ISSN 1995-7009

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

ОАО КОНЦЕРН СОЗВЕЗДИЕ

2 2010

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 2/2010

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. 11,2
Тираж 200 экз. Заказ № 48
Подписано в печать 20.05.10 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2010

СОДЕРЖАНИЕ

№ 2, 2010

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Синтез структурно-сетевых показателей телекоммуникационных сетей, учитывающий ограниченность ресурсов узлов коммутации
Г.И. Линец 5

Учет нелинейных характеристик приемных и передающих устройств при оценке ЭМО
А.Д. Коробова, Е.А. Хромых, М.В. Кузьмин 10

Эффективность обнаружения фазоманипулированного широкополосного сигнала квадратурным приемником с входным полосовым фильтром
Г.С. Нахмансон, Г.А. Бакаева, Ю.А. Оганджанян 17

Анализ потенциальных характеристик оценки сигнала sounding в системе связи LTE
А.Г. Филатов, В.В. Ливенцев, Ю.Н. Прибытков 30

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Функционирование цифровых систем связи в условиях радиоэлектронного конфликта с минимаксных позиций теории игр (часть 1)
В.И. Николаев, А.Е. Федоров 37

Функционирование цифровых систем связи в условиях радиоэлектронного конфликта с минимаксных позиций теории игр (часть 2)
В.И. Николаев, А.Е. Федоров 44

Выбор технологии беспроводного доступа с учетом особенностей заданных территориальных районов
И.И. Фефилов, Г.А. Кащенко, А.В. Якименко, В.В. Якименко 50

Описание математической модели системы связи
В.В. Бессонов, А.В. Кузнецов 58

Расчет аналого-цифрового тракта программно-определяемого радиосредства
В.А. Маковий …… 65

Эгрегореальная система радиосвязи. Концепция
Ю.В. Шишкин, Ю.В. Ясырев ……..…….. 74

Способы снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов
С.В. Артыщенко, В.А. Дубинкин, О.В. Николаев ……..…… 80

Оптимизация протоколов передачи данных по КВ каналу
В.А. Маковий, С.А. Чупеев ……..……..…… 92

Смешанная система уплотнения для радиолиний декаметрового диапазона с дискретной многолучевостью
Д.В. Гайчук, А.В. Белоконь, Л.В. Белоконь, А.О. Кривоножкин ……. 102

РАЗНОЕ

Мощный автогенератор для лабораторных исследований
Ю.В. Завражнов ……..…… 105

Новый метод фрактального сжатия изображений
Д.А. Велигоша ……..…… 107

Контроль целостности программ методом построения семантических графов
А.Е. Федоров, А.П. Ващенко, В.В. Стрельников, А.В. Толчеев, М.В. Вострикова… 112

Кинетика зарождения и распределение по размерам кластеров металлов при вакуумной конденсации из двухкомпонентного пара
Д.Е. Андрусевич, Д.Б. Омороков, Н.С. Пашкевич, А.Н. Смольянинов, Е.В. Шведов… 118

УДК 621. 372

СИНТЕЗ СТРУКТУРНО-СЕТЕВЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ, УЧИТЫВАЮЩИЙ ОГРАНИЧЕННОСТЬ РЕСУРСОВ УЗЛОВ КОММУТАЦИИ

Г.И. Линец, профессор, Ставропольский ин-т управления, e-mail: kbytw@mail.ru

Получены аналитические выражения, позволяющие при заданной стоимости передачи единицы количества информации осуществить выбор числа элементов буферной памяти и оптимального значения плотности потока пакетов, обеспечивающих минимальную среднюю задержку.

Ключевые слова: *буферная память, оптимальное значение плотности потока пакетов, минимальная средняя задержка, относительная пропускная способность, число мест в очереди.*

TELECOMMUNICATION NETWORK STRUCTURE-NETWORK INDICES SYNTHESIS T AKING INTO ACCOUNT SWITCH NODE LIMITED RESOURCES

G.I. Linets, professor, Stavropol Management Institute, e-mail: kbytw@mail.ru

Analytical expressions that allow selecting the number of buffer memory elements and optimal value of burst flow density ensuring the minimal mean delay are acquired.

Key words: *buffer memory, optimal value of burst flow density, minimal mean delay, relative throughput, position in the queue.*

Многочисленные публикации, посвященные оптимизации пропускных способностей сетей передачи данных, базируются на модели сети в виде системы массового обслуживания (СМО) типа M/M/1 с неограниченной очередностью [1–3]. Такая идеализация допускает получение строгого аналитического решения, упрощающего интерпретацию результатов, но не соответствует реальным условиям функционирования сети. Основной причиной перегрузки сети является ограниченность канального ресурса, связанная со стоимостью аренды каналов, и конечного числа буферов в узлах коммутации. Анализ показывает, что подобная постановка задачи оптимизации дает завышенные значения средней задержки, а ограничение узловых ресурсов при прочих равных условиях позволяет транспортировать по сети более значительные потоки информации [1]. Однако попытки решить эту задачу для ограниченного числа мест в очереди не дают точного аналитического решения из-за сложности функционала оптимизации [2].

Целью статьи является получение строгого аналитического решения по выбору числа элементов буферной памяти узлов коммутации и оптимального значения плотности потока пакетов, обеспечивающих минимальную среднюю задержку сети, при ограничении стоимости передачи единицы информации.

В качестве функционала оптимизации используется среднее время задержки $T_{\text{ср}}$ при ограничении стоимости аренды каналов связи $C \le C_{\text{зад}}$.

На основании формулы Литтла

$$\gamma T = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i \cdot T_i , \qquad (1)$$

где γ – общий трафик в сети; λ_i – интенсивность потока пакетов на входе в каждый канал; T_i – среднее время задержки пакета в каждой отдельной линии.

Согласно клейнроковской аппроксимации очереди пакетов на входе в каждый канал связи можно представить в виде СМО типа M/M/1. Это означает, что на вход i-й очереди поступает пуассоновский поток пакетов с интенсивностью λ_i пакетов в секунду и средним временем обслуживания μ_i^{-1} с, распределенным по экспоненциальному закону.

Среднее время задержки T_i, равное времени пребывания заявки в СМО, выражается формулой [3]

$$T_i = \overline{r_i}/\lambda_i + g_i/\mu_i , \qquad (2)$$

где

$$g_i = \frac{1-\rho_i^{m_i+1}}{1-\rho_i^{m_i+2}} , \qquad (3)$$

$$\overline{r_i} = \frac{\rho_i^2 \left[1 - \rho_i^{m_i} \left(m_i + 1 - m_i \cdot \rho_i \right) \right]}{\left(1 - \rho_i^{m_i+2} \right)\left(1 - \rho_i \right)}, \qquad (4)$$

где $\overline{r_i}$ – среднее число заявок в очереди; m_i – число мест в очереди; $\rho_i = \lambda_i / \mu_i$.

С учетом (3) и (4) выражение (2) после преобразования принимает вид

$$T_i = \frac{1}{\mu_i} \frac{1 - \rho_i^{m_i+1} \left[\left(m_i + 2 \right) - \rho_i \left(m_i + 1 \right) \right]}{\left(1 - \rho_i^{m_i+1} \right)\left(1 - \rho_i \right)}. \qquad (5)$$

Представим выражение (5) в более удобной форме:

$$T_i = \frac{1}{\mu_i} \cdot \frac{\sum\limits_{k=0}^{m_i} (1+k)\rho_i^k}{\sum\limits_{k=0}^{m_i+1} \rho_i^k} = \frac{1}{\mu_i} \cdot \frac{\left(\sum\limits_{k=0}^{m_i+1} \rho_i^k \right)'}{\sum\limits_{k=0}^{m_i+1} \rho_i^k} = \frac{1}{\mu_i} \frac{S'_{m_i}}{S_{m_i}}, \qquad (6)$$

где штрих обозначает производную $\frac{\partial}{\partial \rho}$.

При выводе формулы (6) учтено, что $\sum\limits_{k=0}^{m_i+1} \rho^k = \frac{1 - \rho^{m_i+2}}{1 - \rho} = S_{m_i}$, где S_{m_i} – сумма геометрической прогрессии. Поэтому среднее время задержки всей сети находится из (1) с учетом (6):

$$T_{\text{ср}} = \frac{1}{\gamma} \sum_{i=1}^{n} \rho_i \frac{\left(\sum\limits_{k=0}^{m_i+1} \rho_i^k \right)'}{\sum\limits_{k=0}^{m_i+1} \rho_i^k} = \frac{1}{\gamma} \sum_{i=1}^{n} \rho_i \frac{S'_{m_i}}{S_{m_i}}. \qquad (7)$$

Легко показать, что зависимость (7) при $m_i \to \infty$ переходит в известную формулу $T_{\text{ср}} = \frac{1}{\gamma} \sum\limits_{i=1}^{n} \frac{\rho_i}{1 - \rho_i}$ с неограниченной очередью [1], а при $m_i = 0$ $T_{\text{ср}} = \frac{1}{\gamma} \sum\limits_{i=1}^{n} \frac{\rho_i}{1 + \rho_i}$, что соответствует модели сети в виде СМО с отказами [3].

Установлено, что функция (7) является выпуклой, но не содержит экстремумов. Поэтому минимум среднего времени задержки не может быть найден путем вычисления частных производных $\frac{\partial T_{\text{ср}}}{\partial \rho_i} = 0$. В связи с этим данная задача является задачей условной оптимизации, и ее аналитическое решение возможно при соответствующем выборе в качестве ограничивающего условия функции стоимости. Числовые расчеты [1] показывают, что обычно нет большого различия между случаями использования стоимостных функций того или иного вида. Следует выбирать ту стоимостную функцию, которая наиболее полно соответствует условиям конкретной задачи [1]. Рассмотрим стоимостную функцию вида [2]

$$C = k \sum_{i=1}^{n} \frac{F_i}{V_i}, \qquad (8)$$

где при пакетной передаче сообщений $F_i = L\lambda_i$, $V_i = L\mu_i$; L – фиксированная длина пакета (бит). С учетом этого функция стоимости (8) имеет вид

$$C = k \sum_{i=1}^{n} \rho_i \qquad (9)$$

и выражается в единицах стоимости передачи единицы количества информации (т.е. плотности потока информации, что соответствует принятым принципам оплаты за использование средств связи), ρ_i – коэффициент использования канала.

Оптимизационная задача формулируется следующим образом: определить оптимальные значения плотности информационного потока, минимизирующие среднюю задержку

$$T_{\text{ср}} = \frac{1}{\gamma} \sum_{i=1}^{n} \rho_i \frac{S'_{m_i}}{S_{m_i}} \to \min, \qquad (10)$$

при ограничении на стоимость передачи суммарного количества информации, приходящейся на единицу пропускной способности линий связи,

$$C = k \sum_{i=1}^{n} \rho_i \le C_{\text{зад}}. \qquad (11)$$

Для решения этой задачи используем метод неопределенных множителей Лагранжа. Составим функционал оптимизации:

$$\Phi = \frac{1}{\gamma} \sum_{i=1}^{n} \rho_i \frac{S'_{m_i}}{S_{m_i}} + Pk \sum_{i=1}^{n} \rho_i, \qquad (12)$$

где P – неопределенный множитель Лагранжа.

Вычисляя частные производные $\frac{\partial \Phi}{\partial \rho_i} = 0$, получим систему из n уравнений вида

$$\left(\rho_i \frac{S'_{m_i}}{S_{m_i}} \right)' + \gamma P k = 0, \; i = \overline{1,n}, \qquad (13)$$

Анализ выражения (13) показывает, что каждое уравнение этой системы зависит от переменной ρ_i и параметров m_i, γ, P, k. Если положить $m_i = m$ для всех узлов сети, то эти параметры не будут зависеть от индекса i. Тогда в результате решения (13) относительно ρ_i получим $\rho_i = F(m, \gamma, P, k)$. Это позволяет сделать вывод, что $\rho_i^{\text{опт}} = \rho = \text{const}$, т.е. оптимальные значения плотностей потока пакетов одинаковы для всех ветвей и не зависят от номера линии связи.

После дифференцирования и преобразований получим дифференциальное уравнение второго порядка для каждой линии связи. Опуская индекс i, получим

$$\frac{S_m^{'}}{S_m} + \rho\frac{S_m^{''}}{S_m} - \rho\frac{\left(S_m^{'}\right)^2}{S_m^2} + \gamma Pk = 0. \qquad (14)$$

Путем замены переменной

$$\frac{S_m^{'}}{S_m} = Z \ \text{ и } \ S_m^{''} = Z^{'}S_m + ZS_m^{'} \qquad (15)$$

уравнение (14) преобразуется в неоднородное линейное уравнение 1-го порядка

$$Z^{'} + \frac{1}{\rho}Z = -\frac{1}{\rho}\gamma Pk. \qquad (16)$$

Общее решение уравнения (16) находится методом вариации произвольной постоянной [4]. Соответствующее однородное уравнение

$$Z^{'} + \frac{1}{\rho}Z = 0 \qquad (17)$$

с разделяющимися переменными имеет общее решение следующего вида:

$$Z = \frac{C_1}{\rho}. \qquad (18)$$

Положим $C_1 = C_1(\rho)$ некоторой непрерывно дифференцируемой функцией от ρ. Тогда

$$Z = \frac{C_1(\rho)}{\rho}. \qquad (19)$$

Выберем функцию $C_1(\rho)$ так, чтобы выражение (19) удовлетворяло уравнению (16). Подставляя (19) в (16), после преобразований, получим

$$C_1^{'}(\rho) = -\gamma Pk. \qquad (20)$$

Интегрируя (20), имеем $C_1(\rho) = -\gamma Pk\rho + C_2$, и, следовательно,

$$Z = -\gamma Pk + \frac{C_2}{\rho}. \qquad (21)$$

Возвращаясь к старой переменной (16), получим

$$S_m^{'}/S_m = -\gamma Pk + \left(C_2/\rho\right). \qquad (22)$$

Разделяя в выражении (22) переменные, имеем уравнение $\frac{dS_m}{S_m} = -\gamma Pkd\rho + C_2\frac{d\rho}{\rho}$, интегрируя которое, окончательно получаем

$$S_m = C_3\rho^{c_2}\cdot e^{-\gamma Pk\rho}, \qquad (23)$$

где C_3 – постоянная интегрированная 2-й квадратуры.

По уравнению (23) находим произвольные постоянные интегрирования C_2 и C_3 путем решения задачи Коши при заданных начальных условиях.

В дальнейших расчетах ограничимся зависимостью (22), из которой определены значения ρ для каждой ветви рассматриваемой сети:

$$\rho = \frac{C_2}{\gamma Pk + \left(S_m^{'}/S_m\right)}. \qquad (24)$$

Определим значения C_2 из начального условия $\rho_0 = 1$. Согласно уравнения (7), имеем

$$\left(S_m^{'}/S_m\right)\Big|_{\rho=1} = \frac{1+2+\cdots+(m+1)}{\underbrace{1+1+\cdots+1}_{m+2}} = \frac{(m+1)(m+2)}{2(m+2)} = \frac{m+1}{2}. \qquad (25)$$

В выражении (25) учтено, что числитель является суммой арифметической прогрессии. Из уравнения (24) при условии (25) определяем произвольную постоянную C_2: $C_2 = \gamma Pk + \frac{m+1}{2}$.

Окончательно получаем

$$\rho = \left(\gamma Pk + \frac{m+1}{2}\right)\Big/\left(\gamma Pk + \left(\frac{S_m^{'}}{S_m}\right)\right). \qquad (26)$$

Для вычисления неопределенного множителя Лагранжа воспользуемся условием (11) для предельного значения стоимости

$$k\sum_{i=1}^{n}\frac{\gamma Pk + (m+1)/2}{\gamma Pk + \left(S_m^{'}/S_m\right)} = kn\frac{\gamma Pk + (m+1)/2}{\gamma Pk + \left(S_m^{'}/S_m\right)} = C_{\text{зад}}. \qquad (27)$$

После несложных преобразований получаем значение множителя Лагранжа P:

$$P = \frac{(m+1)/2 - \left(S_m^{'}/S_m\right)\cdot\left(C_{\text{зад}}/kn\right)}{\gamma k\ \left(\left(C_{\text{зад}}/kn\right)-1\right)}. \qquad (28)$$

Подставляя (28) в (26), получим условия экстремумов $T_{\text{ср}}$ выражения (7):

$$\left(\rho_{\text{опт}} - C_{\text{зад}}/kn\right)\left((m+1)/2 - S_m^{'}/S_m\right) = 0. \qquad (29)$$

Условия (29) выполняются, если любой из сомножителей равен нулю, т.е.

$$\rho_{\text{опт}} - C_{\text{зад}} / kn = 0; \qquad (30)$$

$$S_m^{'}/S_m - (m+1)/2 = 0. \qquad (31)$$

Условие (30) определяет оптимальное значение удельного потока в ветвях

$$\rho_{\text{опт}} = C_{\text{зад}} / kn, \qquad (32)$$

обеспечивающее минимальное значение средней задержки $T_{\text{ср}}^{\min} = \frac{1}{\gamma}\times\frac{C_{\text{зад}}}{k}\times\left(\frac{S_m^{'}}{S_m}\right)_{\text{опт}}$, $0 < \rho_{\text{опт}} < 1$.

Условие (31) соответствует максимальному значению средней задержки в сети при $\rho = 1$ $T_{\text{ср}}^{\max} = (n/\gamma)\cdot(m+1)/2$, которое достигается независимо от стоимости сети.

Анализ полученных результатов показывает, что стоимость сети определяется, в основном, затратами на передачу данных. Поэтому ресурсы сети необходимо использовать максимально эффективно. Согласно выражению (31) можно сделать вывод, что сеть связи должна быть однородной в смысле постоянства значений плотности потока передаваемых пакетов во всех линиях связи ($\rho_{\text{опт}} = C_{\text{зад}} / kn < 1$ не зависит от номера ветви связи). Если потоки в ветвях при синтезе сети заданы в виде матрицы тяготений $\|\lambda_i\|$, то при фиксированной длине пакета L пропускные способности соответствующих ветвей прямо пропорциональны значениям потоков в этих ветвях, т.е.

$$V_i = (kn / C_{\text{зад}})\cdot F_i, \qquad (33)$$

что является необходимым условием исключения блокировки сети (т.е., $V_i > F_i$). Отметим, что степень этого превышения определяется отношением числа ветвей сети к их стоимости.

Предположение о том, что m не зависит от номера узла или ветви, по-видимому, является справедливым, т.к. согласно (33) увеличение потока F_i приводит к необходимости пропорционального увеличения пропускной способности. Это ведёт к более быстрому освобождению буферов таким образом, что число требований на входе в каждый канал остаётся неизменным и необходимое число буферов оказывается постоянным.

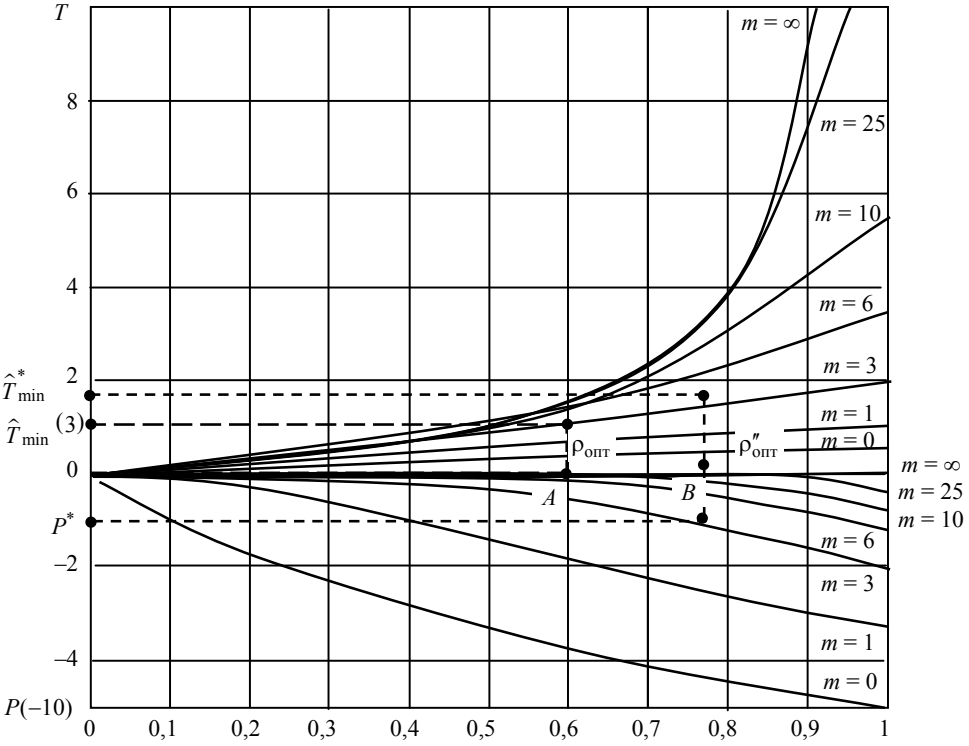


Рисунок. Зависимости минимальных значений средней задержки при различных значениях числа буферов

Кривые зависимости минимальных значений средней задержки при различных значениях числа буферов в узлах коммутации, зависящие от оптимальных значений удельного потока, представлены на рисунке. Предположение о бесконечном числе буферов позволяет получить верхнюю границу для средней задержки, которую можно достичь при конечном числе элементов буферной памяти. Задержка в системе без буферов дает нижнюю границу. Ограничение числа буферов в узлах коммутации неизбежно приводит к тому, что часть пакетов отвергается узлом. Для учета этого обстоятельства на рисунке приведены совмещенные кривые зависимости вероятности отказов в функции $f(\rho)$ при одинаковых значениях числа буферов m, построенные в соответствии с выражением [3]

$$P_{\text{отк}}(\rho, m) = \frac{\rho^{m+1}}{\sum_{n=0}^{m+1} \rho^k}.$$

Анализ кривых позволяет сделать вывод о том, что минимальная средняя задержка ($T_{\min} = 1{,}8$ с, соответствующая $\rho_{\text{опт}} = 0{,}6$ и $m = \infty$ в точке А) может быть достигнута при более высокой плотности потока передаваемой по сети информации ($\rho''_{\text{опт}} = 0{,}78$ и $m = 3$) при ограниченном числе буферов в узлах коммутации (точка В). При этом вероятность отказа $P^* = 0{,}12$ примерно соответствует значению 10% и является вполне приемлемой [2].

Таким образом, полученные аналитические выражения позволяют при заданной стоимости передачи единицы информации осуществить выбор числа элементов буферной памяти и оптимального значения плотности потока пакетов, обеспечивающих минимальную среднюю задержку.

Литература

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

2. Сети коммутации пакетов [И.А. Мизин и др.]. – М. : Радио и связь, 1986. – 407 с.

3. *Вентцель Е.С.* Исследование операций / Е.С. Вентцель. – М. : Наука, 1989. – 552 с.

4. *Смирнов В.И.* Курс высшей математики / В.И. Смирнов. – Т. 3. – М. : Наука, 1974. – 586 с.

Статья поступила в редакцию 9 марта 2010 г.

УДК 681.3

УЧЁТ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЁМНЫХ И ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПРИ ОЦЕНКЕ ЭМО

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
М.В. Кузьмин, магистрант, Воронежский гос. ун-т, тел.: (4732) 78-72-34

Рассмотрена методика формирования трёхмерных виртуальных структур – ТЭМСов, учитывающая нелинейные характеристики радиоэлектронных средств, и её применение для решения практических задач оценки ЭМО.

Ключевые слова: *моделирование ЭМО, группировка РЭС, побочные каналы, блокирование, «MathCAD».*

THE ACCOUNT OF NONLINEAR CHARACTERISTICS OF RECEPTION AND PASSING DEVICES AT RATING OF ELECTROMAGNETIC CONDITIONS

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
M.V. Kuzmin, magistrant, Voronezh State University, tel.: (4732) 78-72-34

The technique of formation of the three-dimensional virtual structures (TEMS), taking into account nonlinear characteristics of radio-electronic means and its application for the decision of practical problems of a rating of parameters of electromagnetic conditions is considered

Keywords*: modelling of electromagnetic conditions, a grouping of radio-electronic means, collateral channels, blocking, «MathCAD».*

При исследовании электромагнитной обстановки (ЭМО) в группировках радиоэлектронных средств (РЭС) требуется решить ряд сложных электродинамических задач. Среди них – применение аналитических методов оценки параметров электромагнитного поля с учётом характеристик РЭС и особенностей распространения сигналов на радиотрассе [1]. Являясь наиболее точными, эти методы требуют значительных вычислительных затрат и неприменимы для решения реальных задач. Для упрощения и обеспечения наглядности целесообразно применять инженерные методы анализа и оценки ЭМО. Методика проведения таких оценок предложена в [2, 3]. В ней для повышения наглядности и оперативности решения задач ЭМС и радиоподавления в группировках подвижных РЭС на плоскости разработаны новые виртуальные трёхмерные структуры – ТЭМСы, реализованные на основе пакета компьютерной математики MathCAD и средств пакетов электродинамического моделирования. К рассматриваемым группировкам РЭС, расположенным в одной плоскости («плоским»), можно отнести такие группировки РЭС, при моделировании которых допустимо использование двумерных ДН антенн, в частности, группировки, работающие близи поверхности Земли, и группировки некоторых спутниковых радиосистем.

Оперативная оценка ЭМО в наземной группировке с помощью ТЭМСов ($ЭМО_{ТЭ}$) осуществляется в заданном частотно-территориальном пространстве (с координатами *x*, *y*, *f*). В разработанной методике ТЭМС приёмного устройства размещается в начале координат рабочего окна программы, а ТЭМСы передатчиков – в точках, соответствующих заданным координатам РЭС.

Поверхность ТЭМСа *излучающего РЭС$_1$* ($^{И}ТЭМС_1$) определяет границу области, на которой уровень мощности излученного сигнала равен некоторому пороговому значению во всей полосе рабочих частот. Форма ^{И}ТЭМСа зависит от двух базовых функций: первая описывает огибающую энергетического спектра излученного сигнала (S_1), а вторая – форму зоны влияния РЭС (диаграмму направленности (G_1) его антенны в азимутальной плоскости и закон распространения на радиотрассе). Основными параметрами ^{И}ТЭМСа, определяющими его размер, являются мощность передатчика (P_1) и ширина полосы рабочих частот (Δf_1). Учитывается также и ориентация главного лепестка антенны. Зависимость *G* от азимутального угла может быть выражена в разах или децибелах. Если размерность базовой функции

G_1 будет выражена в разах, то сечение ^{И}ТЭМС$_1$, параллельное плоскости $x\,y$, определяет форму энергопотенциальной зоны РЭС$_1$ на частоте f_i. Форма зоны соответствует форме ДН антенны передатчика на частоте f_i.

Пример ТЭМСов двух излучающих РЭС приведён на рис. 1.

Базовые функции ТЭМСов (S_i) приведены на рис. 1в, а базовые функции, одинаковые для обоих РЭС (G_i) изображены на контурных графиках 1б.

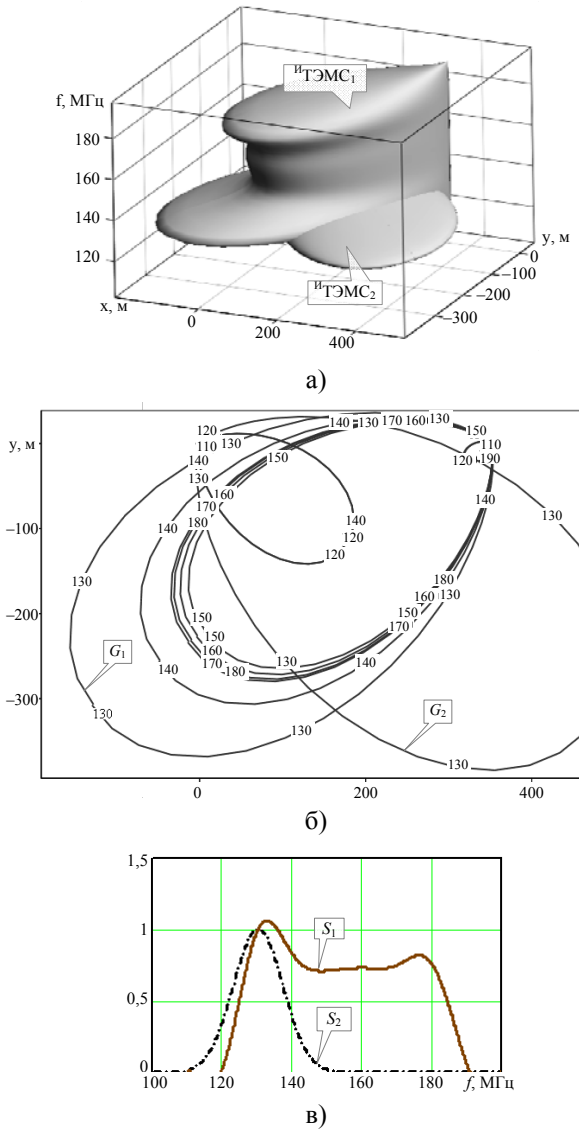


Рис. 1. ТЭМСы двух РЭС: а – трёхмерный вид, б – контурный вид, в – базовые функции S

Как видно из рисунков, при пороговой мощности $(P_{\text{п}})$, выбранной при формировании ТЭМСов, происходит их пересечение в пространстве xyf. При контурном представлении этой пороговой мощности для разных частот соответствуют изолинии (рис. 1б) на плоскости x, y. Используя функциональную заливку, на контурных графиках легко определить зоны влияния РЭС на каждом частотном поддиапазоне (рис. 2а, б). Для наглядности на рис. 2а, б выбран частотный поддиапазон 120–140 МГц и пять цветов; одному цвету соответствует ширина полосы в 5 МГц.

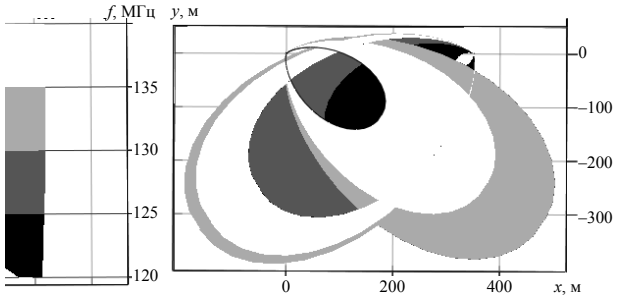


Рис. 2. Визуализация зон влияния РЭС: а – цветовая шкала, б – зоны влияния для двух излучающих РЭС в диапазоне 120–140 МГц

Таким образом, с помощью функциональной окраски частотных поддиапазонов на рабочей плоскости (плоскости xy) может быть выделено одновременно несколько (2÷10) энергозон с пороговой мощностью $P_{\text{п}}$.

Форма поверхности ТЭМСа *приемного РЭС* (^{П}ТЭМС) также зависит от двух базовых функций, описывающих частотную избирательность приемника (S_0) и форму ДН его антенны в азимутальной плоскости (G_0). Параметрами ТЭМСа приемного РЭС являются также чувствительность приемника (U_0) и полоса рабочих частот (Δf_0). Это обусловлено тем, что при анализе чувствительности и восприимчивости к помехам приёмной системы в реальной ЭМО необходимо учитывать частотную избирательность приёмника и пространственную избирательность приёмной антенны. Они описываются соответственно характеристикой частотной избирательности (ХЧИ) приёмника и ДН приёмной антенны в азимутальной плоскости (для наземных группировок). Совокупность этих характеристик может быть описана характеристикой частотно-пространственной избирательности (ХЧПИ) приёмной системы или ТЭМСом приёмной системы [3].

Поверхность ТЭМСа приёмного РЭС описывает зависимость мощности сигнала на входе

приёмной системы, при которой на выходе приёмника наблюдается заданный эффект (например, сигнал имеет заданный уровень) от частоты и направления действия сигнала.

Для построения ТЭМСа ПУ используется ХЧИ (её координата – частота откладывается вдоль оси z) и двумерная ДН приёмной системы (строится в плоскости $x\,y$) в точке расположения приёмной РЭС (в начале координат). Возможно построение $^{\text{П}}$ТЭМСов для относительных и абсолютных значений мощности при учёте чувствительности приёмника и динамического диапазона по рассматриваемому эффекту.

В разработанной ранее методике количественной оценки параметров ЭМО с помощью ТЭМСов (учитывающей частотные изменения формы ДН излучающей антенны, а также потери в антенно-фидерном тракте [5]), предполагалось, что амплитудно-частотные характеристики моделируемых РЭС ограничены основными каналами излучения и приёма. Это является функциональным ограничением при постановке задач моделирования.

Целью настоящей статьи является разработка более полной методики моделирования приёмно-передающих РЭС, работающих в составе группировки подвижных РЭС на плоскости. В результате этого возможна постановка и эффективное решение задач, более полно отображающих характеристики РЭС, а именно: побочные излучения передающих РЭС, изменение от частоты формы ДН приёмной антенны, характеристики избирательности по основному каналу, по побочным каналам приёма и по блокированию.

1. Побочные излучения передающих РЭС

При разработке и эксплуатации любой передающей РЭС устанавливаются допустимые пороговые уровни мощности внеполосных излучений. Их величина зависит от задач, решаемых в группировке. Учёт внеполосных излучений при формировании ТЭМСов сводится к использованию базовых функций (S), описывающих огибающие спектральных мощностей конкретных РЭС во всём диапазоне моделируемых частот. В качестве примера на рис. 3 приведена огибающая спектра излучающего РЭС в диапазоне от 300 до 3000 МГц. Для наглядности масштаб по оси y на рис. 3б увеличен в 1000 раз.

С использованием указанных функций как базовых (вторая базовая функция G описывает секторную ДН антенны, как на рис. 1б) сформированы ТЭМСы, отображающие характеристики одной РЭС в широкой полосе частот (рис. 4). Особенностью сформированного составного ТЭМСа является необходимость применения масштабных коэффициентов ($K_{\text{М}}$) при анализе слабых компонентов. Для ТЭМСа, изображённого на рис. 4б, $K_{\text{М}} = 1000$.

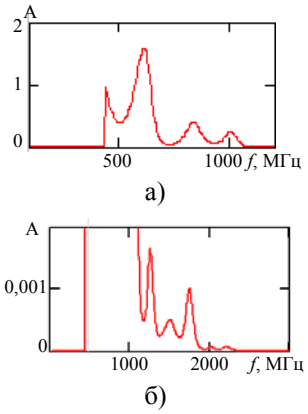


Рис. 3. Огибающая спектра излучающей РЭС

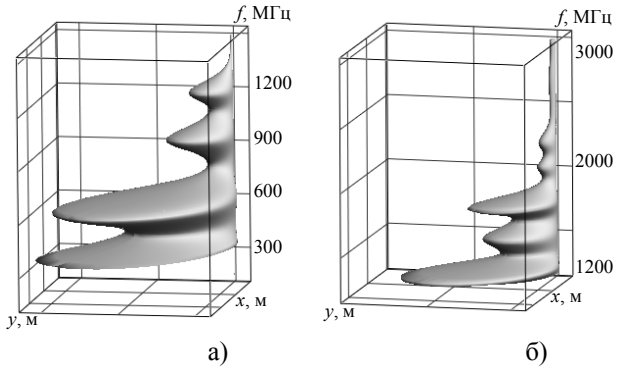
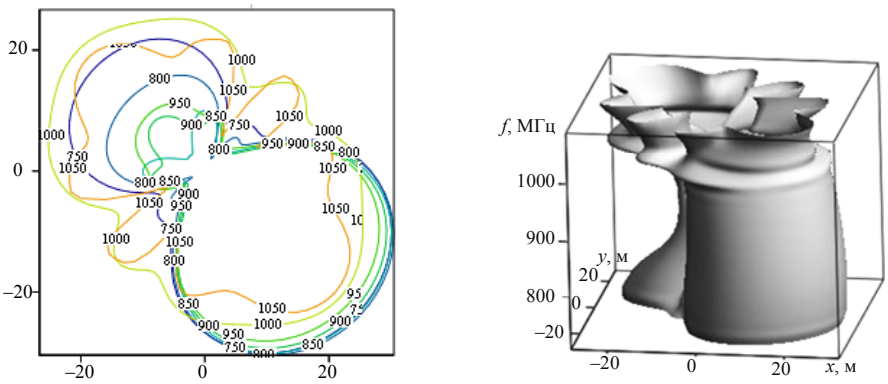


Рис. 4. Трёхмерный вид ТЭМСов РЭС, излучающего в диапазоне 300–3000 МГц

2. Зависимость от частоты формы ДН приёмной антенны

В качестве примера выберем направленную антенну приёмника с рабочей частотой – 900 МГц, работающую в диапазоне 750–1050 МГц. ДН антенны для мощности поля рассчитаны программой электродинамического моделирования MMANA [6]. В виде электронных таблиц эти данные используются программой как базовые функции G_0^i при формировании ТЭМСа и приведены на рис. 5а. Вторая базовая функция S_0 равна 1 во всём рабочем диапазоне. Сформированный из этих базовых функций ТЭМС приведён на рис. 5б в трёхмерном виде.

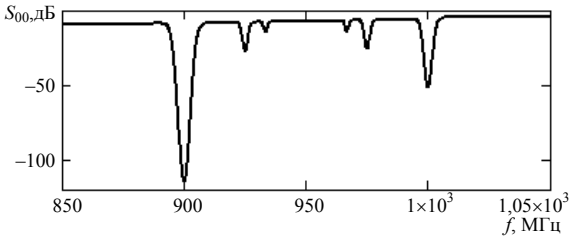


а) б)

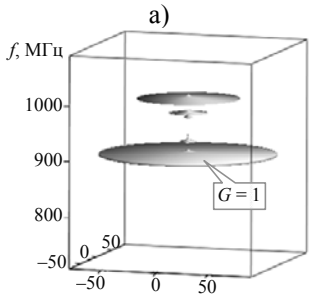
Рис. 5. ТЭМС, учитывающий изменение от частоты формы ДН приёмной антенны:
а – контурный вид, б – трёхмерный вид

3. Учёт характеристики избирательности по основному и по побочным каналам приёма

Рассчитанная по методике [7] характеристика частотной избирательности по основному и по побочным каналам приёма (при частоте гетеродина 950 МГц) приведена на рис. 6а. С использованием приведённой функции в качестве базовой S_{00} сформирован ТЭМС (для $G = 1$ во всём частотном диапазоне), который изображён на рис. 6б.



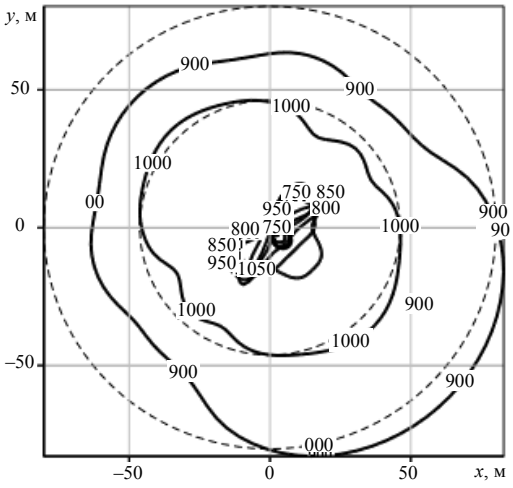
а)



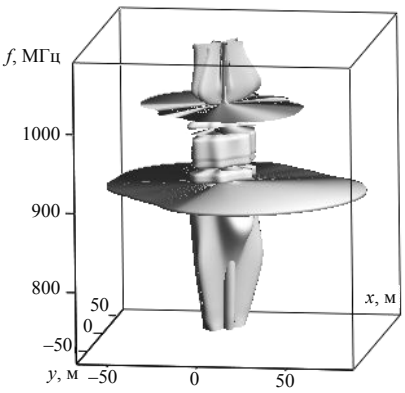
б)

Рис. 6. ТЭМС с учетом побочных каналов:
а – характеристика избирательности
по основному и побочным каналам, б –трёхмерный
ТЭМС для круговой ДН приёмной антенны

Если форма ДН приёмной антенны не круговая и зависит от частоты (имеет вид, как на рис. 5а), то ТЭМС, дополнительно учитывающий характеристики частотной избирательности радиоприёмника по основному и побочным каналам приёма ($^{П}Tems_{00}$), имеет вид, приведённый на рис. 7.



а)



б)

Рис. 7. $^{П}Tems_{00}$, учитывающий характеристики частотной избирательности радиоприёмника по основному и побочным каналам и изменение от частоты формы ДН антенны:
а – контурный вид, б –трёхмерный вид

4. Учёт характеристики частотной избирательности радиоприёмника по блокированию

Блокирование – изменение уровня сигнала или отношения сигнал/шум на выходе радиопри-

ёмника при действии радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приёма. Характеристики блокирования регламентированы в [4].

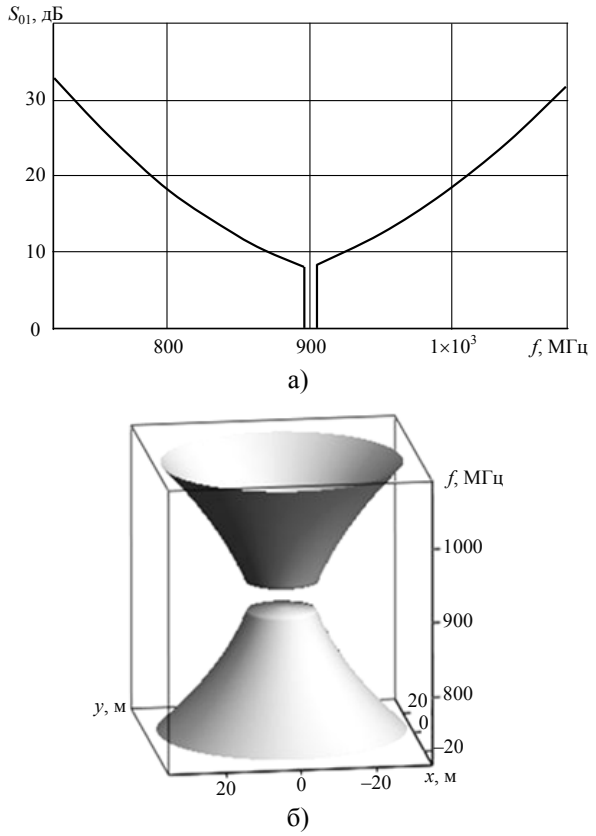


Рис. 8. ТЭМС приёмного РЭС по блокированию: а – частотная избирательность приёмника по блокированию, б – ^{П}ТЭМС приёмного РЭС с круговой ДН антенны

Вид характеристики частотной избирательности радиоприёмника по блокированию приведен на рис. 8а. Она связывает уровень внеполосной помехи $(P_{Б})$ и её частоту при уменьшении уровня сигнала на 1 дБ. Из характеристики следует, что, например, на частоте 800 МГц уровень помехи, приводящий к блокированию на 1 дБ, увеличивается на 10 дБ.

С использованием приведённой функции в качестве базовой (S_{01}) сформирован ^{П}ТЭМС, который изображён на рис. 8б. Второй базовой функцией выбрана круговая ДН приёмной антенны с $G = 1$ для всего частотного диапазона.

Если форма ДН приёмной антенны не круговая и зависит от частоты (имеет вид, как на рис. 5а), то ^{П}ТЭМС, дополнительно учитывающий характеристики частотной избирательности радиоприёмника по блокированию ($^{П}Tems_{01}$) имеет вид, представленный на рис. 9. ТЭМС приёмного РЭС по блокированию описывается выражениями, учитывающими характеристику частотной избирательности по блокированию и зависимость коэффициента усиления приёмной антенны от пространственных координат.

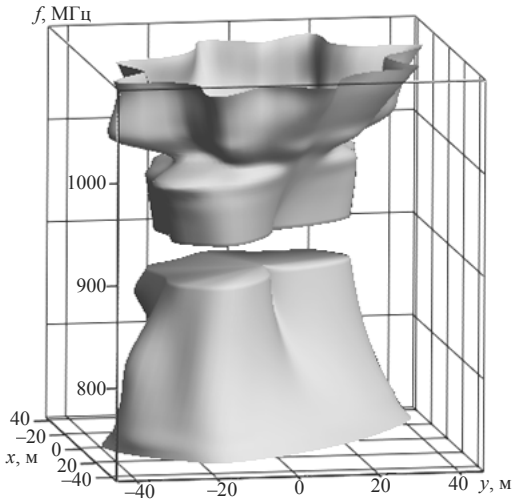


Рис. 9. $^{П}Tems_{01}$ приёмного РЭС с некруговой ДН антенны и учётом частотной избирательности приёмника по блокированию

Для анализа параметров ЭМО «плоской» группировки РЭС с использованием разработанных ТЭМСов необходимо сформировать в рабочем окне программы ТЭМСы приёмных и передающих РЭС с учётом их базовых функций и конкретных параметров. Исходными параметрами являются координаты расположения передающих РЭС относительно приёмника, ориентации главных лепестков ДН антенн, мощности передатчиков и чувствительность приёмника. На рис. 10 в качестве примера приведена исходная ситуация, моделирующая ЭМО в группировке, состоящей из приёмного РЭС (его ТЭМС расположен в начале координат) и четырёх излучающих РЭС. Одно из излучающих РЭС «своё», т.е. передаёт полезный сигнал. Оно обозначено как $^{И}Tems_{0}$ и расположено в полосе основного канала приёма. Другие РЭС – мешающие. Для всех излучающих РЭС в качестве базовых выбраны следующие функции: G – описывающие секторные ДН, S – гауссовские кривые на разных несущих частотах (см. рис. 1б, в).

При расчёте излучающих ТЭМСов учитывается как мощность передатчиков, так и затухание сигнала на радиотрассе. В примере на рис. 10 ТЭМСы рассчитаны для свободного пространства и пороговой мощности $P_{П} = -20$ дБм.

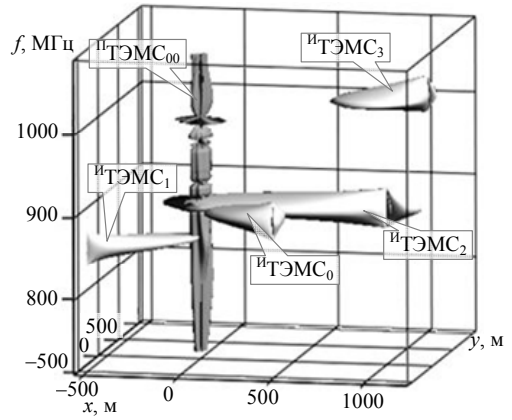
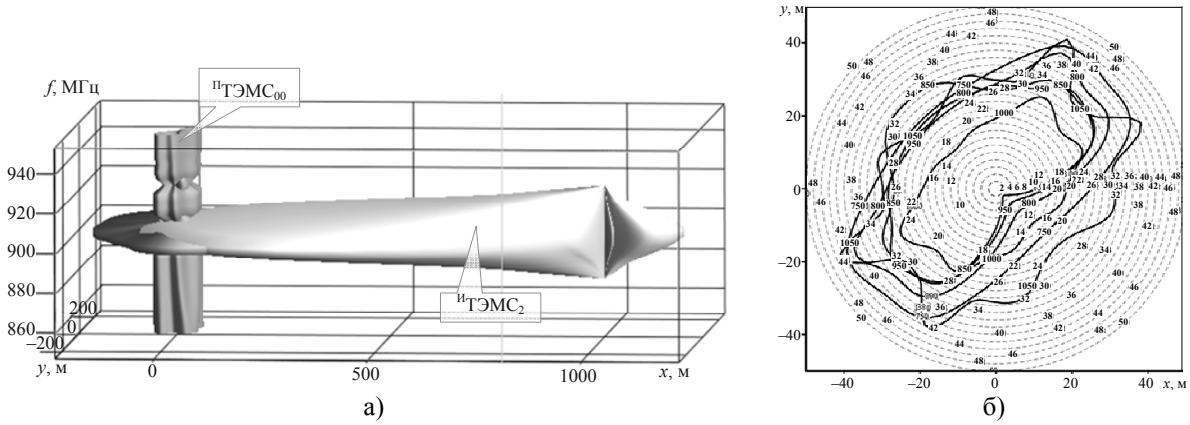


Рис. 10. Формирование ЭМО в группировке из пяти РЭС в начальный момент времени

Рис. 10 иллюстрирует общую оценку ЭМО в рассматриваемой электромагнитной ситуации. В соответствии с рис. 10 наименьшее влияние на приёмник оказывает $РЭС_3$. По частотным оценкам излучение $РЭС_3$ попадает в побочный канал приёма. Однако наглядные амплитудные оценки для данного расстояния и избирательности приёмного РЭС показывают, что мощность $РЭС_3$ в точке приёма не превышает чувствительности приёмного РЭС.

Для детального анализа влияния излучающих РЭС на приёмник выделяется соответствующая полоса частот и осуществляется анализ ТЭМСов при увеличенном масштабе. В качестве примера исследуется воздействие $РЭС_2$ в начальный момент времени на приёмник с учётом его частотной избирательности по основному и побочным каналам (рис. 11а). Для оперативной оценки значений избирательности приёмника целесообразно использовать масштабную сетку вместе с $^{П}Tems_{00}$, представленные в контурном виде (рис. 11б). При проведении детальной оценки производится сравнение уровня сигнала от $РЭС_2$ (он соответствует параметру зоны влияния, проходящей через точку приёма) и чувствительности приёмного РЭС на частоте $РЭС_2$ (основной канал) в направлении на это РЭС (рис. 11б).



а) б)

Рис. 11. Моделирование воздействия $РЭС_2$ в начальный момент времени на приёмник с учётом его частотной избирательности по основному и побочным каналам:
а – трёхмерный вид, б – масштабная сетка и $^{П}Tems_{00}$ в контурном виде

Аналогично можно провести детальное исследование для РЭС, излучающих вне основного канала приёма. На рис. 12 приведен результат моделирования параметров $РЭС_1$, воздействующего на приёмник вне основного канала, с учётом его частотной избирательности по блокированию.

Приведённые примеры справедливы для заданного расположения передатчиков и ориентации приёмных и передающих антенн. Предложенная методика и разработанная программа позволяют оценить изменение избирательности приёмной системы при изменении параметров передающих РЭС.

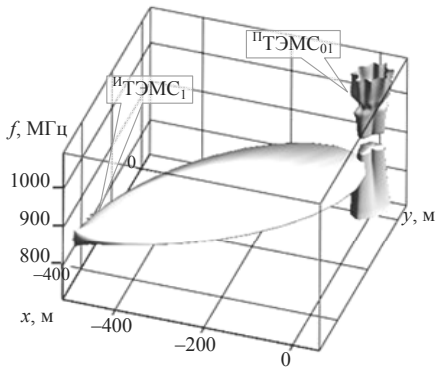
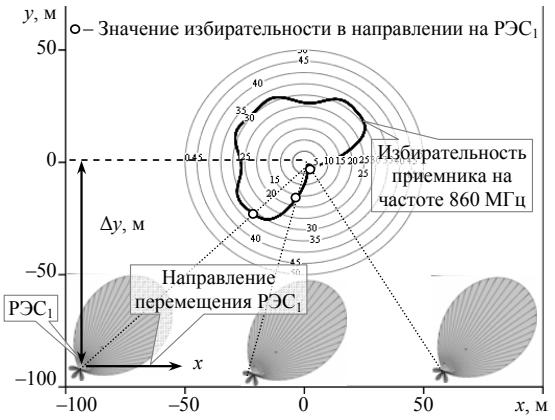
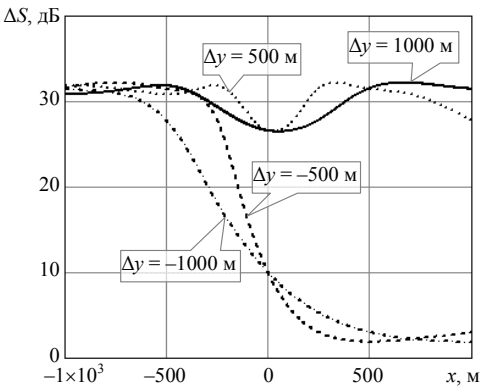


Рис. 12. Исследование воздействия РЭС1 в начальный момент времени на приёмник с учётом его частотной избирательности по блокированию

В качестве примера на рис. 13а приведена схема перемещения РЭС$_1$, 13б – зависимости изменения избирательности приёмной системы на частоте 860 МГц от координат РЭС$_1$, излучающего блокирующую помеху. При заданном расположении приёмного РЭС рис. 13б может быть использован для определения уровня помехи, при котором осуществляется блокирование. В частности, при $\Delta y = -1000$ м уровень блокирующей помехи изменяется на ~30 дБ при перемещении РЭС1 от –1000 м до +1000 м.



а)



б)

Рис. 13. Моделирование изменения избирательности приемного РЭС при перемещении передатчика: а – схема перемещения РЭС$_1$, б – зависимости изменения избирательности (ΔS) приёмной системы на частоте 860 МГц от координат РЭС$_1$

Предложенная методика реализована на основе комплексного использования средств электродинамического моделирования характеристик антенных устройств (программы MMANA, HFSS) и оригинальной программы анализа ЭМО в системе MathCAD с учётом нелинейных явлений. В рамках методики:

– проведён учёт неосновных излучений передающих РЭС;

– для более полной характеристики приёмного РЭС учтены явление образования побочных каналов приёма и эффект блокирования;

– построены ТЭМСы передающих РЭС в удобной для использования форме;

– построены ТЭМСы приёмных РЭС с использованием характеристик частотной избирательности по побочным каналам приёма и ДН приёмной антенны в диапазоне частот;

– введено понятие и построены ТЭМСы приёмного РЭС по блокированию;

– на основе разработанных программных продуктов приведены примеры применения методики.

Разработанная методика позволяет:

– провести оперативную оценку ЭМО в сложной электромагнитной ситуации с учётом действия нескольких РЭС и различных механизмов воздействия помех;

– провести сравнительный анализ действия помех и выделить из них наиболее существенные;

– провести количественный анализ действия на приёмное РЭС каждого из передающих РЭС.

Литература

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

2. *Коробова А.Д.* Компьютерное моделирование тел ЭМС / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. – Вып. 2. – С. 35–41.

3. Тела ЭМС передающих и приёмных устройств / А.Д. Коробова [и др.] // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 63–73.

4. ГОСТ 23611–79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная.

5. Метод визуализации электромагнитной обстановки с учётом частотно-территориального разноса РЭС / М.Л. Артемов [и др.] // Антенны. – 2009. – № 6. – С. 74–79.

6. *Гончаренко И.В.* Антенны КВ и УКВ. Компьютерное моделирование MMANA / И.В. Гончаренко. – М. : РадиоСофт, 2004. – 125 с.

7. *Дьяконов В.П.* Энциклопедия MathCAD 2001i и MathCAD / В.П. Дьяконов. – М. : СОЛОН-Пресс, 2004.

Статья поступила в редакцию 9 марта 2010 г.

УДК 621.391

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА КВАДРАТУРНЫМ ПРИЕМНИКОМ С ВХОДНЫМ ПОЛОСОВЫМ ФИЛЬТРОМ

Г.С. Нахмансон, профессор, воен. авиац. инж. ун-т (г. Воронеж), тел.: (4732) 26-44-83
Г.А. Бакаева, преподаватель, Воронежский ин-т гос. пожарн. службы МЧС РФ, тел.: (4732) 56-67-45
Ю.А. Оганджанян, нач. НТО, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 77-86-94

Рассматривается прием фазоманипулированного широкополосного сигнала в квадратурном приемнике на фоне шумов при поиске сигнала по времени задержки одновременно в нескольких каналах. Получены и проанализированы зависимости вероятности правильного обнаружения от времени задержки, отношения сигнал/шум и ширины полосы пропускания входного фильтра. Показано, что при параллельном приеме в нескольких каналах вероятность обнаружения сигнала увеличивается по сравнению с одноканальным приемом.

Ключевые слова: *фазоманипулированный широкополосный сигнал, обнаружение, квадратурный приемник, полосовой фильтр.*

EFFICIENT WIDEBAND PSK–SIGNAL DETECTION BY QUADRATURE RECEIVER WITH INPUT BAND-PASS FILTER

G.S. Nakhmanson, leading research engineer, Voronezh Military Aviation Engineering University, tel.: (4732) 52-27-08
G.A. Bakayeva, lecturer, Voronezh Institute on State Fire-Fighting Service of RF Emergency Dept., tel.: (4732) 56-67-45
Yu.A. Ogandzhanyan, head of Scientific and Technical Department, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 77-86-94

Wideband PSK-signal reception by a quadrature receiver at the backgrounds of noise on several channels simultaneously while searching the signal by delay time is discussed. Correct detection probability dependencies on delay time, signal-to-noise ratio and input filter passband width have been acquired and analyzed. It has been shown that in case of parallel reception on several channels, the probability of signal detection increases if comparing with single-channel reception.

Key words: *wideband PSK-signal, detection, quadrature receiver, band-pass filter.*

Для выделения полезной информации в системах связи, в которых используются фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС) с модуляцией фазы по закону псевдослучайной последовательности (ПСП), необходимо знать временную задержку начала модулирующей ПСП. Обычно начало ПСП определяют путем проведения процедуры обнаружения принимаемого сигнала, при которой приемник формирует выходной эффект, пропорциональный модулю взаимнокорреляционной функции (ВКФ) принимаемого и опорного сигналов, и сравнивают его с заданным порогом. При превышении порога выносится решение о наличии принимаемого сигнала, включается система слежения и выделения полезной информации.

Как было показано в [5], на качество обнаружения ФМШПС квадратурными приемниками в условиях шумов влияют искажения принимаемых сигналов входными цепями. На практике для повышения вероятности обнаружения (уменьшение вероятности пропуска) ФМШПС используют параллельный опрос суммарного выходного эффекта нескольких каналов. Поэтому целью настоящей статьи является нахождение характеристик обнаружения ФМШПС квадратурным приемником с входным полосовым фильтром в условиях шумов нескольких соседних каналов при одновременном суммарном опросе.

Пусть на вход полосового фильтра приемника поступает аддитивная смесь $x(t) = as\left(t - \varepsilon_0\right) + n(t)$, где a – амплитуда принимаемого сигнала, содержащая регулярную и флуктуирующую составляющие; $s(t) = \sum_{k=1}^{N} p_k \operatorname{rect}\left[\frac{t-(k-1)\tau_u}{\tau_u}\right] \cdot \cos\left(w_0 t + \phi_0\right)$ – ФМШПС с бинарной модуляцией фазы ПСП и единичной амплитудой, $w_0 = 2\pi f_0$, f_0 – несущая частота; ε_0 – время задержки принимаемого сигнала относительно выбранного начала отсчета;

$$\mathrm{rect}\left(\frac{t-(k-1)\tau_u}{\tau_u}\right)=\begin{cases}1, & (k-1)\tau_u \le t \le k\tau_u\\ 0, & t<(k-1)\tau_u,\ \ t>k\tau_u,\end{cases}$$

$k = 1,\ldots,N$ – огибающая элементарного импульса ФМШПС, имеющего прямоугольную форму, с длительностью τ_u; $p_1,\ldots,p_N$ – элементы кода ПСП, принимающие значения +1 или –1, причем $p_k = p_{k\pm N}$;

$$W(a,\phi_0)=\frac{a}{2\pi\sigma_a^2}\exp\left[-\frac{a^2+a_0^2-2aa_0\cos\phi_0}{2\sigma_a^2}\right]$$ – совместное распределение амплитуды и фазы, где a_0 – регулярная составляющая амплитуды, σ_a^2 – дисперсия флуктуирующей составляющей амплитуды, $a \ge 0$, $|\phi_0| \le \pi$; $n(t)$ – гауссовский стационарный шум с нулевым средним значением и функцией корреляции $< n(t_1)n(t_2) >= \frac{N_0}{2}\delta(t_1-t_2)$, N_0 – спектральная плотность шума. В дальнейшем предполагается, что амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра имеет прямоугольную форму с полосой пропускания Δw, т.е. импульсная характеристика фильтра определяется соотношением $h(t)=k_0\frac{\Delta w}{\pi}\sin c\frac{\Delta w}{2}t\cos w_0 t$, $\sin cx=\frac{\sin x}{x}$, k_0 – коэффициент, характеризующий размерность. Входная смесь сигнала со случайной начальной фазой и помехи после прохождения полосового фильтра поступает в три параллельных рабочих канала, опорные сигналы которых сдвинуты друг относительно друга во времени на $\mu\tau_u$, где коэффициент μ может принимать значения $0,7 \div 1,1$.

Как было показано в [5], выходной эффект, формируемый приемником для i-го рабочего канала, пропорционален

$$M(\varepsilon_i)=\left[\int_{\varepsilon_{\text{оп}i}}^{T+\varepsilon_{\text{оп}_i}}\hat{x}(t)s_c\left(t-\varepsilon_{\text{оп}_i}\right)dt\right]^2+\left[\int_{\varepsilon_{\text{оп}_i}}^{T+\varepsilon_{\text{оп}_i}}\hat{x}(t)s_s\left(t-\varepsilon_{\text{оп}i}\right)dt\right]^2, \quad (1)$$

где

$$\hat{x}(t)=s_{\text{пр}}(t-\varepsilon_0)+n_{\text{пр}}(t), \quad (2)$$

$s_{\text{пр}}(t)=a_0\hat{s}_{\text{пр}}(t)$ – сигнальная составляющая на выходе полосового фильтра,

$$\hat{s}_{\text{пр}}(t)=\begin{cases}p_1\int_0^t\cos(w_0\tau+\phi_0)h(t-\tau)d\tau, & 0<t<\tau_u,\\ p_v\int_{(v-1)\tau_u}^{t}\cos(w_0\tau+\phi_0)h(t-\tau)d\tau+\sum_{k=1}^{v-1}p_k\int_{(k-1)\tau_u}^{k\tau_u}\cos(w_0\tau+\phi_0)h(t-\tau)d\tau, & \\ & (v-1)\tau_u<t<v\tau_u,\quad 2\le v\le N,\end{cases}$$

$$n_{\text{пр}}(t)=\left(k_0\frac{\Delta w}{\pi}\right)\int_0^t n(\tau)\sin c\frac{\Delta w}{2}(t-\tau)\cos w_0(t-\tau)d\tau$$

– помеховая составляющая на выходе полосового фильтра;

$\varepsilon_{\text{оп}_i}$ – время задержки опорного сигнала в i-м канале;

$\varepsilon_i=\varepsilon_0-\varepsilon_{\text{оп}i}$ – время задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала в i-м канале;

$$\left.\begin{matrix}s_c(t)\\ s_s(t)\end{matrix}\right\}=\sum_{k=1}^{N}p_k\,\mathrm{rect}\left[\frac{t-(k-1)\tau_u}{\tau_u}\right]\left\{\begin{matrix}\cos w_0 t\\ \sin w_0 t\end{matrix}\right.$$ – опорные сигналы квадратурных каналов, сдвинутые по фазе друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$, $T=N\tau_u$ – интервал интегрирования, определяемый длительностью сигнала.

Как следует из (1), входная смесь сигнала и помехи после прохождения полосового фильтра и поступления в рабочие каналы, в каждом из кото-

рых перемножается с опорными сигналами, интегрируется, возводится в квадрат и суммируется, образуя выходной эффект, пропорциональный квадрату модуля огибающей ВКФ принимаемой смеси и опорного сигнала. Выражение (1) для $M(\varepsilon_i)$ с учетом (1), (2) можно представить следующим образом:

$$M(\varepsilon_i) = a^2 G^2(\varepsilon_i) + 2aG(\varepsilon_i) N_1 + N_c^2 + N_s^2, \quad (3)$$

где $G(\varepsilon_i) = \sqrt{G_c^2(\varepsilon_i) + G_s^2(\varepsilon_i)}$ – огибающая ВКФ принимаемого и опорного сигналов в i-м рабочем канале;

$$\left.\begin{matrix} G_c(\varepsilon_i) \\ G_s(\varepsilon_i) \end{matrix}\right\} = \int_0^T \hat{s}_{\text{пр}}(t-\varepsilon_i) \left\{\begin{matrix} s_c(t) \\ s_s(t) \end{matrix}\right\} dt,$$

$$N_1 = N_c \cos\left[\phi' + \chi(\varepsilon_i)\right] - N_s \sin\left[\phi' + \chi(\varepsilon_i)\right],$$

$$\chi(\varepsilon_i) = -\operatorname{arctg}\left[G_s(\varepsilon_i)/G_c(\varepsilon_i)\right],$$

$$\phi' = \phi_0 - w_0 \varepsilon_i;$$

N_c и N_s – нормальные случайные некоррелированные величины,

$$\left.\begin{matrix} N_c \\ N_s \end{matrix}\right\} = \frac{k_0 \Delta w}{\pi} \sum_{k=1}^{N} p_k \int_{(k-1)\tau_u}^{k\tau_u} \left\{\begin{matrix} \cos w_0 t \\ \sin w_0 t \end{matrix}\right\} dt \int_0^t n(\tau) \sin c \frac{\Delta w}{2}(t-\tau) \cos w_0 (t-\tau) d\tau,$$

имеющие нулевые средние значения и дисперсии

$$\sigma_n^2 = \left(k_0 \frac{\Delta w}{\pi}\right)^2 \sum_{k,v=1}^{N} p_k p_v \int_{(k-1)\tau_u}^{k\tau_u} dt_1 \cos w_0 t_1 \int_{(v-1)\tau_u}^{v\tau_u} dt_2 \cos w_0 t_2 \int_0^{t_1} d\tau_1 \int_0^{t_2} d\tau_2 \times$$

$$\times < n(\tau_1) n(\tau_2) > \sin c \frac{\Delta w}{2}(t_1 - \tau_1) \sin c \frac{\Delta w}{2}(t_2 - \tau_2) \cos w_0 (t_1 - \tau_1) \cos w_0 (t_2 - \tau_2). \quad (4)$$

На основании результатов, полученных в [5], выражения для ВКФ $G(\varepsilon_i)$ в области высокой корреляции для i-го рабочего канала будут иметь вид

$$G(\varepsilon_i) = \frac{k_0 N \tau_u}{2\pi} \cdot \begin{cases} (1-\gamma_i) \int_0^{b(1-\gamma_i)} \sin cx dx + \dfrac{\cos b(1-\gamma_i) - 1}{b}, \\ \qquad (i-1)\mu < \gamma_i \le (i-1)\mu + 1, \\ (1-\gamma_i) \int_0^{b(1-\gamma_i)} \sin cx dx - 2\gamma_i \int_0^{b\gamma_i} \sin cx dx + \dfrac{1 - 2\cos b\gamma_i + \cos b(1-\gamma_i)}{b}, \\ \qquad (i-1)\mu - 1 \le \gamma_i \le (i-1)\mu, \\ (1-\gamma_i) \int_{-b\gamma_i}^{b(1-\gamma_i)} \sin cx dx - (1+\gamma_i) \int_{-b\gamma_i}^{-b(1+\gamma_i)} \sin cx dx + \\ \quad + \dfrac{1}{b}\left(\cos b(1-\gamma_i) + \cos b(1+\gamma_i) - 2\cos b\gamma_i\right), \\ \qquad (i-1)\mu - 1{,}2 < \gamma_i \le (i-1)\mu - 1. \end{cases}$$

Здесь $\gamma_i = \varepsilon_i / \tau_u$ – величина временной задержки принимаемого сигнала относительно начала ПСП опорного сигнала в i-м рабочем канале, нормированная на длительность элементарного импульса; параметр $b = \dfrac{\Delta w \tau_u}{2} = \pi \dfrac{\Delta f}{\Delta f_a}$ пропорционален полосе пропускания входного фильтра, нормированной на активную ширину спектра элементарного импульса.

Для вычисления величин дисперсий σ_n^2 проведем в (4) замену порядка интегрирования. После несложных преобразований выражение (4) принимает вид

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{4}\left(\frac{\Delta w k_0}{2\pi}\right)^2 \sum_{k=1}^{N}\left\{\int_0^{(k-1)\tau_u} dy\left[\int_0^{\tau_u} \sin c\frac{\Delta w}{2}(x+y)dx\right]^2 + \int_0^{\tau_u} dy\left[\int_0^{\tau_u - y} \sin c\frac{\Delta w}{2}xdx\right]^2\right\} +$$

$$+\frac{N_0}{2}\left(\frac{\Delta w k_0}{2\pi}\right)^2 \sum_{k=2}^{N}\sum_{v=1}^{k-1} p_k p_v \int_0^{\tau_u} d\tau \int_0^{\tau_u-\tau} \sin c\frac{\Delta w}{2} y dy \int_0^{\tau_u} \sin c\frac{\Delta w}{2}\left(x+(k-1)\tau_u-(v-1)\tau_u-\tau\right)dx.$$

Вычисляя интегралы и отбрасывая члены, имеющие порядок малости о($\frac{h}{b}$), получаем

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0\tau_u N k_0^2}{4\pi^2}\cdot\frac{1}{b}\cdot\left\{bh_0^2 - \left(2h_1+\frac{1}{3}h_2+\frac{1}{3}h_3+\frac{3}{5}h_4+\frac{3}{5}h_5\right)+\cos b\left(\frac{7}{3}h_0+\frac{1}{3}h_1+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{8}{5}h_2+\frac{8}{5}h_3\right)+\sin b\left(-\frac{2}{3}\cdot\int_0^b\frac{\sin^2 x}{x}dx+\frac{4}{5}\cdot\int_b^{2b}\frac{\sin^2 x}{x}dx\right)-\frac{8}{15}h_1\cos 2b-\frac{4}{5}h_2\cos 3b\right\}, \quad (5)$$

$$h_v = \int_{vb}^{(v+1)b} \sin cx dx\,,\ v = 0,\ 1,\ ...,\ 5.$$

Решение о присутствии сигнала на входе приемника выносится, если выходной эффект хотя бы одного из рассматриваемых рабочих каналов превысил заданный порог. В противном случае выносится решение об отсутствии сигнала. Как известно, эффективность обнаружения сигнала в рабочем канале характеризуется вероятностью его правильного обнаружения, которая определяется как

$$D = \int_{z_{\text{пор}}}^{\infty} W(z)dz\,,$$

где $W(z)$ – плотность распределения вероятностей выходного эффекта $z = M(\varepsilon)$.

Для нахождения $W(z)$ воспользуемся методом характеристической функции [6], которая для рассматриваемого случая определяется как

$$\theta(u) = \int < e^{juM} >_{N_c,N_s,\phi',a} =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2\sigma_n^2}\int_0^{\infty} da\int_{-\pi}^{\pi} d\varphi_0\omega(a,\varphi_0)\times$$

$$\times\int_{-\infty}^{\infty}\int dN_c dN_s \exp\left[-\frac{N_c^2+N_s^2}{2\sigma_n^2}+j\left\{a^2G^2(\varepsilon_i)+\right.\right.$$

$$\left.\left.+2aG(\varepsilon_i)N_1+N_c^2+N_s^2\right\}\right].$$

После проведения операции усреднения нетрудно убедиться, что

$$\theta(u) = \frac{1}{1-2ju\left[G^2(\varepsilon_i)\sigma_a^2+\sigma_n^2\right]}\times$$

$$\times\exp\left\{\frac{jua_0^2G^2(\varepsilon_i)}{1-2ju\left[G^2(\varepsilon_i)\sigma_a^2+\sigma_n^2\right]}\right\}.$$

Выражения для искомой плотности распределения и вероятности правильного обнаружения для одного рабочего канала соответственно принимают вид

$$W(z) = \frac{1}{2\sigma_n^2\left[1+QH(\varepsilon_i)\right]}\exp\left\{-\frac{z+\sigma_n^2\eta^2QH(\varepsilon_i)}{2\sigma_n^2\left[1+QH(\varepsilon_i)\right]}\right\}\times$$

$$\times I_0\left[\frac{\sqrt{z\eta^2QH(\varepsilon_i)}}{\sigma_n\left\{1+QH(\varepsilon_i)\right\}}\right],$$

$$D_i = 1-\frac{1}{1+QH(\varepsilon_i)}\exp\left\{\frac{-\eta^2QH(\varepsilon_i)}{2\left[1+QH(\varepsilon_i)\right]}\right\}\times$$

$$\times\int_0^{x_{\text{пор}}}\exp\left\{-\frac{x}{1+QH(\varepsilon_i)}\right\}\times$$

$$\times I_0\left[\frac{\sqrt{2x\eta^2QH(\varepsilon_i)}}{1+QH(\varepsilon_i)}\right]dx\,, \quad (6)$$

где $I_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента; $Q=\frac{\sigma_a^2\tau_u}{N_0}N$ – отношение сигнал/шум для флуктуирующей составляющей амплитуды; $\eta=\frac{a_0}{\sigma_a}$ – отношение регулярной амплитудной составляющей к среднеквадратичному отклонению флуктуирующей составляющей; $x_{\text{пор}}=\frac{z_{\text{пор}}}{2\sigma_n^2}$ – величина порога, нормированного на уровень мощности помеховой составляющей на входе порогового устройства;

$$H(\varepsilon_i)=\frac{1}{\frac{1}{b}\left\{h_1(2h-h_1-2)+bh^2+\frac{h-h_1}{b}(\cos 2b-\cos b)+(h+h_1)\cos b-2\sin b\int\limits_0^b\frac{\sin^2 x}{x}dx\right\}}\times$$

$$\times\begin{cases}\left[(1-\gamma_i)\int\limits_0^{b(1-\gamma_i)}\sin cx dx+\frac{\cos b(1-\gamma_i)-1}{b}\right]^2, & (i-1)\mu\le\gamma_i\le(i-1)\mu+1,\\ \left[(1-\gamma_i)\int\limits_0^{b(1-\gamma_i)}\sin cx dx-2\gamma_i\int\limits_0^{b\gamma_i}\sin cx dx+\frac{1-2\cos b\gamma_i+\cos b(1-\gamma_i)}{b}\right]^2, & (i-1)\mu-1\le\gamma_i\le(i-1)\mu,\\ \left[(1-\gamma_i)\int\limits_{-b\gamma_i}^{b(1-\gamma_i)}\sin cx dx-(1+\gamma_i)\int\limits_{-b\gamma_i}^{-b(1+\gamma_i)}\sin cx dx+\frac{1}{b}\left(\cos b(1-\gamma_i)+\cos b(1+\gamma_i)-2\cos b\gamma_i\right)\right]^2, & (i-1)\mu-1,2<\gamma_i\le(i-1)\mu-1.\end{cases}$$

Как было показано в [5], если амплитуда принимаемого сигнала содержит только регулярную составляющую, то, как следует из (6), при $\eta\to\infty$ ($\sigma_a=0$) вероятность правильного обнаружения сигнала со случайной начальной фазой для одного рабочего канала принимает вид

$$D_{1i}=1-\exp\left[-\frac{Q_1}{2}H(\varepsilon_i)\right]\times$$
$$\times\int\limits_0^{\ln(1/F_{\text{л.т.}})}e^{-x}I_0\left[\sqrt{2xH(\varepsilon_i)Q_1}\right]dx,\qquad(7)$$

где $Q_1=\frac{a_0^2\tau_u}{N_0}N$, $F_{\text{л.т.}}$ – вероятность ложной тревоги.

Если амплитуда принимаемого сигнала a случайна и описывается рэлеевским распределением $W(a)=\frac{a}{\sigma_a^2}\exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_a^2}\right)$, $a>0$, то выражение для вероятности правильного обнаружения для одного рабочего канала записывается следующим образом:

$$D_{2i}=F_{\text{л.т.}}^{1/\left[1+Q_2H(\varepsilon_i)\right]},\ Q_2=\frac{\sigma_a^2\tau_u}{N_0}N.\qquad(8)$$

Если при одновременном просмотре трех рабочих каналов ε – время задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала в первом канале, то $\varepsilon_2=\varepsilon-\mu\tau_u$, $\varepsilon_3=\varepsilon-2\mu\tau_u$ – времена задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорных сигналов соответственно во втором и третьем каналах; $\mu\tau_u$, $2\mu\tau_u$ –

временной сдвиг между опорными сигналами соответственно в первом–втором и втором–третьем рабочих каналах.

Вероятность пропуска на выходе приемника определяется как

$$P = P_1 P_2 P_3,$$

где P_1, P_2, P_3 – соответственно вероятности пропуска в первом, втором, третьем каналах, определяемые как $P_1 = 1 - D_1$, $P_2 = 1 - D_2$, $P_3 = 1 - D_3$, D_1, D_2, D_3 – соответственно вероятности обнаружения в первом, втором, третьем каналах, определяемые выражениями (3), (4). И следовательно, вероятность обнаружения можно представить как

$$D = 1 - P = 1 - (1 - D_1)(1 - D_2)(1 - D_3).$$

Для иллюстрации полученных результатов были проведены расчеты вероятности правильного обнаружения (и пропуска) ФМШПС на фоне нормального шума для различных значений ширины полосы пропускания входного фильтра к активной ширине спектра элементарного импульса, отношений сигнал/шум, вероятностей ложной тревоги и временного сдвига μ опорных последовательностей в рабочих каналах.

На рис. 1 и 2 представлены соответственно зависимости вероятностей правильного обнаружения D_1 и вероятностей пропуска P_1 сигналов со случайной начальной фазой как функции временной задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала в первом канале $\gamma = \dfrac{\varepsilon}{\tau_u}$, нормированной на длительность элементарного импульса. Кривые построены при следующих значениях: вероятность ложной тревоги $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$; полоса входного фильтра, нормированная на активную ширину спектра элементарного импульса $\Delta f \tau_u = 0{,}8$ (сплошные кривые 1, 2, 3) и $\Delta f \tau_u = 1{,}1$ (пунктирные кривые 4, 5, 6); фиксированные значения отношений сигнал/шум Q (кривые 1, 4 построены для $Q = 3$; 2, 5 – для $Q = 25$; 3, 6 – для $Q = 50$) и различные значения временного сдвига μ между корреляционными каналами, нормированные на длительность импульса (рис. 1а, 2а – $\mu = 0{,}8$; рис. 1б, 2б – $\mu = 1$; рис. 1в, 2в – $\mu = 1{,}1$; рис. 1г, 2г – $\mu = 1{,}2$)

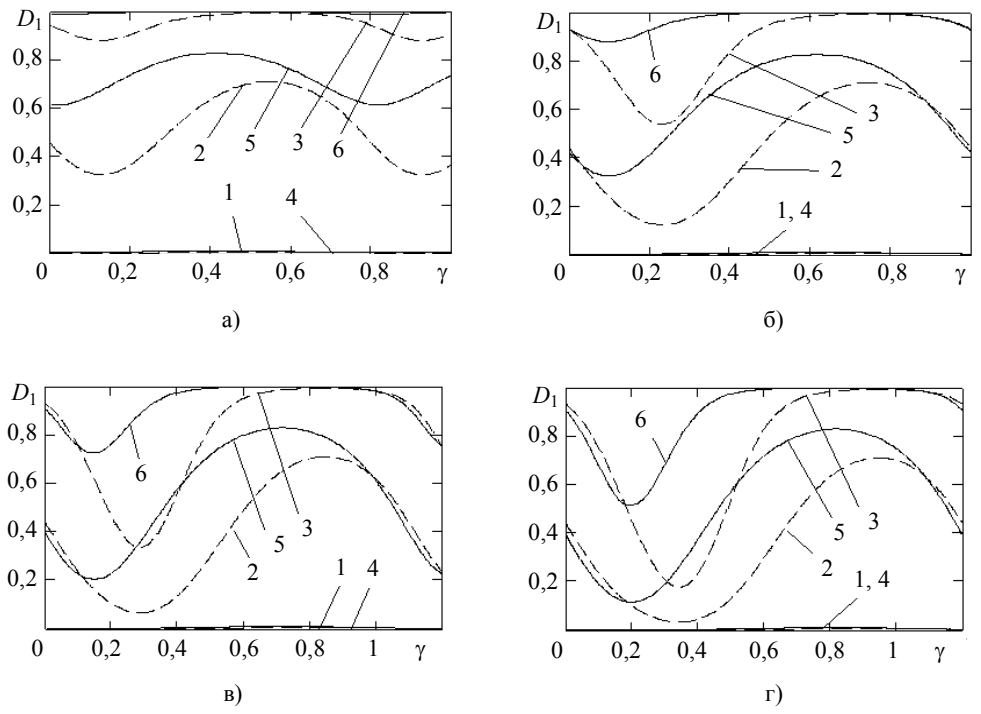


Рис. 1. Зависимости вероятности правильного обнаружения D_1 сигналов со случайной начальной фазой от нормированной временной задержки $\gamma = \varepsilon / \tau_u$

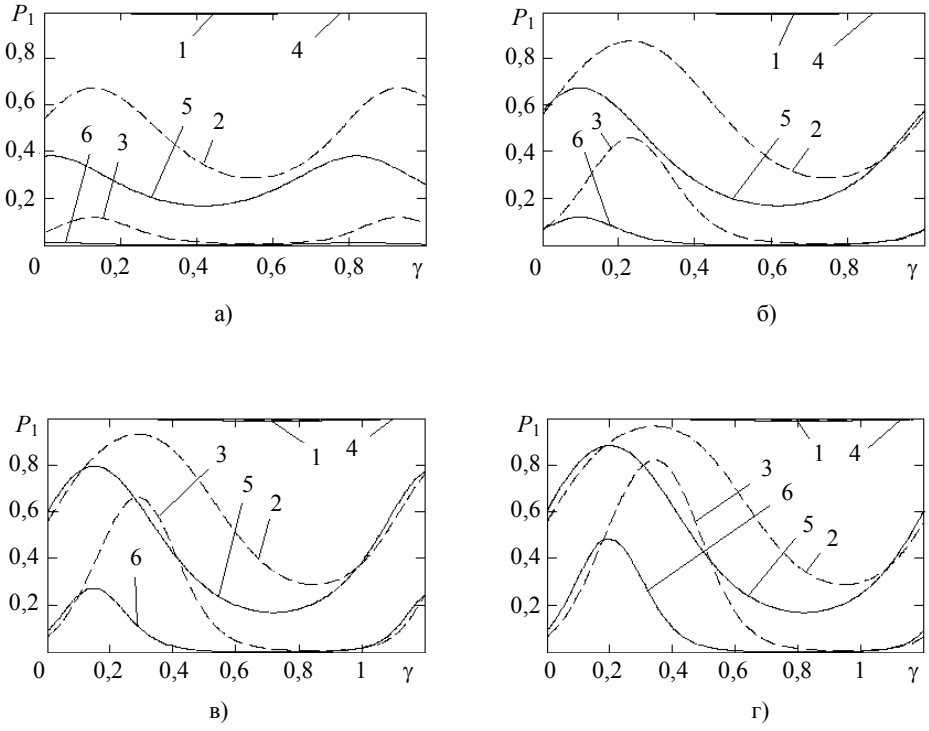


Рис. 2. Зависимости вероятности пропуска P_1 сигналов со случайной начальной фазой от нормированной временной задержки $\gamma = \varepsilon/\tau_u$

На рис. 3 и 4 представлены зависимости вероятностей правильного обнаружения D_2 и вероятностей пропуска P_2 сигналов со случайной начальной фазой и случайной амплитудой как функции временной задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала в первом канале $\gamma = \dfrac{\varepsilon}{\tau_u}$, нормированной на длительность элементарного импульса. Кривые построены при следующих значениях: вероятность ложной тревоги $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$; полоса входного фильтра, нормированная на активную ширину спектра элементарного импульса $\Delta f \tau_u = 0{,}8$ (сплошные кривые 1, 2, 3) и $\Delta f \tau_u = 1{,}1$ (пунктирные кривые 4, 5, 6); фиксированные значения отношений сигнал/шум Q (кривые 1, 4 построены для $Q = 3$; 2, 5 – для $Q = 25$; 3, 6 – $Q = 50$) и различные значения временного сдвига μ между корреляционными каналами, нормированного на длительность импульса (рис. 3а, 4а – $\mu = 0{,}8$; рис. 3б, 4б – $\mu = 1$; рис. 3в, 4в – $\mu = 1{,}1$; рис. 3 г, 4 г – $\mu = 1{,}2$).

На рис. 5, 6 представлены зависимости вероятностей правильного обнаружения и вероятности пропуска сигналов со случайной начальной фазой как функции от отношения сигнал/шум для вероятности ложной тревоги $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$ при различных значениях параметра $\Delta f \tau_u$: рис. 5б, г, е, з; рис. 6б, г, е, з – $\Delta f \tau_u = 0{,}8$; рис. 5а, в, д, ж, рис. 6а, в, д, ж – $\Delta f \tau_u = 1{,}1$. Кривые построены для значений нормированной временной задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала в первом канале $\gamma = 0$ (кривые 1), $\gamma = 0{,}2$ (кривые 2), $\gamma = 0{,}4$ (кривые 3), $\gamma = 0{,}6$ (кривые 4), $\gamma = 0{,}8$ (кривые 5); $\gamma = 1$ (кривые 6) и различных значений временного сдвига между корреляционными каналами, нормированного на длительность импульса μ (рис. 5а, б, рис. 6а, б – $\mu = 0{,}8$; рис. 5в, г, рис. 6в, г – $\mu = 1$; рис. 5д, е, рис. 6д, е – $\mu = 1{,}1$; рис. 5ж, з, рис. 6ж, з – $\mu = 1{,}2$).

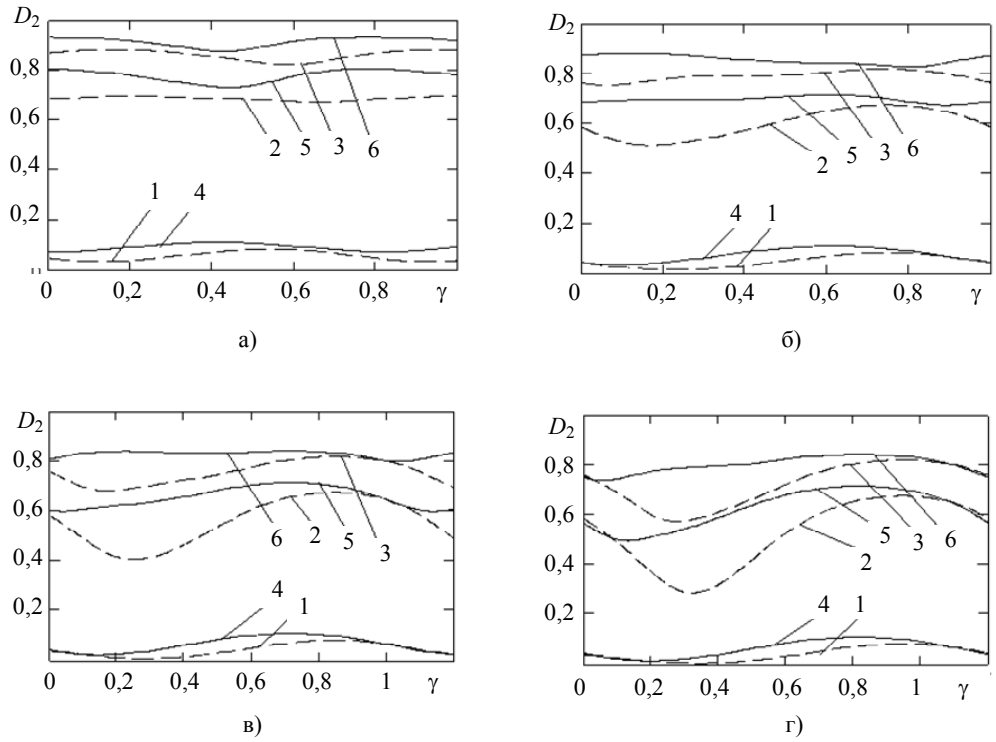


Рис. 3. Зависимости вероятности правильного обнаружения D_2 сигналов со случайной начальной фазой и случайной амплитудой от нормированной временной задержки $\gamma = \varepsilon/\tau_u$

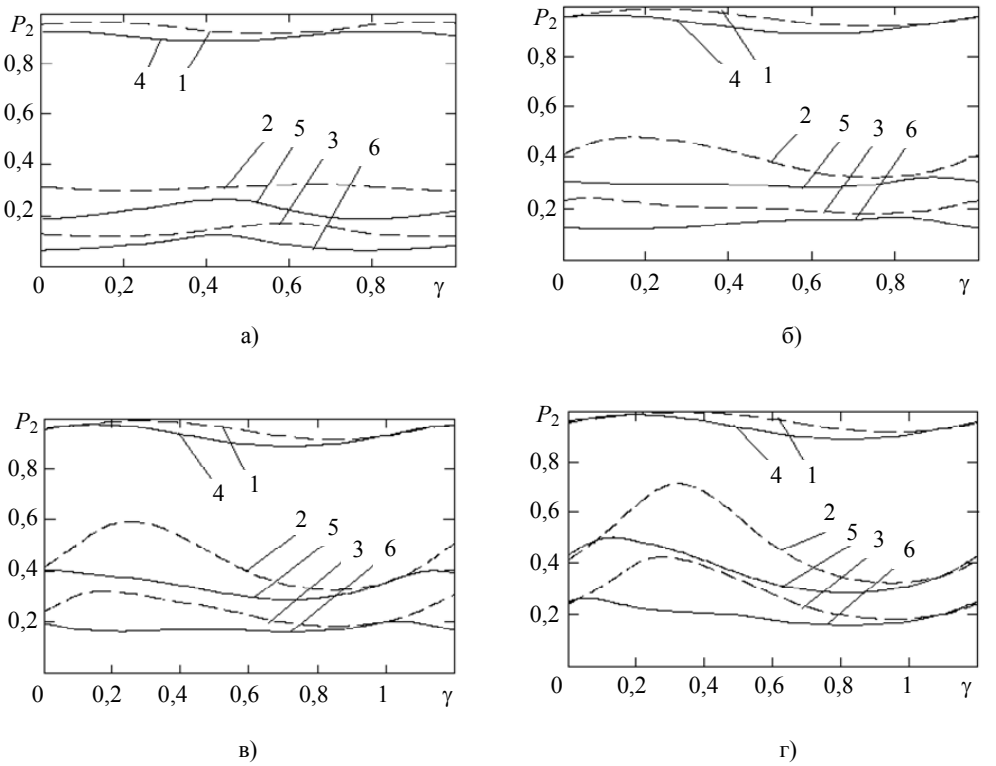


Рис. 4. Зависимости вероятности пропуска P_2 сигналов со случайной начальной фазой и случайной амплитудой от нормированной временной задержки $\gamma = \varepsilon/\tau_u$

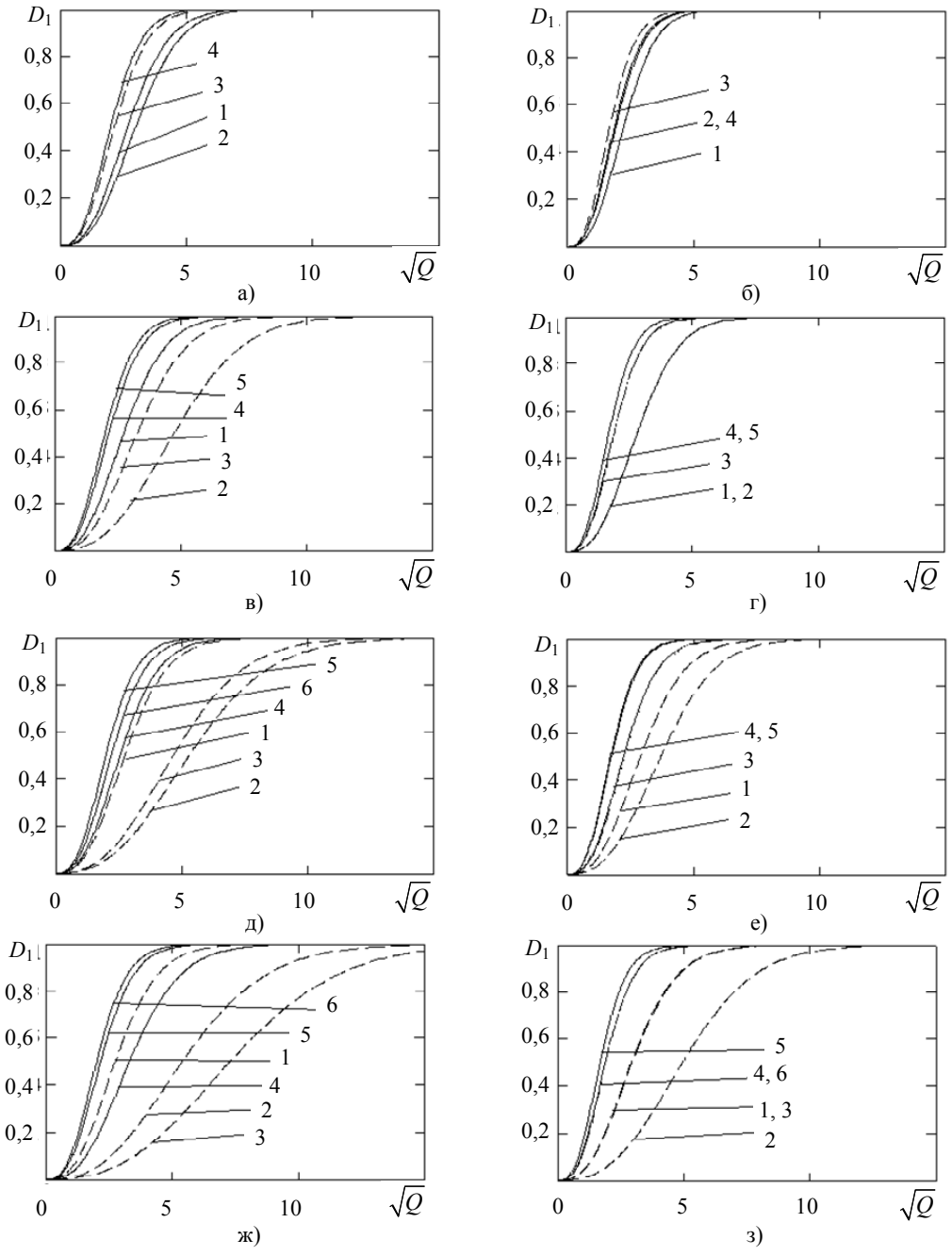


Рис. 5. Зависимости вероятности правильного обнаружения D_1 сигналов со случайной начальной фазой от отношения сигнал/шум Q для $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$

На рис. 7, 8 приведены зависимости вероятностей правильного обнаружения и вероятностей пропуска сигналов со случайной начальной фазой и случайной амплитудой как функции от отношения сигнал/шум для вероятности ложной тревоги $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$ при различных значениях параметра $\Delta f \tau_u$: рис. 7б, г, е, з, рис. 8б, г, е, з – $\Delta f \tau_u = 0{,}8$, рис. 7а, в, д, ж, рис. 8а, в, д, ж – $\Delta f \tau_u = 1{,}1$. Кривые построены для значений нормированной временной задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала

в первом канале $\gamma = 0$ (кривые 1), $\gamma = 0,2$ (кривые 2), $\gamma = 0,4$ (кривые 3), $\gamma = 0,6$ (кривые 4), $\gamma = 0,8$ (кривые 5), $\gamma = 1$ (кривые 6) и различных значениях временного сдвига μ между корреляционными каналами, нормированного на длительность импульса (рис. 7а, б, 8а, б – $\mu = 0,8$; рис. 7в, г, 8в, г – $\mu = 1$; рис. 7д, е, 8д, е – $\mu = 1,1$; рис. 7ж, з, 8ж, з – $\mu = 1,2$).

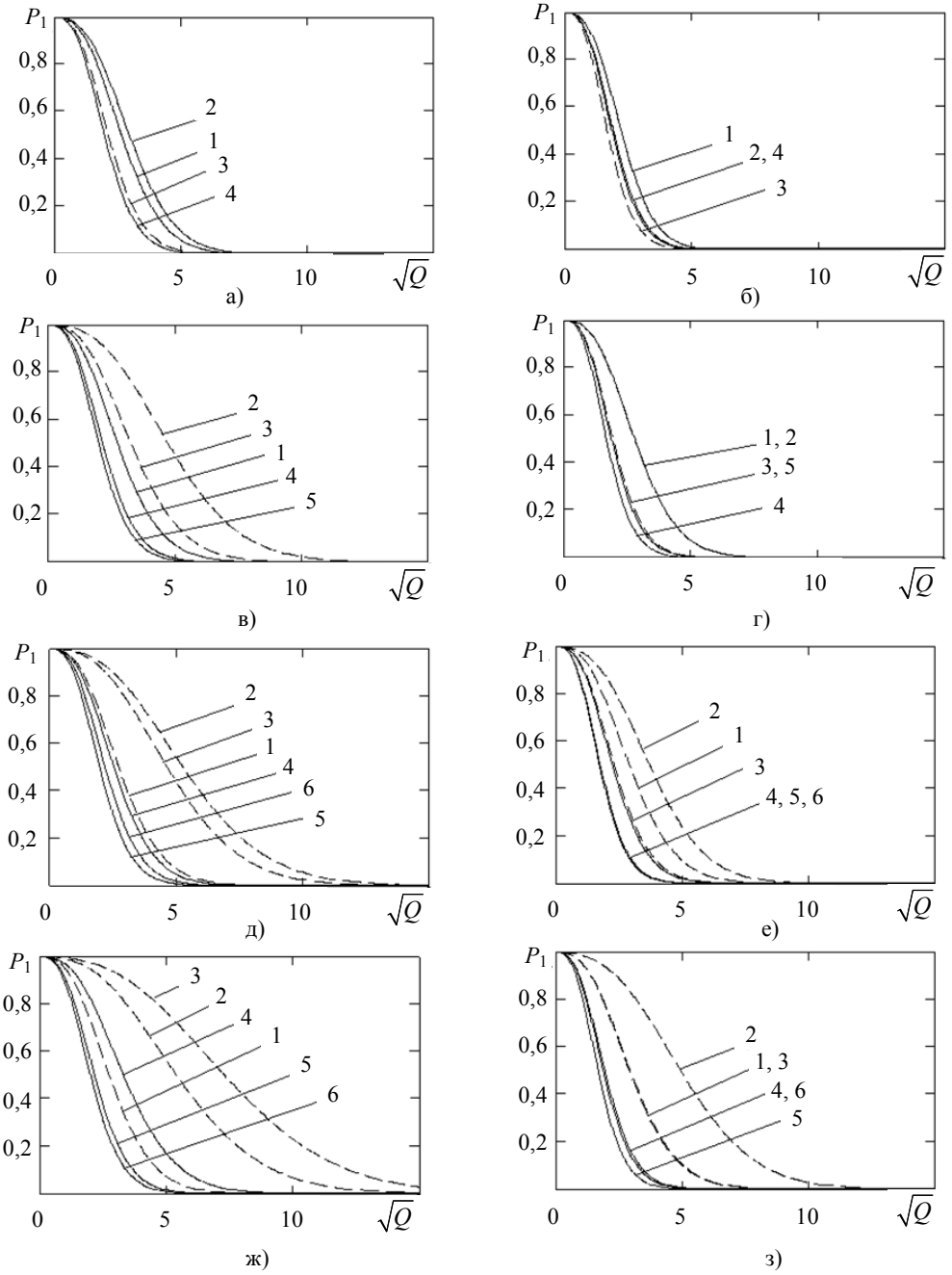


Рис. 6. Зависимости вероятности пропуска P_1 сигналов со случайной начальной фазой от отношения сигнал/шум Q для $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$

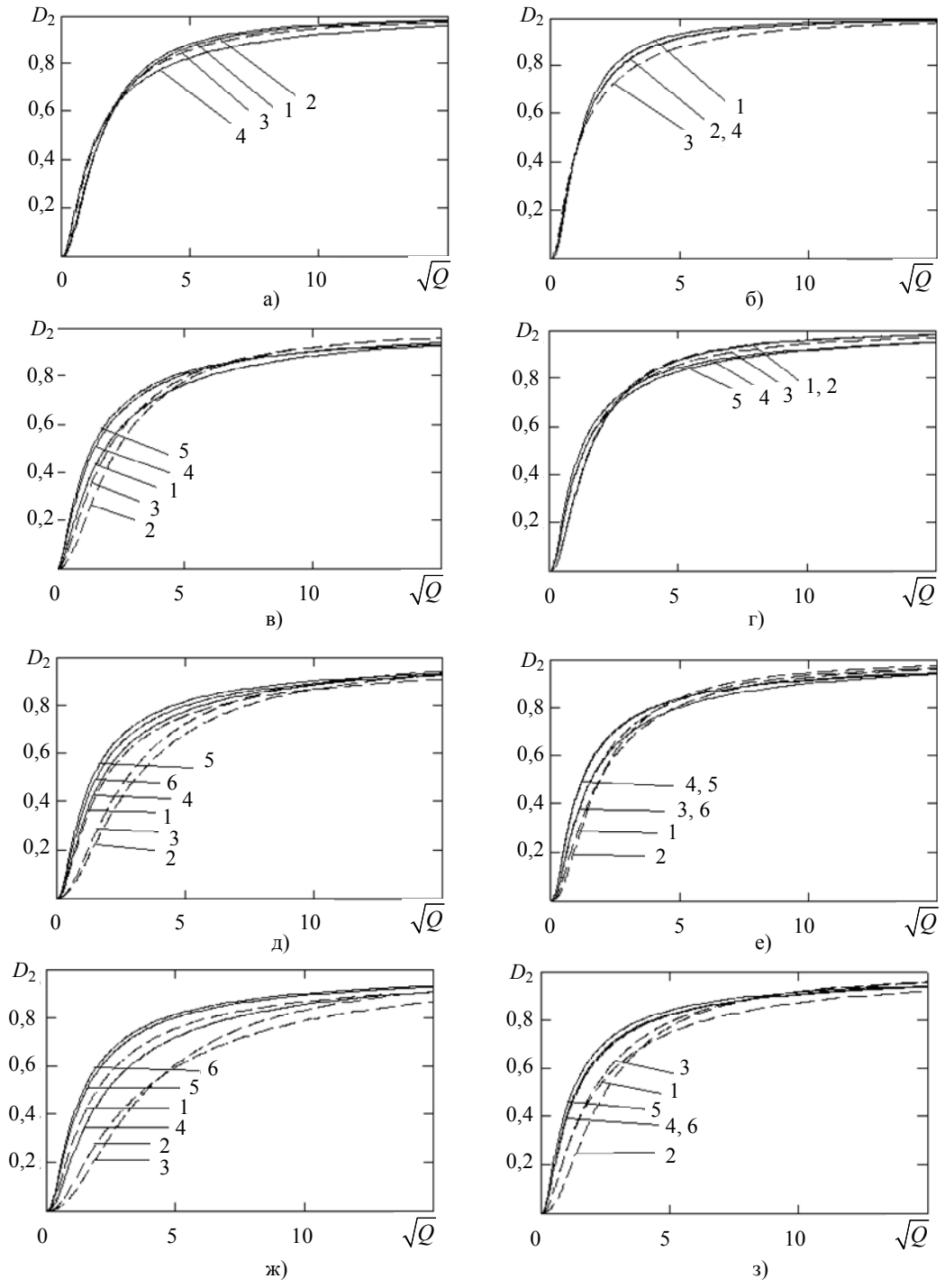


Рис. 7. Зависимости вероятности правильного обнаружения D_2 сигналов со случайной начальной фазой и случайной амплитудой от отношения сигнал/шум Q для $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$

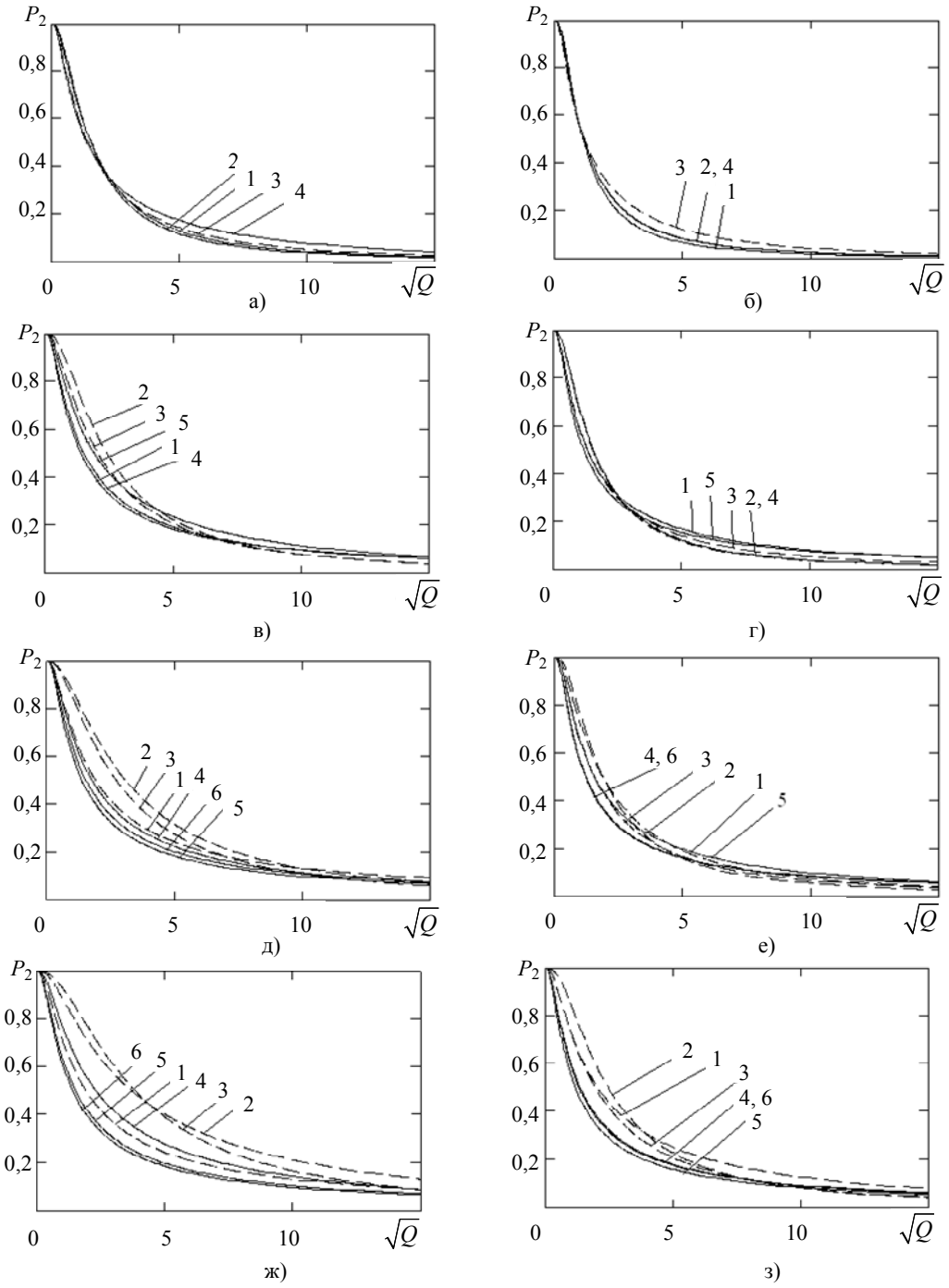


Рис. 8. Зависимости вероятности пропуска P_2 сигналов со случайной начальной фазой и случайной амплитудой от отношения сигнал/шум Q для $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$

Из хода кривых на рис. 1–8 видно, что вероятность правильного обнаружения сигналов при приеме как со случайной начальной фазой, так и случайными фазой и амплитудой при одновременном наблюдении трех рабочих каналов уменьшается с увеличением разноса между каналами μ. Уменьшение полосы пропускания входного фильтра приводит к увеличению максимума вероятности обнаружения. При этом величина нормированной временной задержки опорного сигнала относительно принимаемого в первом канале, соответствующая максимальному значению вероятности правильного обнаружения (минимальной вероятности пропуска) сигнала, с

уменьшением полосы пропускания входного фильтра сдвигается влево. Так, при $\Delta f \tau_u = 1{,}1$, $F_{\text{л.т.}} = 10^{-4}$, отношении сигнал/шум $Q = 50$, значениях разноса $\mu = 0{,}8;\ 1{,}0;\ 1{,}1;\ 1{,}2$ максимальные вероятности обнаружения равны $D_{1\max} = 0{,}993$ и достигаются соответственно при $\gamma_{\max} = 0{,}56;\ 0{,}74;\ 0{,}83;\ 0{,}96$. А максимальные значения вероятностей обнаружения сигналов со случайной фазой и амплитудой с рэлеевским распределением соответственно равны $D_{2\max} = 0{,}883;\ 0{,}818;\ 0{,}818;\ 0{,}818$ и достигаются при $\gamma_{\max} = 0{,}162;\ 0{,}746;\ 0{,}854;\ 0{,}952$.

С уменьшением полосы пропускания фильтра, т.е. при $\Delta f \tau_u = 0{,}8$, и при сохранении неизменными остальных параметров максимальные значения вероятностей обнаружения равны $D_{1\max} = 0{,}998$ и достигаются соответственно при $\gamma_{\max} = 0{,}42;\ 0{,}62;\ 0{,}71;\ 0{,}81$. Для сигналов со случайной фазой и амплитудой с релеевским распределением максимальные вероятности обнаружения равны $D_{2\max} = 0{,}934;\ 0{,}883;\ 0{,}842;\ 0{,}842$ и достигаются соответственно при $\gamma_{\max} = 0{,}783;\ 0{,}131;\ 0{,}23;\ 0{,}82$.

Сравнивая полученные результаты с результатами, приведенными для приемника с входным полосовым фильтром с одним рабочим каналом [5], нетрудно убедиться, что одновременное наблюдение за параллельными каналами приводит к увеличению вероятности обнаружения (уменьшению вероятности пропуска сигнала). Увеличение разноса между каналами приводит к уменьшению минимальных значений вероятности обнаружения. Сужение полосы пропускания входного фильтра приводит к уменьшению дисперсии шума, в результате чего максимальная вероятность обнаружения увеличивается.

Таким образом, при приеме фазоманипулированного широкополосного сигнала одновременный анализ параллельных рабочих каналов приводит к увеличению вероятности обнаружения (уменьшению вероятности пропуска) по сравнению со случаем одноканальной обработки.

Литература

1. *Диксон Р.К.* Широкополосные системы / Р.К. Диксон ; пер. с англ. ; под ред. В.И. Журавлева. – М. : Связь, 1979. – 304 с.

2. *Тузов Г.И.* Статистическая теория приема сложных сигналов / Г.И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1977. – 396 с.

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

4. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / под ред. В.И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

5. *Нахмансон Г.С.* Эффективность обнаружения фазоманипулированного широкополосного сигнала квадратурным приемником с входным полосовым фильтром / Г.С. Нахмансон, Г.А. Бакаева // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 25–30.

6. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М. : Сов. радио, 1966. – 678 с.

Статья поступила в редакцию 10 марта 2010 г.

УДК 621.391

АНАЛИЗ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОЦЕНКИ СИГНАЛА *SOUNDING* В СИСТЕМЕ СВЯЗИ *LTE*

А.Г. Филатов, нач. сект., e-mail: filatov@kodofon.vrn.ru
В.В. Ливенцев, инж., тел.: (4732) 74-72-41
Ю.Н. Прибытков, нач. сект., тел.: (4732) 74-72-41
ОАО «Концерн «Созвездие»

Для решения задачи оценки опорного сигнала Sounding в обратном канале LTE применен метод максимума апостериорной вероятности (MAB). Рассмотрены варианты передачи сигнала одним или несколькими пользователями, занимающими общий частотно-временной ресурс. Получены зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) оценки от отношения сигнал/шум (ОСШ) для стандартизированных частотно-селективных каналов.

Ключевые слова: *оценка сигнала, метод максимума апостериорной вероятности, система связи стандарта LTE, отношение сигнал-шум, среднеквадратическое отклонение оценки.*

POTENTIAL PERFORMANCE ANALYSIS FOR *LTE SOUNDING* REFERENCE SIGNAL ESTIMATION

A.G. Filatov, head of sector, e-mail: filatov@kodofon.vrn.ru
V.V. Liventsev, engineer, tel.: (4732) 74-72-41
Yu.N. Pribytkov, head of sector, tel.: (4732) 74-72-41
JSC «Sozvezdie» Concern»

Maximum A posteriori Probability (MAP) algorithm is implemented for the Sounding Reference Signal (SRS) estimation in LTE. Single and multiple Code Division Multiplexing (CDM) user cases are covered. SRS estimate standard deviation depending on signal-to-noise ratio (SNR) for the channels EPA and ETU is provided.

Key words: *signal estimation, method of maximum posterior probability, LTE standard communication system, noise-to-signal ratio, estimation mean-squared deviation.*

Из двух систем сотовой связи 4-го поколения *WiMax* и *LTE* последняя выглядят наиболее перспективной, поскольку ее инфраструктура совместима с самой распространенной в настоящее время системой *GSM*.

Одним из ключевых свойств *LTE* является возможность динамического многопользовательского частотно-временного планирования ресурсов обратного канала, что позволяет максимизировать пропускную способность системы связи. Исходными данными для планирования являются оценки опорного *Sounding*-сигнала [1], передаваемого однократно или периодически в последнем *OFDM* символе субкадра, на заданных частотных поднесущих. Разнесение поднесущих составляет 30 кГц, а их число может быть 24, 48 или 96 в зависимости от максимальной полосы частот, выделяемой абоненту в обратном канале [2].

Каждой ячейке системы связи назначается до восьми ортогональных опорных сигналов длиной 24, 48 или 96 отсчетов. В результате до восьми абонентов одновременно могут передавать *Sounding*-сигнал в обратном канале, который, в свою очередь, оценивается в каждой из приемных антенн базовой станции. Полученная оценка канала позволяет вынести решение о выделении частотного ресурса тем или иным пользователям, назначить соответствующую схему модуляции и скорость кодирования, а в случае применения многоантенной передачи (*MIMO*/*MISO*) – оптимальным образом настроить весовые коэффициенты в передающих антеннах.

Особенностью процедуры оценки в данном случае является то, что требуется получить оценку канала для каждой из занимаемых поднесущих или группы поднесущих, размером менее длины *Sounding* –сигнала. В то же время при передаче сигнала *Sounding* несколькими пользователями в режиме кодового разделения, это проблематично, поскольку сигналы разных пользователей ортогональны лишь на всей длине сигнала. В такой ситуации пользуются различными методами многопользовательской оценки, например по методу наименьших квадратов (МНК) или оценкой с последовательным подавлением многопользовательских помех.

Однако в многопользовательском случае для МНК размер группы поднесущих, по которым выполняется оценка канала, не может быть меньше числа пользователей, иначе число уравнений в решаемой системе будет меньше числа неизвестных.

В связи с этим практический интерес представляет получение потенциальных характеристик оценки *Sounding* сигнала для того чтобы показать насколько близки к ним характеристики других алгоритмов, например МНК.

В качестве потенциального алгоритма оценки целесообразно взять метод МАВ. Однако примеров применения метода МАВ к подобным задачам в литературе найти не удалось, в связи с чем данная задача является весьма актуальной.

Сигнал Sounding

Ансамбль сигналов *Sounding* генерируется с помощью базового сигнала

$$S_i^{(Base)} = \exp\left(j\frac{\pi}{4}\phi(i) \right),$$

где $\phi(i) = \pm 1, \pm 3$ – псевдослучайная последовательность длиной $N = 24$, 48 или 96 отсчетов, назначаемая каждой базовой станции *LTE*.

Каждый из сигналов ансамбля $S^{(n)}$, $n = 0,1,2\ldots 7$ получается в результате умножения базового сигнала на экспоненту частоты $\pi n/4$:

$$S_i^{(n)} = S_i^{(Base)} \exp\left(j\frac{\pi n}{4} i \right).$$

Все сигналы ансамбля ортогональны на интервале, кратном 24. Сигналы с порядковым номером *n*, отличающимся на 2 или 4, ортогональны на любом непрерывном интервале из 12 отсчетов. Сигналы с порядковым номером, отличающимся на 4, являются противоположными и ортогональны на любом непрерывном интервале из 6 отсчетов.

Каждый отсчет передается на своей поднесущей, поэтому для снижения взаимного влияния при двух пользователях в канале *Sounding* следует назначать сигналы с порядковым номером *n*, отличающимся на 4 (например, $n = 0$ и $n = 5$), при трех – на 3 или 6 (например, $n = 0$, $n = 3$ и $n = 6$), при четырех – на 2, 4 или 6 (например, $n = 0$, $n = 2$, $n = 4$ и $n = 6$).

Случай одного пользователя

Наблюдаемые отсчеты *Sounding*-сигнала можно представить в виде

$$\begin{cases} R_1 = h_1 S_1 + \xi_1, \\ \quad\vdots \\ R_N = h_N S_N + \xi_N, \end{cases} \qquad (1)$$

где $h_1, h_2 \ldots h_N$ – комплексные совместно гауссовские случайные величины с нулевыми средними и известной корреляционной матрицей $\mathbf{B}$, характеризующие передаточную функцию канала на частотных поднесущих $i = 1, 2, \ldots N$;

$\xi_1, \xi_2 \ldots \xi_N$ – взаимонезависимые и независимые от $h_1, h_2 \ldots h_N$ комплексные гауссовские случайные величины с нулевым средним и известной дисперсией σ^2;

$N = 24$, 48, или 96 – число поднесущих канала *Sounding*.

Требуется найти МАВ оценки $\hat{h}_1, \hat{h}_2 \ldots \hat{h}_N$.

Введем обозначения: $\mathbf{R} = \left[R_1\, R_2 \ldots R_N \right]^T$ – вектор-столбец наблюдаемых данных; $\mathbf{H} = \left[h_1\, h_2 \ldots h_N \right]^T$ – вектор-столбец канальных коэффициентов, подлежащих оценке.

Апостериорная плотность вероятности канальных коэффициентов $\mathbf{H}$ определяется выражением

$$w(\mathbf{H} \mid \mathbf{R}) = K_R w(\mathbf{R} \mid \mathbf{H}) w_{pr}(\mathbf{H}),$$

где $K_{\mathbf{R}} = 1/w(\mathbf{R})$ – коэффициент, не зависящий от вектора канальных коэффициентов $\mathbf{H}$; $w(\mathbf{R})$ – плотность вероятности вектора $\mathbf{R}$; $w(\mathbf{R}/\mathbf{H})$ – условная плотность вероятности $\mathbf{R}$ при условии, что вектор канальных коэффициентов $\mathbf{H}$; $w_{pr}(\mathbf{H})$ – априорная плотность вероятности вектора $\mathbf{H}$.

С учетом определений систем случайных величин $h_1, h_2 \ldots h_N$ и $\xi_1, \xi_2 \ldots \xi_N$ сразу можно записать

$$w(\mathbf{R} \mid \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi^N \sigma^{2N}} \exp\left[-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N} \left| R_i - h_i S_i \right|^2 \right], \qquad (3)$$

$$w_{pr}(\mathbf{H}) = \frac{1}{\pi^N \det(\mathbf{B})} \exp\left[-\mathbf{H}^H \mathbf{C} \mathbf{H} \right]. \qquad (4)$$

Здесь $\mathbf{C} = \mathbf{B}^{-1}$ – матрица, обратная корреляционной.

Подставляя (3) и (4) в (2) и выполняя элементарные преобразования, для апостериорной плотности вероятности $w(\mathbf{H}/\mathbf{R})$ получим следующее выражение:

$$w(\mathbf{H}/\mathbf{R}) = K_{\mathbf{R}} \frac{1}{(\pi\sigma)^{2N}\det(\mathbf{B})} \times$$

$$\times \exp\left[-\frac{1}{\sigma^2}\sum_{i=1}^{N}\left|R_i - h_i S_i\right|^2 - \mathbf{H}^H\mathbf{C}\mathbf{H}\right]. \qquad (5)$$

Для максимизации апостериорной плотности вероятности (5) требуется минимизировать по $\mathbf{H}$ функцию

$$f(\mathbf{H}) = \frac{1}{\sigma^2}\sum_{i=1}^{N}\left|R_i - h_i S_i\right|^2 + \mathbf{H}^H\mathbf{C}\mathbf{H}. \qquad (6)$$

Для этого преобразуем правую часть выражения (6) следующим образом:

$$f(\mathbf{H}) = \frac{1}{\sigma^2}\sum_{i=1}^{N}\left|R_i\right|^2 - \sum_{i=1}^{N}\frac{R_i S_i^*}{\sigma^2}h_i^* -$$

$$-\sum_{i=1}^{N}\frac{R_i^2 S_i}{\sigma^2}h_i^* + \sum_{i=1}^{N}\frac{S_i S_i^*}{\sigma^2}h_i h_i^* + \mathbf{H}^H\mathbf{C}\mathbf{H} \qquad (7)$$

– и представим четвертое слагаемое в (7) в виде квадратичной формы:

$$\sum_{i=1}^{N}\frac{S_i S_i^*}{\sigma^2}h_i h_i^* = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\frac{S_i S_j^*}{\sigma^2}\delta_{ij}h_i h_j^* = \mathbf{H}^H\mathbf{A}\mathbf{H},$$

где $\delta_{ij} = \begin{cases}1, & i = j\\ 0, & i \neq j\end{cases}$ – символ Кронекера,

$\mathbf{A} = diag\left[1/\sigma^2, 1/\sigma^2, \ldots 1/\sigma^2\right]$ – диагональная матрица размера $N \times N$.

Введем в рассмотрение следующие скалярную и матричную величины:

$$D = \frac{1}{\sigma^2}\sum_{i=1}^{N}\left|R_i\right|^2,$$

$$\mathbf{E} = \left[\frac{R_1 S_1^*}{\sigma^2} \quad \frac{R_2 S_2^*}{\sigma^2} \quad \ldots \quad \frac{R_N S_N^*}{\sigma^2}\right]^T.$$

Тогда (7) можно представить следующим образом:

$$f(\mathbf{H}) = D - \mathbf{H}^H\mathbf{E} - \mathbf{E}^H\mathbf{H} +$$

$$+\mathbf{H}^H\mathbf{A}\mathbf{H} + \mathbf{H}^H\mathbf{C}\mathbf{H} \qquad (1)$$

Для нахождения минимума функции (1) необходимо найти точку, в которой градиент этой функции обращается в ноль. Градиент функции комплексного вектора определяется как

$$\nabla_{\mathbf{H}} f(\mathbf{H}) = \begin{bmatrix}\frac{\partial}{\partial u_1}f(\mathbf{H})\\ \cdots \\ \frac{\partial}{\partial u_N}f(\mathbf{H})\end{bmatrix} + j\begin{bmatrix}\frac{\partial}{\partial v_1}f(\mathbf{H})\\ \cdots \\ \frac{\partial}{\partial v_N}f(\mathbf{H})\end{bmatrix}, \qquad (9)$$

где $h_i = u_i + jv_i$. Используя данное определение можно показать, что

$$\nabla_{\mathbf{H}}\left(\mathbf{H}^H\mathbf{E}\right) = 2\mathbf{E}, \qquad (10)$$

$$\nabla_{\mathbf{H}}\left(\mathbf{E}^H\mathbf{H}\right) = \mathbf{0}, \qquad (11)$$

$$\nabla_{\mathbf{H}}\left(\mathbf{H}^H\mathbf{A}\mathbf{H}\right) = 2\mathbf{A}\mathbf{H}, \qquad (12)$$

$$\nabla_{\mathbf{H}}\left(\mathbf{H}^H\mathbf{C}\mathbf{H}\right) = 2\mathbf{C}\mathbf{H}. \qquad (13)$$

Следовательно,

$$\nabla_{\mathbf{H}} f(\mathbf{H}) = -2\mathbf{E} + 2(\mathbf{A} + \mathbf{C})\mathbf{H}. \qquad (14)$$

Вводя матрицу $\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \mathbf{C}$ и полагая правую часть (14) равной нулевому вектору, окончательно найдем матрицу оценок канальных коэффициентов $\widehat{\mathbf{H}}$:

$$\widehat{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{A}}^{-1}\mathbf{E}. \qquad (15)$$

Согласно (15) каждая оценка $\hat{h}_i$ представляет собой взвешенную сумму отсчетов вектора $\mathbf{E}$ с весами из i-й строки матрицы $\tilde{\mathbf{A}}^{-1}$.

При низком ОСШ (15) имеет вид $\widehat{\mathbf{H}} \approx \mathbf{B}\mathbf{E}$, а при высоком – $\widehat{\mathbf{H}} \approx \sigma^2\mathbf{E}$.

Случай многих пользователей

Наблюдаемые сигналы, в отличие от (1), в данном случае запишутся как

$$\begin{cases} R_1 = \sum_{n=1}^{N_u} h_1^{(n)} S_1^{(n)} + \xi_1, \\ \vdots \\ R_N = \sum_{n=1}^{N_u} h_N^{(n)} S_N^{(n)} + \xi_N. \end{cases} \qquad (16)$$

Здесь система канальных коэффициентов $h_1^{(n)}, h_2^{(n)} \ldots h_N^{(n)}$ для n-го пользователя также является системой совместно гауссовских случайных величин с нулевыми средними и корреляционной матрицей $\mathbf{B}^{(n)}$, $n = \overline{1, N_u}$, где N_u – число пользователей. При этом канальные коэффици-

енты, принадлежащие различным пользователям, считаются некоррелированными.

Вектор $\mathbf{R}$ и в данном случае имеет тот же смысл, что и ранее, а для вектора-столбца канальных коэффициентов n-го пользователя введем обозначение

$$\mathbf{H}^{(n)} = \left[h_1^{(n)} \quad h_2^{(n)} \quad \cdots \quad h_N^{(n)} \right]^T.$$

Кроме того, под $\mathbf{H}$ теперь будем понимать вектор-столбец канальных коэффициентов сразу для всех N_u:

$$\mathbf{H} = \left[\left(\mathbf{H}^{(1)}\right)^T \quad \left(\mathbf{H}^{(2)}\right)^T \quad \cdots \quad \left(\mathbf{H}^{(N_u)}\right)^T \right]^T. \quad (17)$$

Соответственно,

$$w(\mathbf{R} \mid \mathbf{H}) = $$

$$= \frac{1}{\pi^N \sigma^{2N}} \exp\left[-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N} \left| R_i - \sum_{n=1}^{N_u} h_i^{(n)} S_i^{(n)} \right|^2 \right], \quad (18)$$

$$w_{pr}(\mathbf{H}) = \prod_{k=1}^{N_u} w_{pr}^{(k)}\left(\mathbf{H}^{(k)}\right) \quad (19)$$

где

$$w_{pr}^{(k)}\left(\mathbf{H}^{(k)}\right) = \frac{1}{\pi^N \det\left(\mathbf{B}^{(k)}\right)} \exp\left[-\left(\mathbf{H}^{(k)}\right)^H \mathbf{C}^{(k)} \mathbf{H}^{(k)} \right],$$

$\mathbf{C}^{(k)} = \left(\mathbf{B}^{(k)}\right)^{-1}$ – матрица, обратная корреляционной.

Подставляя выражения (18) и (19) в (2), для апостериорной плотности вероятности $w(\mathbf{H}/\mathbf{R})$ в данном случае получим следующее выражение:

$$w(\mathbf{H} \mid \mathbf{R}) = K_R \frac{1}{\pi^N \sigma^{2N}} \left(\prod_{k=1}^{N_u} \frac{1}{\pi^N \det\left(\mathbf{B}^{(k)}\right)} \right) \times$$

$$\times \exp\left[-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N} \left| R_i - \sum_{n=1}^{N_u} h_i^{(n)} S_i^{(n)} \right|^2 - \right.$$

$$\left. - \sum_{n=1}^{N_u} \left(\mathbf{H}^{(n)}\right)^H \mathbf{C}^{(n)} \mathbf{H}^{(n)} \right]. \quad (20)$$

Для максимизации выражения (20) по $\mathbf{H}$ требуется минимизировать по $\mathbf{H}$ функцию

$$f(\mathbf{H}) = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N} \left| R_i - \sum_{n=1}^{N_u} h_i^{(n)} S_i^{(n)} \right|^2 +$$

$$+ \sum_{n=1}^{N_u} \left(\mathbf{H}^{(n)}\right)^H \mathbf{C}^{(n)} \mathbf{H}^{(n)}. \quad (21)$$

Аналогично случаю одного пользователя преобразуем правую часть (21) следующим образом:

$$f(\mathbf{H}) = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N} |R_i|^2 + \sum_{n=1}^{N_u} \left(\mathbf{H}^{(n)}\right)^H \mathbf{C}^{(n)} \mathbf{H}^{(n)} -$$

$$- \sum_{n=1}^{N_u} \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{R_i^* \left(S_i^{(n)}\right)}{\sigma^2} h_i^{(n)} \right) - \sum_{n=1}^{N_u} \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{R_i \left(S_i^{(n)}\right)^*}{\sigma^2} \left(h_i^{(n)}\right)^* \right) +$$

$$+ \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{m=1}^{N_u} \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{S_i^{(n)} \left(S_i^{(m)}\right)^*}{\sigma^2} h_i^{(n)} \left(h_i^{(m)}\right)^* \right) \quad (22)$$

– и представим последнее слагаемое в (22) в виде двойной суммы билинейных форм:

$$\sum_{n=1}^{N_u} \sum_{m=1}^{N_u} \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{S_i^{(n)} \left(S_i^{(m)}\right)^*}{\sigma^2} h_i^{(n)} \left(h_i^{(m)}\right)^* \right) =$$

$$= \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{m=1}^{N_u} \left(\sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \frac{S_i^{(n)} \left(S_i^{(m)}\right)^*}{\sigma^2} \delta_{ij} h_i^{(n)} \left(h_i^{(m)}\right)^* \right) =$$

$$= \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{m=1}^{N_u} \left(\mathbf{H}^{(m)}\right)^H \mathbf{A}^{(n,m)} \mathbf{H}^{(n)},$$

где $\mathbf{A}^{(n,m)} =$

$$= \operatorname{diag}\left[\frac{S_1^{(n)} \left(S_1^{(m)}\right)^*}{\sigma^2} \quad \frac{S_2^{(n)} \left(S_2^{(m)}\right)^*}{\sigma^2} \quad \cdots \quad \frac{S_N^{(n)} \left(S_N^{(m)}\right)^*}{\sigma^2} \right]$$

– диагональные матрицы размера $N \times N$.

Вводя в рассмотрение матрицы $\mathbf{E}^{(n)} = \left[\frac{R_1 \left(S_1^{(n)}\right)^*}{\sigma^2} \quad \frac{R_2 \left(S_2^{(n)}\right)^*}{\sigma^2} \quad \cdots \quad \frac{R_N \left(S_N^{(n)}\right)^*}{\sigma^2} \right]^T$ и учитывая форму представления четвертого слагаемого в (22), функцию $f(\mathbf{H})$ окончательно запишем в виде

$$f(\mathbf{H}) = D - \sum_{n=1}^{N_u} \left(\mathbf{H}^{(n)}\right)^H \mathbf{E}^{(n)} - \sum_{n=1}^{N_u} \left(\mathbf{E}^{(n)}\right)^H \mathbf{H}^{(n)} +$$

$$+ \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{m=1}^{N_u} \left(\mathbf{H}^{(n)}\right)^H \mathbf{A}^{(n,m)} \mathbf{H}^{(n)} +$$

$$+ \sum_{m=1}^{N_u} \left(\mathbf{H}^{(n)}\right)^H C^{(n)} \mathbf{H}^{(n)}. \quad (23)$$

Для нахождения минимума функции (23) найдем соответствующие частные градиенты этой функции:

$$\begin{cases} \nabla_{\mathbf{H}^{(1)}} f(\mathbf{H}) = -2\mathbf{E}^{(1)} + 2\mathbf{A}^{(1,1)}\mathbf{H}^{(1)} + 2\sum\limits_{n=2}^{N_u} \mathbf{A}^{(n,1)}\mathbf{H}^{(n)} + 2\mathbf{C}^{(1)}\mathbf{H}^{(1)}, \\ \nabla_{\mathbf{H}^{(2)}} f(\mathbf{H}) = -2\mathbf{E}^{(2)} + 2\mathbf{A}^{(2,2)}\mathbf{H}^{(2)} + 2\sum\limits_{\substack{n=1 \\ n\neq 2}}^{N_u} \mathbf{A}^{(n,2)}\mathbf{H}^{(n)} + 2\mathbf{C}^{(2)}\mathbf{H}^{(2)}, \\ \vdots \\ \nabla_{\mathbf{H}^{(N_u)}} f(\mathbf{H}) = -2\mathbf{E}^{(N_u)} + 2\mathbf{A}^{(N_u,N_u)}\mathbf{H}^{(N_u)} + 2\sum\limits_{n=1}^{N_u-1} \mathbf{A}^{(n,N_u)}\mathbf{H}^{(n)} + 2\mathbf{C}^{(N_u)}\mathbf{H}^{(N_u)}. \end{cases} \quad (24)$$

Приравнивая градиенты (24) к нулевым векторам, получим систему N_u матричных уравнений для определения оценок канальных коэффициентов каждого пользователя:

$$\begin{cases} (\mathbf{A}^{(1,1)} + \mathbf{C}^{((1)})\mathbf{H}^{(1)} + \sum\limits_{n=2}^{N_u} \mathbf{A}^{(n,1)}\mathbf{H}^{(n)} = \mathbf{E}^{(1)}, \\ (\mathbf{A}^{(2,2)} + \mathbf{C}^{(2)})\mathbf{H}^{(2)} + \sum\limits_{\substack{n=1 \\ n\neq 2}}^{N_u} \mathbf{A}^{(n,2)}\mathbf{H}^{(n)} = \mathbf{E}^{(2)}, \\ \vdots \\ (\mathbf{A}^{(N_u,N_u)} + \mathbf{C}^{(N_u)})\mathbf{H}^{(N_u)} + \sum\limits_{n=1}^{N_u-1} \mathbf{A}^{(n,N_u)}\mathbf{H}^{(n)} = \mathbf{E}^{(N_u)}. \end{cases} \quad (25)$$

Вводя блочную матрицу

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{(1,1)} + \mathbf{C}^{(1)} & \mathbf{A}^{(2,1)} & \cdots & \mathbf{A}^{(N_u,1)} \\ \mathbf{A}^{(1,2)} & \mathbf{A}^{(2,2)} + \mathbf{C}^{(2)} & \cdots & \mathbf{A}^{(N_u,2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}^{(1,N_u)} & \mathbf{A}^{(2,N_u)} & \cdots & \mathbf{A}^{(N_u,N_u)} + \mathbf{C}^{(N_u)} \end{bmatrix},$$

а также матрицу-столбец $\mathbf{E} = \left[\left(\mathbf{E}^{(1)}\right)^T \left(\mathbf{E}^{(2)}\right)^T \ldots \right.$ $\left. \ldots \left(\mathbf{E}^{(N_u)}\right)^T \right]^T$, систему матричных уравнений (25) можно представить в форме (15), где под $\widehat{\mathbf{H}}$ теперь следует понимать вектор-столбец оценок канальных коэффициентов следующего вида:

$$\widehat{\mathbf{H}} = \left[\left(\widehat{\mathbf{H}}^{(1)}\right)^T \left(\widehat{\mathbf{H}}^{(2)}\right)^T \ldots \left(\widehat{\mathbf{H}}^{(N_u)}\right)^T \right]^T.$$

Результаты моделирования

Ниже приведены результаты моделирования оценки *Sounding*-сигнала при использовании алгоритма МАВ (рис. 1, 2). Во всех случаях предполагается наличие в канале аддитивного гауссовского шума известной мощности. Рассмотрены стандартизированные многолучевые каналы с замираниями *EPA* и *ETU* [3]. Следует отметить, что задержки многолучевых компонент в *EPA* составляют до 0,5 мкс, а в *ETU* – до 5 мкс. В результате канал *EPA* не является частотно-селективным. Корреляционная матрица канала $\mathbf{B}$ для каждого пользователя также предполагается известной. Средняя мощность сигналов пользователей в приемной антенне предполагается одинаковой и равной единице.

Анализ характеристик оценки МАВ показал следующее:

1) Оценка является несмещенной.

2) Оценка в канале *ETU* намного хуже таковой в канале *EPA*. Причиной является высокая степень корреляции канала *EPA* по частоте, что позволяет получить больший выигрыш от обработки.

3) При низком ОСШ качество оценки одинаково при любом числе пользователей, передающих *Sounding*-сигнал.

4) С ростом ОСШ качество оценки тем хуже, чем больше пользователей (за исключением $N_u = 2$, когда сигналы пользователей противоположны).

5) При ОСШ > 6дБ для $N_u > 2$ СКО оценки начинает расти, что обусловлено некорректной инверсией матрицы $\tilde{\mathbf{A}}$ при малом σ^2.

Негативного эффекта 5) удается избежать, если для МАВ оценки (15) при ОСШ > 6дБ использовать $\sigma^2 = 0,25$ и таким образом стабилизировать поведение кривых. Соответствующие характеристики обозначены на тех же рисунках пунктиром.

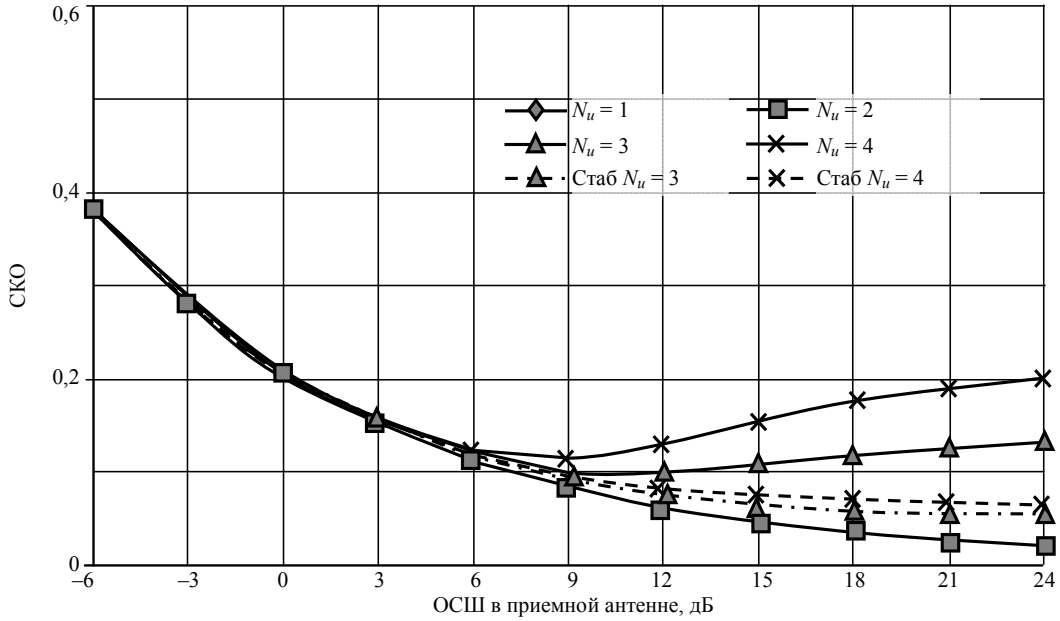


Рис. 1. СКО оценки сигнала *Sounding*, EPA, $N = 24$

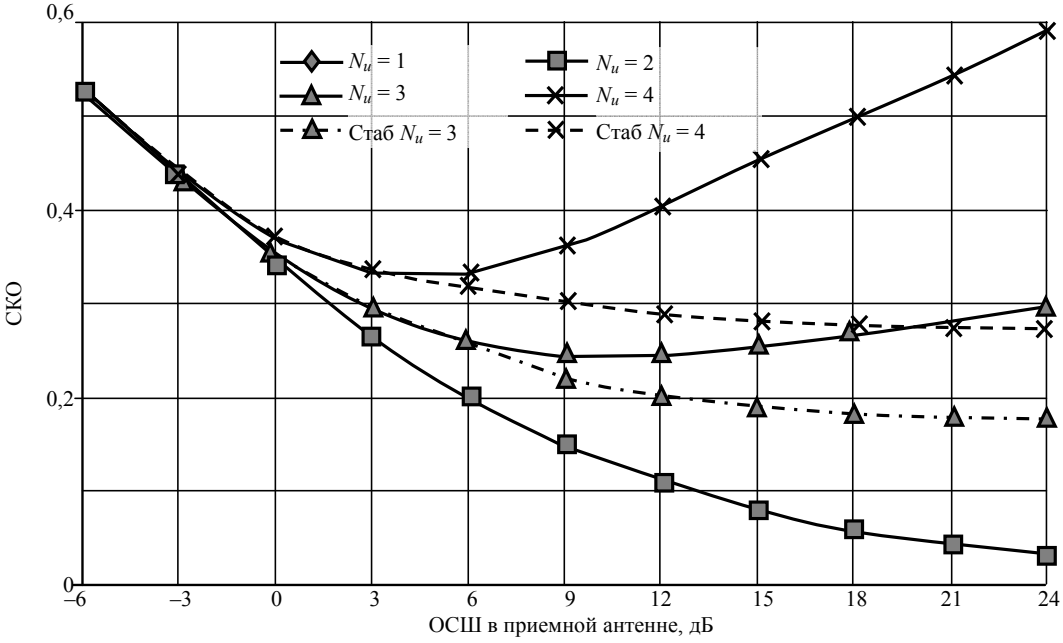


Рис. 2. СКО оценки сигнала *Sounding*, ETU, $N = 24$

Заключение

Представлен оптимальный по критерию максимума апостериорной вероятности алгоритм для оценки *Sounding*-сигнала в обратном канале системы связи *LTE*. С его помощью получены зависимости минимальной среднеквадратической ошибки оценки от ОСШ в многолучевых каналах с замираниями для случаев, когда сигнал передается одновременно несколькими пользователями.

Результаты работы целесообразно использовать при оценке эффективности разрабатываемых алгоритмов оценки *Sounding*-сигнала в *LTE*, в частности полученные значения СКО оценки могут служить в качестве нижней границы для алгоритмов, реализуемых на практике, например метода наименьших квадратов. Также оправданным является использование полученных МАВ оценок для динамического распределения час-

тотных ресурсов при системном моделировании обратного канала связи *LTE*.

Литература

1. 3GPP TS 36.211: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation.

2. 3GPP TS 36.213: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures.

3. 3GPP TS 36.104: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception.

Статья поступила в редакцию 13 апреля 2010 года.

УДК 621.394.019.4

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОНФЛИКТА С МИНИМАКСНЫХ ПОЗИЦИЙ ТЕОРИИ ИГР (ЧАСТЬ 1)

В.И. Николаев, зам. ген. дир., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-27-08
А.Е. Фёдоров, нач. отд., в/ч 87406, тел.: 8-926-203-62-05

Формализовано функционирование цифровых систем связи (СС) в условиях комплексного воздействия внешних помех и современных станций радиоэлектронного подавления. С минимаксных позиций теории игр получены аналитические выражения для вероятности ошибки при приеме для различных пар оптимизированных дуэльных конфликтов.

Ключевые слова: *цифровые системы связи, радиоэлектронный конфликт, теория игр, вероятность ошибки, организованные помехи, помехоустойчивость и помехозащищенность.*

DIGITAL COMMUNICATION SYSTEM FUNCTIONING UNDER RADIO ELECTRONIC COLLISION CONDITION FROM MINIMAX POSITION OF THE GAME THEORY

V.I. Nikolayev, deputy general director, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-27-08
A.E. Fyodorov, head of department, military unit 87406, tel.: 8-926-203-62-05

Digital communication system functioning under condition of external interference and modern jammer complex impact are discussed. From the point of minimax position of the Game Theory, analytical expressions for the reception error probability for various optimized dual collision pairs are given.

Key words: *digital communication stations, radio-electronic conflict, game theory, error probability, jamming, noise immunity and jamming protection.*

Современные радиоэлектронные системы военного назначения функционируют, как правило, в условиях сложной радиоэлектронной обстановки, обусловленной влиянием как внутрисистемных и внешних помех, так и систем и средств радиоэлектронного подавления противника. И фактически речь идет о столкновении двух противоборствующих сторон, потенциально находящихся в условиях динамического равновесия, поэтому для них применима методология системного анализа на основе теории координации в иерархических многоуровневых системах.

В целях конкретизации формальной постановки задачи ограничимся в дальнейшем цифровыми системами связи, признанными сегодня наиболее помехоустойчивыми и помехозащищенными от организованных помех, и в первую очередь системами радиосвязи с расширением спектра сигналов [1].

В самом общем случае расширение спектра сигнала (РСС) есть метод передачи, при использовании которого радиосигнал занимает полосу частот значительно более широкую по сравнению с минимально необходимой для передачи информации. При этом на передающей стороне производится модуляция параметров сигнала передаваемого сообщения специальным кодом (расширяющей спектр функцией), задаваемым псевдослучайной последовательностью (ПСП); на приемной стороне – в синхронной демодуляции сигнала в соответствии с такой же расширяющей спектр функцией и восстановлением переданного сообщения [2].

Теоретической основой для применения РСС является фундаментальная формула К.Е. Шеннона, связывающая пропускную способность канала (C бит/с), отведенную полосу частот (W_s Гц) и соотношение сигнал/помеха (P_s / P_i) [3]:

$$C = W_s \log_2(1 + P_s / P_i),$$

что кардинально изменило наши представления о возможных путях повышения пропускной способности канала связи. Так, из этой формулы были сделаны два важных вывода. Первый заключается в том, что повысить пропускную способность любой системы связи можно за счет соответствующего увеличения отношения сигнал/шум, второй – в том, что при определенном расширении полосы сигнала (канала) отношение сигнал/шум может оказаться меньше 1, в этом – смысл термина «прием под шумом».

Основными методами РСС, широко применяемыми в современных системах радиосвязи, являются [4]:

1. Метод непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью – ШПС (метод *DSSS*). Например, *M*-последовательности.

2. Метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты – ППРЧ (метод *FHSS*), разновидностью его является метод адаптивной ППРЧ – АППРЧ.

3. Метод псевдослучайной времяимпульсной модуляции – ПВИМ.

4. Комплексный метод – совместное применение различных методов РСС и др.

M-последовательности, несмотря на ограниченный ансамбль сигналов, находят достаточно широкое применение в радиосвязи. Это объясняется простотой формирования ПСП при неплохих корреляционных свойствах. На практике находят применение последовательности с большим ансамблем сигналов, в том числе последовательности Голда, которые формируются путем сложения по модулю двух пар смещенных *M*-последовательностей.

Функция взаимной корреляции *M*-последовательностей хотя и невелика, но отлична от нуля, поэтому принято говорить о неполной ортогональности или квазиортогональности. В теории известны полностью ортогональные ПСП, позволяющие реализовать значительно больший ансамбль сигналов, чем у *M*-последовательностей. К ним относятся, например, базисные функции рядов Фурье и функции Уолша. Системы связи с кодовым разделением сигнала нашли широкое применение и в гражданской, и в военной связи, поскольку помимо большого ансамбля сигналов они обеспечивают энергетическую и информационную скрытность передачи, а также защиту от несанкционированного доступа.

При методе ППРЧ расширение спектра сигнала обеспечивается за счет скачкообразного изменения несущей частоты в выделенном для работы диапазоне частот. Сигнал с ППРЧ можно рассматривать как последовательность в общем случае модулированных радиоимпульсов, несущие частоты которых перестраиваются («прыгают») по заданному псевдослучайному закону. В зависимости от соотношения между скоростью перестройки несущей частоты R_h и скоростью передачи символов R_B различают медленную и быструю ППРЧ. При медленной или межсимвольной ППРЧ $R_h < R_B$ (на каждой частоте передается несколько символов); при быстрой или посимвольной и внутрисимвольной ППРЧ $R_h \geq R_B$ (для передачи каждого символа используется одна или несколько частот). При внутрисимвольной ППРЧ дополнительное расширение сигнала достигается за счет разнесения символа (бита) на независимые частотные элементы, каждый из которых передается на своей частоте в соответствии с выбранной ПСП.

Достоинством РСС методом ППРЧ является более низкая, чем при прямом расширении спектра, тактовая частота генератора ПСП, что уменьшает требования к точности синхронизации и позволяет упростить аппаратуру, а также высокая помехозащищенность в условиях преднамеренных, прицельных по частоте помех, поэтому данный метод находит широкое применение в военных системах радиосвязи. Однако при методе ППРЧ не уменьшается, как при прямом расширении спектра, мгновенная спектральная плотность мощности сигнала. Это ухудшает ЭМС при развернутой сети радиосредств и приводит к сокращению дальности связи.

Одной из основных характеристик систем радиосвязи с РСС, с точки зрения помехоустойчивости, является выигрыш при обработке (коэффициент избыточности). В дальнейшем будем применять обобщающий термин «коэффициент расширения спектра» K_s, характеризующий степень увеличения отношения сигнал/помеха в результате сжатия полосы частот радиосигнала W_s и приведения ее к полосе частот информационного сигнала. Независимо от метода РСС

$$K_s = \frac{2W_sT}{2F_BT} = \frac{W_s}{F_B}, \qquad (1)$$

где $2W_sT$, $2F_BT$ – размерность расширенного радиосигнала и информационного сигнала соответственно.

Конкретизируя (1), получим:

для РСС методом ФМШПС $K_s = 2f_p / F_B$;

для РСС методом ППРЧ $K_s = M_f / T_hF_h$, где M_f – количество каналов в диапазоне W_s;

для РСС гибридным методом коэффициент K_s представляет собой сумму выигрышей, реализуемых за счет применения двух методов РСС [2].

Из (1) также следует основополагающий принцип помехоустойчивости систем радиосвязи с РСС. *Сущность принципа заключается в распределении малоразмерного информационного сигнала в многомерном пространстве радиосигнала.*

Теоретико-игровые методы анализа системных стратегий в радиоэлектронном конфликте

Результаты дуэльного радиоэлектронного конфликта (РЭК) системы связи (СС) и станций помех (СП) противника могут быть смоделированы как детерминированным подходом, учитывающим энергетические показатели и статистическую динамику функционирования СС и СП [1, 2], так и на основе эргатического (человеко-машинного) подхода с использованием теоретико-игровых методов анализа радиоэлектронного конфликта СС–СП [5], поскольку технический конфликт СС–СП в конечном счете является реализацией конфликта людей, спроектировавших и разработавших эти системы *с целью повышения или сохранения их эффективности в условиях обдуманного противодействия за счет рационального выбора своих действий*.

Сторонам приходится умозрительно анализировать свои действия за обе стороны, оптимизировать возможные ТТХ систем и способы их применения зачастую в условиях ситуационной неопределенности.

Математической базой моделирования конфликтов и оптимизации конфликтующих систем является теория игр, которая позволяет формализовать аспекты человеческого поведения в конфликтной ситуации [6].

Исходными данными для теории игр являются противоположные варианты решений (называемые «стратегиями») противоборствующих сторон («игроков»). При этом игроки находятся не в детерминированном окружении, а вынуждены рассчитывать на рефлексивное поведение другой стороны по схеме «если он сделает это, я отвечу тем-то, а если он ответит так, то я ему этим и т.д.».

В целом теория игр обеспечивает мощный конструктивный подход к оценке результатов конфликта, но надо иметь в виду, что она дает решения оптимальные в среднем, а конкретную конфликтную ситуацию, в том числе конкретных пар СС–СП, лучше оценивать детерминированными методами.

Поскольку интересы (цели) стороны являются противоположными, то конфликт всегда становится антагонистическим, а выбор стратегий поведения сторон определяется как стоящими задачами, так и имеющимися ограничениями на ТТХ систем (масса, габариты, стоимость и др.). В рамках заданных ограничений выбор стратегии СП направлен *на минимизацию* показателей эффективности СС в наихудших для СП условиях. В свою очередь оптимальная стратегия СС заключается *в максимизации* показателя эффективности в наихудших для СС условиях, создаваемых СП.

В качестве единого показателя эффективности конфликтующих сторон примем среднюю вероятность ошибки на бит информации (СВО на 1 бит) как основную меру помехоустойчивости систем радиосвязи, а остальные характеристики будут использованы в качестве ограничений. С помощью выбора оптимальных стратегий показатель эффективности максимизируется со стороны СП и минимизируется со стороны СС, т.е. решаемая задача со стороны СП является максиминной, а со стороны СС – минимаксной.

Обозначим вероятность ошибки на бит как P_E, а стратегии (решения) СП и СС – как $\alpha_{СП}$ и $\alpha_{СС}$ соответственно. При этом $\alpha_{СП}(\alpha_{СС})$ и $\alpha_{СС}(\alpha_{СП})$ являются наилучшими стратегиями соответственно СП и СС в условиях, когда стратегии противоположной стороны им известны. Рассмотрим вначале формирования *принципа максимина*. Поскольку СП должна считаться с тем, что СС знает (или измеряет) все стратегии СП и принимает лучшее для себя решение, то вероятность ошибки при этом

$$P_E\left[\alpha_{СП}, \alpha_{СС}\left(\alpha_{СП}\right)\right] = \min_{\alpha_{СС}} P_E\left(\alpha_{СП}, \alpha_{СС}\right). \quad (2)$$

В этих условиях наиболее целесообразным теоретико-игровым решением (стратегией) со стороны СП будет такое $\left(\alpha^*_{СП}\right)$, которое позволит результирующую вероятность ошибки $P_E\left(\alpha^*_{СП}, \alpha_{СС}\right)$ сделать максимальной из допустимых системой связи [5], т.е.

$$\begin{aligned} &\min_{\alpha_{СС}} P_E\left(\alpha^*_{СП}, \alpha_{СС}\right) = \\ &= P_E\left[\alpha^*_{СП}, \alpha^*_{СС}\left(\alpha^*_{СП}\right)\right] = \\ &= \max_{\alpha_{СП}} \min_{\alpha_{СС}} P_E\left(\alpha_{СП}, \alpha_{СС}\right). \end{aligned} \quad (3)$$

Это эквивалентно тому, что

$$P_E\left(\alpha^*_{СП}, \alpha_{СС}\right) \ge P_E\left[\alpha^*_{СП}, \alpha^*_{СС}\left(\alpha^*_{СП}\right)\right] \ge P_E\left[\alpha_{СП}, \alpha_{СС}\left(\alpha_{СП}\right)\right]. \quad (4)$$

Отсюда видно, что решение СП – $\alpha^*_{\text{СП}}$ действительно максимально ухудшает эффективность СС в ситуации, когда СС принимает наилучшее решение (правое неравенство), а когда СС не может принять наилучшее в сложившихся условиях решение – $\alpha^*_{\text{СС}}\left(\alpha^*_{\text{СП}}\right)$, эффективность СС еще более ухудшается (левое неравенство).

Аналогичным образом поступает и СС *в минимаксной задаче* и путем аналогичных рассуждений получим:

$$P_E\left(\alpha_{\text{СП}},\alpha^*_{\text{СС}}\right)\le P_E\left[\alpha^*_{\text{СП}}\left(\alpha^*_{\text{СС}}\right),\alpha^*_{\text{СС}}\right]\le P_E\left[\alpha_{\text{СП}}\left(\alpha_{\text{СС}}\right),\alpha_{\text{СС}}\right]. \quad (5)$$

Образовавшийся максимин (4) определяет нижнюю цену игры $P_E\left[\alpha^*_{\text{СП}},\alpha^*_{\text{СС}}\left(\alpha^*_{\text{СП}}\right)\right]$, т.е. гарантированный для СП верхний уровень эффективности СС, а минимакс (5) – верхнюю цену игры $P_E\left[\alpha^*_{\text{СП}}\left(\alpha^*_{\text{СС}}\right),\alpha^*_{\text{СС}}\right]$, т.е. гарантированный для СС нижний уровень своей эффективности. Верхняя цена игры всегда не меньше нижней.

Заложенные минимаксные стратегии исходят из предположения, что одна сторона знает все, а другая – ничего; это – крайний случай, когда игра «заканчивается за явным преимуществом». Более реально предположить, что и вторая сторона позаботится о том, чтобы получить информацию о решениях первой. В ситуации, когда нижняя и верхняя цены игры не равны, чистые минимаксные стратегии оказываются неустойчивыми, поскольку в погоне за недостатками другой стороны и т.д. возникает «принцип зацикленности». Напротив, *если обе цены игры равны между собой*, т.е. некие пары стратегий определяют как максимин, так и минимакс, стратегии приобретают устойчивость. Игра, приводящая к такой ситуации, является игрой с седловой точкой, при которой

$$P_E\left(\alpha_{\text{СП}},\alpha^*_{\text{СС}}\right)\le P_E\left(\alpha^*_{\text{СП}},\alpha^*_{\text{СС}}\right)\le P_E\left(\alpha^*_{\text{СП}},\alpha_{\text{СС}}\right), \quad (6)$$

стратегии $\alpha^*_{\text{СП}}$ и $\alpha^*_{\text{СС}}$, являющиеся координатами седловой точки, называются оптимальными, а их совокупность – решение игры. Приведенная математическая модель может быть использована на этапах разработки СС, в частности, при синтезе помехоустойчивых алгоритмов приема и обработки сигнала. Сравнение полученной таким образом вероятности ошибки с заданной даст ответ на вопрос соответствия проектируемой системы своему назначению. Другой важный вывод из (6) состоит в том, что рассчитанная на наихудший случай $\left(\alpha^*_{\text{СП}}\right)$ стратегия СС$\left(\alpha^*_{\text{СС}}\right)$ даст только лучший результат, если СП отступит от оптимальной стратегии.

И в более общем виде: *любая сторона не только потенциально, но и реально имеет возможность «наказать» противника за его отступление от своей оптимальной стратегии.* У противной стороны может оказаться достаточно времени и возможностей, чтобы собрать информацию об ограниченности набора имеющихся стратегий и соответственно отреагировать. Таким образом, будет исключена опорная седловая точка и будет выявлен победитель в игре. Так, если СС разработаны из расчета приема сигнала только на фоне гауссовой помехи, а помеха окажется с другим законом распределения (например, импульсной), то СС окажется неоптимальной и ее эффективность упадет. И наоборот, если в СС введены на фоне гауссовой помехи защита от импульсных помех (ШОУ), мало затрагивающая характеристики СС на фоне гауссовой помехи, то СС будет уже готова к такому воздействию СП. В этом случае мы имеем дело с робастными алгоритмами и устройствами, за которыми большое будущее в теории обработки и приема сигналов [7, 10].

В настоящее время задача оптимизации систем – на весьма большом (и пока неопределенном) множестве видов и параметров помех, с одной стороны, видов и параметров сигналов, алгоритмов их обработки – с другой, еще далека от своего полного разрешения. Известные успехи здесь достигнуты лишь на пути конфликтной оптимизации дискретного множества СП и СС, хотя можно априори сделать заключение на уровне сегодняшних знаний, что это множество является достаточно полным.

Процесс конфликтного проектирования помехозащищенной СС целесообразно разбить на два этапа. На первом этапе определяются существенно различные варианты конфликтующих СС и СП (системные стратегии), и в дуэльной ситуации методами теории игр оптимизируются значения параметров каждой пары. На втором этапе сравниваются системные стратегии, определенные на первом этапе, и находится тот из

них, который приводит к наилучшему результату в конфликте.

Если в каком-то варианте на втором этапе анализа системных стратегий отсутствует доминирующая пара стратегий, то возможно использование смешанных стратегий, что означает одновременное применение с какой-либо стороны (или с двух) нескольких стратегий в определенной пропорции, например случай ФМШПС + ППРЧ. Это может заметно увеличить выигрыш СС. Последнее заключение представляет собой один из *важнейших результатов применения теории игр к анализу конфликтной радиосвязи. Ценность его в том, что он напрямую ведет к практически важному выводу: какие варианты СС разрабатывать и в каком соотношении применять их в дуэльной ситуации для достижения гарантированного эффекта.*

Мы предельно упростили задачу определения оптимальных системных стратегий, сведя ее лишь к одному показателю эффективности – СВО на бит. Задача станет значительно сложнее, если учитывать другие системные характеристики: массу, габариты, пропускную способность, стоимость и др. Эти аспекты имеют самостоятельное значение и в работе не рассматриваются, хотя теория игр применима и здесь.

Рассмотрим варианты СС и СП, которые могут составлять конфликтующие пары в дуэльной ситуации.

Выбор исходных системных стратегий и оптимизация системных параметров СС и СП

В настоящее время имеется несколько системных стратегий в части радиопомех: широкополосные, заградительные помехи; помехи в части полосы; следящие (ответные), прицельные по частоте помехи; импульсные помехи; ретранслированные помехи. Выше уже отмечалось, что разнообразие видов помех обусловлено стремлением разработчиков сконцентрировать ограниченную мощность СП в узких интервалах частоты и (или) времени.

Стратегии СС подразделяются на активные, предполагающие соответствующую реализацию на приемной и передающей аппаратуре, и пассивные, осуществляемые преимущественно только на приемном конце.

Проведем пока качественный анализ основных достоинств и недостатков стратегий СП и СС.

Широкополосные, заградительные помехи

Заградительная по частоте (и времени) шумовая помеха наиболее универсальна и устойчива к различным мерам помехозащиты и при достаточной мощности подавляет любые СС. Из достоинства вытекает главный ее недостаток – нерациональное расходование ее мощности. Отметим также ее наиболее плохую ЭМС с собственными радиосредствами. Непрерывно работая на излучение в широкой полосе частот, СП становится доступной для радиоразведки со всеми вытекающими отсюда последствиями, вплоть до физического уничтожения. Эффективное ее применение становится оправданным в экстремальных условиях, например, в случае массированного подавления всех радиосредств с забрасываемых СП (ДПЛА, артиллерийским снарядом и др.).

Помехи в части полосы

Помехи в части полосы находят применение для подавления части расширенного спектра. Для этого могут использоваться гребенчатые тональные, либо шумовые помехи. Однако попытка с помощью тональных помех, отходя от принципа минимакса, улучшить характеристики СП может быть опровергнута с помощью режектируемой узкополосной фильтрации в СС. Перемещаемая, особенно скачкообразно по случайному закону, тональная помеха всегда более эффективна, поскольку ее труднее режектировать в СС. Таким образом, наиболее вероятный облик СП с помехой в части полосы: вид помехи – шумовая гауссовская, спектр помехи перемещается в диапазоне работы СС со скоростью, сопоставимой со скоростью передачи информации в СС. Такая помеха может применяться как противодействие СС с ППРЧ, так и СС с ШПС.

Следящие (ответные), прицельные по частоте помехи

В станциях следящих (ответных) помех мощность концентрируется только на частоте подавления СС и только на время ее работы, что является наиболее рациональным способом использования мощности передатчика СП, учитывая при этом, что объекты подавления выбираются по разведданным. Благодаря наличию приемника-анализатора обеспечивается хорошая ЭМС этих станций с другими РЭС группировки. Станции следящих помех наиболее совершенные (и сложные) СП, наилучшим образом приспособленные для радиоподавления СС с ППРЧ. При этом скорость перестройки частоты в СС и

СП является состязательно-техническим аспектом. В целом станции следящих помех сегодня являются одной из наиболее перспективных стратегий при противодействии СС.

Импульсные помехи

Станции импульсных помех перекрывают достаточно широкий диапазон частот, но концентрируют мощность в коротких временных интервалах. По эффективности СП с импульсной помехой могли бы сравняться (при меньшем энергопотреблении) с СП с заградительной помехой, если бы у СС не имелось эффективных средств противодействия (типа ШОУ, ШОС, «Дикс фикс» и др.) импульсным помехам. Поэтому сегодня СП с импульсной помехой находят ограниченное применение и в дальнейшем нами не рассматриваются.

Ретранслированные помехи

Станция ретранслированных помех принимает сигнал СС, задерживает его, при необходимости дополнительно модулирует, усиливает и переизлучает. Поэтому помеха создается на основе собственного сигнала, в связи с чем является наиболее эффективной. По эффективности ретранслированная помеха аналогична следящей помехе, особенно если в последней формируется ответный квазиоптимальный сигнал. Однако ретранслированная помеха обычно не анализируется и поэтому ретранслятор отвечает на все принятые сигналы и, следовательно, пропорционально делится мощность, ухудшая ЭМС. По этим причинам ретранслируемая помеха не находит широкого применения и тоже в дальнейшем исключается из рассмотрения.

Используемые модели помехозащищенных систем связи детально рассмотрены в [4]. Это три альтернативные стратегии: адаптация, ШПС и ППРЧ. Здесь мы укажем на некоторые дополнительные характеристики, необходимые для оптимизации системных параметров СП и СС.

В реализуемых сегодня зарубежных системах связи тактического звена достигается скорость перестройки до 300…500 скачков в секунду, в перспективе возможно повышение скорости до 800 скачков в секунду [8, 9]. Теоретически считается достижимой в синтезаторе скорость перестройки 4000 скачков в секунду.

Системы связи с адаптивной ППРЧ отличаются от СС с ППРЧ целенаправленным выбором свободных от помех частотных позиций на основе анализа спектрального состава помехи во всем рабочем диапазоне частот. Такая стратегия оказывается успешной в конфликте с СП в части полосы, если спектр помехи фиксирован или перемещается значительно медленнее скорости передачи информации в СС. В противном случае ответная стратегия СС будет состоять в переходе к быстрой ППРЧ.

Аппаратурное исполнение СС с адаптивной ППРЧ также значительно сложнее, поскольку требуется синхронное компарирование и взаимный анализ помеховой обстановки на обоих концах линии связи.

По этим причинам СС с адаптивной ППРЧ не находит применение и в дальнейшем не рассматриваются.

Описательная модель СС с ШПС значительно проще модели СС с ППРЧ, поскольку помехозащищенность СС с ШПС в отсутствие дополнительных устройств защиты (режектируемых фильтров и др.) характеризуется только одним параметром – коэффициентом расширения спектра K_s. В системах связи с ШПС более устоявшийся термин – база сигнала B, т.е. число примыкающих каналов, занимаемых расширенным спектром сигналов. Математическая запись базы сигнала с длительностью информационного символа $T_И$ и шириной полосы частот, занимаемой одним элементом $\Delta F_Э$:

$$B = T_И \times \Delta F_Э. \qquad (7)$$

Точно так же, как и во всех системах с РСС, база сигнала B в системах с ШПС характеризует соотношение полос частот в излучаемом и информационном каналах соответственно. Для реализованных спутниковых систем связи база сигнала достигает 10000 и более.

Таким образом, анализ конфликта СС–СП будем проводить по шести возможным парам стратегии $\alpha_{СП}$ и $\alpha_{СС}$ (3×2), образуемых тремя видами СП (помехи в части полосы, следящие и заградительные по частоте помехи) и двумя видами СС (ППРЧ и ШПС). По результатам анализа необходимо определить наиболее помехозащищенную СС. Сам анализ будет проводиться по минимаксному критерию (5). Первичная задача заключается в оптимизации параметров, влияющих на результаты парных (дуэльных) конфликтов, а затем на основе анализа результатов (исходов) конфликтов предстоит определить наилучшую системную стратегию разработки СС. Фактически необходимо провести сравнительный анализ эффективности СС с ШПС и СС с ППРЧ при работе в условиях преднамеренных помех.

Независимо от типов конфликтующих систем функцией выигрыша (результат конфликта) является СВО на бит информации P_E. В соответствии с классическим определением [1, 2], в условиях радиоэлектронного конфликта СС–СП эта вероятность в терминах стратегий СС и СП имеет вид [5]:

$$P_E(\alpha_{СП}, \alpha_{СС}) = \rho(\alpha_{СП}, \alpha_{СС})P_E + \\ + [1 - \rho(\alpha_{СП}, \alpha_{СС})]P_{E0}(\alpha_{СС}), \quad (8)$$

где $\rho(\alpha_{СП}, \alpha_{СС})$ – часть сообщения, поражаемая помехой; P_{E1} и P_{E0} – вероятность ошибки на бит при воздействии и отсутствии помехи соответственно; $\{\alpha_{СП}\}$ и $\{\alpha_{СС}\}$ – множество стратегий СП и СС.

В дальнейшем нам предстоит конкретизировать выражение (8) к тому или иному частному конфликту.

Полный последовательный анализ всех шести конфликтующих пар СС–СП проведен в работе [5].

Литература

1. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной поход / В.И. Борисов, В.М. Зинчук. – М. : Радиосвязь, 1999.

2. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей с псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов [и др.]. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

3. *Шеннон К.* Математическая теория связи / К. Шеннон. – М. : Иностр. лит-ра, 1963. – С. 243–333.

4. *Борисов В.И.* Системы радиосвязи с расширением спектра сигналов. Аналитический обзор / В.И. Борисов, В.И. Николаев // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 1998. – Вып. 1. – С. 18–48.

5. *Гремяченский С.С.* Введение в теоретико-игровой анализ радиоэлектронного конфликта систем радиосвязи со средствами радиоэлектронного подавления / С.С. Гремяченский, В.И. Николаев / ВНИИС. – Воронеж, 1998. – 38 с.

6. *Вентцель Е.С.* Исследование операций / Е.С. Вентцель. – М. : Сов. радио, 1972. – 552 с.

7. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1 / Б.Р. Левин. – М. : Сов. радио, 1966.

8. *Баушев С.В.* Разработка перспективных систем связи / С.В. Баушев, А.В. Передрий // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2000. – № 7. – С. 3–20.

9. *Николаев В.И.* Время-скоростные возможности радиосвязи с ППРЧ в условиях РЭП / В.И. Николаев, С.Н. Смирнов // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 2002. – Вып. 2. – С. 36–40.

10. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М. : Сов. радио, 1970. – 728 с.

Статья поступила в редакцию 19 февраля 2010 г.

УДК 621.396.019.4

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОНФЛИКТА С МИНИМАКСНЫХ ПОЗИЦИЙ ТЕОРИИ ИГР (ЧАСТЬ 2)

В.И. Николаев, зам. ген. дир., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-27-08
А.Е. Фёдоров, нач. отд., в/ч 87406, тел.: 8-926-203-62-05

Проведен анализ и оптимизация сигнально-кодовых конструкций, помехозащищенных систем связи, обеспечивающих устойчивую связь в условиях радиоэлектронного конфликта. Показано, что наибольшей помехозащищенностью обладают гибридные сигнально-кодовые конструкции на основе интеграции широкополосного сигнала и быстрой перестройки рабочей частоты (ШПС + ППРЧ). Получены зависимости для средневзвешенной вероятности ошибочного приема для таких сигналов.

Ключевые слова: *цифровые системы связи, радиоэлектронный конфликт, помехоустойчивость и помехозащищенность, широкополосные сигналы, псевдослучайная перестройка рабочей частоты.*

DIGITAL COMMUNICATION SYSTEM FUNCTIONING UNDER CONDITIONS OF RADIO ELECTRONIC COLLISION CONDITION FROM MINIMAX POSITION OF THE GAME THEORY (PART 2)

V.I. Nikolayev, deputy general director, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-27-08
A.E. Fyodorov, head of department, military unit 87406, tel.: 8-926-203-62-05

The analysis and signal-code structure optimization, noise-immune communication system that provides robust communication under radio electronic collision conditions is given. It has been shown that the hybrid signal-code structures based on the wideband signal and fast frequency hopping (WBS + FH) integration have the most antijam immunity. The error reception dependencies of weighted average probability are acquired for these signals.

Key words: *digital communication stations, radio-electronic conflict, noise immunity and jamming protection, broadband signal, pseudorandom operating frequency reconstruction.*

С точки зрения реализации требований помехоустойчивости и помехозащищенности для нас наибольший интерес представляют конфликты систем связи (СС) с ШПС с помехой в части полосы частот и СС на основе ППРЧ с ответной следящей помехой, поскольку сегодня одним из важнейших требований к стандартам беспроводной связи является безопасность передачи данных. Уместно отметить, что СС с ШПС и СС с ППРЧ, являющиеся сегодня основой для построения гражданских сетей III и IV поколений, были трансфертированы из военных технологий, поэтому наработки специальной группы, работающей над стандартом IEEE 802.X, будут применимы и для других сетей.

Конфликт СС с ППРЧ с ответной следящей помехой

Конфликт СС с ППРЧ с ответной следящей помехой является наиболее сложным и многовариантным, поскольку излучаемая мощность помехи в этом случае должна быть наиболее оптимизирована под структуру сигнала СС. Необходимым условием для этого является большая величина относительного времени накрытия сигнала СС – ρ. Очевидно, величина этого параметра будет определяться соотношением быстродействия СП и СС. Однако параметр ρ в данном конфликте не оптимизируется, а определяется тактико-техническими возможностями сторон в части быстродействия. Априори можно утверждать, что быстродействие СП должно быть не хуже, чем у СС. А учитывая время, необходимое на разведку и неизбежное запаздывание сигнала на двойном пути при распространении радиоволн, быстродействие СП должно в 3–5 раз превышать быстродействие в СС [1]. Так, если принять скорость ППРЧ в перспективных зарубежных средствах связи 500 ск./с, что соответствует времени работы на одной частоте ~2 мс, то время, отводимое на разведку должно составлять 500 мкс, в противном случае разработка станции следящих помех будет лишена смысла. Вместе с тем отметим, что проигрыш соревнования в скорости для СС менее драматичен, чем для СП, и даже при $\rho = 1$ конфликт системой связи еще не проигран.

Рассмотрим в первую очередь СС, скорость ППРЧ которой меньше 1 ск./бит, т.е. на одной частоте передается несколько бит. Так, при типовой скорости 16 кбит/с и скорости ППРЧ равной 400 ск./с на один скачок частоты приходится 40 бит, т.е. скорость ППРЧ составляет 0,025 ск./бит.

В этом случае при ρ = 1 СП имеет возможность разведать оба информационных канала (рассматривается случай двоичной СС) и в них создать помеху. Для этого требуется лишь незначительное изменение алгоритма функционирования СП.

После перехвата первого бита помеха как и прежде создается на его частоте, но *не прекращается* с его окончанием, как и не прекращается разведка. При появлении сигнала в другом частотном канале помеха создается и в нем, и также продолжается. В результате оба частотных канала окажутся пораженными помехой. В этом случае при ρ = 1 вероятность ошибки примет вид [2]

$$P_E = P_{E1(2)} = \\ = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{1}{2}\,\frac{1}{1/h_{\text{Ш}}^2 + 1/K_{\text{сл}2}H_{\text{П}}^2}\right), \qquad (1)$$

где $K_{\text{сп}2} = 2\Delta f/W$; $h_{\text{Ш}}^2 = u_c/N_0$ – отношение средней энергии сигнала u_c и шума N_0.

Зависимость $P_E\left(H_{\text{П}}^2\right)$ для условий предыдущего примера и $W/\Delta f = 2\cdot 10^3$ (Δf = 25 кГц) графически отображена на рис. 1 (кривая 1), из которого видно, насколько эффективной может быть следящая помеха, и конфликт заканчивается в пользу СП.

Анализ этого негативного для СС результата показывает, что основной причиной увеличения вероятности ошибки является проникновение помехи не только в основной, но и дополнительный информационный канал частотной манипуляции. Поскольку уровень помехи в большой части диапазона изменений $H_{\text{П}}^2$ значительно превышает уровень сигнала, выходные напряжения в обоих каналах становятся практически неразличимыми.

Для того чтобы избежать этой ситуации, достаточно увеличить в СС относительную скорость перестройки до 1 ск./бит. При этом в станции следящих помех становится невозможным определить частоту дополнительного канала. И помеха возможна только в разведываемом основном канале, что приведет к вероятности ошибки в соответствии с [2]:

$$P_E = P_{E1}\left(1_{\text{осн}}\right) = \\ = \frac{1/h_{\text{Ш}}^2}{2/h_{\text{Ш}}^2 + 1/K_{\text{сл}}H_{\text{П}}^2}\exp\left(-\frac{1}{2/h_{\text{Ш}}^2 + 1/K_{\text{сл}}H_{\text{П}}^2}\right), \qquad (2)$$

где $K_{\text{сл}} = \Delta f/W$.

На рис. 1 (кривая 2) изображена определяемая выражением (2) зависимость $P_E\left(H_{\text{П}}^2\right)$. Исходные данные те же, что и при построении кривой 1. Как видим, зависимость $P_E\left(H_{\text{П}}^2\right)$ носит экстремальный характер (имеет максимум), и поэтому в СП может быть оптимизирована стратегия по параметру $P_{\text{П,вх}}$, как единственному, определяющему $H_{\text{П}}^2$ со стороны СП, поскольку имеет место

$h_{\text{П}}^2 = \Delta f H_{\text{П}}^2 W = \Delta f\, U_C/P_{\text{П}}$, т.к. $H_{\text{П}}^2 = W\,U_C/P_{\text{П}}$.

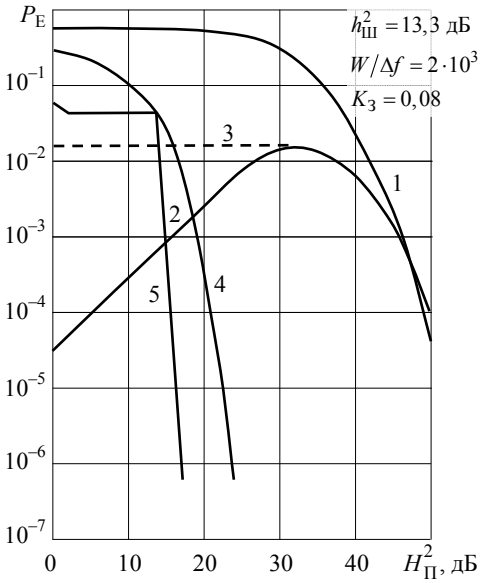


Рис. 1. Вероятность ошибки на бит в зависимости от соотношения сигнал-помеха для различных стратегий РЭК

Легко показать, что вероятность ошибки, имеющая вид (2), максимизируется со стороны СП при [2]:

$$P_{\text{П,вх}} = P_{\text{П,вх}}^* = \begin{cases} (U_C - 2N_0)\Delta f & U_C > 2N_0 \\ 0 & P_C < 2N_0 \end{cases}. \qquad (3)$$

При этом максимум вероятности ошибки составляет

$$\max P_E = \begin{cases} \dfrac{N_0}{eU_C} = \dfrac{1}{eh_{\text{Ш}}^2}, & U_{\text{C}} > 2N_0, \\ \dfrac{1}{2}\exp\left(-\dfrac{U_C}{2N_0}\right) = \dfrac{1}{2}\exp\left(-\dfrac{h_{\text{Ш}}^2}{2}\right), & U_{\text{C}} < 2N_0. \end{cases} \quad (4)$$

Поскольку по условиям обеспечения надежной связи на фоне собственных шумов системы обычно $h_{\text{Ш}}^2 > 2$, то, как правило, имеет место (4).

Таким образом, максимизированный в СП и минимизированный в СС результат конфликта «СС с ППРЧ – станция следящих помех» выражается в следующем виде:

$$\min_{\alpha_{\text{СС}}} \max_{\alpha_{\text{СП}}} P_E = \frac{N_0}{eU_C} = \frac{1}{eh_{\text{Ш}}^2};\ h_{\text{Ш}}^2 > 2. \quad (5)$$

Из полученного выражения следуют три важных вывода.

Первый вывод. Отметим достаточно высокий уровень вероятности ошибки P_E при сравнительно невысоких значениях мощности СП. Так, достигаемая P_E составляет $P_E = 1{,}7 \cdot 10^{-2}$, а значение мощности СП $H_{\text{П}}^2 = 33$ дБ (рис. 1). Это значительно выше, чем в конфликте со следящей помехой, и, конечно, является следствием оптимизации стратегий в СП. При этом важно отметить, что если мощность СП оказывается достаточной для того, чтобы обеспечить выполнение условий оптимума (3), то абсолютно *лишено смысла ее повышение, т.е. уменьшать* $P_{\text{П,вх}}$ *относительно* $P_{\text{П,вх}}^*$, *поскольку при этом* P_E *падает. Это означает, что возможная на практике избыточная мощность станции следящих помех не используется, и ошибка поддерживается на уровне max* P_E *соответствующего* $P_{\text{П,вх}}^*$ *(см. пунктирную линию 3 на рис. 1).*

Установить требуемый в соответствии с (3) уровень мощности в СП можно путем измерения мощности сигнала в месте расположения СП и знать взаимные расположения передатчика СС и приемника СС и СП.

Знание взаимного расположения средств СС и СП позволяет не только определить $P_{C,\text{вх}}$, но и учесть неизбежное запаздывание поступления следящей помехи на вход приемника СС для соответствующего увеличения определяемой выражением (3) мощности СП. *Уместно сказать, что формулы (3) и (4) пока не учитывают запаздывания помехи за счет распространения волны.*

Второй вывод. Из выражения (5) следует, что собственные шумы приемника СС (N_0) играют в данном конфликте исключительно важную роль. Ими нельзя пренебрегать, даже если преднамеренная помеха значительно мощнее. Это – следствие того, что в рассматриваемых условиях собственные шумы СС являются источником неопределенности при выделении сигнала в пораженном помехой канале.

Третий и самый важный вывод. В соответствии с принятой моделью конфликта СС–СП со стороны СП приняты все меры, чтобы обеспечить максимизацию вероятности ошибки в СС, и больше резервов нет (параметры из $\alpha_{\text{СП}}$ в выражении (5) отсутствуют). Таким образом, результат конфликта оказывается устойчивым к любым мерам, возможным в СП и отражает потенциальную (предельно возможную) эффективность радиоэлектронного подавления правильно разработанных СС. Поэтому он представляет собой *глобальный максимум по отношению к параметрическим стратегиям СП,* как это и должно быть для седловой точки. Он даже практически не зависит от такого важного параметра СП, как ее мощность. *Этот вывод является исключительно важным достоинством СС с ППРЧ при информационной ЧМн.*

В том случае, когда уровень следящих помех не обеспечивает требуемой эффективности (например $P_E = 1{,}7 \cdot 10^{-2}$), нужно рассмотреть возможность применения помех в части полосы. При этом мощность последней должна быть увеличена (по сравнению со следящей помехой) [2].

Система связи с ШПС в конфликте

В идеальном варианте конфликт между СС с ШПС и СП значительно проще, чем для СС с ППРЧ. В соответствии с принципом минимакса спектр помехи должен совпадать по полосе со спектром сигнала, т.е. наиболее оптимально будет выглядеть заградительная помеха с полосой $W_{\text{ШПС}}$. С учетом того, что СС с ШПС является когерентной, ФМ сигналы – противоположными, а помеха непрерывна во времени, вероятность ошибки в двоичной СС с ШПС может быть представлена в виде [3]

$$P_E = P_{E1(2)} = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2}{1/h_{\text{Ш}}^2 + 1/h_{\text{П}}^2}}\right)\right], \quad (6)$$

где $\Phi = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – интеграл вероятности.

Поскольку

$$h_{\text{П}}^2 = \frac{W_{\text{ШПС}}}{W} H_{\text{П}}^2 \overset{\Delta}{=} K_3 H_{\text{П}}^2;\ K_3 = \frac{W_{\text{ШПС}}}{W} \qquad (7)$$

и, следовательно:

$$\min_{\alpha_{\text{СС}}} \max_{\alpha_{\text{СП}}} P_E = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2}{1/h_{\text{Ш}}^2 + 1/K_3 \cdot H_{\text{П}}^2}}\right)\right]. \qquad (8)$$

Формула (8) описывает результат конфликта СС с ШПС с заградительной помехой.

По многим причинам [3] $W_{\text{ШПС}} < W$. Так, для скорости 16 кбит/с и B = 250 получим, что ширина спектра шумоподобного сигнала в УКВ диапазоне (30–80 МГц) составляет 4 МГц. Тогда $K_3 = 4/50 = 0{,}08$. График зависимости $P_E\left(H_{\text{П}}^2\right)$ также приведен на рис. 1 (кривая 4). Он дает итог конфликта СС с ШПС и заградительной помехой любого вида (за исключением структурных).

Ввиду больших недостатков, присущих заградительным помехам (плохая ЭМС, нерациональное использование мощности и др.), возможно использование помех в части полосы с частичным отступлением от принципа минимакса. Для оценки эффективности СС с ШПС будем упрощенно считать, что система СС с ШПС имеет возможность режектировать участки спектра, пораженные помехой, при обработке в приемнике. В результате в сигнале теряется только часть энергии, приходящаяся на вырезанные участки, т.е.

$$h_{\text{Шреж.}}^2 = h_{\text{Ш}}^2 \left(1 - P_{\text{реж.}}\right), \qquad (9)$$

где $P_{\text{реж.}} = \Delta f_{\text{П}} / W_{\text{ШПС}}$; $P_{\text{реж.}} < 1$.

Тогда в конфликте «СС с ШПС – помеха в части полосы»

$$P_{\text{реж.П}} = \frac{W^*}{W_{\text{ШПС}}} = \frac{2}{K_3 H_{\text{П}}^2};\ P_{\text{реж.}} < 1. \qquad (10)$$

Если по оценкам (10) окажется, что $P_{\text{реж.П}} > 1$, то режекция не применяется и СС работает на фоне заградительной.

С учетом (6) и (9) вероятность ошибки на бит в этом случае описывается формулой

$$P_E = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\sqrt{2h_{\text{Ш}}^2\left(1 - P_{\text{реж.}}\right)}\right]. \qquad (11)$$

В итоге эффективность «СС с ШПС при конфликте со станцией помех в части полосы» определяется следующими зависимостями [2]:

$$\min_{\alpha_{\text{СС}}} \max_{\alpha_{\text{СП}}} P_E = \begin{cases} \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\sqrt{2h_{\text{Ш}}^2\left(1 - \frac{2}{K_3 H_{\text{П}}^2}\right)}\right)\right], & \text{при} \quad H_{\text{П}}^2 > \frac{2}{K_3}\left(\frac{2}{h_{\text{Ш}}^2} + 1\right), \\ \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2}{1/h_{\text{Ш}}^2 + 1/2}}\right)\right], & \text{при} \quad 2 < H_{\text{П}}^2 \le \frac{2}{K_3}\left(\frac{2}{h_{\text{Ш}}^2} + 1\right), \\ \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2}{1/h_{\text{Ш}}^2 + 1/H_{\text{П}}^2}}\right)\right], & \text{при} \quad H_{\text{П}}^2 \le 2. \end{cases} \qquad (12)$$

По формуле (12) в соответствии с ранее принятыми исходными данными построена и графически представлена на рис. 1 (кривая 5) зависимость $P_E\left(H_{\text{П}}^2\right)$, имеющая три участка в соответствии с (12).

Из сравнения кривых 4 и 5 при значениях $H_{\text{П}}^2 > 4$ дБ видно, какой эффект дает использование режектирования в приемнике СС с ШПС.

Здесь уместно отметить, что высокая эффективность режекции помех в части полосы в СС с ШПС была подтверждена в ходе многочисленных испытаний приемных устройств.

Сравнительный анализ результатов парных конфликтов

Проводимые в данной статье сравнительные оценки парных конфликтов основаны на реальных данных и поэтому имеют определенное практическое значение.

Будем считать пороговым значение P_E, при котором считается, что СС не выполняет свою

задачу $P_E = 10^{-3}$ [3]. В качестве основного ограничения примем отсутствие в СС канального кодирования.

Первый вывод, который следует из рис. 1, заключается в том, что СС с ППРЧ свой конфликт проигрывает, если против нее будет применена станция следящих помех с оптимизированными параметрами: вероятность ошибки на бит хуже $1{,}7 \cdot 10^{-2}$ (кривая 2) при весьма незначительной мощности ($P_E = 10^{-3}$ при $H_{\text{П}}^2 = 45$ дБ). В этом случае естественным оказывается переход к СС с ШПС. От СП потребуется переход к станции заградительных помех в полосе ШПС и увеличения мощности, соответствующей $H_{\text{П}}^2 = 19$ дБ, т.е. на 26 дБ выше, чем в предыдущем случае. Можно попытаться обеспечить в СС более высокое отношение сигнал/шум $h_{\text{Ш}}^2$, при этом расчеты показывают (5), что для обеспечения $P_E = 10^{-3}$ необходимо довести $h_{\text{Ш}}^2 = 25{,}7$ дБ. Из сказанного следует, что конфликт «СС с ППРЧ – станция следящих помех» будет разрешен в пользу СС, поскольку эффективность станции следящих помех уже больше не может быть повышена никакими средствами. Важность сделанного вывода для практики подкрепляется и тем обстоятельством, что $P_E = 1{,}7 \cdot 10^{-2}$ оказывается вполне достаточной для надежной речевой связи и конфликт выигрывается СС с ППРЧ даже без дополнительного увеличения $h_{\text{Ш}}^2$. В таких условиях СП должна отказаться от станций следящих помех в пользу станций с помехой в части полосы. Еще большие возможности заложены в СС с ППРЧ при введении внутрибитовой ППРЧ или канального кодирования.

В целом, проведенная теоретико-игровая оценка результатов радиоэлектронного конфликта СС и СП в границах принятых исходных данных позволяет сделать следующее заключение.

Для СП перспективными являются помехи в части полосы и сравнительно маломощные следящие помехи.

Для СС ни одна из стратегий не является доминирующей для абсолютного большинства случаев, поэтому сделать однозначный вывод в пользу какой-либо одной затруднительно, а наиболее эффективную системную стратегию построения СС следует искать в области смешанных стратегий.

Обращаясь к рис. 1, отметим принципиально разные ходы зависимостей конфликтов «ППРЧ – следящая помеха» (кривые 2, 3) и «ШПС – заградительная помеха (кривая 4). При том, что указанные помехи являются оптимальными по соответствующим сигналам: ППРЧ и ШПС, видно что для случая ППРЧ наибольший выигрыш по помехозащищенности имеет место при малых значениях сигнал/помеха ($H_{\text{П}}^2 \le 20$ дБ), тогда как эффективность ШПС резко повышается при $H_{\text{П}}^2 \le 20$ дБ – кривые 4 и 5. Поэтому напрашивается решение о реализации гибридного метода на основе использования *псевдослучайной перестройки и широкополосного сигнала* (ШПС + ППРЧ). При этом будем иметь суммарный выигрыш за счет применения двух технологий [4]. Величина суммарного выигрыша будет определяться методом обработки гибридного сигнала. По аналогии с разнесенным приемом это может быть суммирование, средневзвешенные значения и автовыбор. На рис. 2 представлены рассчитанные значения средневзвешенной ошибки на бит информации в зависимости от соотношения сигнал/помеха в случае использования гибридного сигнала.

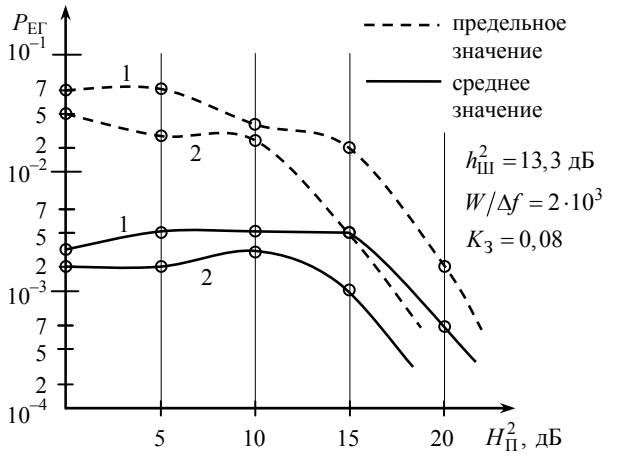


Рис. 2. Вероятность ошибки на бит информации в зависимости от соотношения сигнал/помеха при гибридной технологии (ШПС+ППРЧ) и воздействии помех
1 – заградительной и ответной следящей
2 – в части полосы и ответной следящей

Видно, что средневзвешенная вероятность ошибки на бит при реализации гибридной технологии (ШПС + ППРЧ) имеет существенно меньшие значения, чем для одиночных стратегий (рис. 1) и главное является квазипостоянной во

всем диапазоне изменений сигнал-помеха $H_{\text{П}}^2 \le 20$ дБ.

Литература

1. *Николаев В.И.* Время-скоростные возможности радиосвязи с ППРЧ в условиях РЭП / В.И. Николаев, С.Н. Смирнов // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 2002. – Вып. 2. – С. 36–40.

2. *Гремяченский С.С.* Введение в теоретико-игровой анализ радиоэлектронного конфликта систем радиосвязи со средствами радиоэлектронного подавления / С.С. Гремяченский, В.И. Николаев / ВНИИС. – Воронеж, 1998. – 38 с.

3. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М. : Сов. радио, 1970. – 728 с.

4. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей с псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов [и др.]. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

Статья поступила в редакцию 19 февраля 2010 г.

УДК 621.396.2

ВЫБОР ТЕХНОЛОГИИ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА С УЧЕТОМ ОСОБЕННОСТЕЙ ЗАДАННЫХ ТЕРРИТОРИАЛЬНЫХ РАЙОНОВ

И.И. Фефилов, нач. НТО
Г.А. Кащенко, в.н.с.
А.В. Якименко, инж.
В.В. Якименко, инж.
ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 55-56-06

Предложена методика обоснования выбора технологий беспроводного доступа с учетом характерных особенностей заданных территориальных районов.

Ключевые слова: *технологии беспроводного доступа, выбор варианта, особенности территориальных районов.*

CHOOSING THE WIRELESS ACCESS TECHNOLOGY WITH TAKING INTO ACCOUNT TERRITORIAL DISTRICT PECULIARITIES

I.I. Fefilov, head of Scientific and Technical Department
G.A. Kashchenko, leading research engineer
A.V. Yakimenko, engineer
V.V. Yakimenko, engineer
JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 55-56-06

A methodology for justifying the choice of wireless access technology taking into account given territorial district characteristic peculiarities is offered.

Key words: *wireless access technology – Wi-Fi and WiMAX technologies, alternative choice, territorial district characteristics.*

При планировании развертывания беспроводных сетей связи в заданном территориальном районе возникает проблема выбора из множества альтернатив наиболее эффективного варианта технологии беспроводного доступа (БД). В настоящее время этот выбор часто производится интуитивно, исходя из имеющегося опыта высококвалифицированных специалистов, без достаточно полного анализа всех возможных вариантов технологий БД.

В настоящее время на российском рынке наиболее популярными являются технологии БД WiMAX, LTE и Wi-Fi [1]. Для сравнения технологий используем следующие показатели конкурентоспособности:

q_1 – стоимость затрат на закупку оборудования и развертывание технологии в заданном локальном территориальном районе;

q_2 – максимальная дальность радиосвязи или радиус зоны обслуживания базовой станции (БС);

q_3 – перечень услуг, предоставляемых пользователям;

q_4 – безопасность (целостность) информации, определяющая, что данные не будут изменены при хранении и передаче информации;

q_5 – пропускная способность каналов связи (максимальный трафик, который способна поддерживать система);

q_6 – надежность обеспечения радиосвязи (время работы оборудования на отказ);

q_7 – помехозащищенность;

q_8 – мобильность абонента (максимальная скорость передвижения абонента, при которой еще обеспечивается связь);

q_9 – масштабируемость (возможность увеличения мощности сети в момент пиковой нагрузки).

Выбор показателей в каждом конкретном случае индивидуален и обусловлен тем, что, по мнению экспертов (операторов связи), именно эти показатели наиболее сильно влияют на выбор той или иной технологии БД. На практике рассмотренную совокупность показателей можно либо существенно расширить, либо, наоборот, сузить [2–5]. Содержание большинства из приведенных показателей общеизвестно. При определении показателя q_1 будем исходить из того, что оператором, планирующим развертывание той или иной системы БД, в одинаковой степени будут использоваться возможности имеющейся у него инфра-

структуры. Например, если оператором ранее развернуто оборудование системы подвижной связи 2G или 3G, то сеть электропитания, служебные помещения, антенные мачты и т.д. в равной степени могут использоваться при внедрении каждой из рассматриваемых технологий БД.

Для каждого конкретного оператора связи значимость указанных факторов выбора может быть различной. Составим иерархию для определения наилучшей конкурентной технологии БД для заданного территориального района (рис. 1). Конкретные территориальные районы, в которых планируется развертывание беспроводных сетей связи, могут существенно отличаться друг от друга степенью развития инфраструктуры, численностью населения, застройкой и т.п. Поэтому особенности конкретных территориальных районов могут существенно влиять на выбор той или иной технологии БД, и эти особенности обязательно необходимо учитывать.

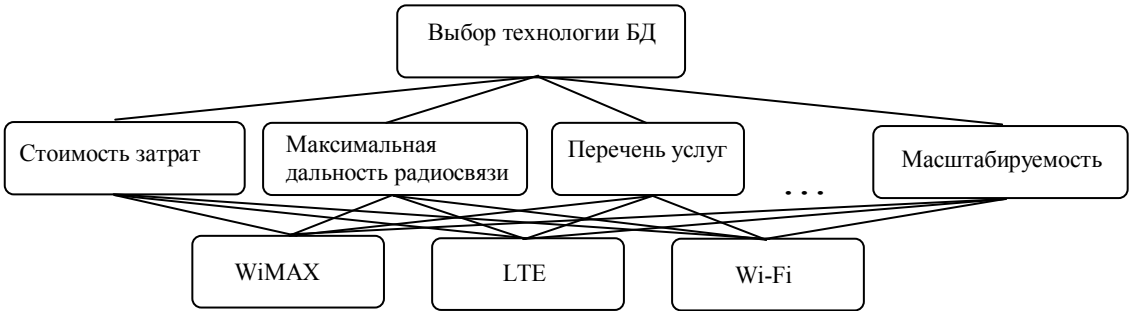


Рис. 1. Иерархическая шкала оценки предпочтительности технологии БД

Особенностью задачи выбора предпочтительной технологии БД для развертывания в заданном территориальном районе с учетом его характерных особенностей является то, что каждая из технологий БД описывается с помощью конечного множества показателей эффективности (критериев). При этом имеются значительные сложности в определении численных значений для ряда критериев. Это затрудняет применение строгих количественных методов многокритериальной оценки при решении указанной задачи. В этой связи для ее решения предлагается использовать экспертные методы, и в частности метод анализа иерархий [5].

Метод анализа иерархий (МАИ) основан на парных сравнениях альтернативных вариантов по различным критериям с использованием девятибалльной шкалы, практически наблюдаемой и достаточно информативной, с последующим ранжированием набора альтернатив по всем критериям и целям. В качестве исходных данных для определения приоритетов на каждом уровне используются обратно симметричные матрицы парных сравнений. Преимущество матрицы парных сравнений перед простым взвешиванием состоит в получении избыточной информации, т.к. каждый элемент сравнивается со всеми остальными.

Взаимоотношения между критериями учитываются путем построения иерархии критериев и применениям парных сравнений для выявления важности критериев и подкритериев. Метод отличается простотой и хорошим соответствием интуитивным представлениям системного аналитика.

Главным недостатком данного метода является большое количество требуемой экспертной информации, которая представляет собой множество оценок предпочтительности, полученных в процессе парного сравнения альтернатив и критериев. Метод имеет ограничение на число одновременно сравниваемых альтернатив (не рекомендуется больше 9). Это связано с установленным психологами фактом, что обычному человеку трудно осуществлять рациональный выбор, если число объектов выбора превышает 7 ± 2.

Благодаря простоте метод хорошо подходит для решения динамических задач принятия решений о выборе, при этом возникают новые возможности для оценки последствий принимаемых решений.

Рассматриваемый метод состоит из следующих основных этапов:

– генерация множества альтернативных вариантов;

– формирование множества критериев для оценки альтернативных вариантов технологий БД и представление его в виде иерархии, в которой разрешены связи «многие ко многим»;

– выявление предпочтений экспертов на множестве альтернатив по различным критериям;

– установление относительной важности влияния критериев на цель выбора и другие критерии;

– получение ранжированных наборов альтернатив по всем критериям и целям.

Все перечисленные этапы связаны с обработкой информации, поступающей от экспертов. Так, сначала экспертами генерируется множество допустимых альтернатив, среди которых необходимо провести выбор лучшей альтернативы или упорядочивание всех элементов. Обычно на этом этапе должно выполняться разумное усечение множества всех возможных альтернатив или его кластеризация в связи с ограничением метода на число одновременно сравниваемых объектов.

Глобальная цель выбора может иметь различные формулировки. Учитывая то, что любое решение имеет как положительные стороны, так и отрицательные, целесообразно построить две иерархии, соответствующие различным целям.

Разные факторы имеют, как правило, различные цели и критерии при оценке альтернативных вариантов технологий БД. Возможны различные постановки задачи принятия решения о выборе технологии БД, а именно: получение решения с учетом всех факторов или получение решения, лучшего для конкретного фактора. Такие иерархии можно построить для каждого фактора и при необходимости объединить в одну.

Основной способ измерения предпочтений экспертов, используемый в МАИ, – парные сравнения. Эксперт попарно должен сравнить все альтернативы по каждому критерию и дать оценку предпочтительности по девятибалльной шкале. Результаты экспертной оценки вариантов записываются в матрицы парных сравнений (МПС).

МПС являются обратно симметричными, т.е. содержат избыточную информацию, поэтому достаточно заполнить верхний либо нижний треугольник матрицы. Главный собственный вектор МПС интерпретируется как вектор приоритетов сравниваемых альтернатив. Главный собственный вектор w матрицы A можно найти из уравнения

$$A \cdot w = \lambda_{\max} \cdot w, \qquad (1)$$

где $\lambda_{\max}$ – максимальное собственное значение матрицы A; W – множество векторов приоритетов матриц. Матрицы подобного вида являются неприводимыми, поэтому для вычисления w обычно применяется итерационный метод.

При заполнении МПС возникает проблема согласованности суждений. Она связана с тем, что эксперт, сравнивая альтернативы попарно, не обязан думать о взаимоотношениях этих альтернатив со всеми остальными. При этом могут возникнуть нарушения транзитивности суждений, которые делают бессмысленной дальнейшую обработку матриц. Нарушение транзитивности представляет собой пример достаточно сильной несогласованности, однако матрица может быть несогласованной, но при этом не произойдет нарушение порядка. Вероятность возможных нарушений согласованности повышается с увеличением размерности матрицы. Существуют специальные методы оценки согласованности МПС. Например, один из методов основан на вычислении некоторого индекса несогласованности (CR), который получается путем сравнения степени согласованности матрицы, заполненной экспертом, и степени согласованности матрицы такой же размерности, заполненной случайным образом [5]. Числовая оценка степени согласованности базируется на том факте, что для идеально согласованной положительной обратно симметричной матрицы максимальное собственное число равно порядку МПС. В данном методе обосновано, что индекс несогласованности CR не должен превышать значения 0,1, т.е. приведенные выше матрицы являются согласованными [5].

Задача прогнозирования экспертных предпочтений связана с получением оценок приоритетности альтернатив в форме зависимостей от времени. Для этого исходные экспертные оценки должны содержать информацию об изменении предпочтительности одной альтернативы перед другой на некотором временном интервале. Следовательно, оценка предпочтительности может быть задана не константой, а функцией. Подбор таких функций можно осуществить, либо предоставив в распоряжение эксперта некоторую функциональную шкалу, либо путем аппроксимации экспертных оценок, полученных в различные моменты времени. Максимальное собственное число, а также собственный вектор w будут зависеть от времени, т.е.

$$A(t)\, w(t) = \lambda_{\max}(t)\, w(t). \qquad (2)$$

Для этого уравнения можно получить аналитическое решение, если порядок матрицы $A(t)$ не превышает четырех.

Рассмотрим точный способ решения уравнения. Пусть w – максимальный собственный

вектор матрицы A. С целью вычисления его компонент решим уравнение [5]

$$A \cdot w = \lambda \cdot w, \tag{3}$$

где λ – собственное число матрицы A.

Перепишем (3) в форме

$$\begin{cases} a_{11} \cdot w_1 + a_{12} \cdot w_2 + ... + a_{1m} \cdot w_m = \lambda \cdot w_1, \\ a_{21} \cdot w_1 + a_{22} \cdot w_2 + ... + a_{2m} \cdot w_m = \lambda \cdot w_2, \\ ... \\ a_{m1} \cdot w_1 + a_{m2} \cdot w_2 + ... + a_{mm} \cdot w_m = \lambda \cdot w_m. \end{cases} \tag{4}$$

С учетом того, что при $i = j$, $w_{ij} = 1$, представим (4) в виде системы однородных уравнений

$$\begin{cases} (1-\lambda) \cdot w_1 + a_{12} \cdot w_2 + ... + a_{1m} \cdot w_m = 0, \\ a_{12} \cdot w_1 + (1-\lambda) \cdot w_2 + ... + a_{2m} \cdot w_m = 0, \\ ... \\ a_{m1} \cdot w_1 + a_{m2} \cdot w_2 + ... + (1-\lambda) \cdot w_m = 0, \end{cases} \tag{5}$$

или, в матричной форме $(A - \lambda E) \cdot w = 0$, где E – единичная матрица m-го порядка.

Известно, что система однородных линейных уравнений имеет ненулевое решение только в случае, когда определитель соответствующей матрицы равен нулю:

$$\det(A - \lambda E) \cdot w = 0. \tag{6}$$

Разложив этот определитель, получим характеристическое уравнение m-й степени относительно λ. Решение этого даст уравнение m значений соответствующего $\lambda_{\max}$, для чего требуется решение системы однородных уравнений $(A - \lambda_{\max} E) \cdot w = 0$.

Пример 1. Пусть имеется матрица

$$A = \begin{Vmatrix} 1 & 2 & 4 \\ 1/2 & 1 & 4 \\ 1/4 & 1/4 & 1 \end{Vmatrix}$$

попарных сравнений трех технологий. Определим компоненты максимального собственного вектора матрицы.

Решим уравнение (3) для $m = 3$ в общем виде, для чего в соответствии с (5) представим его в виде системы однородных уравнений

$$\begin{cases} (1-\lambda) \cdot w_1 + a_{12} \cdot w_2 + a_{13} \cdot w_3 = 0, \\ a_{21} \cdot w_1 + (1-\lambda) \cdot w_2 + a_{23} \cdot w_3 = 0, \\ a_{31} \cdot w_1 + a_{32} \cdot w_2 + (1-\lambda) \cdot w_3 = 0. \end{cases} \tag{7}$$

Далее из уравнения (6) определим λ. Раскрывая определитель, получим

$$(1-\lambda)^3 - 3(1-\lambda) + \left(\frac{a_{12} \cdot a_{23}}{a_{13}} + \frac{a_{13}}{a_{12} \cdot a_{23}} \right) = 0. \tag{8}$$

Пусть $x = 1 - \lambda;\ p = -3;\ q = \dfrac{a_{12} \cdot a_{23}}{a_{13}} + \dfrac{a_{13}}{a_{12} \cdot a_{23}}$.

Тогда уравнение (8) принимает вид неполного кубичного уравнения:

$$x^3 + p \cdot x + q = 0.$$

Его корни определяются по формулам

$$x_1 = C + B;\ x_{2,3} = -\frac{C+B}{2} \pm i \frac{C-B}{2}\sqrt{3}, \tag{9}$$

где $C = \sqrt[3]{-\dfrac{q}{2} + \sqrt{Q}}$;

$B = \sqrt[3]{-\dfrac{q}{2} - \sqrt{Q}};\ Q = \left(\dfrac{p}{3}\right)^3 + \left(\dfrac{q}{2}\right)^2$.

Анализ (8) показывает, что при невыполнении условия транзитивности матрицы $q > 2$ и $Q > 0$, а при выполнении этого условия $q = 2$ и $Q = 0$. Это соответствует утверждению о том, что для идеальной матрицы имеет место равенство $\lambda_{\max} = m$, а для нетранзитивной матрицы $\lambda_{\max} > m$.

Уравнение (8) при $Q > 0$ имеет один действительный корень и два сопряженных комплексных корня, а при $Q = 0$ – три действительных корня, по крайней мере два из которых будут равны.

Подставляя в (7) элементы матрицы A, получим неполное кубичное уравнение

$$(1-\lambda)^3 - 3 \cdot (1-\lambda) + 2{,}5 = 0.$$

Обозначив $x = 1 - \lambda$, по (9) найдем $x_1 = 2{,}054$; $x_{2,3} = 1{,}027 \pm 0{,}404i$. Следовательно, $\lambda_{\max} = \lambda_1 = 3{,}054$. Подставим значение максимального собственного числа матрицы A в (8), найдем компоненты максимального собственного вектора, нормированные значения которых и есть значения степеней принадлежности технологий выбранному нечеткому множеству: $w_1 = 0{,}547;\ w_2 = 0{,}345;\ w_3 = 0{,}108$.

Необходимо отметить, что при парных сравнениях четырех и более технологий приведенный способ вычисления максимального собст-

венного вектора матрицы A становится сложным для практической реализации. В этом случае значительно более эффективным является применение приближенного способа.

Зависимости компонент вектора приоритетов $w(t)$ можно также вычислить, решая уравнение для различных моментов времени t с последующей аппроксимацией полученных точек. Такой подход позволяет снять ограничение на порядок матрицы $A(t)$ и следить за согласованностью суждений во времени. Альтернативным способом является получение $A(t)$ и $w(t)$ численными методами. Для этого необходимо иметь в распоряжении информацию о предпочтениях экспертов за определенный период времени. Если такая информация накапливается в системе, то на ее основе становится возможным прогнозирование предпочтений и оценка ближайших последствий решений.

Апробация методики осуществлялась на примере двух локальных, одинаковых по площади территориальных районах, в которых планируется развертывание системы БД. Первый район (район А) представляет собой поселок городского типа численностью 10–15 тысяч человек. Вторым районом (районом В) является часть крупного города – центр деловой активности или его густонаселенный район с числом жителей порядка 100 тысяч человек. Необходимо определить, какая технология БД более предпочтительна для развертывания в каждом из районов. В качестве альтернативных рассматриваются технологии Wi-Fi, WiMAX и LTE, предназначенные для предоставления услуг по передаче данных между потребителями, разнесенными на значительное, измеряемое единицами и десятками километров расстояние.

Методика выбора заключается в следующем.

Строится иерархия для выбора технологии БД (см. рис. 1).

На основании экспертных оценок определяется важность каждого критерия для данного сегмента технологий БД. Процесс ранжирования осуществляется с помощью МПС. Для сравнения используется девятибалльная шкала отношений [5].

При сравнении каждой пары критериев конкурентоспособности задается вопрос: «Какой критерий наиболее важен для пользователей?».

В табл. 1 и 2 приведены результаты попарной и обобщенной (последний столбец) оценки важности аспектов сравнения применительно к районам А и В соответственно.

С учетом мнений экспертов находим векторы приоритетов альтернатив для каждого из критериев $\boldsymbol{q_1}$, $\boldsymbol{q_2}$,…,$\boldsymbol{q_9}$. Для каждой пары сравниваемых технологий БД с использованием шкалы Т. Саати выясняем, какая из технологий БД обладает лучшими характеристиками по данному критерию. Результаты сравнений приведены в табл. 3–11. В последних столбцах таблиц приведены значения показателя предпочтительности технологий по отдельному критерию (α_i), полученные в результате обобщения данных парных сравнений альтернатив. Например, исходя из шкалы Саати в табл. 3, критерий q_1 для технологии Wi-Fi имеет степень важности, равной 4 по сравнению с технологией WiMAX. То есть такая степень важности говорит о том, что технология Wi-Fi по стоимости (дешевизне) имеет промежуточное значение между слабым превосходством и сильным превосходством над технологией WiMAX. Если сравнивать Wi-Fi по критерию q_1 с LTE, то степень важности критерия стоимости принимает значение, равное 6. То есть технология Wi-Fi по дешевизне имеет промежуточное значение между сильным превосходством и явным превосходством над технологией LTE. Критерии q_2, q_3, q_6, и q_7 для технологий WiMAX и LTE имеют одинаковую значимость (значения степеней важности этих критериев равны 1). Критерий масштабируемости q_9 для всех приведенных технологий БД имеет одинаковую значимость. Если сравнивать технологии LTE с технологией WiMAX по критерию q_5, то степень важности этого критерия принимает значение, равное 2. Это объясняется тем, что LTE по пропускной способности каналов принимает промежуточное значение степени важности между слабым превосходством и одинаковой важностью над технологией WiMAX. Обобщенные данные о предпочтительности рассматриваемых технологий по каждому из критериев сравнения приведены в табл. 12.

Таблица 1

Матрица парных сравнений для оценки важности критериев в районе А

Сравнение	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8	q_9	Вес
q_1	1	3	4	5	5	3	5	4	4	0,329
q_2	1/3	1	1	2	1	1	1	1	1	0,091
q_3	1/4	1	1	2	1	1	2	1	2	0,102
q_4	1/5	1/2	1/2	1	1/2	1	1	1/2	1/2	0,054
q_5	1/5	1	1	2	1	2	3	1	2	0,113
q_6	1/3	1	1	1	1/2	1	1	1/2	1	0,072
q_7	1/5	1	1/2	1	1/3	1	1	1/2	1/2	0,056
q_8	1/4	1	1	2	1	2	2	1	1	0,102
q_9	1/4	1	1/2	2	1/2	1	2	1	1	0,081

Таблица 2

Матрица парных сравнений для оценки важности критериев в районе В

Сравнение	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8	q_9	Вес
q_1	1	3	1	3	1	1	1	1/2	1/2	0,113
q_2	1/3	1	1/3	1	1/3	1/2	1/3	1/3	1/3	0,046
q_3	1	3	1	2	1	1	1	1	1	0,126
q_4	1/3	1	1/2	1	1/3	1	1/2	1/2	1/2	0,059
q_5	1	3	1	3	1	3	2	1	1	0,161
q_6	1	2	1	1	1/3	1	1	1	1	0,099
q_7	1	3	1	2	1/2	1	1	1	1/2	0,108
q_8	2	3	1	2	1	1	1	1	1	0,136
q_9	2	3	1	2	1	1	2	1	1	0,147

Таблица 3

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_1

q_1	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_1
WiMAX	1	6	1/4	0,279
LTE	1/6	1	1/6	0,095
Wi-Fi	4	6	1	0,626

Таблица 4

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_2

q_2	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_2
WiMAX	1	1	5	0,403
LTE	1	1	5	0,403
Wi-Fi	1/5	1/5	1	0,194

Таблица 5

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_3

q_3	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_3
WiMAX	1	1	2	0,400
LTE	1	1	2	0,400
Wi-Fi	1/2	1/2	1	0,200

Таблица 6

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_4

q_4	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_4
WiMAX	1	1	3	0,428
LTE	1	1	3	0,428
Wi-Fi	1/3	1/3	1	0,143

Таблица 7

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_5

q_5	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_5
WiMAX	1	1/2	2	0,297
LTE	2	1	3	0,54
Wi-Fi	1/2	1/3	1	0,163

Таблица 8

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_6

q_6	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_6
WiMAX	1	1	2	0,400
LTE	1	1	2	0,400
Wi-Fi	1/2	1/2	1	0,200

Таблица 9

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_7

q_7	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_7
WiMAX	1	1	2	0,400
LTE	1	1	2	0,400
Wi-Fi	1/2	1/2	1	0,200

Таблица 10

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_8

q_8	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_8
WiMAX	1	1/2	5	0,342
LTE	2	1	6	0,577
Wi-Fi	1/5	1/6	1	0,081

Таблица 11

Матрица парных сравнений альтернатив по критерию q_9

q_9	WiMAX	LTE	Wi-Fi	α_9
WiMAX	1	1	1	0,333
LTE	1	1	1	0,333
Wi-Fi	1	1	1	0,333

Таблица 12

Данные о предпочтительности технологий по каждому из критериев сравнения

Альтернативы	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8	q_9
WiMAX	0,279	0,403	0,400	0,428	0,297	0,400	0,400	0,342	0,333
LTE	0,095	0,403	0,400	0,428	0,54	0,400	0,400	0,577	0,333
Wi-Fi	0,626	0,194	0,200	0,143	0,163	0,200	0,200	0,081	0,333

Таким образом, ближайшим аналогом технологии WiMAX на рынке технологий БД является технология LTE. Эта технология составляет серьезную конкуренцию технологии WiMAX.

Предложенный подход позволяет определить наиболее значимые конкурентные преимущества технологии БД. Для технологии WiMAX это относительно небольшая стоимость затрат на закупку оборудования и развертывание по сравнению с технологией LTE. WiMAX обладает приемлемым уровнем безопасности, дальностью связи, но проигрывает своему конкуренту LTE по пропускной способности и мобильности. Данные сведения необходимо учитывать при продвижении разработок на рынке технологий БД и выработке рекомендаций по стимулированию спроса. Очень важно подчеркивать наиболее удачные стороны технологии, поскольку это решающий фактор, влияющий на выбор клиента.

С использованием результатов оценки важности критериев, приведенных в табл. 1 и 2, и данных о предпочтительности рассматриваемых технологий по каждому из критериев сравнения, приведенных в табл. 12, были определены значения показателей результирующей предпочтительности альтернатив для района А (табл. 13, рис. 2) и района В (табл. 14, рис. 3). Совокупный вектор приоритетности альтернатив вычислялся с помощью аддитивной (арифметической) свертки.

Таблица 13

Предпочтительность альтернатив в районе А

Альтернативы	Результат
WiMAX	0,339
LTE	0,329
Wi-Fi	0,332

Таблица 14

Предпочтительность альтернатив в районе В

Альтернативы	Результат
WiMAX	0,352
LTE	0,402
Wi-Fi	0,246

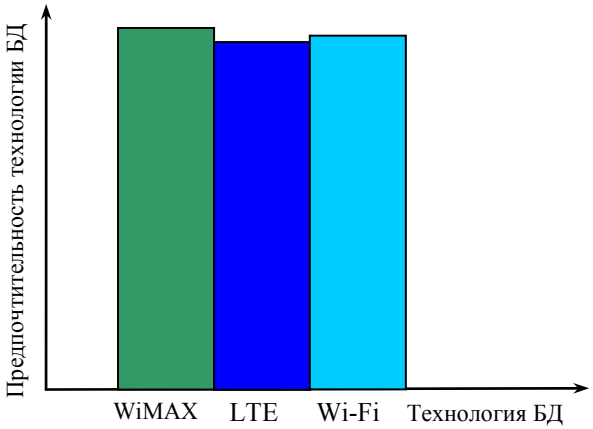


Рис. 2. Предпочтительность технологии БД в районе А

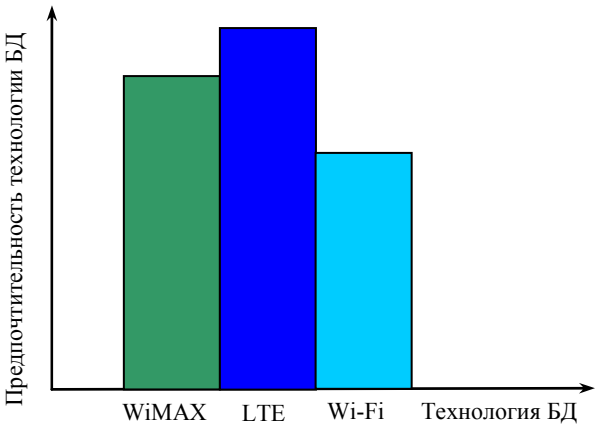


Рис. 3. Предпочтительность технологии БД в районе В

Как следует из анализа таблиц, технология БД WiMAX является более предпочтительной в районе со слаборазвитой инфраструктурой (район А). Важным фактором является то, что в данном районе вес критерия стоимости затрат на закупку оборудования и развертывание (табл. 1) превышает существенно другие веса критериев. В районе А абоненты менее интенсивно пользуются услугами БД, чем в центре деловой активности [6]. Это негативно отражается на доходности операторов [6]. В районе В вес критерия стоимости (табл. 2) играет меньшую роль, чем в районе А. Это связано с тем, что окупаемость вложенных финансовых средств для оператора в этом случае будет довольно быстрой, ввиду большей численности активно пользующимися услугами БД абонентов. Также здесь играют большую роль такие критерии как масштабируемость, мобильность абонента, пропускная способность, являющиеся главными для обслуживания абонентов в городе с большей численностью населения. В связи с этим, наиболее предпочтительной технологией БД для развертывания в центре деловой активности является LTE.

Литература

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

2. Выбор технологии построения защищенных сетей беспроводной связи на основе метода анализа иерархий / Я.Е. Львович [и др.] / Информация и безопасность : регион. науч.-техн. журнал. – Воронеж : ВГТУ, 2009. – Т. 12. – Ч. 2. – С. 263–268.

3. Методические основы многокритериального подхода к проектированию систем связи / А.В. Гармонов [и др.] // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 4. – С. 12–18.

4. *Фефилов И.И.* Многокритериальный выбор варианта проекта телекоммуникационной системы при различных видах неопределенности исходных данных / И.И. Фефилов, П.Л. Савинский, Г.А. Кащенко // Кибернетика и высокие технологии XXI века : материалы IX Междунар. науч.-техн. конф. – Воронеж, 2009. – С. 612–623.

5. *Саати Т.* Принятие решений. Метод анализа иерархий : пер. с англ. / Т. Саати. – М. : Радио и связь, 1993. – 316 с.

6. http://info.tatcenter.ru/74040_print.htm

Статья поступила в редакцию 27 февраля 2010 г.

УДК 519.711.2

ОПИСАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В.В. Бессонов, нач. сект., e-mail: stvm@list.ru
А.В. Кузнецов, с.н.с., e-mail: kuznetsov@math.vsu.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложена основанная на теории графов математическая модель системы связи, которая может быть использована при организации процессов автоматизированного проектирования и, что еще более важно, управления системами в ходе их функционирования с целью поддержания эксплуатационных характеристик на заданном уровне. Произведено сравнение с ранее разработанными аналогами, приведен пример описания системы связи на языке XML.

Ключевые слова: *гиперграф, язык разметки XML, дискретный преобразователь, автоматизированная система управления связью, система связи, телекоммуникации.*

COMMUNICATION SYSTEM MATHEMATICAL MODEL

V.V. Bessonov, head of sector, e-mail: stvm@list.ru
A.V. Kuznetsov, senior research engineer, e-mail: kuznetsov@math.vsu.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

Communication system mathematical model based on the Graph theory is offered which could be used in organizing the processes of automatized designing and, moreover, system management in the course of their functioning in order to maintain their technical characteristics at the given level. The comparison with previous prototypes is made; an example of communication system description using XML language is given.

Key words: *hypergraph, XML formatting language, DFT, automated communication system control, communication system, telecommunication.*

Введение

В связи с растущей сложностью проектов и масштабами телекоммуникационных систем все более актуальной становится задача организации процессов автоматизированного проектирования и, что еще более важно, управления системами в ходе их функционирования с целью поддержания эксплуатационных характеристик на заданном уровне. Эта задача осложняется тем, что в условиях глобализации информационных систем приходится сочетать в рамках одного телекоммуникационного комплекса разнородные компоненты (например, магистральные радиорелейные и оптоволоконные системы передачи в сочетании с местными АТС, системами операторов мобильной связи и т.д.). Несмотря на то, что унификация большинства систем передачи на уровне протоколов осуществлена, при проектировании конкретных телекоммуникационных комплексов превалирует индивидуальный подход. Кроме того, в некоторых случаях необходимо применение высокоэффективной подсистемы управления телекоммуникационным комплексом. В особенности это касается комплексов, жизненный цикл которых не слишком продолжителен во времени, а требования к качеству предоставляемых услуг достаточно высоки.

В связи с вышесказанным необходима качественно иная организация процесса автоматизированного решения задач по управлению системами телекоммуникаций, в т.ч. проработка более доступных, интуитивно понятных интерфейсных решений. Такая проработка должна быть обеспечена простой для пользователя, построенной на универсальной основе базой понятий, справочников и методов, применяемых при решении задач по управлению связью. Поскольку разработка простого, интуитивно понятного, но мощного по функциональности комплекса задач автоматизации предполагает достаточно сложную программную реализацию, требуется разработка единых решений в части представления исходных данных, данных и процессов планирования, распределения ресурса настроечных данных, контроля состояния и управления системой связи.

Одной из основных целей, преследуемых авторами настоящей статьи, является также анализ и обобщение на основе единого системотехнического замысла существующих работ в конкретных областях проектирования систем связи. Анализ известных работ показывает, что каждая из них преследует какую-либо частную цель. Так, применение графов к описанию систем связи, расчету пропускной способности канала, нахождению максимальных потоков в сетях рассматривается в фундаментальных работах [7], [9], [11]. Общетеоретические вопросы и основные понятия теории графов изложены в [6]. Из новых работ в области моделирования сетей связи авторам удалось обнаружить [10], в которой рассматриваются проблемы синтеза проводных сетей методами теории графов, и [13], посвященную вопросам оптимизации сетей спутниковой связи. В области систем защиты информации и построения вторичных сетей имеются отечественные работы [14] (ФГУП НТЦ «Атлас»), [15] (НПФ «Кристалл»), [17] и др. Существует учебник по теории графов [16].

Авторам не удалось обнаружить работ, в которых содержится описание систем связи на основе единого системотехнического и математического подхода. Попытка создания формального описания некоторой системы связи, состоящей из большого числа разнородных объектов, предпринята в настоящей статье.

Основные положения
Обозначения и необходимые факты

Нам далее потребуется ряд фактов из теории множеств и дискретной математики.

Определение 1. *Будем обозначать мощность множества A через* $|A|$. *Отображение* $f: A \to A$, *такое, что* $\forall (x \in A)[f(x) = x]$, *будем обозначать через* id.

Определение 2. *Пусть S – множество. Множество всех его неупорядоченных подмножеств будем обозначать через* 2^S.

Отметим, что $|2^S| = 2^{|S|}$.

Следующее определение дано в соответствии с [1]:

Определение 3. *Пусть V, E – множества,* $\varphi: E \to 2^V$. *Назовем гиперграфом набор* $\Gamma = (V, E, \varphi)$. *V называют множеством вершин, E – множеством ребер,* φ *– функцией инцидентности, или отображением инцидентности гиперграфа E. Соответственно,* $v \in V$ *называют вершиной,* $e \in E$ *– ребром гиперграфа E. Если* $|\varphi(e)| > 2$, *то v называют гиперребром.*

Очевидно, что если $\forall (e \in E) |\varphi(e)| \le 2$, то определение гиперграфа совпадает с определением абстрактного графа из [7].

Определение 4. *Если* v_1, $v_2 \in \varphi(e)$, *то говорят, что* v_1, v_2 *инцидентны e или смежны. В этом случае будем писать* $v_1 adj v_2$ *или* $adj(v_1, v_2)$, *где adj – двухместный предикат смежности, истинный тогда и только тогда, когда* v_1 *смежная с* v_2.

Отметим, что в отличие от нашего определения в [1] вместо функции инцидентности φ вводится понятие двухместного предиката – инцидентора гиперграфа Г

$$R: V \times E \to \{\text{"истина"}, \text{"ложь"}\},$$

который соотносится с функцией инцидентности следующим образом:

$$R(v,e) = \begin{cases} \text{"истина"}, v \in \varphi(e), \\ \text{"ложь"}, \neg(v \in \varphi(e)). \end{cases}$$

Определение 5. *Число всех ребер графа, инцидентных данной вершине v, называется степенью вершины и обозначается deg(v).*

В соответствии с [5] дадим следующее определение дискретного преобразователя:

Определение 6. *Устройство, обладающее входами, на которые поступает последовательность входных символов, и выходами, на которых получается последовательность выходных символов, называется дискретным преобразователем. Предполагается, что существует конечное число m возможных состояний преобразователя и при этом очередной выходной символ является функцией от предыдущих выходных символов и от состояния, в котором находится преобразователь, а следующее состояние преобразователя будет другой функцией от этих же двух аргументов. Таким образом, преобразователь описываем как*

$$y_n = f(x_n, \alpha_n), \quad (1)$$

$$\alpha_{n+1} = g(x_n, \alpha_n), \quad (2)$$

где α_n – состояние преобразователя к моменту ввода *n*-го входного символа; y_n – выходной

символ (или группа выходных символов), создаваемый, когда на вход поступает x_n и преобразователь находится в состоянии α_n.

В качестве средства описания и хранения графов в памяти ЭВМ нами будет использован язык разметки graphml [2], основанный на xml.

Обобщенные маршрутизаторы

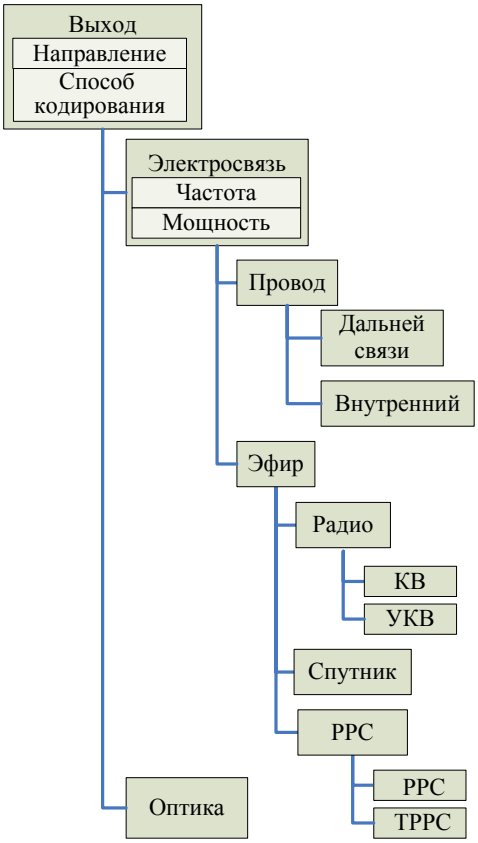
При анализе применения любой системы связи несложно установить, что система связи состоит из элементов двух принципиально разных видов – технических средств (ТС), пользователей и их групп, которые обладают способностью связываться с другими ТС, пользователями и их группами, а также каналов связи. Если рассмотреть отдельно взятое ТС – ретранслятор, маршрутизатор, мультиплексор и т.п., то можно обнаружить, что оно всегда имеет некоторое количество входов и выходов, и функциональность ТС определяется видом и количеством данных входов и выходов. Исходя из этого, дадим следующие определения:

Определение 7. *Введем понятие нуля языка описания* **0** *– это термин языка описания, которому не соответствует никакой элемент описываемой системы.*

Определение 8. *Введем некоторое обобщение понятий входа и выхода, а именно некоторый объект, который может одновременно или поочередно являться и входом, и выходом информации. Такой объект мы будем называть портом. Обозначим через E,* $|E|<\infty$ *множество портов.*

Будем считать, что задано некоторое семейство разбиений $\mathfrak{ECl}^i=\left\{ECl_j^i\right\}$, $i=\overline{1,n_1}$, $j=\overline{1,n_2}$ множества E, $E=\bigcup_{j=1}^{n_2}ECl_j^i$, $\left|ECl_j^i\right|=k_{i,j}$.

Пусть $ECl_{j_1}^{i_1}\in\mathfrak{ECl}^{i_1}$, $ECl_{j_2}^{i_2}\in\mathfrak{ECl}^{i_2}$. Будем говорить, что $ECl_{j_1}^{i_1}$ – потомок класса $ECl_{j_2}^{i_2}$, а класс $ECl_{j_2}^{i_2}$ – предок класса $ECl_{j_1}^{i_1}$, если $ECl_{j_1}^{i_1}\subseteq ECl_{j_2}^{i_2}$. Будем обозначать такое отношение классов $ECl_{j_1}^{i_1}\le ECl_{j_2}^{i_2}$, $ECl_{j_2}^{i_2}\ge ECl_{j_1}^{i_1}$. Множество $\left\{\mathfrak{ECl}^i,i=\overline{1,n_1}\right\}$ с отношением «≤» является частично упорядоченным. Пример такой классификации приведен на рисунке



Пример фрагмента классификации

Если $e\in ECl_i^j\in\mathfrak{ECl}^j$, то будем писать $\mathfrak{ECl}^j(e)=ECl_i^j$.

Также положим, что задано множество возможных сред распространения Lig, $\mathbf{0}\in Lig$ и разбиения этого множества $\mathfrak{LCl}^i$, $i=\overline{0,n_9}$ ($\mathfrak{LCl}^0$ назовем классом среды распространения), определена функция соединимости

$$\mathrm{lig}:\mathfrak{ECl}^0\times\mathfrak{ECl}^0\to\mathfrak{LCl}^0,$$

$$\forall\left(ECl_{s_1}^0,ECl_{s_2}^0\in\mathfrak{ECl}^0\right)\left[\mathrm{lig}\left(ECl_{s_1}^0,ECl_{s_2}^0\right)=\right.$$

$$\left.=\mathrm{lig}\left(ECl_{s_2}^0,ECl_{s_1}^0\right)\right].$$

Если $\mathrm{lig}\left(ECl_{s_1}^0,ECl_{s_2}^0\right)=\mathbf{0}$, то $ECl_{s_1}^0$ и $ECl_{s_2}^0$ будем называть несоединимыми; если $l\in LCl_i^j\in\mathfrak{LCl}^j$, то будем писать $\mathfrak{LCl}^j(l)=LCl_i^j$. Введем на множестве $\left\{\mathfrak{LCl}^i,i=\overline{1,n_9}\right\}$ отношения частичного порядка «≤», «≥» аналогичным $\left\{\mathfrak{ECl}^i,i=\overline{1,n_1}\right\}$ образом. Отметим, что термин «среда распространения» может означать как провод, радиоволны и т.п., так и логическую сре-

ду распространения, например логические каналы TCP/IP сети.

Будем считать, что задана функция максимума соединений $\mathrm{lmax}: \mathfrak{ECl}^0 \times \mathfrak{ECl}^0 \to \mathbb{N}$, причем если $ECl^0_{s_1}$ и $ECl^0_{s_2}$ несоединимые, то $\mathrm{lmax}\left(ECl^0_{s_1}, ECl^0_{s_2}\right) = 0$, и наоборот.

Определение 9. *Назовем элементарным обобщенным маршрутизатором гиперграф* $mce(d) = (d, lig, \varphi_d)$, $d \subseteq E$. *Будем считать, что задано конечное множество* $D = \{d_i\}$ *элементарных обобщенных маршрутизаторов,* $\cup_i d_i = E$, $\forall (i \neq j)\, d_i \cap d_j = \varnothing$ *и каждому* $d \in D$ *сопоставлено конечное множество состояний* $S(d)$.

Далее мы будем рассматривать элементарный обобщенный маршрутизатор *mce(d)* как дискретный преобразователь с входами и выходами из E и множеством состояний $S(d)$, а текущее состояние обобщенного маршрутизатора будем обозначать $S(d)$. Пусть e_i – порт обобщенного маршрутизатора *mce(d)*. Тогда входную последовательность символов на e_i будем обозначать $I(e_i)$, а выходную – $O(e_i)$. Очевидно, что если подсоединить к портам одного элементарного обобщенного маршрутизатора порты другого элементарного обобщенного маршрутизатора, то получится также дискретный преобразователь, который мы будем именовать обобщенным маршрутизатором.

Определение 10. *Назовем системой связи гиперграф* $\Gamma_C = (E, Lig, \varphi_C)$, *в котором выполнено свойство*

$$\begin{gathered}\forall (v_1, v_2 \in E)\left[v_1 \mathrm{adj}\, v_2 \to \exists (d \in D)\left[v_1, v_2 \in d\right] \vee \neg\exists (v_3 \in E)\left[v_3 \mathrm{adj}\, v_2 \right[\wedge \right. \\ \wedge \left(\mathfrak{ECl}^0(v_3) \neq \mathfrak{ECl}^0(v_2)\right) \vee v_3 \mathrm{adj}\, v_1 \wedge \left(\mathfrak{ECl}^0(v_3) \neq \mathfrak{ECl}^0(v_1)\right)] \wedge \left(\left|\{v \mid v_1 \mathrm{adj}\, v\}\right| \leq \right. \\ \left. \leq \mathrm{lmax}\left(\mathfrak{ECl}^0(v_1), \mathfrak{ECl}^0(v_2)\right)\right) \wedge \left(\left|\{v \mid v_2 \mathrm{adj}\, v\}\right| \leq \mathrm{lmax}\left(\mathfrak{ECl}^0(v_2), \mathfrak{ECl}^0(v_1)\right)\right)\Big] \wedge \\ \wedge \neg\exists (l_1, l_2 \in Lig)\left[\left(l_1 \neq l_2\right) \wedge \left(\varphi_C(l_1) = \varphi_C(l_2)\right)\right].\end{gathered} \tag{3}$$

Суть свойства (3) вкратце можно пояснить так: порты могут соединяться либо ребром, соответствующим внутренним соединениям обобщенного маршрутизатора, либо ребром, соответствующим среде распространения, причем в этом случае порты могут соединяться только в группы из портов одного и того же типа, причем так, чтобы для каждого порта в группе не был бы превышен максимум соединений, а кратные ребра отсутствуют.

Слои представления системы связи. Уровень абстракции

Определение 11. *Пусть заданы* $D^j = \{D_i^j\}$, $\cup_i D_i^j \subset E$. *Элемент* $d^j \in D^j$ *будем называть элементарным объектом учета j-го слоя представления системы связи. Определим понятие слоя представления системы связи как граф* $\Gamma_j = (T_N^j(E), T_A^j(Lig), \varphi_C^j)$, *где* $T_N^j : E \to D^j$, $T_A^j : Lig \to \mathcal{L}$, $\mathcal{L} = Lig$ *или* $\mathcal{L} = \mathcal{ECl}^j$, *а на функцию инцидентности наложено условие* $\varphi_C^j \circ T_A^j = T_N^j \circ \varphi_C$.

Простейшим примером j-го слоя может служить граф, в котором $D^j = D$, $T_N^j : e \mapsto d \in D$, d таково, что $e \in d$, $T_A^j = id : Lig \to Lig$, $\varphi_C^j = T_N^j \circ \varphi_C$. В данном слое учитываются не порты, а обобщенные маршрутизаторы, и в результате получается граф, вершинами которого являются обобщенные маршрутизаторы, а ребрами – среды распространения.

Другим примером *j*-го слоя может служить граф, в котором элементарным объектом учета d^j служит некоторая совокупность элементарных обобщенных маршрутизаторов, соответствующая в конкретных системах связи, например, всем ТС в составе типовых программно-аппаратных комплексов вместе с пользователями, работающими с данными программно-аппаратными комплексами. Такую совокупность мы будем называть псевдофункционером.

Еще один пример *j*-го слоя – граф, в котором элементарным объектом учета d^j служит некоторая совокупность элементарных обобщенных маршрутизаторов, соответствующая в конкрет-

ных системах связи, например, всем ТС в составе обособленной группы типовых программно-аппаратных комплексов вместе с пользователями, работающими с данными программно-аппаратными комплексами. Такую совокупность мы будем называть автономной группой.

В обоих вышеприведенных примерах ребрами будут те ребра Γ_C, которые соединяют порты элементарных обобщенных маршрутизаторов, находящихся в разных совокупностях, причем ребро будет инцидентно элементарному объекту учета, если в Γ_C оно инцидентно хотя бы одному порту из совокупности портов элементарного объекта учета.

Наряду с построением слоев системы связи Γ_S важно восстановление системы связи по заданному слою, т.е. построение функций $\left(T_N^j\right)^{-1}$, $\left(T_A^j\right)^{-1}$ и нахождение φ_C по φ_C^j. Очевидно, что эта задача однозначно не разрешима.

При моделировании информационного обмена в системе, описываемой с помощью дискретных преобразователей или, что почти то же самое, конечных автоматов (см. например, [8]), важно определить, что мы будем считать входной и выходной последовательностью символов и в каком случае выходная последовательность совпадает со входной, а в каком должна быть представлена в виде уравнений типа (1)–(2). Для того чтобы различать степень детализированности описания каждого обобщенного маршрутизатора, введем понятие уровня абстракции – параметра подробности описания системы связи для заданного слоя, отвечающего за то, насколько детально модель отображает процессы обмена информацией в системе.

На простейшем уровне абстракции будем предполагать, что среди всего множества обобщенных маршрутизаторов D есть подмножество D_T оконечных обобщенных маршрутизаторов, чьи порты способны производить последовательности символов с алфавитом $A=\{\alpha_i\}\cup\{e_i\}\cup\{\mathbf{0},+,\cdot\}$, $\alpha_i\mathbf{0}=\mathbf{0}$, $\alpha_i+\mathbf{0}=\alpha_i$, и D содержит в себе подмножество D_{Cr} криптомаршрутизаторов, причем

$$\forall\left(d\in D,e_i\in d,i,j\right)\left[O\left(e_j\right)=\right.$$
$$\left.=\sum_i f_d\left(I\left(e_i\right)\right)p_d\left(S(d),e_i\right)\right],$$

$p_d: S_d\times d\to d$, и для $d\in D\setminus D_{Cr}$ верно, что $f_d=id$.

В качестве простейших примеров обобщенных маршрутизаторов на данном уровне абстракции можно привести сетевой хаб и мультиплексор. Для хаба выходная последовательность символов будет задаваться выражением

$$\mathrm{O}\left(e_i\right)=\sum_j p_i\left(I\left(e_j\right)\right),\ p_i\left(I\left(e_j\right)\right)=\begin{cases}I\left(e_j\right), i\neq j,\\ \mathbf{0}, i=j,\end{cases}$$

для мультиплексора с входами $\{w_i\}$ и выходами $\{v_i\}$ –

$$\mathrm{O}\left(v_i\right)=\sum_j I\left(w_j\right)w_j.$$

Представление объектов языка описания в терминах языка GraphML

Для построения единого формата представления данных о системе связи, используемого при программной обработке поступающих данных о ней, мы считаем целесообразным использование языка GraphML. Ниже показано, каким образом в терминах языка GraphML может быть описан обобщенный маршртизатор PC_1 с портами `п_PC_1_1`, `п_PC_1_2`, `п_PC_1_3`, соединенный с обобщенным маршртизатором `PC_2` с портами `п_PC_2_1`, `п_PC_2_2`, `п_PC_2_3` через порты `п_PC_1_1`, `п_PC_2_1` соединителем типа радионаправления `рн_1`.

```
<graph id="Система_связи" edgedefault="undirected">
    <key id="м_с" for="graph" attr.name="Название" attr.type="string"/>
    <key id="с_р" for="edge" attr.name="Род_связи attr.type="string"/>
    <key id="п_т" for="node" attr.name="Тип_порта" attr.type="string">
        <default>Провод дальний</default>
    </key>
    <graph id="PC_1" edgedefault="undirected">
        <data key="м_с">P-XXX</data>
        <node id="п_PC_1_1">
            <data key="п_т">УКВ</data>
```

```
            </node>
            <node id="п_PC_1_2">
                <data key="п_т">Ethernet</data>
            </node>
            <node id="п_PC_1_3">
                <data key="п_т">ФЛ</data>
            </node>
            <hyperedge id="PC_1_ч_1"> <endpoint node="п_PC_1_1"/>
                <endpoint node="п_PC_1_2"/>
                <endpoint node="п_PC_1_3"/>
            </hyperedge>
        </graph>
        <graph id="PC_2" edgedefault="undirected">
            <data key="м_с">P-XXX</data>
            <node id="п_PC_2_1">
                <data key="п_т">УКВ</data>
            </node>
            <node id="п_PC_2_2">
                <data key="п_т">Ethernet</data>
            </node>
            <node id="п_PC_2_3">
                <data key="п_т">ФЛ</data>
            </node>
            <hyperedge id="PC_2_ч_1">
                <endpoint node="п_PC_2_1"/>
                <endpoint node="п_PC_2_2"/>
                <endpoint node="п_PC_2_3"/>
            </hyperedge>
        </graph>
        <edge id="рн_1" source="п_PC_1_1" target="п_PC_2_1">
            <data key="d1">радиосвязь</data>
        </edge>
    </graph>
```

Аналоги модели

В некотором смысле аналогами предлагаемой модели можно назвать разработки, лежащие в основе программных продуктов yFiles, yEd германской компании yWorks GmbH [3], а также средства визуализации графов UbiGraph [4]. Однако следует отметить, что, во-первых, указанные продукты ориентированы лишь на отработку различных вариантов визуализации графов, а также простой анализ графов с целью выявления их центральных вершин (по параметрам типа степени вершины $\deg(v)$ или суммарного веса ребер, инцидентных вершине). Во-вторых, при создании модели авторами настоящей статьи учитывалась специфика описания систем связи, тогда как приведенные аналоги предлагают инструментарий лишь для работы с графами в общем виде. Из сказанного следует, что применять существующие средства затруднительно не только для моделирования поведения телекоммуникационных комплексов, но даже для описания их структуры, учитывающей функциональные особенности различных классов устройств, групп устройств и каналов связи, составляющих систему связи. К тому же, yFiles, yEd являются программами с закрытым кодом, в силу чего их применение в работах, связанных с обеспечением безопасности РФ, невозможно.

Заключение

Созданный формализованный язык описания систем связи позволяет на единой системотехнической и математической основе решать задачи проектирования различных систем связи, планирования структуры системы связи любой сложности, формирования и распределения настроечных данных, а также сбора данных о состоянии как отдельных элементов (узлов, автономных групп) системы, так и системы в целом, управления системой в ходе ее функционирования.

В качестве конечной цели дальнейших разработок авторами рассматривается создание единой

универсальной системотехнической, математической и программно-информационной базы для:

– проектирования телекоммуникационных комплексов;

– реализации специализированных программ распределения настроечных данных и настройки как отдельных компонент телекоммуникационных систем, так и комплексов в целом;

– реализации служб контроля качества предоставляемых услуг;

– реализации программно-аппаратных компонент контроля и управления телекоммуникационными комплексами;

– реализации сред проектирования различных систем связи;

– реализации программно-аппаратных средств, имитирующих работу системы связи;

– унификации программных решений в рамках подсистем управления связью, контроля и управления функционированием телекоммуникационных систем, управления качеством предоставляемых услуг, контроля безопасности и защиты информации.

Следует также отметить, что применение универсальных языковых средств создает значимые предпосылки к унификации информационных и расчетных программ (или, по меньшей мере, их интерфейсов), взаимодействующих с пользователем, а также к упорядочению различных форматов описания систем связи.

Литература

1. *Зыков А.А.* Гиперграфы / А.А. Зыков // УМН. – 1974. – Т. 29, вып. 6(180). – С. 89–154. http://mi.mathnet.ru/rus/umn/v29/i6/p89

2. GraphML homepage. http://graphml.graphdrawing.org

3. yWorks. The diagramming company. http://www.yworks.com/en/index.html

4. UBIGRAPH. http://ubietylab.net/ubigraph/index.html

5. *Шеннон К.* Работы по теории информации и кибернетике / К. Шеннон. – М. : ИЛ, 1963. – 829 с.

6. *Харрари Ф.* Теория графов / Ф. Харрари. – М. : КомКнига, 2006. – 296 с.

7. *Басакер Р.* Конечные графы и сети / Р. Басакер, Т. Саати. – М. : Наука, 1974. – 368 с.

8. Алгебраическая теория автоматов, языков и полугрупп / под ред. М. Арбиба – М. : Статистика, 1975. – 335 с.

9. *Форд Л.* Потоки в сетях / Л. Форд, Д. Фалкерсон. – М. : Мир, 1966. – 276 с.

10. *Галямов В.А.* Исследование и разработка моделей и методов оптимизации структур телекоммуникационных систем : автореф. дис. ... к.т.н. / В.А. Галямов. – Новосибирск, 2006. – 18 с.

11. *Свами М.* Графы, сети и алгоритмы / М. Свами, К. Тхуласираман. – М. : Мир, 1984. – 454 с.

12. ATM-based routing in LEO/MEO satellite networks with intersatellitelinks IEEE Journal on Selected Areas in Communications / M. Werner [et al.] // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1997. – V. 15, Iss. 1. – Pp. 69–82.

13. *Бабков В.* Протоколы маршрутизации в самоорганизующихся пакетных радиосетях / В. Бабков, М. Мартиросова // Мобильные телекоммуникации. – 2009 – № 9. – С. 22–28.

14. *Чижухин Г.Н.* Системный подход к безопасности технологии верифицированного автоматизированного проектирования программ (ВАПП) / Г.Н. Чижухин, Ю.Г. Бочкарева, В.К. Клянчин // Сетевой электронный научный журнал «Системотехника». – 2006. – № 4. http://systech.miem.edu.ru/2006/n4/Chizhuhin.doc

15. *Давыдов А.Н.* Формальный анализ криптографических протоколов : методы, основанные на моделях конечных автоматов : сб. трудов науч.-техн. конф. «Безопасность информационных технологий» / А.Н. Давыдов. – 2006. – Т. 6. http://www.pniei.penza.ru/documents/tom_6/009.htm

16. *Волченская Т.В.* Компьютерная математика: Часть 2. Теория графов / Т.В. Волченская, В.С. Князьков. – Пенза : Изд-во Пенз. ун-та, 2002. – 101 с.

17. *Горьева А.О.* Структурное описание криптографической системы связи / А.О. Горьева // Вісник СевДТУ : Інформатика, електроніка, зв'язок. – 2008. – Віп. 93. – С. 48–52.

Статья поступила в редакцию 9 февраля 2010 г.

УДК 621.391.23

РАСЧЕТ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ТРАКТА ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИОСРЕДСТВА

В.А. Маковий, нач. НТО, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: makovij@mail.ru

Предложена методика расчёта аналого-цифрового тракта программно-определяемого радиосредства. Сформулирован критерий оптимальности коэффициента передачи. Показано влияние коэффициента передачи аналогового тракта на чувствительность и динамический диапазон, приведены примеры расчёта.

Ключевые слова: *программно-определяемое радиосредство, цифровой радиоприёмник, аналого-цифровой тракт, динамический диапазон, чувствительность, SDR, усиление.*

CALCULATING THE ANALOG-DIGITAL PATH FOR SOFTWARE-DEFINED RADIO

V.A. Makovy, head of Scientific and Technical Department, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: makovij@mail.ru

A methodology for calculating the software-defined radio analog-digital path is offered. The transmission gain optimality criterion is stated. The analog path transmission gain effect on the sensitivity and dynamic range is shown; calculation examples are given.

Key words: *software-defined radio means, digital radio receiver, analog-digital path, dynamic range, sensitivity, SDR, gain.*

Построение высоконадёжных помехоустойчивых систем радиосвязи стало возможным благодаря широкому внедрению в радиоаппаратуру цифровой обработки сигналов (ЦОС). Программно-определяемая архитектура современных радиосредств и многоканальная обработка приводят к необходимости приближения аналого-цифрового преобразователя (АЦП) к антенне [1]. В этих условиях линейность и чувствительность аналого-цифрового тракта (АЦТ) становятся определяющими для параметров нового поколения радиосредств, обозначаемых как SDR (software-defined radio). Вопросы проектирования, расчёта и измерения основных параметров таких трактов в литературе практически не рассматриваются. В настоящей работе предложена методология расчёта АЦТ, позволяющая определить его основные параметры по приводимым в справочных материалах величинам. Полученные выражения проверены и подтверждены в ходе разработки и выпуска программно-определяемых радиосредств.

Вопросом, слабо освещённым в литературе, является расчёт АЦТ как единого устройства для обеспечения наилучших параметров. Сложность задачи вызвана различием единиц измерения на входе и выходе тракта, отсутствием устоявшейся системы обозначения для описания величин мгновенных значений сигналов в цифровой форме, отсутствием привязки к приводимым параметрам АЦП.

Процесс непрерывного совершенствования элементной базы позволяет в течение жизненного цикла изделий проводить модернизацию и увеличивать разрядность применяемых квантователей. Разумно построить систему параметров таким образом, чтобы увеличение разрядной сетки выходного двоичного кода не приводило к изменению одного из основных параметров тракта. Решение этой задачи было получено путём применения понятия полной шкалы (Full Scale, *FS*). Выходной код квантователя может принимать величину от $+FS$ до $-FS$. С учётом того, что в рассматриваемых задачах сигналы имеют полосовой характер, полной шкалой будем называть величину, получаемую как разность выходного кода при максимальном сигнале и выходного кода при отсутствии сигнала на входе АЦП.

После аналого-цифрового преобразования для обозначения величины цифрового сигнала, его мгновенных и среднеквадратических значений будем использовать доли от *FS*. Величине $1FS$ соответствует наибольшее мгновенное значение $V_{\max}$ физического сигнала на входе АЦП, не приводящее к выходу за диапазон преобразования. В справочных данных АЦП обычно приводится максимальное мгновенное значение сигнала $V_{\max}$, не вызывающее ограничение. Для микросхем с дифференциальным аналоговым входом оно совпадает с максимальным напряже-

нием между аналоговыми входами $V_{p-p}/2$ (peak-peak, differential analog input voltage range). Например, для микросхемы *AD* 6645 мгновенное значение цифрового сигнала 1 *FS* соответствует входному мгновенному напряжению 1,1 В, измеренному дифференциально между его аналоговыми входами ($V_{p-p} = 2{,}2$ В), а для *AD* 9460 – 1,7 В ($V_{p-p} = 3{,}4$ В) при таких же условиях.

Для получения корректных значений коэффициента передачи АЦТ по измерениям цифровых величин с выхода тракта применим коэффициент преобразования K_{ADC}, устанавливающий соответствие между входным напряжением АЦП и его выходным кодом. Размерность коэффициента преобразования – Вольт/*FS*:

$$K_{ADC} = \frac{V_{P-P}}{2FS}. \qquad (1)$$

В процессе проведения измерений необходимо проводить раздельное измерение уровней шума, исходного сигнала, разнообразных помех нелинейности. Эта операция упрощается при использовании в качестве измерительного сигнала вида $S(t) = A\sin(\omega t)$. Разделение составляющих помех данного сигнала удобно проводить в спектральной области. Обоснованием возможности и корректности такой операции служит аналогово-дискретный вариант равенства Парсеваля [2]

$$\frac{1}{T}\int_0^T \left(f(t)\right)^2 dt = \frac{1}{2TF}\sum_{n=0}^{2TF}\left[\frac{n}{2F}\right]^2. \qquad (2)$$

Это же равенство лежит в основе эквивалентности вычисления мощности и напряжения сигнала в аналоговой (на входе АЦП) и цифровой форме (на его выходе) с учётом K_{ADC}.

При проведении измерений уровня сигнала в цифровой части АЦТ применяют относительный уровень мощности, выраженный в *dBFS*. Он определяется как логарифм отношения энергии входного сигнала АЦП $S(t)$ к энергии цифрового синусоидального сигнала с максимальной цифровой амплитудой 1*FS*. При подаче сигнала $S(t)$ на вход АЦП его уровень в *dBFS* может быть найден по следующей формуле:

$$P_{dBFS} = 10\log_{10}\left(\frac{1}{T}\int_0^T S^2(t)dt \Big/ \left(\frac{1}{T}\int_0^T K^2{}_{ADC}\cdot\sin^2\left(\frac{2\pi t}{T}\right)dt\right)\right). \qquad (3)$$

Напряжение аналогового входного синусоидального сигнала с уровнем на выходе АЦП 0 *dBFS* соответствует мощности цифрового синусоидального сигнала максимальной амплитуды, не приводящей к выходу за диапазон преобразования (Out-of-Range, Overrange).

При проектировании алгоритмов цифровой обработки следует учитывать, что уровень сигнала 0 *dBFS* на выходе АЦП не является максимальной эффективной величиной синусоидального сигнала в цифровой форме. При сильном ограничении в квантователе или попадании на вход АЦП прямоугольного сигнала (меандра) с максимальной амплитудой $V_{\max}$ эффективное значение его первой гармоники может превысить уровень 0 *dBFS*. Мощность синусоидального сигнала, полученного как первая гармоника ограниченного входного сигнала с аналоговой амплитудой $V_{\max}$, может достигать величины $20\cdot\log(4/\pi) \approx 2{,}098$ *dBFS*. Соответственно, эффективное значение цифрового синусоидального сигнала после прохождения фильтра основной селекции может увеличиться до 1,273 *FS* относительно уровня цифрового неограниченного сигнала величиной 0 *dBFS*.

На рис. 1 представлена структурная схема типового АЦТ КВ диапазона. В его составе можно выделить три основных функциональных модуля: преселектор, цифровой тюнер, сигнальный процессор. Также на схеме показаны точки сигнального тракта *A*, *B*, *C*, уровни сигналов в которых будут использованы при описании методик расчёта и измерения параметров.

Входной сигнал от источника с выходным сопротивлением 50 Ом поступает на вход преселектора, где происходит предварительное усиление и фильтрация аналогового сигнала. Затем выходной сигнал преселектора через 200-омный тракт поступает на вход цифрового тюнера. Входной фильтр-трансформатор цифрового тюнера обеспечивает согласование входа

АЦП с выходом преселектора и фильтрацию копий входного сигнала (anti-aliasing filter) перед дискретизатором. Цифровой сигнал с выхода квантователя поступает на вход фильтра основной селекции. Коэффициент передачи фильтра основной селекции без учёта потерь мощности будем считать равным единице в полосе частот входного сигнала. Измерение параметров цифрового сигнала на выходе тюнера производится специализированными программными модулями, осуществляемыми блоком ЦОС, выполненным, как правило, на сигнальном процессоре.

Основными параметрами, определяемыми в процессе расчёта, являются коэффициент передачи аналогового тракта K_a, необходимая разрядность выходного сигнала цифрового тюнера N_t и допустимая апертурная неопределённость t_j фронтов частоты дискретизации, подаваемых на АЦП. Коэффициент передачи аналогового тракта удобно представить в виде

$$K_a = K_{ab} \cdot K_{bc}, \qquad (4)$$

где K_{ab} и K_{bc} – коэффициенты передачи по напряжению между соответствующими точками тракта (рис. 1). Коэффициент передачи между точками C и D при единичном коэффициенте передачи цифрового фильтра основной селекции равен введённому ранее параметру K_{ADC} и определяется типом применённого АЦП.

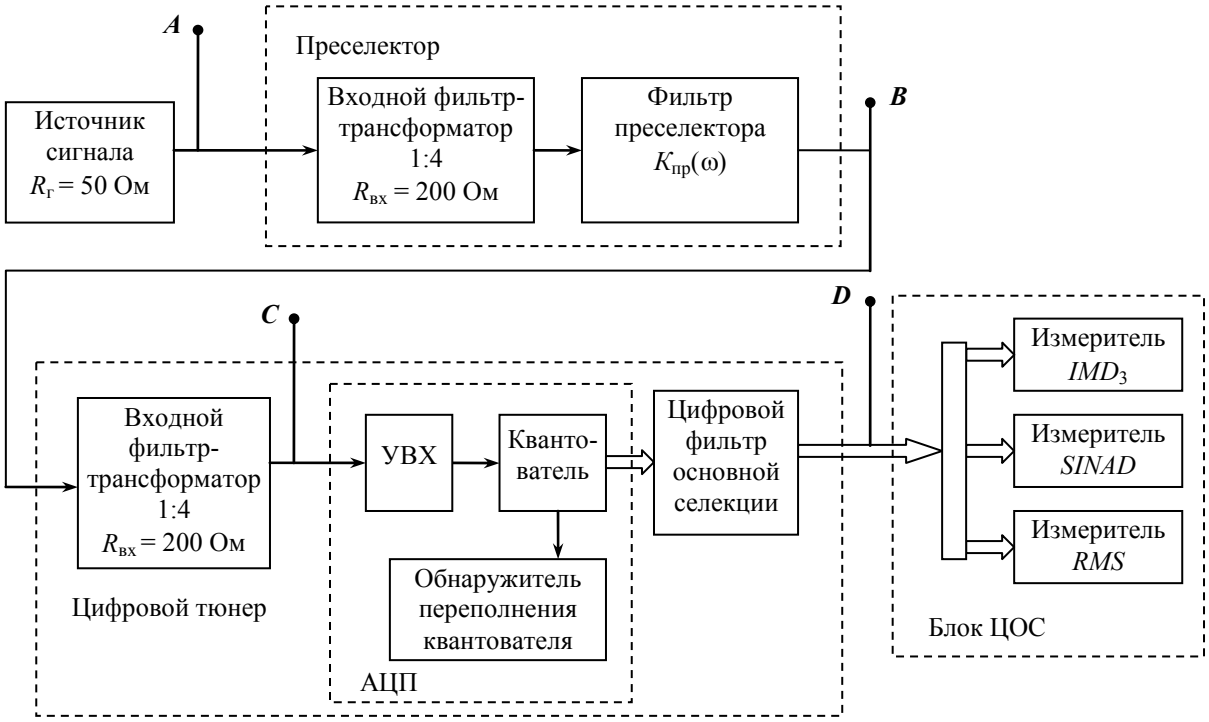


Рис. 1. Структурная схема типового аналого-цифрового тракта

Исходными данными для расчёта являются:

– максимальная центральная частота входного сигнала АЦТ Fs, Гц;

– ширина полосы частот входного сигнала и шумовая полоса соответствующего ему цифрового фильтра основной селекции цифрового тюнера ΔFs, Гц;

– среднеквадратическая апертурная неопределённость дискретизатора, входящего в состав АЦП (jitter), $t_{j\,ADC}$, с;

– частота дискретизации входного сигнала АЦП Fd, Гц;

– разрядность квантователя АЦП n, бит;

– интегральная нелинейность квантователя АЦП δ_l, ЕМР;

– дифференциальная нелинейность квантователя АЦП δ_{ld}, ЕМР;

– диапазон дифференциального входного напряжения АЦП V_{p-p}, В.

Расчёт допустимой апертурной неопределённости в цепях дискретизации

Помехи, возникающие при дискретизации, являются мультипликативными, их мощность прямо пропорциональна уровню входного сигнала. Ранее [3] доказано, что для входного ограниченного по полосе сигнала произвольной формы и неизвестного закона распределения момента выборки дискретизатора (апертурной неопределённости) мощность Pn возникающих при дискретизации помех (шума нестабильной дискретизации)

$$Pn \le \omega^2 D_\tau P_c , \qquad (5)$$

где P_c – мощность входного сигнала, ω – максимальная частота в спектре входного сигнала дискретизатора, D_τ – дисперсия апертурной неопределённости дискретизатора, $D_\tau = t_j^2$.

В инженерной практике достаточно, чтобы шум нестабильной дискретизации был меньше или равен шуму квантования. При этом их вклад в общий уровень шума составит менее 3 дБ при дискретизации синусоидального сигнала с максимальной частотой и уровнем. Допустимая результирующая апертурная неопределённость формирователя частоты дискретизации и применённого АЦП t_j может быть найдена по формуле

$$t_j \le \sqrt{\frac{2}{3 \cdot 2^{2n} \left(2\pi (Fs + \Delta Fs)\right)^2}} . \qquad (6)$$

Например, при $n = 14$, $Fs + \Delta Fs = 30$ МГц величина t_j не должна превышать 0,26 пикосекунды, при $n = 16$ и $Fs + \Delta Fs = 30$ МГц результирующая апертурная неопределённость (джиттер) АЦП и системы формирования частоты дискретизации не должна превышать 66 фемтосекунд (66×10^{-15} с). Флуктуации моментов выборки на временной оси в схеме формирователя тактовых импульсов происходят независимо. Величина допустимого в схеме формирования тактовых импульсов джиттера t_{jc} может быть определена как

$$t_{jc} = \sqrt{t_j^2 - t_{jADC}^2} . \qquad (7)$$

Расчёт разрядности выходного сигнала АЦТ

Количество двоичных разрядов выходного цифрового сигнала АЦТ определяется максимальным динамическим диапазоном сигналов, который должен обеспечить АЦТ. Как показано ранее, максимальный сигнал после фильтра основной селекции может превышать уровень FS на выходе квантователя в 1,27 раза, что требует увеличения разрядности выходного сигнала на $N_0 = 1$ бит со стороны старших разрядов для исключения переполнения разрядной сетки.

В реальных условиях входной сигнал АЦТ является широкополосным и имеет амплитуду, значительно превышающую интервал квантования. В этом случае ошибки квантования можно представить в виде последовательности статистически независимых случайных величин с равномерным распределением. Шум квантования является оценкой снизу уровня помех реального квантователя, поэтому он может использоваться для оценки необходимой разрядности выходного сигнала АЦТ. Спектр порождаемого квантователем в этих условиях шума можно считать белым [4]. Тогда мощность шума квантования на выходе АЦТ в FS с учётом шумовой полосы фильтра основной селекции ΔFs определяется как

$$Pq = \frac{2}{3 \cdot 2^{2n}} \cdot \frac{2\Delta Fs}{Fd} . \qquad (8)$$

Необходимое для представления такого сигнала число бит N_1 может быть найдено через отношение полос входного и выходного сигналов цифрового тюнера с учётом разрядности квантователя:

$$2^{N_1} \ge \sqrt{\frac{2^{2n} Fd}{2\Delta Fs}} , \; N_1 = 1 + \left[\log_2 \left(\sqrt{\frac{2^{2n} Fd}{2\Delta Fs}} \right) \right] . \qquad (9)$$

В правильно реализованном цифровом фильтре основной селекции шумы обработки должны быть намного меньше шума входного сигнала, при этом разрядность представления промежуточных результатов может быть весьма велика. При подготовке цифрового потока к передаче с выхода АЦТ в блок ЦОС для уменьшения аппаратных затрат приходится ограничивать разрядность представления отсчётов выходного сигнала. Фактически используемая для этого операция округления (отсечения) эквивалентна квантованию по амплитуде и также приводит к появлению шума квантования. Стоимость одного бита на выходе квантователя АЦП значительно выше стоимости реализации дополнительного бита в выходной шине АЦТ. В правильно спроектированном АЦТ уровень вносимых при округлении выходных отсчетов шумов должен

быть значительно меньше, чем шумы квантователя входного сигнала.

Шумы, вызванные округлением выходных отсчётов фильтра основной селекции при передаче в блок ЦОС, уменьшают динамический диапазон АЦТ. При заданном уровне уменьшения динамического диапазона (потерь) за счёт округления ΔD [дБ] можно вычислить необходимое количество дополнительных бит N_2:

$$N_2 = 1 + \left[\log_2 \left(\sqrt{\frac{1}{10^{\Delta D/10} - 1}} \right) \right]. \qquad (10)$$

При $\Delta D = 0,07$ дБ $N_2 = 3$, т.е. при округлении с превышением на 3 бита разрядности, найденной в соответствии с (10), потери динамического диапазона будут менее 0,1 дБ. Если ограничиться двумя дополнительными битами, то проигрыш составит 0,26 дБ.

Необходимая разрядность выходного сигнала цифрового тюнера N_t может быть найдена как $N_t = N_0 + N_1 + N_2$. Например, в приемном тракте с Fd = 98304 кГц и 16-битным АЦП при шумовой полосе выходного сигнала 100 Гц и допустимом ухудшении динамического диапазона при ограничении разрядности потока на выходе АЦТ 0,1 дБ необходимая разрядность выходного сигнала составит $N_0 = 1$, $N_1 = 26$, $N_2 = 3$, т.е. $N_t = 1 + 26 + 3 = 30$ бит.

Расчёт коэффициента передачи аналогового тракта

На первом этапе расчёта находим уровень помех АЦП, приведённый к его входу и выходу (точки *C* и *D*). Известно три основных метода решения этой задачи.

Первый метод заключается в получении оценки сверху суммарного уровня помех на основе параметров нелинейности, приводимых в качестве параметров АЦП. В соответствии с [5] эффективное напряжение суммы шумов квантования, интегральной и дифференциальной нелинейности на входе АЦП в полосе сигнала не превышает

$$V_p \le \sqrt{\frac{V_{p-p}^2 \left(1 + 3\delta_{ld}^2 + 12\delta_l^2\right)}{12 \cdot 2^{2n}} \cdot \frac{2\Delta Fs}{Fd}}. \qquad (11)$$

Второй метод основан на применении параметра *SNR* (Signal-to-Noise Ratio) АЦП в целом на частоте входного сигнала Fs. Он измеряется как отношение мощности синусоидального сигнала заданного уровня, обязательно указываемого одновременно с величиной *SNR*, к сумме мощностей всех остальных продуктов преобразования кроме первых шести гармоник измерительного сигнала и мощности постоянной составляющей. Как правило, величина *SNR* приводится в справочных материалах к микросхемам радиочастотных АЦП. Например, для 14-битного преобразователя *AD* 6645 при Fs = 15,5 МГц и уровне входного синусоидального измерительного сигнала –1 *dBFS* величина *SNR* = 75,0 дБ. 16-битный АЦП *AD* 9460 при Fs =10,0 МГц и такой же величине входного сигнала обеспечивает в среднем *SNR* = 78 дБ (типовое значение величины). С точностью, достаточной для проведения предварительных расчётов, по известному *SNR* сигнала с частотой на верхней границе рабочего диапазона можно найти суммарное напряжение помех на входе АЦП

$$V_p = \sqrt{\frac{V_{p-p}^2}{2} \cdot \frac{2\Delta Fs}{Fd} \cdot 10^{-SNR/10}}. \qquad (12)$$

Для рассматриваемого АЦП типа *AD* 6645 при Fd = 98304 кГц и полосе сигнала ΔFs = 3,1 кГц среднеквадратическое значение помех на аналоговом входе в полосе сигнала V_p = 1,1 мкВ, для АЦП типа *AD* 9460 при тех же условиях величина V_p = 1,2 мкВ.

Третий метод, нашедший применение в инженерной практике, экспериментальный. Шумовые параметры АЦТ определяются не только свойствами применённых микросхем. Во многом уровень помех зависит от топологии печатных плат, на которых реализован АЦТ. В отличие от классических аналоговых радиоузлов в АЦТ на одной плате с входными цепями АЦП присутствуют импульсные источники питания, сигнальные процессоры, многоразрядные синхронные и асинхронные цифровые каналы передачи данных. В реальных устройствах при разработке должны быть предусмотрены меры по снижению наводок на аналоговые цепи. Обеспечение развязки на уровне 130...150 дБ между функциональными узлами, расположенными на одной печатной плате, является сложнейшей инженерной задачей, решение которой в полной мере не всегда возможно. Фактический уровень помех на входе АЦП в реальной конструкции определяется значительным числом факторов. Измерение уровня помех на входе АЦП позволяет не только сделать заключение об успешности мер по борьбе с помехами, но и обеспечить правильное функционирование АЦТ с учётом фактически достигнутого

уровня помех и шумов. Для измерения будем применять понятие динамического диапазона *D*, определяемого как отношение мощности гармонического сигнала с амплитудой $V_{\max}$ к мощности помех и шумов в отсутствие входного сигнала. При проведении измерений используется измеритель эффективного напряжения в полосе сигнала, обозначенный на рис. 1 как измеритель *RMS*. Величина параметра *D* зависит от частоты настройки, что необходимо учитывать при измерении.

Для измерения величины *D* на вход АЦТ подают синусоидальный сигнал на заданной частоте и увеличивают его уровень до начала срабатывания индикатора переполнения квантователя. Величина на выходе измерителя *RMS* U_{FS} будет соответствовать уровню 0 *dBFS*. Далее сигнал выключают, вход цифрового тюнера отключают от выхода преселектора и подключают к нему активное сопротивление, равное номинальному входному импедансу цифрового тюнера (в рассматриваемом случае 200 Ом). Затем на той же частоте измеряют суммарное значение помех и шумов на выходе АЦТ U_n. Величина динамического диапазона на частоте измерительного сигнала

$$D = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{U_{FS}}{U_n}\right) \text{ [дБ]}. \qquad (13)$$

Измерив величину *D* и определив по справочным данным K_{ADC}, найдём измеренное эффективное напряжение суммы помех и шумов V_p, приведённое к входу АЦП:

$$V_p = \frac{K_{ADC}}{K_{pf}} \cdot \left(10^{-D/20}\right), \qquad (14)$$

где K_{pf} – пикфактор измерительного сигнала, для гармонического колебания $K_{pf} = \sqrt{2} \approx 1{,}414$. Современные АЦП имеют высокоомные дифференциальные аналоговые входы, что требует применения соответствующих высокочастотных измерителей. Высокоомные дифференциальные щупы с полосой порядка сотен мегагерц являются дорогостоящими и редкими приборами. Они могут применяться только с топовыми высокочастотными цифровыми осциллографами. Стоимость такого измерительного комплекта может превышать несколько миллионов рублей. При выпуске уже отлаженных изделий измерения проводятся с помощью стандартных генераторов ВЧ сигналов. Измерению подвергается блок цифрового тюнера в целом. Согласование 50-омного выхода генератора с 200-омным трактом обеспечивается при помощи трансформаторов сопротивлений 1:4. При этом необходимо учитывать коэффициент передачи согласующего трансформатора и фильтра-трансформатора, установленного перед АЦП в цифровом тюнере.

При подключении к входу цифрового тюнера аналогового преселектора их шумы и помехи объединяются. Помехи, шумы АЦП и шумы на выходе преселектора не коррелированны между собой, поэтому их суммарную мощность можно найти как сумму мощностей. Очевидно, что если уровень шума преселектора, приведённый к входу АЦП, много больше уровня собственных помех АЦП, то величина *D* пропорционально уменьшится. При значительном превышении уровня шумов АЦП над шумами преселектора приведённый на вход АЦТ шум будет определяться помехами АЦП, а не шумами первого каскада преселектора. Следствием будет плохая чувствительность АЦТ в целом. При расчёте коэффициента передачи аналогового тракта необходимо установить критерий, на соответствие которому и будет произведён расчёт.

Оптимальным коэффициентом усиления аналоговой части $K_{a\,\text{opt}}$ АЦТ будем называть такую величину K_a, при которой произведение величины динамического диапазона *D* в линейных единицах на чувствительность по входу АЦТ имеет максимальное значение. Можно показать, что при выполнении этого условия напряжение шумов на выходе аналогового тракта будет равно суммарному напряжению шумов и помех АЦП, приведённому к его входу.

На втором этапе расчёта коэффициента передачи аналогового тракта необходимо измерить уровень шумов аналогового тракта $V_{\text{аш}}$, приведённый к его входу. Удобнее всего это сделать путём измерения чувствительности аналогового тракта стандартным методом *SINAD* [6]:

$$V_{\text{аш}} = V_{SINAD} / 10^{\frac{S}{20}}, \qquad (15)$$

где *S* – величина *SINAD* в дБ, при которой измерена чувствительность; V_{SINAD} – напряжение на лимбе генератора входного сигнала, при котором на выходе аналогового тракта величина *SINAD* равна *S* дБ.

Таким образом, оптимальный коэффициент усиления аналогового тракта равен

$$K_a = \frac{V_p}{V_{\text{аш}}}, \qquad (16)$$

где V_p – эффективное напряжение суммы помех и шумов, полученное из (11), (12) или (14); $V_{\text{аш}}$ – измеренный уровень шумов аналогового тракта, приведённый к его входу (15).

Рассчитаем оптимальный K_a для АЦТ с входным каскадом преселектора на дифференциальном малошумящем усилителе *AD* 8351, имеющим спектральную плотность шума, приведённую к входу, $2{,}65\,\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. При полосе сигнала 3,1 кГц и согласовании с источником 50 Ом напряжение шума, приведённое к входу преселектора, составит без учёта коэффициента передачи входных пассивных цепей 73 нВ. При этом чувствительность преселектора по *SINAD* 12 дБ составит 0,29 мкВ. Для 16-разрядного АЦП *AD* 9460 ожидаемое напряжение шумов, приведённое к его входу, в соответствии с (12) составит 1,2 мкВ. Тогда $K_a = 16$, причём $K_{bc} = 2$, $K_{ab} = 8$. Если для измерения K_{ab} на выходе преселектора используется преобразователь импеданса 4:1, то измеренный уровень выходного сигнала преселектора при вычислении K_{ab} должен быть увеличен на 6 дБ.

Как показал эксперимент, оценка уровня помех на входе *AD* 9460 (12) является близкой к действительности. Измеренная в диапазоне 1,5…30 МГц величина *D* цифрового тюнера на *AD* 9460 при полосе анализа 3,1 кГц составила 121 дБ, что соответствует входному шуму с уровнем 1,07 мкВ. Тогда для достижения оптимального согласования АЦТ $K_a = 14{,}7$, $K_{bc} = 2$, $K_{ab} = 7{,}35$. При этом $D = 121–3 = 118$ дБ. Достижимый диапазон по блокированию от уровня чувствительности при *SINAD* 12 дБ составит 118 – 12 = 106 дБ.

Величина K_a также оказывает влияние на интермодуляционную избирательность IMD_3. Измерения IMD_3 будем проводить в соответствии с методом A_{02} [6]. При анализе влияния K_a на уровень продуктов интермодуляции введены следующие допущения:

− основным источником продуктов интермодуляции является аналоговый тракт;

− уровень продукта интермодуляции при измерении динамического диапазона по интермодуляции равен уровню полезного сигнала при *SINAD* 12 дБ.

В инженерной практике удобно применять заранее подготовленные зависимости, описывающие изменение основных параметров АЦТ при неоптимальном K_a. В таблице отражено изменение основных параметров АЦТ при отклонении величины K_a от оптимального значения на величину до 15 дБ.

Таблица

Влияние отклонения коэффициента передачи аналогового тракта от оптимального значения на основные параметры АЦТ

ΔK_a, дБ	ΔN, дБ	ΔS, дБ	ΔD, дБ	$\Delta IMD3$, дБ	M, дБ
15	12,12	2,88	–12,12	–8,08	–9,25
10	7,40	2,60	–7,40	–4,94	–4,81
8	5,63	2,37	–5,63	–3,75	–3,26
6	3,96	2,04	–3,96	–2,64	–1,93
5	3,18	1,82	–3,18	–2,12	–1,37
4	2,45	1,55	–2,45	–1,63	–0,89
3	1,75	1,25	–1,75	–1,17	–0,51
2	1,11	0,89	–1,11	–0,74	–0,23
1	0,53	0,47	–0,53	–0,35	–0,06
0	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
–1	–0,47	–0,53	0,47	0,31	–0,06
–2	–0,89	–1,11	0,89	0,59	–0,23
–3	–1,25	–1,75	1,25	0,83	–0,51
–4	–1,55	–2,45	1,55	1,04	–0,89
–5	–1,82	–3,18	1,82	1,21	–1,37
–6	–2,04	–3,96	2,04	1,36	–1,93
–10	–2,60	–7,40	2,60	1,73	–4,81
–15	–2,88	–12,12	2,88	1,92	–9,25

Основные условные обозначения и расчётные соотношения для элементов таблицы:

ΔK_a – отклонение коэффициента передачи аналогового тракта от оптимального значения;

ΔN – относительный уровень суммы шума и помех аналогового тракта и квантователя на входе АЦП при соответствующем ΔK_a,

$$\Delta N = 10 \cdot \log10\left(1 + 10^{\frac{\Delta K_a}{10}}\right) - 10 \cdot \log10(2); \quad (17)$$

ΔS – относительная чувствительность АЦТ в целом по методу *SINAD*,

$$\Delta S = \Delta K_a - 10 \cdot \log10\left(1 + 10^{\frac{\Delta K_a}{10}}\right) + 10 \cdot \log10(2); \quad (18)$$

ΔD – относительная величина динамического диапазона *D*,

$$\Delta D = 10 \cdot \log10(2) - 10 \cdot \log10\left(1 + 10^{\frac{\Delta K_a}{10}}\right); \quad (19)$$

ΔIMD_3 – относительная интермодуляционная избирательность по методу A_{02},

$$\Delta IMD_3 = \Delta S - \Delta K_a - \frac{\Delta D}{3}; \quad (20)$$

M – произведение величины ΔD в линейных единицах на ΔS в линейных единицах, выраженное в дБ. Величина *M* применяется для оценки оптимальности K_a:

$$M = \Delta D + \Delta S. \quad (21)$$

На основе полученных результатов можно определить требования к суммарной неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) преселектора и фильтра-трансформатора. Предположим, что допустимым является ухудшение чувствительности и динамического диапазона АЦТ из-за неравномерности АЧХ аналогового тракта на величину не более 1 дБ. Тогда модуль АЧХ аналогового тракта не должен отклоняться от оптимального значения более чем на ±2 дБ, в том числе при дестабилизирующих воздействиях. Соответствующие этому условию строки таблицы выделены цветом.

При расчёте K_a используется допущение о том, что шумы аналогового тракта линейно пропорциональны его коэффициенту передачи K_a. Поскольку это условие выполняется не точно, на третьем этапе должно быть проведено уточнение K_a по результатам стыковки АЦТ. Для этого вместо источника сигнала на вход АЦТ должен быть подключен резистор с номинальным сопротивлением, соответствующим сопротивлению штатного источника сигнала, в рассматриваемом случае – 50 Ом. После этого при помощи измерителя RMS должен быть измерен уровень помех на выходе АЦТ. Затем вход цифрового тюнера должен быть нагружен на пассивный резистор с номинальным сопротивлением источника сигнала для тюнера, в рассматриваемом случае 200 Ом. При оптимальной величине K_a эффективное значение шумов и помех на выходе АЦТ должно быть на 3 дБ меньше, чем при подключенном преселекторе. Если уменьшение шумов и помех составило более 3 дБ, необходимо уменьшить K_a. Если уменьшение шумов и помех составило менее 3 дБ, K_a должен быть увеличен.

Для экспериментального уточнения величины K_a следует выбирать частоты, на которых его величина принимает средние значения с симметричными в дБ отклонениями в большую и меньшую величину.

Контроль основных параметров АЦТ

В процессе серийного выпуска программно-определяемых радиосредств должен производиться контроль основных параметров АЦТ. Основными параметрами АЦТ, подлежащими контролю при серийном выпуске, являются:

– чувствительность V_{SINAD} при заданном в ТУ на изделие уровне *SINAD* в мкВ;

– коэффициент передачи аналогового тракта K_a;

– коэффициент передачи преселектора K_{ab};

– входное напряжение АЦТ, вызывающее переполнение АЦП, V_{Lim}, В;

– уровень помех на выходе АЦТ при отсутствии сигнала U_n, *dBFS*;

– динамический диапазон АЦТ по сигналу D_s, дБ.

Эти параметры могут быть измерены либо рассчитаны по результатам измерений. Для уменьшения объема проводимых измерений, сокращения времени и затрат на их проведение необходимо выделить базовые параметры, по которым могут быть получены все остальные.

Базовыми параметрами, которые должны быть измерены, являются:

– чувствительность V_{SINAD};

– величина опорного уровня V_{REF} на выходе АЦТ U_{REF}, *dBFS*.

В качестве опорного уровня используется синусоидальный сигнал в полосе пропускания с заранее заданной величиной V_{REF}, подаваемый от ВЧ генератора на вход АЦТ. Величина V_{REF} выбирается в соответствии с эмпирическим правилом

$$\frac{V_{p-p}}{K_a}\cdot 10^{\frac{-20-D/2}{20}} \le V_{REF} \le \frac{V_{p-p}}{K_a}\cdot 10^{\frac{20-D/2}{20}}. \quad (22)$$

Для рассмотренного ранее 16-разрядного АЦТ входной уровень опорного ВЧ сигнала должен находиться в пределах $12\,\text{мкВ} \le V_{REF} \le 1{,}2\,\text{мВ}$. Определение величины U_{REF} в *dBFS* происходит в измерителе *RMS*.

Коэффициент передачи входного фильтра – трансформатора K_{bc} в рабочей полосе частот имеет малую неравномерность – как правило, менее 0,5 дБ, его абсолютная величина достаточно стабильна как во времени, так и от экземпляра к экземпляру. Основную неравномерность в общий коэффициент передачи K_a вносит преселектор, содержащий высокодобротные избирательные цепи. Поэтому при измерениях коэффициента передачи преселектора АЦТ K_{ab} достаточно измерить общий коэффициент передачи K_a и затем учесть влияние входной цепи цифрового тюнера.

Далее приведены основные расчётные соотношения, позволяющие по заранее известным величинам S, K_{ADC}, K_{bc}, V_{REF} и измеренным U_{REF} в *dBFS* и V_{SINAD} в вольтах на частоте настройки АЦТ получить значения других параметров:

– коэффициентов передачи аналогового тракта и преселектора

$$K_a = \frac{1}{V_{REF}} * \frac{K_{ADC} * 10^{(U_{REF}/20)}}{\sqrt{2}},\ K_{ac} = \frac{K_a}{K_{bc}}; \quad (23)$$

– максимального входного напряжения АЦТ, не приводящего к переполнению, В:

$$V_{Lim} = \frac{V_{REF}}{10^{(U_{REF}/20)}}; \quad (24)$$

– относительного уровня помех на выходе АЦТ при отсутствии сигнала U_n, *dBFS*:

$$U_n = S - U_{REF} + 20\cdot\log_{10}\left(\frac{V_{REF}}{V_{SINAD}}\right); \quad (25)$$

– динамического диапазона АЦТ по сигналу D_S, дБ:

$$D_S = U_n - S. \quad (26)$$

Выводы

Предложена методика, позволяющая проводить расчёт основных параметров аналого-цифровых трактов программно-определяемых устройств по параметрам, приводимым в справочной документации на серийно выпускаемые микросхемы. Сформулирован критерий оптимальности согласования аналоговой и цифровой части тракта прохождения сигнала. Рассмотрены эффекты, возникающие при отклонении коэффициента передачи аналогового тракта от оптимальной величины.

Полученные результаты позволяют оценить влияние неравномерности коэффициента передачи аналоговой части программно-определяемых радиоустройств на односигнальные и двухсигнальные параметры, сократить число измерений при контроле основных параметров в процессе регулировки и выпуска изделий.

Литература

1. *Маковий В.А.* Построение современных систем радиосвязи КВ диапазона / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – № 4. – С. 76–86.

2. *Купер Дж.* Вероятностные методы анализа сигналов и систем / Дж. Купер, К. Макгиллем. – М. : Мир, 1989. – 376 с.

3. *Маковий В.А.* Динамический диапазон дискретизатора / В.А. Маковий // Радиотехника. – 1991. – № 6. – С. 40–42.

4. *Bennett W.* Spectra of Quantized Signals / W. Bennett // Bell System Tech. J., 27,7, 1948. – Pp. 446–472.

5. *Маковий В.А.* Расширение динамического диапазона реальных АЦП методами цифровой коррекции / В.А. Маковий // Радиотехника. – 1990. – № 6. – С. 24–27.

6. ГОСТ 22579-86. Радиостанции с однополосной модуляцией сухопутной подвижной службы. – М. : Изд-во стандартов, 1986. – 55 с.

Статья поступила в редакцию 10 февраля 2010 г.

УДК 621.391.019.4

ЭГРЕГОРЕАЛЬНАЯ СИСТЕМА РАДИОСВЯЗИ. КОНЦЕПЦИЯ

Ю.В. Шишкин, в.н.с., 16 ЦНИИИС МО РФ, e-mail: bagrkn@mail.ru
Ю.В. Ясырев, зам. нач. отд., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: ysrv@mail.ru

Для работы в условиях воздействия РЭП предложена система радиосвязи с динамически изменяющейся в зависимости от помеховой обстановки структурой элементов. «Дружественное сообщество радиостанций» как элемент такой системы позволяет максимально эффективно решать текущие задачи связи и управления в сложной помеховой обстановке с учетом иерархического положения каждого пользователя радиостанции.

Ключевые слова: *системы радиосвязи, помехозащищенность, радиоэлектронное подавление, адаптивные компенсаторы помех.*

RADIO COMMUNICATION AGGREGOREAL SYSTEM. CONCEPT

Yu.V. Shishkin, leading research engineer, 16th Central Research Testing Communication Institute, e-mail: bagrkn@mail.ru
Yu.V. Yasyrev, deputy head of department, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: ysrv@mail.ru

For operating under deception impact, a new radio communication system is offered whose structure elements are being dynamically changed depending on the jam environment. «The radio station friendly community» as an element of such a system, makes it possible to solve current communication and control problems taking into account the hierarchical position of each radio station user.

Key words: *radio communication system, jamming-immunity, countermeasure, adaptive jam-compensators.*

В настоящее время проблема защиты от помех (в особенности преднамеренных) в военной радиосвязи приобретает первостепенное значение, не менее важное, чем совершенствование систем ПВО, ПРО, ПКО и других важных для выживания государства систем и комплексов.

Речь идет о необходимости скорейшего устранения технологического несоответствия возможностей существующей отечественной техники военной радиосвязи и возможностей любого мало-мальски технически оснащенного средствами радиоэлектронного подавления (РЭП) противника. В настоящее время не представляет трудности при правильно поставленной задаче и грамотно спланированной акции полностью «забить» преднамеренными помехами существующую радиосвязь в наших вооруженных силах. Этот вывод в недавнее время получил дополнительное подтверждение на исследовательских учениях 2007 года на полигоне Капустин Яр, проведенных в условиях применения средств РЭП для подавления, в том числе и системы радиосвязи воздушно-наземной группировки, а также во время осетино-грузинского военного конфликта в 2008 году.

Для того, чтобы не допустить потери связи и управления войсками и оружием в любом предстоящем военном инциденте, уже в ближайшей перспективе каждое вновь разрабатываемое радиосредство военного назначения должно обладать основной характеристикой, вытекающей из главного предназначения современной военной радиосвязи, а именно – обеспечивать автоматическое составление радиоканала и ведение помехозащищённой радиосвязи в условиях энергетического превышения помехами принимаемого полезного сигнала.

В связи с этим в настоящей работе предлагается в некотором роде «асимметричное» решение, обеспечивающее беспрецедентные возможности роста помехозащищённости военной радиосвязи без применения новых видов сигналов и без использования дополнительного частотного ресурса.

Наиболее эффективными методами повышения помехозащищённости радиосвязи в условиях РЭП являются методы программной перестройки частоты (ППРЧ) радиолинии и пространственно-поляризационной селекции сигналов с помощью адаптивных компенсаторов помех (АКП).

Системы радиосвязи с ППРЧ гораздо более уязвимы при применении противником средств и систем РЭП, поскольку:

– одна шумовая помеха от забрасываемого передатчика или передатчика на лётно-подъёмном средстве, перекрывающая диапазон ППРЧ, полностью подавляет приемник радиостанции

(РС) и делает этот режим с точки зрения помехозащиты бесполезным;

– существующие за рубежом средства РЭП позволяют в реальном масштабе времени вскрывать закон ППРЧ и ставить прицельные по частоте помехи практически любой из существующих военных отечественных систем радиосвязи.

Кроме того, массированное применение в войсках режима ППРЧ неизбежно приводит к весьма сложной и трудноразрешимой проблеме электромагнитной совместимости радиосредств даже в составе своей системы радиосвязи, не говоря уже о создании мешающих излучений радиоканалам, радиосетям и радиосистемам различных ведомств.

При противостоянии современному технологически высокоразвитому противнику, заведомо рассчитывающему на массированное использование передатчиков помех, обеспечивающих суммарное превышение по спектральной плотности средней мощности подавляемых сигналов, пространственно-поляризационный приём с компенсацией помех в десятки и сотни раз более эффективен, чем ППРЧ. Вместе с тем использование АКП в РС, работающих на фиксированных частотах в адаптивных радиолиниях, позволяет избежать появления дополнительных помех, характерных для систем с ППРЧ.

Результаты испытаний первой отечественной серийной РС с адаптивным компенсатором помех Р-168АКЗП показывают, что использование даже двухканального АКП позволяет обеспечивать устойчивую радиосвязь при наличии помехи произвольного типа, превышающей полезный сигнал на 20–30 дБ (в зависимости от вида помех). Причем эффективность этого метода может быть значительно увеличена путем увеличения числа ветвей разнесения (приёмных антенн). При увеличении числа антенн до N обеспечивается возможность одновременно подавлять до $N-1$ помех. При числе помех меньшем, чем $N-1$, обеспечивается их более эффективное подавление, а также – что гораздо более существенно – повышается качество связи в этой ситуации, практически устраняются замирания принимаемого полезного сигнала.

Кроме того, при наличии свободных дополнительных ветвей разнесенного приёма заметно улучшается качество принимаемого сигнала за счёт подавления постоянно присутствующих в эфире случайных помех: индустриальных, побочных излучений вещательных передатчиков и других плохо идентифицируемых помех, что на испытаниях оказалось приятной неожиданностью для самих разработчиков.

Поэтому сформулируем здесь на первый взгляд, может быть, излишне категоричное, но, по нашему мнению, важное и теперь уже подкрепленное практикой утверждение: ни одна перспективная РС не сможет обойтись без адаптивных компенсаторов помех, иначе такая радиостанция будет бесполезна при решении *задач военного времени*, т.к. с большой вероятностью будет находиться под воздействием забрасываемых или других передатчиков помех противника.

В предлагаемой ниже системе радиосвязи основным методом повышения помехозащищённости радиосвязи является применение многоканального АКП с динамически изменяемой структурой.

Значительным препятствием на пути внедрения многоканальных АКП является проблема размещения на объектах радиосвязи, в частности подвижных пунктах управления, нескольких (т.е. достаточного количества для эффективной помехозащиты) приёмных антенн.

С одной стороны, необходимость одновременного подавления большого числа помех (больше одной) возникает достаточно редко. Поэтому большие габариты и масса РС, обусловленные наличием многоканального приемного устройства и многоэлементной антенной системы, при использовании РС в мирное время являются избыточными. С другой стороны, в условиях военного времени даже кратковременное нарушение связи вследствие воздействия помех может повлечь тяжёлые и невосполнимые потери. Отсюда вытекает потребность в компромиссе, заключающемся в том, чтобы число компенсационных каналов (ветвей разнесения) для АКП могло наращиваться только по мере увеличения числа помех, т.е. существует необходимость в динамическом изменении конфигурации РС в зависимости от сигнально-помеховой обстановки.

Реализация этого подхода возможна только при совместном использовании приёмников и соответствующих антенн, близко расположенных (на расстоянии до нескольких длин волн) к РС [1]. При этом алгоритм функционирования всех РС модернизируется таким образом, что каждая становится членом *дружественного сообщества* РС, обменивающихся в процессе работы своими штатными или же специально предусмотренными ресурсами для увеличения степени помехозащиты. Под ресурсами здесь пони-

мается отдельный управляемый приёмный тракт, включающий приёмную антенну и линейный радиоприёмник, на выходе которого формируются цифровые отсчеты принятого сигнала.

Основная идея построения и функционирования предлагаемой системы радиосвязи состоит в следующем.

В структурной схеме каждой такой РС – члена сообщества предусматривается наличие ряда дополнительных блоков, позволяющих при сближении этих РС на расстояние менее 20–30 м объединить их ресурсы с целью обеспечения максимальной помехоустойчивости радиосвязи. К таким блокам относятся:

1) дополнительные линейные радиоканалы, работающие от собственного управляемого извне гетеродина (синтезатора частот); выходом канала являются оцифрованные отсчеты квадратурных составляющих принятого сигнала;

2) встроенный радиомодем, обеспечивающий передачу (или прием) этих отсчетов в реальном масштабе времени по локальной радиосети для нужд других РС – членов сообщества;

3) блок многоантенного АКП, реализованного в виде программы цифрового сигнального процессора.

Применительно к средствам подвижной радиосвязи тактического звена управления (ТЗУ) такое сообщество, как динамическая спецсистема, должно обеспечивать существенное возрастание помехозащищенности каждого из радиосредств – членов этого сообщества. Оказавшись в зоне действия сообщества, такие РС должны обладать способностью «встать» под его (т.е. сообщества) защиту и обеспечить выполнение задач радиосвязи при массированном применении противником самых разнообразных источников радиопомех. Только объединив в такой спецсистеме ресурсы всех доступных в текущий период времени радиосредств, можно будет справиться с «умным» противником при реальном противостоянии в условиях современной радиовойны.

Размеры зоны действия сообщества РС зависят от радиуса действия специально создаваемой синхронной локальной спецрадиосети. Предполагается, что для мобильных радиостанций УКВ диапазона этот радиус не будет превышать 20–30 м. Сообщество распадается, когда радиосредства теряют между собой связь по локальной спецрадиосети, а его бывшие члены превращаются в индивидуальные (гораздо менее помехозащищённые) средства связи.

Для краткого описания такого сообщества РС, объединённых общей целью помехозащиты, предлагается ввести термин «радиотехнический эгрегор».

Применительно к человеческому сообществу термин «эгрегор» означает систему верований, устоявшихся взглядов, сплачивающих и взаимно усиливающих членов эгрегора. Эгрегор скрепляет, цементирует людей в определенных группах и придает им дополнительные психологические силы при противостоянии другим группам с иной системой ценностей (взглядов), т.е. носит идеальный характер.

По этой аналогии предлагается придать этому явлению реальный, технический облик, создав для целей помехозащиты радиосвязи реальный эгрегор – эгрегореаль.

Итак, *радиотехнический эгрегор (радиоэгрегор)* – технический эгрегор группы РС, линейные выходы которых (до входа демодулятора) объединены синхронной локальной радиосетью, каждая из которых имеет специальные блоки для обеспечения коллективного пользования, в том числе многовходовый алгоритм АКП; *динамический радиоэгрегор (эгрегореаль)* – динамически формирующаяся и изменяющаяся конфигурация радиооборудования группы РС, в целом охваченных синхронной радиосетью, обеспечивающая возможность радикального повышения эффективности и надежности радиосвязи в условиях РЭП.

Предлагаемый здесь принцип построения системы радиосвязи органично согласуется с так называемым сетецентрическим принципом управления силами и средствами в современных боевых операциях [2].

Участие отдельной РС в обеспечении функционирования эгрегореали (ЭР) в простейшем случае может ограничиваться простой возможностью дистанционного управления другой радиостанцией по спецрадиосети или использованием приёмных ресурсов этой РС в интересах одного или нескольких членов ЭР. Иными словами, например, если командиру, радиостанция которого входит в ЭР, потребуется *связь во что бы то ни стало*, все приёмные тракты радиостанций ЭР могут быть автоматически по спецрадиосети настроены на одну частоту и принимать один и тот же сигнал, обеспечивая необходимыми радиотрактами многоантенный АКП командирской РС, т.е. работать в интересах только одного приоритетного члена эгрегореали. Если, к примеру, радиотракт данной РС вышел

из строя, ЭР позволяет обеспечить радиосвязь за счет использования радиотрактов других РС ЭР.

Полный комплект эгрегореальной РС с перспективой модернизации (путём установки дополнительных приёмников и программного повышения числа входов АКП) должен включать в состав кроме передатчика и основного приёмника несколько дополнительных радиоприёмников, которые «не нужны» для штатной работы самой РС, но могут управляться и использоваться по каналам спецрадиосети малой дальности.

Таким образом, алгоритм управления таких РС должен обладать *«альтруистическими»* свойствами, т.е. возможностью «отдавать» по требованию радиостанций с более высоким приоритетом свои радиоприёмные тракты, которые являются «лишними» (т.е. те, которые никак не могут быть использованы самой РС для выполнения текущей «индивидуальной» задачи).

Чтобы стать членом ЭР, радиостанции совершенно не обязательно (хотя и желательно – для других членов ЭР) иметь работоспособные дополнительные («лишние») приемные радиотракты в своем составе. Ей достаточно только иметь указанные выше блоки (пп. 2 и 3) и как только в эгрегореальной зоне появятся доступные для использования данной радиостанцией радиоприемные тракты других членов ЭР, сразу же воспользоваться этой возможностью.

В этой связи появляется ряд уникальных возможностей, не реализуемых другими способами. В частности, одноканальные портативные РС со встроенным радиомодемом и программным АКП позволяют, с одной стороны, при необходимости повысить помехоустойчивость возимых РС (с более высоким приоритетом пользователя), а с другой – обеспечивать компенсацию помех при использовании хотя бы еще одной такой же РС, оставаясь при этом одноканальной портативной. Иными словами, две одноканальные портативные РС при близком расположении могут образовать двухканальную РС с АКП.

Номенклатура РС – членов ЭР может быть самой разнообразной. В простейшем случае это может быть одноканальная РС с одной приемопередающей антенной, но со встроенным радиомодемом и программным многовходовым АКП. На рис. 1 представлена структура такой РС.

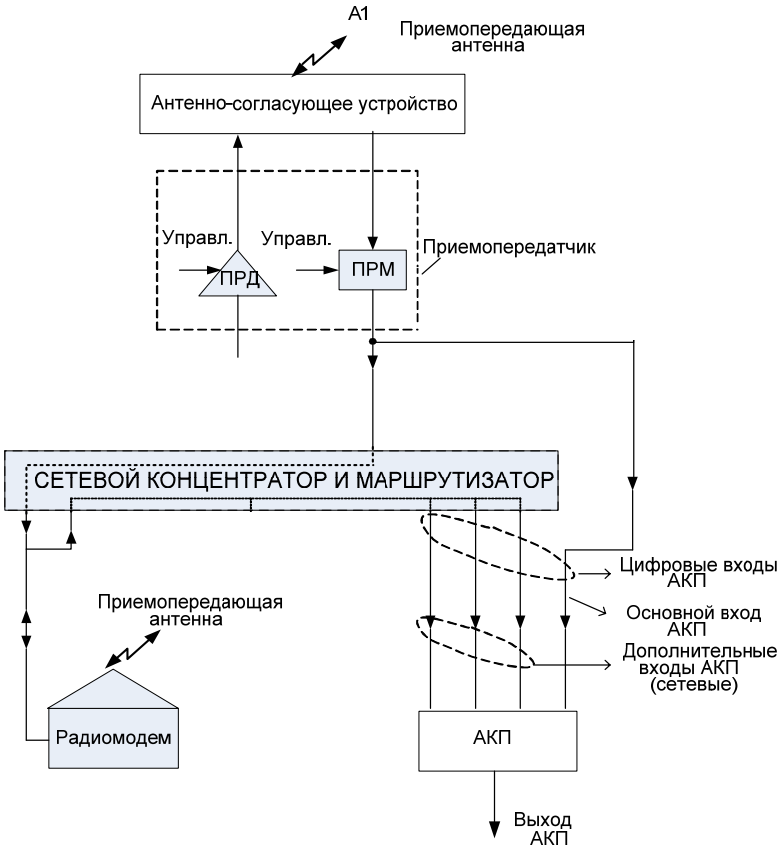


Рис. 1. Радиостанция с одной приемопередающей антенной

Как видно из рисунка, РС может работать в качестве четырехканального АКП (подавлять до трех помех) при наличии поблизости до трех аналогичных РС.

На рис. 2 представлена структура более сложной многоканальной РС. Она имеет четыре приемных тракта и две антенны, к каждой из которых подключены по два приемных тракта. В случае индивидуального применения РС позволяет подавлять одну помеху двухантенным АКП, а при работе в составе ЭР может подавлять до четырех помех (пятиканальным АКП), а также одновременно «отдавать» два дополнительных радиотракта (перестраиваемых по локальной спецрадиосети) соседним членам ЭР. Дополнительные радиотракты перестраиваются на нужную частоту командами управления, подаваемыми по локальной спецрадиосети.

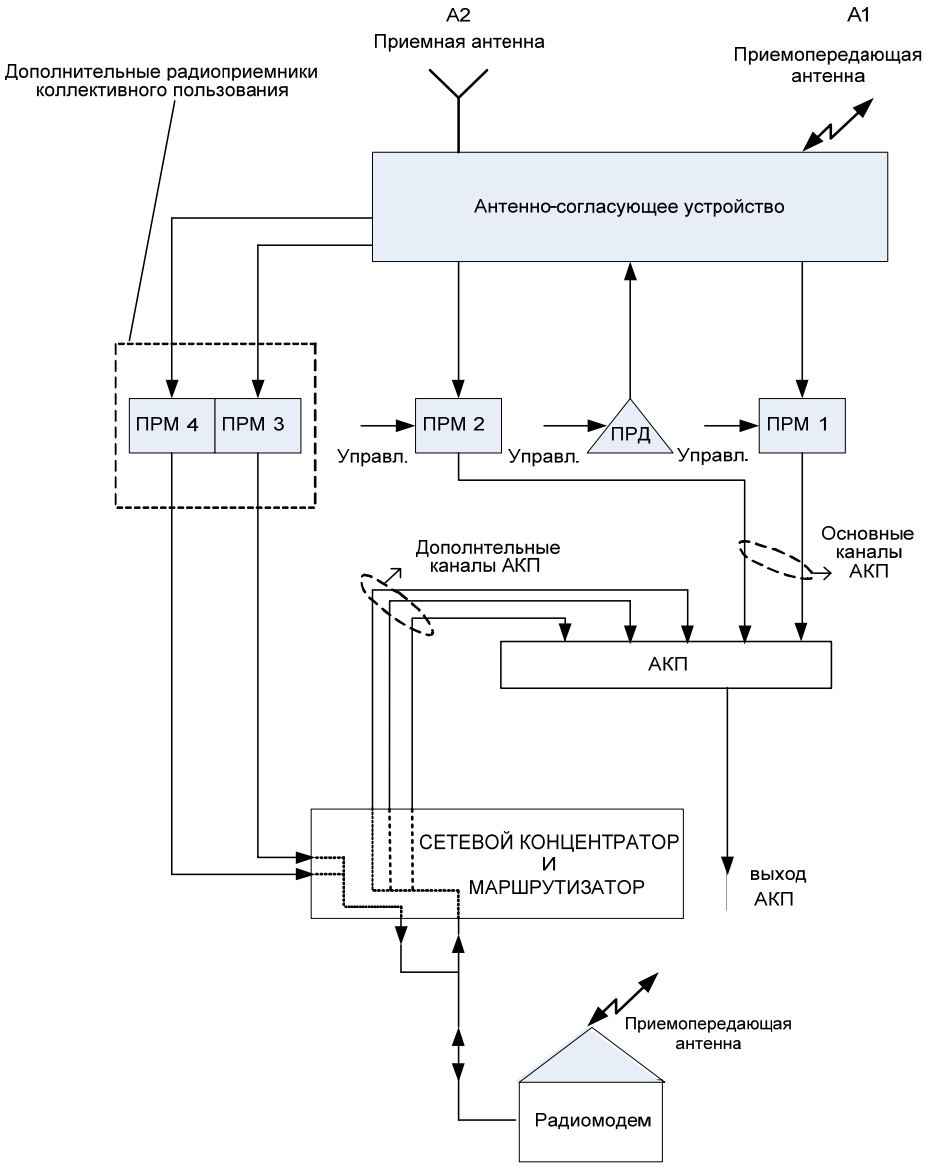


Рис. 2. Двухантенная радиостанция с пятиканальным АКП

Таким образом, приведенные примеры возможного построения радиостанций, составляющих эгрегореаль, демонстрируют необычайно широкие возможности эгрегореальной системы радиосвязи, адаптивно конфигурируемой для обеспечения высокой степени помехозащищённости вначале приоритетных, а по мере развития – и всех существующих систем радиосвязи,

функционирование которых должно быть обеспечено в условиях массированного применения средств РЭП.

Реализация найденных решений, помимо возможности получения быстрого и относительно малозатратного существенного скачка в помехозащённости радиосвязи, открывает перспективу для дальнейшего совершенствования. Последнее в предельной гипотетической версии обеспечивает построение практически незабиваемой помехами системы радиосвязи, поскольку в ответ на любое увеличение предполагаемого количества помех со стороны противника может быть реализована предлагаемая в настоящей работе соответствующая новым задачам эгрегориаль, причём гораздо более дешёвыми, чем создание этих помех, методами.

Литература

1. *Шишкин Ю.В., Ясырев Ю.В.* Помехоустойчивая система радиосвязи. Заявка на патент, приоритет от 25.09.2009 г.

2. *Чельцов Б.* Борьба за информацию на основе информации / Б. Чельцов, И. Замалтдинов, С. Волков // Воздушно-космическая оборона. – 2009. – № 3.

Статья поступила в редакцию 8 февраля 2010 г.

УДК 539.216.2

СПОСОБЫ СНИЖЕНИЯ ПОТЕРЬ В КАНАЛАХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЛАЗЕРНЫХ СИГНАЛОВ

С.В. Артыщенко, доцент, Воронежский гос. архитект.-строит. ун-т, e-mail: artichenko@mail.ru
В.А. Дубинкин, нач. отд., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-79-41
О.В. Николаев, нач. НТЦ, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-79-41

Описываются способы снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов, основанные на снижении коэффициента экстинкции за счет когерентной подготовки молекулярной среды и уменьшения полного сечения рассеяния лазерных импульсов. В результате оптического выстраивания молекул в плоскости перпендикулярной плоскости поляризации информационных импульсов, полное сечение их рассеяния на молекулах снижается в 2-3 раза по сравнению со случаем когерентно неподготовленной среды. Снижение рассеяния в боковых направлениях способствует повышению скрытности.

Ключевые слова: *молекулы, когерентный контроль, лазерное излучение.*

WAYS TO DECREASE SIGNAL PROPAGATION LOSSES IN LAZAR CHANNELS

S.V. Artyshchenko, associate professor, Voronezh State Architectural University, e-mail: artichenko@mail.ru
V.A. Dubinkin, head of department, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-79-41
O.V. Nikolayev, head of Scientific and Technical Centre, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-79-41

Ways to decrease signal propagation losses over laser channels based on decreasing the extinction ratio at the expense of molecular environment coherent preparation and laser pulse dispersion total cross-section. The optical molecule alignment in the plane perpendicular to the information pulse polarization plane resulted in their dispersion on molecules total cross-section decrease 2 to 3 times if comparing with the case of coherently unprepared medium. The dispersion decrease in lateral directions facilitates the privacy increase.

Key words: *molecule, coherent control, laser radiation.*

Введение

Экстинкция в лазерных каналах связи является основным фактором, характеризующим всю линию связи, и влияет на характеристики передаваемого сигнала. Коэффициент экстинкции определяется как отношение суммы мощностей рассеянного и поглощенного излучения в канале к мощности падающего излучения:

$$K_э = \frac{P_{погл} + P_{расс}}{P_{изл}} = \frac{P_{потерь}}{P_{изл}} = \frac{P_{изл} - P_{приним}}{P_{изл}} = 1 - \frac{P_{приним}}{P_{изл}},$$

и может быть представлен как сумма коэффициентов поглощения и рассеяния: $К_э = К_{погл} + К_{расс}$. Одним из факторов, участвующих в формировании коэффициента рассеяния и общего коэффициента экстинкции является полное сечение рассеяния σ, снижение которого и лежит в основе предложенных способов снижения потерь.

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 [1] предложен способ повышения эффективности ЛАЛС за счет генерации среды с минимальным полным сечением рассеяния. При этом основная модификация этого способа, описанная в [1], по-видимому, не является оптимальной и представляет значительные трудности в технической реализации. В связи с этим в настоящей работе развиваются идеи, изложенные в работе [1], уточняются некоторые аспекты вышеуказанного способа и предлагаются различные модификации, облегчающие возможную реализацию способа снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов за счет генерации среды с минимальным полным сечением рассеяния.

В рамках рассматриваемой модели мы интересуемся возможностью снижения конкретно молекулярного рассеяния – рассеяния оптически пустой средой, когда не учитывается влияние многих негативных факторов, присутствующих в атмосфере на небольшой высоте. Но это не снижает актуальности проблемы, поскольку существует задача установления оптической связи между низкоорбитальными спутниками. Особенно-

стью этой задачи является то, что здесь лазерное излучение может распространяться в разреженной атмосферной среде, где минимизировано влияние таких негативных факторов, как турбулентность, осадки, аэрозоли, дымки и т. д., но все же мы имеем дело с молекулярной средой и заинтересованы в снижении именно молекулярного рассеяния.

Следует отметить, что при распространении лазерного излучения в атмосфере на большие расстояния снижается степень его когерентности, поэтому в ряде дальнейших примеров мы будем рассматривать идеализированную модель, в которой предполагается распространение излучения на небольшие расстояния, когда степень когерентности снижается незначительно. При этом полученные в данном приближении результаты могут быть не только полезны для качественного понимания процессов взаимодействия лазерного излучения с атмосферными газами, но и частично распространены на общий случай больших расстояний. Кроме того, далее мы аппроксимируем динамическую поляризуемость молекул ее статическим пределом, что допустимо для большинства молекул атмосферных газов при определенных параметрах излучения, а именно в том случае, если частота лазерного излучения существенно меньше частоты электронного перехода молекулы.

Основная идея предлагаемых способов. Преимущества использования когерентной подготовки среды по сравнению с когерентно неподготовленной средой

В различных системах измерения и дальнометрирования, связи и информации, использующих лазерное излучение, принципиально важным является снижение полного сечения рассеяния. При этом важно снижение так называемого рассеяния вперед и рассеяния во всех других направлениях. Значимым является снижение как рэлеевского рассеяния без изменения частоты, так и рассеяния в крыле линии Рэлея с изменением частоты падающего лазерного излучения. Вероятность всех перечисленных видов рассеяния описывается так называемым полным сечением рассеяния σ, которому прямо пропорциональна вероятность рассеяния. Задача снижения полного сечения рассеяния информационных лазерных импульсов на молекулах атмосферных газов и решается в настоящей работе.

Рассеяние молекулой линейно поляризованного излучения связано с такой ее характеристикой, как поляризуемость. Вероятность рассеяния молекулой лазерного излучения прямо пропорциональна полному сечению рассеяния σ. Полное сечение рассеяния пропорционально квадрату длины той оси α эллипсоида поляризуемости молекулы, которая ориентирована параллельно вектору **F** напряженности электрического поля падающего на молекулу лазерного излучения ($\sigma \sim \alpha^2$). Для линейных молекул, преимущественно составляющих атмосферные газы, хорошо известны данные о тензорах поляризуемости [2], которые для большинства линейных молекул в основных состояниях совпадают с соответствующими тензорами рассеяния [3]. При этом также вводят в рассмотрение эллипсоид поляризуемости молекулы, ставя в соответствие главным значениям α_{xx}, α_{yy}, α_{zz} тензора поляризуемости значения длин главных осей эллипсоида поляризуемости α_{xx}, α_{yy}, α_{zz}. Для линейных молекул, у которых $\alpha_{xx} = \alpha_{yy} \neq \alpha_{zz}$, вводятся обозначения $\alpha_{xx} = \alpha_{yy} = \alpha_\perp$, $\alpha_{zz} = \alpha_\parallel$, где $\alpha_\perp$ – так называемая поперечная поляризуемость, $\alpha_\parallel$ – продольная поляризуемость.

В атмосферной среде преобладают линейные молекулы, такие как N_2, O_2, поэтому основной вклад в процесс молекулярного рассеяния вносит рассеяние на линейных молекулах. Однако оценки, проведенные с учетом особенностей симметрии эллипсоида поляризуемости нелинейных молекул и частиц аэрозолей субмикроскопического размера, а также особенностей их выстраивания в лазерном поле, позволяют утверждать, что предлагаемые способы снижения потерь могут быть эффективными, хотя и в меньшей степени, для снижения рассеяния лазерных импульсов на нелинейных молекулах, а также на частицах аэрозолей, когда размеры рассеивающих частиц много меньше длины волны.

Под осью линейной молекулы (молекулярной осью) понимается воображаемая ось, соединяющая 2 или более атомов, входящих в ее состав. Для линейных молекул именно вдоль этой оси поляризуемость максимальна, иными словами, эта ось совпадает с максимальной осью эллипсоида поляризуемости молекулы. Для нелинейных молекул также вводятся в рассмотрение тензоры и эллипсоиды поляризуемости. Для линейных молекул эллипсоид поляризуемости, очевидно, представляет собой эллипсоид вращения, $\alpha_{xx} = \alpha_{yy} \neq \alpha_{zz}$, а для нелинейных молекул это, вообще говоря, трехосный эллипсоид, $\alpha_{xx} \neq \alpha_{yy} \neq \alpha_{zz}$. Для определенности здесь и далее

примем для линейных молекул обозначения $\alpha_{xx} = \alpha_{yy} = \alpha_{\perp} < \alpha_{zz} = \alpha_{\parallel}$, а также $\alpha_{xx} = \alpha_{yy} = \alpha_{\perp} = \alpha_{\min}$ – минимальная ось, $\alpha_{zz} = \alpha_{\parallel} = \alpha_{\max}$ – максимальная ось.

Рассеяние линейной молекулой линейно поляризованного лазерного излучения зависит от ориентации оси молекулы по отношению к вектору **F** напряженности электрического поля падающего лазерного излучения, т.е. от ориентации эллипсоида поляризуемости линейной молекулы по отношению к плоскости поляризации импульса. Геометрически это может быть интерпретировано так: *полное сечение рассеяния пропорционально квадрату длины той оси эллипсоида поляризуемости молекулы, которая ориентирована параллельно вектору **F***. Поэтому легко видеть, что *чем меньшая ось эллипсоида поляризуемости будет выстроена вдоль вектора **F**, тем меньше будет полное сечение рассеяния, а значит, и вероятность рассеяния молекулой линейно поляризованного лазерного излучения*. Поняв эту особенность, остается добиться «выгодной» ориентации молекул в канале прохождения информационных импульсов по отношению к их вектору **F** напряженности электрического поля (или, иными словами, к плоскости поляризации импульсов), что и делается в предлагаемом способе.

Исходя из вышесказанного, очевидно, что полное сечение рассеяния лазерного излучения на линейной молекуле будет максимальным при ориентации молекулярной оси, а значит, и максимальной оси эллипсоида поляризуемости, вдоль направления вектора **F** (см. рис. 2). Напротив, при ориентации молекулярной оси перпендикулярно направлению вектора **F**, что означает ориентацию вдоль направления вектора **F** минимальной оси эллипсоида поляризуемости, полное сечение рассеяния будет минимальным (см. рис. 3).

Различные случаи ориентации эллипсоида поляризуемости линейной молекулы по отношению к вектору **F** напряженности электрического поля линейно поляризованного лазерного излучения приведены на рис. 2 и 3. Рис. 2 иллюстрирует случай, когда полное сечение рассеяния, которое мы обозначим как $\sigma_{\max}$, будет максимальным, а значит, информационные импульсы будут максимально рассеиваться. Рис. 3, а также и рис. 1 иллюстрируют случай ориентации молекулы, которой мы добиваемся с помощью предлагаемого способа, когда полное сечение рассеяния информационных импульсов на линейных молекулах, которое мы обозначим как $\sigma_{\min}$, будет минимальным, а значит, информационные импульсы будут рассеиваться минимально.

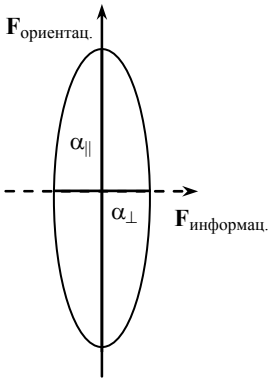


Рис. 1. Случай ориентации эллипсоида поляризуемости молекулы с помощью подготовительного излучения, когда полное сечение рассеяния информационных импульсов будет минимальным

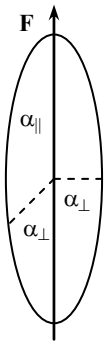


Рис. 2. Случай «невыгодной» ориентации эллипсоида поляризуемости молекулы, когда полное сечение рассеяния максимально

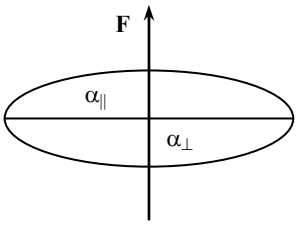


Рис. 3. Случай «выгодной» ориентации эллипсоида поляризуемости молекулы, когда полное сечение рассеяния минимально

Как уже говорилось, для снижения вероятности рассеяния необходимо выстроить оси молекул в канале прохождения перпендикулярно плоскости поляризации информационных импульсов. Среди известных способов вполне естественно выбрать оптическое выстраивание с помощью вспомогательного лазерного излучения, которое и будет ориентировать молекулы в кана-

ле прохождения нужным образом. Вспомогательное излучение может действовать либо в форме предшествующих импульсов, подготавливающих среду для распространения последующих информационных импульсов с минимальными потерями, либо в форме непрерывного лазерного излучения, ориентирующего молекулы в канале распространения информационных импульсов и создающего выгодные условия для их распространения. При этом для уменьшения полного сечения рассеяния подготовительные и информационные импульсы должны быть линейно поляризованы во взаимно перпендикулярных плоскостях, как показано на рис. 4. С помощью предшествующего импульса (или непрерывного лазерного излучения) подготавливается среда в канале прохождения лазерного излучения таким образом, чтобы взаимодействие последующего (информационного) импульса со средой было минимальным и, соответственно, чтобы он рассеивался и терял энергию минимально.

При когерентной подготовке среды мы будем опираться на явление выстраивания молекул вдоль вектора **F** напряженности электрического поля лазерного излучения, которое состоит в том, что вдоль направления вектора **F** выстраивается ось молекулы, вдоль которой динамическая поляризуемость максимальна. При этом для линейных двухатомных молекул эта ось совпадает с молекулярной осью. Мы также будем считать эту ось совпадающей с большей осью эллипсоида поляризуемости молекулы. Подробное описание явления выстраивания молекул в лазерном поле в рамках классической механики, основные уравнения и формулы вместе с их выводом, с рассмотрением случая отрицательной разности продольной и поперечной динамических поляризуемостей ($\beta < 0$), а также случая полярных молекул приведены в работах [4–7].

Очевидно, что в среде, не подвергавшейся когерентной подготовке, оси линейных молекул образуют различные углы с направлением вектора $\mathbf{F_2}$, падающего информационного излучения, и вдоль направления вектора $\mathbf{F_2}$ ориентированы некоторые, не обязательно главные оси эллипсоидов поляризуемости α_i, где $\alpha_{xx} \le \alpha_i \le \alpha_{zz}$. Для усреднения будем считать, что в неподготовленной среде оси линейных молекул условно распределены изотропно. Введя в рассмотрение среднюю длину оси эллипсоида поляризуемости, ориентированной в неподготовленной среде вдоль вектора $\mathbf{F_2}$, и обозначив ее $\alpha_{средн}$, после усреднения по совокупности молекул, находящихся в канале распространения информационных импульсов, принимая в расчет данные по поляризуемости различных линейных молекул, таких как O_2, N_2 и др., получаем, что значение $\alpha_{средн}$ составляет от 1,4 до 1,8 значения α_{xx} ($\alpha_{xx} = \alpha_{yy} = \alpha_\perp = \alpha_{min}$). А с учетом того, что *полное сечение рассеяния пропорционально квадрату длины той оси эллипсоида поляризуемости молекулы, которая ориентирована параллельно вектору* ***F****, становится очевидным, что полное сечение рассеяния информационных импульсов в неподготовленной среде (обозначим его как* $\sigma_{средн}$ *или* σ_0*) будет от 2 до 3 раз выше, чем при ориентации вдоль вектора* ***F*** *минимальной оси* α_{min} *эллипсоида поляризуемости,* которой мы добиваемся при осуществлении предлагаемого способа. Таким образом, в когерентно подготовленной среде полное сечение рассеяния информационных импульсов снижается в 2–3 раза по сравнению со средой, не подвергавшейся когерентной подготовке.

Атмосферный волновод

Модели, близкие к предложенному способу в смысле когерентной подготовки среды, когда воздействие подготавливающего импульса создавало выгодные начальные условия для безионизационной вращательной диссоциации молекул с помощью последующего импульса, были предложены в работах [4–6]. Следует также упомянуть теоретическую [8] и экспериментальную [9] работы, где с помощью короткого импульса либо импульса с долгим включением и быстрым выключением генерировалась среда с меняющимся во времени показателем преломления. В этих работах было показано, что пробный импульс, посылаемый в такую среду, после некоторой задержки может выйти из нее сжатым. В работе [10] теоретически рассматривается возможность использования трехмерного выстраивания для получения периодического по времени молекулярного переключателя. Можно говорить о том, что в предложенных способах реализуется процесс, аналогичный случаям так называемого самовоздействия лазерного излучения.

В качестве грубой, но яркой аналогии для предлагаемых способов, когда обеспечивается прохождение информационных импульсов в газовой среде с минимальными потерями через созданный подготовительным импульсом когерентный ансамбль выстроенных молекул, полезно отметить явление самоиндуцированной прозрачности [11], также связанное с понятием когерентно-

го ансамбля молекул, когда взаимодействие отдельного импульса со средой сводится к обмену энергией, переходящей от импульса к среде и возвращающейся обратно в импульс. В случае реализации явления самоиндуцированной прозрачности, имеющем место в кристаллических средах, распространяющаяся без потерь волна представляет собой пример солитона [11]. В кристаллических телах это явление реализуется за счет особой формы лазерных импульсов, также называемых 2π-импульсами. По аналогии с явлением самоиндуцированной прозрачности, но только с помощью модели двух импульсов достигается то, что среда под действием предыдущего импульса приходит в состояние, выгодное для прохождения последующего. Таким образом, мы жертвуем подготовительным импульсом, который рассеивается, отдавая свою энергию на выстраивание линейных молекул в канале прохождения лазерного излучения и создавая ансамбль выстроенных молекул, которые будут минимально рассеивать последующие информационные импульсы. Здесь можно говорить о том, что создается максимально упорядоченная структура с определенными свойствами в такой среде, как атмосферные газы. В качестве наиболее яркого названия для предложенного способа здесь может быть применено словосочетание «атмосферный волновод».

Время ориентации молекул лазерным излучением и вопрос выбора интенсивности и длительности подготовительного и информационного излучений. Вопрос выбора длины волны подготовительных и информационных импульсов

Следует отметить, что для выстраивания молекул в канале прохождения информационных импульсов необходимо настолько мощное лазерное излучение, чтобы эффективная энергия его взаимодействия с молекулами превышала энергию теплового вращения молекул. Интенсивность подготовительного излучения определяется формулой (2). При выполнении условия (2) тепловое вращение молекул не мешает выстраиванию в лазерном поле. Время ориентации τ линейной молекулы вдоль вектора **F** напряженности электрического поля подготовительного лазерного излучения может быть оценено с помощью формулы

$$\tau = 2\pi/\omega_{\text{rot}}. \qquad (1)$$

Здесь ω_{rot} – частота вращения молекулы в стремлении выстроиться вдоль вектора **F** в лазерном поле.

Для линейной молекулы при выполнении условия

$$\beta F^2/4 >> kT, \qquad (2)$$

где kT – энергия теплового вращения молекулы, $\beta = \alpha_{\parallel} - \alpha_{\perp}$ и представляет собой разность продольной и поперечной динамических поляризуемостей молекулы, ω_{rot} имеет вид [6]

$$\omega_{\text{rot}} = \sqrt{\frac{2\beta F^2}{I}}. \qquad (3)$$

Здесь I – момент инерции молекулы.

При использовании подготовительного излучения интенсивностью соответствующей формуле (2), при $T = 300$ К типичное время ориентации τ оси молекулы с наибольшей динамической поляризуемостью вдоль направления электрического поля лазерного излучения имеет порядок пикосекунд. Чем быстрее мы хотим добиться достаточно резкого выстраивания, тем более мощное подготовительное излучение необходимо использовать. Снижать же интенсивность ориентирующего излучения мы можем лишь до известного предела, определяемого формулой (2).

Основным показателем характеристики канала, в том числе лазерной связи, является передаточная характеристика, которая определяется реакцией канала на одиночный импульс типа дельта-функции. Для рассматриваемого в настоящей работе канала связи в качестве такого одиночного импульса может быть использован лазерный импульс длительностью порядка времени теплового вращения молекулы, и поэтому экспериментальные исследования в рассматриваемом случае можно реализовывать при помощи лазерных импульсов длительностью, равной периоду теплового вращения молекул атмосферных газов, составляющему единицы пикосекунд.

Важным является попадание по длине волны информационных импульсов в окна прозрачности атмосферы, а для подготовительного излучения – выбор такой частоты, на которой динамическая поляризуемость молекулы (которая на определенной длине волны падающего излучения может в несколько раз превышать свой статический предел) максимальна, чтобы эффективнее выстраивать молекулы в канале прохождения. Энергия взаимодействия молекулы с подготовительным лазерным излучением $\beta F^2/4$ и эффект выстраивания ориентирующим импульсом будут наибольшими при максимальной разности продольной и поперечной динамических поляризуемостей молекулы β, завися-

щей от частоты падающего излучения, т.е. на тех частотах, на которых динамическая поляризуемость максимальна. Выбор той длины волны подготовительного излучения, на которой динамическая поляризуемость преобладающих в атмосфере молекул максимальна, даст возможность в несколько раз снизить его интенсивность. Длину волны информационных импульсов следует подбирать так, чтобы она попадала в одно из окон прозрачности, например в ближнем ИК диапазоне. Чтобы сами информационные импульсы не давали вклада в расстройку эффекта выстраивания, энергия их взаимодействия с молекулами должна быть много меньше kT.

Варианты осуществления предлагаемого способа

Приведем несколько вариантов обсуждаемого способа вместе с блок-схемами, иллюстрирующими особенности их реализации.

Способ снижения полного сечения рассеяния информационных импульсов с использованием их чередования с подготовительными

В качестве одного из вариантов осуществления предлагаемого способа возможно использование последовательности из предшествующих импульсов и последующих информационных импульсов, среди которых предшествующий импульс подготавливает среду. Для уменьшения полного сечения рассеяния подготовительные и информационные импульсы должны быть линейно поляризованы во взаимно перпендикулярных плоскостях, как показано на рис. 4. В обозначениях на рис. 4 $\mathbf{F}_1$, $\mathbf{F}_2$ – это векторы напряженности поля подготовительного и информационного импульсов соответственно, τ_1 – длительность подготовительного импульса, τ_2 –длительность информационного импульса, T_s –скважность (порядка длительности импульсов или значительно меньше).

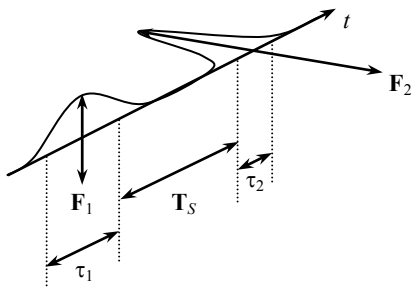


Рис. 4. Предшествующий подготовительный и последующий информационный импульсы, поляризованные во взаимно перпендикулярных плоскостях

С помощью предшествующего импульса молекулярная среда в канале прохождения лазерного излучения подготавливается таким образом по отношению к вектору $\mathbf{F_2}$ напряженности информационных импульсов (как показано на рис. 1), чтобы взаимодействие одного или серии последующих информационных импульсов со средой было минимальным и, соответственно, чтобы они рассеивались и теряли энергию минимально.

Оценки времени ориентации молекул типа N_2, O_2 подготовительным полем при условии $\beta F^2/4 >> kT$ дают значение времени ориентации $t_{\text{ориент}} \approx 1$ пс. По тем же оценкам, достаточная резкость выстраивания молекулярных осей в пределах 5–10° около направления вектора $\mathbf{F}$ сохранится в течение максимум 200 фс. Здесь расстройка эффекта выстраивания обусловлена тепловым вращением молекул.

Описанный вариант осуществления предлагаемого способа диктует использование как минимум пикосекундных подготовительных импульсов, а для передачи информационных импульсов остается максимум 200 фс, что, в свою очередь, выдвигает серьезные требования как к передающей, так и принимающей аппаратуре, а также к синхронизации режима их работы и управления им с помощью ЭВМ.

Хотя первый вариант отличается наглядностью и простотой для качественного восприятия сути предложенного способа, более перспективным и осуществимым нам представляется другой вариант его реализации, без чередования подготовительных и информационных импульсов, с использованием подготовительного поля, действующего постоянно, на фоне которого распространяются информационные импульсы. Этот вариант описывается ниже и условно может быть принят как основной.

Способ снижения полного сечения рассеяния информационных импульсов с использованием их распространения на фоне гигантских подготовительных импульсов в одинаковом направлении

Подготовительное излучение в данном случае действует в форме длительных, мощных, поляризованных перпендикулярно информационным импульсов, длительность которых может на десятки порядков превышать длительность информационных. Если еще и необходимо сохранить резкость выстраивания между подготовительными импульсами, то интервал между ними не должен превышать 200 фс. При этом инфор-

мационные импульсы, поляризованные перпендикулярно подготовительным, распространяются на их фоне. *Подготовительные и информационные импульсы распространяются в одинаковом направлении (в направлении приемника информационных импульсов).* Целесообразно сделать их различающимися по длине волны, при этом по длине волны должна быть избирательна принимающая аппаратура. Кроме того, на принимающей стороне можно выделять информационный сигнал на фоне вспомогательного за счет избирательности принимающей аппаратуры по поляризации.

Описанный способ удобен для устойчивой передачи пакетов информации в пределах длительности отдельных подготовительных импульсов, которая может быть достаточно велика. Использование импульсного подготовительного лазерного излучения может требовать меньших энергетических затрат, чем использование непрерывного излучения. Способ удобен в случае, когда абоненты заинтересованы в устойчивой передаче отдельных информационных пакетов в пределах длительности подготовительных импульсов. Однако если интервал между подготовительными импульсами не будет превышать 200 фс, то резкость выстраивания в канале прохождения не претерпит существенных изменений, и, следовательно, возможна устойчивая непрерывная передача информации.

Способ снижения полного сечения рассеяния информационных импульсов с использованием их распространения на фоне гигантских подготовительных импульсов в противоположном направлении

Подготовительное излучение в данном случае действует в форме длительных, мощных, поляризованных перпендикулярно информационным импульсов, длительность которых может на десятки порядков превышать длительность информационных. При этом информационные импульсы, поляризованные перпендикулярно подготовительным, распространяются на их фоне. *Способ отличается тем, что подготовительные и информационные импульсы распространяются в противоположном направлении (подготовительные импульсы распространяются со стороны приемника, навстречу информационным). Таким образом, подготовка среды осуществляется за счет подготовительных импульсов, испускаемых со стороны приемника информационных импульсов*. Предлагается сделать подготовительное и информационное излучение различающимися по длине волны, при этом, соответственно, по длине волны должна быть избирательна принимающая аппаратура. Кроме того, на принимающей стороне можно выделять информационный сигнал на фоне вспомогательного за счет избирательности принимающей аппаратуры по поляризации (путем использования интерференционно-поляризационного фильтра). Описанный способ удобен для устойчивой передачи пакетов информации в пределах длительности отдельных подготовительных импульсов, которая может быть достаточно велика.

Использование импульсного подготовительного лазерного излучения может требовать меньших энергетических затрат, чем использование непрерывного излучения. Способ удобен в случае, когда абоненты заинтересованы в устойчивой передаче отдельных информационных пакетов в пределах подготовительных импульсов. Однако если интервал между подготовительными импульсами не будет превышать 200 фс, то резкость выстраивания в канале прохождения не претерпит существенных изменений, и, следовательно возможна устойчивая непрерывная передача информации. Преимуществом данного способа является тот факт, что нет необходимости испускать подготовительное и информационное излучение из одного источника, что упрощает техническую реализацию.

Способ снижения полного сечения рассеяния информационных импульсов с использованием их распространения на фоне непрерывного подготовительного излучения в одинаковом с ним направлении

Предлагаемый способ включает использование непрерывного линейно поляризованного лазерного излучения, ориентирующего молекулы в канале прохождения, и информационных импульсов, линейно поляризованных в плоскости, перпендикулярной плоскости поляризации вспомогательного излучения, и распространяющихся в том же канале с той разницей, что длина волны непрерывного ориентирующего излучения и информационных импульсов не совпадает. *Источник подготовительного излучения находится на одной стороне с источником информационных импульсов*. Для выстраивания молекул в канале предлагается использовать источник непрерывного лазерного излучения с длиной волны, на которой максимальна динамическая поляризуемость преобладающих в атмосферной среде ли-

нейных молекул и максимален эффект выстраивания. Длина волны информационных импульсов может быть выбрана попадающей в одно из окон прозрачности, например в ближнем ИК диапазоне. Принимающая часть должна быть избирательна как по поляризации, так и по длине волны. В рассматриваемом случае распространения информационных импульсов на фоне непрерывного вспомогательного лазерного поля их можно идентифицировать как за счет разных плоскостей поляризации, так и за счет разной длины волны вспомогательного излучения и информационных импульсов. При осуществлении указанного способа можно использовать несколько подготовительных лазеров, конусы пучков которых перекрываются, а информационный лазер работает в зоне перекрытия так, как показано на рис. 5 и 6. На рис. 5 схематически изображено поперечное сечение канала распространения импульсов, где перекрываются четыре пучка вспомогательного излучения, а информационные импульсы распространяются, не отклоняясь за пределы зоны перекрытия, выделенной наиболее темной заливкой. На рис. 6 схематически изображен вид сбоку для случая осуществления предлагаемого способа с использованием двух вспомогательных лазеров и распространения информационных импульсов в зоне их перекрытия.

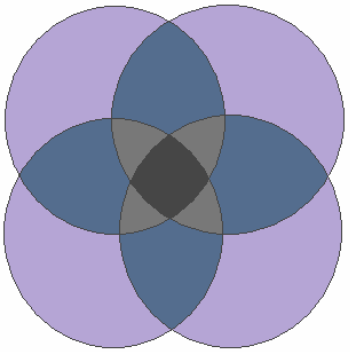


Рис. 5. Поперечное сечение канала распространения импульсов, где перекрываются четыре пучка вспомогательного излучения

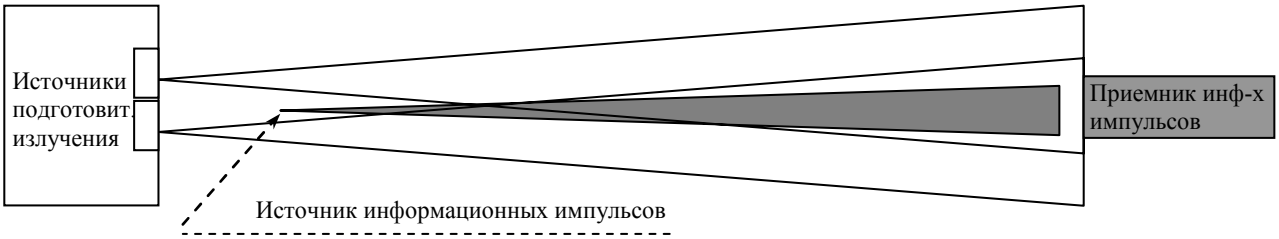


Рис. 6. Продольное сечение канала распространения информационных импульсов в зоне перекрытия двух вспомогательных лазеров

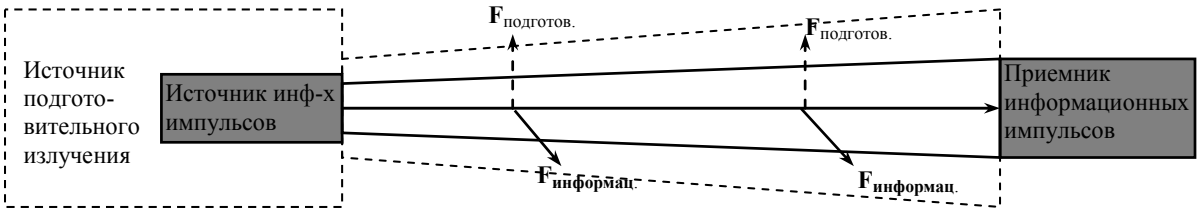


Рис. 7. Блок-схема способа снижения полного сечения рассеяния информационных импульсов с использованием их распространения на фоне непрерывного подготовительного излучения в одинаковом с ним направлении

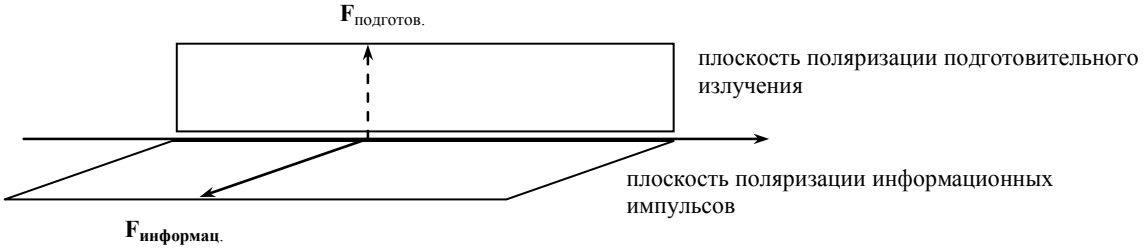


Рис. 8. Блок-схема способа снижения полного сечения рассеяния информационных импульсов с использованием их распространения на фоне непрерывного подготовительного излучения в одинаковом с ним направлении (упрощенная схема)

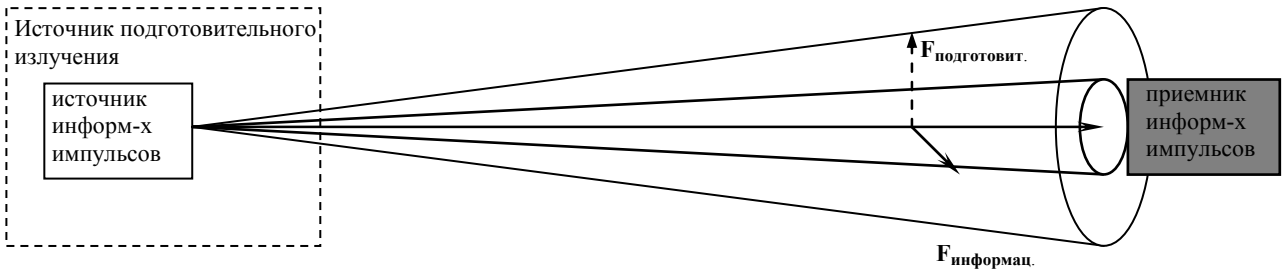


Рис. 9. Распространение информационного излучения в конусе когерентно подготовленной среды

Использование данной модификации поможет избежать расстройки эффекта выстраивания, поскольку ориентирующий лазер действует непрерывно, и нет необходимости минимизировать длительность информационных импульсов. Кроме того, использование вспомогательного поля, действующего непрерывно, способствует усилению резкости выстраивания в канале даже при относительно невысоких интенсивностях подготовительного излучения. Предлагаемый способ иллюстрируют рис. 7–9.

Способ снижения полного сечения рассеяния информационных импульсов с использованием их распространения на фоне непрерывного подготовительного излучения в противоположном с ним направлении

Предлагаемый способ включает использование непрерывного линейно поляризованного лазерного излучения, ориентирующего молекулы в канале прохождения, и информационных импульсов, линейно поляризованных в плоскости, перпендикулярной плоскости поляризации вспомогательного излучения, и распространяющихся в том же канале, *отличается тем, что источник постоянного подготовительного излучения находится на принимающей стороне*. В силу возможного наличия на приемнике фона рассеянного назад подготовительного излучения длину волны ориентирующего излучения и информационных импульсов предлагается сделать различной. Выстраивание молекул в канале предлагается осуществлять с помощью источника непрерывного лазерного излучения с такой длиной волны, на которой максимальна динамическая поляризуемость преобладающих в атмосферной среде линейных молекул, а соответственно, максимален эффект выстраивания. Длина волны информационных импульсов может быть выбрана попадающей в одно из окон прозрачности, например в ближнем ИК диапазоне. Принимающая часть должна быть избирательна как по поляризации, так и по длине волны. Таким образом, рассеянное назад на приемник подготовительное излучение и излучение информационное можно идентифицировать как за счет разных плоскостей поляризации, так и за счет разной длины волны вспомогательного излучения и информационных импульсов. В данном случае с учетом некоторой расходимости подготовительного излучения, которую мы можем контролировать, по ходу распространения информационного излучения будет находиться сужающийся конус когерентно подготовленной среды. Это конус, у которого показатель преломления будет меняться по его сечению от центра к периферии как за счет нелинейных эффектов взаимодействия подготовительного излучения с молекулярной средой, так и за счет расходимости подготовительного излучения. Тогда помимо преимуществ, обеспеченных непосредственно выстраиванием, в силу подобного изменения показателя преломления по сечению пучка возможна реализация явления, аналогичного самофокусировке лазерного излучения, вызываемой, как известно, изменением показателя преломления по сечению пучка от центра к периферии в силу нелинейных эффектов взаимодействия лазерного излучения с веществом. Умеренная реализация дополнительной фокусировки информационных импульсов, обеспеченной их вхождением в сужающийся конус когерентно подготовленной среды с показателем преломления, меняющимся по его сечению от центра к периферии, может играть положительную роль.

К числу достоинств данного способа следует отнести тот факт, что при его реализации будет возрастать резкость выстраивания на пути от передатчика к приемнику, а следовательно, близкие к приемнику объемы молекулярных газов будут рассеивать излучение информационного импульса все меньше и меньше. То есть будет иметь место плавное снижение полного сечения рассеяния σ в молекулярной среде на пути от источника к приемнику информационных импульсов.

Использование данной модификации требует значительных энергетических затрат на

когерентную подготовку и поддержание достаточной резкости выстраивания в канале распространения информационных импульсов, однако позволяет избежать расстройки эффекта выстраивания, поскольку ориентирующий лазер действует непрерывно, и нет необходимости минимизировать длительность информационных импульсов. Дополнительным достоинством данного способа является тот факт, что нет необходимости испускать подготовительное и информационное излучение из одного источника, что упрощает техническую реализацию. Кроме того, использование вспомогательного поля, действующего непрерывно, способствует усилению резкости выстраивания в канале даже при относительно невысоких интенсивностях подготовительного излучения.

Предлагаемый способ иллюстрирует рис. 10.

Отметим, что мы заинтересованы в минимальной расходимости как подготовительного, так и информационного пучков в пределах долей градуса. Опираясь на существующую элементную базу, несложно обеспечить как упомянутую расходимость, так и соосность распространения подготовительного и информационного излучения. Поэтому показанная на большинстве фигур значительная расходимость пучков не характеризует реальную расходимость, а использована для наглядности и лучшего восприятия рисунков.

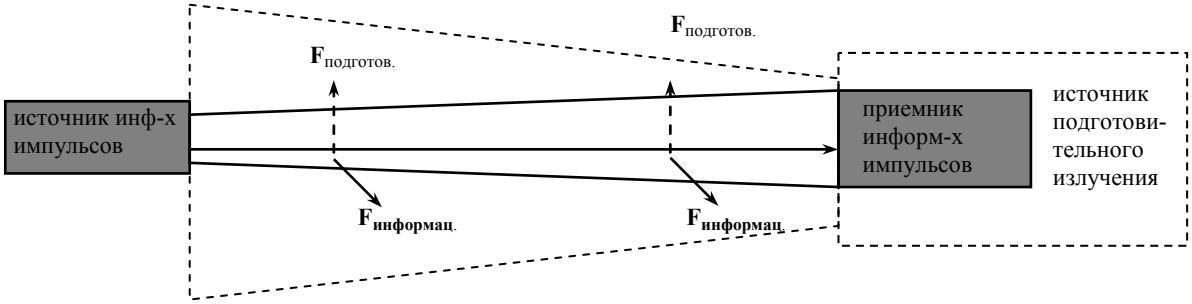


Рис. 10. Блок-схема способа снижения полного сечения рассеяния информационных импульсов, с использованием их распространения на фоне непрерывного подготовительного излучения в противоположном с ним направлении

Заключение

По сравнению с распространением в когерентно неподготовленной среде при использовании предложенного способа *полное сечение рассеяния информационных импульсов на молекулах атмосферных газов может быть снижено в 2–3 раза. Таким образом,* вероятность рассеяния информационных импульсов снижается в 2–3 раза, что весьма существенно. Дальнейшие перспективы снижения полного сечения рассеяния видятся в манипуляциях с длиной волны, формой и длительностью импульса, а в плане ориентационной зависимости можно говорить о том, что в предложенных способах полное сечение рассеяния будет снижено до своего естественного минимума. Также будет снижен коэффициент экстинкции за счет минимизации слагаемого, связанного с рассеянием.

Коэффициент экстинкции может быть представлен как сумма коэффициентов поглощения и рассеяния: $K_э = K_{погл} + K_{расс}$. В приближении, когда коэффициент поглощения считается не зависящим от интенсивности падающего излучения, графики зависимости коэффициента экстинкции и полного сечения рассеяния от энергии взаимодействия лазерного излучения с молекулами имеют вид, приведенный на рис. 11 и рис. 12.

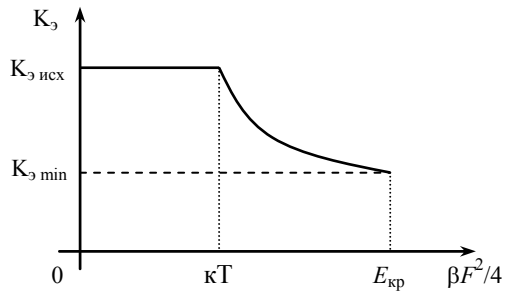


Рис. 11. График зависимости коэффициента экстинкции информационного канала от энергии взаимодействия подготовительного лазерного излучения с молекулами

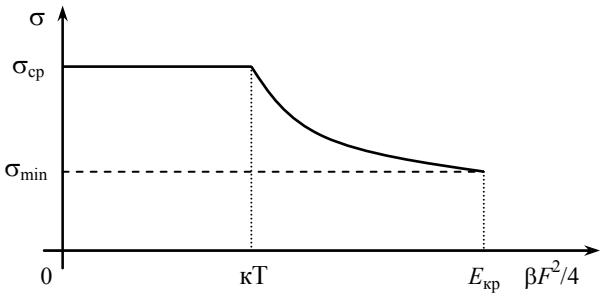


Рис. 12. График зависимости полного сечения рассеяния информационных импульсов от энергии взаимодействия подготовительного лазерного излучения с молекулами

Здесь $К_{э\ исх}$ – исходный коэффициент экстинкции в неподготовленной среде; $К_{э\ min}$ – минимизированный коффициент экстинкции в когерентно подготовленной среде; кТ – энергия теплового вращения молекул; $E_{кр}$ – критическая энергия, которая соответствует диссоциации молекулы за счет различных причин и может меняться в зависимости от механизма диссоциации (ионизационная, вращательная диссоциация); $\beta F^2/4$ – энергия взаимодействия молекулы с лазерным излучением.

Касаясь вопроса оптимальной протяженности атмосферного канала, когерентную подготовку которого целесообразно осуществлять с помощью предложенных способов, и приложений, в которых они могут быть востребованы, можно сказать следующее. Существующие в настоящее время модели лазерных атмосферных линий связи представлены в различных модификациях. Дальность устойчивой передачи информации в зависимости от модели составляет в основном от 500 до 5000 м. В ряде случаев лазерные атмосферные линии связи используются и на меньших расстояниях. Передача информационных лазерных импульсов на небольшие расстояния в молекулярных газах может иметь место в отдельных трактах лазерных систем связи. Тем не менее существуют задачи и приложения, в которых вопрос минимизации ослабления и искажения информационных импульсов за счет снижения молекулярного рассеяния является принципиальным. Это может касаться передачи информации с помощью импульсов с малым числом фотонов в случае, когда при этом используется поляризационное кодирование информации. Подобные импульсы используются в ряде оптических систем, где реализуется передача секретного ключа. В качестве одного из многочисленных примеров можно привести работу [12], где импульсы с малым числом фотонов используются в экспериментальной установке для квантовой криптографии с одиночными поляризованными фотонами.

С учетом некоторой расходимости подготовительного лазерного луча когерентная подготовка среды в канале длиной 5000 м и более потребует использования сверхмощных лазеров и весьма значительных энергетических затрат. Поэтому более целесообразным видится использование данного способа в случае небольших расстояний (около 500 м), когда мы, тем не менее, заинтересованы в снижении полного сечения рассеяния информационного излучения, т.е., когда вопрос минимального ослабления и искажения информационных импульсов за счет молекулярного рассеяния является принципиальным. В этом случае именно использование предложенного способа решает его в значительной мере.

Помимо снижения полного сечения рассеяния и коэффициента экстинкции, а значит, повышения эффективности и устойчивости работы ЛАЛС, минимизации ослабления и искажения информационных импульсов, обусловленного молекулярным рассеянием, с помощью предлагаемых способов можно добиться повышения скрытности передачи информации за счет того, что снижается рассеяние в боковых направлениях, затрудняя возможность выделения полезной информации на основе рассеянного сигнала. В случае, когда молекулы выстроены перпендикулярно плоскости поляризации падающего излучения, индикатриса рассеяния деформируется по сравнению с индикатрисой рассеяния на невыстроенных молекулах – она сжимается и становится более резкой. Очевидно, что при этом снижается рассеяние в боковых направлениях.

В последние годы решается проблема установления оптической связи между низкоорбитальными спутниками. Особенностью этой задачи является то, что здесь лазерное излучение может распространяться в разреженной атмосферной среде, где минимизировано влияние таких негативных факторов, как турбулентность, осадки, аэрозоли, дымки и т.д., но все же мы имеем дело с молекулярной средой и заинтересованы в снижении именно молекулярного рассеяния. В данной ситуации применение предложенных способов может оказаться исключительно эффективным и целесообразным.

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. *Верещагин А.Н.* Поляризуемости молекул / А.Н. Верещагин. – М. : Наука, 1980. – 176 с.

3. *Берестецкий В.Б.* Теоретическая физика / В.Б. Берестецкий, Е.М. Лифшиц, Л.П. Питаевский. – Издание 2-е. – М. : Наука, 1974. – Т. 6 : Квантовая электродинамика. – 704 с.

4. *Artyshenko S.V.* Centrifugal breaking of molecular bonds using two laser pulses / S.V. Artyshenko, A.M. Butyrski, B.A. Zon // Laser Physics. – 2004. – V. 14. – Pp. 857–861.

5. *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.

6. *Артыщенко С.В.* Центробежная диссоциация молекул в лазерном поле : в 3-х т. / С.В. Артыщенко // Материалы 8-й междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж 21-25 апреля 2002. – Т. 1. – С. 810–817.

7. *Zon B.A.* Classical theory of the molecule alignment in a laser field / B.A. Zon // Eur. Phys. J. D. – 2000. – V. 8. – Pp. 377–384.

8. 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. – V. 88. – 103901 p.

9. Phase Modulation of Ultrashort Light Pulses using Molecular Rotational Wave Packets / R.A. Bartels [et al.] // Phys. Rev. Lett. – 2002. – V. 88 – 013903 p.

10. *Seideman T.* On the dynamics of rotationally broad, spatially aligned wave packets / T. Seideman // J. Chem. Phys. – 2001. – V. 115. – Pp. 5965–5973.

11. *Делоне Н.Б.* Взаимодействие лазерного излучения с веществом : курс лекций : учеб. рук-во. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 280 с.

12. *Курочкин В.Л.*, Экспериментальная установка для квантовой криптографии с одиночными поляризованными фотонами / В.Л. Курочкин, И.И. Рябцев, И.Г. Неизвестный // Журнал технической физики. – 2005. – Т. 75. – Вып. 6. – С. 54–58.

Статья поступила в редакцию 9 марта 2010 г.

УДК 621.391.23

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОТОКОЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО КВ КАНАЛУ

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

Обсуждаются принципы построения канального уровня протоколов передачи данных по КВ каналам, рассматривается выбор помехоустойчивого кода, проводятся расчеты скорости передачи для различных систем кодирования и вариантов построения протокола.

Ключевые слова: *радиосвязь, передача данных, помехоустойчивое кодирование, протокол передачи данных, имитационное моделирование, перестановочная модуляция, коды Рида–Соломона, укороченные коды.*

DATA TRANSFER PROTOCOL OPTIMIZATION OVER HF CHANNEL

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»

Principles of designing the channel layer for data transfer protocols over HF channels are discussed; jamming-immune code selection is examined; transmission velocity calculations for various coding systems and protocol designing versions are given.

Key words: *radio communication, data transfer, antinoise coding, data transfer protocol, simulation, permutation modulation, Read-Solomon codes, shortened codes.*

При передаче цифровой информации по радиолиниям коротковолнового (КВ) диапазона частот сигнально-кодовые конструкции, проходя через среду распространения, подвергаются воздействию разнообразных помех как аддитивного, так и мультипликативного характера. В результате в точке приёма вероятность ошибочной демодуляции составляет величину от 10^{-1} до 10^{-3} на бит. Задача правильно построенной системы ведения связи заключается в обеспечении оценки величины ошибки на выходе демодулятора и удержании её в указанных пределах. Потребитель же нуждается в информации со значительно меньшей вероятностью ошибки, порядка 10^{-6} на сообщение размером 1 Мбит, причём эта вероятность должна быть гарантирована. Решение этой задачи в общем виде достаточно хорошо известно [1]. Введение решающей обратной связи позволяет, используя механизмы обнаружения ошибок в принятой информации, повторять передачу искажённых фрагментов сообщения. Более общий подход заключается в построении канального уровня протокола передачи данных, использующего как обнаружение, так и прямое исправление ошибок. В современных программно-определяемых системах радиосвязи для передачи данных используется перестановочная модуляция. Большой канальный алфавит её символов накладывает определённые ограничения на выбор параметров протокола передачи данных.

Цель настоящей работы – определение правил построения канального уровня для протоколов передачи данных по КВ радиолиниям и расчет основных характеристик протоколов при использовании сигнально-кодовых конструкций с перестановочной модуляцией.

Рассмотрим общую схему работы системы передачи данных [2], представленную на рис. 1. Здесь сообщение, которое может содержать файл или какую-либо другую пакетную информацию, из оборудования обработки данных (ООД) поступает на вход преобразователя информации (ПИ), который осуществляет разбиение исходного сообщения на отдельные блоки (фреймы) информации. Каждый блок передается по каналу радиосвязи независимо от других. В соответствии с известной 7-уровневой моделью взаимодействия открытых систем (OSI ISO) ПИ осуществляет функции от уровня приложения до транспортного уровня. В блоке, реализующем канальный и физический уровень протокола передачи данных (КУ), осуществляется помехоустойчивое кодирование информации, модуляция и дальнейшая передача по физическому радиоканалу (ФРК).

Уровень канала данных обеспечивает безошибочную передачу фреймов данных по радио-

каналу. Всем более высоким уровням модели обеспечивается безошибочная передача. Для этого на приемном конце в каждом информационном блоке КУ осуществляет исправление ошибок и проверку целостности принятой информации. Если КУ сочтет, что принятый блок информации не содержит ошибок, то он передается в ПИ, где осуществляется последующая сборка принятой информации в сообщение и преобразование к исходному виду. Если КУ не может исправить обнаруженные в блоке ошибки, то он по обратному каналу осуществляет запрос повторной передачи кодового блока (фрейма) целиком либо каких-то его частей. Далее эта последовательность действий повторяется до тех пор, пока все сообщение не будет доставлено на приемный конец. После приема всего сообщения оно доставляется в ООД получателя, а отправителю доставляется квитанция (уведомление) об успешной доставке сообщения.

Рис. 1. Структурная схема системы передачи данных по радиоканалу

В КВ диапазоне известны следующие физические явления, оказывающие существенное влияние на построение протокола передачи данных [3]:

– нестационарная помеховая обстановка, вызванная работой систем адаптивной радиосвязи и изменяющимися условиями распространения радиоволн;

– неселективные замирания длительностью 4…20 с;

– многолучевое распространение сигнала с временем многолучёвости до 5…6 мс и доплеровским размытием между лучами до 2 Гц;

– сосредоточенные помехи в канале с уровнем до + 60 дБ от уровня сигнала.

Исходя из этих параметров, можно предположить, что интервал стационарности КВ канала связи составляет порядка 2…3 с. Это значение получается как наименьший интервал стационарности по каждому из параметров канала. Для нормальной работы протокола передачи данных желательно, чтобы длительность кодового блока была меньше интервала стационарности канала. Из этого условия получаем минимальный размер кодового блока в системе передачи данных как произведение скорости передачи на предполагаемый интервал стационарности канала. При наименьшей скорости 600 бит/с размер кодового блока желательно ограничить величиной 150…200 бит, при этом длина по времени кодового блока составит менее 0,5 с.

Минимальный размер кодового блока ограничен необходимостью применения некоторого количества дополнительных символов для обнаружения ошибок в кодовом блоке. Требуемую величину вероятности необнаруженной ошибки, которую должен обеспечивать протокол передачи данных, можно задать исходя из следующих рассуждений. Для начала зададим количество часов работы радиолинии передачи данных до появления хотя бы одной необнаруженной ошибки в принятых кодовых блоках. Наработка на отказ аппаратуры передачи данных, как правило, составляет не более 10000 часов. Зададим наработку до появления необнаруженной ошибки в принятом кодовом блоке с десятикратным запасом, а именно 100000 часов. При скорости передачи информации по КВ каналу 2400 бит/с и длине кодового блока 100 бит получим вероятность появления необнаруженной ошибки в кодовом блоке:

$$P_{\text{НО}} = \frac{1}{\frac{2400}{100}\cdot 3600\cdot 100000} = 1{,}157\cdot 10^{-10}.$$

Если пересчитать эту величину на вероятность приема с ошибкой сообщения размером 1 Мбит, при обработке информации кодовыми блоками размером по 100 бит получим

$$P_{1\text{Мбит}} = 1-(1-P_{\text{НО}})^{\frac{1000000}{100}} = 1.157\cdot 10^{-6}$$

Полученная величина показывает, что прием даже больших сообщений с ошибкой в такой системе будет происходить крайне редко.

Можно показать, что для получения такой вероятности необнаруженной ошибки на кодовый блок длину проверочной части БЧХ или RS кода нельзя выбрать менее 16…12 бит, иначе это приведет к более частому появлению необнаруженной ошибки в передаваемых данных. При этом применение проверяющих кодов снижает скорость передачи информации. Если ограничиться снижением скорости до 0,9 за счет при-

менения проверочных символов, то длина кодового блока не может быть менее 132…176 бит.

Коды, исправляющие ошибки, имеют предел по возможностям исправления. Так, для исправления m ошибок в коде с максимальным расстоянием используется $2m$ дополнительных символов. Таким образом, невозможно построить код исправляющий ошибки, который исправлял бы более 50% ошибок в передаваемой информации. Однако в КВ диапазоне возможны глубокие замирания сигнала. В такой ситуации количество ошибок в кодовом блоке может превышать возможности кода по исправлению ошибок. В подобных случаях выгоднее комбинировать повторную передачу блока целиком и прямое исправление ошибок.

Возьмем в качестве примера канал с медленными рэлеевскими замираниями сигнала при неизменном шуме. В КВ канале длительность [3] замираний составляет 4…20 с. Длительность кодового блока порядка 0,5 с меньше интервала стационарности канала. Для упрощения выкладок будем считать, что замиранию подвергаются кодовые блоки целиком. В таких кодовых блоках с замираниями сигнала коэффициент ошибок будет большим. Тогда определим скорость передачи данных по каналу с селективным перезапросом кодовых блоков как разность между числом переданных в канал блоков и числом переданных повторно блоков, то есть блоков, принятых с ошибками:

$$C1 = 1 - e^{-\frac{x^2}{2}}. \qquad (1)$$

Аналогично можно рассмотреть ситуацию обратную: при передаче данных через канал с рэлеевскими замираниями осуществляется прием длинных кодовых блоков, длина которых существенно больше, чем интервал стационарности канала. При этом в каждом кодовом блоке будет некоторое количество символов, принятых с искажением. В таком случае безошибочный прием информации можно обеспечить прямым исправлением ошибок. Наилучшими характеристиками по исправлению ошибок при жестком исправлении ошибок обладают коды с максимальным расстоянием [4]. Для таких кодов количество исправляемых ошибок равняется числу дополнительных символов, деленному на 2. Определим скорость передачи данных по каналу с прямым исправлением ошибок в кодовых блоках как разницу переданных в канал информационных символов и передаваемых в канал дополнительных символов (т.е. тех, которые были приняты с искажением):

$$C2 = 1 - 2 \cdot e^{-\frac{x^2}{2}}. \qquad (2)$$

На рис. 2 представлены рассчитанные по формулам (1) и (2) графики удельных скоростей передачи данных по каналу различными методами. Здесь сплошной линией обозначена удельная скорость передачи данных по каналу с селективным перезапросом кодовых блоков, пунктирной линией – удельная скорость передачи по каналу с прямым исправлением ошибок. По оси абсцисс отложено относительное среднеквадратическое значение сигнала относительно канала без рэлеевских замираний. Из графиков на рис. 2 видно, что существенным преимуществом в таком канале обладает протокол передачи данных на основе селективного перезапроса искаженных кодовых блоков.

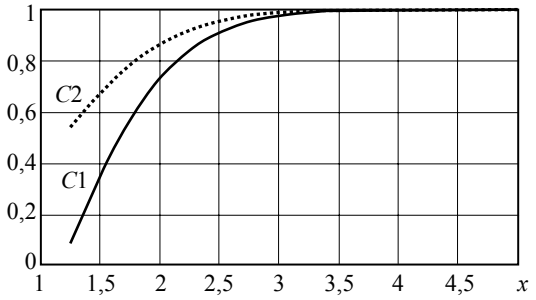


Рис. 2. Изменение скорости различных протоколов передачи данных

Приведенные выше соображения относительно выбора длины кодовых блоков можно распространить и на пакеты импульсных помех, вызываемых, например, грозовыми разрядами, длительность которых в средних широтах достигает 2 секунд.

Для работы в плохих условиях в существующих системах связи нередко применяется мажоритарная обработка принимаемых символов. При мажоритарной обработке один и тот же символ передается несколько раз. На приемном конце принимаются все переданные символы, после чего выносится решение в пользу того значения, которое принято наибольшее число раз. Для двоичной системы можно определить скорость передачи как

$$Cm = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=k}^{n} C_n^i \cdot (1 - P_{\text{О}})^i \cdot P_{\text{О}}{}^{n-i}, \qquad (3)$$

где n – количество одинаковых символов, переданных в канал; P_O – вероятность ошибки на символ; k – количество совпадающих символов при приеме.

Скорость вычислим как произведение скорости кода (в данном случае $1/n$) на вероятность правильного приема кодового блока (вторая часть формулы). Графики скоростей передачи, рассчитанных для составной перестановочной модуляции P(4*5*16-50-50), изображены на рис. 3. Здесь сплошной линией обозначена скорость передачи в канале с мажоритарной обработкой двух из трёх, пунктирной – трёх из пяти, штриховой – четырёх из семи. По оси абсцисс отложено отношение сигнал/шум в полосе 3,1 кГц. Как видно из графиков, результирующие скорости передачи получились очень маленькие. При мажоритарной обработке двух из трёх относительная скорость передачи данных по каналу составляет не более 0,33. Если решение при мажоритарной обработке принимается в пользу трёх из пяти повторяемых символов, максимальная скорость передачи по каналу не превысит 0,2, а для четырёх из семи символов она составит не более 0,14. В итоге можно сделать вывод, что применять мажоритарную обработку в КВ канале крайне нежелательно по причине очень низкой относительной скорости передачи.

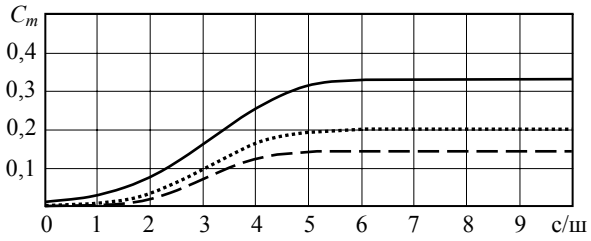


Рис. 3. Относительная скорость передачи по каналу с мажоритарной обработкой на приеме

Рассмотрим еще одну часто используемую схему кодирования в КВ канале. В этой схеме применяются сверточные коды со скоростями $1/2$, $3/4$ и др. в качестве внутренних кодов, исправляющих ошибки. При этом используются мягкие схемы принятия решения. В качестве внешнего кода используется CRC для обнаружения ошибок. Кроме того, для эффективной работы сверточного кода применяется перемежитель, обеспечивающий рандомизацию ошибок на входе сверточного кода [8, 9]. Длина перемежения достигает 10000…12000 бит, что даже при высокой (2400…4800 бит/с) скорости передачи данных в канале 3,1 кГц составит 2,5…5 с, а на скорости передачи информации 600 бит/с длина перемежения достигнет значения 20 с, что существенно превышает интервал стационарности канала. Неселективные замирания и нестационарная помеховая обстановка, вызванная помехами от грозы, сварки, работой систем установления соединений, приведут к существенному росту числа ошибок при передаче данных, что, в свою очередь, приведет либо к существенному уменьшению скорости передачи данных по каналу, либо вообще невозможности работы в таком канале. Кроме того, сверточные коды с хорошими характеристиками, как правило, имеют большую длину кодового ограничения. Как следствие, на базе таких кодов невозможно построить протокол передачи данных с селективным перезапросом кодовых блоков при небольшом размере кодовых блоков. Другой особенностью построения систем со сверточным кодированием является применение когерентного приема сигнала, необходимость оценки параметров канала. Системы оценки доплеровского размытия основываются на получении статистических оценок тона коррекции доплеровского смещения частоты. Сам тон, передаваемый с малым уровнем, является наиболее «уязвимым местом» в структуре принимаемого сигнала по отношению к импульсным и сосредоточенным помехам, а также селективному замиранию сигнала. Кроме того, не во всех ситуациях оправдано применение мягких декодеров. В литературе показан выигрыш мягких декодеров по сравнению с жесткими в канале с белым гауссовым шумом [10], а также в канале с рэлеевскими замираниями сигнала [5]. Однако, как показано в [3, 11], распределение мгновенных значений шума в КВ канале далеко от нормального. В КВ канале присутствуют помехи, вызванные грозовыми разрядами, промышленные помехи и др. В условиях такой помеховой обстановки мягкий декодер может иметь худшие энергетические характеристики, чем жесткий декодер. Таким образом, применение сверточных кодов в качестве кодов, корректирующих ошибки в КВ канале, является спорным решением.

В большом количестве каналов связи КВ диапазона вероятность ошибки на символ составляет от 10^{-1} до 10^{-3}. Появление ошибок обусловлено не только медленными, но и селективными по частоте замираниями, шумом, импульсными и другими помехами и искажения-

ми. Без применения прямого исправления искаженных символов в кодовом блоке невозможно получить высокую скорость передачи. В дальнейшем мы будем рассматривать именно такие кодовые блоки.

Вероятность искажения кодового блока длиной порядка 200 бит при вероятности ошибки на бит 0,01 составит

$$P = 1 - (1 - 0{,}01)^{200}. \quad (4)$$

При этом вероятность ошибки на кодовый блок составит 0,866. Это существенно снизит скорость передачи данных за счет повторной передачи искаженных кодовых блоков.

Скорость передачи системы связи при повторной передаче искаженной информации согласно [5] можно определить как $C1 = P1$, где $P1$ – вероятность правильного приема кодового блока (пакета). Фактически в приведенном выше примере скорость передачи снизится за счет повторной передачи в 7,5 раза.

При исправлении части символов в кодовом блоке кодом, исправляющим ошибки, вероятность правильного приема кодового блока можно определить как [6]

$$P1 = \sum_{i=0}^{t} C^i_{n+2k1+k2} \cdot (1 - P_{\text{ош}})^{n+2k1+k2-i} \cdot {P_{\text{ош}}}^i. \quad (5)$$

Здесь n – количество информационных символов в кодовом блоке, $k1$ – количество проверочных символов в кодовом блоке, используемых для исправления ошибок, $k2$ – количество проверочных символов в кодовом блоке, используемых для обнаружения ошибок, t – количество исправляемых символов.

Суммарная скорость передачи по каналу C составит

$$C = C1 \cdot C2, \quad (6)$$

где $C2$ – относительная скорость передачи по каналу с исправлением и обнаружением ошибок.

Используя (5), запишем (6) следующим образом:

$$C = \frac{n}{n + 2 \cdot k1 + k2} \times$$

$$\times \sum_{i=0}^{t} C^i_{n+2 \cdot k1+k2} \cdot \left(1 - P_{\text{ош}}\right)^{n+2 \cdot k1+k2-i} \cdot P^i_{\text{ош}}. \quad (7)$$

Для понимания принципов выбора параметров кода, в качестве примера, рассмотрим изменение скорости передачи в зависимости от параметров RS кода n, $k1$ и $P_{\text{ош}}$. Количество проверочных символов $k2$ выберем равным 1, а $k1 = (d_{\min} - 1)/2$ [4].

Графики рассчитанных по формуле (7) относительных скоростей передачи информации изображены на рис. 4–6.

На рис. 4 по оси абсцисс отложено t – количество исправляемых символов, по оси ординат – относительная скорость передачи C. Сплошная кривая соответствует $n = 50$ символов, пунктирная – $n = 100$ символов, штриховая – $n = 200$ символов. Вероятность ошибки для случая на рис. 4 соответствует величине $P_{\text{ош}} = 0{,}05$ на символ.

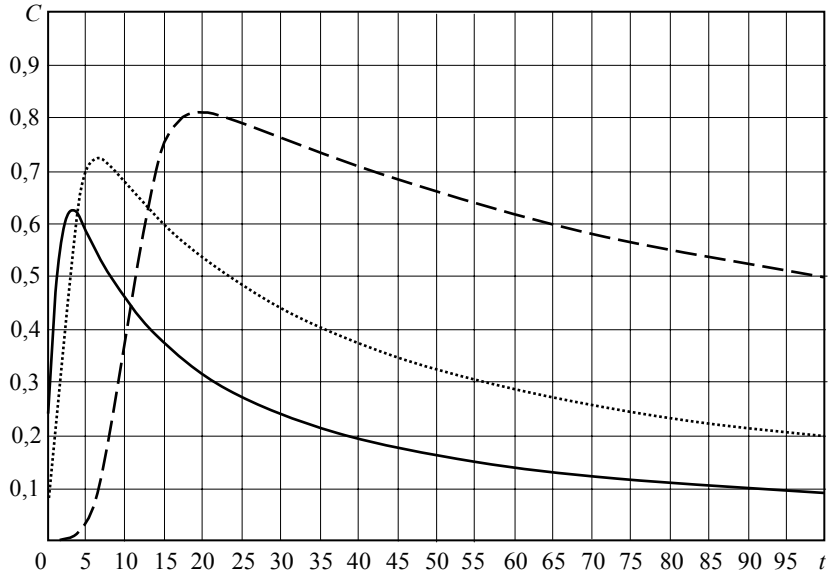


Рис. 4. Относительная скорость передачи информации при различном количестве исправляющих символов

Как видно из графика, имеется определенный экстремум функции относительной скорости для каждого значения n. В области этого экстремума и имеет смысл выбирать значение $k1$ – количество исправляемых символов.

На рис. 5 по оси абсцисс отложено $k1$ – количество исправляемых символов, по оси ординат – относительная скорость передачи C. Сплошная кривая соответствует $P_{ош} = 0{,}01$ символов, пунктирная – $P_{ош} = 0{,}03$ символов, штриховая – $P_{ош} = 0{,}05$ символов. Количество информационных символов в кодовом блоке $n = 50$.

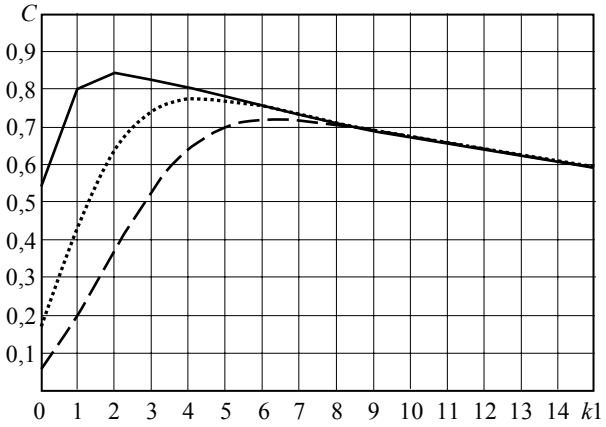


Рис. 5. Относительная скорость передачи информации при различном количестве исправляющих символов

Как видно из графиков, здесь тоже имеется определенный экстремум функции относительной скорости для каждого значения $P_{ош}$. Экстремум объясняется тем, что с ростом количества исправляющих символов $k1$ падает скорость кода (первый множитель), но одновременно растет вероятность правильного приема кодовых блоков (второй множитель). С уменьшением $k1$, наоборот, растёт величина первого множителя и падает величина второго множителя.

В данной ситуации количество исправляемых символов имеет смысл выбирать равным 4, при этом с изменением вероятности ошибки в 5 раз – от 0,01 до 0,05 – скорость будет меняться от 0,8 до 0,64.

На рис. 6 по оси отложена вероятность ошибки на символ $P_{ош}$, по оси ординат – относительная скорость передачи C. Здесь сплошная кривая соответствует $n = 50$ символов, пунктирная – $n = 100$ символов, штриховая – $n = 200$ символов. Количество исправляемых символов t равно 3, 6, 12 соответственно.

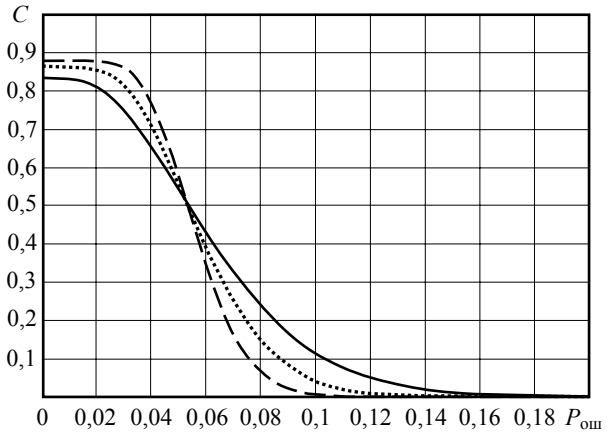


Рис. 6. Относительная скорость передачи информации при различной вероятности ошибки на символ $P_{ош}$

На основе графиков можно сделать вывод, что наиболее эффективно применять кодовые блоки возможно большей длины. Однако увеличение длительности кодовых блоков ограничивает интервал стационарности канала связи.

Рассмотрим радиолинию, построенную на базе перестановочной модуляции. В [7] выведена формула для вероятности ошибки перестановочной модуляции. Подставляя значение вероятности ошибки в (5), произведем расчет скорости передачи информации в ТЧ канале с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) для канального уровня протокола передачи данных с селективным перезапросом искаженных кодовых блоков. Результаты расчета скорости передачи информации представлены на рис. 7 в виде графиков.

На рис. 7 по оси абсцисс отложено отношение сигнал/шум в канале с шириной полосы 3,1 кГц, по оси ординат – скорость передачи (бит/с) с учетом скорости кода и перезапроса искаженных кодовых блоков. Сплошная кривая соответствует составной перестановочной модуляции P(4*5*16-50-50), пунктирная – составной перестановочной модуляции типа P(3*4*15-40-60), штриховой линией обозначен предел пропускной способности канала с неопределенной фазой в соответствии с [5].

Для модуляции P(4*5*16-50-50) применен укороченный код Рида–Соломона (25,20) с основанием алфавита $q = 2^{12}$, в котором 4 символа используются для исправления двух ошибок и 1 символ – для обнаружения ошибок. Для модуляции P(3*4*15-40-60) применен укороченный код Рида–Соломона (32,25) с основанием алфавита $q = 2^{10}$, в котором 6 символов используются для исправления трёх ошибок и 1 символ – для обнаружения ошибок.

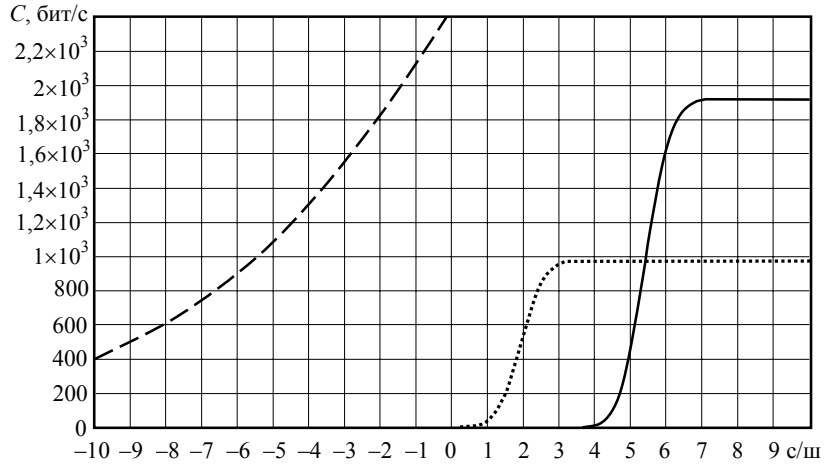


Рис. 7. Скорость передачи данных в канале с АБГШ и граница пропускной способности канала с неопределенной фазой

Как видно из графиков на рис. 7, проигрыш относительно предела пропускной способности канала с неопределенной фазой достигает максимального значения при снижении скорости передачи данных за счет повторной передачи искажённых блоков. При уменьшении отношения сигнал/шум в канале скорость передачи стремится к 0. Для устранения этого эффекта целесообразно в протоколе передачи данных применять адаптацию по скорости. В данном случае адаптация осуществляется изменением вида модуляции на более помехоустойчивую. При этом процедура ведения соединения принимает решение о переходе на более низкую скорость в случае, если скорость передачи информации ниже некоторого порогового значения. Оценка скорости передачи информации должна быть достаточная. Для данного примера значение порога составит 0,5 от исходной скорости. Для приведенного выше примера выигрыш за счет адаптации по скорости составит порядка 3 дБ. Следует отметить, что в зависимости от количества ступеней адаптации можно получить различные характеристики по проигрышу относительно предела пропускной способности канала с неопределенной фазой.

Интерес может представлять сравнение методов прямого исправления ошибок с селективным перезапросом искаженных кодовых блоков с мажоритарной обработкой принимаемой информации. Результаты расчётов в соответствии с формулами (7) и (3) представлены на рис. 8 в виде графиков. Сплошная кривая соответствует передаче данных сигналами перестановочной модуляции P(4*5*16-50-50), пунктирная – перестановочной модуляции P(3*4*15-40-60), – штриховая – мажоритарной обработке принимаемых данных сигналов перестановочной модуляции P(4*5*16-50-50).

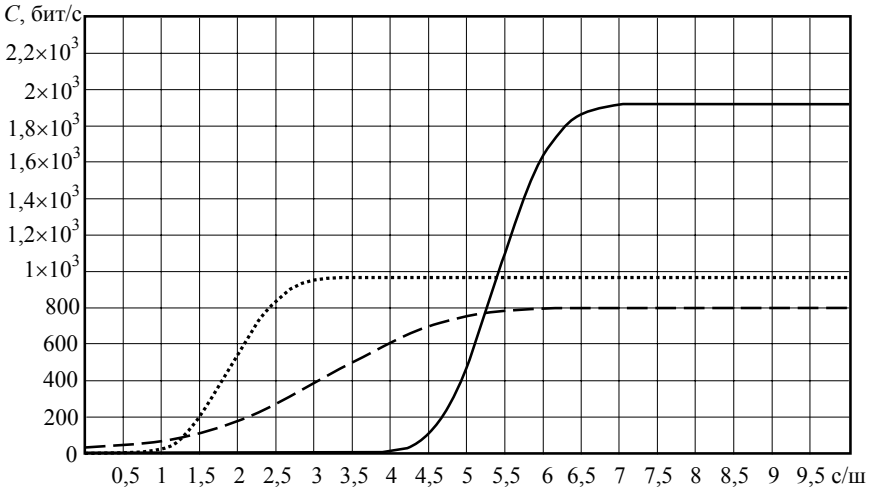


Рис. 8. Скорость передачи информации сигналами с перестановочной модуляцией при прямом исправлении ошибок и селективном перезапросе искаженных кодовых блоков и мажоритарной обработке принимаемых символов (без перезапроса)

Как видно из графиков на рис. 8, наибольшее значение скорости передачи получается при применении протокола передачи данных, сочетающего прямое исправление ошибок с селективным перезапросом искаженных кодовых блоков. Это объясняется, прежде всего, очень низкой скоростью передачи информации при её мажоритарной обработке. В нашем случае был применена мажоритарная обработка 2-х из 3-х с относительной скоростью 1/3. При таком способе передачи для передачи одного символа информации необходимо передать по каналу 3 символа. Для других вариантов построения мажоритарной обработки относительная скорость передачи будет еще ниже, а проигрыш системе с прямым исправлением ошибок и селективным перезапросом принятых неверно кодовых блоков еще больше.

Определим объем статистики и метод ее получения для оценки относительной скорости передачи данных по каналу. Если считать, что появление ошибок в кодовых блоках на выходе декодера Рида–Соломона является некоррелированным событием, то количество искаженных кодовых блоков, на основании которого и определяется качество канала, описывается биномиальным законом распределения.

Принятие решения об изменении параметров протокола (мощность кода, тип канального сигнала, скорость манипуляции) должно приниматься системой ведения соединения при выходе вероятности ошибочного приёма кодового блока за установленные при конструировании протокола величины. Оценка достоверности этой величины лежит на текущем протоколе передачи данных. Полученная оценка вероятности ошибки должна обладать статистической устойчивостью, что достигается оценкой параметра при приёме некоторого количества кодовых блоков n.

Определим объем выборки n исходя из доверительного интервала для параметра p. Для этого зададим диапазон значений p, при котором протокол передачи данных должен работать без адаптации по скорости, $\{p1,0\}$. Далее определим вероятность попадания в доверительный интервал для различных значений n:

$$P_d = \sum_{i=0}^{[p1\cdot n]} C_n^i \cdot p1^i \cdot (1-p1)^{n-i} - p1\,, \qquad (8)$$

где n – объем выборки, или общее число кодовых блоков;

$p1$ – вероятность ошибочного приема кодового блока.

Графики рассчитанных по формуле (8) величин доверительного интервала изображены на рис. 9. Здесь по оси абсцисс отложены значения n, по оси ординат отложен доверительный интервал. Сплошная кривая соответствует $p1 = 0{,}5$, пунктирная – $p1 = 0{,}25$. На основании графиков можно сделать вывод, что в доверительный интервал с вероятностью 0,9 оценки скорости передачи данных по каналу попадаем при числе кодовых блоков $n > 30$. Таким образом, получаем размер статистики для оценки текущей скорости передачи по каналу.

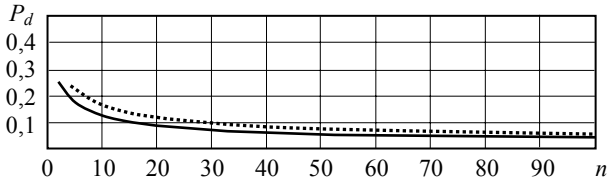


Рис. 9. Величина доверительного интервала для различных n

Кроме приведенного выше простого протокола передачи данных возможен и другой подход к построению протоколов, требующий при относительно небольшом снижении скорости передачи информации по сравнению с предыдущим случаем осуществлять досылку увеличенного количества дополнительных символов, с помощью которых на приемном конце должна осуществляться попытка исправить ошибки принятого ранее кодового блока с новой увеличенной исправляющей частью. Для применения такого алгоритма необходимо использовать код, позволяющий достаточно свободно выбирать количество дополнительных символов, например код Рида–Соломона.

Как известно [4], коды Рида–Соломона допускают укорочение (т.е. выбрасывание части информационных символов), при этом они остаются кодами максимальной длины. Следовательно, для передачи m информационных символов можно построить коды с различным количеством дополнительных символов при одном ограничении: количество символов в кодовом слове не должно превосходить $q^m - 1$. При этом поскольку все укороченные коды Рида–Соломона будут кодами максимальной длины, то с их помощью можно будет исправлять до $(n - k)/2$ ошибок.

Скорость передачи системы связи в случае с двумя степенями адаптации по коду можно определить как

$$C3 = \frac{n}{n1}\,, \qquad (9)$$

где $n1$ – количество переданных по каналу символов, включая дополнительные кодовые символы для исправления ошибок и повторную передачу самого кодового блока.

Величину $n1$ можно определить как сумму длин частей дополнительных символов, умноженных на вероятность их передачи по каналу:

$$n1 = (n + 2 \cdot k1) \cdot P2(P_O, k1) + (n + 2 \cdot k1 + 2 \cdot kd1) \times$$
$$\times (1 - P2(P_O, k1)) \cdot (P2(P_O, kd1)) +$$
$$+ (1 - P_O(P_O, Kd1)) \cdot \frac{n + 2 \cdot kd2}{P2(P_O, kd1)}, \qquad (10)$$

где $P2$ – вероятность правильного приема кодового блока при количестве исправляемых символов ($kd1$ или $k1$) и вероятности ошибки на символ P_O; P_O – вероятность ошибки на символ; $k1$ – количество исправляемых символов в кодовом блоке первого типа; $kd1$ – количество исправляемых символов в кодовом блоке второго типа (с измененным количеством дополнительных символов).

Графики рассчитанной скорости передачи по каналу с использованием такого протокола передачи данных приведены на рис. 10. Здесь сплошной линией обозначена скорость передачи данных усовершенствованным протоколом при значениях $n = 20$, $k1 = 2$, $kd1 = 9$ для сигнала с перестановочной модуляцией P(4*5*16-50-50). Пунктирной линией обозначена скорость передачи данных простым протоколом при той же модуляции и таких же значениях параметров n и $k1$. Штриховой линией обозначен предел пропускной способности канала с неопределенной фазой в соответствии с [5]. Усовершенствованный протокол передачи данных имеет преимущество примерно в 1,1 дБ в канале с АБГШ.

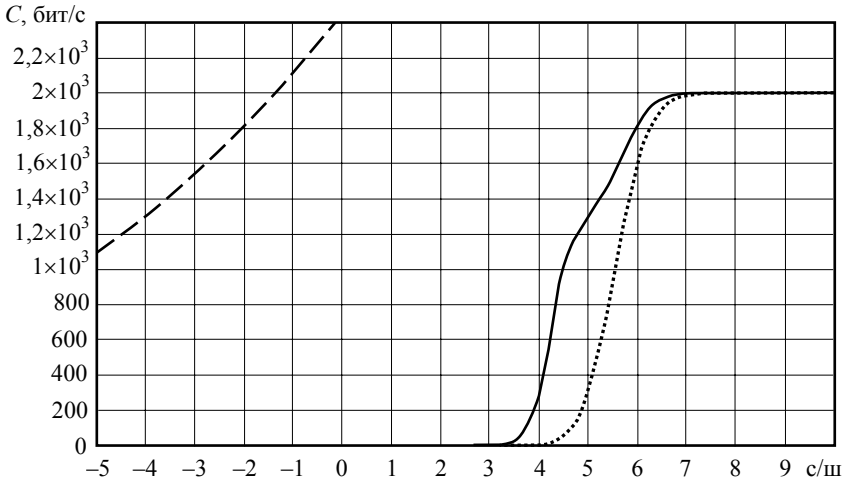


Рис. 10. Усовершенствованный протокол передачи данных с АБГШ и граница пропускной способности канала с неопределенной фазой

Выводы

Для построения радиолинии передачи данных целесообразно применять короткие кодовые блоки с жестким исправлением ошибок.

Адаптация по виду помехоустойчивого кодирования должна сочетаться с адаптацией по виду канального сигнала.

Классический протокол передачи данных в канале можно усовершенствовать, применяя укороченные коды с максимальным расстоянием с двумя или более ступенями адаптации по исправляющей части кода.

Для передачи данных по КВ каналу наиболее перспективны протоколы, сочетающие прямое исправление ошибок с селективным переспросом недекодируемых (содержащих неисправляемые ошибки) кодовых блоков.

Литература

1. Передача информации с обратной связью / под ред. З.М. Каневского. – М. : Связь, 1976. – 321 с.

2. *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.

3. *Побережский Е.С.* Характеристики типичных коротковолновых трасс // Е.С. Побережский // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1978. – Вып. 9. – С. 88–92.

4. *Блейхут Р.* Теория и практика кодов, контролирующих ошибки : пер. с англ. / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986. – 576 с.

5. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Сов. радио, 1970. – 728 с.

6. *Варин А.П.* Оценка скорости передачи информации в условиях шумовых помех с помощью кодов, исправляющих ошибки / А.П. Варин // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. – Вып. 2. – С. 30–34.

7. *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.

8. *Нечаев Ю.Б.* Современные методы частотно-эффективной кодированной модуляции. Ч. 1. Методы анализа и оптимизации параметров / Ю.Б. Нечаев, А.А. Малютин // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие» – Воронеж, 2009. – № 1. – С. 57–67.

9. *Нечаев Ю.Б.* Современные методы частотно-эффективной кодированной модуляции. Ч. 2. Методы анализа и оптимизации параметров / Ю.Б. Нечаев, А.А. Малютин // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – № 2. – С. 5–13.

10. *Прокис Дж.* Цифровая связь / Дж. Прокис. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с., ил.

11. *Jonson Eric E.* Advanced High-Frequency Radio Communications / Eric E. Jonson, Robert I. Desourdis Jr., Greg D. Earle. – Artec House Boston, London.

Статья поступила в редакцию 8 сентября 2009 г.

УДК 621.394.16

СМЕШАННАЯ СИСТЕМА УПЛОТНЕНИЯ ДЛЯ РАДИОЛИНИЙ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ДИСКРЕТНОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ

Д.В. Гайчук, нач. кафедры, Ставропольский воен. ин-т связи РВ, тел.: 8-962-741-54-80
А.В. Белоконь, ст. преподаватель, Ставропольский воен. ин-т связи РВ, тел.: 8-903-409-17-44
Л.В. Белоконь, доцент, Ставропольский гос. ун-т, тел.: 8-903-409-17-43
А.О. Кривоножкин, курсант, Ставропольский воен. ин-т связи РВ, тел.: 8-918-881-84-38

Предлагается новая смешанная система уплотнения, позволяющая значительно повысить скорость передачи информации в радиоканалах с дискретной многолучевостью. Предлагаемая система уплотнения обеспечивает информационный обмен со скоростью 7500 бит/с и может быть реализована на цифровой элементной базе.

Ключевые слова: *многолучевость, определитель Грама, квазиортогональные сигналы, манипуляция, эхо-сигнал.*

COMBINED MULTIPLEXING SYSTEM FOR DECAMETRIC WAVE RADIO LINES UNDER DISCRETE MULTIPATH CONDITION

D.V. Gaichuk, head of chair, Stavropol Military Communication Institute of Rocket Forces, tel.: 8-962-741-54-80
A.V. Belokon, senior lecturer, Stavropol Military Communication Institute of Rocket Forces, tel.: 8-903-409-17-44
L.V. Belokon, associate professor, Stavropol State University, tel.: 8-903-409-17-43
A.O. Krivonozhkin, student, Stavropol Military Communication Institute of Rocket Forces, tel.: 8-918-881-84-38

A new combined multiplexing system that allows a high increase of data transmission rate over the radio channels with discrete multipath is offered. The offered multiplexing system supports the data exchange at 7500 bit/seg and can be realized on the digital element base.

Key words: *multipath, gramian, quasi-orthogonal signals, key-shifting, echo signal.*

Анализ условий распространения радиоволн в ДКМ диапазоне позволил выявить наиболее неблагоприятные модели каналов – каналы с дискретной многолучевостью. Раннее проведенный анализ показывает, что увеличение пропускной способности КВ канала связи не может быть достигнуто простым повышением скорости модуляции в данном канале, т.к. многолучевое распространение радиоволн вызывает наложение соседних элементов сигнала друг на друга, т.е. приводит к межсимвольной интерференции. Важной проблемой техники передачи сообщений является увеличение пропускной способности линий связи путем одновременной передачи сообщений по нескольким каналам.

Проведенные расчеты показали, что для решения задачи по повышению скорости информационного обмена наиболее эффективным методом уплотнения является смешанный метод, сочетающий комбинационное уплотнение, уплотнение по форме и частотное уплотнение.

В широко распространенных на практике классических системах частотного уплотнения в качестве канальных используются такие сигналы, частотные спектры которых практически не перекрываются. Для таких систем

$$\eta_p(n) = n;\ \lambda_F(n) > n. \qquad (1)$$

При временном уплотнении элементы индивидуальных сигналов передаются по линии связи поочередно (последовательно), но в общей полосе частот. Для таких систем

$$\eta_p(n) = n;\ \lambda_F(n) = n. \qquad (2)$$

Наиболее общим методом уплотнения каналов является уплотнение по форме, когда для индивидуальных каналов используются сигналы различной формы, удовлетворяющие условиям линейной независимости, т.е. ансамбль индивидуальных сигналов. Если при этом сообщения отдельных каналов передавать в общих частотных и временных интервалах, можно существенно повысить эффективность системы связи по сравнению с рассмотренными выше системами частотного и временного уплотнения.

Для передачи информации в многоканальных системах связи наиболее часто применяются

сигналы в виде отрезков гармонических колебаний кратных частот (простые сигналы):

$$S_k(t) = a\cos\left(\omega_k t + \phi_k\right), \qquad (3)$$

$$\omega_k = k\frac{2\pi}{T_a},\ k = 1, 2, ..., n.$$

Здесь T_a – время анализа элементарных сигналов.

При этом частоты ω_k выбирают таким образом, чтобы выполнялось условие

$$\rho_{k,l} = \frac{1}{T}\int_0^T s_k(t)s_l(t)\,dt = \begin{cases} 0, & k \neq l, \\ P_{ck}, & k = l, \end{cases} \qquad (4)$$

где T – длительность сигналов, P_{ck} – средняя мощность k-го сигнала, $\rho_{k,l}$ – элемент определителя Грамма [4] (коэффициент неортогональности).

Рассмотрим примеры смешанных систем уплотнения, используемых в ДКМ радиосвязи.

Известные многоканальные системы «Кинеплекс», МС-1, МС-5, а также изделие АТ-3004Д являются примерами систем, использующих сигналы вида (1) и оптимальную технику выделения сигналов отдельных частотных каналов. В этих системах (кроме АТ-3004Д) телефонный канал с полосой 3,1 кГц уплотняется телеграфными сообщениями 40 источников, работающих синхронно со скоростью 75 бод. Таким образом, в указанной полосе передается 3000 двоичных единиц в секунду, а показатель ν – немногим меньше 1.

На 20 частотах осуществляется двойная относительная фазовая модуляция, т.е. 20 частотных составляющих передают информацию от 40 источников. В этих системах используется частотное уплотнение, и на каждой частоте здесь осуществляется комбинационное уплотнение. Для борьбы с последствиями многолучевости (эхо-сигналами) используется защитный интервал 4,3 мс.

В изделии АТ-3004Д используется 12 частотных составляющих, 10 из которых используются для передачи информации при помощи двойной относительной фазовой модуляции.

Для рассмотренных систем

$$\eta_p(n) \approx n;\ \lambda_F(n) \approx n. \qquad (5)$$

Несмотря на высокую эффективность, рассмотренные смешанные системы уплотнения обладают рядом недостатков и ограничений. Использование в качестве сигналов-переносчиков простых сигналов вида (3) не позволяет увеличить показатель ν более 1 без значительного снижения верности связи. Кроме того, простые сигналы не позволяют разделить подлучи в месте приема, что приводит в некоторых случаях к глубоким замираниям, а также не позволяет использовать энергию всех приходящих подлучей [4].

От указанных недостатков свободна смешанная система уплотнения, в которой используется частотное, комбинационное уплотнение и уплотнение по форме, а для борьбы с последствиями многолучевости используются сложные сигналы с малой базой. Рассмотрим характеристики данной системы.

Проведенный анализ условий распространения радиоволн в ДКМ диапазоне [4] показал, что наиболее вероятная минимальная задержка лучей $\Delta\tau_{\min} = 2$ мс, а количество подлучей не превышает 2–3. Для того чтобы все лучи, опаздывающие относительно первого, создавали на выходе тракта перемножителя при корреляционном приеме лишь небольшие напряжения, необходимо обеспечить условие (6):

$$F_c \approx \frac{1}{\Delta\tau_{\min}}, \qquad (6)$$

где $F_c \approx 1/\tau$ – полоса частот, занимаемая сложным сигналом, τ – длительность элемента сложного сигнала [4].

Тогда длительность одного сигнала $T_c = u \cdot \tau$, где u – количество элементов в сигнале (в большинстве случаев величина u определяет также и количество сигналов, т.е. ансамбль сигналов представляется квадратной матрицей размера $u \times u$). Величина $u = 2^r$, $r = 1, 2, \ldots, n$ определяется необходимыми значениями характеристик сигналов и будет рассмотрена далее.

Для повышения эффективности системы связи целесообразно использовать уплотнение по форме [3, 4], когда в качестве индивидуальных каналов используются «почти» ортогональные или «квазиортогональные» сигналы, приближенно удовлетворяющие условию (4). Такой ансамбль сигналов представляют прямоугольной матрицей размера m на u, где $m > u$:

$$m = u \cdot p,\ p = 2, 3, \ldots, n, \qquad (7)$$

u – размерность исходного ансамбля ортогональных сигналов, m – число различных сигналов в ансамбле индивидуальных квазиортогональных сигналов, определяет кратность уплотнения.

Применив двойную относительную манипуляцию фазы в каждом индивидуальном канале, получим скорость передачи информации в каждом индивидуальном канале:

$$V_1 = 2\frac{1}{T_c}, \qquad (8)$$

а используя m индивидуальных сигналов, скорость передачи информации определяется:

$$V_m = m \cdot V_1 = \frac{2m}{T_c} = \frac{2up}{u\tau} = 2\frac{p}{\tau}, \text{ бит/с.} \qquad (9)$$

Рассмотрим пример. Пусть $p = 1{,}25$, т.е. ансамбль исходных ортогональных сигналов увеличен на 25%; τ, исходя из условий разделения лучей (6), равно 2 мс. Тогда в единицу времени система будет передавать 1250 двоичных единиц, т.е. $V_m = 1250$ бит/с.

Дальнейшее повышение эффективности системы связи обеспечивается использованием частотного уплотнения.

Известно, что для обеспечения линейной независимости в системах частотного уплотнения минимальный разнос Δf индивидуальных частот должен быть кратен величине $1/T_c$. Для сложных сигналов это условие имеет вид

$$\Delta f = \frac{1}{\tau}. \qquad (10)$$

Тогда количество частотных каналов n, организуемых в полосе частот канала ТЧ,

$$n = 3100/\Delta f, \qquad (11)$$

а скорость передачи информации, обеспечиваемая данной смешанной системой уплотнения, равна

$$V_{\text{общ}} = n \cdot V_m. \qquad (12)$$

Для рассматриваемого примера:

$$\Delta f = 1/0{,}002 = 500 \text{ Гц},$$

$$n = 3100/500 \approx 6,$$

$$V_{\text{общ}} = 6 \cdot 1250 = 7500 \text{ бит/с},$$

а показатели эффективности имеют следующие значения:

$$\eta_p(n) = n \cdot m = 6m;\ \lambda_F(n) = n;$$

$$v = 7500/3100 \approx 2{,}4.$$

Таким образом, предложенная смешанная система уплотнения, использующая сложные квазиортогональные сигналы, является более эффективной, чем системы уплотнения, используемые в ДКМ диапазоне в настоящее время. Анализ методов уплотнений линий связи показал, что наиболее эффективным методом является смешанный способ уплотнения, сочетающий комбинационное уплотнение, уплотнение по форме и частотное уплотнение. Смешанную систему уплотнения предлагается использовать в составе адаптивных радиолиний ДКМ диапазона.

Литература

1. *Сикарев А.И.* Оптимальный прием дискретных сообщений / А.И. Сикарев, А.И. Фалько. – М. : Связь, 1978. – 238 с.

2. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М. : Советское радио, 1970. – 728 с.

3. *Головин О.В.* Декаметровая радиосвязь / О.В. Головин. – М. : Радио и связь, 1990. – 240 с.

4. *Кловский Д.Д.* Теория передачи сигналов / Д.Д. Кловский. – М. : Связь, 1973. – 252 с.

5. *Варакин Л.Е.* Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М. : Советское радио, 1978. – 356 с.

6. *Гайчук Д.В.* Анализ влияния корреляционных характеристик сигналов на вероятность ошибки для схемы разнесенного приема с разделением лучей по времени прихода / Д.В. Гайчук, А.И. Колезнев // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – Т. 10, № 2. – 2007. – С. 36–38.

7. *Гайчук Д.В.* Способ синтеза сигналов для асинхронных адресных систем передачи / Д.В. Гайчук, А.В. Белоконь // Методы и технические средства повышения эффективности средств связи : сб. науч. статей. – Ставропольский филиал ГОУ ВПО ПГУТИ, 2008. – С. 55–57.

8. *Гайчук Д.В.* Разработка требований к ансамблям сигналов-переносчиков информации в двухлучевых ДКМ радиоканалах / Д.В. Гайчук, А.В. Белоконь, Л.В. Белоконь // Двойные технологии. – 2009. – № 4. – С. 56–58.

9. *Гайчук Д.В.* Система уплотнения для радиолиний декаметрового диапазона / Д.В. Гайчук, М.В. Самус, А.В. Белоконь // Современное состояние и приоритеты развития фундаментальных и прикладных наук на физ.-мат. факультете : Материалы 54-й науч.-методич. конф. преподавателей и студентов СГУ. – Ставрополь, 2009. – С. 238–241.

10. *Колосов Л.В.* Метод синтеза ансамблей сигналов с заданными свойствами / Л.В. Колосов, Д.В. Гайчук, Е.Н. Гончарова // Вестник Ставропольского гос. ун-та. – Вып. 20. – 1999. – С. 32–34.

Статья поступила в редакцию 10 марта 2010 г.

УДК 621.373

МОЩНЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР ДЛЯ ЛАБОРАТОРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Ю.В. Завражнов, нач. НТЦ, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-58-22

Приведена электрическая схема, основные характеристики и особенности мощного автогенератора, пригодного для изучения влияния электромагнитного излучения на биологические объекты.

Ключевые слова: *электромагнитные излучения, медицинское оборудование, автогенератор, генерируемый сигнал.*

POWER ACTIVE OSCILLATOR FOR LABORATORY INVESTIGATION

Yu.V. Zavrazhnov, head of Scientific and Technical Centre, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (4732) 52-58-22

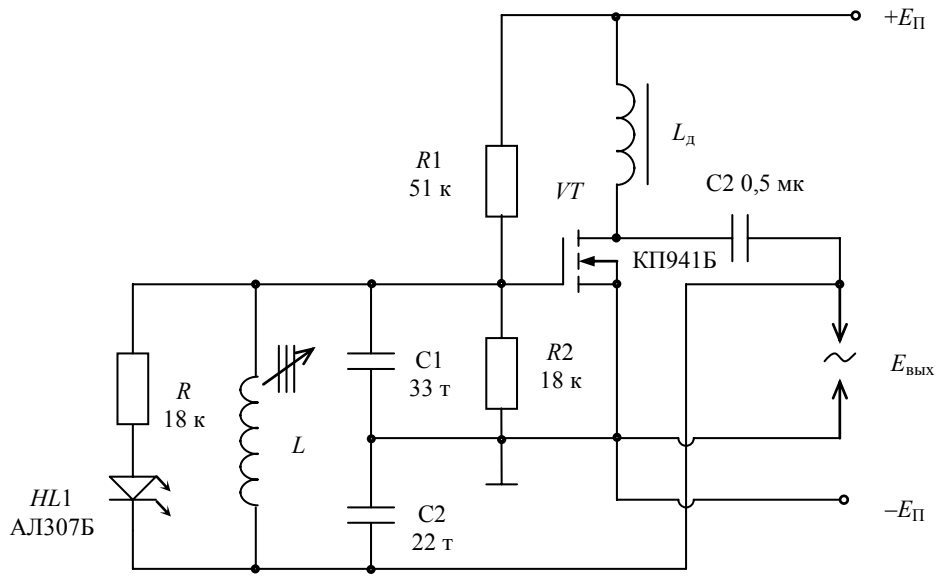
An electrical circuit, main characteristics of power active oscillator suitable for investigating the electromagnetic radiation effect upon biological objects is given.

Key words: *electromagnetic radiation, medical equipment, active oscillator, generating signal.*

В книге Хильды Кларк «Неизлечимых болезней нет» [1] утверждается, что часть микроорганизмов, вызывающих заболевания у людей, погибает при воздействии электромагнитных излучений. Диапазон частот таких излучений простирается от нескольких десятков до нескольких сотен килогерц и находится ниже диапазона частот, нежелательных для человека (от 1,5 МГц и выше). В этой связи некоторые заболевания предлагается лечить комплексно, совмещая традиционные методы с электромагнитным воздействием, убивающим микроорганизмы и в то же время безопасным для человека.

В указанной книге в разделе под названием «Открытие» описан метод, с помощью которого изучалось электромагнитное воздействие на болезнетворные микробы. Однако официальная медицина, по-видимому, из-за малого промежутка времени, прошедшего после издания книги, и по причине отсутствия необходимого оборудования пока никак не отреагировала на описанные в книге методы лечения. В то же время это оборудование представляется не таким уж сложным, так что посильная помощь нашей медицине в его создании может быть оказана даже радиолюбителями. Описанный ниже автогенератор мог бы служить частью такого оборудования.

Этот автогенератор собран по представленной на рисунке схеме «ёмкостной трёхточки».



Его особенностями являются:

1) перестройка частоты генерируемого сигнала от 80 до 300 кГц перемещением в катушке L диаметром 10 мм и длиной «сплошной» намотки 30 мм ферритового стержневого сердечника с нанесённой на него шкалой, позволяющей определить частоту генерации;

2) получение при напряжении питания 27 В полного «размаха» напряжения до 24 В на нижних и до 12 В на верхних частотах указанного диапазона;

3) уменьшение генерируемого напряжения соответствующим снижением напряжения питания;

4) одновременная генерация колебаний на основной частоте и в области частот второй гармоники, т.е. на частотах от 160 до 600 кГц, вследствие работы автогенератора с отсечкой тока, приводящей к форме выходного напряжения, близкой к форме напряжения на выходе однополупериодного выпрямителя; в этом случае мощность второй гармоники примерно в 5 раз меньше мощности основного сигнала, а остальными гармониками можно пренебречь [2];

5) минимальное число электрорадиоэлементов (10);

6) в зависимости от величины требуемого сигнала автогенератор может работать (при изменении номинала резистора $R1$) от одного, двух или трёх соединённых последовательно 9-вольтовых элементов, а при соблюдении требований техники безопасности допустимо питание от электрической сети через понижающий трансформатор с выпрямителем и фильтром.

Конструктивно автогенератор размещен на внутренней поверхности крышки металлической коробки (например, из-под чая) так, чтобы при закрытой крышке весь монтаж оказался внутри коробки. Провода электродов пропускают через отверстия в крышке, а сами электроды могут выполняться в любой удобной форме в зависимости от назначения прибора (например, для облучения пациента их целесообразно выполнить в виде отрезков металлических трубок длиной 10–15 см и диаметром 10–15 мм, которые было бы удобно держать в руках). Катушка L размещается на изолирующей подложке толщиной 3–5 мм, крепящейся на крышке, а в торце коробки напротив отверстия катушки (при закрытой крышке) проделывается отверстие, в которое извне вставляется указанный выше сердечник. Светодиод располагается в отверстии на крышке коробки так, чтобы он был хорошо виден в процессе работы с автогенератором.

При отладке аппаратуры, которую желательно проводить по меньшей мере с помощью включения в цепь питания миллиамперметра и подключаемого к электродам осциллографа, в первую очередь, следует с помощью резисторов $R1$ и $R2$ установить потребляемый от источника питания ток, а также амплитуду генерируемого сигнала на низких и высоких частотах – соответственно при вдвинутом и выдвинутом сердечнике. При этом, определяя частоту генерируемого сигнала с помощью осциллографа, сердечник желательно проградуировать, т.е. нанести на него метки (например, ручкой «штрих-корректор»), индицирующие частоту и тем самым упрощающие дальнейшую работу с прибором.

Литература.

1. *Хильда Кларк.* Неизлечимых болезней нет / Кларк Хильда. – СПб. : Будущее Земли, 2006. – 391 с.

2. *Бронштейн И.Н.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М. : ГИЗ технико-теоретической литературы, 1955. – 557 с.

Статья поступила в редакцию 9 февраля 2010 г.

УДК 621.394.74

НОВЫЙ МЕТОД ФРАКТАЛЬНОГО СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Д.А. Велигоша, аспирант, Сев.-Кав. гос. тех. ун-т, тел.: 8-918-767-43-94

Рассматриваются методы сжатия изображений. Проведен анализ наиболее часто используемых методов, рассмотрены их достоинства и недостатки. Предложен новый метод сжатия изображений, разработанный на основе обобщенного алгоритма сжатия изображений, позволяющий производить их сжатие без потери качества.

Ключевые слова: *фракталы, алгоритм, домен, ранговая область, квадрант, вейвлет-преобразование.*

NEW METHOD FOR IMAGE FRACTAL COMPRESSION

D.A. Veligosha, graduate, North and Caucasian State Engineering University, tel.: 8-918-767-43-94

Method for image compression is discussed. The most common methods analysis is given, their advantages and flaws are discussed. A new image compression method worked out on the base of image compression generalized algorithm is offered which allows to realize compression without loosing the quality.

Key words: *fractals, algorithm, domain, rank area, quadrant*, *wavelet transformation.*

В настоящее время разработано большое количество методов сжатия изображений, основанных на вейвлет-преобразованиях [1] и позволяющих значительно улучшить эффективность алгоритмов их обработки. В настоящей статье рассматривается вопрос разработки алгоритма сжатия статических изображений, позволяющего значительно сократить объём графической информации, передаваемой по сети или хранимой на запоминающих устройствах.

Сжатие изображений может осуществляться без потерь качества с помощью таких алгоритмов, как групповое кодирование, алгоритм Хаффмана, алгоритм LZW и др. [2]. Из проведенного анализа алгоритмов сжатия изображений без потерь качества можно сделать вывод о том, что перечисленные алгоритмы достаточно универсальны и охватывают все типы изображений, но они характеризуются достаточно малым коэффициентом сжатия. Также алгоритмы сжатия без потерь ориентированы на работу с цепочкой. Они не учитывают так называемую «когерентность областей» в изображениях, смысл которой заключается в малом изменении цвета и структуры на небольшом участке изображения. Эту идею используют алгоритмы сжатия с потерями.

Одним из широко применяемых алгоритмов сжатия изображений с потерями качества является алгоритм, использующий векторное квантование. Основная идея векторного квантования заключается в разбиении изображения на блоки (например, размером 4×4 пикселя). Как правило, некоторые блоки оказываются похожими друг на друга. В этом случае компрессор идентифицирует класс похожих блоков и заменяет их одним общим блоком. Кроме того, генерируется двоичная таблица таких общих блоков из коротких кодовых слов.

Поскольку информация в файле архива представляет собой последовательность номеров кодовых векторов, значительное увеличение коэффициента сжатия достигается обработкой файла алгоритмом Хаффмана. Декодер, используя таблицу общих блоков, собирает изображение из отдельных блоков.

В алгоритме JPEG используется схема кодирования, основанная на дискретных косинусных преобразованиях (DCT). Такие алгоритмы сжатия базируются не на поиске одинаковых атрибутов пикселей (как в RLE и LZW), а на разнице между ними [3]. Схема JPEG эффективна только при сжатии многоградационных изображений, в которых различия между соседними пикселями, как правило, весьма незначительны. Практически алгоритмы JPEG хорошо работают только с изображениями, имеющими глубину хотя бы 4 или 5 бит/пиксель на цветовой канал [4].

Дискретное вейвлет-преобразование (DWT) – алгоритм, основанный на передаче изображения через пару фильтров: низкочастотный и высокочастотный. Низкочастотный фильтр выделяет грубую форму исходного сигнала. Высокочастотный фильтр выделяет сигнал разности или дополнительной детализации. В свою очередь, результат на выходе высокочастотного фильтра

(добавочный сигнал детализации) может быть подвернут той же процедуре, и т.д.

Идея алгоритма DWT заключается в том, что в файл сохраняется разница между средними значениями соседних блоков в изображении, которая обычно принимает значения, близкие к нулю. Характеристики данного алгоритма аналогичны характеристикам алгоритма JPEG.

Метод фрактального сжатия изображений основан на том, что большинство изображений обладают самоподобием, т.е. для любого блока изображения с большой вероятностью можно найти подобный ему участок в пределах этого же изображения [1, 5]. Связь между двумя блоками найденной пары может быть описана аффинным преобразованием при помощи небольшого числа коэффициентов. Этим и достигается достаточно высокая степень сжатия изображений. При восстановлении происходит итерационное применение аффинных преобразований к некоторому исходному изображению.

Особенностью метода фрактального сжатия является то, что полученный в результате обработки графического файла поток байтов практически не обладает статистической избыточностью, что позволяет отказаться от применения к этому потоку алгоритма сжатия по Хаффману.

Проведенный анализ алгоритмов сжатия изображений с потерями позволяет сделать вывод о том, что данные алгоритмы имеют большие коэффициенты сжатия по сравнению с алгоритмами сжатия без потерь при приемлемом качестве восстановления изображений. Преимущества этого класса алгоритмов объясняют их широкое распространение при обработке изображений в мультимедийных и сетевых приложениях.

Анализ существующих алгоритмов сжатия статических изображений показал, что для этого вида информации применение алгоритмов сжатия без потерь нецелесообразно из-за небольших коэффициентов сжатия. В то же время алгоритмы сжатия с потерями позволяют значительно сократить передаваемый объём графической информации. Из всего множества алгоритмов этого класса наиболее целесообразно использовать алгоритм фрактального сжатия изображений. Данный алгоритм не только позволяет получать большие коэффициенты сжатия при обработке изображений, но и способен формировать ёмкий контейнер для внедрения конфиденциальной информации [6], что обусловлено отсутствием сжатия по Хаффману на заключительном этапе обработки изображения.

Рассмотрим предлагаемый обобщенный алгоритм фрактального сжатия изображения.

В блоке подготовки сигнала для обработки производится преобразование цветового пространства, в котором представлено исходное изображение. В общем случае алгоритм сжатия может работать с изображениями, основанными на любом типе цветового пространства, однако наибольшая степень сжатия достигается в случае применения цветового пространства яркость/цветность YCrCb.

Применение цветового пространства YCrCb объясняется физиологическими особенностями зрительной системы человека, а именно тем, что глаз имеет большую чувствительность к полутоновым компонентам яркости Y, чем к цветоразностным компонентам Cb и Cr. Следовательно, не нарушая органолептических свойств исходного изображения, можно уменьшить количество выборок Cb и Cr, оставив без изменения число выборок Y. Этот процесс называется субдискретизацией, или прореживанием сигналов цветности. В результате субдискретизации уменьшается объём обрабатываемой информации предложенным алгоритмом, следовательно, возрастает коэффициент сжатия изображения.

Блок формирования библиотеки доменов предназначен для формирования библиотеки доменов на основе поступающего на обработку сигнала. Цель формирования библиотеки доменов – создание базы кодовых векторов, выступающих в качестве образцов при поиске самоподобных структур. База кодовых векторов может формироваться из любого множества блоков графической информации, однако возникает необходимость передачи сформированной на этапе сжатия базы на приемную сторону, что существенно увеличит объём передаваемой информации и, следовательно, уменьшит коэффициент сжатия.

Альтернативным вариантом формирования библиотеки доменов является возможность использования в качестве образцов блоков самого обрабатываемого изображения, которая объясняется самоподобным характером функции, описывающей изображение. При таком подходе, во-первых, облегчается поиск подобных пар блоков изображения, во-вторых, исчезает необходимость передачи на приемную сторону базы кодовых векторов.

Таким образом, задача формирования библиотеки доменов сводится к разбиению поступающего на вход сигнала на множество блоков $D_1, D_2, ..., D_d$, $D_i \subseteq \Omega$, где Ω – исходный сигнал, $i = 1, ..., d$. Блоки могут быть пересекающимися,

а их объединение должно соответствовать исходному сигналу, т.е. $\bigcap_j D_j \neq \varphi$, $\bigcup_i D_i = \Omega$.

Блок формирования множества ранговых областей предназначен для формирования на основе поступающего на обработку сигнала множества ранговых областей, подлежащих сравнению с элементами библиотеки доменов при поиске самоподобных структур.

Исходный сигнал Ω разбивается на множество блоков $R_1, R_2, \ldots, R_r$, где $R_i \subseteq \Omega$, $i = 1,...,r$. В этом случае объединение полученных блоков соответствует исходному сигналу, однако блоки не являются пересекающимися, т.е. $\bigcup_i R_i = \Omega$, $\bigcap_i R_i = \varphi$.

Блок поиска пары «домен – ранговая область» предназначен для отыскания в библиотеке доменов подобного домена для каждой ранговой области. Домен считается подобным ранговой области, если в выбранной метрике расстояние между ними не превышает заранее определенного порогового значения.

Блок формирования архива предназначен для записи в файл заголовка, включающего информацию о параметрах сжатия, и тела архива, включающего информацию о порядке формирования доменов и ранговых областей на основе исходного сигнала и параметров аффинных преобразований.

Рассмотрим алгоритм поиска пары «домен – ранговая область».

Блок поиска пары «домен – ранговая область» является наиболее ресурсоёмким в алгоритме, и от его реализации во многом зависит вычислительная сложность алгоритма сжатия. Это обусловлено большим числом процедур сравнения ранговых областей с элементами библиотеки доменов.

Поскольку производится поиск двух блоков изображения, связанных некоторым аффинным преобразованием, а одним из параметров аффинного преобразования является угол поворота одного блока относительно другого, то при сравнении должны учитываться все возможные варианты поворота. Это приводит к необходимости ограничить область допустимых значений угла поворота.

При реализации алгоритма принято допущение о том, что блок может быть повернут на $n \cdot \frac{\pi}{2}$ градусов, где $n = 0...3$. Также к блоку может быть применена операция зеркального отображения относительно вертикальной оси.

Таким образом, число перебираемых положений ранговой области при сравнении с доменом сокращено до восьми.

Для реализации процедуры поиска необходимо выбрать метрику, на основании которой можно было бы утверждать, что *i*-й домен подобен *j*-й ранговой области, т.к. расстояние между ними в данной метрике не превышает порогового значения. Метрика должна обладать следующими свойствами:

1. $d(a,b) \geq 0$ для любых $a, b \in X$;
2. $d(a,b) = 0$ тогда и только тогда, когда $a = b$ для любых $a, b \in X$;
3. $d(a,b) = d(b,a)$ для любых $a, b \in X$;
4. $d(a,c) \leq d(a,b) + d(b,c)$ для любых $a, b, c \in X$.

Рассмотрим в качестве альтернатив три метрики для вычисления расстояния между двумя блоками изображения $A = \{a_i, i = 1...n\}$ и $B = \{b_i, i = 1...n\}$:

1) за расстояние принимается абсолютное значение математического ожидания разности между соответствующими элементами сравниваемых массивов, т.е.

$$d_1 = \left| \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (a_i - b_i) \right|; \quad (1)$$

2) за расстояние принимается максимальная разность между соответствующими элементами сравниваемых массивов, т.е.

$$d_2 = \max_i (a_i - b_i), \quad i = 1...n; \quad (2)$$

3) за расстояние принимается среднеквадратичное отклонение между элементами сравниваемых массивов, т.е.

$$d_3 = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} (a_i - b_i)^2}. \quad (3)$$

Недостаток первой метрики заключается в том, что при расчете расстояния между блоками рассматривается разность между элементами, которая может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Это может привести к тому, что два совершенно разных блока будут приняты за подобные. В то же время если значения элементов одного массива больше значений элементов другого на некоторую величину

d и $d > t$, где t – пороговое значение расстояния, тогда соответствующие блоки не будут считать подобными, даже если блоки имеют схожую структуру.

Использование второй метрики приводит к тому, что, если два блока изображения отличаются значением уровня яркости одного пикселя при полном совпадении уровней яркости остальных, расстояние между ними в данной метрике будет большим, хотя глаз человека не способен заметить подобное отличие.

В предложенном алгоритме сжатия для решения задачи сравнения блоков изображения использована третья метрика. Выбор обусловлен тем, что в данной метрике рассматриваются квадраты разностей между элементами массивов. Благодаря этому, во-первых, не происходит компенсации положительных отклонений значений элементов отрицательными отклонениями, во-вторых, учитывается чувствительность метрики к большим отклонениям между элементами.

Таким образом, степень подобия блоков изображения в соответствии с (3) определяется выражением

$$R = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(x_i - y_i)^2, \tag{4}$$

Здесь n – общее число пикселей в блоке изображения;

$$x_i = s \cdot a_i + o,\ i = 1...n, \tag{5}$$

$$y_i = b_i,\ i = 1...n, \tag{6}$$

где a_i – значение уровня яркости пикселя домена;

b_i – значение уровня яркости пикселя ранговой области;

s, o – параметры настройки контрастности и яркости, минимизирующие расстояние между блоками изображения.

С учетом выражений (5), (6) выражение (4) примет вид

$$R = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(s \cdot a_i + o - b_i)^2. \tag{7}$$

Для вычисления параметров s и o, минимизирующих величину R, необходимо решить систему уравнений

$$\begin{cases} \dfrac{dR}{ds} = 0, \\ \dfrac{dR}{do} = 0. \end{cases} \tag{8}$$

Система уравнений (8) имеет единственное решение, представленное выражениями

$$s = \frac{n\sum_{i=1}^{n} a_i b_i - \sum_{i=1}^{n} a_i \sum_{i=1}^{n} b_i}{n\sum_{i=1}^{n} a_i^{\,2} - \left(\sum_{i=1}^{n} a_i\right)^2}, \tag{9}$$

$$o = \frac{1}{n} \cdot \left(\sum_{i=1}^{n} b_i - s \cdot \sum_{i=1}^{n} a_i \right). \tag{10}$$

Вычисление расстояния между блоками изображения сводится к расчету значения выражения (11) с учетом выражений (9) и (10) [2]:

$$d = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \left[s \cdot \left(s \cdot \sum_{i=1}^{n} a_i^2 + 2 \cdot o \cdot \sum_{i=1}^{n} a_i - 2 \cdot \sum_{i=1}^{n} a_i \cdot b_i \right) + o \cdot \left(n \cdot o - 2 \cdot \sum_{i=1}^{n} b_i \right) + \sum_{i=1}^{n} b_i^2 \right]}. \tag{11}$$

Поскольку значения параметров s и o индивидуальны для каждой пары сравниваемых блоков, не представляется возможным произвести ранжирование элементов библиотеки доменов для оптимизации поиска. Если же решать задачу методом тотального перебора всех элементов библиотеки доменов, это приведет к «комбинаторному взрыву» и невозможности обработки изображений за приемлемое время.

С целью уменьшения вычислительной сложности алгоритма при решении задачи поиска пары «домен – ранговая область» осуществляется классификация сравниваемых блоков по методу, предложенному в [3]. Согласно данному методу блоки изображения могут быть классифицированы следующим образом:

1. Первоначально блок разбивается на четыре квадранта (левый верхний, левый нижний, правый верхний, правый нижний). Квадранты нумеруются.

2. Для каждого квадранта рассчитывается величина A_i, $i = 0,...,3$, пропорциональная математическому ожиданию значений яркости пикселей i-го квадранта. Расчет производится согласно выражению

$$A_i = \sum_{j=1}^{n} k_j^i, \qquad (12)$$

где n – число пикселей квадранта; k_j^i – уровень яркости j-го пикселя i-го квадранта.

3. Для каждого квадранта рассчитывается величина V_i, $i = 0,\ldots,3$, пропорциональная дисперсии значений яркости пикселей i-го квадранта. Расчет производится согласно выражению

$$V_i = \sum_{j=1}^{n} \left(k_j^i\right)^2 - A_i. \qquad (13)$$

4. Блоки изображения классифицируются согласно значению величины A_i составляющих их квадрантов. Каждый блок по этому признаку может быть отнесен к одному из трех классов:

- первый класс: $A_0 \geq A_1 \geq A_2 \geq A_3$;
- второй класс: $A_0 \geq A_1 \geq A_3 \geq A_2$;
- третий класс: $A_0 \geq A_3 \geq A_1 \geq A_2$.

5. Блоки классифицируются согласно значению величины V_i составляющих их квадрантов. По этому признаку каждый блок может быть отнесен к одному из 24-х классов.

Такая классификация разбивает библиотеку доменов на 72 класса, что значительно уменьшает число перебираемых пар. Действительно, если предположить, что обрабатываемые изображения имеют квадратную форму с длиной стороны W, то число доменов в библиотеке рассчитывается по формуле

$$D = \frac{W^2 \cdot L^2}{s^2}, \qquad (14)$$

где L – некоторая константа; s – размер домена.

Число ранговых областей также зависит от W:

$$R = \frac{W^2}{v^2}, \qquad (15)$$

где v – размер ранговой области.

Тогда число перебираемых пар рассчитывается по формуле

$$P = D \cdot R = \frac{W^4 \cdot L^2}{v^2 \cdot s^2}. \qquad (16)$$

Большинство алгоритмов сжатия изображений на последнем этапе обработки используют какой-либо алгоритм сжатия без потерь для устранения статистической избыточности из получаемого потока. Эта мера дает значимый результат в случае, если поток характеризуется неравномерно распределенными значениями единиц информации. Например, в алгоритме JPEG применение алгоритма Хаффмана приводит к увеличению степени сжатия изображения в 1,2–1,5 раза. Это обусловлено неравномерностью распределения символов, внесенной операцией квантования. Если алфавит обрабатываемого сообщения состоит из 256 символов, то в качестве единицы информации рассматривается байт.

Разработанный алгоритм не использует какое-либо сжатие без потерь в качестве одного из этапов обработки. Отсутствие необходимости устранения статистической избыточности следует из результатов анализа энтропии полученного потока. Проведенный эксперимент по обработке тестовых изображений показал, что энтропия полученного потока близка к максимальному значению и применение на последнем этапе обработки алгоритма сжатия без потерь нецелесообразно. Таким образом, можно сделать общий вывод о том, что разработанный алгоритм сжатия изображений на основе применения фракталов является эффективным и обеспечивает заданные требования к обработке изображений.

Литература

1. *Мала С.* Вейвлеты в обработке сигналов : пер. с англ. / С. Мала. – М. : Мир, 2005. – 671 с.

2. *Fisher Y.* Fractal image compression. Theory and application / Y. Fisher. – New York : Springer, 1995. – 341 p.

3. *Быков С.Ф.* Алгоритм сжатия JPEG с позиции компьютерной стеганографии / С.Ф. Быков // Конфидент. – 2000. – № 3. – С. 26–33.

4. *Рейнгольд Э.* Комбинаторные алгоритмы / Э. Рейнгольд, Ю. Нивергельт, Н. Део. – М. : Мир, 1980. – 476 с.

5. *Ватолин Д.С.* Алгоритмы сжатия изображений / Д.С. Ватолин. – М. : Издательский отдел факультета вычислительной математики и кибернетики МГУ им. М.В. Ломоносова, 1999. – 76 с.

6. *Генне О.В.* Основные положения стеганографии / О.В. Генне // Конфидент. – 2000. – № 3. – С. 20–24.

Статья поступила в редакцию 9 марта 2010 г.

УДК 519.6 : 681.322

КОНТРОЛЬ ЦЕЛОСТНОСТИ ПРОГРАММ МЕТОДОМ ПОСТРОЕНИЯ СЕМАНТИЧЕСКИХ ГРАФОВ

А.Е. Федоров, нач. отд., в/ч 87406, тел.: 8-926-203-62-05
А.П. Ващенко, ГШ ВС РФ
В.В. Стрельников, нач. отд., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-09-06
А.В. Толчеев, зам. нач. НТО, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-09-06
М.В. Вострикова, аспирант, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (4732) 52-09-06

Рассматривается возможность контроля целостности системы при модификации программных компонентов. Предложен алгоритм принятия решения о тождественности компонентов и критерий на основе разработанного подхода в рамках смысловой обработки информации.

Ключевые слова: *информационный конфликт, контроль целостности, модификация, целевая функция, граф, биективное отображение, итеративное приближение.*

PROGRAM INTEGRITY CONTROL USING THE GRAPH CONSTRUCTION METHOD

A.E. Fyodorov, head of department, military unit 87406, tel.: 8-926-203-62-05
A.P. Vashchenko, Armed Forces General Staff of RF
V.V. Strelnikov, head of department, JSC «Sozvezdie «Concern», tel.: (4732) 52-09-06
A.V. Tolcheyev, deputy head of Scientific and Technical Department, JSC «Sozvezdie «Concern», tel.: (4732) 52-09-06
M.V. Vostrikova, graduate, JSC «Sozvezdie «Concern», tel.: (4732) 52-09-06

The possibility to control the program integrity when modifying the program components is discussed. The component-equality decision-making algorithm and criterion developed on the base of the approach developed in the frame of semantic processing is offered.

Key words: *information conflict, continuity testing, modification, objective function, graph, bijective mapping, iterative approaching.*

В настоящее время, когда информационный конфликт стал превалирующим способом взаимодействия автоматизированных телекоммуникационных комплексов и/или их компонентов в общем информационном пространстве, повышение эффективности конфликтного функционирования таких систем выступает одной из важнейших научно-технических задач современности.

Как известно [1], изначально взаимодействие в таких системах проектируется и реализуется как бесконфликтное – как правило, кооперация или, в худшем случае, нейтралитет. При этом синтез и реализация конфликтного компонента осуществляется посредством случайной и/или – что бывает значительно чаще, особенно при целенаправленном и преднамеренном воздействии – целенаправленной модификации имеющихся в системе компонентов либо путем внесения новых. При этом модификация программных компонентов, рассматриваемая далее в работе, является одним из наиболее вероятных способов воздействия на современный автоматизированный телекоммуникационный комплекс. Под конфликтным компонентом понимается фрагмент хранящегося, обрабатываемого или исполняемого кода, реализация которого приводит к снижению вероятности реализации целевой функции реализующей его системы или элемента до уровня ниже заданного [1, 5].

Существенно отметить, что в обоих случаях модификации нарушается целостность (неизменность) системы – как в алгоритмическом (функциональном), так и в аппаратном (техническая надежность) смыслах. Потому условие сохранения целостности, особенно критических компонентов, можно полагать условием бесконфликтного функционирования. Конечно, рассуждать об эквивалентности (т.е. необходимости и достаточности) целостности системы для ее бесконфликтного функционирования, строго говоря, некорректно, поскольку необходимость в данном случае не имеет места: система с нарушенной целостностью может сохранять бесконфликтный режим функционирования в случае, например, несущественных случайных изменений. В то же время достаточность условия, в силу изложенного выше, не

вызывает сомнений. Именно поэтому задача контроля целостности рассматривается как самостоятельная в целом ряде нормативных документов, посвященных защите информации [2–4].

Существующие методы контроля целостности, например представленные в [3, 4], как правило, ориентированы на жесткую консервацию системы: целостность компонентов контролируется с точностью до отдельного бита, при этом контроль ограничивается чисто сигнальным уровнем по классификации уровней представления информации, рассмотренной в [5]. Неэффективность такого подхода обусловлена прежде всего тем, что современные системы подвержены достаточно частным «санкционированным» изменениям, например, в результате обновления компонентов, выполняемого в целях исправления ошибок и/или повышения эффективности реализации своих целевых функций.

Применение существующих методов контроля целостности в случае обновления системы из доверенного источника в настоящее время означает простое обновление контрольных сумм (или иных метрик, например электронных цифровых подписей) компонентов. Такой метод обновления принципиально исключает, во-первых, возможность обновления из источника, не являющегося доверенным, а во-вторых, возможность контроля аутентичности доверенного источника. При этом первое приводит к существенному усложнению процедуры обновления компонентов системы (что влечет за собой потерю эффективности, вызванную использованием устаревших «необновляемых», законсервированных компонентов), а второе – к возможности внедрения в систему конфликтных компонентов, например, посредством распространенных в настоящее время атак типа «man-in-the-middle» (что влечет за собой конфликтное, т.е. неэффективное, функционирование).

Таким образом, существующие методы контроля целостности системы оказываются неадекватными сложившейся практике применения автоматизированных телекоммуникационных комплексов, что обуславливает актуальность разработки нового подхода к контролю целостности системы. Новый подход должен эффективно детектировать «существенные» изменения (подмену компонента системы конфликтным, т.е. реализующим целевые функции, не совместимые с центральной задачей системы) и одновременно быть толерантным к «малым» изменениям компонентов (коррекция отдельных целевых функций в составе компонента с сохранением общей последовательности их реализации).

Разработка такого подхода требует прежде всего корректного определения понятия «существенных» и «малых» модификаций. По мнению авторов, такое определение не может быть дано на привычном сигнальном уровне, который ограничивается рамками побитовых представлений (и, соответственно, сравнений), ибо, как показывает практика, исправление отдельного бита команды (например, условного ветвления) может существенным образом повлиять на весь дальнейший путь исполнения команд. С другой стороны, анализ изменений на уровне управления или принятия решений потребовал бы реализации алгоритма «сравнения целей», что в настоящий момент практически осуществимо лишь для ограниченного числа частных случаев (так называемый «эвристический анализ» в современных антивирусных программах). В силу изложенного представляется оправданным построить контроль целостности в рамках смысловой обработки информации, например на основе семантики [6], что должно выступить разумным компромиссом между точностью и практической реализуемостью метода.

При таком подходе постановка задачи формализуется следующим образом. Рассматриваются вариации произвольного компонента C системы, производится сведение к задаче анализа только двух компонентов вариации (обозначаемых далее A и B). Далее выбирается или назначается некоторое пороговое значение $0 < \alpha < 1$, выступающее мерой допустимых значений ошибки первого и/или второго рода, и строится алгоритм принятия решения о тождественности компонентов (обозначается в дальнейшем как $A \sim B$).

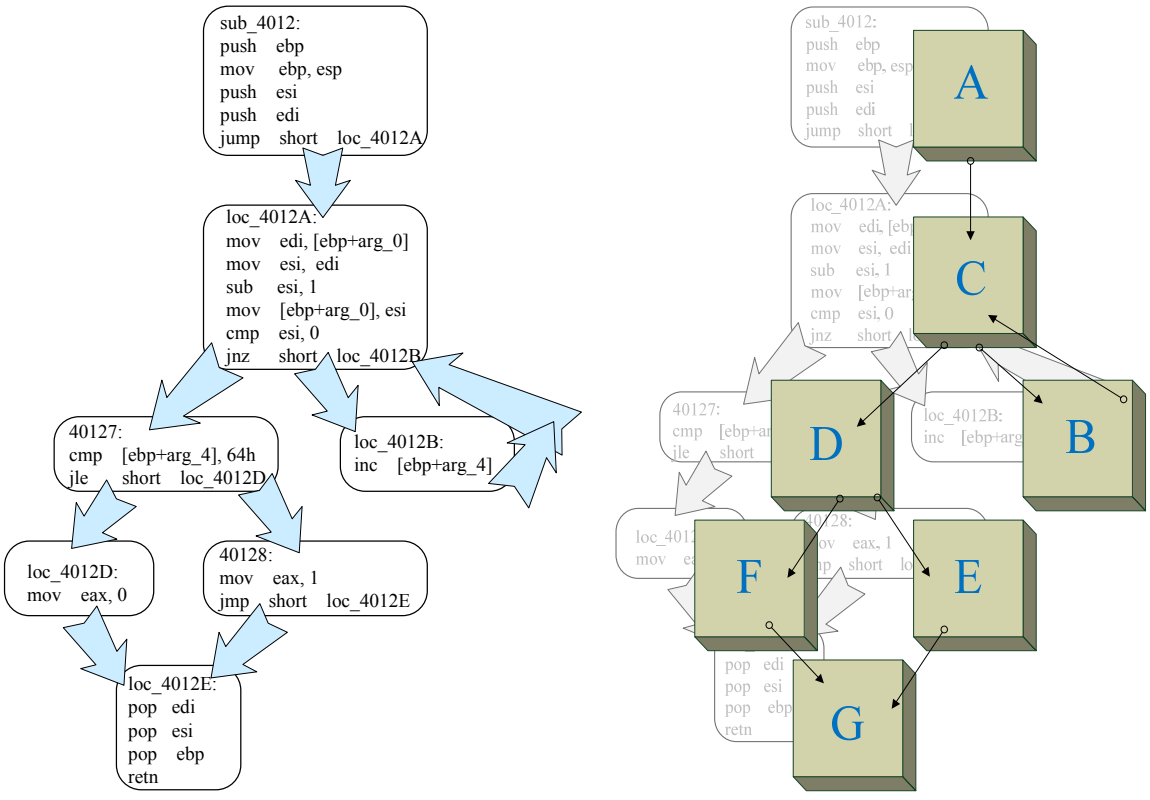
Для решения этой последовательности частных задач целесообразно провести декомпозицию компонентов A и B с выделением отдельных (частных) целевых функций в составе каждого компонента, после чего можно построить взаимно однозначное отображение между целевыми функциями компонентов. В целях обеспечения эффективного практического применения, равно как и достаточно высокого научного уровня абстракции, построенное отображение не должно зависеть от конкретных инструкций (команд) применяемого языка программирования, архитектуры используемых процессоров, применяемых компиляторов (трансляторов). Удобным способом подобного отображения является граф последовательности реализации целевых функций компонента (рис. 1, вариант а – с ассемблер-

ными командами, вариант б – абстрактный граф), при этом вынесение решения о тождественности компонентов может осуществляться путем определения меры изоморфизма двух графов и сравнения этой меры с заданным порогом.

Более точно, компонент системы целесообразно представить графом графов, в узлах которого расположены целевые функции компонента из множества $\mathbf{F} = \{f_1,\ldots,f_n\}$. Для рассматриваемых программных компонентов эти функции могут соответствовать функциям (процедурам), определенным в исходном коде компонента; в зависимости от масштабов исследования возможны и иные, более точные или более грубые способы выделения отдельных (частных) целевых функций.

При таком подходе компонент в целом может быть представлен некоторой структурой (обозначаемой далее ***callgraph*** – граф вызовов), которая представляет собой направленный (возможно, циклический) граф с узлами $\{f_1,\ldots,f_n\}$, ребра которого соответствуют возможным последовательностям реализации соответствующих целевых функций: наличие ребра, идущего от f_i к f_k, означает, что f_i может вызывать (исполнять) f_k.

В свою очередь, каждая из целевых функций $f_i \in \mathbf{F}$ сама представляет собой граф (обозначаемый далее ***cfg*** – control flow graph – граф потока исполнения команд), состоящий из отдельных базовых блоков команд и их ветвящихся связей. Каждый базовый блок формируется последовательностью команд, обладающих свойством принадлежности одному блоку. Это означает, что последовательно расположенные команды i_k, i_{k+1} принадлежат одному блоку, если исполнение команды i_k на n-м шаге с вероятностью 1 влечет за собой исполнение команды i_{k+1} на $(n+1)$-м шаге, а исполнение команды i_{k+1} на $(n+1)$-м шаге с вероятностью 1 означает, что на n-м шаге исполнялась команда i_k.



а) б)

Рис. 1. Пример графа последовательности реализации целевых функций программного компонента, программы или программного продукта

Семейство графов ***cfg*** в этом случае должно иметь:

– единственную точку входа – узел, связанный с остальными только исходящими ребрами;

– одну или несколько точек выхода – узлов, связанных с остальными только входящими ребрами.

Основная идея предлагаемого подхода заключается в сравнении компонентов A и B по-

средством сравнения как графов ***callgraph*****,** так и соответствующих графов ***cfg***, абстрагируясь от конкретных команд, составляющих графы ***cfg***.

Для дальнейшего рассмотрения компоненты *A* и *B* целесообразно представить графами

$$callgraph_A = \left\{\{a_1,...,a_n\},\{a_1^e,...,a_m^e\}\right\},$$

$$callgraph_B = \left\{\{b_1,...,b_l\},\{b_1^e,...,b_k^e\}\right\},$$

состоящими из узлов (целевых функций) и ребер (ветвлений). При таком подходе для вынесения решения о тождественности компонентов следует построить биективное (взаимно однозначное) отображение

$$p:\{a_1,...,a_n\}\to\{b_1,...,b_m\}.$$

В общем виде такая задача математически не разрешима при несовпадении размерностей множеств **A** и **B**. Это имеет место, например, при добавлении и/или удалении отдельных целевых функций. Поэтому для решения указанной задачи предлагается осуществить итеративное приближение отображения *p* следующим образом:

– создается исходное отображение p_1, которое отображает элементы множества $A_1\subset\{a_1,...,a_{n'}\}$ на элементы множества $B_1\subset\{b_1,...,b_{n'}\}$;

– на основании исходного отображения итеративно создается последовательность отображений

$$p_2,...,p_h\ :\ A_1\subset A_2\subset...\subset A_h\ \ и\ \ B_1\subset B_2\subset...\subset B_h.$$

Поскольку задача сравнения графов является достаточно ресурсоемкой и нетривиальной, для получения первого приближения целесообразно использовать следующий достаточно простой (хотя и весьма неточный) алгоритм определения изоморфизма, исходящий из очевидного положения: если у двух графов соответствующие количества узлов и/или вершин не совпадают, они не изоморфны. При таком подходе для построения исходного приближения p_1 следует выполнить сопоставление каждому узлу $b_i\in\{b_1,...,b_{m'}\}$ тройки вида $(\alpha_i,\beta_i,\gamma_i)$, где α_i – количество базовых блоков команд в b_i; β_i – количество ребер в b_i, γ_i – количество ребер в графе *B*, исходящих из b_i. Результатом сопоставления является отображение $s:B\to N^3$ целевой функции на тройку чисел натурального ряда и обратное отображение $s^{-1}:N^3\to B(\{b_1,...,b_t\})$ тройки чисел натурального ряда множеству соответствующих целевых функций.

Отображение p_1 в этом случае строится посредством выборки всех троек, полученных для графов ***callgraph*$_A$** и ***callgraph*$_B$**. При этом целевые функции $a_i\in A$ и $b_j\in B$ взаимно отображаются друг на друга тогда и только тогда, когда они отображаются на одну и ту же тройку и не существует других целевых функций в множествах $\{a_1,...,a_n\}$ и $\{b_1,...,b_m\}$, которые отображаются на эту же тройку. Иначе говоря, p_1 отображает a_i на b_j тогда и только тогда, когда размерности множеств $s^{-1}(s(a_i))$ и $s^{-1}(s(b_j))$ равны единице и обе целевые функции a_i и b_j отображаются на одну тройку:

$$p_1(a_i)=b_j \Leftrightarrow \left|s^{-1}(s(a_i))\right|=1=$$
$$=\left|s^{-1}(s(b_j))\right|\wedge s(a_i)=s(b_j).$$

Существенной позитивной особенностью такого подхода является достаточно малая размерность взаимно отображающихся подмножеств $A'\subset\{a_1,...,a_n\}$ и $B'\subset\{b_1,...,b_m\}$, полученных на первой итерации. Это выполняется для большинства практических случаев и связано с тем, что в отображение практически не попадают малые (по количеству вложенных базовых блоков и, соответственно, команд) частные целевые функции, между которыми трудно установить соответствие. Такая особенность, в свою очередь, обусловлена специфической формой графа ***cfg*****:** большинство базовых блоков имеют только два «дочерних» базовых блока (пример – условное ветвление), потому вероятность того, что два случайным образом выбранных графа ***cfg*** с одинаковым числом узлов будут иметь одинаковое число ребер, уменьшается с ростом размера ***cfg***.

Более того, малые (в указанном выше смысле) частные целевые функции, как правило, имеют меньшее число вызовов других целевых функций (т.е. меньшее число соответствующих ребер графа), что повышает вероятность выполнения неравенства $\left|s^{-1}(s(a_i))\right|\neq 1$. При этом очевидно, что меньшие размеры множеств $A=\{a_1,...,a_n\}$ и $B=\{b_1,...,b_m\}$ также снижают вероятность ошибочно установленных совпадений (коллизий).

При наличии первого отображения p_1, любое последующее отображение p_i строится итеративно на основе предыдущего отображения p_{i-1}, порождая в результате подмножества $A'_i \subset A$ и $B'_i \subset B$. Алгоритм построения отображения p_i на основе p_{i-1} в этом случае включает операции:

– выбирается *i*-й элемент $a_i \in A_{i-1}$, к которому применяется отображение $p_{i-1}(a_i)$;

– определяется A'_i – множество всех узлов графа (т.е. частных целевых функций) a_k, в которые входят ребра (т.е. имеют место вызовы других частных целевых функций), направленные из a_i к a_k, причем $a_i \in A$, $a_k \notin A$; аналогично, B'_i – множество всех узлов графа b_t, в которые входят ребра, направленные из $p_{i-1}(a_i)$ к b_t, причем $b_t \in B$;

– строится отображение $p'_i : A'_i \to B'_i$ по тем же правилам, что и отображение p_1;

– строится отображение $p_i(a_j) = p_{i-1}(a_j)$, если $a_j \in A_{i-1}$, т.е., если $a_j \notin A_{i-1}$ и построение p'_i породило соответствие, то строится отображение $p_i(a_j) = p'_i(a_j)$. В противном случае, если отображение p'_i не породило соответствие и $a_j \notin A_{i-1}$, то отображение $p_i(a_j)$ не определено;

– определяются множества A_i и B_i, которые являются соответственно областью определения и множеством значений отображения p_i.

Завершение итераций происходит при таком отображении p_k, для которого $|A_k| = k$, при этом дальнейшее улучшение результатов соответствия невозможно.

Предложенный алгоритм может быть дополнительно оптимизирован посредством добавления стадии предварительной обработки (реструктуризации графа), выполняемой до генерации троек и направленной на устранение безусловных ветвлений (которые, как показывает практика, нередко искусственно внедряются в состав программного компонента при использовании оптимизирующей сборки компонента). Такой алгоритм реструктуризации графа ***cfg*** символически может быть представлен в следующем виде:

начало (алгоритм)
для каждого узла $X \in \{b_1,...,b_t\}$
если (количество ребер, входящих в узел *X*) = 1
пусть Y_x^e – ребро, входящее в узел *X*
пусть *Y* – узел, из которого исходит ребро Y_x^e
пусть $\{X_i^e,...,X_j^e\}$ – множество ребер, исходящих из узла *X*
удалить ребра, исходящие от узла *Y* к узлу *X* из графа
удалить узел *X* из графа
для каждого $X^e \in \{X_i^e,...,X_j^e\}$
пусть *Z* – узел, в который входит ребро X^e
добавить к графу ребро от узла *Y* к узлу *Z*
удалить ребро X^e из графа
конец (для каждого)
конец (если)
конец (для каждого)
конец (алгоритм)

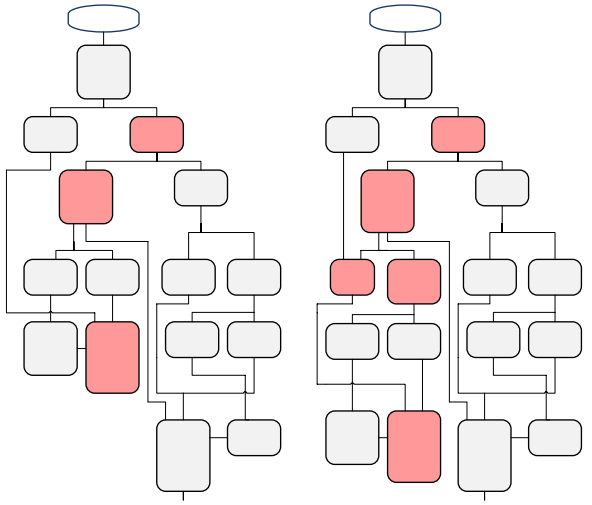
Применение предложенных алгоритмов к графам ***callgraph$_A$*** и ***callgraph$_B$***, введенным выше и описывающим модифицированный компонент системы *C*, позволяет реализовать автоматическое разделение множеств частных целевых функций каждого из модифицированных компонентов *A* и *B* на 3 подмножества:

$$AB = \{a_i, b_j : a_i \sim b_j\},\ A' = \left\{a_i\ :\ \bar{\exists} b_j : a_i \sim b_j\right\},$$

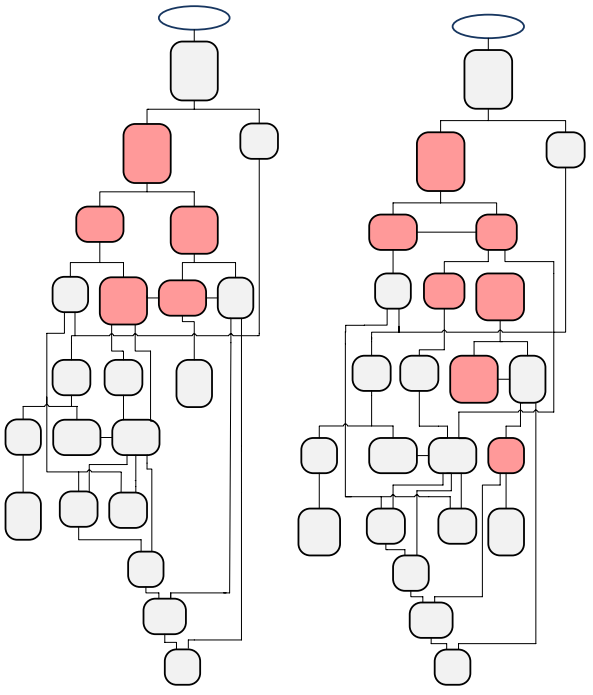
$$B' = \left\{b_i : \bar{\exists} a_j : b_i \sim a_j\right\}.$$

Первое подмножество содержит все тождественные частные целевые функции, второе – такие целевые функции *A*, для которых не най-

дено соответствия во множестве целевых функций B, третье – аналогичное подмножество для B (рис. 2, светло-серым выделены узлы графа, соответствующие компонентам множества A/B, темно-серым – компонентам множеств A и B для вариантов а) и б) соответственно).



а)



б)

Рис. 2. Вид графов компонентов после установления взаимно однозначного соответствия

Степень изоморфизма графов $\boldsymbol{callgraph_A}$ и $\boldsymbol{callgraph_B}$ (которая по своему смыслу определяет, очевидно, схожесть двух модификаций компонента системы) может быть оценена выражением

$$E = \frac{|AB|}{|A|\cdot|B|}\cdot\frac{|AB|}{|A'|\cdot|B'|},$$

где знаком |...| обозначена мощность (количество элементов) соответствующего множества.

Возвращаясь к поставленной задаче, критерий целостности компонента системы на основе разработанного подхода можно определить как простое пороговое условие $E \le \alpha$, при этом для системы из N элементов окончательный критерий целостности принимает вид

$$\max_{n=1\ldots N}\left(\frac{|AB_n|}{|A_n|\cdot|B_n|}\cdot\frac{|AB_n|}{|A'_n|\cdot|B'_n|}\right)\le\alpha.$$

Таким образом, в работе предложен новый метод определения целостности программных компонентов, позволяющий идентифицировать характер модификации таких компонентов (конфликтный или бесконфликтный). При этом положенная в основу метода количественная оценка степени изоморфизма графов, моделирующих компоненты с учетом их семантики, реализуется посредством построения биективного отображения на графах с последующим применением порогового критерия.

Литература

1. Метод оценки эффективности функционирования информационной системы в условиях информационного конфликта / Н.Н. Толстых [и др.] // Информация и безопасность / ВГТУ. – Воронеж, 2005. – Вып. 5. – С. 53–60.

2. Гостехкомиссия России. Автоматизированные системы. Защита от несанкционированного доступа к информации. Классификация автоматизированных систем и требования по защите информации.

3. ГОСТ Р 51188-98. Защита информации. Испытания программных средств на наличие компьютерных вирусов. Типовое руководство.

4. ГОСТ Р 34.10-2001. Информационная технология. Криптографическая защита информации. Процессы формирования и проверки электронной цифровой подписи.

5. *Толстых Н.Н.* Введение в теорию конфликтного функционирования информационных и информационно-управляющих систем : учебное пособие / Н.Н. Толстых, В.А. Павлов, Е.И. Воробьева. – Воронеж : ВГТУ, 2003. – 94 с.

6. *Степанов Ю.С.* Семиотика / Ю.С. Степанов ; АН СССР. – М. : Наука, 1971. – 302 с.

Статья поступила в редакцию 19 февраля 2010 г.

УДК 539.216.2

КИНЕТИКА ЗАРОЖДЕНИЯ И РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ПО РАЗМЕРАМ КЛАСТЕРОВ МЕТАЛЛОВ ПРИ ВАКУУМНОЙ КОНДЕНСАЦИИ ИЗ ДВУХКОМПОНЕНТНОГО ПАРА*

Д.Е. Андрусевич, доцент, Воронежский гос. тех. ун-т, тел.: (4732) 78-38-86
Д.Б. Омороков, инж., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: saref@list.ru
Н.С. Пашкевич, инж., Воронежский гос. тех. ун-т, e-mail: pns-vrn@mail.ru
А.Н. Смольянинов, инж., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: alexxx2@bk.ru
Е.В. Шведов, профессор, Воронежский гос. тех. ун-т, e-mail: karl12@yandex.ru

Рассчитаны кинетические зависимости и распределение кластеров по размерам в зависимости от параметров процесса конденсации из двухкомпонентного пара. Были проведены расчеты для двух модельных пар металл–металл с близкими и различающимися значениями энергии активации поверхностной диффузии. Установлено, что разделение по составу возможно при различии значений энергии активации поверхностной диффузии компонентов.

Ключевые слова: *дискретные наноструктуры, вакуумная конденсация, островковая пленка, кластер, кинетика зарождения и роста, критический зародыш.*

ORIGINATION KINETICS AND DISTRIBUTION BY METAL CLUSTER DIMENSIONS AT VACUUM CONDENSATION FROM TWO-COMPONENT STEAM

D.E. Andrusevich, associate professor, Voronezh State Engineering University, tel.: (4732) 78-38-86
D.B. Omorokov, engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: saref@list.ru
N.S. Pashkevich, engineer, Voronezh State Engineering University, e-mail: pns-vrn@mail.ru
A.N. Smolyaninov, engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: alexxx2@bk.ru
E.V. Shvedov, professor, Voronezh State Engineering University, e-mail: karl12@yandex.ru

Kinetics dependencies and cluster distribution by dimensions in function of two-component steam condensation process parameters are estimated. Computation for two model pairs «metal-metal» with close and different values of superficial diffusion activation energy is carried out. It has been stated that separation by composition is possible when component superficial diffusion activation energy has distinct values.

Key words: *discrete nanostructures, vacuum condensation, discontinuous film, cluster, origination and growth kinetics, critical nucleus.*

Постоянно возрастающий интерес к исследованию физических свойств нанометровых объектов обусловлен общей тенденцией к использованию микроэлектронных интегральных схем, в которых малые размеры сочетаются с повышенными рабочими частотами, улучшенными характеристиками и низкой стоимостью производства. Эволюция микроэлектронных приборов определяется многими факторами, но важнейшими из них выступают требования к постоянному росту объема памяти интегральных схем и скорости передачи информации, повышение эффективности оптической связи и др. Этим требованиям удовлетворяют электронные приборы с повышенным быстродействием и уменьшенными размерами [1]. Наноэлектроника с характерными размерами элементов электронных приборов около 10 нм, придя на смену микроэлектронике, позволяет значительно усовершенствовать средства связи и коммуникационные технологии.

Значительный прогресс в развитии наноэлектроники оказался возможным прежде всего из-за развития техники осаждения очень тонких пленок, образующих гетероструктуры, в которых электроны оказываются локализованными внутри двумерных систем. Один из путей создания наносистем – вакуумная конденсация из паровой фазы, поскольку при реализации соответствующего механизма роста сконденсированной фазы имеется возможность формирования дискретных наноструктур на поверхности твердого тела.

Дискретные наноструктуры на поверхности твердого тела как начальные стадии роста пленок, безусловно, во многом определяют их суб-

* Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (гос. контракт № 02.740.11.0126) и поддержана грантом Президента РФ по поддержке ведущих научных школ № НШ-3898.2008.3.

структуру на стадии наступления сплошности. Эти обстоятельства в совокупности с недостатком сведений о закономерностях образования, роста и распределения по размерам многоатомных кластеров однокомпонентных конденсатов, а также практически полное их отсутствие для двухкомпонентных конденсатов обуславливают актуальность настоящей работы.

Исследуя кинетику кластерообразования и ранней стадии роста пленок металлов на различных кристаллических поверхностях, можно получить сведения о механизме их роста и структуре на стадии сплошности. Непосредственное наблюдение малых кластеров (размером от одного до нескольких сотен атомов) весьма затруднительно, а между тем именно ранние стадии конденсации закладывают основы формирования структуры тонкой пленки. Поэтому расчет закономерностей зародышеобразования и роста тонкой пленки на стадии, предшествующей коалесценции, в зависимости от параметров конденсации имеет большое практическое значение.

Проведенный анализ состояния проблемы показал, что до настоящего времени методы исследования кинетики зарождения и роста кластеров металлических одно- и двухкомпонентных пленок, получаемых конденсацией в вакууме на поверхность кристалла, были во многом ограничены необходимостью учета в расчетах параметров, истинное значение которых не могло быть определено с достаточной точностью. К таким параметрам можно отнести, например, размер критического зародыша, различного рода энергетические характеристики процесса зарождения и роста новой фазы и др. Большинство допущений существующих моделей удовлетворительно выполняется лишь при определенной степени пересыщения. Вынужденное ограничение числа уравнений в аналитических подходах к решению дифференциальных уравнений образования и роста кластеров исключает возможность точного расчета распределений кластеров по размерам. Практически полностью отсутствуют сведения о закономерностях образования, роста и распределения по размерам кластеров двухкомпонентных конденсатов, в то время как кинетические кривые и распределения по размерам и по составу кластеров, образующихся при конденсации из двухкомпонентного пара, актуальны при создании новых биметаллических кластерных систем. Двухкомпонентные пленки, получаемые осаждением из пара, используются во многих технологиях: получения функциональных покрытий, полупроводниковых слоев, высокотемпературных сверхпроводников. Теоретических работ, посвященных кинетике роста пленок сложного состава, в литературе встречается очень мало. Общий подход к описанию кинетики зарождения тонких пленок из многокомпонентного пара на основе анализа равновесных диаграмм состояния предложен в работах С.А. Кукушкина, А.В. Осипова [2]. Проведенный авторами анализ позволяет прогнозировать различные пути конденсации из многокомпонентного пара, такие как колебательные режимы конденсации, режимы возникновения периодических спинодальных структур, режимы многокомпонентного зарождения и оствальдовского созревания.

Процесс зародышеобразования можно представить в виде последовательности следующих стадий:

1) отдельные атомы газовой фазы, испытывающие случайные столкновения с поверхностью кристалла, переходят в адсорбированное состояние;

2) атомы, захваченные поверхностью, перемещаются по ней благодаря поверхностной диффузии. При этом возможно либо их реиспарение, либо их объединение с другими адсорбированными атомами (адатомами) с выделением энергии связи;

3) по мере конденсации атомов металла вследствие их взаимодействия с растущими атомными группами-кластерами изменяется плотность последних и их размеры. В результате может образоваться кластер, в котором энергия связи атомов достаточно велика для того, чтобы он был устойчив при данной степени отклонения от равновесия. Такая устойчивая группа (кластер), для которой средние частоты присоединения атомов становятся равными средним частотам отрыва, обычно называется критическим зародышем.

Устойчивые зародыши являются эффективными стоками для атомов двумерного газа. При определенной плотности этих стоков вероятность захвата ими одиночных адатомов превышает вероятность присоединения к докритическим комплексам (или вероятность реиспарения), вследствие чего не образуется новых стабильных кластеров.

При напылении материалов в условиях высоких пересыщений, что соответствует плотности потока падающих атомов порядка $10^{15} \div 10^{17}$ см$^{-2}$с$^{-1}$, размер критического зародыша будет исключительно маленьким. Уже атомные пары будут яв-

ляться стабильными, а сам адатом можно будет считать критическим зародышем [3].

Все вышесказанное имеет место для случая зарождения кластеров на химически чистой, атомарно гладкой поверхности кристалла. На реальной поверхности кристалла всегда существует какая-то доля дефектов (примесные атомы, ступени, поверхностные вакансии и т.п.). В этом случае зарождение и рост во многом определяются числом и характером дефектов на поверхности.

В основу расчетов положена система кинетических уравнений образования и роста кластеров

$$
\begin{cases}
\dfrac{dN_{1,A}}{dt} = R_1(1-\theta) - \nu\exp\left(-\dfrac{E_{d1}}{kT}\right)\left(\displaystyle\sum_{i=1}^{n}\sum_{m=i}^{0}\left(\dfrac{\alpha_i N_{i,mA^*(i-m)B}N_{1,A}}{n_0}\right) - \dfrac{\alpha_1 N_{1,A}N_{1,A}}{n_0}\right) - \\
\qquad -\nu\exp\left(-\dfrac{E_{d2}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_1 N_{1,A}N_{1,B}}{n_0} - R_2\alpha_1\dfrac{N_{1,A}}{n_0}; \\
\dfrac{dN_{1,B}}{dt} = R_2(1-\theta) - \nu\exp\left(-\dfrac{E_{d2}}{kT}\right)\left(\displaystyle\sum_{i=1}^{n}\sum_{m=i}^{0}\left(\dfrac{\alpha_i N_{i,mA^*(i-m)B}N_{1,B}}{n_0}\right) - \dfrac{\alpha_1 N_{1,B}N_{1,B}}{n_0}\right) - \\
\qquad -\nu\exp\left(-\dfrac{E_{d1}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_1 N_{1,B}N_{1,A}}{n_0} - R_1\alpha_1\dfrac{N_{1,B}}{n_0}; \\
\dfrac{dN_{2,2A}}{dt} = 2\nu\exp\left(-\dfrac{E_{d1}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_1 N_{1,A}N_{1,A}}{n_0} + R_1\alpha_1\dfrac{N_{1,A}}{n_0} - \nu\exp\left(-\dfrac{E_{d1}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_2 N_{2,2A}N_{1,A}}{n_0} - \\
\qquad -\nu\exp\left(-\dfrac{E_{d2}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_2 N_{2,2A}N_{1,B}}{n_0} - R_1\alpha_2\dfrac{N_{2,2A}}{n_0} - R_2\alpha_2\dfrac{N_{2,2A}}{n_0}; \\
\dfrac{dN_{2,A^*B}}{dt} = \nu\exp\left(-\dfrac{E_{d1}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_1 N_{1,A}N_{1,B}}{n_0} + \nu\exp\left(-\dfrac{E_{d2}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_1 N_{1,B}N_{1,A}}{n_0} + R_1\alpha_1\dfrac{N_{1,B}}{n_0} + \\
\quad + R_2\alpha_1\dfrac{N_{1,A}}{n_0} - \nu\exp\left(-\dfrac{E_{d1}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_2 N_{1,A}N_{2,A^*B}}{n_0} - \nu\exp\left(-\dfrac{E_{d2}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_2 N_{1,B}N_{2,A^*B}}{n_0} - \\
\qquad -R_1\alpha_2\dfrac{N_{2,A^*B}}{n_0} - R_2\alpha_2\dfrac{N_{2,A^*B}}{n_0}; \\
\dfrac{dN_{2,2B}}{dt} = 2\nu\exp\left(-\dfrac{E_{d2}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_1 N_{1,B}N_{1,B}}{n_0} + R_2\alpha_1\dfrac{N_{1,B}}{n_0} - \nu\exp\left(-\dfrac{E_{d1}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_2 N_{2,2B}N_{1,A}}{n_0} - \\
\qquad -\nu\exp\left(-\dfrac{E_{d2}}{kT}\right)\cdot\dfrac{\alpha_2 N_{2,2B}N_{1,B}}{n_0} - R_1\alpha_2\dfrac{N_{2,2B}}{n_0} - R_2\alpha_2\dfrac{N_{2,2B}}{n_0}; \\
\qquad\qquad ...
\end{cases}
\tag{1}
$$

где $N_{i,mA^*(i-m)B}$ – число островков i-го размера, состоящих из m-атомов сорта A и $(i-m)$-атомов сорта B (m изменяется в пределах от i до 0); R_1 и R_2 – скорости притока атомов из двумерного пара; E_{d1} и E_{d2} – энергии активации диффузии адатомов сорта A и B по поверхности; α_i – коэффициенты захвата островками отдельных атомов из двумерного пара или из потока, равные числу мест адсорбции, занятых кластером размера i и его зоной захвата; n_0 – плотность мест адсорбции на поверхности кристалла-подложки; T – температура подложки; θ – степень покрытия (доля мест адсорбции, занятых совокупностью всех кластеров) в данный момент времени, определенная как

$$
\theta = \sum_{i=1}^{n}\cdot\sum_{m=i}^{0}\left(\frac{\alpha_i \cdot N_{i,mA^*(i-m)B}}{n_0}\right), \tag{2}
$$

где n – максимальное число атомов в островке.

Учет притока атомов из двухкомпонентного пара привел к тому, что число уравнений системы стало определяться выражением $N_i = i(i+3)/2$ вместо $N_i = i$ для однокомпонентных пленок (i – число атомов в кластере).

В системе уравнений (1) учитывается вероятность следующих конкурирующих процессов для отдельных атомов: захват мигрирующего атома любого сорта кластером размера i; встреча адатомов одного сорта друг с другом или с адатомами другого сорта (образование возможных пар); прямое попадание атомов на кластер или другой атом непосредственно из потоков. Распад кластеров можно учитывать вероятностью отрыва отдельного атома. Расчеты показали, что распад даже самых малых кластеров вносит несущественный вклад в кинетику образования и роста, поэтому в данной системе вклад этих членов незначителен. Десорбция атомов не учитывается, т.е. конденсация считается полной, что справедливо для обычно используемых температур.

Расчеты проводили для двух модельных пар металл–металл: с близкими и различающимися значениями энергии активации поверхностной диффузии. Растущие кластеры разделены на три типа: A, B – образованные преимущественно атомами компонента с меньшим и с большим значениями энергии активации поверхностной диффузии соответственно, AB – смешанного типа. Примерами первой и второй систем могут служить системы Ag-Cu и Mo-Cu.

На рис. 1 представлены графические зависимости плотности кластеров типа A, B, и AB от времени конденсации для следующих значений параметров процесса: $E_{d-A} = 0{,}5$ эВ, $E_{d-B} = 0{,}9$ эВ, $R_{A+B} = 10^{17}$ см$^{-2}$с$^{-1}$, $T = 300$ К.

Значение суммарной плотности кластеров в этом случае составляет $2{,}78 \cdot 10^{13}$ см$^{-2}$.

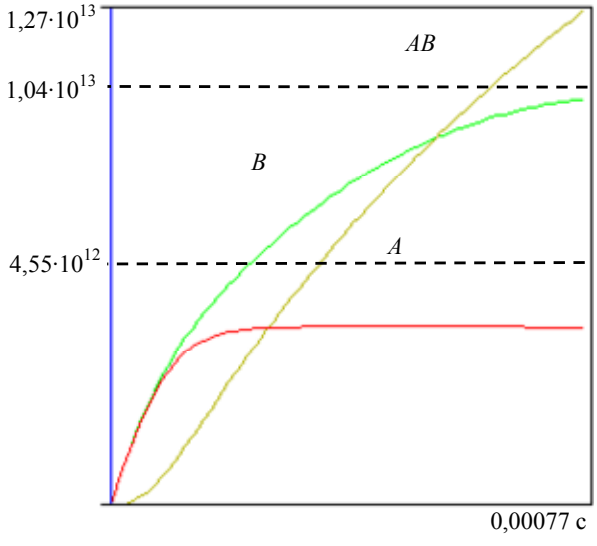


Рис. 1. Зависимость плотности кластеров от времени конденсации

Повышение температуры кристалла-подложки приводит к некоторому уменьшению общей плотности кластеров (рис. 2). Значение суммарной плотности кластеров в этом случае составляет $2{,}37 \cdot 10^{13}$ см$^{-2}$. Как видно из рис. 2, плотность кластеров типа A и B уменьшается, тогда как плотность смешанных кластеров (AB) увеличивается, что можно объяснить увеличением размера кластеров с повышением температуры. При этом вероятность того, что кластер будет состоять преимущественно из атомов одного из компонентов, уменьшается. Наличие пиков на зависимости плотности кластеров типа A и B от времени обусловлено тем, что с увеличением в процессе конденсации размера кластера, растущего за счет притока атомов из двухкомпонентного пара, и за счет захвата адатомов обоих компонентов (A и B) уменьшается вероятность того, что данный кластер будет состоять преимущественно из атомов типа A или B, и происходит превращение кластеров типа A или B в кластеры смешанного типа.

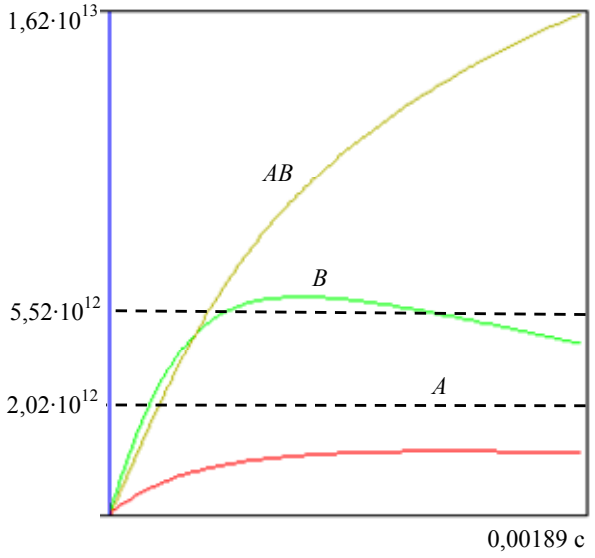


Рис. 2. Зависимость плотности кластеров от времени конденсации при $T = 500$ К

Построенные для $E_{d-A} = 0{,}5$ эВ, $E_{d-B} = 0{,}9$ эВ, $R_{A+B} = 10^{17}$ см$^{-2}$с$^{-1}$ и выбранных температур $T = 300$ К и $T = 500$ К гистограммы распределения кластеров по размерам приведены на рис. 3а, б.

В связи с невозможностью наглядного представления распределений по размерам в одном масштабе каждая гистограмма разбивается на четыре равные области. Для рис. 3а это области: 1 – ($1 \le i \le 6$), 2 – ($7 \le i \le 12$), 3 – ($13 \le i \le 18$), 4 – ($19 \le i \le 24$). Для рис. 3б: 1 – ($1 \le i \le 14$); 2 – ($15 \le i \le 28$), 3 – ($29 \le i \le 42$), 4 – ($43 \le i \le 56$).

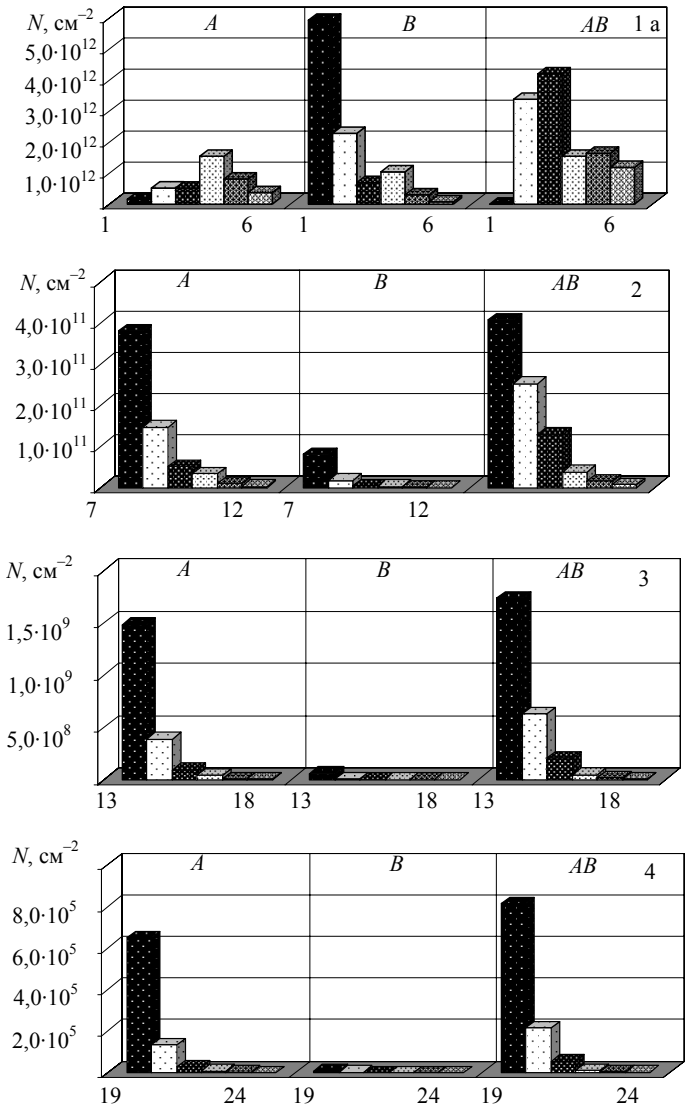
Из рис. 3а и б следует, что при заданных значениях энергии активации поверхностной диффузии компонентов и скорости их конденсации повышение температуры с 300 до 500 К приводит к тому, что пик распределения по размерам значительно смещается в сторону увеличения i.

Из данных гистограмм также следует, что при различающихся значениях энергии активации поверхностной диффузии компонентов к моменту наступления стадии, предшествующей коалесценции, тонкая пленка металлов будет состоять из высокодисперсной матрицы, образованной кластерами A, B и AB, и относительно небольшого числа крупных кластеров типа A.

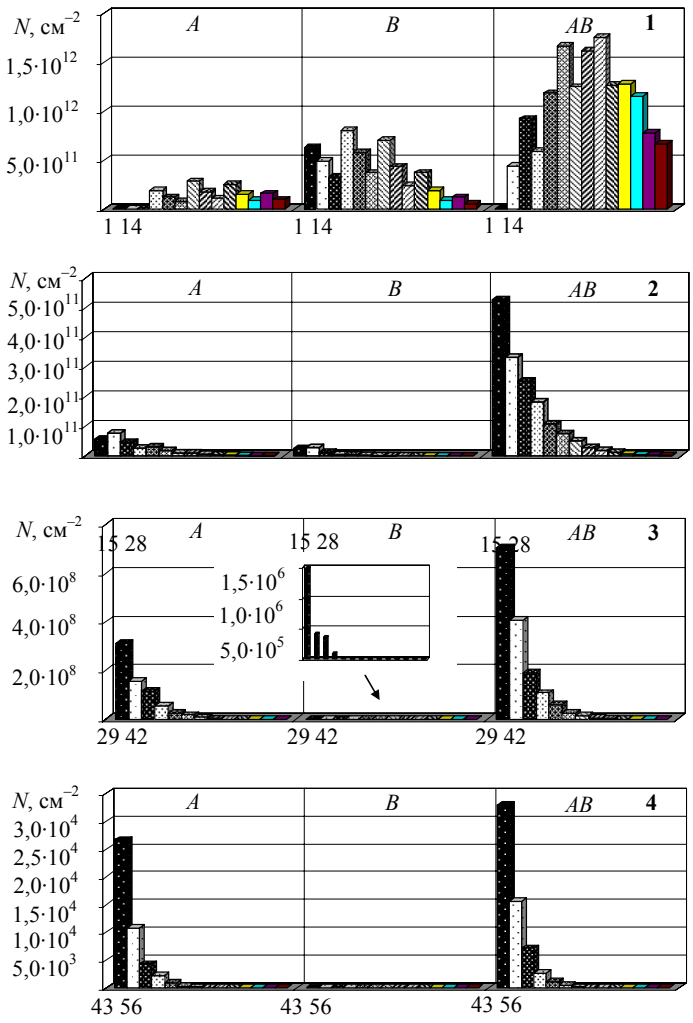
Расчеты для модельных пар с близкими значениями энергии активации поверхностной диффузии показывают, что в этом случае распределения по размерам кластеров A и B практически совпадают. Совпадение будет тем больше, чем выше значения энергий активации поверхностной диффузии компонентов.

Все гистограммы получены на момент, когда $\theta = 0{,}9$. При такой степени покрытия подложки процесс зародышеобразования практически закончился, и поэтому, несмотря на малые размеры кластеров, из анализа полученных гистограмм можно сделать некоторые выводы о субструктуре сплошных тонких двухкомпонентных пленок.

Из анализа распределения по размерам и по составу кластеров, образующихся при конденсации из двухкомпонентного пара, следует, что разделение по составу возможно при различии значений энергии активации поверхностной диффузии компонентов.



а)



б)

Рис. 3. Гистограммы распределения кластеров по размерам: а – T = 300 K, б – T = 500 K

Литература

1. *Мартинес-Дуарт Дж.М.* Нанотехнологии для микро- и оптоэлектроники / Дж.М. Мартинес-Дуарт, Р.Дж. Мартин-Палма, Ф. Агулло-Руеда. – М. : Техносфера, 2009. – 20 с.

2. *Кукушкин С.А.* Кинетика зарождения тонких пленок из многокомпонентного пара / С.А. Кукушкин, А.В. Осипов // ФТТ. – 1994. – Т. 36, № 5. – С. 1258–1270.

3. *Stowell M.J.* Captur numbers in thin film nucleation theories / M.J. Stowell // Phil. Mag. – 1972. – V. 26. – Pp. 349–360.

Статья поступила в редакцию 9 февраля 2010 г.

В выпуске журнала № 1 2010г. равенство (17) на стр. 95 читать:

$$\exp\left[\ln\left(x-\frac{1}{2}\right)-\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right)\right]-\exp\left[\ln x-\varphi(x)+\frac{\varphi(x)-2\ln x}{2x}\right]=$$

$$=\exp\left[-\varphi(x)\right]\left\{\left(x-\frac{1}{2}\right)\exp\left[\varphi(x)-\varphi\left(x-\frac{1}{2}\right)\right]-x\exp\left[\frac{\varphi(x)-2\ln x}{2x}\right]\right\}. \quad (17)$$

ПРАВИЛА НАБОРА СТАТЕЙ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ «ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ»

Редактор – Word 2003

Размер бумаги:	*Параметры страницы*:		
А4 – 210×297мм	Поля:	Верхнее – 2,5 см	Нижнее – 3 см
		Левое – 2 см	Правое – 2 см

УДК: ШРИФТ Times New Roman, №11

НАЗВАНИЕ СТАТЬИ:
ШРИФТ Times New Roman ПОЛУЖИРНЫЙ, № 11

Сквозную нумерацию заголовков, рисунков, формул и автоматическую ссылку на них **не применять.**

Заказать **автоматический** перенос слов.

Инициалы, фамилия автора, занимаемая должность, место работы, телефон или e-mail**:** шрифт № 11.

Аннотация: шрифт №10, курсив.
Ключевые слова: *5–8 слов или словосочетаний.*

Шрифт для текста – Times New Roman, № 11, междустрочный интервал – 1, красная строка – 0,75 см; заполнение по ширине; русские и греческие обозначения, цифры – прямым шрифтом, латинские обозначения – *курсивом*.

Рисунки предпочтительно создавать в Word, Excel, Visio для возможного их редактирования. Шрифт обозначений в рисунках – Times New Roman, № 9; цифры, русские и греческие надписи – прямым шрифтом, латинские обозначения – *курсивом*.

Каждый рисунок должен иметь **краткое** название, набранное 10-м шрифтом.

Формулы:

Табуляция: по центру ⊥ – 4см, по правому краю ┘ – 8 см.

Редактор формул – Equation 3.0 (Math Type) и выше.

Sizes (Размер)		**Написание символов**	
Full (Обычный)	11 pt	Латинские – *курсив*	Русские, греческие – прямые
Subscript/Superscript (Крупный индекс)	8 pt	Векторы – со стрелкой наверху	Матрицы – **жирные, прямые**
Sub-Subscript/Superscript (Мелкий индекс)	7 pt		
Symbol	15,5 pt	**Примеры:** $\left\|\mathbf{W}_{\text{нас}}^{T}\mathbf{u}_i I\right\|$;	$\vec{P}_{\text{п}} \le \gamma \dfrac{T_h\left(P_{E_{\text{доп}}} - P_{E_0}\right)}{\left(T_h - T_{\text{К}}\right)\left(P_{E_1} - P_{E_0}\right)}$
Sub-Symbol	13 pt		

Литература

1. *Иванов И.В.* Шрифт 10, фамилии – курсивом, далее – по новому ГОСТу для библиографического описания.

Сведения об авторах: ФИО полностью, занимаемая должность, табельный номер, номер отдела, рабочий телефон.

Для сторонних авторов: Статья представляется в напечатанном (1 экз.) и электронном виде с приложением **Экспертного заключения** о возможности опубликования ее в открытой печати.

Сведения об авторах: ФИО полностью, ученая степень, занимаемая должность, место работы, контактные телефоны, e-mail.

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