 1;

2) интервал формирования ХИП разбивается на участки с минимальной длительностью посылки, и группируется по два участка с шагом 1: (1, 2), (2, 3), (3, 4) и т.д.;

3) формируется двухбитовый код для каждого участка;

4) кодам ставится в соответствие значение частот: $00 \to F_i = +\Delta f$; $01 \to F_i = -\Delta f$; $10 \to F_i = +2\Delta f$; $11 \to F_i = -2\Delta f$.

Результирующий сигнал на выходе модулятора имеет вид

$$u_{\text{вых}}(t) = \cos\left[\omega_0 t + 2\pi F_i \cdot H_{-1,1}(t)\right]. \quad (9)$$

В случае частотной манипуляции без разрыва фазы с произвольным индексом модуляции условие безразрывности фазы можно записать в виде

$$\cos\left[\omega_0 t + 2\pi\Delta f \cdot t_i\right] = \cos\left[\omega_0 t_i - 2\pi\Delta f \cdot t_i + \psi_i\right], \quad (10)$$

где t_i – момент манипуляции частоты; Δf – половина требуемого разноса частот; ψ_i – дополнительный фазовый сдвиг в момент t_i, обеспечивающий безразрывность фаз.

Отсюда следует соотношение

$$\omega_0 t + 2\pi\Delta f \cdot t_i = \omega_0 t_i - 2\pi\Delta f \cdot t_i + \psi_i.$$

Таким образом, модулирующий сигнал должен иметь вид

$$A(t) = 2\pi\Delta f \cdot H_{-1,1}(t) + \psi(t). \quad (11)$$

В случае использования частотно-модулированной шумовой помехи (ЧМШП) $A(t)$ в первом приближении должна быть шумоподобной функцией с равномерным спектром в полосе частот, равной половине требуемой ширины спектра, деленной на индекс модуляции [9]. Выходной сигнал будет иметь вид

$$u_{\text{вых}}(t) = \cos\left[\omega_0 t + A(t)\right]. \quad (12)$$

При этом эффективный индекс модуляции равен среднеквадратическому значению $A(t)$.

При формировании заградительной помехи максимальная полоса спектра сигнала ограничена быстродействием цифровых устройств формирования модулирующих сигналов. Для получения более широких спектров возможно использование линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала совместно с ЧМШП (ЛЧМ+ЧМШП). Вся требуемая полоса выходного сигнала перекрывается ступенчатой ЛЧМ, формируемой СЧ, а в модуляторе этот сигнал дополнительно модулируется по частоте в режиме ЧМШП с шириной спектра, равной величине «ступеньки» ЛЧМ.

Для получения амплитудной манипуляции на квадратурные каналы модулятора необходимо подавать сигналы вида

$$I(t) = H_{0,1}(t)\sin 2\pi f t, \; Q(t) = H_{0,1}(t)\cos 2\pi f t.$$

В результате получаем амплитудно-манипулированный сигнал с нужной частотой:

$$u_{\text{вых}}(t) = H_{0,1}(t)\cos\left(\omega_0 t + 2\pi\Delta f t\right). \quad (13)$$

Необходимо отметить, что создание многоканальных помех целесообразно осуществлять с помощью двух модуляторов, подключенных к независимым передатчикам САП, поскольку при прохождении таких помех через одноканальные усилительные тракты неизбежно появление на выходе передатчика интермодуляционных паразитных составляющих, имеющих неприемлемый с точки зрения электромагнитной совместимости уровень. В режиме имитирующей ретранслированной помехи на входы модулятора подаются квадратурные составляющие внешних модулирующих сигналов.

Технологические режимы работы САП осуществляются при ЧМ сигналом вида

$$A(t) = K\sin 2\pi F_{\text{М}} t,$$

где K – требуемый индекс модуляции, $F_{\text{М}}$ – требуемая модулирующая частота. В случае необходимости функционирования САП в режиме несущей без модулятора $A(t) = 0$.

При применении цифровых методов обработки сигналов предусматриваются два способа формирования помех: а) формирование имитирующей ретранслируемой помехи; б) формирование имитирующей помехи генераторным способом [4, 9]. В первом способе в процессе проведения радиоразведки, а точнее технического анализа разведываемых сигналов, производится запись «копии» анализируемого сигнала в цифровом виде. В процессе подавления производится преобразование цифровой «копии» в аналоговый сигнал с последующим его излучением. Во втором способе в цифровом виде формируется (генерируется) помеховый сигнал определенного вида передачи (модуляции) по запомненной частоте и с определенными частотными, амплитудными, фазовыми и временными параметрами согласно его математическому описанию. Далее сформированный сигнал преобразуется в аналоговый и излучается в пространство.

В основу алгоритмов, используемых при формировании помех обоими способами, целесообразно положить квадратурное представление сигнала, поскольку с точки зрения программно-аппаратной реализации наиболее перспективным представляется вариант, в котором производится расчет не самого цифрового сигнала, а только квадратурных составляющих его комплексной огибающей $I(n)$ и $Q(n)$. Для формирования модулирующих сигналов можно использовать два способа – аппаратный и программно-аппаратный. Согласно первому способу поставленные задачи решаются аппаратным путем, что обеспечивает высокое быстродействие, но приводит к использованию большого количества аппаратных средств. Второй способ требует большего времени подготовки данных, но является более гибким и проще реализуется ввиду наличия широкой номенклатуры сигнальных процессоров и цифро-аналоговых преобразователей с требуемыми высокими техническими характеристиками. Этот способ позволяет реализовать следующие основные параметры: относительный уровень побочных составляющих спектров не более – 60 дБ; относительный уровень гармоник не более – 50 дБ; уровень запирания в режиме радиомолчания не менее 80 дБ. В качестве элементной базы квадратурных модуляторов могут использоваться современные функционально законченные интегральные микросхемы, например HMC696 фирмы Hittite, работающие в диапазоне частот 20…2700 МГц.

Вариант построения подсистемы помех быстродействующих САП

Обобщенная структурная схема радиопередающей подсистемы САП, основанная на использовании вышеизложенных технических решений по построению быстродействующих СЧ и многоканальных модуляторов возбудителей, представлена на рис. 5, где обозначено: М – модулятор; УФНС – устройство формирования модулирующих сигналов; БУ – буферный усилитель; П1, П2,…Пn – быстродействующие переключатели 1, 2,…, n-го канала согласования соответственно; ФПГ1, ФПГ2, …ФПГn – фильтры подавления гармоник; СУ1, СУ2,…СУn – согласующие устройства; УУК – устройство управления канальными переключателями.

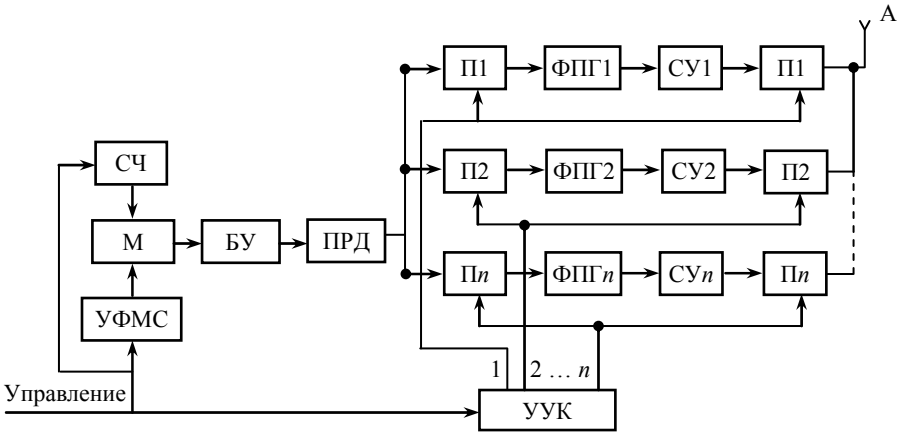


Рис. 5. Обобщенная структурная схема радиопередающей подсистемы САП

Входы управления входных и выходных канальных переключателей одного и того же канала согласования объединены, а их состояние задается УУК, которое формирует открывающий уровень напряжения, задаваемый шиной управления, только на одном из своих выходов. Требуемое значение частоты и вид модулирующего напряжения задаются шиной управления. Квадратурный модулятор и устройство формирования модулирующих сигналов предназначены для получения необходимых характеристик помехи на несущей частоте.

Предлагаемый вариант структурной схемы, использующий рассмотренные принципы построения СЧ, базируется на временном разделении работы аппаратуры радиоразведки и создания помех. В предлагаемом варианте построения САП, основанном на использовании быстродействующих СЧ, может быть реализовано многоканальное по частоте и пространству излучение помех.

Выводы

1. В результате анализа схем формирования дискретного множества частот с учетом жестких требований по быстродействию и чистоте спектра выходных сигналов к возбудителям САП подавления РЛС с быстрой перестройкой частоты предложено использовать СЧ на основе ИФАПЧ с ДДПКД в цепи обратной связи с обеспечением благоприятных фазовых соотношений при коммутации элементов адаптивного ФНЧ с переменным демпфированием.

2. Показано, что для обеспечения работы в диапазоне 1,5…40000 МГц наиболее целесообразным способом обеспечения диапазона перестройки частот до 20 октав является преобразование спектра сигналов синтезатора, что позволяет минимизировать шумы в спектре выходного сигнала и выполнить требования к выходным фильтрам. Время перестройки синтезатора, реализованного в соответствии с предложенными принципами с использованием современной элементной базы, не превышает 20 мкс при шаге перестройки 1 кГц и уровне побочных составляющих в спектре выходного сигнала 90 дБ, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к САП для подавления РЛС с быстрой перестройкой частоты.

3. В перспективных САП формирование помеховых сигналов целесообразно осуществлять с помощью квадратурных модуляторов, работающих на несущей частоте СЧ. Предложенные алгоритмы формирования модулирующих сигналов обеспечивают частотную, фазовую и амплитудную модуляцию выходных сигналов на основе формирования квадратурных составляющих модулирующих сигналов с помощью элементов цифровой техники. Разработаны предложения по использованию современной элементной базы для реализации квадратурных модуляторов.

4. Разработанные структуры и новые технические решения построения СЧ на основе ИФАПЧ с ДДПКД обеспечивают повышение быстродействия широкополосных передающих устройств не менее чем в два раза без ухудшения требуемых динамических и спектральных характеристик и качества модуляции. Это достигается, в отличие от известного, за счет введения модулирующего воздействия в одну из точек контура управления, что позволяет устранить противоречия между важнейшими характеристиками ИФАПЧ – спектральными, динамическими и модуляционными, обеспечивая при этом возможность создания широкополосных быстродействующих радиопередающих устройств.

5. Предложенный вариант построения САП, основанный на использовании изложенных принципов построения СЧ и модуляторов возбудителей радиопередатчиков, является гибким и предусматривает изменение режима излучения помех без применения энергетически неэффективного временного уплотнения каналов помех.

Литература

1. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации / В.И. Борисов. – М. : Наука, 2009. – 358 с.

2. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов : учебное пособие / В.Н. Кулешов [и др.] ; под ред. В.Н. Кулешова, Н.Н. Удалова. – М. : Издательский дом МЭИ, 2008. – 416 с.

3. *Левин В.А.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты / В.А. Левин, В.Н. Малиновский, С.К. Романов. – М. : Радио и связь, 1989. – 232 с.

4. *Перунов Ю.М.* Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин ; под ред. Ю.М. Перунова. – М. : Радиотехника, 2008. – 416 с.

5. *Тихомиров Н.М.* Формирование частотно-модулированных сигналов в синтезаторах с автоподстройкой частоты / Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, А.В. Леньшин. – М. : Радио и связь, 2004. – 210 с.

6. *Рахманин Д.Н.* Быстродействующий синтезатор частот КВ диапазонов на основе дробного деления / Д.Н. Рахманин, С.Г. Зародин // Материалы VII междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Т. 3. – Воронеж : ВНИИС-ВГУ, 2001. – С. 1149–1154.

7. Использование метода сигма-дельта модуляции для реализации угловой модуляции в синтезаторах частот / Н.М. Тихомиров [и др.] // Материалы X междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Т. 1. – Воронеж : ВНИИС-ВГУ, 2004. – С. 354–359.

8. Пат. 2329596 РФ. Синтезатор частот с астатическим кольцом адаптивной частотно-фазовой автоподстройки : Тихомиров Н.М. / ФИПС, Бюл. № 20, 2008.

9. *Куприянов А.И.* Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2003. – 528 с.

Статья поступила в редакцию 11 января 2010 г.

УДК 621.376

АНАЛИЗ БЕЗОПАСНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ АРХИТЕКТУР ГЕТЕРОГЕННЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СЕТЕЙ С БЕСПРОВОДНЫМИ СЕГМЕНТАМИ

В.А. Маковий, нач. НТО, e-mail: makovij@mail.ru
С.А. Ермаков, инж.-констр., e-mail: versta9km@mail.ru
А.В. Богуш, инж.-констр., e-mail: abmail@pisem.net
ОАО «Концерн «Созвездие»

Широкое внедрение техники виртуализации в программно-определяемые аппаратные позволяет без изменения состава аппаратуры и увеличения её стоимости реализовать разнообразные информационные архитектуры локальных сетей. Статья посвящена выбору наиболее перспективных архитектур с точки зрения обеспечения информационной безопасности, а также рассмотрению вопросов моделирования виртуальной архитектуры.

Ключевые слова: *сети, моделирование, информационная безопасность, виртуализация, беспроводные сети, программно-определяемые радиоустройства.*

ANALYZING SECURITY OF VARIOUS ARCHITECTURES FOR HETEROGENEOUS LOCAL AREA NETWORKS WITH WIRELESS SEGMENTS

V.A. Makovy, head of Scientific and Technical Department, e-mail: makovij@mail.ru
S.A. Yermakov, design engineer, e-mail: versta9km@mail.ru
A.V. Bogush, design engineer, e-mail: abmail@pisem.net
JSC «Sozvezdie» Concern»

Widespread virtualization techniques adoption in software defined hardware facilitates to realize various local area network information architectures without changing the equipment components and without raising its cost. The paper is dedicated to selecting the most promising, from the information security point of view, architectures and to discussing the virtual architecture simulation questions.

Key words: *networks, simulation, information security, virtualization, wireless networks, software defined radio device.*

Современные программно-определяемые радиоустройства и системы связи [1] для организации каналов передачи данных, каналов управления, каналов служебной телефонной связи и каналов телеуправления, а также для межблочного взаимодействия как внутри аппаратных, так и между аппаратными используют технологии локальных сетей Ethernet, описываемые стандартами IEEE группы 802.3. Применение однотипных технологий локальных сетей позволяет обеспечить минимальную стоимость информационной инфраструктуры сети.

Физической средой для локальных сетей внутри аппаратных, как правило, выбирают 100BASE–TX, IEEE 802.3u (медную витую пару категории 5). При жестких требованиях к качеству обслуживания и необходимости минимизации задержек передачи выбирают среду 1000BASE–T, IEEE 802.3ab (медную витую пару категории 5, 5e, 6). В перспективе, учитывая возрастающую степень интеграции радиоаппаратуры и повышение пропускной способности каналов передачи данных, целесообразно перейти на 10GBASE–T, IEEE 802.3an-2006 (медную витую пару 6-й категории), поскольку построение сетей с избыточной пропускной способностью является самым простым и надёжным способом обеспечения нужного уровня качества обслуживания.

Для обеспечения беспроводного развёртывания аппаратных, обеспечения служебной связи персонала узла связи и организации линий удалённого управления применяются беспроводные физические среды. В настоящее время распространение получили стандарты Wi-Fi, IEEE 802.11(a, b, g, n) и WiMax, IEEE 802.16 (d, e).

При длительном нахождении на позициях для передачи команд управления и информации разворачиваются оптоволоконные соединения на многомодовом волокне с длиной сегментов до 2 км, соответствующие стандартам 100BASE-FX, IEEE802.3u. Для сетей большего размера используется более дорогое одномодовое волокно стан-

дартов 100BASE-LX, IEEE 802.3u (15 км максимум) и 1000BASE-ZX (до 70 км).

Современная аппаратура, построенная с применением технологий локальных вычислительных сетей, должна унаследовать от предыдущих поколений надёжность, стабильность функционирования, возможность обслуживания и ремонта сравнительно низкоквалифицированным персоналом. Путь для обеспечения таких потребительских свойств – широкое применение нативной виртуализации с использованием гипервизоров, называемых также мониторами виртуальных машин (Virtual Machine Monitor). Выполнение узлов локальной сети в виде виртуальных машин, за каждой из которых закреплены роли и функциональные задачи, позволяет создавать и эксплуатировать гетерогенные сети любого уровня сложности, независимо от количества имеющихся в аппаратной или на объекте физических платформ.

Виртуализация узлов гетерогенной сети позволяет:

– уменьшить стоимость при создании сети с заранее заданным количеством узлов сети за счёт консолидации нескольких серверов на каждом гипервизоре;

– упростить процесс восстановления работоспособности после аппаратных сбоев и замены физической платформы гипервизоров;

– расширить инструментарий обеспечения безопасности и надёжности за счёт использования неизменных образов (snapshot) виртуализованных узлов сети;

– увеличить надёжность функционирования сети в целом, распределяя различные сервисы по отдельным узлам сети;

– решить вопрос о пополнении ЗИП и ремонте отказавших компьютеров на протяжении всего срока службы изделия;

– обеспечить плавную межплатформенную миграцию сложного программного обеспечения (ПО).

Виртуализация является единственным инструментом, позволяющим решить проблему обеспечения работоспособности наследуемого ПО на различных аппаратных платформах, изменяющихся ежегодно, при расчётном цикле выпуска и эксплуатации изделий 15–20 лет и более.

Переход на новые архитектуры сети не только открывает новые, ранее не существовавшие возможности. Обработка информации в виртуальной среде имеет свои специфические особенности, отсутствующие в физической среде. Резкое увеличение узлов и связей в смешанной среде требует внимательного отношения к обеспечению информационной безопасности и вызывает появление новых подходов к её обеспечению.

Рассмотрим типовые схемы гетерогенных локальных сетей на примере отдельной аппаратной, построенной по принципу «клиент-сервер». Различные по назначению сегменты ЛВС, необходимые для обеспечения функционирования аппаратной в составе радиоцентра и их взаимосвязи представлены на рис. 1.

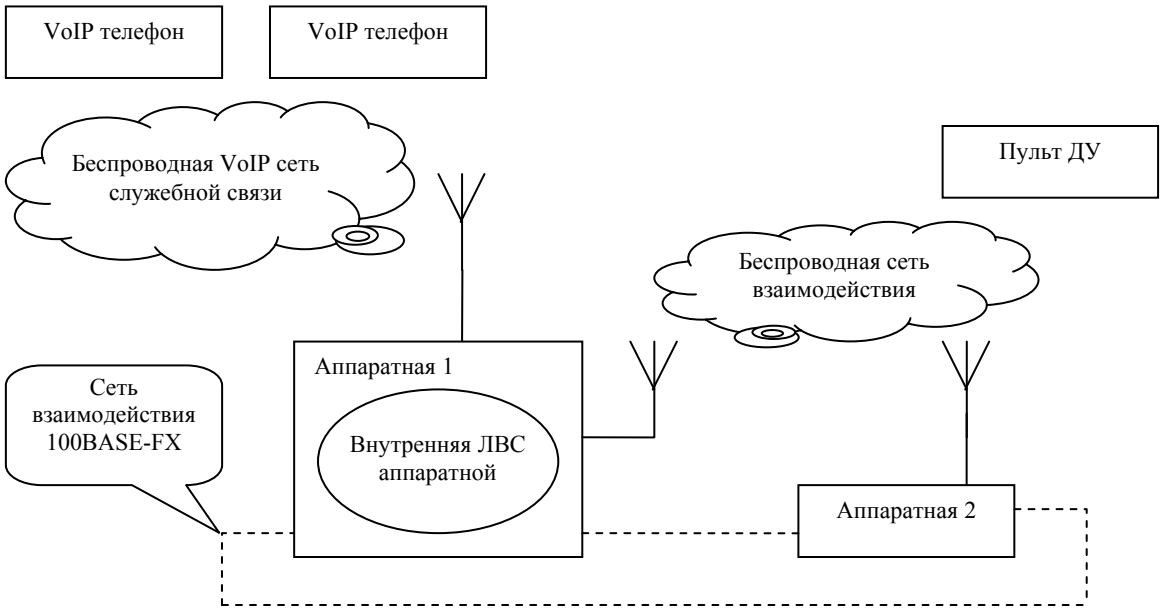


Рис. 1. Основные сегменты локальной сети программно-определяемой аппаратной

Сеть взаимодействия, по которой аппаратные в процессе функционирования получают команды, обмениваются служебной информацией и осуществляют приём и передачу информации от оконечной аппаратуры, расположена вне аппаратных. Эта сеть использует внешние оптоволоконные соединения 100BASE-FX или 100BASE-LX. Физическая среда сети обеспечивает высокую защищённость от внешних воздействий и исключает несанкционированные подключения. Недостатком является длительное время развёртывания и свёртывания на местности, зависящее от погодных условий. Оптоволоконные кабели также могут быть повреждены внешним механическим воздействием. Для повышения надёжности сеть этого типа выполняется по топологии «Кольцо» или «Двойное кольцо», что требует наличия 2-х или 4-х медиаконверторов в каждой аппаратной.

Беспроводную локальную сеть аппаратной, решающую те же функциональные задачи, что и сеть взаимодействия, но использующую в качестве физической среды беспроводные технологии Wi-Fi или WiMax, целесообразно выделить в отдельный сегмент. Его будем называть беспроводной сетью взаимодействия. Функциональность этого сегмента идентична оптоволоконному, различия с точки зрения информационной безопасности обусловлены иной физической средой [2].

Отсутствие кабельной системы и применение в качестве носителей информации высокочастотных радиоволн позволяет значительно сократить время, необходимое на организацию, расширение и реконфигурирование сети взаимодействия, дает возможность применять современные технологии коммуникации, такие как VoIP, для обеспечения служебной связи с возможностью перемещения в рамках действующей зоны покрытия. Применение беспроводных технологий может быть единственным доступным способом организации сети взаимодействия при невозможности прокладки кабеля вследствие сложных географических или метеорологических условий в зоне развертывания. Также беспроводные технологии позволяют обеспечить значительно меньшее время развёртывания и свёртывания комплекса аппаратных на местности.

Основным недостатком беспроводных технологий с точки зрения информационной безопасности является обусловленная спецификой физической среды принципиальная невозможность контролирования всей зоны покрытия сети, а также невозможность регистрации фактов перехвата передаваемой информации. В качестве недостатка можно также выделить меньшую по сравнению с оптоволоконным соединением и зависящую от расстояния между аппаратными скорость передачи информации при использовании стандарта IEEE 802.16.

В отдельный сегмент целесообразно выделить служебную связь в аппаратной и на некотором расстоянии от неё. Учитывая, что площадка для размещения, как правило, не превышает 200 х 200 метров, можно ограничиться технологиями стандартов IEEE 802.11. При необходимости обеспечения беспроводной связи на большем расстоянии следует переходить на стандарты группы IEEE 802.16, применять направленные антенны и увеличивать излучаемую мощность.

Учитывая описанные механизмы обеспечения безопасности и архитектурные особенности построения ЛВС программно-определяемых аппаратных, выявим имеющиеся уязвимости, посредством которых возможна реализация атак направленных на нарушение конфиденциальности, целостности и доступности обрабатываемой информации.

Так как для организации сети взаимодействия точки доступа конфигурируются на работу в режиме моста (WDS), то для реализации угроз нарушения конфиденциальности и целостности информации злоумышленник может попытаться осуществить пассивную атаку прослушивания или активную атаку типа «человек посередине».

Наличие беспроводного сегмента стандарта IEEE 802.11 открывает злоумышленнику возможность дистанционного пассивного приема обрабатываемой информации, что, несомненно, является уязвимостью рассматриваемых архитектур организации сети. Тем не менее, надежность схемы WPA2-PSK, высокая криптостойкость алгоритма AES, размер используемых паролей в совокупности с ограниченным временным диапазоном работы беспроводного сегмента (6 часов) и невысокой интенсивностью трафика позволяю считать возможность успешной реализации известных пассивных атак, направленных на раскрытие конфиденциальной информации или дистанционное раскрытие настроек точки доступа, пренебрежимо малой [3].

Помимо пассивного анализа трафика, злоумышленник может попытаться реализовать активную атаку типа «человек посередине» путем внедрения ложной точки доступа с на-

стройками, аналогичными используемым в ЛВС программно-определяемых аппаратных, и одновременным глушением легальной точки доступа. Реализации этой атаки помимо рассмотренной схемы WPA2-PSK и алгоритма шифрования AES, препятствует применение парольной защиты конфигурации беспроводных точек доступа, которая даже в случае физического доступа к оборудованию не позволяет нелегальному пользователю получить доступ к настройкам.

Таким образом, вероятность реализации атак нарушения конфиденциальности и целостности информации, циркулирующей в сети взаимодействия, через рассмотренные уязвимости можно считать пренебрежимо малой.

Для предоставления услуг внутренней связи средствами технологии VoIP точки доступа конфигурируются для работы в рамках спецификации IEEE 802.11 b/g и функционируют в режиме инфраструктуры (AP). Это дает злоумышленнику теоретическую возможность подключения к точке доступа, а следовательно, появляется возможность дистанционных атак на проводной сегмент ЛВС программно-определяемой аппаратной. Применение схемы WPA2 с уникальным PSK-ключом и шифрования AES позволяет в этом случае также считать вероятность успешного подключения к точке доступа пренебрежимо малой.

Применение в сегменте VoIP параметров безопасности, аналогичных параметрам беспроводной сети взаимодействия, позволяет противостоять описанным ранее пассивным атакам прослушивания и активным атакам типа «человек посередине».

В отличие от атак, нарушающих конфиденциальность и целостность информации, эффективно противостоять которым позволяет схема аутентификации WPA2 с использованием общих PSK-ключей и шифрование по алгоритму AES, атакам типа «отказ в обслуживании» противостоять проблематично в связи с особенностями среды передачи и реализации стандарта IEEE 802.11. Известно 7 групп атак на первый и второй уровни модели OSI, позволяющих блокировать как сами точки доступа, так и клиентов, подключенных к ней. Так как уязвимость обусловлена самой природой беспроводных технологий, то противостоять атакам данного вида возможно только путем выявления источника нелегального трафика или сигнала глушения и нейтрализации его. Для этого служат датчики системы обнаружения вторжений и специализированные анализаторы спектра.

Система безопасности ЛВС программно-определяемой аппаратной является многоуровневой. Первый уровень определяется конфигурацией настроек безопасности беспроводных точек доступа, а также степенью физической защищенности аппаратной и контролируемой зоны вокруг нее, преодоление которой, как было показано, является маловероятным. В случае преодоления защиты беспроводной сети взаимодействия становится возможным внедрение ложной точки доступа и анализ проходящего трафика, однако атака может быть обнаружена, так как является активной.

Для повышения надёжности беспроводной сети взаимодействия следует использовать аналог топологии проводного соединения «Кольцо». Мостовое соединение между точками в этом режиме представляет собой ациклический граф типа «дерево». Для устранения лишних связей, способных приводить к появлению циклов в графе, реализуется алгоритм Spanning tree. Его использование позволяет выявить и блокировать лишние связи. При изменении топологии сети, например, вследствие выхода из строя одной из аппаратных или невозможности работы каналов, алгоритм Spanning tree запускается заново, и прежде заблокированные лишние связи могут использоваться вместо вышедших из строя. В случае успешной реализации данной топологии исключается возникновение проблемы скрытой станции.

Преодоление защиты беспроводного сегмента VoIP позволяет предпринять попытку проникновения в проводную часть сети, успех которой зависит от используемой архитектуры внутренней сети, определяющей второй уровень системы безопасности ЛВС программно-определяемых аппаратных.

Вопрос физической безопасности объекта защиты выходит за рамки исследуемой проблемы, и его необходимо рассматривать лишь с точки зрения возможности получения доступа к ЛВС в случае физического проникновения в аппаратную или в случае хищения точки доступа.

Следующим этапом анализа безопасности является сравнение спроектированных архитектур проводного сегмента, определяющих второй уровень системы безопасности.

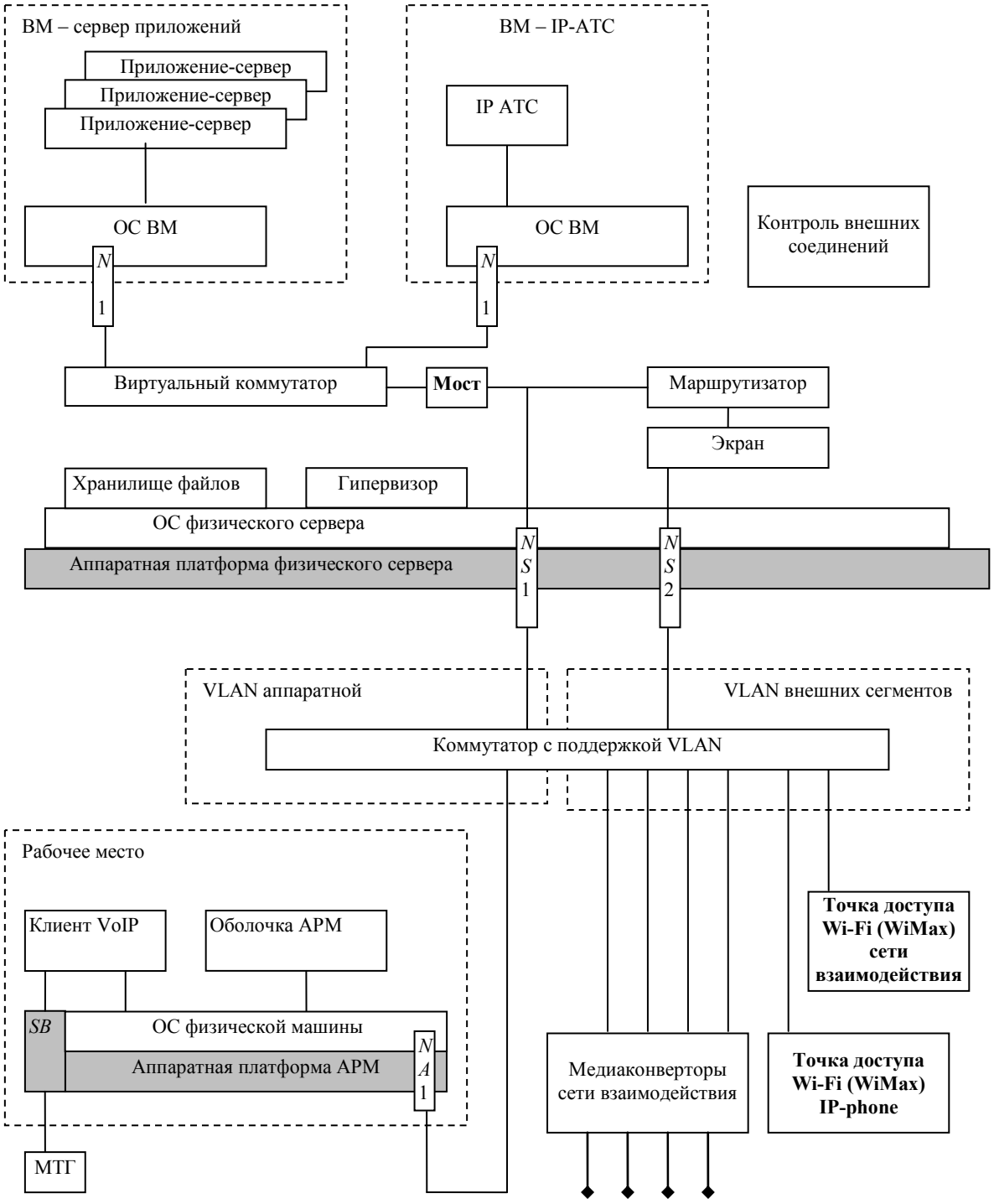


Рис. 2. ЛВС аппаратной с использованием технологии VLAN для разделения подсетей

Все рассматриваемые архитектуры должны обеспечивать целостность конфигураций виртуальных машин и гипервизора с целью предотвращения несанкционированного добавления устройств (накопителей различных типов, сетевых и звуковых интерфейсов) в гостевой виртуальной машине и на хосте. Необходимо также обеспечить доверенную загрузку и контроль целостности сервера виртуализации и гипервизора с помощью аппаратно-программных модулей доверенной загрузки или их аналогов [4].

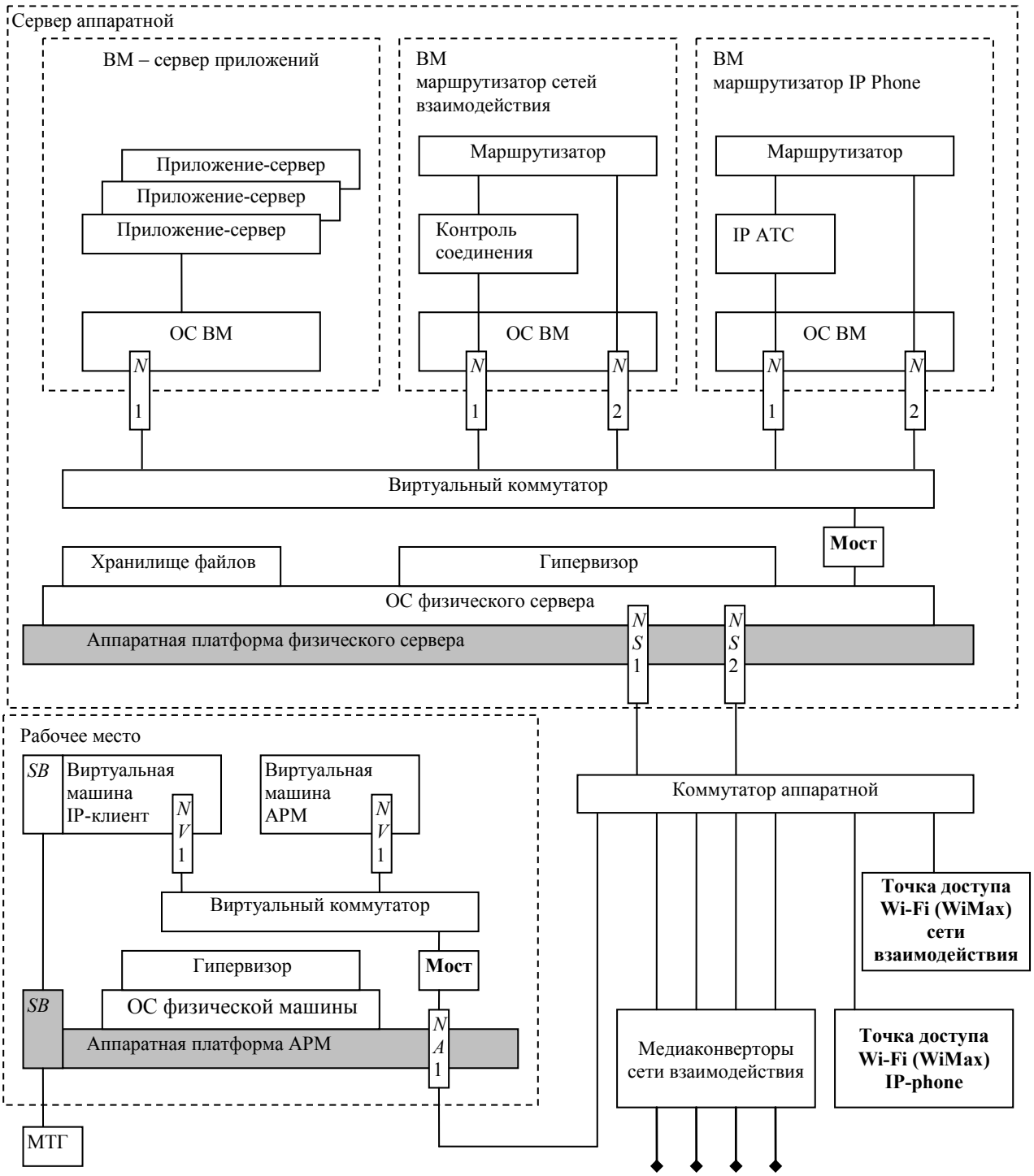


Рис. 3. Фрагмент ЛВС аппаратной с выделением подсетей за счёт адресации

На рис. 2 представлена архитектура, главной особенностью которой является использование технологии виртуальных сетей (VLAN) для разделения внешней сети взаимодействия и внутренней сети аппаратной на одном общем управляемом коммутаторе. Такой подход позволяет значительно упростить топологию и настройку сети, обеспечив при этом соблюдение необходимых требований безопасности. Подобное построение сети позволяет использовать только один маршрутизатор и сетевой экран для связи внешней и внутренней сети, что также снижает сложность настройки, время развертывания и восстановления в случае программно-аппаратных сбоев.

Среди возможных недостатков можно указать вероятность атаки на встроенное программ-

ное обеспечение (ПО) маршрутизатора с целью выявления уязвимостей в реализации управления таблицей MAC-адресов и получения некоторой части трафика, проходящего в другом VLAN. Такой атаки легко избежать, выбрав маршрутизатор, встроенное ПО которого не имеет данной уязвимости. Недостатком можно считать также полное пропадание сети в аппаратной в случае выхода из строя коммутатора, но при наличии запасного коммутатора восстановление функционала возможно в течение нескольких минут.

На рис. 3 представлен вариант архитектуры с использованием одного общего коммутатора для внешней и внутренней сети и разделением функций маршрутизатора по разным виртуальным машинам. Этот вариант имеет серьезный недостаток в плане безопасности из-за неразделенного доступа на уровне коммутатора: получение доступа к беспроводной части сети дает полный доступ к внутреннему трафику аппаратной, что может повлечь за собой кражу конфиденциальной информации. Выход из строя коммутатора приведет к тем же последствиям, что и в предыдущем случае.

На рис. 4 представлена улучшенная версия предыдущей архитектуры – здесь внешняя и внутренняя сети разделены физически за счет добавления еще одного коммутатора и еще одного сетевого интерфейса в сервере, а также выделения дополнительных сетевых интерфейсов для раздельного подключения точек доступа, отвечающих за связь между аппаратными и беспроводные IP-телефоны. Данный вариант обеспечивает весьма хороший уровень безопасности, максимальный среди всех рассмотренных архитектур, за счет полного физического разделения сетей (в отличие от варианта с VLAN, где разделение сетей осуществляется на уровне встроенного ПО коммутатора). Кроме максимальной безопасности рассматриваемая архитектура обладает наибольшей устойчивостью к отказам устройств, как виртуальных, так и физических. Выход из строя одного из коммутаторов повлечет за собой отключение лишь подключенного к нему сегмента, а остальные сегменты продолжат функционировать.

Серьезное усложнение топологии приводит к увеличению затрат на администрирование. Настройки маршрутизации в такой сети более сложны, что, в свою очередь, может повысить вероятность нарушения работоспособности в результате воздействия человеческого фактора (ошибок конфигурирования). Также в качестве недостатка стоит отметить более длительное по сравнению с другими вариантами время восстановления подобной архитектуры в случае повреждений, как аппаратных, так и программных [5].

Во всех случаях при отказе одной из развернутых виртуальных машин сеть продолжит работу с ограниченной функциональностью. Восстановление отказавших виртуальных машин можно провести, не останавливая аппаратного сервера, на котором выполняется гипервизор.

Рассмотрев различные архитектуры гетерогенных локальных сетей с беспроводными сегментами, можно заключить, что наиболее предпочтительным является вариант, изображенный на рис. 2. Необходимый уровень безопасности и надежности в нем сочетается с простотой настройки, поддержки и сравнительно малым временем восстановления в случае сбоев. В случае особо высоких требований к обеспечению информационной безопасности при более трудоёмком администрировании следует применять вариант архитектуры, представленный на рис. 4.

В целях дальнейшего усовершенствования и повышения уровня защищенности беспроводного сегмента ЛВС программно-определяемых аппаратных могут быть реализованы следующие меры:

– применение протокола 802.1x/EAP, описывающего единую архитектуру контроля доступа к портам с использованием расширяемого протокола идентификации (EAP), поддерживающего централизованную аутентификацию элементов инфраструктуры беспроводной сети и ее пользователей с возможностью динамической генерации ключей шифрования;

– развертывание виртуальной частной сети VPN на верхних уровнях для обеспечения дополнительной конфиденциальности обрабатываемой в сети информации;

– применение программно-аппаратных средств обнаружения вторжений (IDS);

– аутентификация входящих и исходящих соединений с определением начала и окончания сеансов связи;

– регистрация событий безопасности за длительный период в отдельном журнале с блокированием беспроводного сегмента при переполнении журнала.

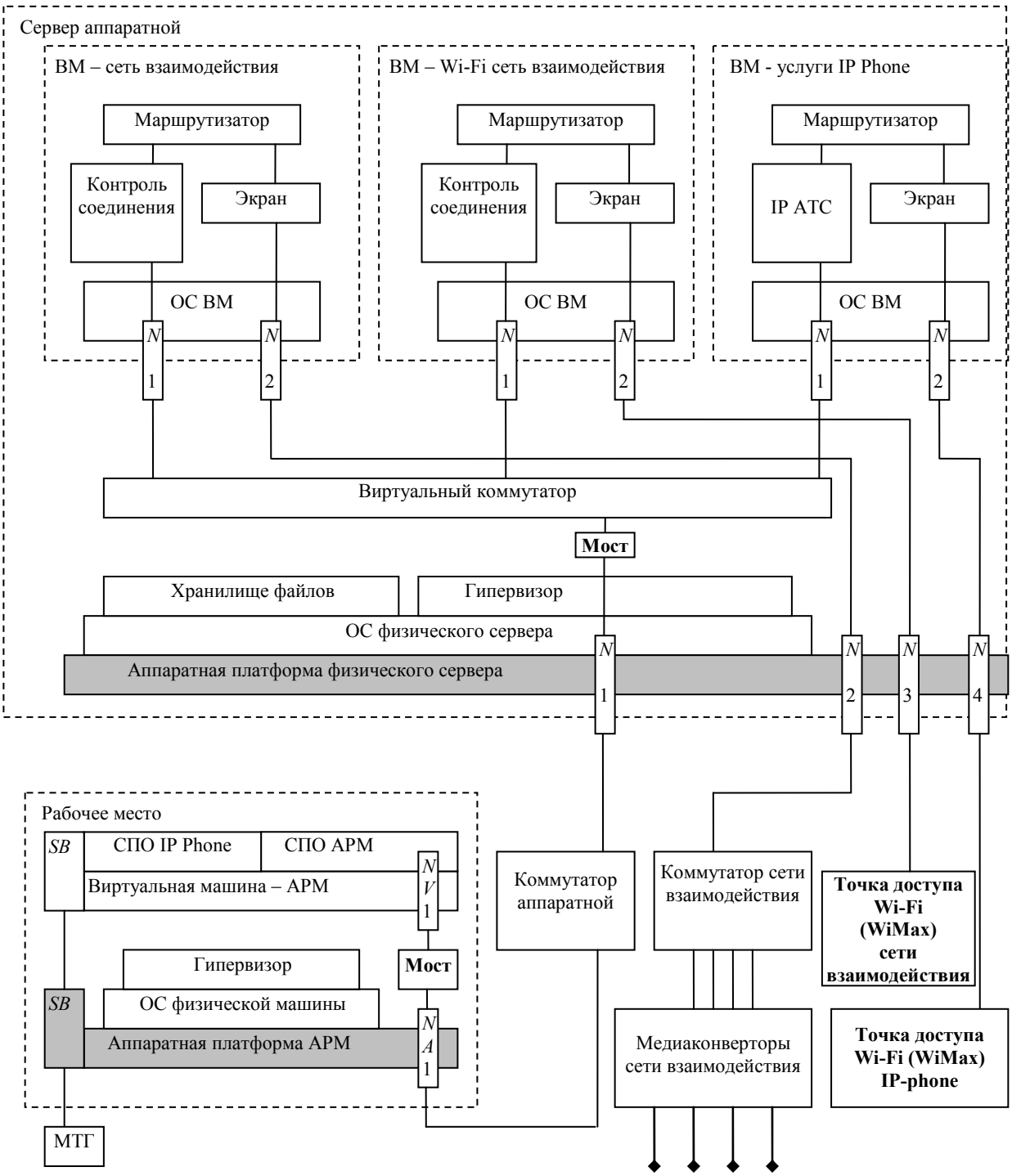


Рис. 4. Фрагмент ЛВС аппаратной с разделением сегментов средствами виртуальных машин и фильтрацией трафика между подсетями

Повышение информационной безопасности гипервизора и защита информации на уровне инфраструктуры требуют применения специального ПО. Хорошим комплексным пакетом для решения задач обеспечения безопасности управления виртуальной инфраструктурой является Security Code vGate for VMware Infrastructure разработки VMware Inc. Применение данного продукта совместно с организационными мерами позволяет деактуализировать основные виды характерных для виртуализации угроз.

Важнейшим этапом при реализации виртуализованной архитектуры является возможность применения имитационного моделирования для проверки выбранных методов обеспечения безопасности и настроек средств обеспечения безо-

пасности. Виртуальная машина, являясь изолированной средой, идеально подходит для разработки и тестирования ПО. Виртуальные машины и развёрнутые на них средства взаимодействуют с физическим миром через ограниченный и контролируемый набор интерфейсов. В то же время все настройки внутри виртуальных машин должны полностью соответствовать штатному режиму функционирования. Отдельные узлы гетерогенной вычислительной сети (виртуальные машины) поочерёдно переносятся в специальную тестовую среду, имитирующую окружение тестируемого узла. Тестовая среда, или виртуальная тестовая лаборатория, также оснащена набором сканеров [6], позволяющих выявлять потенциальные уязвимости тестируемого узла. После устранения обнаруженных уязвимых мест фиксируются настройки ПО проверяемой виртуальной машины и вносятся необходимые изменения в устройства контроля целостности узла. На следующем этапе моделирования в тестовой среде воссоздаётся сеть аппаратной и проводится комплексная проверка информационной безопасности с помощью специализированного ПО [7]. Разработчики и тестеры могут создавать необходимые им конфигурации операционных систем и пользовательских окружений для симуляции поведения программы на различных платформах. В рамках этого варианта использования возможно также моделирование рабочих связок, осуществляющих между собой сетевое взаимодействие виртуальных машин на одной физической платформе. Некоторые платформы виртуализации, такие как VMware Workstation, позволяют создавать деревья состояний виртуальных машин, в каждом из которых сохранена определенная конфигурация настроек. К каждому из таких состояний возможен возврат.

Иерархическое имитационное моделирование отдельных узлов и виртуальной инфраструктуры в целом позволяет уменьшить количество проверок до реализуемого на практике.

Виртуализация инфраструктуры повышает степень интеграции вычислительных средств, уменьшает количество физического оборудования при сохранении количества сетевых приложений, сервисов, рабочих мест. Это приводит к усложнению структуры взаимодействия программ и разнородных сегментов локальных сетей.

Повышать защищенность виртуальной инфраструктуры нужно комплексно, и прежде всего – путем выбора архитектуры, позволяющей при минимальной сложности обеспечить выполнение предъявляемых требований. Также должны применяться комбинации сетевых и локальных средств защиты с одновременной интеграцией широкого набора защитных механизмов. При обеспечении информационной безопасности аппаратной должны применяться средства сетевой аутентификации и авторизации пользователей, межсетевое экранирование как внутри сервера виртуализации между гостевыми машинами, так и по периметру виртуальной инфраструктуры. Также в состав программных средств обеспечения безопасности должны входить система регистрации событий безопасности, средства разграничения доступа (и делегирования полномочий) к виртуальным машинам и к самому серверу виртуализации (гипервизору).

Особое значение имеет система контроля целостности конфигураций распределенных компонентов виртуальной инфраструктуры, выполняемых приложений и сервисов.

Стоимость и затраты на поддержание безопасности в течение жизненного цикла изделий определяются прежде всего принятыми архитектурными решениями. Минимизация затрат на обеспечение безопасности должна основываться на оптимизации архитектуры локальной сети и всей информационно-вычислительной среды программно-определяемых изделий.

Литература

1. *Маковий В.А.* Построение современных систем радиосвязи КВ диапазона / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – Вып. 3. – С. 76–86.

2. *Ron Olexa* Implementing 802.11, 802.16, and 802.20 Wireless Networks. Planning, Troubleshooting and Operations / Olexa Ron // Communications Engineering Series. – Elsevier-Newnes, Oxford, 2005. – 232 p.

3. *Anand R. Prasad* 802.11 WLANs and IP Networking security, QoS, and mobility. Universal personal communications / Anand R. Prasad, Neeli R. Prasad. – Artech house, London, 2005. – 318 p.

4. Виртуализация и Microsoft Virtual Server 2005 / Роджер Диттнер [и др.] : пер. с англ. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2008. – 432 с. : ил.

5. *Mark Ciampa* Security + guide to network security fundamentals. Third edition. – Delmar Learning, Western Kentucky University,2009. – 592 p.

6. *Норткат С.* Обнаружение нарушений безопасности в сетях : пер. с англ. – 3-е изд. / С. Норткат, Дж. Новак – М. : Издат. дом «Вильямс», 2003 – 448 с. : ил.

7. *Eric Maiwald*. Network Security : A Beginner's Guide. Second Edition / Maiwald Eric. – McGraw-Hill / Osborne, Emeryville, California, 2003. – 475 p.

Статья поступила в редакцию 20 января 2010 г.

УДК 621.391.23

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ КООПЕРАТИВНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ*

Ю.Б. Нечаев, гл.н.с., e-mail: vnn-61@mail.ru
Ю.А. Дергачев, инж., e-mail: ametist84@list.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Исследуется физический уровень кооперативной работы узлов сети в целях разработки нового сетевого «слоя» алгоритмов маршрутизации, которые являются более энергоэффективными. В частности, рассматривается кооперация MIMO на физическом уровне, multi-hop маршрутизация на сетевом уровне, и разрабатываются минимальные в смысле энергозатрат алгоритмы маршрутизации как кооперативная оптимизация передачи на физическом уровне. С использованием методов динамического программирования установлено, что оптимальная кооперативная маршрутизация в различных сетевых сценариях показывает экономию потребляемой энергии до 55%, по сравнению с оптимальной некооперативной маршрутизацией.

Ключевые слова: *кооперативная работа узлов, multi-hop маршрутизация, динамическое программирование.*

COOPERATIVE ROUTING ENERGY EFFICIENCY IN WIRELESS NETWORKS*

Yu.B. Nechayev, principal research engineer, e-mail: vnn-61@mail.ru
Yu.A. Dergachyov, engineer, e-mail: ametist84@list.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

Network node co-operation physical layer is investigated with the purpose to develop a new network «layer» of routing algorithms which are more energy-efficient. In particular, the physical-layer cooperative MIMO, network-layer multi-hop routing is discussed; minimum, in the sense of energy expenses, routing algorithms are being worked out as cooperative optimization at the physical layer. By the using of dynamical programming methods it has been stated that the optimum cooperative routing in various network scenarios shows the energy consumption saving of up to 55% if comparing with the non-cooperative routing.

Key words: *node co-operation, multi-hop routing, dynamical programming.*

Введение

Энергетическая эффективность является важной проблемой при построении беспроводных сетей. Особенно остро она проявляется в мобильных беспроводных системах, где узлы, как правило, работают от батарей, т.е. критерием оптимальности маршрута являются не задержки при доставке пакетов, т.е. длинна маршрута, а расход энергии батарей при его формировании. В настоящее время широкое распространение получили специализированные методы проектирования энергоэффективных сетей [1–5]. На сетевом уровне задача поиска энергоэффективного маршрута сводится к минимальному числу сеансов опроса узлов на этапе предварительной настройки [3–5]. На физическом уровне цель состоит в разработке эффективных схем сетевого взаимодействия узлов. Одной из таких схем является кооперативная связь [6, 7]. Большинство протоколов маршрутизации для одноранговых систем представляют сеть в виде графа «узел–связь». Такое понятие связи было полезной абстракцией для проводных сетей, но для беспроводных оно не применимо [7]. Радиосвязь строится на другой парадигме, в которой обычные понятия «узел–связь» отсутствуют. В частности, некоторые из ограничений, наложенные на традиционное определение «узел–связь» нарушаются, например, в рамках одной «связи» может одновременно вещать несколько передатчиков, и отсутствие синхронизации между ними может привести к нарушению работы сети. При этом механизм множественного приема/передачи (Multi-input/multi-output, или *MIMO*) энергозатратен и требует выделенной системы координации сеансов приема/передачи либо в качестве отдельного устройства, либо алгоритма. Подход множественного приема/однократной передачи (Multi-input/single output, или *MISO*) является значи-

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проекты 08-02-13555-офи-ц, 09-07-97522-р-центр-а)
* The project is done at the Financial Support of Russian Basic Research Fund (projects 08-02-13555, 09-07-97522)

тельно более экономичным, однако скорость обмена данными между узлами в нем более низкая.

Компромиссом между двумя топологиями была бы такая схема взаимодействия, которая на этапе построения маршрута не только минимизировала бы число пакетов опроса, но и переключалась в режим *MISO*, используя *MIMO* только для передачи полезных данных.

Постановка задачи

Будем считать, что беспроводная сеть, состоящая из множества узлов, развернута в случайном районе, и каждый узел имеет одну всенаправленную антенну. Также каждый узел может настроить мощность своего передатчика для управления своим радиусом действия. При этом несколько узлов могут координировать свои сеансы приема/передачи на физическом уровне согласно стратегии *MIMO*.

Любой временной слот, состояние беспроводного канала между каждой парой приемного и передающего узла, характеризуется коэффициентом усиления канала h. Изменение величины h во времени может привести к различным последствиям: несинхронности канальных символов, многолучевому замиранию и потере связи между узлами. Таким образом, модель дискретного приема сигнала на каждом j-м узле, не участвующем в передаче, можно представить как

$$y_j[t] = \sum_{i=1}^{N} h_{ij} x_i[t] + \eta_j[t], \qquad (1)$$

где $y_j[t]$ – принимаемый сигнал в узле j за временной слот t; $i = \overline{1,...,N}$ – номер передатчика; h_{ij} – коэффициент усиления канала между узлами i и j; $x_i[t]$ – передаваемый узлом i полезный сигнал, $\eta_j[t]$ – шум и другие эффекты, искажающие полезный сигнал, которые принимает узел j. Если коэффициент усиления канала обратно пропорционален квадрату расстояния между узлами, и узел i за временной слот t_i передает сигнал мощностью P_{t_i}, то узел j принимает его с мощностью $P_{r_i} = h_{ij}^2 P_{t_i}$. Однако мощность передатчика каждого узла ограничена величиной $P_{\max}$. Предположим также, что передаваемая информация может быть декодирована без ошибок, если порог шума (*SNR*) не превышает $SNR_{\min}$. Предположим, что устройство, кодирующее полезную информацию в сигнал, последовательно включено с усилителем, умножающим амплитуду преобразованного сигнала на заданное число w_i. Таким образом, для приема сигнала мощностью w_i в узле j его необходимо умножить на w_i^2. Мощность шума, принимаемого узлом j, обозначим как P_{η_j}.

Критерий выбора оптимального маршрута

Найдем оптимальное распределение энергии, необходимое для передачи сообщений из множества m передающих узлов $T = \{t_1, t_2,\ldots,t_m\}$ в множество n приемных узлов $R = \{r_1, r_2,\ldots,r_n\}$. Определим стоимость посылки LC как сумму мощностей всех узлов множества передатчиков T:

$$LC = \sum_{t_i \in T} w_i^2. \qquad (2)$$

Построим вектора канальных усилений h_j узлов множества передатчиков:

$$h_j = \begin{bmatrix} h_{1j} \\ h_{2j} \\ \ldots \\ h_{mj} \end{bmatrix}. \qquad (3)$$

Множители амплитуд определяются как

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \ldots \\ w_m \end{bmatrix}. \qquad (4)$$

Перепишем представление полученного сигнала, используя вектора h_j и w:

$$y_j = h_j^T w + \eta_j. \qquad (5)$$

Очевидно, что с учетом ограничения SNR прием сигнала возможен при

$$h_j^T w \geq \sqrt{SNR_{\min} P_{\eta_j}}, \ \forall r_j \in R, \qquad (6)$$

где P_{η_j} – мощность шума на приемнике r_j.

Также существует ограничение на максимальную мощность узла передатчика, которая может быть представлена в виде

$$w_i \leq \sqrt{P_{\max}}, \ \forall t_i \in T. \qquad (7)$$

Во время процесса приема/передачи необходимо минимизировать общую мощность узлов-передатчиков T при трансляции пакетов в R:

$$\|w\|^2 = \sum_{t_i \in T} w_i^2. \qquad (8)$$

Таким образом, задача оптимального распределения мощности связана с поиском минимума минимальной суммы $(m+n)$ и ограничениями (6), (7), т.е. условие задачи может быть переписано в виде

$$y = H^T w + n, \tag{9}$$

где $H = \left[h_1, h_2, ..., h_n\right]$, $y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ ... \\ y_n \end{bmatrix}$, а $n = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ ... \\ \eta_n \end{bmatrix}$.

Далее, используя метод наименьших квадратов, решим оптимизационную задачу минимизации для поиска нижнего допустимого порога мощности передатчиков из множества *T,* т.е. произведем выбор минимального значения:

$$\min_w f(w) = \frac{1}{2} w^T Q w, \tag{10}$$

где

$$Q = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix}, \; H^T w \geq \begin{bmatrix} \sqrt{SNR_{\min} P_{\eta_1}} \\ \sqrt{SNR_{\min} P_{\eta_2}} \\ ... \\ \sqrt{SNR_{\min} P_{\eta_n}} \end{bmatrix}, \; w \leq \begin{bmatrix} \sqrt{P_{\max}} \\ \sqrt{P_{\max}} \\ ... \\ \sqrt{P_{\max}} \end{bmatrix}.$$

Для решения задачи (10) за меньшее число итераций могут быть использованы различные методы, но для мультипликативных методов (таких как метод сопряженных множителей Лагранжа) оптимального решения может не существовать, если $\sqrt{P_{\max}}$ близок к 0.

Выбор маршрута с наименьшей стоимостью и расстановка весовых коэффициентов для каждого перехода осуществляются аналогично [7].

Проведение сравнительного анализа

Для проведения анализа полученного метода минимизации энергетических затрат был использован программный комплекс SenSim-IDE, позволяющий симулировать работу различных топологий беспроводных сетей на основе наиболее распространенных протоколов. Алгоритмы поиска маршрута и управления передатчиками программируются с помощью встроенного языка высокого уровня. В комплект симулятора входят модули, позволяющие имитировать реальные приборы наиболее распространенных производителей и следить за изменением их характеристик.

Перечень тестируемых способов маршрутизации представлен в табл. 1.

Таблица 1

Тестируемые способы маршрутизации

Алгоритм	Описание
ONC	Оптимальная некооперативная маршрутизация
OLC	Оптимальная ограниченная *MIMO* маршрутизация с заранее известным маршрутом. В этом режиме множества узлов-приемников и передатчиков меняются местами с шагом в 1 временной слот
OPC	Оптимальная прогрессирующая *MIMO* маршрутизация. В этом режиме множество передатчиков состоит только из тех узлов, которые получали данные в предыдущем временном слоте
GLC	«Затратный» вариант ограниченной *MIMO*. Оптимальность маршрута достигается эвристическим методом с опросом через 1 временной слот. Алгоритм является более универсальным, но в несколько раз более затратным, чем OLC
GPC	Этот алгоритм, аналогично GLC, является эвристическим вариантом OPC
CAN	Алгоритм некооперативной маршрутизации для MISO сетей. Использует итеративный метод, аналогичный волновому алгоритму поиска пути на графе с его последующей оптимизацией, которая достигается методами линейного программирования
CAN-3	Модифицированный CAN, где «волна» поиска распространяется только на 3 узла «в глубину» графа. Метод обладает более медленной сходимостью, но более экономичен
PC-3	Каждые 3 смежных узла оптимального маршрута объединяются в виртуальный «суперузел». Оптимальный маршрут на каждой итерации ищется между суперузлами

Перечисленные алгоритмы применялись на сетях из 36 и 100 узлов. Результаты тестирования представлены ниже (рис. 1–3).

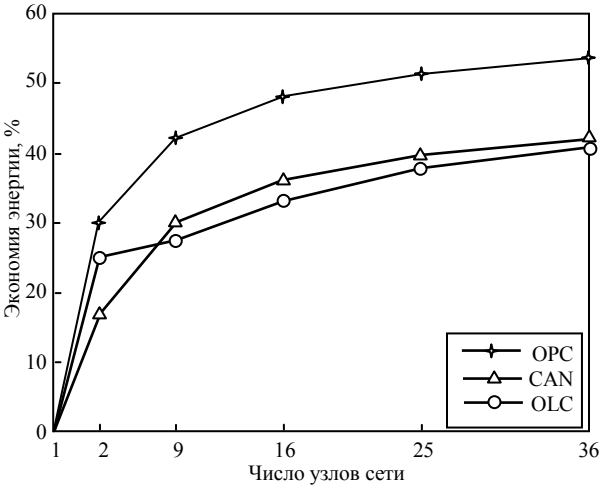


Рис. 1. Сравнение OPC, CAN и OLC [3]

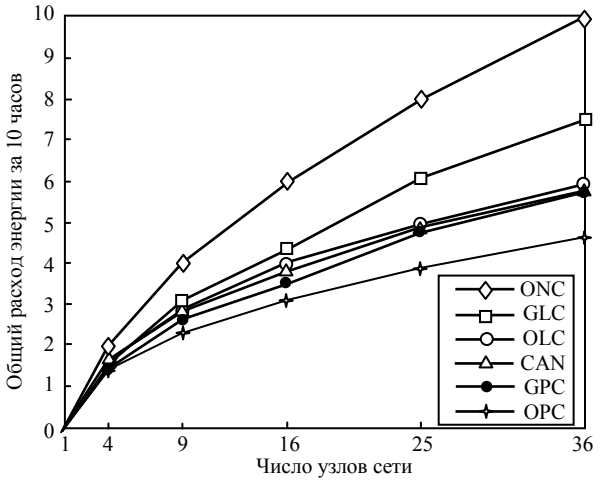


Рис. 2. Общий расход энергии сетью из 36 узлов за 10 часов работы

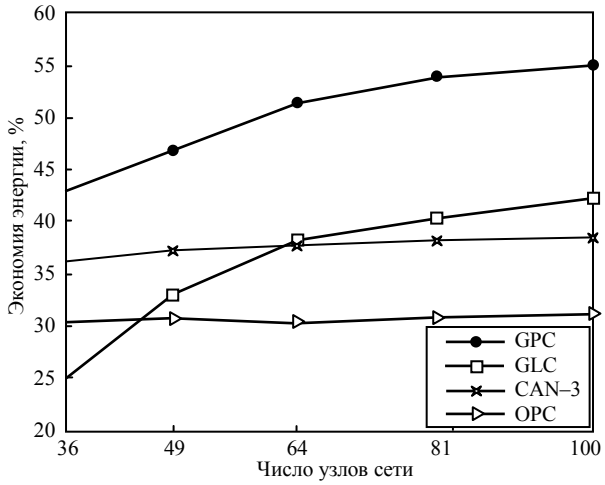


Рис. 3. Экономия энергии в кооперативном режиме при использовании тестируемого алгоритма

На рис. 1. приведено сравнение показателей экономичности алгоритмов OPC, CAN и OLC. Исследование расхода энергии во всех рассматриваемых алгоритмах (рис. 2) подтвердило, что алгоритм ONC приводит к наибольшему расходу энергии (через 10 часов работы такой сети источники питания симулируемых приборов полностью разрядились). При этом из группы кооперативных алгоритмов худшие показатели имеет GLC. Показатели OLC, CAN и GPC почти идентичны. Лучшие показатели по расходу энергии демонстрирует алгоритм OPC, однако сети на его основе имеют тенденцию к «гранулированию», что снижает пропускную способность между отдельными их секторами. Таким образом, все алгоритмы разделились на три класса по уровню расходования энергии.

После изменения тестируемых алгоритмов маршрутизации (по одному алгоритму из каждого класса) был проведен повторный эксперимент с целью выявления наиболее экономичного способа маршрутизации (рис. 3). При этом проводилось сравнение результатов эксперимента с ранее полученными результатами. При модификации алгоритма GPC расчетная экономия составила до 55%.

Заключение

Таким образом, при модификации всех стандартных алгоритмов маршрутизации была достигнута экономия расходуемой энергии, с наилучшими результатами у модифицированного GPC. Результаты эксперимента представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результат исследования

Алгоритм	Сложность	Экономия энергии, %	Размер сети
OPC	$O(2^{2n})$	54	36
CAN	$O(n^2)$	43	36
OLC	$O(2^{2n})$	42	36
GPC	$O(n^2)$	55	100
GLC	$O(n^2)$	42	100
CAN-3	$O(n^2)$	38	100
PC-3	$O(n^3)$	31	100

Значительная экономия энергии, достигнутая при использовании алгоритмов GPC и OPC, позволяет продлить срок работы радиокомплексов от автономных источников питания (батарей и аккумуляторов). Данный подход обеспечивает лучшие энергосберегающие характеристики, чем методы, изложенные в [1–5].

Литература

1. *Ephremides A.* Energy concerns in wireless networks / A. Ephremides // IEEE Wireless Communications. – 2002. – Vol. 9, № 4. – Pp. 48–59.

2. A survey of energy efficient network protocols for wireless networks / E. Jones [et al.] / Wireless Networks. – 2001. – Vol. 7, № 4. – Pp. 343–358.

3. *Shah R.* Energy aware routing for low energy ad hoc sensor networks in Proc. / R. Shah, J. Rabaey // IEEE WCNC, Orlando, USA. – March 2002. – Pp. 350–355.

4. *Zhu J.* A comprehensive minimum energy routing scheme for wireless ad hoc networks in Proc. / J. Zhu, C. Qiao, X. Wang // IEEE Infocom, Hong Kong, China. – March 2004. – Pp. 1437–1445.

5. Energy aware efficient geographic routing in lossy wireless sensor networks with environmental energy supply Wireless Networks / K. Zeng [et al.]. – 2009. – Vol. 15, № 1. – Pp. 39–51.

6. *Nosratinia A.* Cooperative communication in wireless networks / A. Nosratinia, T. Hunter, A. Hedayat // IEEE Communications Magazine. – 2004. – Vol. 42, № 10. – Pp. 74–80.

7. *Scaglione U.* Cooperative communications in mobile ad-hoc networks : Rethinking the link abstraction / U. Scaglione, D. Goeckel, J.N. Laneman // IEEE Signal Processing Magazine. – 2006. – Vol. 23, № 5. – Pp. 15–19.

8. *Jing Y.* Distributed space-time codes in wireless relay networks in Proc. / Y. Jing, B. Hassibi // Workshop on Sensor Array and Multichannel Signal Processing, Sitges, Spain. – July 2004. – Pp. 249–253.

Статья поступила в редакцию 26 января 2010 г.

УДК 681.3

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ В ГРУППИРОВКАХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

А.Д. Коробова, доцент, Воронежский гос. ун-т, тел.: (4732) 52-79-25
Е.А. Хромых, в.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-08-33
С.В. Миронов, магистрант, Воронежский гос. ун-т, тел.: (4732) 63-11-72

Для расширения методов исследований параметров ЭМО, создаваемой в группировке РЭС на плоскости, в среде MATHCAD разработаны новые виртуальные структуры – F-ТРАПы. Показана эффективность применения F-ТРАПов при оценке пространственно-энергетических характеристик РЭС в широкой полосе частот.

***Ключевые слова**: моделирование ЭМО, группировка РЭС, полоса частот, MATHCAD.*

ELECTROMAGNETIC CONDITION PARAMETER VISUALIZATION FOR RADIO MEANS POOLINGS OVER THE WIDE FREQUENCY BAND

A.D. Korobova, associate professor, Voronezh State University, tel.: (4732) 52-79-25
E.A. Khromykh, leading research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-08-33
S.V. Mironov, magistrant, Voronezh State University, tel.: (4732) 63-11-72

In order to enhance the methods of investigating parameters EME created in radio electronic means pools for planes, MATCARD environment new virtual structures, F-TRAP, are developed. Efficiency of F-TRAP applications is shown by means of evaluating the radio electronic facilities spatial-power characteristics in the wide frequency band.

***Key words**: EME simulation, radio electronic facilities pool, frequency band, MATHCAD.*

Оценка электромагнитной обстановки (ЭМО) в группировках радиоэлектронных средств (РЭС) в общем виде является сложной статистической электродинамической задачей и может быть проведена на основе анализа электромагнитного поля с учётом характеристик РЭС и особенностей распространения на радиотрассе [1]. Такой анализ является наиболее точным, но при этом требует значительных вычислительных затрат. Для упрощения и обеспечения наглядности могут быть применены инженерные методы оценки ЭМО, описанные, например, в [2]. В настоящее время визуализацию и анализ ЭМО целесообразно проводить на основе компьютерного моделирования с использованием пакетов электродинамического моделирования. Методика проведения таких оценок предложена в [3, 4]. В ней для повышения наглядности и оперативности решения задач электромагнитной совместимости (ЭМС) и радиоподавления в группировках РЭС на плоскости разработаны новые виртуальные трёхмерные структуры – ТРАПы, реализованные на основе пакета компьютерной математики MATHCAD.

Визуализация ЭМО с помощью ТРАПов ($ЭМО_{ТР}$) осуществляется в заданном энергетически-территориальном пространстве (с координатами x, y, P). Формирование $ЭМО_{ТР}$ происходит по разработанной программе после задания координат РЭС, их базовых функций и параметров (мощности передатчиков, форм ДН используемых антенн, закона затухания сигнала на радиотрассе). Задавая пороговый уровень мощности, можно оперативно оценить границы энергопотенциальных областей для всех РЭС в группировке, что является ключевым моментом при анализе $ЭМО_{ТР}$ группировки РЭС. Если при заданных параметрах РЭС и выбранном пороговом уровне мощности их ТРАПы не пересекаются, то отсутствует влияние РЭС друг на друга. Если при заданных параметрах РЭС их ТРАПы пересекаются, то РЭС влияют друг на друга. Таким образом, изменяя параметры РЭС и выбранный пороговый уровень мощности, на модели $ЭМО_{ТР}$ можно оперативно решать как задачи ЭМС этих РЭС, так и задачи радиоподавления одной РЭС другой.

Эффективность применения ТРАПов рассмотрим на примере моделирования $ЭМО_{ТР}$, создаваемой двумя РЭС (РЭС1 и РЭС2) в УКВ диапазоне ($f_0 = 350$ МГц). ДН антенн РЭС круговые, работающие вблизи поверхности Земли (на высоте 2 м). РЭС находятся на расстоянии 3500 м друг от друга. Затухание сигналов $P(R)$ при таких условиях одинаковое для обоих РЭС.

ТРАПы (Т1, Т2) двух одинаковых передающих РЭС могут быть описаны как [3]:

T1 = CreateMesh($F1$,$G1$,$H1$,$r01$,$rk1$,0,2π, mesh),

T2 = CreateMesh($F2$,$G2$,$H2$,$r02$,$rk2$,0,2π, mesh),

где Mathcad-функция CreateMesh, строит трёхмерную поверхность (с качеством mesh) с координатами точек x~$F1$, y~$G1$, z~$H1$. Поверхность задана параметрами u – расстояние от передатчика (изменяется от минимального $r01$ до $rk1$), v – угол от 0 до 2π;

$F1(u,v) = u\sin(v)$, $G1(u,v) = u\cos(v)$ – функции, описывающие аналитически круговую ДН антенны РЭС1, являются основанием ТРАПа;

$H1(u,v) = f1(u)$ – функция, описывающая аналитически закон затухания РЭС1 (является образующей ТРАПа). Зависимость можно вводить в программу формирования ТРАПов как аналитически, так и таблично. График зависимости $P(R)$, приведённый на рис. 2а, рассчитан по формуле Введенского [5]. Для РЭС2 описание аналогичное, но только с индексами 2, и в описание антенны добавляются константы, определяющие координаты РЭС2 на поверхности Земли относительно РЭС1 (по умолчанию координаты x, y РЭС1 0,0).

На рис. 1 приведены построенные в рабочем окне программы ТРАПы РЭС1 и РЭС2 для порогового уровня –100 дБ и дистанции между РЭС1 и РЭС2 3500 м. На рис. 2 – проекции ТРАПов на плоскость y, z и плоскость x, y

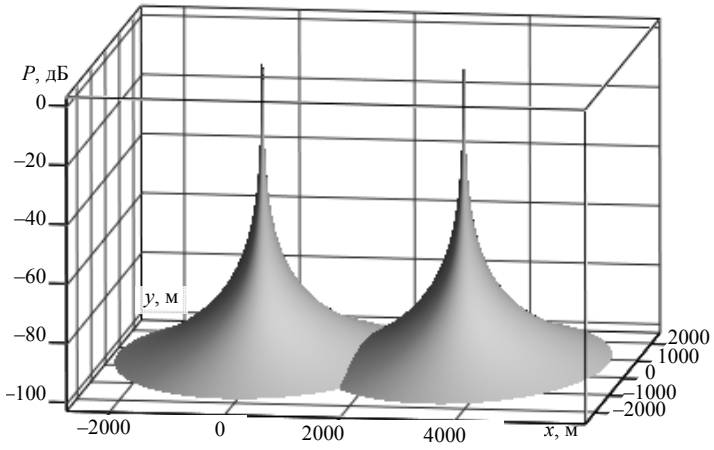
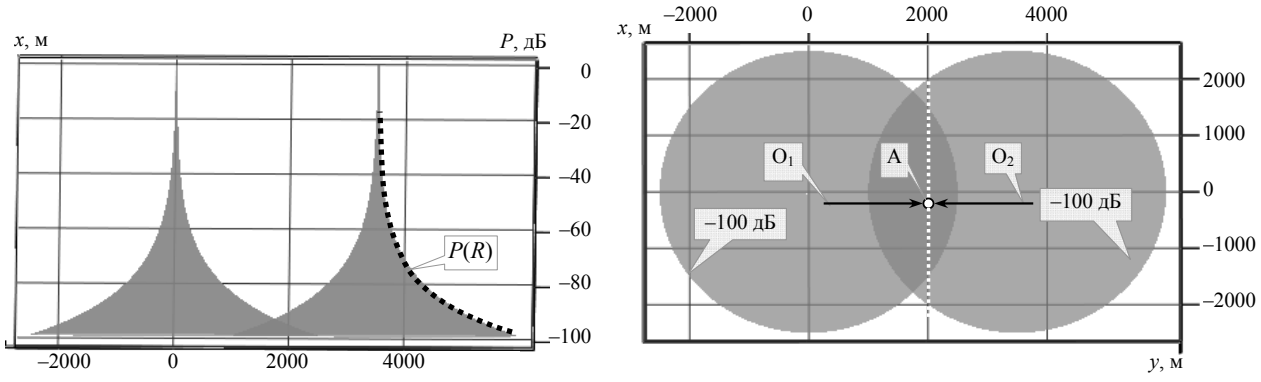


Рис. 1. Трёхмерное представление ТРАПов (Т1, Т2) по уровню –100 дБ



а) б)

Рис. 2. Представление ТРАПов в виде проекций: а) на плоскость yz, б) на плоскость xy

При пересечении ТРАПов образуется линия равных уровней (белый пунктир на рис. 1 и 2б). В каждой точке этой линии (спроецированной на плоскость *xy*) мощности от обоих РЭС равны между собой. Она может быть прямой, как в данном случае – при равенстве параметров РЭС и круговых ДН антенн, и произвольной формы – в других случаях.

По рис. 2б просто определить границы энергозон на поверхности Земли по уровню –100 дБ. Представляя ТРАПы в виде контурных графиков, легко определить границы энергозон на поверхности Земли для других уровней (рис. 3).

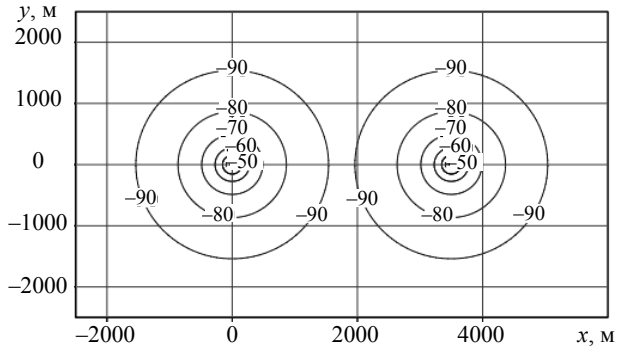


Рис. 3. Представление ТРАПов в виде контурных графиков

Из приведённого примера видно, что с помощью ТРАПов можно легко определить параметры ЭМО при изменении параметров РЭС, а именно: границы энергозон каждой РЭС, форму линии равного уровня мощности (при пересечении ТРАПов) и значение мощности сигналов разных РЭС в любой точке полигона (места дислокации РЭС). Методика привязки результатов моделирования к электронным картам местности приведена в [2]. Несмотря на эффективность оценок параметров ЭМО с помощью ТРАПов, следует отметить, что моделирование осуществляется в узкой полосе частот.

Если возникает необходимость исследовать ЭМО в широкой полосе частот, то можно разбить этот диапазон на более узкие (где можно пренебречь зависимостью параметров РЭС, а следовательно, и их ТРАПов от частоты) и осуществить моделирование для каждого поддиапазона отдельно. Этот метод является общим для всех задач, решаемых на модели, однако при этом увеличивается объём задачи, что является функциональным ограничением данного метода.

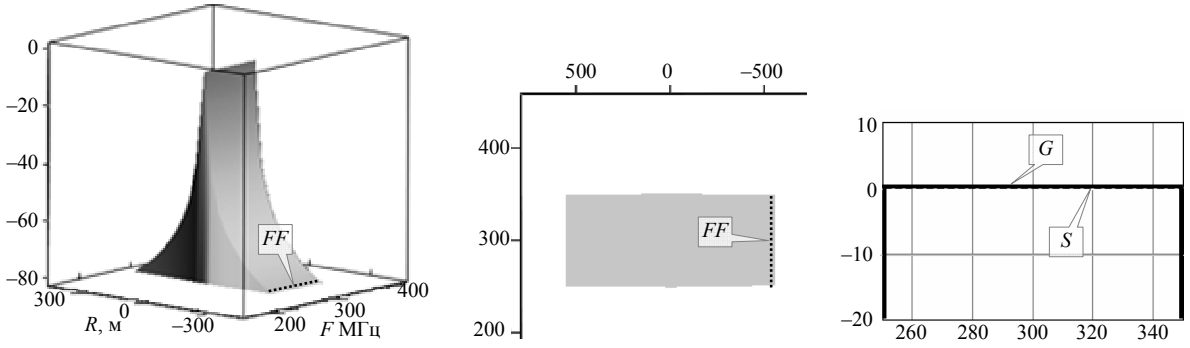
Цель работы – расширение функциональных возможностей рассмотренного выше метода для определённого круга задач. К ним могут быть отнесены задачи, связанные с исследованием зависимости мощности поля, создаваемого РЭС$_i$ в заданной точке полигона в широкой полосе частот, с помощью *F*-ТРАПов.

F-ТРАП – новый виртуальный трёхмерный объект, описывающий мощность передатчика в точке приёма в зависимости от расстояния до неё и частоты. Мощность сигнала в точке приёма $P_i(r, f)$ определяется мощностью передатчика, законом затухания сигнала (потерями на распространение) и базовыми функциями, описывающими *i*-е РЭС, а именно: $S_i(f)$ – спектральной мощностью выходного усилителя РЭС и $G_i(f)$ – частотной зависимостью коэффициента усиления антенны.

F-ТРАП строится в пространстве с координатами *r*, *f*, *P*, где *r* – расстояние от передатчика до точки приёма, *f* – рабочая частота, *P* – мощность излучателя. Примеры *F*-ТРАПов для разных базовых функций приведены на рис. 4, 5. Сечение *F*-ТРАПа по любому пороговому уровню мощности определяет на основании линию *FF* (прямую или сложную), отображающую расстояние до точки приёма (с заданным пороговым уровнем) в зависимости от частоты.

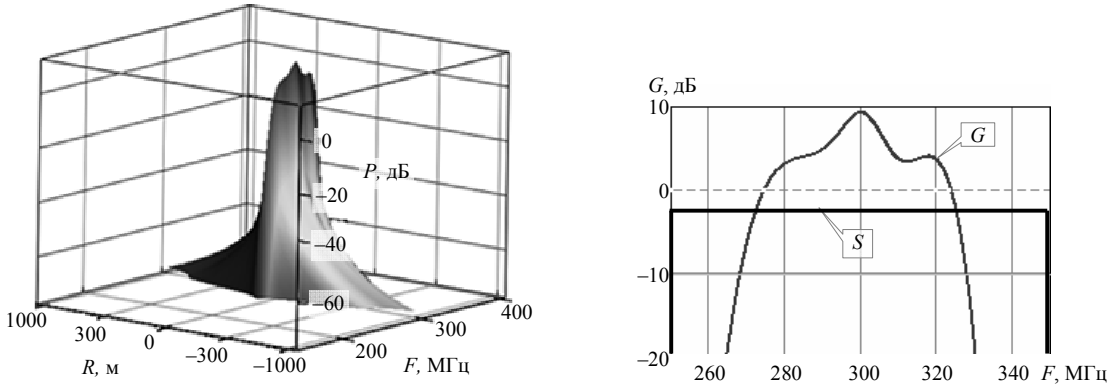
В идеализированном *F*-ТРАПе базовые функции не зависят от частоты во всём диапазоне рабочих частот. Пример таких базовых функций приведён на рис. 4в, где $S = 0$ дБ и $G = 0$ дБ в диапазоне рабочих частот от 250 до 350 МГц. Пример сформированного программой по этим базовым функциям трёхмерного *F*-ТРАПа приведён на рис. 4а (на рис. 4б он же, но вид сверху). Предполагается, что в заданном частотном диапазоне закон затухания сигнала не зависит от частоты. Поэтому форма линии пересечения *F*-ТРАПа с основанием – прямая (пунктирная прямая *FF* на рис. 4а, б отображает изменение расстояния до точки приёма, удалённой на 500 м от передатчика с пороговым уровнем мощности –80 дБ во всём частотном диапазоне).

Форма линии пересечения любого *F*-ТРАПа с основанием хорошо видна сверху (при наличии цветового контраста между *F*-ТРАПом и основанием).



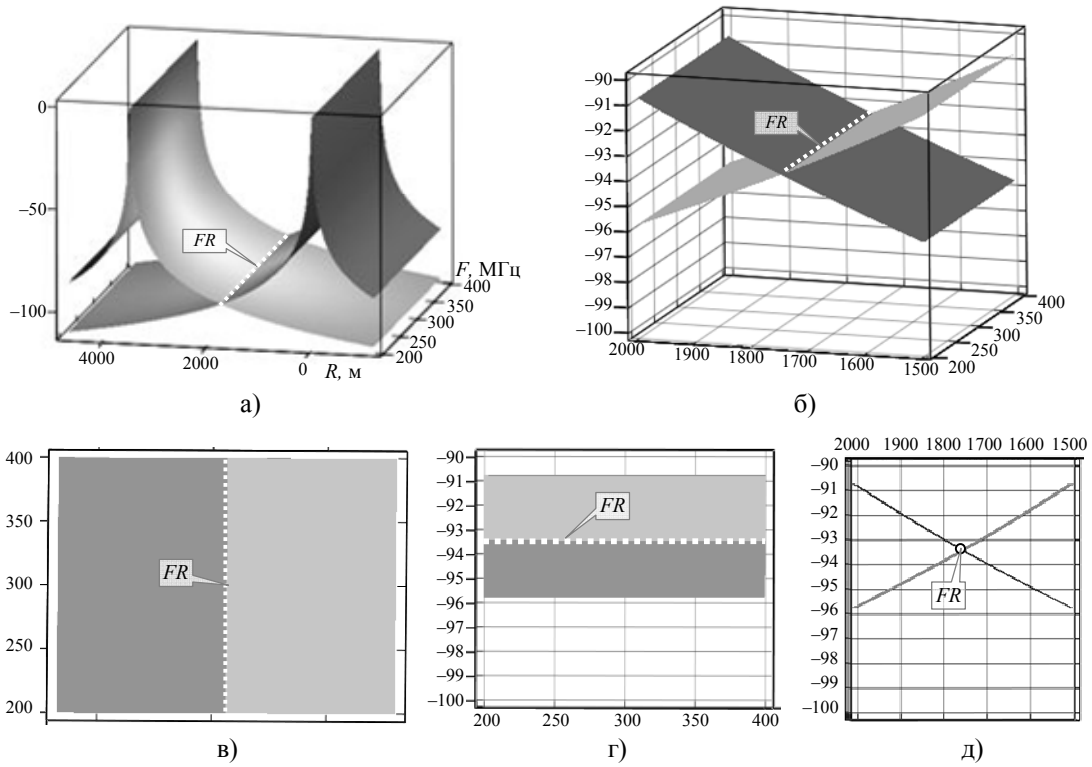
а) б) в)

Рис. 4. Идеализированный *F*-ТРАП: а) трёхмерный вид, б) вид сверху, в) базовые функции: коэффициент усиления антенны *G*(*f*) и П-образная *S*(*f*)



а) б)

Рис. 5. Реальный F-ТРАП: а) трёхмерный вид, б) базовые функции: коэффициент усиления антенны *G*(*f*) и П-образная *S*(*f*)



а) б) в) г) д)

Рис. 6. Пересечение *F*-ТРАПов РЭС1 и РЭС2 при пороговом уровне –110 дБ: а) трёхмерный вид, б) фрагмент *F*-ТРАПов, в) вид сверху на плоскости *rf*, г) вид сбоку на плоскости *Pf*, д) вид сбоку на плоскости *Pr*

Программа формирования *F*-ТРАПов имеет свою библиотеку базовых функций, что позволяет легко изменять форму *F*-ТРАПа. В примере на рис. 5б одна базовая функция описывает реальную частотную зависимость коэффициента усиления антенны Удо-Яги, а вторая – П-образную S(f). Реальный трёхмерный *F*-ТРАП РЭС, сформированный программой по этим базовым функциям, приведён на рис. 5а.

Размеры основания *F*-ТРАПа по осям *x*, *y* определяются соответственно максимальной дистанцией до точки приёма и диапазоном рабочих частот. Если по условию задачи одновременно исследуются несколько РЭС, то учитываются также дистанции между ними. Например, зависимость мощности от частоты по линии $O_1 - O_2$ на рис. 2б для двух одинаковых по параметрам РЭС может быть представлена в виде их *F*-ТРАПов, изображенных на рис. 6. Базовыми функциями их являются константы ($S1 = S2 = G1 = G2 = 0$ дБ во всём диапазоне рабочих частот от 200 до 400 МГц).

При пересечении *F*-ТРАПов (при установке соответствующего порогового уровня) образуется линия *FR*, характеризующая положение равносигнальной точки приёма на отрезке между двумя РЭС для всех частот диапазона. При одинаковых параметрах РЭС равносигнальная точка *A* располагается на прямой линии *FR*, то есть для любой частоты точка *A* находится посередине дистанции (на расстоянии1750 м) между обоими РЭС (рис. 6а).

При детальном исследовании равносигнальной линии *FR* необходимо выделить и увеличить требуемую область (рис. 6б) и спроецировать линию *FR* на плоскости *rf* (рис. 6в), *Pf* (рис. 6г) и *Pr* (рис. 6д). В результате анализа легко установить, например, что равносигнальная линия в координатах *Pf* является прямой и проходит по уровню –93,5 дБ.

При использовании функциональной окраски четко различаются области влияния РЭС (на рис. 6в область влияния РЭС1 выделена более светлая и занимает правую половину основания, область влияния РЭС2 – слева).

Следует отметить, что при одинаковых частотных зависимостях параметров РЭС проекция их *F*-ТРАПов на основание даст проекцию их равносигнальной линии также в виде прямой линии, несмотря на то, что в трёхмерном виде она не прямая (см. рис. 9в, г).

Если *S*1, *S*2 РЭС имеют разную центральную частоту, то их *F*-ТРАПы сдвинуты друг относительно друга, что хорошо видно на рис. 7. Из анализа рис. 7в следует, что в диапазонах 200–250 и 350–400 МГц равносигнальная точка находится на горизонталях, а в диапазоне 250–350 МГц она расположена на вертикальном отрезке на середине дистанции между РЭС.

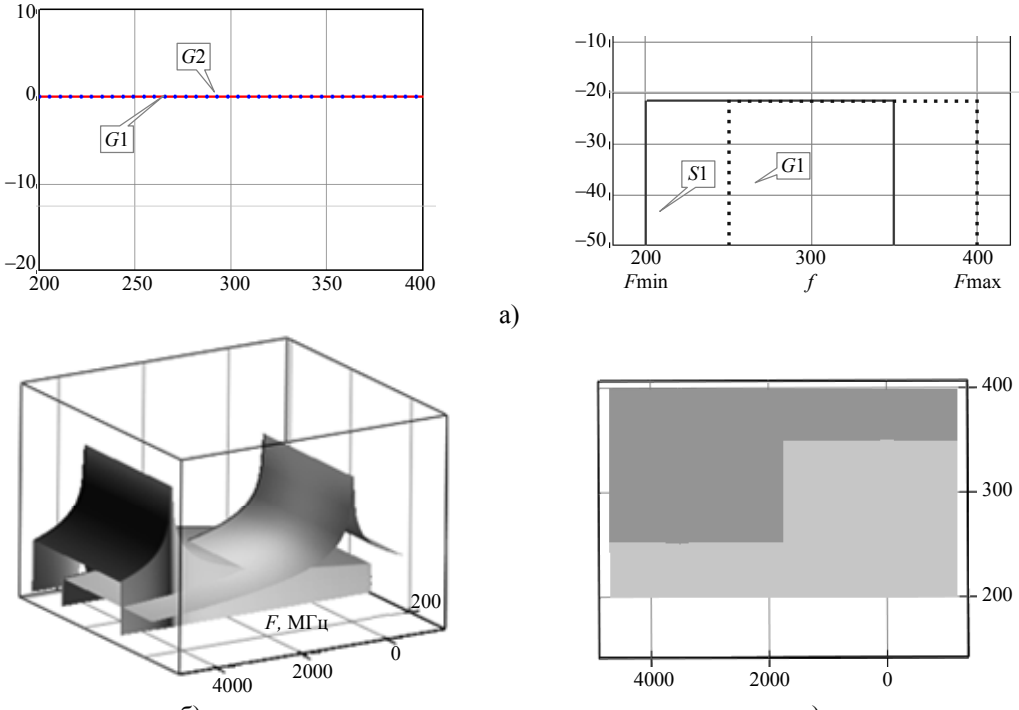


Рис. 7. Пересечение *F*-ТРАПов РЭС1 и РЭС2 со смещёнными *S*1, *S*2: а) базовые функции двух РЭС, б) трёхмерный вид, в) вид сверху

Наиболее эффективно применение *F*-ТРАПов при анализе положения равносигнальной точки, находящейся между двумя РЭС со сложными зависимостями $S_i(f)$ и коэффициентов усиления антенн $G_i(f)$ от частоты (f). Примеры таких зависимостей приведены на рис. 8 –10.

На рис. 8 приведены *F*-ТРАПы двух РЭС на дистанции 3500м с идеализированными зависимостями $G(f)$. $S1$ РЭС1 имеет П-образный вид, а РЭС2 – вид гауссовской кривой. Радиотрассы обоих РЭС до точки приёма (закон затухания сигнала) одинаковый, поэтому формы образующих ($P(f)$) F-ТРАПов одинаковые (зависимость $P(f)$ на рис. 8б выделена штриховой линией). Равносигнальная линия *FR* выделена на рис. 8в белым пунктиром. В любой точке этой линии мощности обоих РЭС одинаковы, а координаты точки определяют расстояние до неё и частоту. Например, на расстоянии 2000 м от РЭС1 мощности РЭС1 и РЭС2 будут равны на частотах 255 и 345 МГц.

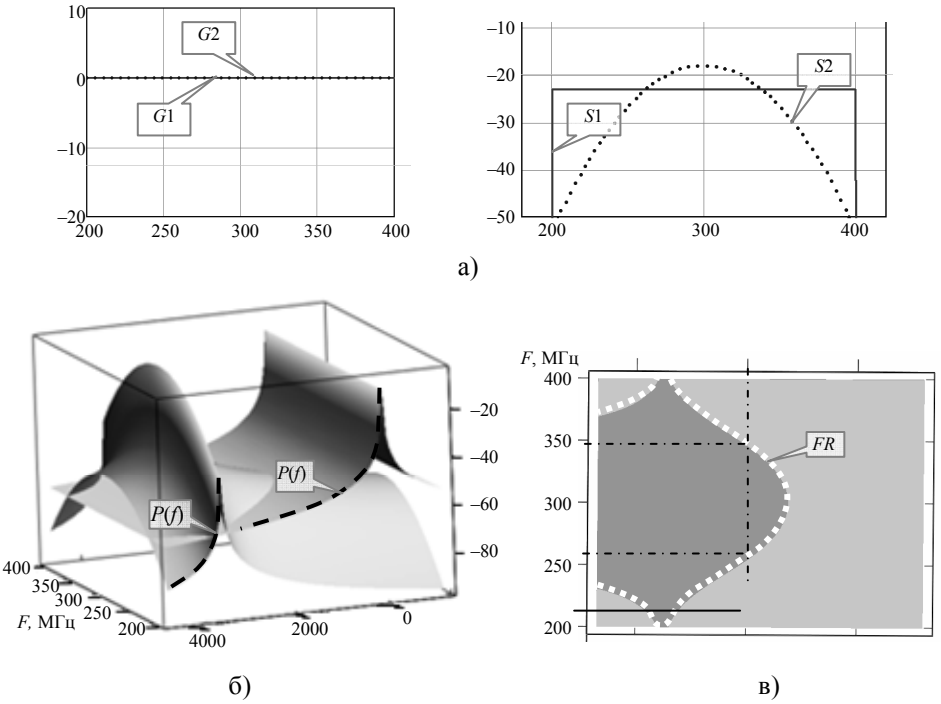


Рис. 8. Пересечение *F*-ТРАПов РЭС1 и РЭС2 с разными $S1$, $S2$:
а) базовые функции двух РЭС ($G1$, $G2$, $S1$, $S2$), б) трёхмерный вид, в) вид сверху

На рис. 9б изображены пересекающиеся *F*-ТРАПы с базовыми функциями, приведенными на рис. 9а. $G1$, $G2$ не зависят от частоты, а $S(f)$ описываются гауссовскими кривыми со сдвигом по несущей частоте. Проекции пересекающихся *F*-ТРАПов приведены на рис. 9в, г, где линия равных уровней обозначена белым пунктиром. Как следует из рис. 9в, проекция линии *FR* на плоскость *rf* – прямая, проведённая под углом к осям. На рис. 9г дана проекция той же линии, но на плоскость *rP*. Как видно, она имеет сложную форму и определяет относительное значение мощности в каждой точке равносигнальной линии *FR*.

На рис. 10 приведён пример, в котором все базовые функции РЭС имеют сложную зависимость от частоты. Такие зависимости могут быть получены в результате лабораторных или натурных измерений конкретных РЭС. Особенностью данного примера является тот факт, что полоса рабочих частот антенны РЭС1 ($G1$) значительно уже $S1$ его выходного усилителя. Поэтому при формировании *F*-ТРАПа РЭС1 происходит его ограничение по полосе рабочих частот и частичная компенсация провала $S1$ на частоте 300 МГц. Равносигнальная линия *FR* формируется с учётом сложной формы *F*-ТРАПа РЭС2. На рис. 10в линия *FR* проходит по границе между областями влияния РЭС. На расстоянии ~1000 м от РЭС1 хорошо видны флуктуации как дистанции, так и мощности равносигнальной точки.

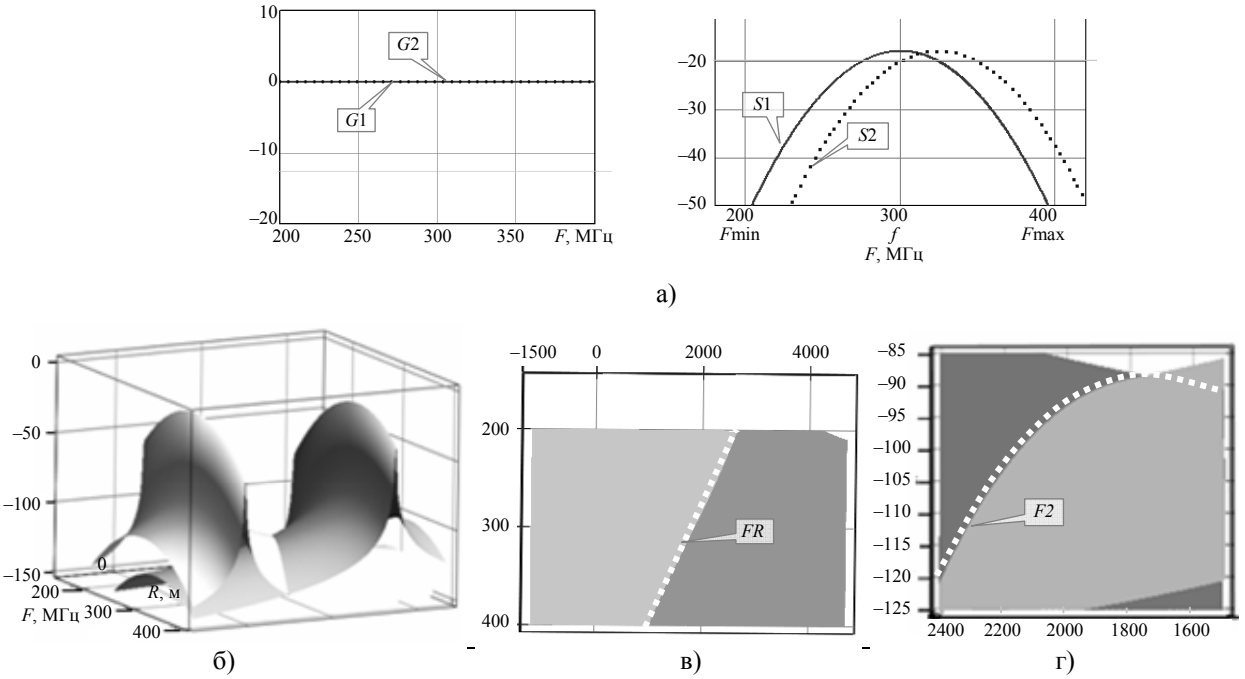


Рис. 9. Пересечение *F*-ТРАПов РЭС1 и РЭС2 с *S*(*f*), сдвинутыми по несущей частоте:
а) базовые функции двух РЭС (*G*1, *G*1, *S*1, *S*2), б) трёхмерный вид, в) вид сверху, г) вид сбоку

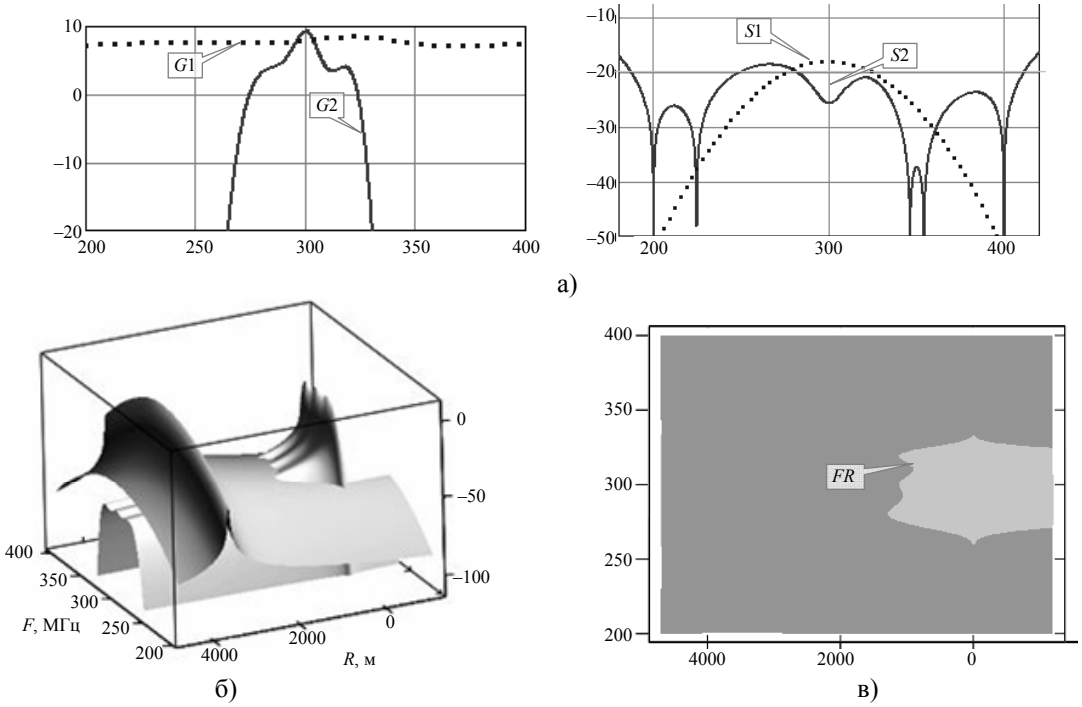


Рис. 10. Пересечение *F*-ТРАПов РЭС1 и РЭС2 с реальными базовыми функциями:
а) базовые функции, б) трёхмерный вид, в) вид сверху

В реальном РЭС спектральная мощность сигнала на выходе антенны определяется зависимостью $S_G(f)$. Она учитывает $S(f)$ на выходе усилителя мощности передатчика, потери на рассогласование в АФУ и частотную характеристику самой антенны. Поэтому при формировании *F*-ТРАПа реальной РЭС достаточно использования одной такой характеристики $S_G(f)$ в качестве базовой функции.

Таким образом, для моделирования ЭМО группировок РЭС с помощью *F*-ТРАПов необходимо иметь три группы характеристик: технические характеристики РЭС (вид и параметры используемых антенно-фидерных устройств, включая частотные характеристики), характеристики передаваемых сигналов (мощности и спектральные характеристики), характеристики распространения на радиотрассе и параметры расположения РЭС.

Для определения характеристик антенно-фидерного тракта в диапазоне частот применены программы электродинамического моделирования [6, 7].

Программа расчета *F*-ТРАПов реализована в системе MathCAD. Программа состоит из следующих блоков:

– блок задания и программной обработки характеристик антенно-фидерного тракта. Блок предусматривает передачу из программ моделирования или файлов данных коэффициентов передачи антенн и параметров рассогласования антенно-фидерного тракта, обработку и построение этих характеристик;

– блок задания и программной обработки характеристик используемых сигналов. Блок предусматривает задание спектральных характеристик генерируемых сигналов, программную обработку и построение этих характеристик;

– блок задания и программной обработки характеристик радиотрассы и характеристик расположения антенн. Блок предусматривает задание закона распространения на трассе в аналитической или табличной форме и необходимых для расчета затухания параметров РЭС и построение вида закона затухания;

– блок расчета и построения *F*-ТРАПов.

Программа состоит из вызывающей программы и вспомогательных программ, соответствующих описанным блокам, обращающихся к файлам данных с результатами электродинамического моделирования и заданными сведениями о характеристиках РЭС и радиотрассы.

Заключение

– Для расширения методов исследований параметров ЭМО, создаваемой группировкой РЭС на плоскости, разработаны новые виртуальные структуры – *F*-ТРАПы.

– Разработана методика оценки равносигнальных уровней мощности от двух РЭС в широкой полосе частот, позволяющая определить границы зон влияния РЭС по плоскостям с координатами: «расстояние – частота», «мощность – расстояние» и «мощность – частота».

– Применение *F*-ТРАПов повышает наглядность и оперативность оценки пространственно-энергетических характеристик ЭМО в широкой полосе частот при изменении параметров РЭС.

Литература

1. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / под ред. Феоктистова Ю.А. – М. : Радио и связь, 1988.

2. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Ч. 1 / под ред. Сапгира А.И. – М. : Сов.радио, 1977.

3. *Коробова А.Д.* Компьютерное моделирование энергопотенциальных радиозон / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС, 2006. – Вып. 1. – С. 16–21.

4. Компьютерное моделирование ЭМО в задачах радиоподавления и ЭМС / А.Д. Коробова [и др.] // ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. –168 с.

5. *Петров Б.М.* Электродинамика и распространение радиоволн / Б.М. Петров. – М. : Горячая линия – Телеком, 2003. – 558 с.

6. *Гончаренко И.В.* Антенны КВ и УКВ. Компьютерное моделирование MMANA. – Ч. 1 / И.В. Гончаренко. – М. : ИП Радиософт, Журнал «Радио», 2004. – 128 с.

7. *Банков С.Е.* Анализ и оптимизация трёхмерных СВЧ-структур с помощью HFSS / С.Е. Банков, А.А. Курушин, В.Д. Разевиг. – М. : Солон-Пресс, 2005. – 215 с.

Статья поступила в редакцию 25 января 2010 г.

УДК 621.396

ВОЗМОЖНОСТИ УПРОЩЕНИЯ СХЕМЫ РЕГУЛИРОВКИ МОЩНОСТИ В СОТОВЫХ СЕТЯХ CDMA

С.С. Гремяченский, с.н.с., тел.: (4732) 78-23-72
В.В. Солопов, зам. нач. НТО, тел.: (4732) 35-61-89
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрены различные схемы регулировки мощности в сетях сотовой связи CDMA. Для оценки возможностей упрощения схем разработан единый методологический подход к отбору схемы неадаптивной регулировки мощности в нисходящей линии. На примере систем третьего поколения UMTS и IMT-MC-450 установлен наиболее рациональный вид регулировки мощности, который и рекомендуется для использования.

Ключевые слова: *мобильная связь, адаптивная регулировка мощности, CDMA, UMTS, IMT-MC-450 нисходящая линия, спектральная эффективность.*

WAYS TO SIMPLIFY POWER CONTROL SCHEME IN CDMA CELLULAR NETWORKS

S.S. Gremyachensky, senior research engineer, tel.: (4732) 78-23-72
V.V. Solopov, deputy head of Scientific and Technical Department, tel.: (4732) 35-61-89
JSC «Sozvezdie» Concern»

Various ways to regulate power in cellular CDMA communication networks are discussed. To evaluate the simplification possibilities, a common methodological approach to non-adaptive downlink power-regulation scheme selection has been worked out. Taking as an example 3-G UMTS и IMT-MC-450 systems the most efficient regulation type has been determined to be recommended for being applied.

Key words: *mobile communication, adaptive power control, CDMA, UMTS, IMT-MC-450 downlink, spectral efficiency.*

Введение

В условиях кризиса и продолжающегося роста трафика в сетях мобильной связи усилия участников телекоммуникационного рынка направляются на поиск любых возможностей снижения стоимости оборудования сетей. Повышенное внимание уделяется архитектуре вновь вводимых и эксплуатируемых сетей в поисках путей возможной ее рационализации и соответствующего удешевления. Заслуживают критического рассмотрения и разработанные в докризисный период различные элементы схем управления сетями и их техническое обеспечение, зачастую излишне усложненные по надуманным причинам, но обладающие реально высокой себестоимостью. В этом ряду, по нашему мнению, находится регулировка мощности передатчиков базовых станций – одна из самых сложных и дорогих процедур, реализуемых в наиболее перспективных на сегодня сетях – сетях CDMA. Мы критически рассмотрели ее организацию и структуру в современных сетях CDMA, приведенную, например, в [1–3], и пришли к заключению, что ожидаемое от нее некоторое повышение эффективности по сравнению с более простыми и дешевыми схемами не окупает ее стоимость и сложность эксплуатации. К тому же эта схема страдает неточностью в работе [1, 2].

Для сравнительной оценки эффективности различных схем регулировки мощности (РМ), решающих одинаковые задачи, нам потребовалось разработать метод их систематизации и сравнительно простую аналитическую методику [4]. Последняя вполне доступна провайдерам и операторам сетей и позволяет им оперативно регулировать организацию своих сетей, а следовательно, и расходы. Освещению этого вопроса и посвящена настоящая статья.

Известно, что положенная в основу архитектуры сетей третьего поколения (3G) технология доступа CDMA [1], обладая потенциально значительно более высокой производительностью, чем ее предшественницы FDMA и TDMA, серьезно страдает от «врожденного заболевания» – внутрисетевых соканальных помех. Их наличие обусловлено работой как всех базовых (БС), так и всех мобильных (МС) станций сети на одной рабочей частоте и способно серьезно увеличить число битовых ошибок в принимаемой информации, ухудшая таким образом качество обслу-

живания абонентов, вплоть до прерывания сеанса связи. Потенциально высокая емкость сетей оказывается недостижимой без принятия ряда серьезных организационно-технических мер, направляемых на поддержание соотношения мощностей сигналов и помех в приемниках на необходимом уровне. Среди этих мер главное место занимает целенаправленная регулировка мощности излучения передатчиков МС и БС, которая применяется во всех системах CDMA [1, 2]. Если РМ МС, т.е. РМ в восходящей линии (ВЛ), осуществляется по командам БС, то для РМ БС, т.е. РМ в нисходящей линии (НЛ), в системах 3G введен так называемый «адаптивный» способ ее организации [1], характеризуемый установлением обратной связи с МС. Данный способ призван противостоять весьма значительным флуктуациям мощности сигналов на входе приемника МС-флуктуациям, обусловленным реальными затенениями на трассе распространения радиоволн [1–3]. Реализуется он посредством адаптивного установления в передатчике БС такой мощности излучения, которая для каждой МС будет минимально необходимой для обеспечения требуемого качества обслуживания пользователей сети. Однако серьезного анализа реально обеспечиваемого этим способом преимущества перед другими схемами РМ произведено не было, а для его практической реализации потребовалось внедрение серьезного и недешевого технического и алгоритмического обеспечения. Последнее, конечно, ложится тяжелым бременем на плечи операторов, а вслед за ними и пользователей, уменьшая естественным образом прирост абонентской базы, а вслед за этим – рентабельность сетей. В то же время известен гораздо более простой и дешевый способ РМ в НЛ, когда РМ осуществляется без установления обратной связи с МС, а только на основе информации о ее удалении от БС, получение которой реализуется в любой технологии CDMA [1, 2]. В статье [4] на основе специально разработанной методики проведен достаточно полный критический анализ известных и возможных видов такой неадаптивной РМ с отбором наиболее эффективных из них. Остается проверить возможность их практической реализации в современных и перспективных сетях, чему и посвящена настоящая работа.

В первой части работы приводится обзор основных методических соотношений, необходимых для оценки критического показателя эффективности любого вида РМ в НЛ, – значения мощности передатчика БС, требуемого для качественного функционирования НЛ. Эта методика позволяет выработать требования к необходимому техническому обеспечению сети при отказе от адаптивной схемы РМ в НЛ, упрощающем практическую реализацию РМ, что и продемонстрировано во второй части статьи на примере систем UMTS и IMT-MC-450.

Методика оценки эффективности различных видов регулировки мощности в нисходящей линии сетей CDMA

Все приводимые ниже методические соотношения почерпнуты из статьи [4]. Отметим, что данная методика применена в отношении канала голосового трафика, как наиболее загруженного в современных сетях логического канала НЛ [1]. Оценке подлежит требование к мощности передатчика БС как к главному фактору, ограничивающему емкость НЛ при том или ином виде РМ.

Как известно [1–3], для обеспечения сетью любой системы связи гарантируемого качества доставляемой абоненту информации значение отношения энергии сигнального бита к спектральной плотности мощности помехи, т.е. ОСП *на выходе коррелятора* (т.е. на входе решающего устройства) приемника МС, должно быть не ниже определенного порогового уровня, который мы обозначим как Q_N, где N – индекс (условный номер) конкретной системы. Следует указать, что основное отличие систем с CDMA от обычных импульсных систем заключается в том, что в них требование к *входному* ОСП снижается в B_N раз:

$$B_N = W_N / R_{b,N}. \qquad (1)$$

Здесь B_N – так называемая «база» сигнала с расширенным спектром, т.е. выигрыш при обработке, W_N – скорость следования чипов (элементов) сигнала, $R_{b,N}$ – скорость передачи сигнальных бит.

Созданию и поддержанию значения Q_N в приемниках МС на требуемом уровне должен способствовать комплекс сетевых мероприятий, включающий и РМ в НЛ. Для гарантированной оценки требований к параметрам БС следует рассматривать соединения с МС, находящимися в самых неблагоприятных энергетических условиях, а именно в вершинах сот, удаленных от БС на расстояние, равное радиусу соты R. Эти МС максимально удалены от передатчика обслуживающей БС (ОБС) и максимально приближены к передатчикам соседних, мешающих БС (МБС). Мощность передачи БС в соединениях с этими

МС, обозначаемая в дальнейшем как $p_{N,n}$ (R), максимальна. Обозначим ОСП, достигаемое в этих МС, как $q_{N,n}(R)$, где n – номер (условный) вида РМ. Как было сказано, для обеспечения гарантируемого абонентам качества обслуживания значение ОСП должно быть не ниже заранее установленного порогового уровня, обозначаемого здесь как Q_N. Таким образом, в приемнике МС системы N при РМ в НЛ вида n за счет реализации рационального сочетания значений системных параметров должно выполняться соотношение [1–4]

$$q_{N,n}(R)=\frac{B_N p_{N,n}(R)/L_N(R)}{I(R)\nu M_{\text{НЛ},N}\bar{k}_{N,n}p_{N,n}(R)/L_N(R)+P_{0,N}}=$$

$$=\frac{B_N p_{N,n}(R)/L_N(R)}{1{,}62M_{\text{ВЛ},N}\bar{k}_{N,n}p_{N,n}(R)/L_N(R)+P_{0,N}}\ge Q_N. \quad (2)$$

Поясним обозначения и происхождение входящих в (2) параметров.

1) $I(R)$ – пронормированное значение помех, так называемый «помеховый фактор», НЛ в вершине соты, общий для всех сетей с шестиугольными сотами и равный 2,8 при факторе ортогональности сигналов, равном 0,5 [2, 4].

2) ν – фактор задействования НЛ (в основном на протяжении голосовой активности абонентов), равный 0,58 [1].

3) $M_{\text{НЛ},N}$ и $M_{\text{ВЛ},N}$ – это емкость (число каналов, или максимально допустимое число одновременно обслуживаемых МС) соответственно НЛ и ВЛ соты, подверженная влиянию соответствующей РМ. Считается, что $M_{\text{ВЛ},N}$ меньше $M_{\text{НЛ},N}$ [1, 4], и для соблюдения трафикового равновесия в числе обслуживаемых пользователей в обоих направлениях емкость НЛ снижают до емкости ВЛ, которая равна [5]

$$M_{\text{ВЛ},N}=\left[B_N/(1{,}04Q_N)\right]. \quad (3)$$

Здесь множитель 1,04 представляет собой произведение помехового фактора ВЛ, равного 1,55 [5], и фактора задействования ВЛ, равного 0,67 [1].

4) $\bar{k}_{N,n}$ – так называемый «фактор РМ». Он представляет собой среднее по площади соты значение регулировочного множителя $k_{N,n}$ и описывает достигаемое (в системе N) за счет РМ (вида n) значение средней мощности передачи БС в одном канале $\bar{k}_{N,n}\,p_{N,n}(R)$. К наиболее простым видам РМ – а именно их мы и рассматриваем – относятся такие виды, регулировочный множитель которых является функцией только расстояния от ОБС до обслуживаемой МС [1–4]. В этом случае

$$\bar{k}_{N,n}=\int_0^{2\pi}\int_0^R k_{N,n}(r_1)\rho(r_1,\varphi_1)r_1dr_1d\varphi_1, \quad (4)$$

где $\rho(r_1,\ \varphi_1)$ – плотность распределения активных МС по площади соты, выраженная в полярных координатах с полюсом в точке расположения ОБС; r_1 – удаление рассматриваемой МС от ОБС. Обычно считается, что МС распределены равномерно [1–3], т.е. с плотностью, равной $1/\pi R^2$, и, следовательно:

$$\bar{k}_{N,n}=\frac{2}{R^2}\int_0^R k_{N,n}(r_1)r_1dr_1. \quad (5)$$

5) $P_{N,n}(R)$ – мощность излучения ОБС в соединении с МС, удаленной на расстояние R. Представляет собой частный случай (при $r_1=R$, т.е. максимальное значение) излучаемой мощности $p_{N,n}(r_1)$, изменяемой в соответствии с регулировочным множителем $k_{N,n}(r_1)(k_{N,n}(r_1)\le 1;\ k_{N,n}(R)=1)$:

$$P_{N,n}(r_1)=P_{N,n}(R)k_{N,n}(r_1). \quad (6)$$

6) $P_{0,N}$ – это мощность собственных шумов приемника МС системы N, определяемая по стандартной формуле [1–3]

$$P_{0,N}=kTW_NF_N, \quad (7)$$

где k – постоянная Больцмана ($1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К); T – абсолютная температура приемника, К (обычно принимается равной 290 К); F_N – коэффициент шума приемника МС системы N.

7) *$L_N(R)$ – это полный (сквозной) коэффициент передачи (КП) НЛ при распространении радиосигналов на расстояние R, охватывающий всю трассу – от выхода усилителя передатчика до входа приемника (см., например, [3]):*

$$L_N(R)=L_{l,N}(R)(L_tL_r/G_tG_r)_N, \quad (8)$$

где $L_{l,N}(R)$ – чисто эфирные потери при распространении, L_t и L_r – множители потерь в трактах передатчика и приемника, G_t и G_r – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно. Эфирные потери $L_{l,N}(R)$ для городской зоны выражаются в виде [3]

$$L_{l,N}(R)=A_NR^{\gamma}, \quad (9)$$

описывая через коэффициент затухания A_N и показатель степени затухания $\gamma(\gamma\ge 2)$ зависимость КП от технико-эксплуатационных характеристик

сети: рабочей частоты (f_0), высот антенн БС (h_b) и МС (h_m) и условий распространения радиоволн по конкретной территории. В соответствии с общеупотребительной моделью Окамуры–Хато [3] параметры A и γ выражаются как

$$A = 10^7 \, f_0^{2,62} \big/ h_b^{1,38}, \qquad (10а)$$

$$\gamma = 4{,}49 - 0{,}66 \cdot \lg(h_b). \qquad (10б)$$

Отметим, что здесь и ниже значения всех расстояний считаются пронормированными к 1 км, а высот антенн – к 1 м. Значение коэффициента 10^7 в приведенном выражении для A соответствует значению высоты антенны МС, равному 1,5 м. Общий случай освещается в [3].

Из краеугольного условия (2) вытекает требование к минимально допустимой максимальной по дальности мощности передачи БС в одном (каждом) соединении $p_{N,n}(R)$:

$$p_{N,n}(R) = \frac{P_{0,N} L_N(R)}{B_N / Q_N - 1{,}62 M_{\text{ВЛ},N} \overline{k}_{N,n}}. \qquad (11)$$

Общее выражение интересующего нас требования к полной мощности передатчика БС по всем $M_{\text{ВЛ},N}$ соединениям канала трафика, $\overline{P}_{\Sigma,N,n}$ имеет вид

$$\overline{P}_{\Sigma,N,n} = 0{,}58 M_{\text{ВЛ},N} \overline{k}_{N,n} p_{N,n}(R), \qquad (12)$$

где 0,58 – среднее значение фактора задействования НЛ.

Итак, если в сети N-й системы CDMA мощность имеющихся в наличии передатчиков БС удовлетворяет требованию (12), рассматриваемый n-й вид РМ в НЛ можно признать пригодным для реализации (как минимум в сельской местности).

Реальные городские условия, в отличие от сельских, характеризуются наличием на пути распространения радиоволн множества препятствий как естественного, так и искусственного происхождения. В результате их воздействия эфирные потери при распространении $L_{l,N}(R)$ (см. (9)) уже не являются детерминированной функцией расстояния R, как считалось выше, а представляют собой случайную величину. Препятствия вызывают случайные от трассы к трассе замирания радиосигнала – как «быстрые», обусловленные многолучевостью, так и сравнительно «медленные», обусловленные затенениями [1, 3]. При этом определяемое формулой (7) значение $L_{l,N}(R)$ оказывается медианным, а следовательно, и КП $LN(R)$ – также медиана. Отрицательным влиянием многолучевости обычно пренебрегают, поскольку в технике CDMA предусмотрено применение суммирующих приемников типа RAKE [1–3]. Учет же флуктуаций сигнала, обусловленных затенениями, совершенно необходим при выработке требований к мощности передатчиков БС городских сетей [1–3]. Поскольку для городских сетей требование (12) является медианным, при его выполнении идеальная качественная связь будет гарантироваться в среднем только половине пользователей, а пользователям, находящимся в движении, – только в течение половины продолжительности сеанса связи. Для выхода из такого положения требуется принятие специальных мер, и адаптивная РМ в НЛ с петлей обратной связи – основная из них [1]. Наше же предложение заключается в том, чтобы отказаться от такой РМ ввиду ее сложности и дороговизны и добиться нужного эффекта за счет повышения мощности передатчиков БС при реализации в них несложных, но удовлетворяющих критериям приемлемости [4] видов РМ, реагирующих только на удаление МС.

Такое повышение, однако, чревато тем очевидным недостатком, что, коль скоро к нему прибегнут все БС сети, возрастет и общий уровень соканальных помех, и результат может оказаться ничтожным. Именно это обстоятельство побудило разработчиков сетей CDMA искать выход в адаптивной РМ, несмотря на ее сложность и дороговизну [1, 2]. Тем более что в докризисные времена дороговизна практически не препятствовала бурному развитию сетей CDMA с их новыми возможностями как в традиционных, так и в новых географических областях и регионах. Теперь же приходится искать любой шанс удешевить систему. И здесь на помощь приходит проведенное нами уточнение методики расчетов. Дело в том, что лежащее в основе всех показателей качества функционирования сети отношение сигнал-помеха зависит не только от мощностей сигналов ОБС и МБС, но и от уровня собственных шумов приемников МС (см. (2)). Более того, именно относительно этого уровня отсчитываются требуемые значения мощности передатчика БС, как показывают формулы (11) и (12), в то время как этот уровень остается неизменным. Это обстоятельство и послужило отправной точкой нашего анализа, проведенного с целью оценить, насколько реально отказаться от адаптивной РМ в НЛ. Была разработана соответствующая методика оценки повышенных требо-

ваний к передатчикам БС [6], и ниже приводятся основные ее положения.

В общем случае надежность связи определяется как вероятность ее сохранения P_{rel} [1–3], т.е. как вероятность выполнения неравенства (2)

$$P_{rel} = \text{Вер}\left\{q_{N,n}(R) \geq Q_N\right\}, \qquad (13)$$

называемого «уравнением надежности». В случае, когда мощность передатчика устанавливается в соответствии с медианными требованиями (11) и (12), возникновение обусловленных затенениями флуктуаций входного сигнала приводит к тому, что надежность связи P_{rel} падает до 0,5. Попытаемся поднять ее до требуемого более высокого уровня (например, 0,9) посредством увеличения мощности излучения передатчика БС в каждом соединении относительно исходного ее значения, определяемого формулой (11). Очевидно, во столько же раз возрастет и требование к полной мощности передатчика БС $\overline{P}_{\Sigma,N,n}$ (см. (12)) – ключевому показателю приемлемости РМ. Обозначим коэффициент этого увеличения, зависящий, конечно, от дисперсии флуктуаций затенения σ^2, как $\Gamma(\sigma)$ и увеличенное значение полной мощности – как $\overline{P}_{\Sigma,N,n}(\sigma)$, т.е.

$$\overline{P}_{\Sigma,N,n}(\sigma) = \Gamma(\sigma)\overline{P}_{\Sigma,N,n}. \qquad (14)$$

Для нахождения $\Gamma(\sigma)$ необходимо решить уравнение надежности (13), придав вероятности сохранения связи P_{rel} требуемое значение (чаще всего 0,9), а входящее в выражение для $q(R)$ (см. (2)) значение мощности $p_{N,n}(R)$ заменить на $\Gamma(\sigma)p_{N,n}(R)$. Решение, проведенное нами, оказалось достаточно сложной математической процедурой, и результат получился довольно громоздкий [6], но, как показал анализ, его можно упростить, если флуктуации входного сигнала достаточно сильны, и представить в виде

$$P_{rel} = \Phi\left(\left(10\lg\Gamma(\sigma)\right)\big/\sigma_{\text{дБ}}\right) \triangleq \Phi(X), \qquad (15)$$

где $\sigma_{\text{дБ}}$ – стандартное отклонение распределения (обычно логнормального [1–3]) флуктуаций мощности, вызываемых затенениями, в дБ; $X = (10\lg\Gamma(\sigma))/\sigma_{\text{дБ}}$; $\Phi(X)$ – интеграл вероятности:

$$\Phi(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{X} e^{-t^2/2}dt. \qquad (16)$$

Значение X интеграла вероятности при заданном значении последнего (P_{rel}) можно найти в любом справочнике по математике (например, в [9]). Итак, в условиях флуктуаций, имеющих стандартное отклонение $\sigma_{\text{дБ}}$, коэффициент увеличения мощности должен составлять

$$\Gamma(\sigma) = 10^{X\sigma_{\text{дБ}}/10}. \qquad (17)$$

Оцененная точность приближения (17) равна 7% при $\sigma_{\text{дБ}} = 6$ дБ и растет с повышением $\sigma_{\text{дБ}}$. При этом важно, что найденное в соответствии с (17) приближенное значение $\Gamma(\sigma)$ оказывается завышенным относительно точного, так что БС с новой мощностью передатчика решит свою задачу с избыточной гарантией.

Из (15) можно видеть, в частности, что, если повышение мощности относительно медианы отсутствует, т.е. $\Gamma(\sigma) = 1$, а флуктуации имеют место, т.е. $\sigma_{\text{дБ}} > 0$, то, как и следовало ожидать, $P_{rel} = \Phi(0) = 0{,}5$. Для повышения вероятности сохранения качественной связи, например, до $P_{rel} = 0{,}9$ (типовое значение гарантируемой надежности [1–3]), чему соответствует значение аргумента X, равное 1,28 [9], требуется, чтобы $\Gamma(\sigma) = 10^{1{,}28\sigma_{\text{дБ}}/10}$. Это означает, что при $\sigma_{\text{дБ}} = 8$ дБ (типовое значение $\sigma_{\text{дБ}}$ для городских сетей [1, 3]) для качественной связи в условиях затенений мощность передатчиков БС должна быть увеличена по сравнению со случаем их отсутствия в 10,6 раз, т.к.

$$\Gamma(8\text{ дБ}) = 10^{1{,}28\cdot 8/10} = 10{,}6. \qquad (18)$$

Если же, к примеру, потребуется обеспечить $P_{rel} = 0{,}95$ (т.е. X = 1,65 [9]), то при $\sigma_{\text{дБ}} = 8$ дБ мощность должна быть увеличена в 21 раз, т.к. теперь $\Gamma(8\text{ дБ}) = 10^{1{,}65\cdot 8/10} = 21$.

Оценка эффективности неадаптивных видов РМ в НЛ

Пользуясь развитой методикой, произведем ревизию наиболее эффективных предложений по видам неадаптивной РМ в НЛ [2, 4], соотносясь с условиями затенений. Будем оценивать их характеристики применительно к системам третьего поколения UMTS и IMT-MC-450, которым присвоим условные номера $N = 1$ и $N = 2$ соответственно.

Прежде всего, приведем значения системных параметров, не зависящих от вида РМ, а именно: порогового ОСП Q_N, базы сигнала B_N и емкости ВЛ $M_{\text{ВЛ},N}$.

Поскольку в обеих системах реализуется модуляция вида QPSK, требование к качеству обслуживания установлено на уровне

$Q_1 = Q_2 = 5$ дБ [1]. Что касается базы сигнала, то, учитывая следующие значения параметров: $W_1 = 3{,}84$ Мчип/с, $R_{b,1} = 12{,}2$ кбит/с [1] и $W_2 = 1{,}23$ Мчип/с, $R_{b,2} = 9{,}6$ кбит/с [7], – получаем (см. (1)): $B_1 = 314$, $B_2 = 128$. С учетом этого в соответствии с формулой (3) имеем

$$M_{\text{ВЛ},1} = 96;\ M_{\text{ВЛ},2} = 38. \qquad (19)$$

В качестве двух первых анализируемых видов РМ в НЛ, обозначаемых для удобства как $n = 2$ и $n = 3$, рассмотрим удовлетворяющие критерию приемлемости [4] виды, регулировочный множитель которых описывается показательной функцией расстояния $k_{N,n}(r_1) \sim r_1^n$, притом что вокруг ОБС создается круговая зона, по территории которой РМ не применяется [3, 4]. Последнее делается с целью исключения «мертвой» зоны вблизи ОБС, т.е. зоны, в отношении которой применение РМ уменьшает мощность принимаемого в МС сигнала до недопустимо низкого уровня (т.к. $p_{N,n}(r_1) \to 0$ при $r_1 \to 0$). Ее радиус, обозначаемый как $R_{N,n}$, определяется той точкой, в которой текущее ОСП $q_{N,n}(r_1)$ равно Q_N помимо вершины соты (см. (2) с заменой R на r_1). Регулировочные множители этих видов РМ выражаются как

$$k_{N,n}(r_1) = \begin{cases} \left(R_{N,n}/R\right)^n & \text{при } 0 < r_1 \le R_{N,n}, \\ \left(r_1/R\right)^n & \text{при } R_{N,n} < r_1 \le R. \end{cases}$$
$$N = 1,\ 2;\ n = 2,\ 3, \qquad (20)$$

Факторы РМ данных видов $\overline{k}_{N,n}$, вычисляемые на основе (5), имеют вид

$$\overline{k}_{N,n} = \frac{2}{R^2}\left(\int_0^{R_{N,n}}\left(\frac{R_{N,n}}{R}\right)^n r_1 dr_1 + \int_{R_{N,m}}^{R}\left(\frac{r_1}{R}\right)^n r_1 dr_1\right) =$$
$$= \frac{2}{n+2} + \frac{n}{n+2}\left(\frac{R_{N,n}}{R}\right)^{n+2},\ N = 1,\ 2;\ n = 2,\ 3. \qquad (21)$$

Теоретически максимальной эффективностью обладает третий, идеальный в отсутствие флуктуаций принимаемого сигнала вид РМ в НЛ, который призван поддерживать ОСП в каждой точке соты на самом низком из допустимых уровней – уровне порога Q_N. Присвоим ему условный номер $n = 1$. Его регулировочный множитель, одинаковый для обеих систем, $k_1(r_1)$ выражается как [8]

$$k_{1,1}(r_1) = k_{2,1}(r_1) \equiv k_1(r_1) = I(r_1)/I(R) = I(r_1)/2{,}8. \qquad (22)$$

Алгоритм идеальной РМ получаем, используя аппроксимацию (8):

$$k_1(r_1) = \left[0{,}5 + 2{,}3\left(r_1/R\right)^6\right]\Big/2{,}8 = 0{,}82\left[0{,}22 + \left(r_1/R\right)^6\right]. \qquad (23)$$

Значение вычисляемого по формуле (4) фактора данной РМ $\overline{k}_1$ равно 0,38. Отметим, что теоретически такое же значение имеет и фактор применяемой в сетях UMTS и IMT-MC-450 *адаптивной* РМ, от которой мы и предлагаем отказаться. В случае, когда при планировании сети асимптотическая емкость НЛ при идеальной РМ приравнивается уровню емкости ВЛ, ее реализуемый регулировочный множитель $k_{1,p}(r_1)$ преобразуется к виду [8]

$$k_{1,p}(r_1) = \frac{M_{\text{ВЛ}}}{M_{\infty,1}}\frac{I(r_1,a)}{I(R,a)} + \left(1 - \frac{M_{\text{ВЛ}}}{M_{\infty,1}}\right)\left(\frac{r_1}{R}\right)^{\gamma}, \qquad (24)$$

где $M_{\infty,1}$ – асимптотическая емкость РМ в НЛ идеального вида [4]. Значение фактора РМ при этом не изменяется.

Таким образом, получены все формулы, которые позволяют произвести выбор наиболее приемлемого вида неадаптивной РМ в НЛ по конструктивно-технологическим и экономическим показателям. Примеры приведены ниже.

Проверка приемлемости неадаптивной РМ в НЛ в сетях UMTS и IMT-MC-450

На основе представленной методики определим наиболее приемлемые и, следовательно, рекомендуемые для реализации виды РМ в НЛ применительно к сетям UMTS и IMT-MC-450. В качестве критерия возьмем сочетание двух характеристик РМ – требуемой для канала трафика мощности передатчика БС и сложности алгоритма РМ, притом что емкость РМ в НЛ приравнивается емкости РМ в ВЛ.

Рассмотрим следующий типовой пример. Пусть намечается развертывание сети системы CDMA (UMTS или IMT-MC-450) в большом городе. Считается, что поток абонентских передач будет состоять только из голосовых сообщений. Планируется применять на БС трехсекторные антенны (3×120°), причем местные условия таковы, что возможна установка антенн на высоту не ниже 30 м. Намечается, что радиус каждой соты будет составлять 2 км.

Таблица 1

Исходные данные по параметрам развертываемых сетей UMTS и IMT-MC-450

Параметр	Сеть					
	UMTS ($N = 1$)			IMT-MC-450 ($N = 2$)		
	Вид РМ			Вид РМ		
	$n = 2$	$n = 3$	$n = 1$ (ид)	$n = 2$	$n = 3$	$n = 1$ (ид)
f_0, МГц	1950			450		
W, Мчип/с	3,84			1,23		
R_b, кбит/с	12,2			9,6		
Q_N	3,16 (5 дБ)			3,16 (5 дБ)		
$\boldsymbol{B_N}$ (формула (1))	314			128		
F	5 (7 дБ)			5 (7 дБ)		
$\boldsymbol{P_{0,N}}$, мВт (формула (3))	$7{,}6\cdot10^{-11}$ (–101,2 дБм)			$2{,}4\cdot10^{-11}$ (–106,2 дБм)		
$\nu_{НЛ}$	0,58			0,58		
$\nu_{ВЛ}$	0,67			0,67		
$I(R)$	2,8			2,8		
h_b, относительно 1 м	30			30		
$\boldsymbol{A_N}$ (формула (10а))	$3{,}8\cdot10^{13}$ (135,8 дБ)			$8{,}2\cdot10^{11}$ (119,1 дБ)		
$\boldsymbol{\gamma}$ (формула (10б))	3,5			3,5		
$I_{ВЛ}$	1,55			1,55		
$\boldsymbol{M_{ВЛ}}$ (формула (3))	96			38		
R, относительно 1 км	2			2		
$\boldsymbol{L_l}(2)$ (формула (9))	$4{,}4\cdot10^{14}$ (146,4 дБ)			$8{,}9\cdot10^{12}$ (129,5 дБ)		
L_t; L_r	1,6 (2 дБ); 2,0 (3 дБ)			1,6 (2 дБ); 2,0 (3 дБ)		
$G_{t,120°}; G_{r,360°}$	63 (18 дБ); 1,0 (0 дБ)			50 (17 дБ); 1,0 (0 дБ)		
$\boldsymbol{L_N}(2)$ (формула (8))	$2{,}2\cdot10^{13}$ (133,3 дБ)			$1{,}1\cdot10^{12}$ (120,5 дБ)		
P_{rel}	0,9			0,9		
$\boldsymbol{X}$ (формула (15))	1,28			1,28		
σ, дБ	8			8		
$\boldsymbol{\Gamma}$(8 дБ) (формула (17))	10,6 (10,2 дБ)			10,6 (10,2 дБ)		
$\boldsymbol{R_{N,n}}$ ([4])	0,40R	0,53R	–	0,49R	0,62R	–
$\overline{k}_{N,n}$ (формула (5))	0,51	0,42	0,38	0,53	0,45	0,38
$\boldsymbol{M_{\infty,N,n}}$ ([4])	123	146	162	46	54	64

В табл. 1 приведены значения всех необходимых технико-эксплуатационных параметров сетей как исходных [1, 7], так и производных, т.е. вычисленных по приведенным выше формулам (и выделенных жирным шрифтом с указанием соответствующих формул). Ставится вопрос: насколько мощные передатчики БС потребуются, если отказаться от технологии адаптивной РМ в НЛ, заменив ее допустимым видом неадаптивной РМ?

Поставленная задача легко решается с использованием формул (11), (12) и (14)–(17), и результаты проведенных расчетов требуемых значений мощности передатчика БС в канале голосового трафика приведены в табл. 2.

Таблица 2

Требования к мощности передатчиков БС сетей UMTS и IMT-MC-450 с $R = 2$ км при различных видах РМ

Показатель	Сеть					
	UMTS ($N = 1$)			IMT-MC-450 ($N = 2$)		
	Вид РМ			Вид РМ		
	$n = 2$	$n = 3$	$n = 1$ (ид)	$n = 2$	$n = 3$	$n = 1$ (ид)
$p_{N,n}(2)$, мВт (формула (11))	82	53	41	3,3	1,7	1,5
$\overline{P}_{\Sigma,N,n}$, Вт (формула (12))	2,3	1,30	0,87	0,040	0,017	0,012
$\overline{P}_{\Sigma,N,n}$ (8 дБ), Вт (формула (14))	24,4	13,8	9,2	0,42	0,18	0,14

Рассмотрим результаты в отношении сети UMTS. Из табл. 2 мы видим, что при использовании в этих сетях стандартных двадцативаттных передатчиков БС, в которых каналу трафика отводится 17 ватт [1], вид $n = 2$ полностью лишен практических перспектив. Перспективным и, по нашему мнению, наиболее подходящим для реализации представляется вид РМ $n = 3$ (см. (20)), который способен решить все проблемы, связанные с затенениями, притом что его алгоритм не намного сложнее алгоритма вида РМ $n = 2$. Можно добавить, что на начальном этапе развертывания сети, пока число ее абонентов невелико (порядка 800–1000 в соте), и при стандартной для ЧНН средней абонентской нагрузке 0,05 Эрл [1] им достаточно 40–50 каналов в НЛ, а в БС можно обойтись одним передатчиком и ненаправленной в горизонтальной плоскости антенной [1, 3]. С помощью же трехсекторной антенны число каналов можно довести до 130–140. И лишь со временем потребуются три одиннадцативаттных передатчика, по одному на каждый сектор, с общей емкостью соты порядка 300 каналов (6000 абонентов). Что касается «идеального» вида РМ $n = 1$, то его преимущество перед видом $n = 2$ невелико и не носит решающего характера, в то время как его алгоритм (см. (24)) значительно более сложен в реализации.

Сложное впечатление производят характеристики системы IMT-MC-450. С одной стороны, требования к мощности передатчиков БС весьма низки: они находятся на уровне усилителей мощности передатчиков МС (0,2 Вт [7]), а использование стандартных двадцативаттных передатчиков БС позволяет расширить радиус одной соты более чем до 7,5 км и таким образом покрыть территорию большого города (и даже приблизительно в полтора раза больше, если сота окажется единственной на весь город, когда внешние помехи отсутствуют). Добавим к этому, что в сетях IMT-MC-450 вполне можно отказаться и от сложной и дорогой в реализации технологии мягкого хэндовера, хотя она и экономит мощность на уровне 2–3 дБ [1]. Хорошо отработанный в системах NMT-450 и GSM жесткий хэндовер значительно более прост и дешев и при этом, как показывает опыт, весьма надежен [2, 3]. Но с другой стороны, емкость такой соты будет составлять всего 110–120 одновременно работающих МС, т.е. 2000–2500 абонентов, чего, конечно, совершенно недостаточно для города. В общем, здесь перед проектировщиками сети открывается поле для творческой работы. Особо подчеркнем, что сети IMT-MC-450 достаточно хорошо подходят для покрытия сельских местностей.

Главный же вывод таков: в сетях систем UMTS и IMT-MC-450 вполне можно отказаться от реализуемой в них технологии РМ со всем ее сложным оборудованием, заменив ее внедрением несложного описанного в статье алгоритма РМ, основанного только на данных об удалении обслуживаемых МС от ОБС. Дело технических специалистов – реализовать такой алгоритм. В любом случае, при планировании конкретной сети потребуется тщательный технико-экономический анализ конкретной ситуации, чему призваны служить методика и количественные результаты, приведенные в настоящей статье.

Заключение

В целях упрощения и удешевления сотовых сетей CDMA предложено отказаться от сложной, дорогостоящей и ненадежной схемы адаптивной РМ в НЛ соты, заменив ее РМ, реагирующей только на данные о дальности до обслуживаемых

МС. Для оценки возможностей упрощения разработан единый методологический подход к отбору наиболее подходящих для практической реализации видов неадаптивной РМ в НЛ. Методика представляет собой внутренне непротиворечивую систему аналитических соотношений для вычисления таких функциональных показателей, как емкость соты и ее размеры, опираясь на основные технико-эксплуатационные характеристики сетей и станций. На примере систем третьего поколения UMTS и IMT-MC-450 подвергнуты проверке по критерию приемлемости для практической реализации различные предлагаемые и возможные виды РМ в НЛ. Показано, что подходящие для реализации виды неадаптивной РМ имеются, притом что у некоторых из них результирующие требования к мощности передатчиков БС находятся в границах реализуемых на практике ее значений. Среди них установлен наиболее рациональный вид РМ, который и рекомендуется для использования. Вместе с тем, выбор наиболее подходящего вида РМ и способа его применения должен производиться в каждом конкретном случае развертывания сети с учетом сложности и стоимости его реализации при требуемой емкости.

Литература

1. WCDMA for UMTS / Edited by H. Holma, A. Toscana. – John Wiley and Sons, 2004.

2. *Lee J.S.* CDMA Systems Engineering Handbook / J.S. Lee, L.E. Miller. – Artech House, 1998.

3. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра : пер. с англ. / К. Феер / Под ред. В.И. Журавлева. – М. : Радио и связь, 2000.

4. *Гармонов А.В.* О регулировке мощности в прямой линии сетей CDMA / А.В. Гармонов, С.С. Гремяченский // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 68–78.

5. *Viterbi A.J.* Other-Cell Interference in Cellular Power-Controlled CDMA / A.J. Viterbi, A.M. Viterbi // IEEE Transactions on Communications. – 1994. – № 2/3/4. – Pp. 1501–1504.

6. *Гармонов А.В.* Методика оценки вероятности сохранения связи в нисходящей линии сотовой сети CDMA / А.В. Гармонов, С.С. Гремяченский // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – Вып. 1. – С. 5–12.

7. Описание IMT-MC-450 (CDMA-450). http.www.cdma-450.com.

8. *Гремяченский С.С.* Оптимизация регулировки мощности в прямой линии сотовой системы сухопутной подвижной радиосвязи с кодовым разделением каналов / С.С. Гремяченский, И.И. Дежурный, Ю.М. Сотников // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 1996. – Вып. 1. – С. 27–35.

9. *Бронштейн И.И.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И.И. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М. : Наука, 1986.

Статья поступила в редакцию 12 января 2010 г.

УДК 621.396.96

ОБОСНОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОПОДОБНОЙ ПОМЕХИ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

А.В. Леньшин, профессор, тел.: 8-920-229-09-95
В.П. Сидорчук, ст. преподаватель, e-mail: sidorchuk@mail333.com
Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)

Рассматривается возможность постановки сигналоподобной помехи для моноимпульсной радиолокационной станции зенитно-ракетного комплекса и даётся обоснование ее характеристик на основе связи угловых ошибок наведения с вероятностью наведения.

Ключевые слова: *моноимпульсная радиолокационная станция, зенитно-ракетный комплекс, сигналоподобная помеха, угломерный канал.*

SUBSTANTIATION OF CHARACTERISTICS OF IMITATIVE INTERFERENCE OF THE MONOIMPULSE RADAR STATION

A.V. Lenshin, professor, tel.: 8-920-229-09-95
V.P. Sidorchuk, senior lecturer, e-mail: sidorchuk@mail333.com
Voronezh Military Aviation Engineering University

Possibility of setting of imitative interference for a monoimpulse radar station of a surface-to-air missile system and a substantiation of its characteristics on the basis of link of angular errors nave-denija with probability of prompting is considered.

Key words: *monoimpulse radar station, surface-to-air missile system, imitative interference, the goniometric channel.*

При создании сигналоподобных помех современным радиолокационным станциям (РЛС) зенитно-ракетных комплексов (ЗРК), входящим в состав систем управления оружием различного назначения, могут иметь место два основных эффекта. Первый – дезинформация относительно числа, пространственного положения и динамики движения объектов локации. При этом ложная информация воспринимается как близкая к истинной и способствует принятию неверных информационных решений. Второй эффект связан с перегрузкой подсистем обработки информации, что мало отличается от информационных последствий при воздействии подавляющих помех маскирующих типов. При изучении данного вида конфликта необходимо определить зависимости между характеристиками сигналоподобных помех и ожидаемой эффективностью их воздействия на РЛС [1].

В настоящее время наиболее распространенные моноимпульсные РЛС ЗРК способны противодействовать шумовым заградительным помехам и большинству имитационных помех, таких как уводящие помехи по скорости и дальности. В то же время наиболее важным для наведения ракет ЗРК является угломерный канал, т.к. при отсутствии информации о дальности до цели и скорости сближения с ней задачи ближнего наведения ракеты на цель и ее поражения могут быть успешно решены. Отсутствие же информации об угловом положении цели в результате подавления угломерного канала РЛС помехами, как правило, резко снижает вероятность наведения [2, 3]. Поэтому при ведении радиоэлектронной борьбы наибольшее внимание уделяется противодействию угломерному каналу, обеспечивающему автосопровождение цели по угловым координатам.

Формирование сигналоподобной помехи угломерному каналу моноимпульсной РЛС целесообразно осуществлять непосредственно с прикрываемого самолета [2]. В этом случае в раскрыве антенной решетки действует суммарное электромагнитное поле, образованное отражением зондирующего сигнала от планера самолета и ретрансляцией данного сигнала устройством постановки сигналоподобной помехи. При изменении ракурса наблюдаемой двухэлементной цели принятый сигнал оказывается промодулированным по амплитуде и фазе случайным процессом, характеризующим соответствующие флюктуации (мультипликативная помеха) [3].

Амплитудные флюктуации фазового фронта за счет прохождения электромагнитной волной (ЭМВ) в реальной атмосфере подчинены рэлеевскому закону распределения [3]. Фазовые флюктуации $\varphi^* = \varphi_1^* + \varphi_2^*$ необходимо разделить на «медленные» и «быстрые»:

– «медленные» (низкочастотные в пространственном смысле) изменения, которые подчинены равномерному распределению на интервале $[-\pi, +\pi]$: $\varphi_1^* \in [-\pi; \pi]$;

– «быстрые» (высокочастотные в пространственном смысле), которые имеют гауссово распределение с математическим ожиданием, совпадающим с величиной фазы, определяемой законом модуляции

$$\varphi_2^* = \overline{v}_\text{ф} t_\text{a} > \Delta\varphi_\text{ФД}, \qquad (1)$$

где $\overline{\nu}_\text{ф} = \sum_{m=1}^{M} \frac{1}{\sqrt{\mu_\text{a}\left(\varepsilon\varepsilon_0 - j\frac{\gamma}{\omega_m}\right)}}$; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость среды; ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды; ε_0 – диэлектрическая постоянная; γ – удельная проницаемость среды; ω_m – центральная частота; t_a – время прохождения фазового фронта ЭМВ раскрыва фазированной антенной решетки (ФАР); $\Delta\varphi_\text{ФД}$ – приращение фазы в фазовом детекторе.

Медленные изменения начальной фазы действуют одинаково на все элементы антенной решетки и не влияют на формирование разности фаз фазового детектора. Следовательно, медленные изменения начальной фазы не сказываются на ошибке определения угловых координат. Быстрые изменения фазы характеризуют такие изменения начальной фазы, которые к появлению разности фаз в отдельных излучателях решетки, не связанных с угловым положением источника излучения. Математическое ожидание для таких флюктуаций будет соответствовать значению фазового приращения согласно закону фазовой модуляции, а среднеквадратическое отклонение будет определяться точностью установки фазы фазовращателем и величиной приращения фазы одним дискретным фазовращателем.

С учетом особенностей функционирования моноимпульсных РЛС [4, 5] суммарная величина фазовой задержки входных сигналов будет определяться выражением

$$\Delta\varphi_\Sigma = \Delta\varphi_L + \Delta\varphi_M, \qquad (2)$$

где $\Delta\varphi_L = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \sin\theta$ – величина фазовой задержки, обусловленная пространственным разносом излучателей антенны; λ – длина волны; d – расстояние между излучателями; θ – угол между нормалью к раскрыву антенны и направлением на источник излучения; $\Delta\varphi_M$ – значению фазового приращения, соответствующего закону фазовой модуляции.

Таким образом, используя в качестве устройства постановки помех ретранслятор с возможностью фазовой манипуляции переизлучаемого сигнала, можно добиться того, что излучатели будут принимать сигналы с фазовой задержкой, связанной не только с их пространственным разносом, но и с дополнительной величиной фазового скачка, приводящего к ошибкам в измерении углов α и β [4, 5]. Выражение для угловой ошибки азимутального канала [6] имеет вид

$$\Delta\alpha = \alpha^* - \alpha = \arcsin\left(\sin\alpha + \frac{\Delta\varphi_M \lambda}{2\pi d}\right) - \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi_L \lambda}{2\pi d}\right), \qquad (3)$$

для угломестного канала

$$\Delta\beta = \beta^* - \beta = \arcsin\left(\sin\beta + \frac{\Delta\varphi_M \lambda}{2\pi d}\right) - \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi_L \lambda}{2\pi d}\right), \qquad (4)$$

где α^*, β^* – угол, характеризующий направление на цель с учетом ошибки, формируемой за счет дополнительной фазовой модуляции по азимуту и углу места соответственно.

Полученные выражения указывают на связь параметров помехи с величиной угловой ошибки. Так как эффективность работы системы наведения характеризуется вероятностью наведения зенитной управляемой ракеты (ЗУР) на цель, то необходимо связать величины угловых ошибок наведения с показателем эффективности.

Анализ особенностей организации системы наведения РЛС позволяет записать выражение для вероятности наведения ЗУР на цель [7]

$$P_\text{н} = \overline{P}_\text{н} P_\text{ф} P_T, \qquad (5)$$

где $\overline{P}_\text{н}$ – условная вероятность наведения в зависимости от параметра условного закона поражения; $P_\text{ф}$ – вероятность нормального функциони-

рования системы (характеризуется прекращением поступления в контур наведения информации о координатах и параметрах движения цели, разрывом контура наведения ЗУР и т.д.); P_T – вероятность нахождения цели в зоне поражения к моменту встречи цели с ракетой.

Плотность вероятности распределения промахов имеет вид

$$f(x,y)=\frac{r}{\sigma^2}\cdot\exp\left(-\frac{r^2+r_0^2}{2\sigma^2}\right)\cdot I_0\left(\frac{r_0 r}{\sigma^2}\right), \quad (6)$$

где $r_0=\sqrt{x_0^2+y_0^2}$ – расстояние до центра зоны поражения; $r=\sqrt{x^2+y^2}$ – расстояние до произвольной точки в зоне поражения; σ – среднеквадратическая ошибка; $I_0\left(\frac{r_0 r}{\sigma^2}\right)$ – табличная функция Бесселя 0-го порядка.

Координатный закон поражения цели описывается функцией

$$G(r)=\exp\left(-\frac{r^2}{2R_0^2}\right), \quad (7)$$

где R_0 – параметр условного закона поражения, численно равный величине промаха, при которой условная вероятность поражения цели составляет 0,606: $G_0\left(r=R_0\right)=e^{-0,5}=0,606$.

Радиус срабатывания неконтактного взрывателя неограничен, тогда условная вероятность наведения ЗУР на цель может быть вычислена следующим образом

$$\overline{P}_{\text{н}}=\frac{R_0^2}{R_0^2+\sigma^2}\cdot\exp\left(-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\left(1-\frac{R_0^2}{R_0^2+\sigma^2}\right)\right). \quad (8)$$

Вероятность нормального функционирования системы определяется выражением

$$P_{\text{ф}}=1-\prod_{i=1}^{k}\left(P_{\text{орг}}P_{\text{пр}}P_{\text{м}}\right)_i, \quad (9)$$

где k – количество каналов, подверженных воздействию радиоэлектронных помех при наведении и подрыве ЗУР у цели; $P_{\text{орг}}$ – вероятность того, что помеха будет организована; $P_{\text{пр}}$ – вероятность попадания помехи в приемное устройство подавляемого канала ЗРК; $P_{\text{м}}$ – вероятность того, что мощность помехи будет достаточна для нарушения нормального функционирования контура наведения.

На рис. 1 изображена векторная схема определения координат ЗУР и цели.

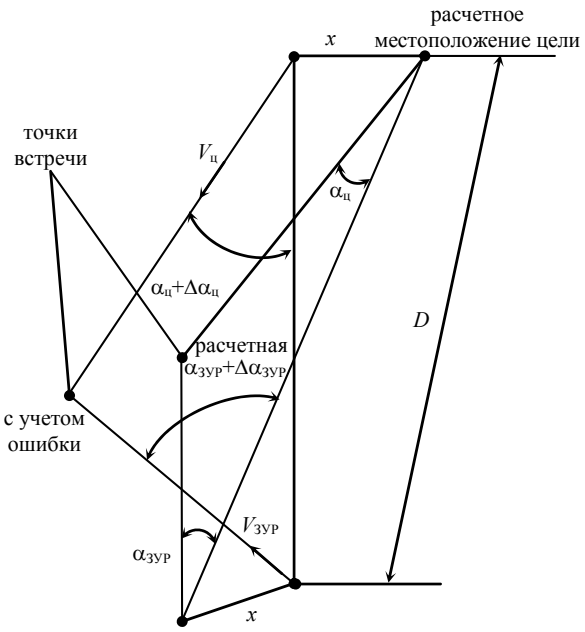


Рис. 1. Векторная схема определения координат ЗУР и цели

Определив согласно рис. 1 средние квадратические ошибки в курсовом угле ЗУР

$$\sigma_{\alpha_{\text{ЗУР}}}=\frac{\sigma_x\cdot\sqrt{2}}{T_H\cdot V_{\text{ЗУР}}},$$

угле места

$$\sigma_{\beta_{\text{ЗУР}}}=\frac{\sigma_y\cdot\sqrt{2}}{T_H\cdot V_{\text{ЗУР}}},$$

где $V_{\text{ЗУР}}$ – скорость ракеты, T_H – время, проходимое ЗУР, и зная допустимые ошибки наведения по курсу $\Delta\alpha_{\text{доп}}$ и углу места $\Delta\beta_{\text{доп}}$, можно определить вероятность нахождения цели в зоне поражения к моменту встречи цели с ракетой [8]:

$$P_T=\frac{1}{4}\cdot\left[\Phi\left(\frac{\Delta\alpha_{\text{доп}}+m_\alpha}{\sigma_{\alpha_{\text{ЗУР}}}(T_H)\cdot\sqrt{2}}\right)-\Phi\left(\frac{m_\alpha-\Delta\alpha_{\text{доп}}}{\sigma_{\alpha_{\text{ЗУР}}}(T_H)\cdot\sqrt{2}}\right)\right]\times$$

$$\times\left[\Phi\left(\frac{\Delta\beta_{\text{доп}}+m_\beta}{\sigma_{\beta_{\text{ЗУР}}}(T_H)\cdot\sqrt{2}}\right)-\Phi\left(\frac{m_\beta-\Delta\beta_{\text{доп}}}{\sigma_{\beta_{\text{ЗУР}}}(T_H)\cdot\sqrt{2}}\right)\right], \quad (10)$$

где m_α, m_β – математические ожидания ошибок наведения по азимуту и углу места соответственно.

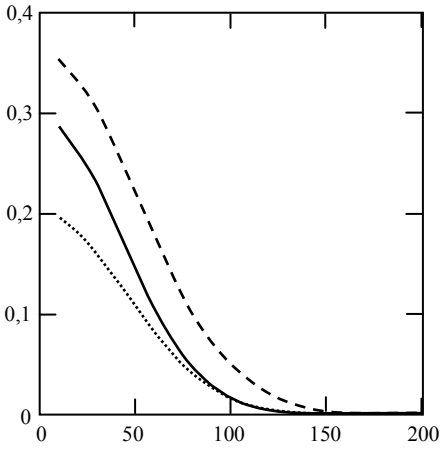


Рис. 2. Зависимость вероятности наведения ЗУР на цель от линейных ошибок наведения при значениях угловых ошибок: 1 – $\Delta\alpha = 10$, $\Delta\beta = 1$; 2 – $\Delta\alpha = 20$, $\Delta\beta = 1$; 3 – $\Delta\alpha = 30$, $\Delta\beta = 1$

Обобщая изложенное выше, можно записать выражение (11) для вероятности наведения ЗУР на цель в условиях действия преднамеренных помех, приводящих к ошибкам в определении угловых координат, в соответствии с которым построен график зависимости вероятности наведения ЗУР на цель от линейных ошибок наведения при различных значениях угловых ошибок (рис. 2):

$$P_{\text{н}}\left(\Delta\alpha,\Delta\beta\right) = \overline{P}_{\text{н}} P_{\text{ф}} P_T = \frac{R_0^2}{R_0^2+\sigma^2}\times$$

$$\times\exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\left(1-\frac{R_0^2}{R_0^2+\sigma^2}\right)\right)\left[1-\prod_{i=1}^{k}\left(P_{\text{орг}}P_{\text{пр}}P_{\text{м}}\right)_i\right]\times$$

$$\times\frac{1}{4}\cdot\left[\Phi\left(\frac{\Delta\alpha_{\text{доп}}+m_\alpha}{\sigma_{\alpha_{\text{ЗУР}}}\left(T_H\right)\cdot\sqrt{2}}\right)-\Phi\left(\frac{m_\alpha-\Delta\alpha_{\text{доп}}}{\sigma_{\alpha_{\text{ЗУР}}}\left(T_H\right)\cdot\sqrt{2}}\right)\right]\times$$

$$\times\left[\Phi\left(\frac{\Delta\beta_{\text{доп}}+m_\beta}{\sigma_{\beta_{\text{ЗУР}}}\left(T_H\right)\cdot\sqrt{2}}\right)-\Phi\left(\frac{m_\beta-\Delta\beta_{\text{доп}}}{\sigma_{\beta_{\text{ЗУР}}}\left(T_H\right)\cdot\sqrt{2}}\right)\right]. \quad (11)$$

Из вышеизложенного следует, что при варьировании угловых отклонений и параметров сигналоподобной помехи будут формироваться угловые координаты, отличающиеся на величину ошибки от реальных значений. Имеют смысл такие значения ошибок, при которых происходит срыв подготовки к пуску ракет ЗРК или срыв углового сопровождения ракетой прикрываемого помехой самолета. Проведя статистическое моделирование, возможно определить ограничения на точность характеристик сигналоподобной помехи, влияющих на значение вероятности наведения ЗУР.

Литература

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

2. *Перунов Ю.М.* Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин ; под ред. Ю.М. Перунова. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Радиотехника, 2008. – 416 с.

3. Авиационные радиолокационные комплексы и системы : учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС / П.И. Дудник [и др.] ; под ред. П.И. Дудника. – М. : Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.

4. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток : учебное пособие для вузов / Д.И. Воскресенский [и др.] ; под ред. Д.И. Воскресенского. – 3-е изд. – М. : Радиотехника, 2003. – 632 с.

5. *Леонов А.И.* Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – М. : Сов. радио, 1970. – 392 с.

6. Особенности создания уводящей помехи по угловым координатам моноимпульсной РЛС / В.П. Сидорчук [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – Самара, 2007. – Т. 10, № 6. – С. 27–29.

7. Справочник офицера противовоздушной обороны / Г.В. Зимин [и др.]. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Воениздат, 1987. – 512 с.

8. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей / Е.С. Вентцель. – М. : Высшая школа, 2002. – 505 с.

Статья поступила в редакцию 8 сентября 2009 г.

УДК 621.39

АКУСТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ

А.Г. Розин, зам. ген. дир., ОАО «Особое конструкторское бюро «Октава», тел.: 8 (4872) 36-31-22

Рассмотрены современные электроакустические преобразователи и гарнитуры на их основе, применяемые совместно с радиостанциями для наземной полевой связи, в подвижных объектах, для морской и авиационной связи, а также для связи служб безопасности, спецназа, МВД и других силовых структур.

Ключевые слова: *акустические преобразователи, гарнитуры, микротелефонные трубки, шлемофоны, шумозащита.*

ACOUSTIC TRANSDUCERS FOR SPECIAL COMMUNICATIONS

A.G. Rozin, deputy general director, JSC «Special design bureau «Octava», tel.: 8 (4872) 36-31-22

Modern electro acoustic transducers and accessories on their base, applied jointly with radio stations in the land field communications, mobile objects, naval and air communications, as well as security service, special mission units, Ministry of internal affairs and other security, defense and law enforcement agencies are discussed.

Key words*: acoustic transducers, accessories, microtelephone sets, headphones, antinoise protection.*

Концепция развития направления техники

Направление техники ОАО «ОКБ «Октава» – электроакустические преобразователи и устройства на их основе.

Особенности акустических преобразователей состоят в том, что:

– они являются промежуточным звеном, связывающим человека-оператора с сетью связи;

– они непосредственно контактируют с человеком и его органами речи и слуха, что определяет их конструктивное и функциональное многообразие с учетом физических, технических, медицинских и эргономических требований;

– именно качеством электроакустических преобразователей в основном определяется качество связи, громкость, неискаженность, разборчивость, узнаваемость;

– они находят широкое применение во всех средствах связи, во всех отраслях промышленности, во всех родах войск армии и в других силовых структурах.

В свое время ОАО «ОКБ «Октава» было определено как головное предприятие по акустическим преобразователям в промышленности средств связи. Оно и сейчас является основным в стране специализированным разработчиком и изготовителем новых акустических устройств и акустических измерительных приборов.

Номенклатура выпускаемой продукции включает более 100 наименований изделий и их модификаций двойного применения. Особенность предприятия – клиентоориентированная политика, при которой потребитель получает именно то, что ему нужно и что его максимально устраивает.

Техника народно-хозяйственного назначения – это средства телефонной связи, медицинская техника для слабослышащих, средства производственной связи, гарнитуры для энергетиков и связистов, аппаратура для конференц-связи и звукоусиления, средства диспетчерской связи, оконечные устройства систем перевода речи, лингафонные кабинеты и оборудование для классов обучения и коррекции речи, средства связи на транспорте и в транспортной инфраструктуре, гарнитуры для поддерживания связи на рудниках, в горных выработках и на морских нефтедобывающих платформах.

Специальная техника – это преобразователи для вокодерной и другой защищенной связи, ларингофоны и шумостойкие микрофоны, устройства для авиакосмической, военно-полевой, корабельной и подводной связи, в том числе встраиваемые в защитное снаряжение, датчики охраны, вторжения и звуколокации, гарнитуры и шлемы для спецназа.

Основная концепция развития направления техники – создание эффективных электроакустических преобразователей и устройств на их основе инициативно и по заказам потребителей, как на известных так и на новых принципах, повышение их технического уровня, качества и надежности, решение задач всех отраслей хозяйст-

ва и силовых структур с учетом конкурентоспособности и импортозамещения. Структура взаимосвязи ОКБ «Октава» со всеми отраслями хозяйства РФ представлена на рис. 1.

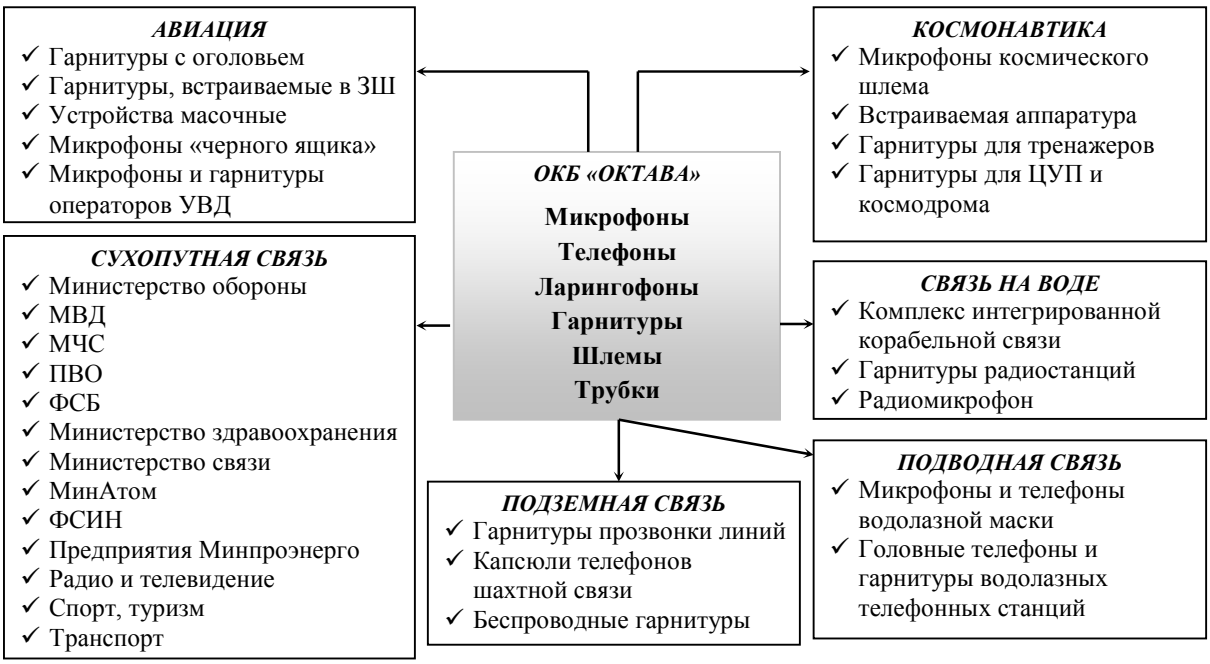


Рис. 1. Структура концепции связи ОКБ «Октава» со всеми отраслями хозяйства РФ

Наземная полевая связь

Полевая телефонная связь имеет два основных направления: телефонная и радиосвязь. Для полевой телефонной связи разработчики создали целое семейство микрофонов малогабаритных динамических серии МДМ и телефонов динамических малогабаритных серии ТДМ. Основным требованием для микрофонов было требование шумостойкости, а для телефонов – экранирование создаваемого ими электромагнитного поля. Эти важные преимущества позволили практически вытеснить из полевой связи устаревшие электромагнитные преобразователи и улучшить ее качественные характеристики. Лучшие микрофоны серии МДМ – от МДМ-11 до МДМ-15 – обеспечивают такую шумостойкость, что даже в шумах 110–115 дБ связь выполняет свои функции. Из телефонных капсюлей следует отметить ТДМ-3Э и ТМ-7Э, которые при высокой акустической громкости имеют малое электромагнитное излучение.

В полевой радиосвязи востребованы гарнитуры и трубки. Среди них гарнитуры с жестким оголовьем ГСШ-34Э и ГНШ-Б-18Р (рис. 2), гарнитуры с мягким оголовьем ГНШ-П-20, ТМГ-28, ГНШ-П-16, ручные речевые пульты ПР-П-1, гарнитуры беспроводной связи ГИС-5.

Данные гарнитуры отличаются конструкцией микрофонодержателя. Впервые в полевой связи стали применяться гибкие микрофонодержатели и акустические индуктивные приемники, амбушюры из латекса и галантерейная липучка.

Разработана микротелефонная трубка МТТ-2 (рис. 3) и новая гарнитура с малогабаритным нагрудным переключателем ГСШ-П-35 (рис.4).

Все эти новые решения позволили на современном уровне комплектовать новые серии радиостанций Р-168 и Р-169.

Немало проблем возникает в связи с наличием в эксплуатации радиостанций разных поколений. Но разработчики ОКБ «Октава» на основе базовых моделей создают модификации, которые работают с разными радиостанциями. Тесное взаимодействие с ОАО «Концерн «Созвездие» и входящими в него предприятиями позволило оперативно решать вопросы обеспечения полевых радиостанций тактического звена управления необходимыми акустическими приборами.

Рис. 2. ГНШ-Б-18Р

Рис. 3. МТТ-2

Рис. 4. ГСШ-П-35

Акустическая техника для подвижных объектов

Связь в подвижных объектах (танки, РТР, БМП, БМПТ, КШМ, передвижные аппаратные управления, специальные машины и инженерная техника, ракетно-артиллерийские комплексы и пусковые установки) имеет свои особенности. Главные из них – шумы и вибрации, работа на ходу и на стоянке, режимы сопряжения, работа в различных головных уборах и в защитном снаряжении. Основным средством связи в таких условиях является шлемофон.

Для аппаратных машин тактического звена управления в рамках ОКР «Медногорец» разработаны и освоены шлемофоны ТШ-4М (рис. 5) с встроенной гарнитурой ГВШ-Б-10Э в летнем и зимнем исполнении и гарнитуры с оголовьем ГВШ-Б-9Э (рис. 6), ГНШ-Б-18Э.

Впервые в армию были внедрены шлемофоны и гарнитуры с отечественными системами активного шумоподавления, обеспечившие дополнительные преимущества при работе в шумных условиях.

В инициативном порядке в интересах ОАО «Концерн «Созвездие» были разработаны шлемофон ТШ-4В и гарнитура ГСШ-П-39 (рис. 7), которые используются для аппаратуры связи ракетно-артиллерийских пусковых подвижных комплексов, таких как «Панцирь». Особенностью этого шлемофона является возможность работы как с ларингофоном, так и с шумостойким микрофоном. Шлемофон улучшенного качества ТШ-4В может заменять в гусеничных машинах серийный ТШ-4. Кроме того, для КШМ и аппаратных представляют интерес трубки МТТ-2, МТТ-4. Последняя отличается складывающимся микрофоном и наличием ушка для крепления трубки. Взамен широко применяющейся МТТ ГИД освоена гарнитура ГСШ-П-35 с мягким оголовьем и уменьшенным нагрудным переключателем.

Рис. 5. ТШ-4М

Рис. 6. ГВШ-Б-9Э

Рис. 7. ГСШ-П-39

Корабельная связь

После длительного перерыва вновь возникла потребность в современных оконечных устройствах для корабельной связи. В результате ОКР «Корвет», выполненной по заказу ЦНИИ «Электроприбор», разработана линейка акустических устройств, входящих в интегрированный комплекс внутрикорабельной связи и трансляции:

– гарнитура ларингофонная ГЛ-М-1 с новыми электромагнитными ларингофонами ЛЭМ-7;

– гарнитура микрофонная ГМ-М-2 с микрофонодержателем на жестком оголовье;

– устройство микрофонное УМ-М-7 (рис. 10) в форме ручной тангенты с встроенным микрофоном;

– шлемофон ТШ-4К с встроенной микрофонно-телефонной гарнитурой ГСШ-М-37;

– микрофонно-телефонная гарнитура ГСШ-М-38 с жестким оголовьем,

– комплект радиомикрофона РМ-1К – первый образец беспроводной внутрикорабельной связи.

В связи с повышением интереса к созданию морских буровых платформ ОАО «ОКБ «Октава» инициативно разработало морскую гарнитуру со средней шумозащитой ГСШ-М-1.

Для комплектации масок и водолазных костюмов поставляются микрофоны МДМ-15 и телефоны пьезокерамические ТПК-2В, а для работы с водолазными телефонными станциями созданы специальные модификации головных телефонов ТГ-20В и микрофонно-телефонных гарнитур ТМГ-10В (рис. 9).

Микротелефонные трубки корабельной связи и гарнитуры безбатарейной связи комплектуются микрофонами МДМ-13 и телефонами ТЭД-4.

Рис. 8. ПР-П-1

Рис. 9. ТМГ-10В

Рис. 10. УМ-М-7

Специальная связь

Специальная связь также разнообразна по схемным и конструктивным решениям в зависимости от области применения.

Правительственная связь. Это специальная телефонная связь, для которой выпускаются микрофоны электретные МКЭ-389-1РА и телефонные капсюли ТДМ-3Э и ТМ-7Э.

Специальная конференц-связь отдает предпочтение микрофонам на гибком держателе типа «гусиная шея», например МКЭ-214, и миниатюрным серьговым динамическим экранированным телефонам ТМ-1Э. В системах охраны широко применяются гарнитуры индуктивной связи ГИС с беспроводным вкладным акустическим приемником ПА-1.

Защищенная связь. ОАО «ОКБ «Октава» выпускает для этого направления ряд специальных преобразователей: для подвижных и шумящих объектов – микрофоны МДМ-11, МДМ-13, а для стационарных – МКЭ-389-1РА.

Во всех случаях в тракте приема рекомендуются широкополосные экранированные телефоны ТДМ-3Э и ТМ-7Э.

В связи с развитием технологий защищенной связи ОАО «ОКБ «Октава» начало выпускать специальные гарнитуры ГНШ-П-17Э и ГСШ-П-35, ГВШ-Б-9Э и трубку МТТ-2.

Связь МВД. Создана широкая номенклатура гарнитур, работающих с милицейскими радиостанциями. Здесь разработчикам пришлось столкнуться с проблемой сопряжения гарнитуры с разными радиостанциями, принятыми в МВД на снабжение. Для радиостанции разных изготовителей, как отечественных, так и зарубежных, найдены решения по сопряжению. Большинство гарнитур легкие, с мягкими оголовьями, под любые головные уборы. В них применены миниатюрные микрофоны и телефоны, прозрачные звукопроводы для микрофонов и гибкие звуководы для телефонов, позволяющие приблизить такие устройства к гарнитурам скрытого ношения. Таковы ТМГ-15, ТМГ-23, ШГ-3 (рис. 11, 12).

Создание гарнитур индуктивной связи повысило скрытноносимость гарнитур и дало жизнь целому семейству от ГИС-1 до ГИС-6.

Следующий шаг – это гарнитуры с бесшумным вызовом – от ГБВ-1 до ГБВ-5 (рис. 13).

В интересах ряда специальных служб МВД было создано устройство, соединившее преимущества гарнитур индуктивной связи и гарнитур бесшумного вызова. Так родилось семейство гарнитур ГБВИ.

Для специальных полицейских машин удобны шлемофоны ТШ-4, ТШ-5 со встроенными гарнитурами ГВШ-Т-14, ГВШ-Б-10, ГСШ-М-37,

шлемофоны ТШ-4В, гарнитуры средней шумозащиты ГСШ-П-35, трубки МТТ-2 и МТТ-4.

Диалог со службами МВД не прекращается. Разработчики ОАО «ОКБ «Октава» отвечают на новые потребности новыми оригинальными решениями.

Связь для органов безопасности и спецназа. Охране и службам безопасности требуются особые средства связи – высокочувствительные и остронаправленные, скрытноносимые и шумостойкие микрофоны, обратимые преобразователи, беспроводные ушные вставки, экранированные телефоны и необнаруживаемые микрофоны, гарнитуры скрытого ношения и гарнитуры для встраивания в противоударные и пуленепробиваемые защитные шлемы, например «Рысь» или ЗШ-1-2.

ОАО «ОКБ «Октава» предлагает свои решения для каждой из этих задач. И не только этих.

Гарнитуры для снайпера и десантника, боевого водолаза и пожарника, головные телефоны для миноискателя и полиграфа, акустические датчики охраны и вибрационные датчики вторжения – вот еще не полный перечень специфических изделий, выпускающихся в интересах специальных служб.

Рис. 11. ШГ-3

Рис. 12. ШГ-7

Рис. 13. ГБВ

ОАО «ОКБ «Октава» стабильно работает и развивается. Оно имеет лицензии на разработку и производство акустической техники военного назначения, включено в Реестр предприятий ОПК, получило лицензию Роскосмоса на разработку и производство акустических устройств авиакосмической связи, имеет сертифицированную систему менеджмента качества, аттестованные метрологическую и испытательную службы, развитое опытное производство со всеми видами обработки, сборки, измерений, акустических, механико-климатических испытаний и испытаний на надежность.

Статья поступила в редакцию 12 октября 2009 г.

УДК 530.1

АМОРФНЫЙ КРЕМНИЙ В СОЛНЕЧНОЙ ЭНЕРГЕТИКЕ

А.Б. Голоденко, нач. сект., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 73-92-16

Рассмотрены основные проблемы развития современной энергетики и препятствия промышленному освоению методов прямого преобразования солнечного излучения в электроэнергию. Показаны преимущества и проблемы развития солнечной энергетики на основе аморфного кремния. Приведены основные результаты фрактального моделирования аморфной атомной структуры и пример использования этих результатов в инженерном расчёте.

***Ключевые слова**: солнечная энергетика, фотоэлектрическое преобразование, аморфный кремний, аморфная атомная структура, фрактальное моделирование, уравнение Шрёдингера.*

AMORPHOUS SILICON IN SOLAR ENERGETICS

A.B. Golodenko, head of sector, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 73-92-16

Main problems of modern energetics development and obstacles surged in adopting the industrial methods as concerned the direct transforming of solar radiation into electrical energy are discussed. Amorphous silicon-based solar energetics advantages and main problems are shown. Main results acquired in fractal amorphous atom structure simulation are given; some examples of their application in engineering design are shown.

***Key words**: solar energetics, photoelectrical transformation, amorphous silicon, amorphous atom structure, fractal simulation, Schrödinger equation.*

Основные проблемы углеводородной энергетики

Известно, что основным источником всей энергии, производимой и потребляемой современным человечеством, служит нефть. Месторождения нефти широко распространены. Нефть сравнительно несложно извлекается из недр, эффективно транспортируется по трубопроводам, морским и железнодорожным транспортом, её хранение безопасно и сравнительно недорого. Нефтепродукты отличаются высокой энергетической плотностью и высоким КПД высвобождения тепловой энергии. Помимо нефти, мировое сообщество располагает запасами других углеводородов – нетрадиционной нефти, включая газ (10^{12} баррелей нефтяного эквивалента, большая часть которого может быть преобразована к жидкому топливу), нефтяной песок ($800 \cdot 10^9$ баррелей), нефтяные сланцы ($2700 \cdot 10^9$ баррелей), гидраты метана и уголь. Однако нетрадиционная нефть (за исключением газа) дорога в производстве (до 2040 $ за баррель), и её эксплуатация вызывает существенные экологические проблемы. При этом скорость потребления ископаемого топлива несоизмеримо выше скорости его естественного воспроизводства, и ожидается, что индустриальная эксплуатация его месторождений в недалёком будущем приведёт к их истощению. По оценкам специалистов, мировые запасы ископаемого углеводородного топлива составляют: нефти – от $1200 \cdot 10^9$ до $2300 \cdot 10^9$ баррелей, газа – 7750 триллионов кубических футов, угля – 2500 миллиардов тонн. При этом Российская Федерация обладает запасами $44 \cdot 10^9$ тонн нефти, 127 триллионов кубических метров газа и более $200 \cdot 10^9$ тонн угля [1–3].

По прогнозам исследователей мировое производство каменного угля до 2150 года ничем не ограничено и может протекать с любой скоростью. Ожидается, что его пик наступит именно к 2150 году. Далее объёмы и интенсивность добычи угля ввиду истощения его запасов будут неуклонно снижаться. По тем же оценкам пик производства сырой нефти наступил в 2000 году. Теперь объёмы добычи нефти стремительно падают, и её запасы истощатся гораздо раньше, чем запасы каменного угля. После прохождения пика производство нефти будет снижаться приблизительно на 3% в год, а потребности в ней будут расти на 2% в год. Начнёт проявляться мировой дефицит нефти. Полагают, что максимум мировых нефтяных открытий пройден в середине

1960-х годов, и по мнению многих специалистов нефть как дешёвое топливо закончится в 2040–2050 годах. В газовой отрасли наблюдаются аналогичные тенденции, и наступление газового пика ожидается в 2025 году. Закончится газ в мире предположительно около 2050 года [1, 4, 5].

Перспективы освоения альтернативных источников энергии

Истощение запасов ископаемого топлива заставляет обратить внимание на альтернативные источники энергии, в том числе геотермальные источники, энергию биомассы, гидроэнергию, энергию океанических волн, приливов и отливов, тепло мирового океана, энергию ветра, термоядерный синтез и солнечное излучение. На сегодня это по существу полный набор альтернативных источников энергии, и появление других сколько-нибудь существенных источников энергии в обозримом будущем не ожидается. Однако широкому применению подобных источников энергии препятствует ряд объективных природных, научных и технологических проблем.

Перспективными источниками энергии могут служить ядерное топливо, в частности уран, изотопы водорода дейтерий и тритий, и солнечное излучение. Уран, как топливо для реакций ядерного деления, отличается высокой энергоёмкостью, но радиоактивен, и его использование требует надёжной изоляции ядерного реактора массивной свинцовой или бетонной оболочкой. Именно поэтому применение ядерного горючего на транспорте сегодня бесперспективно. При этом ядерная энергетика, как и углеводородная, не может существовать длительное время, так как запасы урана на Земле ограничены, и по прогнозам аналитиков уже к середине XXI века следует ожидать наступление уранового дефицита. Управляемый термоядерный синтез способен обеспечить человечество энергией в необходимых количествах и на неограниченный срок. Однако для промышленного производства тепловой энергии путём синтеза лёгких ядер необходима устойчивая высокотемпературная (более 10^8 К) плазма, которая нуждается в эффективной термоизоляции. Сегодня такую плазму лишь кратковременно получают на экспериментальных установках, и практических результатов термоядерного синтеза пока не достигнуто. Только в 30-х годах XXI века могут ожидаться первые управляемые термоядерные реакции, а их коммерческое использование наступит ещё позднее.

Перспективы и проблемы освоения солнечной энергии

Солнце – мощный источник корпускулярного и электромагнитного излучения. Интенсивность солнечного излучения на уровне моря в южных широтах, когда Солнце в зените, составляет 1 кВт/м^2. За год на Землю приходит 10^{18} кВт/ч его энергии. Энергия солнечного света, падающего на поверхность Земли в течение 12 часов, равна энергии, полученной от всей добытой на сегодняшний день нефти. Использование всего 0,0005% энергии Солнца могло бы обеспечить все потребности мировой энергетики, а 0,5% – полностью покрыть энергетические потребности на перспективу. С поверхности площадью 80 км^2 можно получать энергию, равную потребляемой человечеством сейчас, а с 300 км^2 – удовлетворить все его энергетические потребности в будущем [6–8].

Корпускулярное излучение Солнца, состоящее из потоков нейтрино, электронов, протонов, альфа-частиц и более тяжёлых атомных ядер, для современной энергетики особого интереса не представляет ввиду отсутствия приёмников или аккумуляторов энергии подобного излучения. Поэтому структура современных методов преобразования солнечной энергии определяется структурой электромагнитного излучения Солнца, в котором потоки инфракрасных (тепловых) лучей составляют до 48%, а потоки света – до 44% энергии солнечного излучения. Отсюда два основных подхода к практическому использованию энергии солнечных лучей – преобразование энергии инфракрасного и светового излучения солнца в электричество.

Преобразование инфракрасного излучения Солнца в электричество может производиться с применением солнечных бассейнов или на солнечных тепловых электростанциях. При этом производство 10^9 кВт/ч электроэнергии на солнечных тепловых электростанциях требует до 1100 га земли для размещения зеркал концентраторов. Такие системы обеспечивают сохранность высокой температуры рабочего тела в течение 4–6 часов и имеют КПД до 10% [9]. Солнечные тепловые электростанции экологически чисты и не нуждаются в ископаемом топливе, что исключает всякие затраты на его разведку, добычу и транспортировку. Однако подобным электростанциям присущ серьёзный недостаток – их эффективность существенно зависит от интенсивности солнечного облучения. Поэтому концентратор необходимо оснастить ав-

томатической системой слежения за суточным перемещением Солнца по небосводу и автоматически управляемым комплексом сервоприводов, регулирующих пространственную ориентацию его зеркал. Вдобавок подобные станции наследуют многие недостатки обычных тепловых электростанций, связанные с эксплуатацией теплообменников, паровых турбин и электрогенераторов. Поэтому в качестве перспективных технологий солнечной энергетики рассматриваются фотоэлектрические станции, которые при помощи солнечных кремниевых элементов преобразуют прямое и рассеянное солнечное излучение непосредственно в электроэнергию.

Подобное преобразование выполняет полупроводниковый прибор с *p*-*n*-переходом, расположенным параллельно его лицевой стороне. Ионы полупроводника *n*-типа имеют положительный заряд, а ионы полупроводника *p*-типа – отрицательный заряд. Поэтому вокруг *p*-*n*-перехода образуется пространственный заряд и возникает электрическое поле *E*. Фотоны, падающие на солнечный элемент с энергией, превышающей ширину запрещенной зоны полупроводникового материала, поглощаются полупроводником с образованием пары свободных носителей заряда – электрона и дырки. Если такое поглощение происходит в области пространственного заряда, то под действием поля *E* электроны перемещаются в полупроводник *n*-типа, а дырки – в полупроводник *p*-типа. Происходит разделение свободных носителей заряда, и между внешними поверхностями полупроводников различного типа появляется разность потенциалов, величина которой растет пропорционально логарифму интенсивности падающего на солнечный элемент света. На лицевой стороне фотоэлемента расположен сетчатый металлический контакт, а на тыльной стороне – сплошной металлический контакт. Эти контакты при подсоединённой нагрузке служат источником электрического тока [7, 10].

В наши дни основным материалом для изготовления солнечных элементов служит химически чистый монокристаллический кремний, обеспечивающий КПД фотоэлектрического преобразователя до 12–15%. Технология получения такого кремния достаточно трудоёмка и отличается существенными материальными затратами. При этом для восполнения энергетического дефицита, обусловленного истощением запасов углеводородов, необходимо производить около 30 000 тонн «солнечного» кремния в год [11], что крайне затруднительно. Однако известно, что максимум интенсивности солнечного света приходится на фотоны с энергией 2 эВ [7]. Поэтому для создания солнечных элементов наиболее подходящими являются полупроводниковые материалы с шириной запрещённой зоны 1–2 эВ.

Именно таким материалом является *аморфный кремний* $a-Si$, атомная структура которого отличается отсутствием ярко выраженного дальнего порядка. Вследствие этого $a-Si$ имеет большое количество дефектов, которые препятствуют его использованию в качестве полупроводникового материала, но устраняются насыщением его водородом. В результате такого насыщения получают так называемый гидрогенизированный кремний $a-Si:H$, оптическое поглощение которого в видимой части солнечного спектра в 20 раз выше, чем у кристаллического кремния [12]. Поэтому для применения в солнечных элементах той же производительности достаточно плёнок $a-Si:H$ толщиной 0,5–2 мкм вместо пластин кристаллического кремния толщиной 300 мкм. Это сокращает мировую потребность в полупроводниковых материалах «солнечного» качества в 20–100 раз. При этом солнечные элементы на основе $a-Si:H$ с шириной запрещённой зоны $E_g = 1,7$ эВ оказываются эффективнее элементов из кристаллического кремния с $E_g = 1,1$ эВ.

Плёнки $a-Si:H$ обычно получают путем напыления, что позволяет: *а*) избежать процессов выращивания, резки и шлифовки пластин, свойственных солнечным элементам из кристаллического кремния и препятствующие уменьшению их толщины из-за хрупкости материала; *б*) производить из $a-Si:H$ недорогие плёнки большой площади с высокой степенью однородности материала, что исключено в случае кристаллического кремния; *в*) организовать непрерывную поточную линию производства недорогих фотоэлементов на основе $a-Si:H$. Аморфный гидрогенизированный кремний слабо чувствителен к материалу подложки, в качестве которой можно применить недорогой материал, например стекло или сталь. Такие достоинства $a-Si:H$ позволяют снизить стоимость солнечных элементов в десятки раз и тем самым устранить основную причину, препятствующую массовому производству электроэнергии прямым преобразованием солнечного света в электричество [11]. Таким образом, аморфный кремний способен обеспечить солнечную энергетику технологичными, сравнительно недорогими и эффективными фотоэлектрическими преобразо-

вателями и довести КПД прямого преобразования света в электричество до 93% [10].

Однако производство кремниевых плёнок с необходимыми свойствами предполагает знание происходящих в них кинетических процессов, оптических зависимостей, механизмов генерации и рекомбинации неосновных носителей, транспортного механизма и путей совершенствования технологий их изготовления. Наблюдения показывают, что свойства аморфных полупроводников проявляют сильную структурную зависимость, и всякое искажение структуры такого материала способно изменить его электрические и оптические свойства [13]. Подобная зависимость позволяет управлять свойствами некристаллических полупроводников путём изменения их атомной структуры при постоянном химическом составе. Вполне очевидно, что для гарантированного получения материалов с заранее заданными свойствами процессы их структурной модификации должны быть управляемы и строго целенаправленны. Однако для теоретического обоснования и организации подобных процессов необходимо знание структуры аморфных материалов на уровне их атомов, молекул и ионов. Поэтому теоретические и экспериментальные исследования взаимосвязей структурно зависимых свойств аморфных полупроводников, в частности оптических, термических, электронных и сопротивления, с их атомными структурами отличаются постоянной актуальностью. Вместе с тем многочисленные попытки связать электронные свойства аморфных полупроводников, в частности аморфного кремния, с их атомной структурой в основном предполагали эмпирическую оптимизацию, а попытки математически описать зависимости свойств аморфных полупроводников от их атомных структур оказались затруднительны и особых результатов не принесли. Поэтому детальная теория фотоэлектрического преобразования для аморфного кремния пока отсутствует, а создание и производство солнечных элементов с высоким КПД по-прежнему требует научного обоснования зависимости между их структурами и желаемыми эксплуатационными характеристиками.

Современные методы исследования атомной структуры аморфного вещества

Существуют экспериментальные и теоретические методы исследования атомной структуры аморфного вещества.

Экспериментальными методами являются: дифракционные методы, метод *EXAFS* и различные виды спектроскопии. Дифракционные методы позволяют получить радиальную функцию распределения (РФР) конкретного образца аморфного материала и на её основе определить параметры ближнего порядка в структуре его атомов, а также дают некоторую информацию о структуре материала за пределами ближнего порядка. Однако подобные методы не позволяют воспроизвести пространственное расположение атомов некристаллического материала. Метод *EXAFS* путём структурного рентгеноспектрального анализа даёт ту же РФР и ничего больше. В целом, современные экспериментальные методы исследования атомных структур аморфных тел дают информацию только о ближнем порядке в расположении их атомов. Однако ни один из них в отдельности, ни всякая их совокупность не дают исчерпывающих данных о дальнем порядке и поэтому не позволяют воссоздать пространственное расположение атомов в неупорядоченных системах. Для решения этой задачи в настоящее время используется теоретическое моделирование структуры аморфных материалов.

Теоретические методы исследования структуры аморфного вещества включают методы молекулярной динамики, Монте-Карло, обратного Монте-Карло, *WWW*, техники активации-релаксации и построение физических моделей атомных структур вещества. Метод молекулярной динамики основан на предположении о возможности описания движения атомов уравнениями классической динамики Ньютона. Структура аморфного кремния, полученная методом молекулярной динамики, отличается большим количеством дефектов, неестественной периодичностью и высоким напряжением. Радиальная функция распределения такой структуры значительно отличается от РФР, полученной экспериментально [14]. Метод Монте-Карло предусматривает построение случайного процесса, отдельными состояниями которого являются различные конфигурации рассматриваемой системы, полученные путём случайных смещений входящих в неё частиц. Построение аморфной структуры методом обратного Монте-Карло сопровождается оценкой вероятности той или иной конфигурации по сходству её РФР с экспериментальной и приводит к получению моделей с неравновесными структурами, а потому требует последующей релаксации энергии модели. При этом создание моделей с достаточно большим числом атомов методами молекулярной динамики и Монте-Карло требует высоких затрат машинного вре-

мени. Метод *WWW* предусматривает моделирование аморфных тетраэдрических структур образованием высококачественной непрерывной непериодической сети из нескольких тысяч атомов. Начальной конфигурацией атомов для создания такой сети служит рандомизированная большим количеством внутренних смещений структура алмаза [14]. Техника активации-релаксации предусматривает минимизацию потенциальной энергии и предназначена для вывода системы из локального энергетического минимума [14]. Из физических моделей атомных структур аморфного вещества известны модели Григоровича и Полка. РФР модели Григоровича хорошо согласовалась с экспериментом. Однако флуктуации длин связей в этой модели оказывались завышенными, а отклонения валентных углов – заниженными. Полк построил физическую модель аморфного кремния в виде непрерывной непериодической сети атомов, в которой допускались любые величины диэдрических углов. Модель Полка дала хорошее согласование с экспериментом по РФР, но содержит всего лишь 519 атомов, что явно недостаточно для изучения на ней физических свойств реального вещества аморфного кремния [15]. Известны также микрокристаллитные и кластерные модели аморфных структур, а также модели на основе непериодической непрерывной сети.

Фрактальное моделирование атомной структуры аморфного кремния

Отсутствие эффективных методов описания аморфной атомной структуры создаёт основную теоретическую проблему современной фотоэлектрической энергетики. Эта проблема не позволяет установить связь микроструктуры полупроводника с его электрическими и оптическими свойствами и на этой основе перейти к созданию эффективных и недорогих материалов с заранее заданными свойствами, например с заданной шириной запрещённой зоны. Следует полагать, что недостаточная эффективность современных методов моделирования аморфных структур обусловлена отрицанием дальнего порядка атомов в структуре аморфного вещества и, вследствие этого – применением неадекватного математического аппарата, ориентированного на воспроизведение структур, беспорядочных и случайных по определению.

Таким образом, для решения проблемы моделирования аморфных структур необходимо отказаться от их интерпретации как хаотичных и беспорядочных, напротив, полагая, что аморфная структура исключает случайность, *не хаотична* и существует неочевидная, однако реальная, *строгая закономерность* её построения. Ключ к отысканию такой закономерности даёт известное положение физики твёрдого тела о том, что аморфность тетраэдрических атомных структур порождается закономерными согласованными последовательными отклонениями величин валентных и диэдрических углов, а также отклонениями длин межатомных связей от их значений в кристаллах [16]. Поэтому для моделирования аморфных тетраэдрических структур необходим математический аппарат, способный порождать взаимосвязанные и внешне хаотические значения этих отклонений. При этом наблюдаемая иррегулярность и фрагментированность аморфной структуры позволяет отнести её к *фрактальным* объектам и применить к её моделированию разновидность алгебраических фракталов – системы итерированных функций (СИФ), которые дают возможность порождения *псевдослучайной последовательности чисел*. Если при этом валентные и диэдрические углы атомной ячейки аморфного кремния использовать в качестве аргументов СИФ, то отклонение длины межатомной связи послужит её замыкающим звеном.

Такой подход позволил с помощью разработанного комплекса программ воспроизвести механизм порождения аморфности и построить структуру аморфного кремния из 50 000 атомов, способную воспроизводить физические свойства реального вещества. Совмещение теоретической РФР построенной модели и экспериментальной РФР аморфного кремния (рис. 1) вполне удовлетворительно, что подтверждается численной оценкой совпадения модельной РФР и экспериментальной, которая в среднем составила 95%.

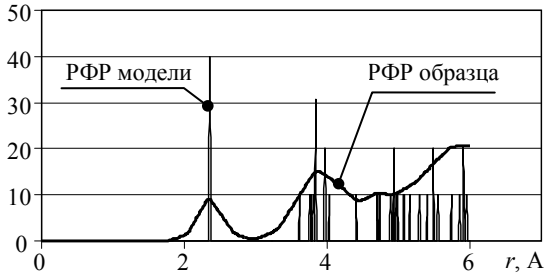


Рис. 1. Теоретическая РФР модели и экспериментальная РФР реального образца аморфного кремния

Гистограмма распределения диэдрических углов построенной модели (рис. 2) явно повторяет тенденцию распределения диэдрических углов моделей Полка–Будро (рис. 3), Коннела–Тёмкина и Стейнхардта (рис. 4) – возрастание в интервале от 0° до 180° [17].

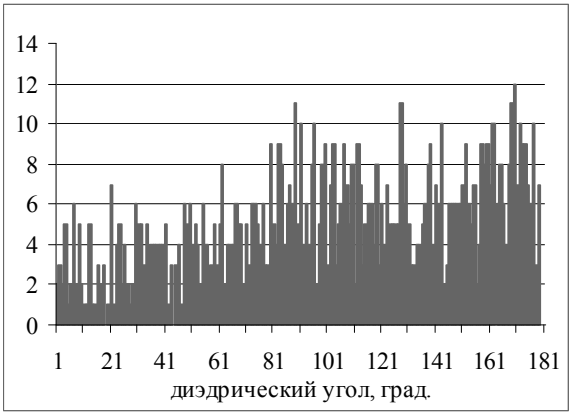


Рис. 2. Распределение диэдрических углов построенной модели

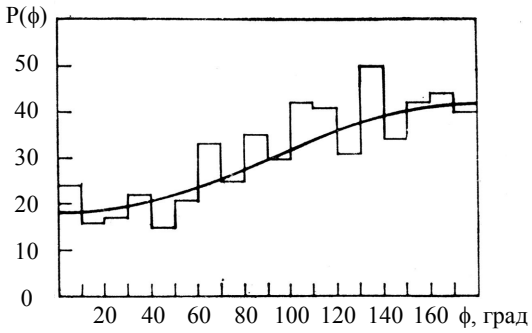


Рис. 3. Распределение диэдрических углов в модели Полка–Будро

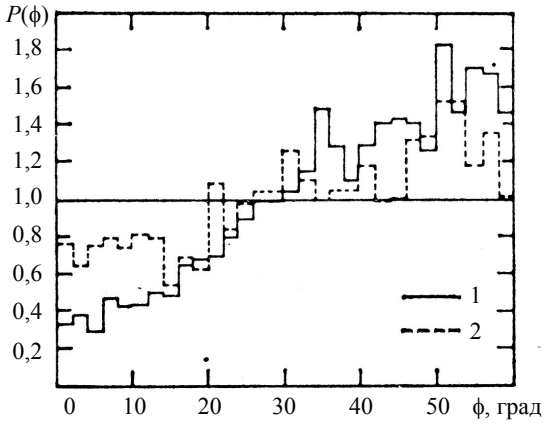


Рис. 4. Распределение диэдрических углов в модели Коннела–Темкина и Стейнхардта

Сравнение распределения валентных углов построенной модели аморфного кремния (рис. 5) с аналогичным распределением модели Полка (рис. 6) [18] обнаруживает их существенное сходство, в том числе появление единственного широкого максимума на участке от 99° до 119°.

Рис. 5. Распределение валентных углов построенной модели

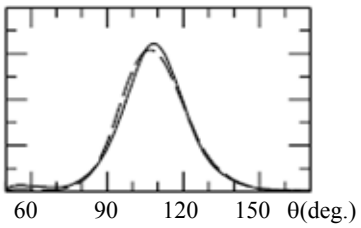


Рис. 6. Распределение валентных углов модели Полка

Плотность атомов построенной модели составила ≈1,99 кг/дм^3 при справочном значении плотности аморфного кремния 2 кг/дм^3.

Потенциальная энергия взаимодействия ядер аморфного кремния

Известно, что стационарное состояние частиц как кристаллического, так и твёрдого аморфного вещества описывается одним и тем же уравнением Шрёдингера [16]

$$\left[-\left(\sum_i \frac{\hbar^2}{2m}\Delta_i + \sum_k \frac{\hbar^2}{2M}\Delta_k\right) + \right.$$

$$+\frac{1}{2}\sum_i\sum_{j\neq i}\frac{e^2}{4\pi\varepsilon\varepsilon_0 |\vec{r}_i - \vec{r}_j|} +$$

$$+\frac{1}{2}\sum_k\sum_{i\neq k}\frac{Z_k Z_i e^2}{4\pi\varepsilon\varepsilon_0 |\vec{R}_k - \vec{R}_i|} -$$

$$\left.-\frac{1}{2}\sum_i\sum_k\frac{Z_k e^2}{4\pi\varepsilon\varepsilon_0 |\vec{r}_i - \vec{R}_k|}\right]\Psi = E\Psi,$$

где $\hbar$ – постоянная Планка; m – масса электрона, M – масса атомного ядра вещества твёрдого тела; Δ_i и Δ_k – соответственно оператор Лапласа для i-го электрона и k-го ядра атома; $\sum_i \left(\hbar^2/2m\right)\cdot\Delta_i$ и $\sum_k \left(\hbar^2/2M\right)\cdot\Delta_k$ – операторы кинетической энергии соответственно электронов и атомных ядер рассматриваемого вещества; e – заряд электрона, $Z_k \cdot e$ – заряд k-го ядра, $Z_l \cdot e$ – заряд l-го ядра, $\vec{r}_i$ – радиус-вектор i-го электрона, $\vec{r}_j$ – радиус-вектор j-го электрона, $\vec{R}_k$ – радиус-вектор k-го ядра, $\vec{R}_l$ – радиус-вектор l-го ядра, ε – относительная диэлектрическая проницаемость, ε_0 – электрическая постоянная.

В квадратных скобках уравнения Шрёдингера первая компонента – это оператор кинетической энергии всех частиц твёрдого тела, вторая – оператор потенциальной энергии попарного взаимодействия электронов, третья – оператор потенциальной энергии попарного взаимодействия атомных ядер и четвёртая – оператор потенциальной энергии попарного взаимодействия электронов и атомных ядер. Так как искомая модель получена в виде совокупности (x_k, y_k, z_k) трёхмерных координат, вычисленных для каждого из атомов, образующих модельную структуру аморфного кремния, то, обладая такой совокупностью координат, из соотношения

$$\frac{1}{2}\sum_k \sum_{l\neq k} \frac{Z_k Z_l e^2}{4\pi\varepsilon\varepsilon_0 \left|\vec{R}_k - \vec{R}_l\right|}$$

в условиях адиабатического приближения сравнительно несложно вычислить потенциальную энергию попарного взаимодействия атомных ядер аморфного кремния, которая, в частности, для модели из 1200 атомов составила $8{,}27\cdot10^{-13}$ Дж.

Заключение

Таким образом, основная причина затруднений в моделировании атомной структуры аморфного вещества состоит в её традиционной интерпретации как беспорядочной, хаотичной и подверженной случайностям структуры. Однако наблюдаемая иррегулярность и фрагментированность структуры аморфного вещества на уровне элементарной атомной ячейки позволяет отнести её к фрактальным объектам, что даёт основание для применения фрактального подхода к поиску строгой закономерности её строения. При этом в качестве закона построения атомной структуры аморфного кремния предложена периодическая система итерированных функций, аргументами которой служат значения диэдрических углов и отклонений валентных углов его атомной ячейки. Итерационный процесс на основе этого закона порождает фрактальное множество псевдослучайных значений диэдрических углов и отклонений валентных углов атомной ячейки аморфного кремния. Теоретическая РФР, построенная для фрактальной модели атомной структуры аморфного кремния, совпадает с экспериментальной РФР реального образца аморфного кремния в среднем на 95%, а рассчитанная плотность атомов модели составляет 98,78% от её экспериментального значения. При этом распределения диэдрических и валентных углов построенной модели аналогичны распределениям известных моделей-аналогов, что в комплексе подтверждает адекватность полученной модели. Разработанный метод реализован в комплексе алгоритмов и программ для ЭВМ, который позволяет строить модели атомной структуры аморфного кремния из 50 000 и более атомов. Такие модели способны имитировать физические свойства реального образца аморфного кремния, что создаёт основу для их теоретического изучения. В частности, предложенная методика впервые позволила в качестве реального практического результата численно определить потенциальную энергию взаимодействия атомных ядер модели аморфного кремния.

Литература

1. Statements on Oil. Energy Committee at the Royal Swedish Academy of Sciences. 14 Oct., 2005.

2. *Hubbert M.K.* Nuclear Energy and the Fossil Fuels / M.K. Hubbert // American Petroleum Institute, 1956. – 57 p.

3. Энергетическая стратегия России на период до 2020 года [Электронный ресурс] / Министерство промышленности и энергетики РФ. – Режим доступа : http://www.minprom.gov.ru /docs/strateg/1.

4. Кризис нефти : краткий обзор [Электронный ресурс] / Центр экономического анализа и экспертизы. – Режим доступа: http://www.assessor.ru /oil/oil1.html.

5. Present and future energy problems. Jean Laherrère. HEC MBA Sustainable Development seminar, 8 Sept., 2004.

6. *Андреев В.М.* Фотоэлектрические преобразователи солнечной энергии на основе гетероструктур / В.М. Андреев // Возобновляемая энергия. Ежеквар-

тальный информационный бюллетень. – Февраль 2006. – С. 5–7.

7. *Бринкворт Б.Дж.* Солнечная энергия для человека: пер. с англ. / Б.Дж. Бринкворт. – М. : Мир, 1976. – 282 с.

8. *Васильев А.М.* Полупроводниковые фотопреобразователи / А.М. Васильев, А.П. Ландсман. – М. : Сов. радио, 1971. – 246 с.

9. Renewable Energy: Economic and Environmental Issues / David Pimentel [et at.] // BioScience. – 1994, September. – Vol. 44, № 8.

10. *Раушенбах Г.* Справочник по проектированию солнечных батарей / Г. Раушенбах. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 358 с.

11. *Латур М.* Фотоэлектричество: перспективы развития мирового рынка / М. Латур // Возобновляемая энергия. Ежеквартальный информационный бюллетен. – Февраль 2006. – С. 2–4.

12. Аморфные и поликристаллические полупроводники : пер. с нем. – М. : Мир, 1987. – 160 с.

13. Аморфные полупроводники : пер. с англ. / под ред. М. Бродски. – М. : Мир, 1982. – 419 с.

14. *Vink Richard L.C.* Computer simulations of amorphous semiconductors / *Richard L.C. Vink* / Universal Press – Science Publishers, Veenendaal.

15. *Айвазов А.А.* Неупорядоченные полупроводники : учеб. пособие для вузов / А.А. Айвазов. – М. : Изд-во МЭИ : Высш. шк., 1995. – 351 с.

16. *Павлов П.В.* Физика твёрдого тела : учеб. / П.В. Павлов, А.Ф. Хохлов. – М. : Высш. шк., 2000. – 494 с.

17. *Мотт Н.* Электронные процессы в некристаллических веществах / Н. Мотт, Э. Девис. – М. : Мир, 1982. – Т. 2. – 658 с.

18. Mousseau Normand and Lewis Laurent J. Structure of amorphous semiconductors on intermediate length scales. Phys. Rev. Lett. 78, 1484 (1997).

Статья поступила в редакцию 15 января 2010 г.

УДК 621.39:517.3

СХОДИМОСТЬ НЕСОБСТВЕННЫХ ИНТЕГРАЛОВ ОТ ПРОИЗВЕДЕНИЙ СТЕПЕННЫХ, ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ С КОМБИНАЦИЯМИ ИЛИ ДОПОЛНЕНИЯМИ ИНТЕГРАЛОВ ВЕРОЯТНОСТИ

Н.Е. Коротков, в.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 77-06-11
А.Н. Коротков, с.н.с., Московский гос. ун-т, тел.: (495) 314-39-53

Сформулированы и обоснованы необходимые и достаточные условия сходимости комплексных несобственных интегралов от произведений степенных и экспоненциальных функций (с показателями первой степени) с комбинациями интегралов вероятности или с их дополнениями до возможных предельных значений 1 и –1.

Ключевые слова: *комплексные несобственные интегралы, комбинации интегралов вероятностей, дополнения интегралов вероятности, необходимые и достаточные условия сходимости.*

IMPROPER INTEGRAL CONVERGENCE OF EXPONENTIAL POWER FUNCTIONS WITH COMBINATION AND PROBABILITY INTEGRAL COMPLEMENT PRODUCTS

N.E. Korotkov, leading research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-25-60
A.N. Korotkov, senior research engineer, Moscow State University, tel.: (4732) 77-06-11

Necessary and sufficient conditions for convergence of complex improper integrals of exponential power function product (with the firs-power exponent) with probability integral combinations or with their complements up to possible limiting values 1 and –1.

Key words: *complex improper integrals, probability integral combinations, probability integral complements, necessary and sufficient conditions for convergence.*

Неопределенные и определенные комплексные интегралы от произведений степенных и экспоненциальных функций с комбинациями или с дополнениями интегралов вероятности до их предельных значений при показателях экспоненциальных функций первой степени рассматривались в [1]. Однако дальнейшие исследования показали возможность расширения полученных там условий сходимости несобственных форм этих интегралов. Целью настоящей статьи является формулирование и обоснование – в развитие [1] – теоретически максимально широких, т.е. необходимых и достаточных, условий сходимости таких несобственных интегралов.

Интересующие здесь подынтегральные функции имеют общий вид $z^n \exp(\beta z+\gamma)\times$ $\times\left[\operatorname{erf}(\alpha_1 z+\beta_1)\mp\operatorname{erf}(\alpha_2 z+\beta_2)\right]$, $z^n \exp(\beta z+\gamma)\times$ $\times\left[\pm 1-\operatorname{erf}(\alpha_1 z+\beta_1)\right]$, где переменная z и все параметры, кроме дискретного параметра n, принимающего целые неотрицательные значения, комплексные, но, конечно, могут иметь и действительные значения ($\alpha_1\neq 0$, $\alpha_2\neq 0$, $\beta\neq 0$). Как оговорено в [1], правила выбора знаков в этих выражениях, а также в соответствующих им интегралах с условиями их применения записываются как $\lim\limits_{\theta\to\infty(T)}\left[\operatorname{Re}(\alpha_1 z)\cdot\operatorname{Re}(\alpha_2 z)\right]=\pm\infty$ для функций первого вида и как $\lim\limits_{\theta\to\infty(T)}\operatorname{Re}(\alpha_1 z)=\pm\infty$ для функций второго вида. В самом выражении каждой из подынтегральных функций и в правиле выбора знаков в нем в конкретных случаях берутся либо верхние, либо нижние знаки. Здесь T – направленная траектория (на комплексной плоскости z), по которой происходит приближение значений z к бесконечности, что подчеркивается символом «$z\to\infty(T)$». Форма траектории T не регламентируется (произвольна), лишь должны быть конечными длины её участков между любыми конечными точками на ней.

Подробный анализ проведем применительно к подынтегральным функциям второго вида (как показано в [1], через них выражаются и функции первого вида). Для них в случае интегрирования с одним бесконечным пределом, заменив переменную интегрирования z на $u=\alpha_1 z+\beta_1$ (т.е. $z=\dfrac{u-\beta_1}{\alpha_1}$) и используя формулу бинома Ньютона, можно записать равенство

$$\int\limits_{-\beta_1/\alpha_1}^{\infty(T)} z^n \exp(\beta z+\gamma)\left[\pm 1-\operatorname{erf}(\alpha_1 z+\beta_1)\right]dz =$$

$$= \frac{n!\exp(\gamma_0)}{\alpha_1^{n+1}} \sum_{k=0}^{n} \frac{(-\beta_1)^{n-k}}{k!(n-k)!} \times$$

$$\times \int\limits_0^{\infty(T_1)} u^k \exp(\beta_0 u)\left[\pm 1-\operatorname{erf}(u)\right]du. \qquad (1)$$

В нем $\beta_0 = \dfrac{\beta}{\alpha_1}$, $\gamma_0 = \gamma - \dfrac{\beta\beta_1}{\alpha_1}$, T_1 – отображение на плоскости u траектории T (в связи с линейным преобразованием плоскости z в плоскость u согласно равенству $u = \alpha_1 z + \beta_1$). Нижний предел интегрирования μ, равный $-\beta_1/\alpha_1$, в левой части (1) подобран так, что обеспечивается удобное для анализа интегрирование от нуля до бесконечности в правой части (т.к. согласно [2] конечный комплексный предел μ с точки зрения сходимости рассматриваемых несобственных интегралов безразличен).

Начнем с интеграла в (1) для $k = 0$, т.е. с интеграла

$$\int\limits_0^{\infty(T_1)} \exp(\beta_0 u)\left[\pm 1-\operatorname{erf}(u)\right]du =$$

$$= \lim_{\nu\to\infty(T_1)} \int\limits_0^{\nu} \exp(\beta_0 u)\left[\pm 1-\operatorname{erf}(u)\right]du, \qquad (2)$$

где текущий предел интегрирования ν также комплексный, но может принимать и действительные значения. Применительно к этому интегралу правило выбора знаков оказывается следующим: знаки «+» и «–» берутся при стремлении ν к бесконечности соответственно в правой и левой половинах плоскости u.

На прилагаемой схеме интегрирования для примера приведена траектория T_1, уходящая в бесконечность в верхней части правой половины плоскости u с действительной и мнимой осями x и y соответственно (так что $u = x + iy$). На траектории T_1 показана текущая точка ν с проекциями на оси x и y, обозначенными ν_r и ν_m $(\nu = \nu_r + i\nu_m)$. Направление движения этой точки по T_1 отмечено стрелкой.

Поскольку подынтегральная функция в (2) аналитическая на всей открытой комплексной плоскости u, согласно [2] интегрирование от 0 до ν может проводиться по любому контуру конечной длины. Выберем его в виде ломаной линии: от 0 до ν_r – по оси x, от точки ν_r на ней до самой точки ν – по вертикальной прямой (по прямой проецирования ν на ось x). Указанный контур на схеме выделен утолщенными линиями. Такой контур будем брать для любого положения точки ν на T_1 при $\nu \to \infty(T_1)$, так что он и сам оказывается текущим. Метод текущих контуров интегрирования применялся в [3–8] и показал себя весьма эффективным.

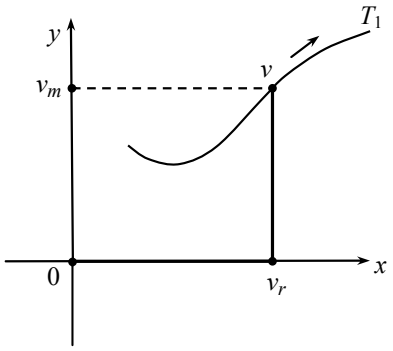


Схема интегрирования

В соответствии с выбранными контуром интегрирования и траекторией T_1 (в правой половине плоскости u) интеграл в правой части (2) можно записать в виде суммы двух интегралов

$$\lim_{\nu\to\infty(T_1)} \int\limits_0^{\nu} \exp(\beta_0 u)\left[1-\operatorname{erf}(u)\right]du =$$

$$= \lim_{\nu\to\infty(T_1)} \left\{ \int\limits_0^{\nu_r} \exp(\beta_0 u)\left[1-\operatorname{erf}(u)\right]du + \right.$$

$$\left. + \int\limits_{\nu_r}^{\nu_r+i\nu_m} \exp(\beta_0 u)\left[1-\operatorname{erf}(u)\right]du \right\}. \qquad (3)$$

Первый интеграл в правой части последнего равенства при $\nu \to \infty(T_1)$ в пределе обращается в несобственный интеграл от 0 до $+\infty$ по оси x для подынтегральной функции, равной $-\exp(\beta_0 x)\left[\operatorname{erf}(x)-1\right]$, который согласно [3] сходится и имеет вид

$$\frac{1}{\beta_0}\exp\left(\frac{\beta_0^2}{4}\right)\left[\operatorname{erf}\left(\frac{\beta_0}{2}\right)+1\right]-\frac{1}{\beta_0}.$$

Поэтому интеграл в левой части в (3) будет сходиться, если стремится к какому-нибудь конеч-

ному пределу при $u = \nu \to \infty(T_1)$ второй интеграл в правой части. Поставленная задача сводится к определению условия, при выполнении которого такой предел существует, а при невыполнении – отсутствует.

Подобная задача в [4] решена по отношению к подынтегральной функции $\exp(-u^2)$ методом текущего контура интегрирования, в результате чего получено необходимое и достаточное условие сходимости интеграла вероятности $\operatorname{erf}(u)$ в виде $\lim\limits_{z\to\infty(T_1)}\left[\operatorname{Re}(u^2)+\ln|u|\right]=+\infty$ (при записи с обозначениями настоящей статьи). Применимость этого метода основывается на колебательном характере действительной и мнимой частей подынтегральной функции и возрастании размахов соответствующих колебаний на вертикальном участке интегрирования. Если эти обстоятельства имеют место, то искомое условие будет определяться только законом изменения модуля подынтегральной функции при $\nu \to \infty(T_1)$. Так, для этой функции вида $\exp(-u^2)$ модуль равен $\exp\left[-\operatorname{Re}(u^2)\right]$, стремление к нулю отношения последнего к $|u|$ при $u = \nu \to \infty(T_1)$ обеспечивает стремление к нулю же (являющемуся конечным пределом) результата интегрирования на вертикальном участке выбранного контура. Логарифм указанного отношения равен $-\operatorname{Re}(u^2)-\ln|u|$, так что необходимое и достаточное условие сходимости интеграла вероятности $\operatorname{erf}(u)$ оказалось в виде $\lim\left[-\operatorname{Re}(u^2)-\ln|u|\right]=-\infty$. В [4] оно было записано в более удобной форме – как $\lim\limits_{u\to\infty(T_1)}\left[\operatorname{Re}(u^2)+\ln|u|\right]=+\infty$.

С учетом асимптотических представлений [5] интеграла вероятностей $\operatorname{erf}(u)$ при $u \to +\infty(T_1)$, а также формулы Эйлера для $\exp(\beta_0 z)$ предположим, что метод текущих контуров интегрирования применим и для рассматриваемого интеграла (2) (ниже верность такого предположения будет подтверждена). Тогда лишь модуль функции $\exp(-u^2)$, т.е. величину $\exp\left[-\operatorname{Re}(u^2)\right]$, в приведенном в [4] анализе следует поменять на произведение $\left|\exp(\beta_0 u)\right|\cdot|1-\operatorname{erf}(u)|$. Согласно [4] отношение $|u|\cdot|1-\operatorname{erf}(u)|/\left[-\operatorname{Re}(u^2)\right]$ при $u \to \infty(T_1)$ стремится к 1, так что $|1-\operatorname{erf}(u)|$ можно заменить на $\exp\left[-\operatorname{Re}(u^2)\right]/|u|$, а согласно формуле Эйлера $\left|\operatorname{erf}(\beta_0 z)\right|=\exp\left[\operatorname{Re}(\beta_0 u)\right]$. Таким образом, здесь произведением величин $\exp\left[\operatorname{Re}(\beta_0 u)\right]$ и $\exp\left[-\operatorname{Re}(u^2)\right]/|u|$ можно заменить $\left|\exp(-u^2)\right|=\exp\left[-\operatorname{Re}(u^2)\right]$ в проведенном в [4] анализе и получить условие сходимости для (2) в виде

$$\lim_{u\to\infty(T_1)}\left\{\exp\left[-\operatorname{Re}(u^2)\right]\cdot\exp\left[\operatorname{Re}(\beta_0 u)\right]/|u|^2\right\}=-\infty, \qquad (4)$$

что эквивалентно более удобной записи

$$\lim_{u\to\infty(T_1)}\left[\operatorname{Re}(u^2-\beta_0 u)+2\ln|u|\right]=+\infty. \qquad (5)$$

Далее покажем, что это условие – необходимое и достаточное для сходимости (2). Для этого воспользуемся асимптотическим представлением [5] интеграла вероятности $\operatorname{erf}(u)$ при $u \to \infty(T_1)$ на так называемых граничных траекториях (T_1), как угодно близких и к области сходимости, и к области расхождения интересующего интеграла на плоскости u. Исходя из записи (5), по аналогии с такими траекториями для erf(u) в [5] для интеграла (3) можно получить обобщенное уравнение пограничных траекторий в первом квадранте этой плоскости (конкретный способ его получения здесь интереса не представляет) в виде

$$y = x + \frac{\operatorname{Im}\beta_0 - \operatorname{Re}\beta_0}{2} + \frac{2\ln x - \varphi(x)}{2x}, \qquad (6)$$

где $\varphi(x)$ – монотонная (в общем смысле) функция, отношение которой к $\ln x$ при $x \to +\infty$ стремится к нулю. Конечно, такое уравнение может иметь смысл только для достаточно больших значений x, например при $\varphi(x)=\ln\ln x$ – для значений x, превышающих основание натуральных логарифмов.

С учетом равенств $\operatorname{Re}(u^2)=x^2-y^2$, $\operatorname{Re}(\beta_0 u)=x\operatorname{Re}\beta_0 - y\operatorname{Im}\beta_0$ и $|u|=\sqrt{x^2+y^2}=x\sqrt{1+y^2/x^2}$ легко убедиться, что для таких (пограничных) траекторий T_1 условие (5) выполняется, если при $u \to \infty(T_1)$, т.е. при $x \to +\infty$,

$\varphi(x)$ стремится к $+\infty$, хотя бы как угодно медленно. Оно не может выполняться, если $\varphi(x)$ – ограниченная сверху, например, имеет постоянное значение или стремится к $-\infty$. Поэтому теперь следует лишь показать сходимость интеграла (3) на траекториях с уравнением (6) для $\varphi(x) \to +\infty$ при $x \to +\infty$ и непременную расходимость указанного интеграла для любых других $\varphi(x)$. Это достаточно сделать для какого-то значения $\beta_0 \neq 0$, т.к. для используемого метода текущих контуров интегрирования представляет интерес только модуль подынтегральной функции, возрастающий на вертикальном участке контура интегрирования (см. ниже).

Обратимся к неопределенному интегралу согласно [1]

$$\int \exp(\beta_0 u)[1-\operatorname{erf}(u)]du = \frac{1}{\beta_0}\left\{\exp(\beta_0 u)[1-\operatorname{erf}(u)] + \exp\left(\frac{\beta_0^2}{4}\right)\operatorname{erf}\left(u-\frac{\beta_0}{2}\right)\right\}. \quad (7)$$

Сходимость интеграла (3) зависит от того, имеет ли сумма в фигурных скобках здесь конечный предел при $u \to \infty(T_1)$, или такого предела нет.

Пусть $\beta_0 = 1 + i$. Сначала проверим выполнение условия, гарантирующего стремление к нулю при $u \to \infty(T_1)$ разностей между интегралами вероятности в (7) и их асимптотическими представлениями согласно [5]. Для erf(u) оно требует стремления к нулю при $x \to +\infty$ величины $(y-x)\exp(y^2-x^2)/x^2$. Как видим, с учетом (6) для $\beta_0 = 1 + i$, т.е. $\operatorname{Re}\beta_0 = \operatorname{Im}\beta_0 = 1$, это условие выполняется. Применительно к $\operatorname{erf}\left(u-\frac{\beta_0}{2}\right)$ в выражении указанной величины y и x следует заменить соответственно на $y - \operatorname{Im}\beta_0 / 2$ и $x - \operatorname{Re}\beta_0 / 2$ (так будем поступать и при дальнейшем анализе), после чего убеждаемся в выполнении вышеупомянутого условия и для $\operatorname{erf}\left(u-\frac{\beta_0}{2}\right)$.

Следовательно, установление наличия или отсутствия конечного предела суммы в (7) при $u \to \infty(T_1)$ (при $x \to +\infty$) можно проводить с подстановкой вместо $\operatorname{erf}(u)$ и $\operatorname{erf}\left(u-\frac{\beta_0}{2}\right)$ их асимптотических представлений согласно [5]. Последние при $\beta_0 = 1 + i$ имеют вид:

$$1 + \exp\left[-\operatorname{Re}(u^2)\right]\cdot F\left[\operatorname{Im}(u^2)\right]/(2\sqrt{\pi}x) \quad (8)$$

– для $\operatorname{erf}(u)$,

$$1+\exp\left\{-\operatorname{Re}\left[\left(u-\frac{1+i}{2}\right)^2\right]\right\}\times \times F\left\{\operatorname{Im}\left[\left(u-\frac{1+i}{2}\right)^2\right]\right\} \Big/ \left[2\sqrt{\pi}\left(x-\frac{1}{2}\right)\right] \quad (9)$$

– для $\operatorname{erf}\left(u-\frac{\beta_0}{2}\right) = \operatorname{erf}\left(u-\frac{1+i}{2}\right)$,

где $F(\alpha) = \sin\alpha - \cos\alpha + i\sin\alpha + i\cos\alpha$. По формуле Эйлера с учетом (6)

$$\exp[(1+i)u] = \exp\left[x - y + i(x+y)\right] = \exp\left[\frac{\varphi(x)-2\ln x}{2x}\right]\left\{\cos\left[2x+\frac{2\ln x-\varphi(x)}{2x}\right] + i\sin\left[2x+\frac{2\ln x-\varphi(x)}{2x}\right]\right\}, \quad (10)$$

$$\exp\left[\frac{(1+i)^2}{4}\right] = \exp\left(\frac{i}{2}\right) = \cos\left(\frac{1}{2}\right) + i\sin\left(\frac{1}{2}\right). \quad (11)$$

Кроме того, с учетом равенства $u^2 = x^2 - y^2 + 2ixy$ согласно (6) для $\beta_0 = 1 + i$

$$-\operatorname{Re}(u^2) = \left[\frac{2\ln x-\varphi(x)}{2x}\right]^2 + 2\ln x - \varphi(x), \quad (12)$$

$$\operatorname{Im}(u^2) = 2x^2 + 2\ln x - \varphi(x), \quad (13)$$

соответственно

$$-\operatorname{Re}\left[\left(u-\frac{1+i}{2}\right)^2\right] = \left[\frac{2\ln\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right)}{2\left(x-\frac{1}{2}\right)}\right]^2 + 2\ln\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right), \quad (14)$$

$$\operatorname{Im}\left[\left(u-\frac{1+i}{2}\right)^2\right] = 2\left(x-\frac{1}{2}\right)^2 + 2\ln\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right). \quad (15)$$

В выражениях $-\mathrm{Re}\left(u^2\right)$ и $-\mathrm{Re}\left[\left(u-\frac{1+i}{2}\right)^2\right]$ первые слагаемые при $x\to+\infty$ стремятся к нулю и в дальнейшем опускаются.

Подставив (8)–(15) в (7) и использовав соотношение $F(\alpha)\left(\cos\alpha_0+i\sin\alpha_0\right)=F\left(\alpha-\alpha_0\right)$, получаемое по формулам умножения тригонометрических функций, а также учитывая равенство $a=\exp(\ln a)$ (для $a>0$), приходим к выражению для суммы в (7)

$$\exp\left(\frac{i}{2}\right)+\left\{\exp\left[\ln\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right)\right]F\left(A_x\right)-\right.$$

$$\left.-\exp\left[\ln x-\varphi(x)+\frac{\varphi(x)-2\ln x}{2x}\right]F\left(B_x\right)\right\},\quad(16)$$

где

$$A_x=2x^2-2x+2\ln\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right),$$

$$B_x=2x^2-2x+\ln x-\varphi(x)+\frac{\varphi(x)-2\ln x}{2x}.$$

При $x\to+\infty$ в пределе A_x и B_x можно заменить на $C_x=2x^2-2x+\ln x-\varphi(x)$, т.к. $\lim\limits_{x\to+\infty}\left[\ln\left(x-\frac{1}{2}\right)-\ln x\right]=\lim\limits_{x\to+\infty}\ln\left(1-\frac{1}{2x}\right)=0$, а ввиду стремления к нулю отношения монотонной функции $\varphi(x)$ к $\ln x$ также к нулю стремятся $\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi(x)$ и $\left[\varphi(x)-2\ln x\right]/(2x)$. Поэтому с учетом колебательного характера функции $F\left[C_x\right]$ с ненулевым постоянным модулем выражение в фигурных скобках в (16) при $x\to+\infty$ может иметь лишь конечный предел, равный нулю, если там же стремится к нулю разность двух экспоненциальных функций (каждая из которых стремится к $+\infty$)

$$\exp\left[\ln\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi(x)\right]-\exp\left[\ln x-\varphi(x)+\frac{\varphi(x)-2\ln x}{2x}\right]=$$

$$=\exp\left[-\varphi(x)\right]\left\{\left(x-\frac{1}{2}\right)\exp\left[\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi(x)\right]-x\exp\left[\frac{\varphi(x)-2\ln x}{2x}\right]\right\}.\quad(17)$$

Это, в свою очередь, возможно только при стремлении $\varphi(x)$ к $+\infty$ (при $x\to+\infty$). Тогда само выражение (16) будет стремиться к конечному пределу $\exp\left(\frac{i}{2}\right)$, в противном случае оно никакого предела иметь не может. Таким образом, с учетом вышеизложенного следует вывод, что условие (5) действительно необходимо и достаточно для сходимости интеграла (3), и это одновременно приводит к выводу о верности сделанного предположения насчет применимости в данном случае метода текущих контуров интегрирования.

Чтобы продемонстрировать независимость таких выводов от параметра β_0, подобный анализ (который, однако, приводить здесь не представляется возможным из-за ограниченности объёма журнальной статьи) проводился для различных его значений.

К тем же выводам относительно интеграла (3) можно прийти и с помощью пограничных траекторий в нижней части правой половины комплексной плоскости u, описываемых обобщенным уравнением

$$y=-x+\frac{\mathrm{Re}\,\beta_0-\mathrm{Im}\,\beta_0}{2}+\frac{\varphi(x)-2\ln x}{2x}.$$

Согласно используемому методу текущих контуров интегрирования вывод о необходимости и достаточности (5) для сходимости (3) распространяется на любые траектории T_1 в этой половине плоскости u, в том числе и с переходами через ось x (например, имеющие колебательный характер). Действительно, для траекторий, уходящих там в бесконечность в области, ограниченной сверху и снизу пограничными траекториями, удовлетворяющими условию (5) (которые могут иметь и общие точки с самими пограничными траекториями), это условие также выполняется, а интеграл (3) сходится, поскольку на вертикальных участках текущего контура интегрирования производная модуля подынтегральной функции по y для $y>0$ оказывается положительной, для $y<0$ – отрицательной.

Анализ, подобный описанному, можно провести также применительно к траектории в левой половине комплексной плоскости и прийти к тем же выводам. Для этих траекторий, конечно, в (2) берется нижний знак «–». Так показывается распространение условия (5) сходимости (2) на всю плоскость u.

Подынтегральные функции интегралов с параметрами $k > 0$ в (1) содержат еще множитель u^k с модулем $|u|^k$. Прибавлением последнего к модулю рассмотренной подынтегральной функции в (2) получаются модули указанных функций. По методу текущих контуров интегрирования при этом из выражения под знаком взятия предела в (5) должна вычитаться $\ln\left(|u|^k\right) = k\ln|u|$. Таким образом приходим к формулировке необходимого и достаточного условия сходимости любого интеграла в правой части (1) (в том числе и уже рассмотренного с параметром $k = 0$)

$$\lim_{u\to\infty(T_1)}\left[\mathrm{Re}\left(u^2-\beta_0 u\right)-(k-2)\ln|u|\right]=+\infty. \quad (18)$$

Применимость этого метода и верность полученного условия независимо от параметра k также показываются с помощью пограничных траекторий и обращением к неопределенным формам соответствующих интегралов согласно [1]: сначала для $k = 1$ аналогично описанному для $k = 0$, затем для любых $k > 1$ с использованием метода математической индукции. Однако ввиду громоздкости такого анализа здесь приведем лишь его исходный элемент – обобщенное уравнение пограничных траекторий T_1 (для верхней части правой половины комплексной плоскости u)

$$y = x + \frac{\mathrm{Im}\,\beta_0 - \mathrm{Re}\,\beta_0}{2} + \frac{(2-x)\ln x - \varphi(x)}{2x}.$$

Соответствующими подстановками легко убедиться, что те из них, для которых берется функция $\varphi(x)$, стремящаяся при $x \to +\infty$ к $+\infty$, удовлетворяют условию (18), остальные – не удовлетворяют.

Условие (18) суживается (становится более жестким) по мере увеличения значения k, поэтому необходимое и достаточное условие сходимости всей суммы интегралов в (1) определяется интегралом с наибольшим значением k, т.е. подстановкой $k = n$ в (18). Соответственно при возвращении к первоначальной переменной $z = \dfrac{u}{\alpha_1} - \dfrac{\beta_1}{\alpha_1}$ необходимое и достаточное условие сходимости несобственных интегралов с одним бесконечным пределом (и с произвольным другим – конечным – пределом интегрирования μ) от функций вида $z^n \exp(\beta z+\gamma)\left[\pm 1 - \mathrm{erf}\left(\alpha_1 z+\beta_1\right)\right]$ формулируется следующим образом:

$$\lim_{z\to\infty(T)}\left[\mathrm{Re}\left(\alpha_1^2 z^2 + 2\alpha_1\beta_1 z - \beta z\right) - (n-2)\ln|z|\right] = +\infty. \quad (19)$$

Появляющаяся при переходе от переменной u к z конечная величина $-\beta\beta_1/\alpha_1$ в выражении под знаком взятия предела здесь опущена, т.к. с точки зрения бесконечного предела она не играет роли. По той же причине в (19) вместо полагающегося применительно к переменной z логарифма от $|\alpha_1 z+\beta_1|$ записана величина $\ln|z|$. Естественно, условие (19) справедливо и для $n = 0$.

Согласно изложенному в [1] функция $\mathrm{erf}\left(\alpha_1 z+\beta_1\right) \mp \mathrm{erf}\left(\alpha_2 z+\beta_2\right)$ может выражаться суммой или разностью двух функций – видов $\pm 1 - \mathrm{erf}\left(\alpha_1 z+\beta_1\right)$ и $\pm 1 - \mathrm{erf}\left(\alpha_2 z+\beta_2\right)$. Соответственно для несобственных интегралов от произведений первого вида (из двух оговоренных в вводной части статьи) с одним бесконечным пределом

$$\int_{\mu}^{\infty(T)} z^n \exp(\beta z+\gamma)\left[\mathrm{erf}\left(\alpha_1 z+\beta_1\right) \mp \mathrm{erf}\left(\alpha_2 z+\beta_2\right)\right] dz \quad (20)$$

приходим к необходимому и достаточному условию сходимости как сочетанию условия (19) применительно к двум парам параметров α_1, β_1 и α_2, β_2:

$$\lim_{z\to\infty(T)}\left[\mathrm{Re}\left(\alpha_1^2 z^2 + 2\alpha_1\beta_1 z - \beta z\right) - (n-2)\ln|z|\right] =$$

$$= \lim_{z\to\infty(T)}\left[\mathrm{Re}\left(\alpha_2^2 z^2 + 2\alpha_2\beta_2 z - \beta z\right) - (n-2)\ln|z|\right] = +\infty. \quad (21)$$

Как разности несобственных интегралов – от μ до $\infty(T)$ и от μ до $\infty(T_0)$ – каждого из видов (1), (20) получаются несобственные интегралы с двумя бесконечными пределами (также рассмотренные в [1]):

$$\int_{\infty(T_0)}^{\infty(T)} z^n \,\mathrm{erf}\left(\beta z+\gamma\right)\left[\pm 1 - \mathrm{erf}\left(\alpha_1 z+\beta_1\right)\right] dz, \quad (22)$$

$$\int_{\infty(T_0)}^{\infty(T)} z^n \operatorname{erf}(\beta z+\gamma)\left[\operatorname{erf}(\alpha_1 z+\beta_1) \mp \operatorname{erf}(\alpha_2 z+\beta_2)\right] dz. \quad (23)$$

Необходимое и достаточное условие сходимости предпоследнего интеграла представляется совокупностью двух условий вида (19) – для траекторий T_0 и T. Такое условие для последнего интеграла записывается как сочетание двух условий вида (21) – также применительно к траекториям T_0 и T.

Сформулированные здесь необходимые и достаточные условия сходимости интегралов (1), (20), (22) и (23), естественно, оказались шире полученных в [1] их условий сходимости. Таким образом, последние фактически являлись только достаточными для сходимости этих интегралов. Однако изложенное в [1] об интегрировании с действительными бесконечными пределами $(-\infty,+\infty)$ остается в силе за исключением лишь случая $n=1$: указанные там для $n=0$ условия сходимости при интегрировании с такими пределами оказываются справедливыми и для $n=1$ (а указанные для $n>0$ – обязательными только при $n>1$). Все изложенное в [1] относительно соответствующих несобственных интегралов в действительной области (когда переменная интегрирования и параметры подынтегральных функций – действительные величины) остается без изменений.

С учетом вышеизложенного в условиях применимости приведенных в [1] формул рассмотренных несобственных интегралов следует поменять указанные там условия сходимости этих интегралов на полученные здесь теоретически наиболее широкие – необходимые и достаточные – условия сходимости.

Подчеркнем особо: материалы настоящей статьи, как и [1], относятся только к случаю $\beta \neq 0$. Случай $\beta = 0$ рассмотрен в [6] и [7].

В заключение отметим, что поставленная задача теперь решена. При этом оказалось, что сформулированные здесь необходимые и достаточные условия сходимости несобственных интегралов от произведений $z^n \exp(\beta z+\gamma)\left[\pm 1 - \operatorname{erf}(\alpha_1 z+\beta_1)\right]$ и $z^n \exp(\beta z+\gamma)\left[\operatorname{erf}(\alpha_1 z+\beta_1) \mp \operatorname{erf}(\alpha_2 z+\beta_2)\right]$ являются частными видами таких условий, полученных в [8] для несобственных интегралов от $z^n \exp(\alpha z+\beta z+\gamma)\left[\pm 1 - \operatorname{erf}(\alpha_1 z+\beta_1)\right]$ и $z^n \exp(\alpha z^2+\beta z+\gamma)\left[\operatorname{erf}(\alpha_1 z+\beta_1) \mp \operatorname{erf}(\alpha_2 z+\beta_2)\right]$ (для случая $\alpha = 0$). Согласно методу текущих контуров интегрирования так и должно быть, что является дополнительным подтверждением его применимости к интегралам, рассмотренным в настоящей статье. С другой стороны, то же самое расширяет возможности использования самого указанного метода по отношению к несобственным интегралам с содержанием интегралов вероятности, их дополнений до возможных предельных значений и комбинаций различных интегралов вероятности.

Литература

1. *Коротков Н.Е.* Интегралы, содержащие степенные, показательные функции, комбинации интегралов вероятности, их дополнения до предельных значений / Н.Е. Коротков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. – Вып. 1. – С. 45–54.

2. *Маркушевич А.И.* Теория аналитических функций. Т. 1. / А.И. Маркушевич. – М. : Наука, 1967.

3. *Коротков Н.Е.* Интегралы для приложений интеграла вероятностей / Н.Е. Коротков. – Воронеж : Изд-во ФГУП «ВНИИС». – 2002.

4. *Коротков Н.Е.* Обобщенные предельные свойства интеграла вероятности в комплексной области / Н.Е. Коротков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – Вып. 1. – С. 26–38.

5. *Коротков Н.Е.* Обобщенные асимптотические представления интеграла вероятности в комплексной области / Н.Е. Коротков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 3. – С. 19–31.

6. *Коротков Н.Е.* Несобственные интегралы от произведений степенных функций и дополнений интеграла вероятности до его предельных значений / Н.Е. Коротков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2006. – Вып. 1. – С. 58–66.

7. *Коротков Н.Е.* Интегралы, связанные со степенями дополнений интеграла вероятности до предельных значений / Н.Е. Коротков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 55–67.

8. *Коротков Н.Е.* Интегрирование произведений степенных, показательных функций, комбинаций интегралов вероятности, их дополнений до предельных значений / Н.Е. Коротков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 43–54.

Статья поступила в редакцию 22 декабря 2009 г.

УДК 535.375

К ВОПРОСУ О ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЛАЛС С ПОМОЩЬЮ КОГЕРЕНТНОЙ ПОДГОТОВКИ МОЛЕКУЛЯРНОЙ СРЕДЫ

С.В. Артыщенко, доцент, Воронежский гос. архитект.-строит. ун-т, e-mail: artichenko@mail.ru

Предложен и описан новый способ когерентного контроля состояний линейных молекул с помощью лазерного излучения, а именно их способности к вращательной диссоциации под действием последующих лазерных импульсов. Предложен новый механизм вращательной диссоциации молекул в поле двух последовательных лазерных импульсов, линейно поляризованных во взаимно перпендикулярных плоскостях. Оценена роль постоянного дипольного момента и начальной ориентации молекул в этих процессах. Полученные результаты могут быть полезны для уточнения и более полного описания способов снижения полного сечения рассеяния и повышения эффективности ЛАЛС, использующих лазерные импульсы с взаимно ортогональной поляризацией.

Ключевые слова: *молекулы, когерентный контроль, лазерное излучение, вращательная диссоциация.*

ON POSSIBILITIES FOR INCREASING THE LASER ATMOSPHERIC COMMUNICATION LINE EFFICIENCY BY THE COHERENT PREPARING OF MOLECULAR ENVIRONMENT

S.V. Artyshchenko, associate professor, Voronezh State Architectural University, e-mail: artichenko@mail.ru

A new technique for lineal molecule state coherent control by means of laser radiation, that is, their capacity of rotary dissociation under subsequent laser pulses effect is discussed. A new mechanism for molecule rotational dissociation in the field of two consequent laser pulses linearly polarized in two orthogonally-related planes is offered. A role of constant dipole moment and initial molecule orientation in these processes is evaluated. The results achieved can be useful for refinement and more comprehensive description of ways to decrease the total network atmospheric laser line dissipation cross-section which use the laser pulses with reciprocally orthogonal polarization.

Key words: *molecule, coherent control, laser radiation, rotational dissociation.*

Введение

Одной из актуальнейших задач современной лазерной физики является использование явления выстраивания молекул для генерации среды с заданными характеристиками, такими как показатель преломления, рассеивающие свойства, способность молекул к диссоциации и т.д., в частности, в работе автора [1] на основе явления выстраивания предложен способ повышения эффективности ЛАЛС за счет генерации среды с минимальным полным сечением рассеяния. В данном способе используется подготовительное лазерное излучение, линейно поляризованное в плоскости, перпендикулярной плоскости поляризации информационных импульсов, выстраивающее молекулы атмосферных газов таким образом, что полное сечение рассеяния информационных импульсов на молекулах снижается по сравнению со случаем неподготовленной среды в 2–3 раза, что приводит к значительному повышению эффективности и устойчивости работы систем лазерной связи за счет минимизации ослабления и искажения информационных импульсов, связанного с молекулярным рассеянием. Снижение рассеяния в боковых направлениях способствует повышению скрытности, препятствуя возможности выделения информации на основе рассеянного сигнала, активно изучаемой в последние годы как экспериментально, так и теоретически.

За счет одинаковой поляризационной конфигурации лазерного поля достижение высоких вращательных энергий молекул будет сопутствующим процессом при осуществлении способа снижения полного сечения рассеяния, предложенного в работе [1], поэтому описание и численные оценки процесса вращательной диссоциации молекул могут быть полезны для уточнения и более полного описания упомянутого способа.

В настоящей работе описывается динамика линейных молекул в поле двух последовательных лазерных импульсов, поляризованных во взаимно перпендикулярных плоскостях. Здесь приводятся основные уравнения, описывающие динамику молекулы, исследуется вклад постоянного дипольного момента молекулы в процесс ее выстраивания и диссоциации в лазерном поле. Очевидно, что при реализации способа [1] процесс вращательной диссоциации молекул будет сопутствующим процессом. В силу полного сходства описанной в настоящей работе конфигурации лазерного излучения с конфигу-

рацией излучения, применяемого в способе снижения полного сечения рассеяния [1], полученные выводы об эффективности предложенного способа для вращательной диссоциации молекул, о величине вклада постоянного дипольного момента и начальной ориентации молекул в этом процессе могут быть полезны для уточнения, более полного описания и оценки эффективности способа снижения полного сечения рассеяния [1].

В отличие от многих способов контроля свойств молекулярной среды, использующих поперечное воздействие, в способах, использующих лазерное выстраивание, реализуется так называемый продольный контроль, когда подготовительное излучение, испущенное из одной точки, изменяет конкретные характеристики среды вдоль направления своего распространения на расстоянии, которое может быть достаточно большим. Подобные способы успешно реализуются преимущественно в газовой среде, однако развитие их применения в жидкостях и кристаллических телах открывает большие перспективы. В качестве примера поперечного контроля характеристик кристаллической среды можно привести способ воздействия на пластину ниобата лития [2], использующий периодически приложенное напряжение величиной 20 кВ. Таким образом, выгодность продольного когерентного контроля очевидна в тех случаях, когда поперечный контроль нужного объема среды либо невозможен, либо сопряжен с техническими трудностями или со значительными энергетическими и материальными затратами.

Способы когерентного контроля состояний молекул атмосферных газов с помощью лазерного излучения могут применяться для направленного воздействия и изменения характеристик молекулярной среды в канале, где распространяется оптическое излучение, несущее полезную, в частности информационную, нагрузку, что, в свою очередь, будет влиять на характер распространения этого излучения. Например, предложенный в работе [1] способ генерации среды с минимальным полным сечением рассеяния может быть использован для повышения эффективности лазерных атмосферных линий связи. Таким образом, задача контроля определенных свойств молекулярной среды и, в частности, предлагаемый в настоящей работе способ повышения способности молекул к диссоциации и описываемый здесь механизм вращательной диссоциации молекул, реализующийся за счет специальной поляризационной конфигурации лазерного поля, являются весьма актуальными.

Следует отметить, что процессы, происходящие при взаимодействии лазерного излучения с молекулами, активно изучаются в последние годы как экспериментально, так и теоретически. Полученные в этой области результаты весьма перспективны и разнообразны с точки зрения развития наукоемких технологий. Возможное применение лазерно-выстроенных молекул для генерации ультракороткого импульса было продемонстрировано теоретически [3] и экспериментально [4], при этом с помощью короткого импульса либо импульса с долгим включением и быстрым выключением генерировалась среда с меняющимся во времени показателем преломления. Было показано, что пробный импульс, посылаемый в такую среду, после некоторой задержки может выйти из нее сжатым. Теоретически рассматривается возможность использования 3D-выстраивания для получения периодического по времени молекулярного переключателя [5]. В ряде работ обсуждается возможность формирования с помощью лазера так называемых молекулярных линз в атмосфере, что открывает новые перспективы в области атмосферной оптической связи. Формирование оптических неоднородностей в атмосферных газах также является одной из возможных областей применения описанного в настоящей работе процесса вращательной диссоциации молекул.

Таким образом, изучение явления выстраивания, вращательной диссоциации молекул в лазерном поле может быть полезно как для теоретических, так и для экспериментальных приложений, связанных с распространением лазерного излучения в атмосфере.

В достаточно сильном поле молекулы быстро ионизуются в основном за счёт туннельного эффекта. При этом самостоятельный интерес представляют эффекты, предшествующие ионизации, в частности выстраивание осей молекул относительно направления поляризации лазерного излучения. Микроскопический механизм выстраивания молекул связан с многократным вынужденным рассеянием лазерных квантов в крыло линии Рэлея, сопровождающимся изменением вращательного состояния молекул.

Используя развитые представления об ориентации осей молекул вдоль направления электрического поля световой волны, в работе [4] авторы

предложили процесс оптического центрифугирования. Этот процесс предполагает создание оптического излучения с ускоренно вращающимся вектором поляризации. Молекулы, «захваченные» таким полем, также будут ускоренно вращаться, и в результате произойдет центробежный разрыв соответствующей молекулярной связи. Экспериментально оптическое центрифугирование было получено в молекуле Cl_2 в работе [7].

В настоящей работе предлагается иной механизм такого процесса, который, по-видимому, сопряжен с меньшими экспериментальными трудностями, а именно – использование для указанной выше цели двух последовательных лазерных импульсов (рис. 1), поляризованных во взаимно перпендикулярных плоскостях [8, 9]. После первого импульса молекулы оказываются ориентированными под углом 90° к плоскости поляризации второго импульса. Поэтому, если временной интервал между первым и вторым импульсами будет много меньше периода свободного вращения молекулы, включение второго импульса вызовет вращение молекул на максимально возможный угол 90°, в результате чего молекулы приобретут и максимально возможную кинетическую энергию вращения. Следствием такого «раскручивания» будет разрыв молекулярной связи. Приводимые далее численные оценки показывают реализуемость предлагаемого механизма. Кроме того, в рамках классической механики оценивается вклад постоянного дипольного момента в процесс ориентации и вращательной диссоциации молекул в лазерном поле.

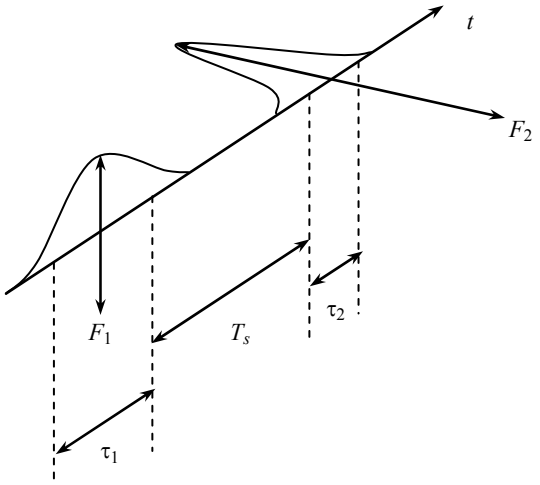


Рис. 1. F_1, F_2 – напряженности поля первого и второго импульсов τ_1 –длительность первого импульса, τ_2 – длительность второго, T_s – скважность (порядка длительности импульсов)

Основные уравнения

Пусть θ, ϕ – полярный и азимутальный углы, определяющие ориентацию линейной молекулы в пространстве. Лазерное излучение предполагается распространяющимся вдоль оси *z*. Эффективная потенциальная энергия молекулы во внешнем электрическом поле $\mathbf{F}(t)\cos\omega_l t$ имеет вид

$$U(\theta,\phi,t) = -\frac{1}{4}\left[\alpha_{\|}(\omega_l)\sin^2\theta + \alpha_{\perp}(\omega_l)\cos^2\theta\right]\times$$

$$\times\left(F_X(t)\cos\phi + F_Y(t)\sin\phi\right)^2. \qquad (1)$$

Здесь ω_l – частота лазерного излучения; $F(t)$ – амплитуда электрического поля, которая предполагается мало изменяющейся за период поля $2\pi/\omega_l$; $\alpha_{\|}$, $\alpha_{\perp}$ – продольная и поперечная поляризуемости молекулы.

В формуле (1) отсутствует слагаемое, связанное с возможным наличием у молекулы постоянного дипольного момента. Как было показано в работе [10], постоянный дипольный момент молекулы *d* проявляется в переменном внешнем поле при выполнении условия

$$F\,d > h\omega_l. \qquad (2)$$

При $d > 1$ Дебай и $\hbar\omega_l > 1$ эВ неравенство (2) начинает выполняться для интенсивностей лазерного излучения, превышающих $1{,}5\cdot10^{13}$ Вт/см^2. Поскольку эта величина относительно невелика, если иметь в виду проводимые эксперименты по воздействию лазерного излучения на молекулы, гамильтониан (1) применим, строго говоря, только к неполярным молекулам. Эти же оценки справедливы и для проведенного в (1) усреднения по быстрым осцилляциям поля, приведшего к замене

$$\cos^2\omega_l t \to 1/2. \qquad (3)$$

Однако результаты численного моделирования, приводимые ниже, показывают, что погрешность, связанная со сделанными приближениями, в типичных условиях совершенно незначительна. Причина заключается в том, что быстрые осцилляции поля приводят лишь к возникновению ненулевых квазиэнергетических гармоник, тогда как само значение квазиэнергии от них практически не зависит [10].

Далее для простоты рассматриваются линейные молекулы, наиболее важным частным случаем которых являются 2-атомные молекулы. Из функции Лагранжа, определяющей вращение молекулы в поле,

$$L(\theta,\phi,t)=\frac{I}{2}\left(\dot{\phi}^{\,2}\sin^2\theta+\dot{\theta}^{\,2}\right)-U(\theta,\phi,t) \qquad (4)$$

следуют уравнения движения

$$\sin^2\theta\frac{d^2\theta}{dt^2}+\sin 2\theta\frac{d\phi}{dt}\frac{d\theta}{dt}=$$

$$=\frac{1}{2I}\left(\alpha_{\parallel}\sin^2\theta+\alpha_{\perp}\cos^2\theta\right)\times$$

$$\times\left[\frac{1}{2}\left(F_X-F_Y\right)\sin 2\phi+F_XF_Y\cos 2\phi\right],$$

$$\frac{d^2\theta}{dt^2}=\left(\frac{d\phi}{dt}\right)^2\sin 2\theta+$$

$$+\frac{1}{4I}\left(\alpha_{\parallel}-\alpha_{\perp}\right)\sin 2\theta\left(F_X\cos\phi+F_Y\sin\phi\right)^2. \qquad (5)$$

Здесь I – момент инерции молекулы.

Отличие уравнений (5) от уравнений, рассматривавшихся в работе [11], состоит в том, что теперь, в силу наличия двух взаимно перпендикулярно поляризованных импульсов, в задаче отсутствует выделенное направление, на которое могла бы сохраняться проекция полного момента молекулы, перестающая вследствие этого быть интегралом движения.

Идею о выгодности начальных условий $\theta_0=90°$ легко получить из выражения для эффективной потенциальной энергии в поле одного лазерного импульса [11]

$$U(\theta)=\frac{M_z^2}{2I\sin^2\theta}+\frac{1}{4}\beta F^2\sin^2\theta. \qquad (6)$$

Здесь β – динамическая поляризуемость молекулы $\beta=\alpha_{\parallel}-\alpha_{\perp}$, где $\alpha_{\parallel}$ и $\alpha_{\perp}$ – продольная и поперечная поляризуемости молекулы, M_z^2 – квадрат проекции углового момента на направление поляризации.

Из формулы (6), а также из рис. 2 видно, что потенциальная энергия молекулы имеет локальный максимум при $\theta_0=90°$, увеличивающийся с ростом поля. Происходит как бы «скатывание» молекулы с этого максимума энергии и выстраивание ее оси вдоль направления поляризации поля (на графике – углы, близкие к 0° или 180°). Данный максимум, а также вращательная энергия молекулы при «скатывании» тем выше, чем ближе начальный угол ориентации θ_0 к 90°. Все это подтверждается результатами численного моделирования, приведенными ниже.

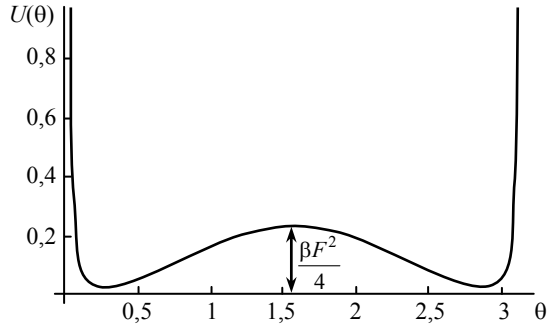


Рис. 2. Зависимость U(в атомных единицах) от θ (радиан)

Численные результаты

В качестве примера рассматривалась молекула CS_2, имеющая сравнительно большую разность статических поляризуемостей [12]:

$$\alpha_{\parallel}-\alpha_{\perp}>24\cdot10^{-24}\ \text{см}^3.$$

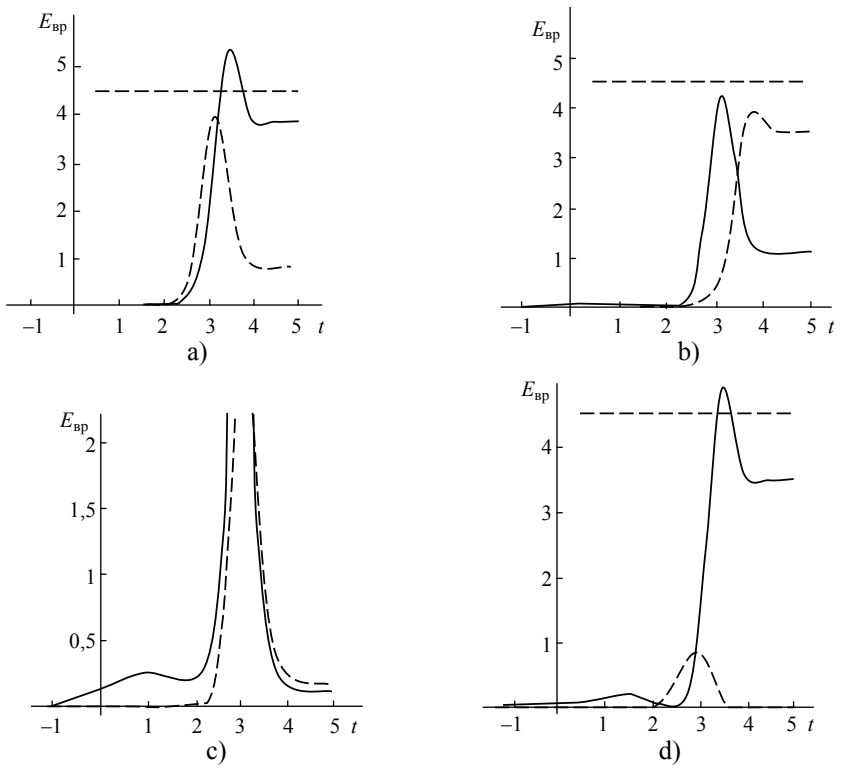
Энергия диссоциации (D_0) этой молекулы больше 4,51 эВ, потенциал ионизации больше 10,2 эВ.

При последовательном воздействии двух импульсов первый (ориентирующий) можно выбрать достаточно слабым, но длительным. В расчетах использовалось значение интенсивности $1{,}5\cdot10^{13}$ Вт/см^2 и длительности – 200 фс. Интенсивность второго (диссоциирующего) импульса выбиралась равной $2\cdot10^{14}$ Вт/см^2, а длительность – 100 фс.

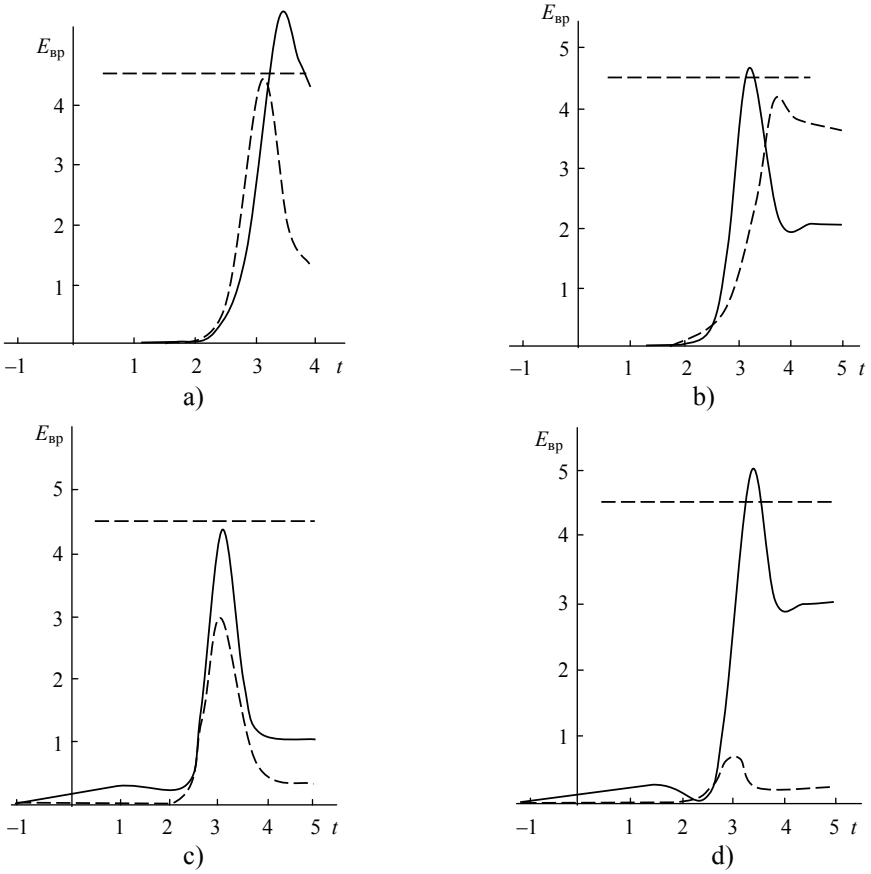
Необходимо отметить, что при излучении с данными значениями интенсивности и длительности вероятностью ионизации, в частности за счет туннельного эффекта, нельзя пренебречь. Известная формула АДК [13] дает для ориентирующего импульса при интенсивности $1{,}5\cdot10^{13}$ Вт/см^2 значение $P_{ADK}\cdot\tau\approx8\cdot10^{-9}$. Здесь P_{ADK} – вероятность ионизации в единицу времени, τ – длительность импульса. Для второго (диссоциирующего) импульса, с интенсивностью $2\cdot10^{14}$ Вт/см^2 получаем

$$P_{ADK}\cdot\tau\sim0{,}5,$$

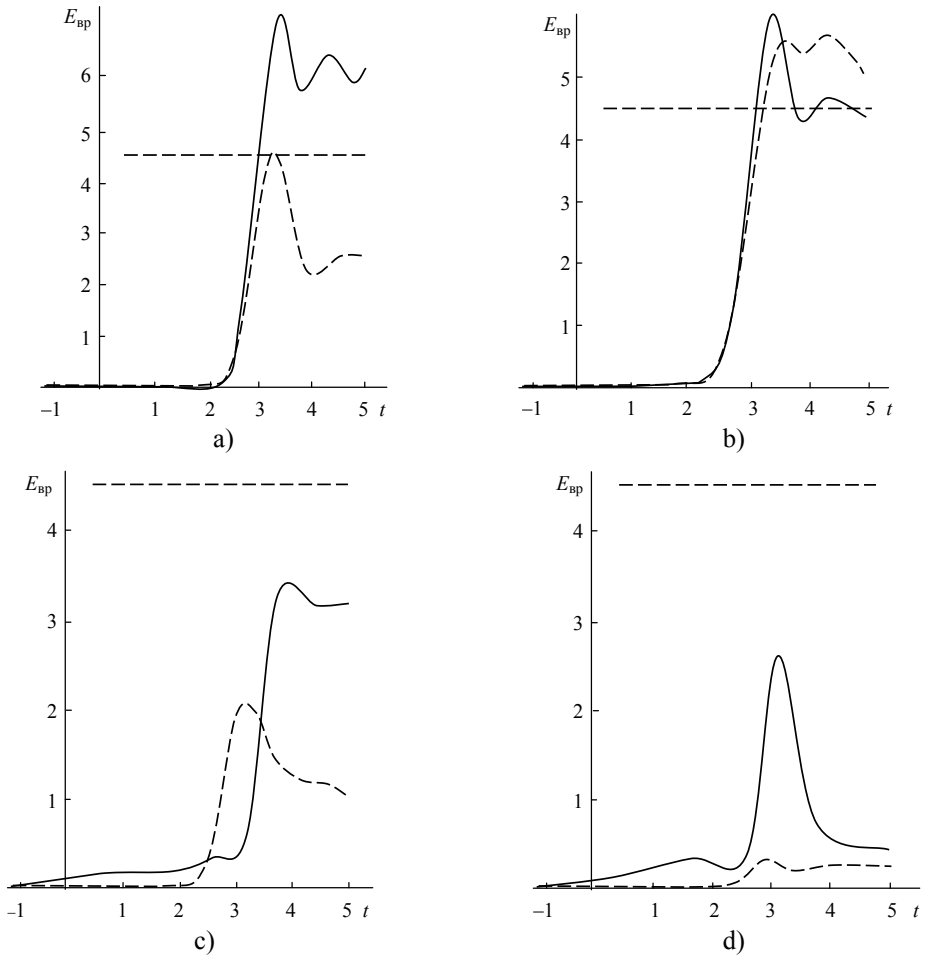
т.е. вероятность ионизации значительна. Поэтому более обоснованным является то, что необходимо рассматривать предложенный механизм как для нейтральной молекулы, так и для однократного иона, вероятность дальнейшей ионизации которого мала.



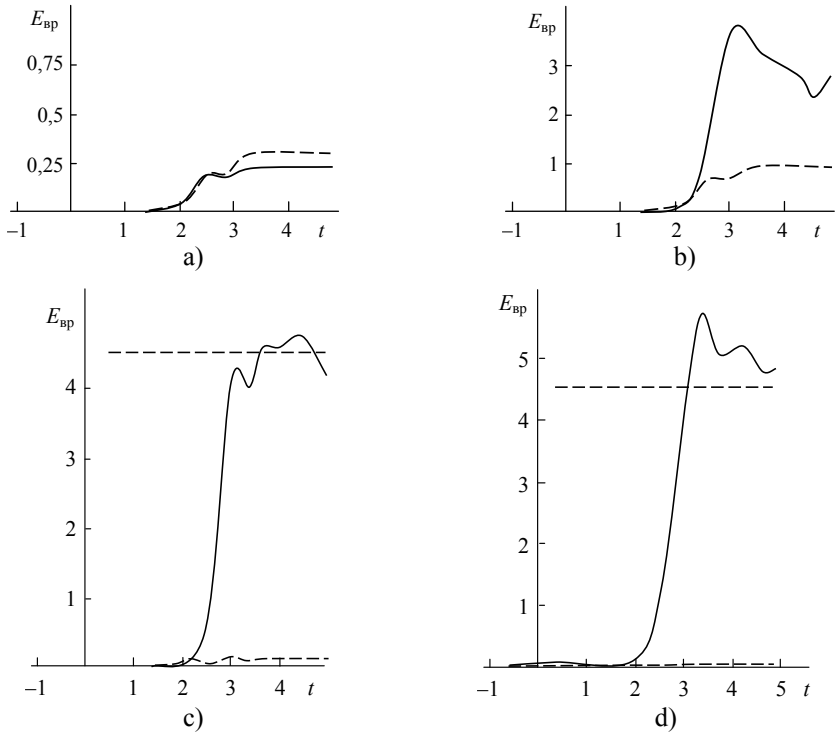
Блок графиков 1. Зависимость вращательной энергии молекулы $E_{вр}$ от времени t в поле двух лазерных импульсов при начальном полярном угле $\theta_0 = 90°$ и различных азимутальных углах: a) $\phi_0 = 90°$; b) $\phi_0 = 60°$; c) $\phi_0 = 30°$; d) $\phi_0 = 5°$



Блок графиков 2. То же, что на блоке графиков 1 при начальном полярном угле $\theta_0 = 60°$



Блок графиков 3. То же, что на блоке графиков 1 при начальном полярном угле $\theta_0 = 30°$



Блок графиков 4. То же, что на блоке графиков 1 при начальном полярном угле $\theta_0 = 5°$

Расчеты, проведенные с помощью программы Gaussian 98, показывают, что разность статических поляризуемостей $\alpha_{\|} - \alpha_{\perp}$ для однократного иона CS_2^+ составляет примерно 80% разности поляризуемостей нейтральной молекулы. Следовательно, чтобы получить для иона ту же энергию вращения, что и для нейтральной молекулы, необходимо увеличить интенсивность излучения в 1,2 раза. При этом, однако, существенно снижаются ограничения на поле, связанные с дальнейшей ионизацией молекулы, в связи с заметным увеличением энергии ионизации иона CS_2^+ в сравнении с нейтральной молекулой CS_2. Диссоциационный предел D_0 у CS_2^+ ниже, чем у CS_2, что также облегчает вращательную диссоциацию иона. Тем не менее, далее это различие в расчет не принимается.

Результаты численного моделирования, приводимые ниже, показывают, что вращательная энергия превышает диссоциационный предел. Блоки графиков 1, 2, 3, 4 иллюстрируют зависимость вращательной энергии молекулы CS_2 от времени, в поле двух линейно поляризованных лазерных импульсов при различных начальных полярных углах θ_0 и различных начальных азимутальных углах ϕ_0. Сплошная кривая – результат воздействия двух импульсов с ортогональными поляризациями, штриховая – при отсутствии первого (ориентирующего) импульса. Горизонтальная штриховая линия – диссоциационный предел. t – ось абсцисс, $E_{\text{вр}}$ – ось ординат.

Оценка роли постоянного дипольного момента молекулы

Пусть ось z лабораторной системы координат направлена вдоль вектора электрического поля линейно поляризованного лазерного излучения, d-постоянный дипольный момент молекулы $F(t)$ – огибающая вектора электрического поля лазерного импульса, ω_l – частота лазерного излучения; θ, ϕ – углы, определяющие ориентацию оси двухатомной молекулы.

Как было показано в работе [10], в световом диапазоне роль постоянного дипольного момента пренебрежимо мала. Физически это обстоятельство совершенно очевидно, т.к. при большой частоте внешнего поля дипольный момент не успевает ориентироваться вдоль поля, и потому линейные по полю слагаемые не изменяют энергии. Наличие этих величин приводит лишь к возникновению в волновой функции квазиэнергетических гармоник, однако их вес определяется множителем dF/ω, который весьма мал при всех напряженностях поля, при которых еще имеет смысл говорить о квазистационарных состояниях молекулы. Квадратичные же по полю слагаемые, происходящие от дипольного момента, имеют порядок малости B/ω по сравнению с поляризационными членами. Здесь B – вращательная постоянная [14].

Рассмотрим проблему с позиций классической механики. Потенциальная энергия молекулы во внешнем поле $\mathbf{F}(t)\cos\omega_l t$ без учета постоянного дипольного момента задается формулой

$$U(\theta,\phi,t) = \\ = -\frac{1}{4}F^2(t)\left[\alpha_{\|}(\omega_l)\cos^2\theta + \alpha_{\perp}(\omega_l)\sin^2\theta\right]. \quad (7)$$

С учетом постоянного дипольного момента получаем

$$U(\theta,\phi,t) = -\frac{1}{4}F^2(t)\cos^2\omega_l t \times \\ \times\left[\alpha_{\|}(\omega_l)\cos^2\theta + \alpha_{\perp}(\omega_l)\sin^2\theta\right] - \\ -dF(t)\cos\omega_l t\cos\theta. \quad (8)$$

Функция Лагранжа, определяющая вращение молекулы в поле, имеет вид

$$L(\theta,\phi,t) = \frac{I}{2}\left(\dot{\phi}^2\sin^2\theta + \dot{\theta}^2\right) - U(\theta,\phi,t). \quad (9)$$

Уравнение Лагранжа без учета постоянного дипольного момента записывается как

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{M_z^2\cos\theta}{I^2\sin^3\theta} - \frac{\beta F^2(t)}{2I}\sin\theta\cos\theta. \quad (10)$$

Уравнение Лагранжа с учетом постоянного дипольного момента принимает вид

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{M_z^2\cos\theta}{I^2\sin^3\theta} - \frac{\beta F^2(t)\cos^2\omega_l t}{2I}\sin\theta\cos\theta - \\ -dF(t)\cos\omega_l t\sin\theta. \quad (11)$$

На рис. 3 приведены графики зависимости вращательной энергии молекулы от времени, полученные в результате численного решения уравнений (10) и (11). Молекула CS_2 в поле одного лазерного импульса с интенсивностью $1{,}2\times10^{15}$ Вт/см^2. Частота лазерного излучения $\omega_l = 10^{14}$ Гц. Штриховая кривая получена без усреднения по быстрым осцилляциям поля и с уче-

том постоянного дипольного момента, сплошная – с усреднением по формуле $\cos^2\omega_l t \to 1/2$ и без учета постоянного дипольного момента

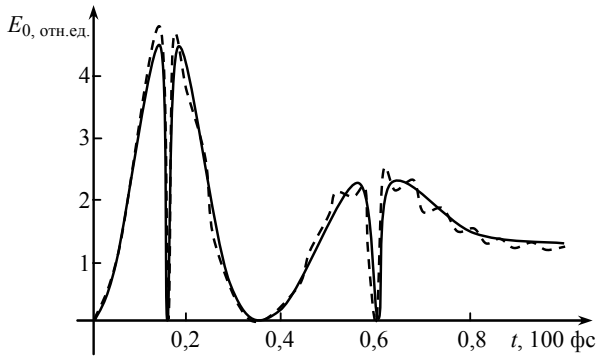


Рис. 3. Зависимость вращательной энергии молекулы от времени

Заключение

В работе приведена система дифференциальных уравнений, которая впервые получена и численно решена автором. Это система дифференциальных уравнений, описывающих динамику линейных молекул в лазерном поле со специальной поляризационной конфигурацией, а именно в поле двух последовательных лазерных импульсов, линейно поляризованных во взаимно перпендикулярных плоскостях. Кроме того, предварительно, методами линейной алгебры и матричного исчисления получено, и также впервые, выражение эффективного гамильтониана взаимодействия линейных молекул с лазерным полем такой конфигурации. Поляризационная конфигурация лазерного излучения, описанная в настоящей работе, полностью совпадает с поляризационной конфигурацией излучения, применяемого в способе снижения полного сечения рассеяния [1]. Поэтому выводы об эффективности предложенного способа для вращательной диссоциации молекул, оценка вклада постоянного дипольного момента и начальной ориентации молекул в этих процессах могут быть использованы для уточнения, оценки эффективности с более полного описания способа эффективности ЛАЛС [1].

При использовании предложенного механизма вращательной диссоциации молекул при воздействии пары лазерных импульсов, следующих друг за другом с интервалом, меньшим периода свободного вращения молекулы, и поляризованных во взаимно перпендикулярных плоскостях, достигаемая вращательная энергия молекул будет максимальной. В отличие от воздействия отдельного импульса большая часть молекул имеет выгодные начальные условия, созданные первым импульсом. В данном случае диссоциирует большинство молекул, в то время как при воздействии одиночного импульса энергии для центробежной диссоциации хватит лишь незначительной части. Результаты численных расчетов в рамках классической механики, приводимые на рис. 3, демонстрируют незначительность вклада постоянного дипольного момента в процесс выстраивания молекулы в поле, а также в процесс вращательной диссоциации молекулы. Эти же оценки справедливы и для проведенного усреднения по быстрым осцилляциям поля, приведшего к замене $\cos^2\omega_l t \to 1/2$.

Результаты численных расчетов и блоки графиков 1–4 демонстрируют тот факт, что эффективность как самого лазерного выстраивания линейно поляризованным подготовительным импульсом, так и опирающегося на него способа вращательной диссоциации молекул, но уже в значительно меньшей степени, зависят от начальной ориентации молекулярной оси по отношению к вектору напряженности электрического поля лазерного излучения. Это обусловлено тем, что линейно поляризованное лазерное излучение не устраняет вращения молекулы, связанного с изменением азимутального угла Эйлера, следовательно, у молекулы остается свобода вращаться вокруг вектора поляризации подготовительного импульса. Тем не менее при использовании двух последовательных импульсов, поляризованных взаимно перпендикулярно, большая часть молекул имеет выгодные начальные условия для вращательной диссоциации, созданные первым импульсом. Те же самые выводы можно сделать и об эффективности способа [1]: здесь большая часть молекул имеет выгодные начальные условия, созданные подготовительным импульсом, в смысле снижения полного сечения рассеяния.

Заметим, что в настоящей работе мы не ограничились случаем нейтральных молекул. В расчет также принимались молекулы, обладающие ненулевым постоянным дипольным моментом, в частности молекулярные ионы. Нами проведена оценка вклада постоянного дипольного момента молекулы в процесс выстраивания и вращательной диссоциации в лазерном поле. Полученные выводы о незначительности вклада постоянного дипольного момента в этих процессах могут быть распространены на случай способа [1], который опирается на явление выстраива-

ния. Учет случая ионизованной среды весьма важен, так как при работе ЛАЛС в реальных условиях молекулы в канале распространения лазерных информационных импульсов могут быть ионизованы в силу различных причин – от ионизирующего действия самих лазерных импульсов до внешних воздействий различной природы.

Литература

1. *Артыщенко С.В.* Способ повышения эффективности лазерных атмосферных линий связи за счет уменьшения полного сечения рассеяния / С.В. Артыщенко // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 4. – С. 56–63.

2. PPLN waveguide for quantum communication / S. Tanzilli [et al.] // Eur. Phys. J. D. 18. – 2000. – Pp. 155–160.

3. Generation of Single Dispersion Precompensated 1-fs Pulses by Shaped-Pulse Optimized High-Order Stimulated Raman Scattering / V. Kalosha [et al.] // Phys. Rev. Lett. – 2002. – Vol. 88 – 103901 p.

4. Phase Modulation of Ultrashort Light Pulses using Molecular Rotational Wave Packets / R.A. Bartels [et al.] // Phys. Rev. Lett. – 2002. – V. 88. – 013903 p.

5. *Seideman T.* On the dynamics of rotationally broad, spatially aligned wave packets / T. Seideman // J. Chem. Phys. –2001. – Vol. 115. – Pp. 5965–5973.

6. Optical Centrifuge for Molecules / J. Karczmarek [et al.] // Phys. Rev. Lett. – 1999. – Vol. 82. – 3420 p.

7. Forced Molecular Rotation in an Optical Centrifuge / D.M. Villeneuve [et al.] // Phys. Rev. Lett. 2000. – Vol. 85. – 542 p.

8. *Artyshenko S.V.* Rotation of Molecules Induced by Two Laser Pulses / S.V. Artyshenko, V.E. Chernov, B.A. Zon // 10-th Annual International Laser Physics Workshop. – Moscow, Russia, July 18–21, 2001 : Book of Abstr. – Moscow, 2001. – 126 p.

9. *Artyshenko S.V.* Centrifugal breaking of molecular bonds using two laser pulses / S.V. Artyshenko, A.M. Butyrski, B.A. Zon // Laser Physics. – 2004. – Vol. 14. – Pp. 857–861.

10. *Зон Б.А.* Квазиэнергетические спектры дипольной молекулы и атома водорода / Б.А. Зон, Е.И. Шолохов // ЖЭТФ. – 1976. – Т. 70. – С. 887–897.

11. *Zon B.A.* Classical Theory of the Molecule Alignment in a Laser Field // Eur. Phys. J. D8. – 2000. – Pp. 377–384.

12. *Верещагин А.Н.* Поляризуемости молекул / А.Н. Верещагин. – М. : Наука, 1980. – 176 с.

13. *Делоне Н.Б.* Нелинейная ионизация атомов лазерным излучением / Н.Б. Делоне, В.П. Крайнов. – М. : Физматлит, 2001. – 312 с.

14. *Зон Б.А.* Нерезонансное рассеяние мощного света молекулой / Б.А. Зон, Б.Г. Кацнельсон // ЖЭТФ. – 1975. –Т. 69. – С. 1167–1178.

Статья поступила в редакцию 11 января 2010 г.

УДК 621.391.23

ОСОБЕННОСТИ ЗАЩИТЫ И КЛАССИФИКАЦИЯ УГРОЗ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ СТАНДАРТА IEEE 802.11

В.Б. Щербаков, нач. ин-та, ГНИИИ ПТЗИ ФСТЭК России*, тел.: (4732) 61-97-10
С.А. Ермаков, инж.-констр., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-09-04

Проведено обобщение существующей информации об уязвимостях беспроводных сетей стандарта IEEE 802.11, позволяющей рассматривать их как объекты угроз информационной безопасности, а также приведена классификация возможных угроз в соответствии с требованиями международных документов по стандартизации.

Ключевые слова: *беспроводные сети, информационная безопасность.*

PROTECTION PECULIARITIES AND IEEE 802.11-WIRELESS NETWORK INFORMATION SECURITY THREAT CLASSIFICATION

V.B. Shcherbakov, head of institute, State Research Testing Institute on Information Technical Protection Problems of Technical Expert Control Federal Service, tel.: (4732) 61-97-10
S.A. Yermakov, design engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-09-04

Generalization of existent information on IEEE 802.11 wireless network vulnerability is carried out, which allows treating them as information security threat objects; also a possible threat classification in compliance with international documents requirements on standardization is given.

Key words: *wireless network, information security.*

Беспроводная сеть стандарта IEEE 802.11 – вид локальной вычислительной сети, использующий для связи и передачи данных между узлами высокочастотные радиоволны, а не кабельные соединения. Это гибкая система передачи данных, которая применяется в качестве альтернативы кабельной локальной сети внутри одного здания или в пределах определенной территории.

Беспроводные сети имеют ряд преимуществ перед обычными кабельными сетями [1, 2]:

– быстрота развертывания, а также простота расширения и реконфигурации сети;

– пользователи мобильных устройств при подключении к локальным беспроводным сетям могут легко перемещаться в рамках действующих зон сети;

– скорость современных сетей достаточно высока, что позволяет использовать их для решения очень широкого спектра задач;

– беспроводная сеть может оказаться единственным выходом, если невозможна прокладка кабеля для обычной сети;

– беспроводная сеть обеспечивает не привязанную к отдельным помещениям сеть и доступ в Интернет;

– беспроводные сети снижают стоимость установки, поскольку не требуются кабельные соединения. В результате достигается экономия, тем более значительная, чем чаще меняется окружение.

Вместе с тем беспроводные сети имеют некоторые негативные особенности. Это, как правило, меньшая скорость по сравнению с некоторыми проводными сетями, подверженность влиянию помех и более сложная схема обеспечения безопасности передаваемой информации.

Из всех существующих стандартов беспроводной передачи данных IEEE 802.11 на практике чаще всего используются следующие спецификации, определенные Инженерным институтом электротехники и радиоэлектроники (IEEE): 802.11b, 802.11a, 802.11g, а также недавно ратифицированный стандарт 802.11n. Рассмотрим их особенности.

К особенностям стандарта 802.11a относятся высокая потребляемая мощность радиопередатчиков для частот 5 ГГц, а также меньший по сравнению с другими спецификациями радиус действия.

* Гос. науч.-исслед. испытат. ин-т проблем технич. защиты информации фед. службы по техническому экспертному контролю России

Спецификация 802.11b характеризуется наличием режима автоматического снижения скорости при ухудшении качества сигнала, что может служить причиной успешной реализации атак типа отказ в обслуживании.

Спецификация 802.11g является логическим развитием 802.11b и предполагает передачу данных в том же частотном диапазоне. Кроме того, стандарт 802.11g полностью совместим с 802.11b, то есть любое устройство 802.11g должно поддерживать работу с устройствами 802.11b.

Главным достоинством спецификации 802.11n является увеличение пропускной способности в пять раз, а дальности передачи информации – вдвое, что позволяет использовать данную технологию в качестве связующего звена для объединения различных электронных устройств в единую систему.

Беспроводные локальные сети на базе стандарта IEEE 802.11 становятся всё более важным ресурсом в условиях развития технологий корпоративных сетей. Необходимость расширения существующих сетей за счет пользователей подвижной связи и невысокие затраты на эксплуатацию привели к принятию данного стандарта во всех отраслях [3, 4].

Проведем обобщение имеющихся сведений о беспроводных сетях, обуславливающих необходимость рассмотрения их в качестве объектов угроз информационной безопасности.

Внедрение стандартов IEEE 802.11 идет более высокими темпами, чем приобретение профессиональных знаний об инструментах и опыта, необходимого для правильного управления этими сетями. Это поставило специалистов в области информационной безопасности перед необходимостью локализации угроз в сетях нового поколения с помощью частичного использования решений и инструментов, первоначально разработанных для инфраструктуры проводной связи [2].

Каждая станция в сети потенциально является слабым местом и должна подчиняться установленным правилам, чтобы избежать возникновения проблем с безопасностью и эксплуатационными характеристиками. Эти проблемы, наряду с параллельной эволюцией множества спецификаций стандарта IEEE 802.11, дополнительно усложнили задачу управления современной сетью.

Вопрос физической безопасности, легко решаемый в традиционном подходе, в технологиях беспроводного доступа выходит на совершенно другой уровень. Нет кабельной системы – значит, невозможно четко описать периметр корпоративной сети. Следовательно, сложнее организовать разграничение доступа авторизованных и несанкционированных пользователей и устройств. Трудно и локализовать такие устройства. Несанкционированно установленная точка доступа может находиться в радиусе десятков, а то и сотен метров, что усложняет ее поиски.

Отсутствие кабельной системы приводит к такой проблеме, как беспроводной роуминг, когда пользователь, перемещаясь по зданию, автоматически должен подсоединяться к ближайшей точке доступа. Причем такое подключение не должно приводить к снижению уровня защищенности как самого пользователя, так и сетевых сегментов, к которым подключается мобильный клиент.

Таким образом, можно сделать вывод об актуальности проблем обеспечения безопасности беспроводных сетей, в том числе не имеющих выхода в Интернет.

Одной из наиболее принципиальных особенностей проблемы защиты информации является абсолютный характер требования полноты множества угроз информационной безопасности. Каждый невыявленный или не принятый во внимание дестабилизирующий фактор может в значительной мере снизить и даже свести на нет эффективность защиты. В то же время проблема формирования полного множества угроз относится к числу ярко выраженных неформализованных проблем. Обусловлено это тем, что накапливаемая, хранимая и обрабатываемая информация подвержена случайным влияниям чрезвычайно большого числа факторов, многие из которых должны быть квалифицированы как дестабилизирующие. Утверждение о неформализуемости задачи формирования полного множества дестабилизирующих факторов подтверждается отсутствием ее постановки в публикациях по проблемам защиты информации.

Классификация возможных угроз информационной безопасности беспроводных сетей стандарта IEEE 802.11 является первым этапом в процессе анализа риска информационной безопасности, но в силу неформализуемости задачи описания полного множества угроз для защищаемой системы определяется не полный перечень угроз, а перечень классов угроз.

Особенности технологии разработки беспроводных сетей, связанные с передачей беспроводного трафика по радиоканалу, являются источником угроз информационной безопасности, не свойственных проводным технологиям. Поэтому при реализации беспроводных сетей тра-

диционные методы защиты, используемые в проводных сетях, должны дополняться мероприятиями по нейтрализации специфических беспроводных угроз [2].

В документах международных организаций по стандартизации выделено несколько способов классификации угроз безопасности систем связи – по типам, видам и категориям. Угрозы безопасности, подлежащие анализу на этапе проектирования архитектуры безопасности конкретной беспроводной сети, представляют собой множества со многими элементами, что предопределяет сложности при выборе мер защиты от угроз. Чтобы облегчить решение этой задачи, целесообразно согласно документу ETSI ETR 332 сгруппировать угрозы безопасности по категориям [5]. Учитывая данные рекомендации, угрозы можно классифицировать следующим образом:

а) угрозы нарушения конфиденциальности:

– нарушение конфиденциальности информации путем перехвата беспроводного трафика;

– несанкционированный доступ к информации и сервисам сегментов проводных сетей, с которыми работает пользователь, с использованием беспроводного доступа;

– раскрытие параметров беспроводной сети или сегментов проводных сетей, с которыми работает пользователь, с использованием беспроводного доступа, за пределами контролируемой зоны;

– разглашение информации о настройках системы защиты беспроводной сети.

б) угрозы нарушения целостности:

– искажение циркулирующей в сети информации;

– уничтожение информации пользователя или информации, хранимой в сегментах проводных сетей, с которыми работает пользователь, с использованием беспроводного доступа.

– рассылка пакетов не по адресу, потеря пакетов, неверная сборка пакетов, их подмена;

– вмешательство в работу точек доступа;

– разрушение собственного программного обеспечения точек доступа.

в) угрозы нарушения доступности:

– вмешательство в процесс обмена сообщениями по сети;

– блокирование принимаемых, или передаваемых сообщений на уровне пользователей или точек доступа;

– внедрение несанкционированного беспроводного трафика;

– вывод из строя точки доступа вместе со всеми присоединенными пользователями;

– уменьшение скорости работы, неадекватная реакция на команды оператора.

г) специфические угрозы:

– несанкционированное анонимное использование трафика Интернет;

– противоправные анонимные действия от имени пользователя беспроводной сети;

– хищение клиентских устройств или точек доступа с целью получения информации о настройках системы защиты беспроводной сети;

– установка несанкционированных точек доступа и клиентских сетевых карт;

– несанкционированное изменение настроек средств защиты беспроводной сети;

– несанкционированное подключение к беспроводной сети;

– ошибки персонала;

– отказы беспроводного оборудования.

Литература

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский [и др.]. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.

2. *Владимиров А.А.* Wi-фу : «боевые» приемы взлома и защиты беспроводных сетей / А.А. Владимиров. – М. : НТ Пресс, 2005. – 463.

3. *Гейер Д.* Беспроводные сети : Первый шаг / Д. Гейер. – М. : Вильямс, 2005. – 191 с.

4. *Педжман Р.* Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11 / Р. Педжман, Д. Лиери. – М. : Вильямс, 2004. – 294 с.

5. ETSI ETR 332 : Security techniques advisory group (STAG) // Security requirements capture, 1996.

Статья поступила в редакцию 28 декабря 2009 г.

Адрес редакции:

394018, г.Воронеж, ул.Плехановская, 14
ОАО «Концерн «Созвездие», редакция журнала
«Теория и техника радиосвязи».
Тел. 52-13-59, 59-37-05
Факс: (4732) 35-50-88
E-mail: osp@sozvezdie.su