ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2012

Воронеж 2012

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

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

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

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

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

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

Выходит 4 раза в год.

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

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

Учредитель и издатель:

ОАО «Концерн «Созвездие»

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

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

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛ Уч.-изд. л. – 12,8
Тираж 200 экз. Заказ № 62
Подписано в печать 30.08.2012 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2012

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 3, 2012

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

К вопросу применения принципов ситуационного управления в радиотехнических системах
А.Н. Асосков, ***И.Н. Малышева***, ***Ю.А. Плахотнюк***……...……. 5

Пропускная способность MIMO-систем в каналах с замираниями. Часть 2. Райсовские замирания
Т.Ф. Капаева, ***А.Е. Лимарев***, ***Ю.Н. Максюта***,
В.Г. Маркин, ***В.Н. Поветко***, ***М.В. Смагина***…….……..……. 13

Цифровая коррекция комбинаций в SDR радиостанциях
В.А. Маковий ….……..…….. 25

Расчет параметров радиоприемника связи, не воспринимающего радиопомехи
И.П. Сивоконь, А.И. Мушенко…….……..…….. 35

Методика обоснования мер по развитию системы передачи данных на этапе ее эксплуатации
В.В. Якименко, А.В. Якименко, П.Л. Савинский…….……..…….. 39

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Расчет цифрового фильтра в среде MATLAB
Н.Н. Авдеев, А.В. Рогуля, ***Д.Б. Омороков***…….. 45

О применении корреляционной размерности и отображения Пуанкаре для анализа параметров шумоподобного сигнала
А.Н. Асосков, ***И.Н. Малышева***, ***Ю.А. Плахотнюк***…….……. 53

Анализ эффективности обнаружения сигналов мнимыми датчиками в децентрализованных сетях
О.А. Крынина, А.Е. Лимарев, В.Н. Поветко…… 59

Управление ограничением сигнала в аналого-цифровых трактах
В.А. Маковий……..…….. 75

Устройство адаптированного декодирования
А.Н. Мокроусов……...…… 88

Метод расчета процессно-ориентированных систем эксплуатационного управления оператора связи
В.П. Мочалов, С.В. Яковлев, Д.В. Мочалов……..……. 94

Выбор оптимального алгоритма коррекции параметров для многопараметрической адаптивной системы передачи информации
Ю.Б. Нечаев, О.А. Плаксенко……..…. 101

Параллельная реализация рекуррентного регистра сдвига на основе представления систем логических функций арифметическими полиномами
А.Б. Сизоненко……. 111

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИОТЕХНИКИ

Коэффициент шума антенных усилителей
А.Н. Бредихин, Э.Н. Родионов, М.И. Панков……..……..…… 117

РАЗНОЕ

Достаточные условия применимости метода Фурье к математической модели малых колебаний сетки из струн с сосредоточенными массами
Е.В. Лылов, С.А. Шабров.……..…… 122

Исследование процесса роста металлических кластеров методом молекулярно-динамического моделирования
Д.Б. Омороков, Е.В. Шведов, Д.В. Москалев, К.С. Соловьев……...…… 125

УДК 519.7:621.39

К ВОПРОСУ ПРИМЕНЕНИЯ ПРИНЦИПОВ СИТУАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

А.Н. Асосков, нач. НТУ, тел.: 8-980-242-06-10
И.Н. Малышева, руководитель проекта, тел.: 8-903-850-76-31
Ю.А. Плахотнюк, нач. сектора, тел.: 8-903-650-64-25
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрена возможность применения принципов ситуационного управления в системах управления сложными объектами. Приводится структура формализованной системы и обобщенный алгоритм управления в условиях информационного конфликта.

***Ключевые слова**: ситуационное управление, нечеткая логика, нечеткая система управления.*

ON THE ISSUE OF SITUATIONAL MANAGEMENT PRINCIPLES APPLICATION IN RADIO ENGINEERING SYSTEMS

A.N. Asoskov, head of Scientific and Technical Board, tel.: 8-980-242-06-10
I.N. Malysheva, project director, tel.: 8-903-850-76-31
Yu.A. Plakhotnyuk, head of sector, tel.: 8-903-650-64-25
JSC «Sozvezdie» Concern»

The possibility of situational management principles application in difficult objects control systems is considered. The formalized system structure and the generic control algorithm in information conflict is given.

***Key words**: situational management, fuzzy logic, fuzzy control system.*

В теории управления системами с неполной или неоднозначной информацией важное место принадлежит задачам, в которых неизвестные параметры объекта управления заданы с точностью до априорных оценок, а процессы управления и идентификации должны происходить одновременно [1, 2]. Затруднённые условия эксплуатации современных радиотехнических комплексов приводят к необходимости определения чётких целей и принятия координирующих решений на каждом уровне управления в процессе координации взаимосвязанных частей многоуровневой системы и предопределяют длительный процесс и итеративный характер согласования решений контроля и управления.

В общем случае можно перечислить следующие виды неопределённостей, характерных для процесса управления сложными радиотехническими системами:

– неточность оперативной информации, получаемой с объектов управления, возникающая ввиду большой погрешности датчиков технологических параметров, отказов каналов связи, большого запаздывания при передаче информации по уровням управления;

– неточность моделей объектов управления, вызванная неэквивалентностью решений системных многоуровневых иерархических моделей и используемых на практике отдельных локальных задач, отсутствием возможности замеров параметров, необходимых для моделей, во всех точках технологического процесса;

– нечёткость процесса принятия решений в многоуровневых иерархических системах, обусловленная наличием локальных целей для каждого уровня управления;

– присутствие человека в контуре управления, приводящее к необходимости учёта нечёткостей (неоднозначностей) представления об исходной информации, недоопределённости понятий и терминов, исходящих от разных источников знаний, проявляющейся при агрегации правил и моделей. Наличие неопределённости в процессе принятия решений не позволяет точно оценить влияние управляющих воздействий на целевую функцию, при этом набор стандартных вероятностных понятий и методов оказывается неадекватным для описания возникающих нестандартных ситуаций. Наблюдается значительный рост числа ошибок

исходных данных для многоуровневых иерархических систем управления в зависимости от уровня управления, на котором производится расчёт модели. Рост числа ошибок обуславливается запаздыванием и искажением данных при передаче от уровня к уровню, фильтрацией их на каждом уровне и невозможностью передачи ряда данных с требуемой периодичностью ввиду их большого объёма, а также ограниченной пропускной способностью каналов связи. Поскольку существует погрешность исходных данных, возникает и погрешность в расчёте целевой функции, что приводит к значительному росту зоны неопределённости при выборе оптимального режима работы системы.

Отсюда возникает необходимость разработки методов управления, учитывающих неопределённость исходных данных при решении задач управления многоуровневыми сложными системами. Нетрудно заметить, что задачи организации целенаправленной деятельности информационных систем управления очень близки к тем задачам, которые в [3] рассмотрены применительно к ситуационному управлению сложными объектами. Это приводит к мысли о применении ситуационного управления именно для управления такими объектами.

В настоящее время понятие ситуационного управления расширяется путём добавления в него информации о связях между объектами, включая также причинно-следственные связи, которые могут выражаться множеством последовательных событий или процессов [4]. В силу своей достаточной адекватности объективной реальности этот подход широко используется при создании интеллектуальных робототехнических систем (ИРТС), и это подтверждается богатым опытом его практического применения [1, 5]. Метод ситуационного управления также применяется в области разработки защищённых информационных технологий при рассмотрении конфликта элементов в синтезированной информационно-коммуникационной системе [6].

Основой для реализации ситуационного управления являются попытки классификации текущей ситуации и сведение её к конечному множеству заданных вариантов с последующим выбором некоторого типичного решения из набора условно подходящих для данной ситуации. Принципиальным положением ситуационного управления является вывод о том, что уникальность объекта управления требует для его описания специальных языковых средств, отличных от формальных математических моделей. При этом большая часть информации может быть выражена лингвистическими средствами и переведена на формальный язык семиотической модели, специально разработанной для ситуационного управления.

Пути формализации процесса

Использование метода ситуационного управления для решения задач управления требует нахождения таких формальных процедур, которые позволили бы вычислительному устройству автоматически производить необходимые преобразования и действия. Одним из мощных методов такой формализации является построение некоторого исчисления, типа исчисления высказываний или исчисления предикатов, изучаемых в математической логике. Упрощённая структура множеств формальных правил управления такого типа показана на рис. 1.

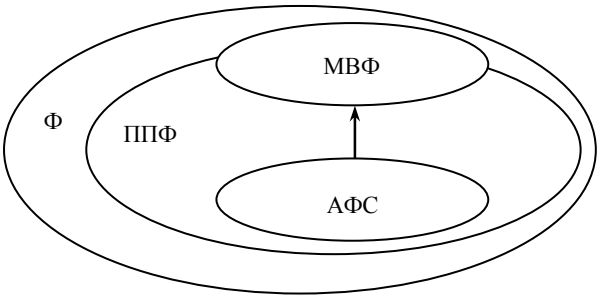


Рис. 1. Структура формальных правил управления

Задаётся множество исходных элементов и множество операций, причём через Ф обозначается множество всех возможных формул, которые могут быть реализованы комбинированием элементов и операций. Ни элементы, ни операции не несут семантической нагрузки и рассматриваются просто как символы, имеющие только синтаксическое выражение.

Затем задаётся конечная замкнутая система правил образования из элементов и операций правильно построенных формул (ППФ). Процесс задания ППФ носит индуктивный характер. Далее задаётся система правил, которые называются правилами вывода. Из множества ППФ произвольно выделяется совокупность правил, которые считаются априорно истинными. Эти правила называют аксиомами, и они образуют систему аксиом формальной

системы (АФС). Множество всех ППФ, которые могут быть получены из системы аксиом с помощью заданных правил вывода, образует множество выводимых формул (МВФ). При этом следует учитывать, что определённая часть МВФ может не удовлетворять правилам построения ППФ и поэтому не войдет в множество ППФ.

Структура формализованной системы

Наиболее адекватными возможностями влияния на динамику процесса обладает структура нечёткой системы управления с многоканальной системой контроля состояния объекта управления. Стремительно развиваемое в последнее время направление, которое обеспечивает построение таких структур, определяется как теория нечётких (Fuzzy) систем управления [1, 4].

Применение подхода нечёткого логического вывода наиболее оправданно, а иногда и единственно возможно, в следующих случаях:

– в условиях неполного знания о правилах поведения системы или недостоверных исходных данных;

– в условиях неясной связи между параметрами, когда поведение системы и требуемое поведение объекта описываются приближённо;

– в условиях, когда необходимо получить возможность определять значения одних параметров системы на основе значений других её параметров или параметров окружающей среды;

– в условиях, когда сложность зависимостей между параметрами системы «технический объект – внешняя среда» не позволяет получить аналитическую зависимость выходных параметров от входных.

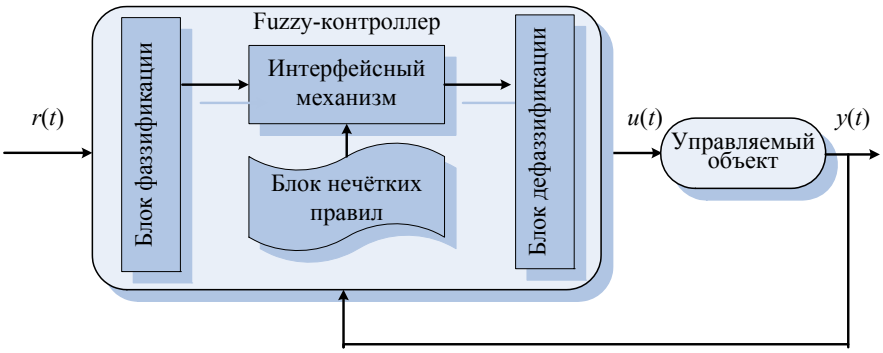


Рис. 2. Обобщённая структура системы управления с обратной связью

Обобщённая структура формализованной системы, приведённая в [4], состоит из нечёткого регулятора, объекта управления и цепи обратной связи. Нечёткий регулятор (fuzzy-контроллер) состоит из четырёх основных блоков: блока фаззификации, блока нечётких правил, интерфейсного механизма и блока дефаззификации (рис. 2). Блок нечётких правил содержит информацию в форме набора высказываний о том, как лучше всего управлять системой. Интерфейсный механизм обеспечивает формирование логического решения, основанного на базе нечётких правил. Блоки фаззификации и дефаззификации обеспечивают преобразование выходов и входов механизма в понятные управляемому объекту сигналы.

Основой для функционирования fuzzy-контроллера является наблюдение за ошибкой регулирования или за выходной величиной объекта управления, из которых формируется значение показателя качества на основе заранее выбранного критерия.

Основные этапы процесса нечёткого вывода

Для описания поведения системы используются два основных понятия нечёткой логики: лингвистическая переменная и терм лингвистической переменной. Набор термов является поименованным нечетким множеством, которое определяется как упорядоченная пара, состоящая из элемента области определения лингвистической переменной и действительного числа из диапазона [0, 1]. Иными словами, терм определяет степень истинности показания датчика поведения системы по сравнению с

характерным значением переменной, которым назван этот терм.

При формировании базы правил системы нечёткого вывода принято задавать весовые коэффициенты для каждого правила. Если весовой коэффициент не задан явно, то его значение принимают равным единице. Также предполагаются известными значения истинности всех условий системы нечёткого вывода и всех подзаключений для каждого из правил, входящих в рассматриваемую базу правил.

Далее рассматриваются условия правил системы нечёткого вывода и определяется степень истинности каждого из них. При этом степень истинности используется в качестве аргумента соответствующих логических операций. Далее рассматривается каждое из заключений правил системы нечеткого вывода. При этом не исключается случай, когда весовой коэффициент может быть задан индивидуально для отдельных подзаключений. Затем объединяются все степени истинности заключений (подзаключений) для получения функции принадлежности каждой из выходных переменных. Необходимость выполнения этого этапа вызвана тем, что подзаключения, относящиеся к одной и той же выходной лингвистической переменной, принадлежат различным правилам системы нечеткого вывода. Далее выполняется процедура нахождения функции принадлежности для каждой из выходных лингвистических переменных. Данный этап считается законченным, когда для каждой из выходных лингвистических переменных будут определены итоговые функции принадлежности нечётких множеств их значений. Далее необходимо, используя результаты аккумуляции всех выходных лингвистических переменных, получить обычное количественное значение каждой из выходных переменных, которое может быть использовано специальными устройствами, внешними по отношению к системе нечёткого вывода. Полученная в результате обобщённая схема синтеза fuzzy-контроллера представлена на рис. 3.

В результате выполнения подобной последовательности действий появляется возможность вычислять необходимые для управления системы значения, такие как энергопотребление, помехозащищенность, чувствительность, и любые другие.

Рис. 3. Схема синтеза fuzzy-контроллера

Рассмотренные выше этапы нечёткого вывода могут быть реализованы неоднозначным образом, поскольку включают в себя отдельные параметры, которые должны быть фиксированы или специфицированы. Тем самым выбор конкретных вариантов параметров каждого из этапов определяет некоторый алгоритм, который в полном объёме реализует нечёткий вывод в системах правил нечётких продукций. В этом случае fuzzy-концепция облегчает преобразование стратегии в формальный алгоритм, который может быть реализован сочетанием аппаратного и программного способов.

Упрощённый алгоритм регулирования

Для определения стратегии управления необходимо разработать систему продукционных правил, соответствующих сложившейся ситуации. Это можно сделать, используя известные алгоритмы нечёткого принятия решений (чаще всего используются алгоритмы Мамдани, Сугено, Цукамото, Ларсена и др.) [1, 4, 7]. Формальное описание упрощённого алгоритма, приведенное в [7], может быть сведено к нескольким действиям:

1. Для формирования базы правил систем нечёткого вывода используются только правила нечётких продукций в следующей форме:

$$\text{«ЕСЛИ «}u_1 = a_1^1\text{» И «}u_2 = a_2^1\text{»,}$$

$$\text{ТО «}u_{c1} = a_c^1\text{»,}$$

$$\text{«ЕСЛИ «}u_1 = a_1^2\text{» И «}u_2 = a_2^2\text{»},$$
$$\text{ТО «}u_{c2} = a_c^2\text{»}, \qquad (1)$$

где u_i – текущие значения входных переменных, a_i^j – лингвистические оценки (термножества) входных переменных, a_c^j – лингвистические оценки выходной переменной.

2. Находятся степени истинности условий для входных переменных каждого правила

$$\mu^1\left(u_1^*\right), \mu^2\left(u_1^*\right), \mu^1\left(u_2^*\right), \mu^2\left(u_2^*\right), \qquad (2)$$

где $\mu^1\left(u_1^*\right), \mu^2\left(u_1^*\right)$ – функции принадлежности для переменной u_1, а $\mu^1\left(u_2^*\right), \mu^2\left(u_2^*\right)$ – функции принадлежности для переменной u_2.

3. Находятся степени истинности условий для каждого из правил

$$\left.\begin{aligned} A &= \mu^1\left(u_1^*\right) \wedge \mu^1\left(u_2^*\right), \\ B &= \mu^2\left(u_1^*\right) \wedge \mu^2\left(u_2^*\right), \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где знак «$\wedge$» обозначает операцию логического минимума (min-конъюнкция).

4. Находятся значения степеней истинности всех заключений правил нечётких продукций

$$\left.\begin{aligned} \mu_c^1(u) &= A \wedge \mu^1\left(u_c\right), \\ \mu_c^2(u) &= B \wedge \mu^2\left(u_c\right), \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

где $\mu^1\left(u_c\right), \mu^2\left(u_c\right)$ – функция принадлежности для u_c.

Для упрощённого алгоритма этап аккумуляции фактически отсутствует, поскольку расчёты производятся с обычными действительными числами. Для дефаззификации выходных переменных используется модифицированный вариант метода центра тяжести для одноточечных множеств

$$u_c^* = \frac{Au_{c1}^* + Bu_{c2}^*}{A + B}, \qquad (5)$$

где u_{c1}^*, u_{c2}^* – четкие значения индивидуальных выводов или заключений правил: A, B – степени истинности условий каждого из правил.

Можно предложить производить классификацию состояний объекта управления по следующим признакам:

– по изменению параметра: быстро увеличивается, увеличивается, не изменяется, уменьшается, быстро уменьшается;

– по величине параметра: большой, средний, небольшой, параметра нет (не подлежит измерению или не найден);

– по нахождению регулируемого параметра в общем диапазоне регулирования: на верхней границе нормы, в норме, на нижней границе нормы;

– по состоянию (есть/нет) дополнительных параметров: *n*-й дополнительный параметр включён, дополнительные параметры отсутствуют, *n*-й дополнительный параметр выключен.

Нечёткая система управления действует в следующих направлениях:

– регулирование функционирования одного датчика одним из следующих способов: изменение рабочей скорости, изменение параметров датчика;

– регулирование общего функционирования одним из следующих способов: включение/выключение датчиков, включение дополнительного датчика, не производя включений/выключений, выключение дополнительного датчика;

– изменение постоянных величин, заданных в зависимости от начального состояния системы, увеличением величины, не производя изменения величины, уменьшением величины.

Реализация нечёткой модели управления

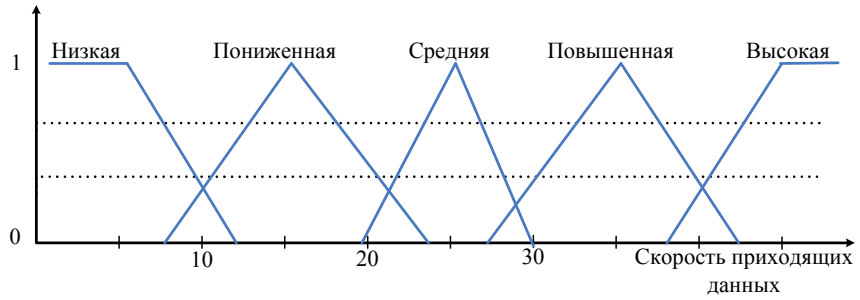
В качестве примера использования нечёткой модели управления для системы управления радиотехническим устройством можно предложить следующие нечёткие правила.

Сначала необходимо определить входные и выходные лингвистические переменные. Для описания поведения радиотехнической системы можно выбрать несколько характерных параметров: скорость поступления информации v_1 по каналу связи, скорость изменения поступления информации v_2, скорость записи (или передачи) информации v_3 для последующей идентификации. Переменной в нечёткой логике будет соответствовать один из параметров, а полученные значения соответствующего пара-

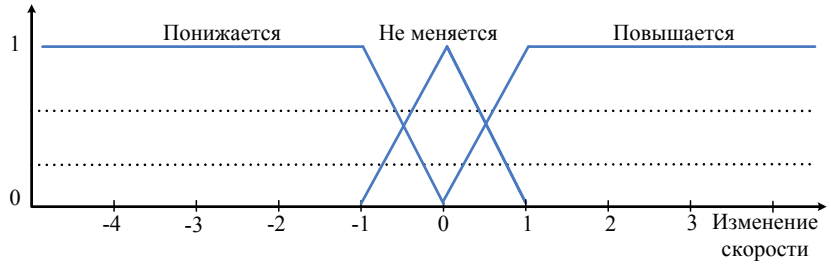
метра будут являться «чёткими» значениями переменной. Все множество чётких значений образует область определения лингвистической переменной. Терм переменной является её «нечётким» значением и обозначается фразой, характеризующей одно из типичных состояний параметра системы.

В качестве терм-множества первой лингвистической переменной v_1 будем использовать множество T_1 = {«низкая», «пониженная», «средняя», «повышенная», «высокая»} с функциями принадлежности, изображенными на рис. 4а. В качестве терм-множества второй лингвистической переменной v_2 используется множество T_2 = {«понижается», «не меняется», «повышается»} с функциями принадлежности, изображенными на рис. 4б. В качестве терм-множества выходной лингвистической переменной v_3 используется множество T_3 = {«низкая», «пониженная сильно», «пониженная слабо», «средняя», «повышенная слабо», «повышенная сильно», «высокая»} с функциями принадлежности, изображёнными на рис. 4в.

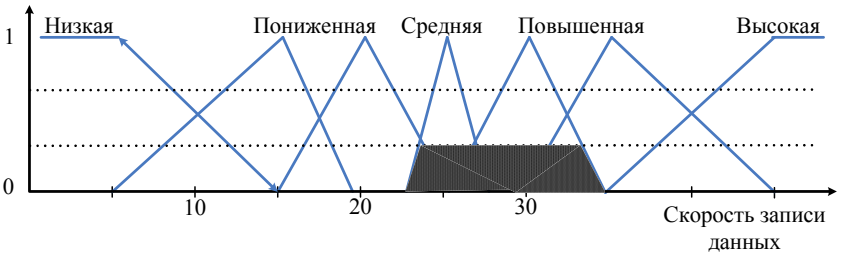
Далее необходимо составить базу нечётких правил. Приблизительный набор условий для составления базы правил представлен в таблице.



а)



б)



в)

Рис. 4. Графики функций принадлежности термов входных и выходных лингвистических переменных

Таблица. Набор условий для составления базы нечётких правил

№	Значение v_1	Значение v_2	Значение v_3
1	низкая	понижается	низкая
2		не меняется	пониженная сильно
3		повышается	пониженная слабо
4	пониженная	понижается	пониженная сильно
5		не меняется	пониженная слабо
6		повышается	средняя
7	средняя	понижается	пониженная слабо
8		не меняется	средняя
9		повышается	повышенная слабо
10	повышенная	понижается	средняя
11		не меняется	повышенная слабо
12		повышается	повышенная сильно
13	высокая	понижается	повышенная слабо
14		не меняется	повышенная сильно
15		повышается	высокая

Используя в качестве алгоритма вывода упрощенный алгоритм, рассмотрим пример его выполнения для случая, когда $v_1 = 26$, $v_1 = 0{,}2$. Тогда фаззификация первой переменной приводит к значению степени истинности 0,8 для терма «пониженная», а фаззификация второй переменной приводит к значению степени истинности 0,1 для терма «повышается» и к значению степени истинности 0,7 для терма «не меняется». Соответствующие условия используются в правилах с номерами 8 и 9. Эти правила считаются активными и будут использоваться в следующем процессе.

Агрегирование условий правил 8 и 9 даёт в результате число 0,3. Далее следует активизация заключений в нечётких продукционных правилах, причём весовые коэффициенты правил по умолчанию приняты равными 1. Активизация приводит к двум нечётким множествам, функция принадлежности которых изображена на рис. 4в. Аккумулирование заключений нечетких правил с использованием упрощённого алгоритма отсутствует. Дефаззификация выходной лингвистической переменной v_3 методом центра тяжести приводит к значению управляющей переменной, равному 28 (приближённое значение).

Таким образом, на основе приведённого выше алгоритма управления можно создать модель нечеткой системы управления, на которой можно отрабатывать принципы управления, выявляя недостатки. Это позволит вносить коррективы в управление и настроить систему на оптимальный режим работы. Ограничение рассмотренного способа управления состоит в том, что правила работы системы в тех или иных ситуациях должны быть заранее определены, причем и сами эти ситуации должны быть заранее известны. И то, и другое положение в реальности может не выполняться. В этом случае решением проблемы может служить применение гибридных нейронных сетей, которые позволяют использовать процедуру обучения системы управления.

Выводы

Несмотря на то, что метод ситуационного управления возник в середине 80-х годов, этот метод всё чаще используется в новых приложениях, и в частности нелинейных информационных системах. Современные радиотехнические комплексы в полной мере относятся к этому классу систем.

При использовании методов, основанных на нечётком определении процесса управле-

ния, появляется возможность простого учёта всех возможных возмущений и формирование оптимального набора команд управления по заранее выбранному критерию при обеспечении необходимой функциональности. Использование нечёткой логики позволяет обеспечить требуемое качество процесса управления в условиях, когда невозможно осуществлять непосредственный контроль над некоторыми параметрами, и при этом их оценка производится по косвенным показателям. Однако наибольший эффект достигается в том случае, когда многообразие различных концепций и методов применяется в комплексе (например, системный и ситуационный анализ, метод диагностики, аналогий, имитационного моделирования и т.д.), что позволяет структурировать систему для достижения приемлемого качества управления динамическими нестационарными объектами, априорная информация о которых неполна.

Таким образом, использование в радиотехнических системах принципов ситуационного управления позволяет, исходя из более глубокого понимания ситуации и динамики её развития, вырабатывать и принимать более обоснованные решения, направленные на достижение оптимального управления в дополнение к общеупотребительному адаптивному подходу. Применение методологии ситуационного управления обеспечивает развитие достаточно перспективного направления, объективно соответствующего новому подходу к реализации достижений современной науки, поскольку классический аппарат математики уже не позволяет описать новые проектируемые технические системы.

Литература

1. *Гостев В.И.* Нечеткие регуляторы в системах автоматического управления / В.И. Гостев. – К. : Радиоматор, 2008. – 972 с.

2. *Гудвин Г.К.* Проектирование систем управления / Г.К. Гудвин, С.Ф. Гребе, М.Э. Сальгадо. – М. : БИНОМ, Лаборатория знаний, 2004. – 911 с.

3. *Поспелов Д.А.* Ситуационное управление : теория и практика / Д.А. Поспелов. – М. : Наука, Физ.-мат. лит., 1986. – 288 с.

4. *Passino K.M.* Fuzzy Control / K.M. Passino, S. Yurkovich. – Addison Wesley Longman, Menlo Park, CA, 1998. – 522 p.

5. *Kazou T.* Fuzzy control systems design and analysis / T. Kazou, H.O. Wang. – John Wiley & Sons, Inc, 2001. – 303 p.

6. *Николаев В.И.* Адаптивное, ситуационное и рефлексивное управление подсистемой защиты информации автоматизированных телекоммуникационных комплексов / В.И. Николаев // Теория и техника радиосвязи. – 2006. – Вып. 2. – С. 79–87.

7. *Леоненков А.В.* Нечёткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH / А.В. Леоненков. – СПб. : БХВ-Петербург, 2005. – 736 с.

Статья поступила в редакцию 26 декабря 2011 г.

УДК 621.391.1

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ MIMO-СИСТЕМ В КАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ ЧАСТЬ 2. РАЙСОВСКИЕ ЗАМИРАНИЯ

Т.Ф. Капаева, нач. отд., тел.: (473) 252-58-22
А.Е. Лимарев, руководитель проекта, e-mail: limarev@sozvezdie.su
Ю.Н. Максюта, нач. отд., тел.: (473) 252-58-22
В.Г. Маркин, руководитель проекта, тел.: 8-960-111-09-38
В.Н. Поветко, нач. информационно-аналитической службы, тел.: (473) 252-58-22
М.В. Смагина, вед. спец., тел.: (473) 252-58-22
ОАО «Концерн «Созвездие»

Приведены алгоритмы расчета эргодической (средней) пропускной способности MIMO-систем в каналах с райсовскими замираниями. Получены верхние границы для пропускной способности в замкнутой форме в зависимости от фактора Райса k. В зависимости от априорной осведомленности передатчика о факторе Райса получено оптимальное распределение мощности между передающими антеннами.

Ключевые слова: *пропускная способность MIMO-канала; фактор Райса; верхняя граница пропускной способности; гипергеометрическая функция матричного аргумента.*

CAPACITY OF MIMO FADING CHANNELS. PART 2. RICIAN FADING

T.F. Kapaeva, chief of the bureau, tel.: (473) 252-58-22
A.E. Limarev, project director, e-mail: limarev@sozvezdie.su
Yu.N. Maksyuta, chief of the bureau, tel.: (473) 252-58-22
V.G. Markin, project director, tel.: 8-960-111-09-38
V.N. Povetko, head of Information and Analytical Service, tel.: (473) 252-58-22
M.V. Smagina, leading specialist, tel.: (473) 252-58-22
JSC «Sozvezdie» Concern»

Algorithms evaluating ergodic (average) capacity of Rician fading MIMO channel are derived. A closed-form solution for the capacity upper bound is obtained with respect to Rician factor k. Optimal power allocation between transmit antennas is performed taking into account a priori knowledge of a receiver about Rician factor.

Key words: *MIMO channel capacity; Rician factor; capacity upper bound; hypergeometric function of a matrix argument.*

Введение

В части 1 была поставлена и решена задача расчета приведенной пропускной способности MIMO-системы в каналах с рэлеевскими замираниями и оценки влияния корреляции между каналами на пропускную способность. В части 2 рассматриваются алгоритмы расчета эргодической пропускной способности MIMO-систем в каналах с райсовскими замираниями.

Данная задача сводится к вычислению среднего значения мгновенной пропускной способности по собственным значениям нецентральной матрицы Уишарта. В общем случае решение такой задачи сопряжено с математическими трудностями вычисления гипергеометрической функции матричного аргумента. Решение в замкнутой форме получено только для $n = \min\{r,t\} \le 2$. Для остальных случаев получена верхняя граница пропускной способности. Кроме того, проведена оценка выигрыша в пропускной способности в зависимости от априорной осведомленности передатчика о факторе Райса при распределении мощности между антенными элементами.

1. Пропускная способность MIMO-систем в каналах с райсовскими замираниями

Как было показано ранее, эргодическая (средняя) пропускная способность MIMO-системы получается в результате усреднения мгновенной пропускной способности по собственным значениям матрицы Уишарта, которая имеет центральное распределение Уишарта для канала с рэлеевскими замираниями и нецен-

тральное распределение Уишарта – для канала с райсовскими замираниями. Вывод аналитического выражения для плотности распределения собственных значений нецентральной матрицы Уишарта является сложной математической задачей, которая к настоящему времени не имеет окончательного решения. В данном разделе будет использован метод, предложенный в [1 – 4].

Рассмотрим задачу с нецентральным некоррелированным распределением Уишарта.

В MIMO-системах матрица Уишарта **Q** (2.8, часть 1) формируется из канальной матрицы передачи **H**, комплексные элементы которой полагаются независимыми одинаково распределенными гауссовскими величинами:

$$\mathbf{Q}=\begin{cases}\mathbf{H}\mathbf{H}^H, & r<t,\\ \mathbf{H}^H\mathbf{H}, & r\ge t.\end{cases}$$

В этом случае действительные и мнимые части элементов канальной матрицы **H** имеют среднее значение $\mu/\sqrt{2}$ и дисперсию σ_r^2, т.е.

$$E\{h_{km}\}=\frac{\mu}{\sqrt{2}}(1+j),\quad D\{h_{km}\}=2\sigma_r^2.$$

Тогда распределение модуля $r=|h_{km}|$ каждого элемента матрицы **H** подчиняется закону Райса с плотностью распределения (3.7, часть 1)

$$h(u)=2(1+k)u\exp\left\{-(1+k)u^2-k\right\}\times$$
$$\times I_0\left\{2u\sqrt{k(1+k)}\right\}.$$

Заметим, что при k=0 функция Бесселя равна единице: $I_0(0)=1$, и распределение Райса превращается в распределение Рэлея. В другом предельном случае, при $k\to\infty$ (что возможно только при $\sigma_r\to 0$ и $\mu\to 1$), матрица **H** будет состоять только из комплексных единиц (чисел, действительная и мнимая часть которых равна единице).

В общем случае эргодическая пропускная способность может быть получена в результате усреднения по канальной матрице мгновенной приведенной пропускной способности:

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W}=E_{\mathbf{H}}\left\{\log_2\det\left(\mathbf{I}_r+\frac{\gamma}{t}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right)\right\}. \quad (1)$$

В формуле (1) усреднение проводится по распределению комплексной матрицы **H**, которое задается плотностью распределения скалярной функции матричного аргумента:

$$f_{\mathbf{H}}(\mathbf{H})=\det(2\pi\boldsymbol{\Sigma})^{-t/2}\times$$
$$\times\exp\left\{-\frac{1}{2}\mathrm{tr}\left[\boldsymbol{\Sigma}^{-1}(\mathbf{H}-\mathbf{M})(\mathbf{H}-\mathbf{M})^H\right]\right\}, \quad (2)$$

где $\boldsymbol{\Sigma}$ – ковариационная матрица столбцов матрицы **H**, $\mathbf{M}=E\{\mathbf{H}\}$ – матрица средних значений. Для независимых каналов $\boldsymbol{\Sigma}=2\sigma_r^2\mathbf{I}_r$ и

$$\mathbf{M}=\frac{\mu}{\sqrt{2}}(1+j)\,\boldsymbol{\Psi}_{t,r}, \quad (3)$$

где $\boldsymbol{\Psi}_{t,r}$ – матрица размерности $r\times t$, состоящая из действительных единиц.

С учетом введенных обозначений выражение для эргодической пропускной способности (1) можно представить в виде среднего по матрице Уишарта:

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W}=E_{\mathbf{Q}}\left\{\log_2\det\left(\mathbf{I}_n+\frac{\gamma}{t}\mathbf{Q}\right)\right\}, \quad (4)$$

где $n=\min\{r,t\}$.

Матрица **Q** имеет нецентральное распределение Уишарта [3 – 6] с m степенями свободы, матрицей параметров нецентральности $\boldsymbol{\Omega}=\boldsymbol{\Sigma}^{-1}\mathbf{M}\mathbf{M}^H$ и плотностью в виде функции матричного аргумента:

$$f(\mathbf{Q})=\exp\left\{-\mathrm{tr}\left[\boldsymbol{\Sigma}^{-1}\mathbf{M}\,\mathbf{M}^H\right]\right\}\times$$
$$\times\,{}_0\tilde{F}_1\left(m;\boldsymbol{\Sigma}^{-1}\mathbf{M}\,\mathbf{M}^H\boldsymbol{\Sigma}^{-1}\mathbf{Q}\right)\times$$
$$\times\exp\left\{-\mathrm{tr}\left[\boldsymbol{\Sigma}^{-1}\mathbf{Q}\right]\right\}\frac{(\det\mathbf{Q})^{m-n}}{\tilde{\Gamma}(m)(\det\boldsymbol{\Sigma})^m}, \quad (5)$$

где ${}_0\tilde{F}_1\left(m;\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right)$ – так называемая функция Бесселя матричного аргумента:

$${}_0\tilde{F}_1\left(m;\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right)=$$
$$=\int\limits_{\mathbf{U}(m)}\exp\left\{\mathrm{tr}\left(\mathbf{H}\mathbf{U}+\overline{\mathbf{H}\mathbf{U}}\right)\right\}(d\mathbf{U}), \quad (6)$$

H – комплексная матрица $n\times m$ при $n\le m$, $\overline{\mathbf{H}}$ – комплексное сопряжение матрицы **H**, **U**(m) – группа всех $m\times m$ унитарных матриц **U**, для которых выполняется условие $\mathbf{U}\mathbf{U}^H=\mathbf{I}_m$, ($d$**U**) – инвариантная мера на **U**(m). Заметим, что для скалярного значения $\mathbf{H}\mathbf{H}^T=r^2$ [7] имеем:

$$ {}_0\tilde{F}_1 = \left(m; r^2\right) = \Gamma(m) r^{m-1} I_{m-1}(2r), \qquad (7) $$

где $I_m(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода m-го порядка, $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция. Функция Бесселя двух матричных аргументов **S** и **T** определяется согласно [3, 6, 8] следующим образом:

$$ {}_0\hat{F}_1\ (m;\ \mathbf{S},\mathbf{T}) = \int\limits_{\mathbf{U}(m)} {}_0\tilde{F}_1\left(m; \mathbf{S}\mathbf{U}\mathbf{T}\mathbf{U}^H\right)(d\mathbf{U}). \qquad (8) $$

Из представления матрицы Уишарта **Q** следует, что она является эрмитовой матрицей $n\times n$ с неотрицательными собственными значениями $\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_n$ и, кроме того, может быть представлена в виде $\mathbf{Q} = \mathbf{U}\Lambda\mathbf{U}^H$, где **U** – унитарная матрица, Λ – диагональная матрица из собственных значений λ_i. Поскольку

$$ \det\left\{ \frac{\gamma}{t}\mathbf{Q} + \mathbf{I}_n \right\} = \prod_{i=1}^{n}\left(1 + \frac{\gamma}{t}\lambda_i\right), \qquad (9) $$

то выражение для средней приведенной пропускной способности примет следующий вид:

$$ \frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = E_{\lambda_1,\ldots,\lambda_n}\left\{\sum_{i=1}^{n}\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda_i\right)\right\} = \int_0^{\infty}\ldots\int_0^{\infty}\sum_{i=1}^{n}\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda_i\right) f\left(\lambda_1,\ldots,\lambda_n\right) d\lambda_1 \ldots d\lambda_n, \qquad (10) $$

где $f\left(\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_n\right)$ – совместная плотность распределения собственных значений нецентральной матрицы Уишарта.

В общем случае для нецентрального распределения Уишарта с ковариационной матрицей векторов-столбцов $\mathbf{\Sigma}$ имеет место следующее утверждение [3, 6, 8]: распределение собственных значений $\hat{\mathbf{\Lambda}} = \mathrm{diag}\left(\hat{\lambda}_1, ..., \hat{\lambda}_n\right)$, являющихся корнями характеристического уравнения $\det\left|\mathbf{W} - \lambda\mathbf{\Sigma}\right| = 0$, зависит только от собственных значений $\hat{\mathbf{\Omega}} = \mathrm{diag}\left(\hat{\omega}_1, ..., \hat{\omega}_n\right)$ матрицы $\mathbf{M}\mathbf{M}^H$ (являющихся решением характеристического уравнения $\det\left|\mathbf{M}\mathbf{M}^H - \hat{\omega}\mathbf{\Sigma}\right| = 0$) и определяется выражением

$$ f\left(\hat{\mathbf{\Lambda}}\right) = \exp\left\{-\mathrm{tr}\hat{\mathbf{\Omega}}\right\} {}_0\hat{F}_1\left(m; \hat{\mathbf{\Omega}}, \hat{\mathbf{\Lambda}}\right) \frac{\pi^{n(n-1)}}{\hat{\Gamma}_n(m)\hat{\Gamma}_n(n)} \times $$

$$ \times \exp\left\{-\mathrm{tr}\hat{\mathbf{\Lambda}}\right\} \det\left|\hat{\mathbf{\Lambda}}\right|^{m-n} \prod_{i<l}^{n}\left(\hat{\lambda}_i - \hat{\lambda}_l\right)^2, \qquad (11) $$

где $\hat{\Gamma}_m(\alpha) = \pi^{m(m-1)/2}\prod_{k=1}^{m}\Gamma\left(a-(k-1)\right)$.

В рассматриваемом случае (некоррелированного распределения Уишарта) имеем $\mathbf{\Sigma} = 2\sigma_r^2\mathbf{I}_n$. Тогда, переобозначив $\sigma_r^2\hat{\lambda}_i = \lambda_i$, $2\sigma_r^2\hat{\omega}_i = \omega_i$, $2\sigma_r^2\hat{\mathbf{\Lambda}} = \mathbf{\Lambda}$, из выражения (11) можно получить плотность распределения матрицы $\mathbf{\Lambda}$, элементы которой используются при вычислении эргодической пропускной способности некоррелированного райсовского канала.

Для нахождения собственных значений матрицы $\mathbf{\Omega} = \mathbf{M}\mathbf{M}^H$ используем представление (3) матрицы **M**. Тогда

$$ \mathbf{\Omega} = \frac{\mu^2}{2}(1+j)(1-j)\mathbf{\Psi}_{r,t}\mathbf{\Psi}_{r,t}^T = m\mu^2\mathbf{\Psi}_{n,n}, \qquad (12) $$

где $m = \max\{r,t\}$, $n = \min\{r,t\}$, $\mathbf{\Psi}_{n,n}$ – квадратная матрица размерности $n\times n$, элементами которой являются действительные единицы. Собственными значениями матрицы $\mathbf{\Omega}$ являются корни уравнения

$$ \det\left(m\mu^2\mathbf{\Psi}_{n,n} - \omega\mathbf{I}_n\right) = 0. \qquad (13) $$

Для нахождения решения уравнения (13) воспользуемся свойством определителя

$$ \det(\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{A}). $$

Если матрицу $\mathbf{\Psi}_{n,n}$ можно представить в виде произведения векторов

$$ \mathbf{\Psi}_{n,n} = aa^T, \qquad (14) $$

где $a = (1,...,1)^T$ – n-мерный вектор из n единиц, то с учетом свойства определителя получим

$$ \det\left(m\mu^2\mathbf{\Psi}_{n,n} - \omega\mathbf{I}_n\right) = (-\omega)^n \det\left[\mathbf{I}_n - \frac{m\mu^2}{\omega}aa^T\right] = $$

$$ = (-\omega)^n \det\left[\mathbf{I}_1 - \frac{m\mu^2}{\omega}a^T a\right] = $$

$$ = (-1)^{n-1}\omega^{n-1}\left(mn\mu^2 - \omega\right) = 0, \qquad (15) $$

откуда следует, что $\omega_1 = mn\mu^2$, $\omega_i = 0$ $(i = 2,\ldots, n)$.

Вернемся к формуле (11), в которой выразим параметры распределения через k-фактор Райса:

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{tr}\boldsymbol{\Omega} &= \hat{\omega}_1 = \frac{\omega_1}{2\sigma_r^2} = \frac{mn\mu^2}{2\sigma_r^2} = mnk, \\ \operatorname{tr}\hat{\boldsymbol{\Lambda}} &= \sum_{i=1}^{n}\hat{\lambda}_i = \sum_{i=1}^{n}\frac{\lambda_i}{2\sigma_r^2} = (k+1)\sum_{i=1}^{n}\lambda_i, \\ \left(\prod_{i=1}^{n}\hat{\lambda}_i\right)^{m-n} &= (k+1)^{n(m-n)}\left(\prod_{i=1}^{n}\lambda_i\right)^{m-n}, \\ \prod_{i<j}^{n}(\hat{\lambda}_i - \hat{\lambda}_j)^2 &= (k+1)^{n^2}\prod_{i<j}^{n}(\lambda_i - \lambda_j)^2. \end{aligned}\right\} \quad (16)$$

С учетом (16) из (11) получаем плотность распределения собственных значений нецентральной матрицы Уишарта [3]:

$$f(\lambda_1,\ldots,\lambda_n) = (1+k)^{mn}\ e^{-mnk}\times$$

$$\times\ {}_0\hat{F}_1\ (m;\ (1+k)\boldsymbol{\Omega}, (1+k)\boldsymbol{\Lambda})\frac{\pi^{n(n-1)}}{\hat{\Gamma}_n(m)\,\hat{\Gamma}_n(n)}\times$$

$$\times\exp\left\{-(1+k)\sum_{i=1}^{n}\lambda_i\right\}\left(\prod_{i=1}^{n}\lambda_i\right)^{m-n}\prod_{i<j}^{n}(\lambda_i - \lambda_j)^2. \quad (17)$$

Подставляя (17) в (10), можно получить выражение для эргодической пропускной способности. Однако выражение (17) содержит обобщенную гипергеометрическую функцию двух матричных аргументов, а это значит, что затруднительно получить ее представление в приемлемом для вычисления виде. Поэтому рассмотрим несколько частных случаев.

Частные случаи

1. $\min\{r,t\} = n = 1$.

В этом случае матрица $\boldsymbol{\Sigma} = 2\sigma_r^2\mathbf{I}_r$ превращается в скаляр $\left(\boldsymbol{\Sigma} = 2\sigma_r^2\right)$, матрица $\boldsymbol{\Omega}$ (12) также является скаляром $(\Omega = m\mu^2 = mk/(k+1),\ \boldsymbol{\Lambda} = \lambda)$. Гипергеометрическая функция матричного аргумента из правой части выражения (17) превращается в функцию скалярного аргумента и, согласно (7) – (8), принимает вид

$$\begin{aligned} {}_0\hat{F}_1\left(m;\ (1+k)\Omega,\ (1+k)\Lambda\right) &= \\ = {}_0\tilde{F}_1\left(m;\ mk(1+k)\lambda\right) &= \\ = \Gamma(m)\left[mk(1+k)\lambda\right]^{-(m-1)/2}\times & \\ \times I_{m-1}\left(2\sqrt{mk(1+k)\lambda}\right), & \end{aligned} \quad (18)$$

где, согласно (11), $\hat{\Gamma}_1(m) = \Gamma(m)$, $\hat{\Gamma}_1(1) = 1$. Тогда выражение для плотности вероятностей можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} f(\lambda) &= (1+k)^m e^{-[km+(k+1)\lambda]}\times \\ &\times[km(k+1)\lambda]^{-(m-1)/2}\times \\ &\times\lambda^{m-1}I_{m-1}\left(2\sqrt{km(k+1)\lambda}\right), \end{aligned} \quad (19)$$

что соответствует нецентральному распределению $\chi^2/2$ с m степенями свободы. Эргодическая пропускная способность для райсовского канала MISO или SIMO системы равна

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = \int_0^\infty \log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda\right)f(\lambda)\,d\lambda, \quad (20)$$

где $f(\lambda)$ определяется по формуле (19).

Заметим, что для малых значений аргумента ($z << 1$) справедливо [9]

$$I_\nu(z) \approx \left(\frac{z}{2}\right)^\nu \Big/ \Gamma(\nu+1).$$

Используя данную аппроксимацию для функции Бесселя, в (19) можно перейти к пределу при $k \to 0$, что соответствует рэлеевскому каналу. Устремляя k к нулю, после раскрытия неопределенности в (20) получим

$$f^0(\lambda) = \frac{e^{-\lambda}\lambda^{m-1}}{\Gamma(m)}, \quad (21)$$

что соответствует центральному распределению $\chi^2/2$ с m степенями свободы. Для рэлеевского канала при $\min\{r,t\}=n=1$ эргодическая пропускная способность примет вид

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}^0}{W} = \int_0^\infty \log_2\left(1+\frac{\rho}{t}\lambda\right)\frac{e^{-\lambda}\lambda^{m-1}}{\Gamma(m)}\,d\lambda. \quad (22)$$

Теперь рассмотрим варианты SIMO и MISO.

1.1. $r \ge t = 1$.

Для райсовского канала справедлива формула

$$\frac{\langle C\rangle_{1,r}}{W} = \int_0^\infty \log_2(1+\gamma\lambda)(1+k)^r\ e^{-[kr+(k+1)\lambda]}\times$$

$$\times\left[kr(k+1)\lambda\right]^{-(r-1)/2}\lambda^{r-1}I_{r-1}\left(2\sqrt{kr(1+k)\lambda}\right)d\lambda. \quad (23)$$

Для рэлеевского канала при $t=1$, произвольном r и $k=0$ из (23) получаем

$$\frac{\langle C\rangle_{1,r}^{0}}{W}=\int_0^\infty \log_2(1+\gamma\lambda)\frac{e^{-\lambda}\lambda^{r-1}}{\Gamma(r)}d\lambda. \quad (24)$$

1.2. $t\ge r=1$.

Для райсовского канала с t передающими и одной приемной антеннами средняя пропускная способность имеет вид

$$\frac{\langle C\rangle_{t,1}}{W}=\int_0^\infty \log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda\right)(1+k)^t e^{-\left[kt+(k+1)\lambda\right]}\times$$

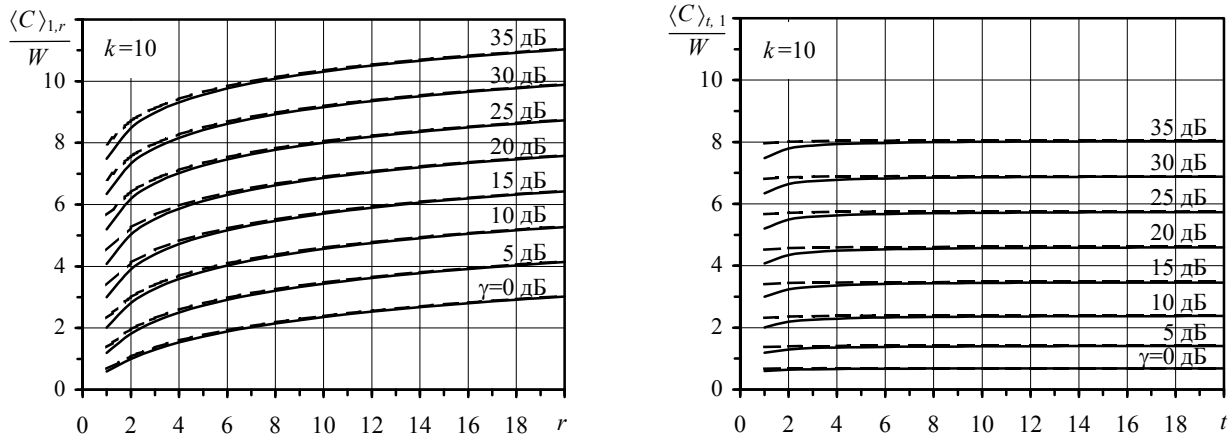
$$\times\left[kt(k+1)\lambda\right]^{-(t-1)/2}\lambda^{t-1}I_{t-1}\left(2\sqrt{kt(1+k)\lambda}\right)d\lambda, \quad (25)$$

а для рэлеевского канала

$$\frac{\langle C\rangle_{t,1}^{0}}{W}=\frac{1}{\Gamma(t)}\int_0^\infty \log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda\right)e^{-\lambda}\lambda^{t-1}d\lambda. \quad (26)$$

На рис. 1 представлены графики зависимости средней пропускной способности SIMO-систем от числа r приемных (рис. 1а) или MISO-систем от t передающих (рис. 1б) антенн при различных значениях отношения сигнал–шум: $\gamma=0$, 5, 10, 15, 20, 25, 30 и 35 дБ. Сплошными линиями обозначены кривые для рэлеевского ($k=0$), пунктирными – для райсовского канала ($k=10$).

Из анализа кривых следует, что пропускная способность райсовского канала больше, чем пропускная способность рэлеевского. Разница исчезает с ростом числа антенн, как передающих, так и приемных. Причем для райсовского канала эргодическая пропускная способность практически не изменяется с увеличением числа передающих антенн при одной приемной.



а) б)

Рис. 1. Зависимость эргодической пропускной способности от числа приемных (а) и передающих (б) антенн

2. $\min\{r,t\}=n=2$, $m\ge 2$.

Получим выражение для плотности распределения $f(\lambda_1,\lambda_2)$. Для этого воспользуемся специальным представлением гипергеометрической функции матричных аргументов в виде [3, 10]

$${}_0F_1\left(m;\begin{bmatrix}s_1 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix},\begin{bmatrix}r_1 & 0\\ 0 & r_2\end{bmatrix}\right)=$$

$$=\sum_{l=0}^{\infty}\frac{\left[s_1\sqrt{r_1r_2}\right]^l}{(m)_l\,k!}P_l\left(\frac{r_1+r_2}{2\sqrt{r_1r_2}}\right), \quad (27)$$

где $P_l(x)$ – многочлены Лежандра [9, 11]. Учитывая, что в данном случае

$$s_1=\frac{mn\mu^2}{2\sigma_r^2}=mnk=2mk,$$

$$r_1=(1+k)\lambda_1,\quad r_2=(1+k)\lambda_2,$$

получим выражение для плотности распределения собственных значений нецентральной матрицы Уишарта:

$$f(\lambda_1,\lambda_2)=\frac{\pi^2}{\hat\Gamma_2(m)\hat\Gamma_2(2)}e^{-2mk-(1+k)(\lambda_1-\lambda_2)}\times$$

$$\times(\lambda_1-\lambda_2)^{m-2}(\lambda_1-\lambda_2)^2\times$$

$$\times \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\left[2mk(1+k)\sqrt{\lambda_1\lambda_2}\right]^l}{(m)_l (l)!} P_l\left(\frac{\lambda_1+\lambda_2}{2\sqrt{\lambda_1\lambda_2}}\right). \quad (28)$$

Заметим, что многочлены Лежандра связаны с обобщенной гипергеометрической функцией следующей зависимостью [7, п. 7.3 ф. 210]:

$$P_n(x) = x^n \, {}_2F_1\left(-\frac{n}{2}, \frac{1-n}{2}; 1; \frac{x^2-1}{x^2}\right), \quad (29)$$

где обобщенная гипергеометрическая функция может быть представлена в виде ряда [7]

$${}_2F_1\left(-\frac{n}{2}, \frac{1-n}{2}; 1; x\right) = \sum_{i=0}^{\infty} \left(-\frac{n}{2}\right)_i \left(\frac{1-n}{2}\right)_i \frac{x^i}{(i!)^2}.$$

Таким образом, после подстановки (28) в (10) получим интегральное представление для пропускной способности [3]:

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = \int_0^{\infty}\int_0^{\infty} \left[\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda_1\right) + \log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda_2\right)\right] \times$$

$$\times \frac{\pi^2}{\hat{\Gamma}_2(m)\hat{\Gamma}_2(2)} \exp\left\{-2mk - (k+1)\left(\lambda_1+\lambda_2\right)\right\} \times$$

$$\times \left(\lambda_1\lambda_2\right)^{m-2} \left(\lambda_1-\lambda_2\right)^2 \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\left[2mk(k+1)\left(\lambda_1\lambda_2\right)^{1/2}\right]^l}{(m)_l (l!)^2} \times$$

$$\times P_l\left(\frac{\lambda_1+\lambda_2}{2\sqrt{\lambda_1\lambda_2}}\right) d\lambda_1 d\lambda_2 . \quad (30)$$

Полученная формула позволяет вычислить эргодическую пропускную способность для рассматриваемого случая.

2. Верхняя граница для пропускной способности MIMO-систем в каналах с райсовскими замираниями

Аналитическое выражение для эргодической пропускной способности MIMO-канала с райсовскими замираниями (30) соответствует частному случаю $n = \min\{r,t\} \le 2$. В настоящем разделе получим выражение для верхней границы пропускной способности произвольного числа приемных и передающих антенн.

При вычислении верхней границы, в зависимости от априорной осведомленности передатчика о состоянии канала, возможны следующие варианты:

– передатчик ничего не знает о состоянии канала и распределяет мощность равномерно между антеннами;

– передатчику известны тип замирания и фактор Райса k.

Рассмотрим первый случай. Так как функция $\log_2 \det(\cdot)$ является вогнутой (выпуклой вверх) функцией от положительно определенных матриц, то, применяя неравенство Йенсена к выражению для пропускной способности MIMO-систем, получим

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = E_{\mathbf{Q}}\left\{\log_2 \det\left(\mathbf{I}_n + \frac{\gamma}{t}\mathbf{Q}\right)\right\} \le$$

$$\le \log_2 \det\left[\mathbf{I}_n + \frac{\gamma}{t} E_{\mathbf{Q}}(\mathbf{Q})\right], \quad (31)$$

где, как и ранее, $\mathbf{Q}$ – матрица Уишарта.

Как уже отмечалось, матрица $\mathbf{H}$ состоит из независимых одинаково распределенных комплексных гауссовских величин с математическими ожиданиями и дисперсиями, соответственно равными

$$E\{h_{il}\} = \frac{\mu}{\sqrt{2}}(1+j); \;\; D\{h_{il}\} = 2\sigma_r^2, \quad (32)$$

$$i = 1,\ldots, t; \;\; l = 1,\ldots, r,$$

где $\sigma^2_{\mathrm{Re}} = \sigma^2_{\mathrm{Im}} = \sigma_r^2$ – дисперсии действительной и мнимой частей. Так как, в силу статистической независимости, среднее от произведения матричных элементов с несовпадающими индексами равно произведению средних, то

$$E\{h_{il}h_{lp}^*\} = E\{h_{il}\}E\{h_{lp}^*\} =$$

$$= \frac{\mu^2}{2}(1+j)(1-j) = \mu^2 = \frac{k}{k+1}. \quad (33)$$

В силу условия нормировки среднее от квадратов модуля коэффициентов равно единице, то есть

$$E\{h_{il}h_{lp}^*\} = E\left\{\left|h_{il}\right|^2\right\} = \mu^2 + 2\sigma_r^2 = 1. \quad (34)$$

Усредняя матрицу $\mathbf{Q}$, с учетом формул (33) и (34) получим

$$E\{\mathbf{Q}\} = m\boldsymbol{\Psi}_{n,n}, \quad (35)$$

где

$$\boldsymbol{\Psi}_{n,n} = \frac{1}{k+1}\begin{bmatrix} k+1 & k & \ldots & k \\ k & k+1 & \ldots & k \\ \vdots & \vdots & \ldots & \vdots \\ k & k & \ldots & k+1 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, верхнюю границу для пропускной способности можно записать следующим образом:

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} \le \log_2 \det\left[\mathbf{I}_n + \frac{m}{t}\gamma \mathbf{\Psi}_{n,n}\right] =$$

$$= \log_2 \prod_{i=1}^{n}\left(1+\frac{m}{t}\gamma\mu_i\right) = \sum_{i=1}^{n}\log_2\left(1+\frac{m}{t}\gamma\mu_i\right), \quad (36)$$

где μ_i – собственные значения матрицы $\mathbf{\Psi}_{n,n}$, которые являются корнями характеристического уравнения

$$\det\left[\mathbf{\Psi}_{n,n} - \mu\mathbf{I}_n\right] = 0. \quad (37)$$

Для упрощения процедуры нахождения корней представим матрицу $\mathbf{\Psi}_{n,n}$ в следующем виде:

$$\mathbf{\Psi}_{n,n} = \left[\mathbf{I}_n + aa^T\right]\frac{1}{k+1}, \quad (38)$$

где a – n-мерный вектор-столбец вида $a = (\sqrt{k},\ldots,\sqrt{k})^T$. Применяя в (38) свойство определителя $\det(\mathbf{I}+\mathbf{AB}) = \det(\mathbf{I}+\mathbf{BA})$, можно преобразовать характеристическое уравнение (37) к виду

$$\det\left[\frac{aa^T}{k+1} + \left(\frac{1}{k+1}-\mu\right)\mathbf{I}_n\right] =$$

$$= \left(\frac{1}{k+1}-\mu\right)^{n-1}\left(\frac{nk+1}{k+1}-\mu\right) = 0, \quad (39)$$

откуда следует, что

$$\mu_1 = \frac{nk+1}{k+1}, \quad \mu_2 = \mu_3 = \ldots = \mu_n = \frac{1}{k+1}. \quad (40)$$

Подставляя (40) в (36), получим выражение для верхней границы пропускной способности MIMO-системы в райсовском канале:

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} \le \log_2\left(1+\gamma\frac{m(nk+1)}{t(k+1)}\right) +$$

$$+ (n-1)\log_2\left(1+\gamma\frac{m}{t(k+1)}\right). \quad (41)$$

Рассмотрим частные случаи.

Для $k = 0$ (случай рэлеевского канала) имеем:

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}^{0}}{W} \le \log_2\left(1+\gamma\frac{m}{t}\right) + (n-1)\log_2\left(1+\gamma\frac{m}{t}\right) =$$

$$= n\log_2\left(1+\gamma\frac{m}{t}\right). \quad (42)$$

Очевидно, что при $t = r$ получаем $m = n = t$, и формула (42) преобразуется к следующему виду:

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}^{0}}{W} \le n\log_2(1+\gamma), \quad (43)$$

то есть является линейной функцией по n при фиксированном отношении сигнал–шум.

Для $k\to\infty$ (случай детерминированного канала), переходя в (41) к пределу по k, получим

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} \le \log_2\left(1+\gamma\frac{m}{t}n\right) =$$

$$= \begin{cases}\log_2(1+\gamma r), & t \ge r \\ \log_2(1+\gamma r), & t < r\end{cases} = \log_2(1+\gamma r). \quad (44)$$

В случае, когда k известно передатчику, можно оптимизировать распределение мощности по каналам. Тогда приведенная к полосе пропускная способность совпадает с максимальным значением взаимной интерференции между входным и выходным векторами. Другими словами, пропускная способность равна [3, 4]

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = \max_{\mathbf{P}} E_{\mathbf{H}}\left\{\log_2\det\left[\frac{\mathbf{HPH}^H}{\sigma^2} + \mathbf{I}_r\right]\right\}, \quad (45)$$

где ковариационная матрица $\mathbf{P} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$ определяет распределение мощности по каналам при ограничении на полную мощность ($tr\mathbf{P} < P_0$). В предельном случае, при $k\to\infty$, известная передатчику матрица $\mathbf{H}$ из случайной превращается в детерминированную и стремится к матрице средних значений.

Решение оптимизационной задачи (45) сводится к так называемому «водонаполняемому» алгоритму [3, 4, 12, 13], согласно которому $\mathbf{P} = \frac{P_0}{t}\mathbf{\Psi}_{t,t}$, а приведенная к полосе пропускная способность

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}^{\infty}}{W} = \log_2(1+tr\gamma), \quad (46)$$

где $\mathbf{\Psi}_{t,t}$ – матрица размерности $t\times t$, состоящая из действительных единиц, $\gamma = P_0/\sigma^2$ – отношение сигнал–шум. Заметим, что для первого случая, когда k неизвестно передатчику, $\mathbf{P} = \frac{P_0}{t}\mathbf{I}_t$.

В общем виде для райсовского канала, ввиду сложности процедуры усреднения, производится максимизация верхней границы

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = \max_{\mathbf{P}} E_{\mathbf{H}} \log_2 \det\left(\mathbf{I}_r + \frac{\mathbf{HPH}^H}{\sigma^2}\right) =$$

$$= \max_{\mathbf{P}} E_{\mathbf{H}} \log_2 \det\left(\mathbf{I}_t + \frac{\mathbf{PH}^H\mathbf{H}}{\sigma^2}\right) \le$$

$$\le \max_{\mathbf{P}} \log_2 \det\left(\mathbf{I}_t + \frac{\mathbf{P}E\{\mathbf{H}^H\mathbf{H}\}}{\sigma^2}\right). \quad (47)$$

При выводе (47) использовалось свойство определителя

$$\det(\mathbf{I} + \mathbf{AB}) = \det(\mathbf{I} + \mathbf{BA}).$$

Как было показано ранее, для райсовского затухания

$$E\{\mathbf{H}^H\mathbf{H}\} = r\mathbf{B}, \quad (48)$$

где $\mathbf{B}$ – матрица размерности $t\times t$:

$$\mathbf{B} = \frac{1}{k+1}\begin{bmatrix} 1+k & k & \dots & k \\ k & 1+k & \dots & k \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ k & \dots & \dots & 1+k \end{bmatrix}. \quad (49)$$

Матрица $\mathbf{B}$ имеет собственные значения λ_i, $i = 1,2,\dots,t$:

$$\lambda_i = \begin{cases} \dfrac{1+tk}{1+k}, i = 1, \\ \dfrac{1}{k+1}, i = 2,...,t. \end{cases} \quad (50)$$

Обозначив $\mathbf{\Lambda} = diag(\lambda_i)$ и применяя к матрице $\mathbf{B}$ представление $\mathbf{B} = \mathbf{U\Lambda U}^H$, из (47) получим

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} \le \max_{\substack{\mathbf{P} \\ tr\mathbf{P}<P_0}} \log_2 \det\left(\frac{r\hat{\mathbf{P}}\mathbf{\Lambda}}{\sigma^2} + \mathbf{I}_t\right), \quad (51)$$

где $\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{U}^H\mathbf{PU}$, $\mathbf{U}$ – унитарная матрица.

Решение оптимизационной задачи приводит к «водонаполняемому» алгоритму [3, 4], то есть

$$\hat{P}_{ii} = \begin{cases} \min\left\{\dfrac{P_0}{t}, \dfrac{k(1+k)}{r(1+tk)}\right\}t + \left[\dfrac{P_0}{t} - \dfrac{k(1+k)}{r(1+tk)}\right]^+, \ i = 1, \\ \left[\dfrac{P_0}{t} - \dfrac{k(1+k)}{r(1+tk)}\right]^+, \ i = 2,...,t, \end{cases} \quad (52)$$

где $[x]^+ = \max(0, x)$.

Верхняя граница для пропускной способности принимает вид

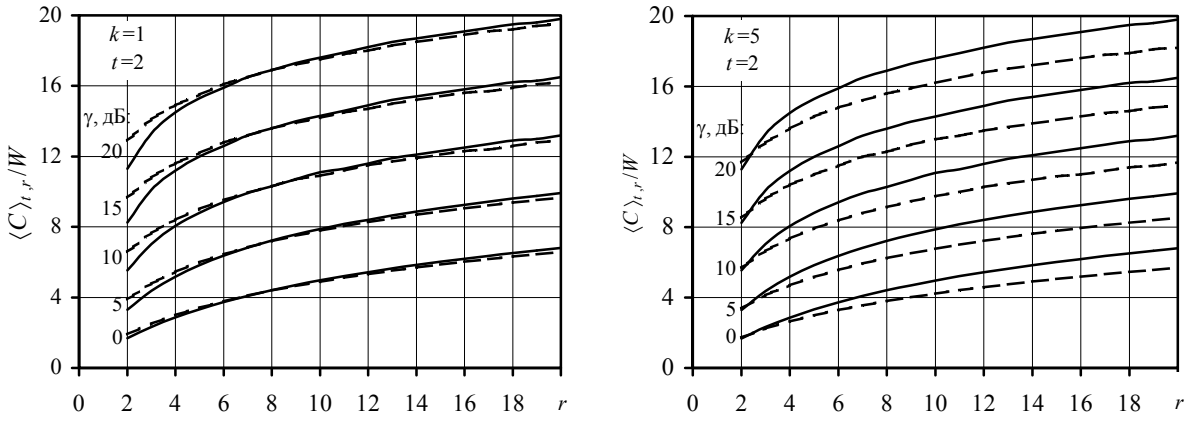
$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} \le \log_2\left(1 + \frac{r(1+tk)}{1+k}\left(\min\left\{\frac{\gamma}{t}, \frac{k(1+k)}{r(1+tk)}\right\}t + \left[\frac{\gamma}{t} - \frac{k(1+k)}{r(1+tk)}\right]^+\right)\right) +$$

$$+(t-1)\log_2\left(1 + \frac{r}{1+k}\left[\frac{\gamma}{t} - \frac{k(1+k)}{r(1+tk)}\right]^+\right). \quad (53)$$

Таким образом, выражение (53) устанавливает верхнюю границу для приведенной к полосе пропускной способности MIMO-канала с райсовскими замираниями при известном приемнику факторе Райса k.

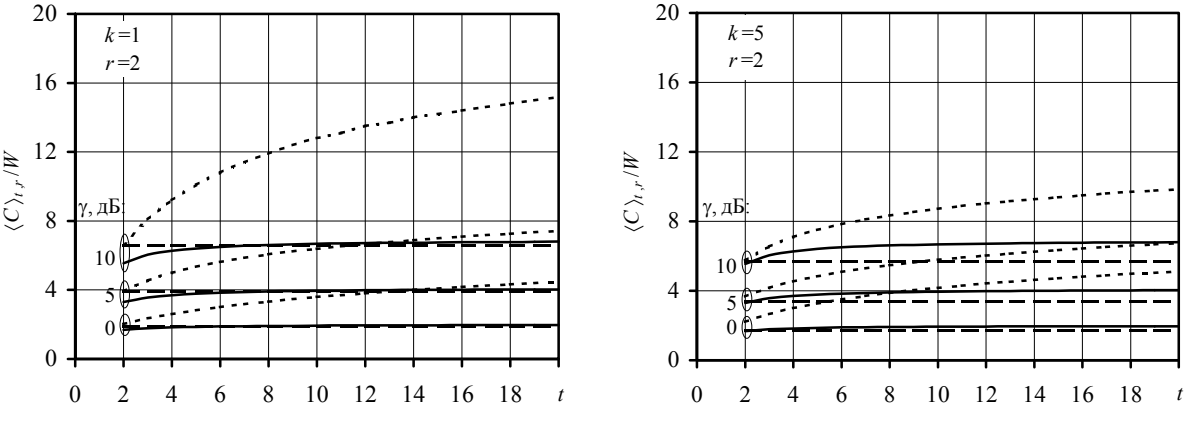
На рис. 2 представлены графики зависимости верхней границы пропускной способности MIMO-канала с райсовскими замираниями (пунктирная линия) и средней пропускной способности MIMO-канала с рэлеевскими замираниями (сплошная линия) от числа r приемных антенн при различных значениях отношения сигнал–шум ($\gamma = 0$, 5, 10, 15, 20 дБ) и различных значениях фактора Райса: $k = 1$ (рис. 2а), $k = 5$ (рис. 2б).

На рис. 3 представлены графики зависимости верхней границы пропускной способности MIMO-канала с райсовскими замираниями и средней пропускной способности MIMO-канала с рэлеевскими замираниями от числа t передающих антенн при различных значениях отношения сигнал–шум ($\gamma = 0$, 5, 10 дБ) и различных значениях фактора Райса: $k = 1$ (рис. 3а), $k = 5$ (рис. 3б). Сплошными линиями обозначены кривые для рэлеевского канала, штриховыми – для верхней границы пропускной способности райсовского канала в случае равномерного распределения мощности передатчика, пунктирными – для верхней границы пропускной способности райсовского канала в случае априорной осведомленности передатчика.



а) б)

Рис. 2. Зависимости средней пропускной способности MIMO-канала с рэлеевскими замираниями и верхней границы пропускной способности MIMO-канала с райсовскими замираниями от числа r приемных антенн



а) б)

Рис. 3. Зависимости средней пропускной способности MIMO-канала с рэлеевскими замираниями и верхней границы пропускной способности MIMO-канала с райсовскими замираниями от числа t передающих антенн

Из анализа кривых следует, что даже верхняя граница пропускной способности райсовского MIMO-канала выше, чем пропускная способность рэлеевского MIMO-канала, лишь для малого числа приемных антенн ($r \le 8$) при фиксированном числе передающих антенн $t=2$ (см. рис.2 а). Разница исчезает с ростом числа приемных антенн. Кроме того, с ростом фактора Райса k наблюдается проигрыш верхней границы пропускной способности райсовского MIMO-канала относительно пропускной способности рэлеевского канала для любого числа приемных антенн (см. рис. 2б).

Аналогичная ситуация наблюдается при анализе зависимости $\langle C_{t,r} \rangle / W$ от числа передающих антенн при фиксированном количестве приемных $r = 2$ (см. рис. 3, сплошные и штриховые линии). Причем в данном случае эргодическая пропускная способность практически не изменяется с увеличением числа передающих антенн. Значительное увеличение пропускной способности райсовского MIMO-канала может быть достигнуто при априорной осведомленности передатчика о типе замираний и факторе Райса k (см. рис. 3, пунктирные линии). Однако очевидно, что влияние априорной осведомленности передатчика на повышение пропускной способности райсовского MIMO-канала уменьшается с ростом k.

3. Направления дальнейших исследований

В предыдущих разделах анализировалась пропускная способность для одного MIMO-канала. Однако в реальных условиях системы связи с MIMO объединены в сети и воздействуют

друг на друга, что приводит к взаимным помехам. Взаимные помехи вызывают снижение эргодической пропускной способности MIMO-канала. Поэтому анализ пропускной способности без учета данного явления будет неполным. В связи с этим кратко приведем постановку задачи и существующие в научной литературе пути ее решения.

В работах [14, 15] исследуется влияние взаимных помех на пропускную способность MIMO-системы при райсовских замираниях. На рис. 4 изображены передающая t_{x_1} и приемная r_x антенные решетки системы, а также решетка t_{x_2} – источник помех.

При анализе влияния взаимных помех рассматривается модель MIMO-системы из t передающих и r приемных антенн, а источник помех состоит из t_I передающих антенн (рис. 4).

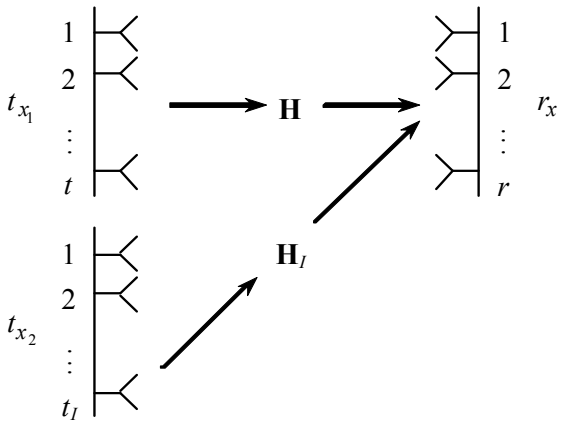


Рис. 4. Три антенные решетки: две передающие (t_{x_1} и t_{x_2}) и одна приемная r_x

В этом случае принятый вектор $\mathbf{Y}$ определяется уравнением

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{H}_I\mathbf{x}_I + \mathbf{n}, \qquad (54)$$

где $\mathbf{x} \in \mathbf{C}^{t\times 1}$ – передаваемый сигнальный вектор, $\mathbf{x}_I \in \mathbf{C}^{t_I\times 1}$ – помеховый вектор; $\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{r\times t}$ – канальная матрица между передатчиком и приемником, $\mathbf{H}_I \in \mathbf{C}^{r\times t_I}$ – помеховая канальная матрица, $\mathbf{n} \in \mathbf{C}^{r\times 1}$ – вектор аддитивного шума; $\mathbf{Y} \in \mathbf{C}^{r\times 1}$ – вектор принятого сигнала. Сигналы $\mathbf{x}$ и $\mathbf{x}_I$ имеют нулевое среднее, $\mathbf{R}_n = E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\}$ – ковариационная матрица шума. Канальные матрицы $\mathbf{H}$ и $\mathbf{H}_I$ описывают затухания райсовского типа. Определим ковариационную матрицу сигнала и помехи следующим образом:

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\},\ \mathbf{R}_I = E\{\mathbf{x}_I\mathbf{x}_I^H\}. \qquad (55)$$

Фактор Райса считается известным для канала с сигналом K и канала с помехой K_I.

В [15] предлагается алгоритм (аналог «водонаполняемого» алгоритма для канала без помех), максимизирующий взаимную информацию:

$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = \max_{tr(\mathbf{R})<P_0} E_{\mathbf{H},\mathbf{H}_I}\left\{\mathbf{I}_{\mathbf{H},\mathbf{H}_I}(\mathbf{X};\mathbf{Y})\right\}, \qquad (56)$$

где мгновенная (случайная) взаимная информация между $\mathbf{X}$ и $\mathbf{Y}$ определяется следующим образом:

$$\mathbf{I}_{\mathbf{H},\mathbf{H}_I}(\mathbf{X};\mathbf{Y}) = \log_2\det\left(\mathbf{H}\mathbf{R}\mathbf{H}^H + \mathbf{H}_I\mathbf{R}_I\mathbf{H}_I^H + \mathbf{R}_n\right) - \log_2\det\left(\mathbf{H}_I\mathbf{R}_I\mathbf{H}_I^H + \mathbf{R}_n\right).$$

Решение оптимизационной задачи (56) приводит к алгоритму «водонаполняемой» структуры [14].

4. Обобщающие результаты

В таблице приведем основные формулы для расчета приведенной к полосе эргодической пропускной способности для различных типов MIMO-каналов.

Таблица

Тип канала	Приведенная к полосе эргодическая пропускная способность
Райсовский канал, MIMO	$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = E_{\lambda_1,\ldots,\lambda_n}\left\{\sum_{i=1}^{n}\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda_i\right)\right\} =$$ $$= \int_0^\infty\ldots\int_0^\infty\sum_{i=1}^{n}\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda_i\right) f(\lambda_1,\ldots,\lambda_n)\,d\lambda_1\ldots d\lambda_n,$$ где плотность распределения собственных значений нецентральной матрицы Уишарта имеет вид $$f(\lambda_1,\ldots,\lambda_n) = (1+k)^{mn}\ e^{-mnk}\,{}_0\hat{F}_1\ (m;\,(1+k)\mathbf{\Omega},(1+k)\mathbf{\Lambda})\times$$ $$\times\ \frac{\pi^{n(n-1)}}{\hat{\Gamma}_n(m)\hat{\Gamma}_n(n)}\exp\left\{-(1+k)\sum_{i=1}^{n}\lambda_i\right\}\left(\prod_{i=1}^{n}\lambda_i\right)^{m-n}\prod_{i<j}^{n}(\lambda_i-\lambda_j)^2.$$ Однако это выражение содержит обобщенную гипергеометрическую функцию двух матричных аргументов, а это значит, что затруднительно получить ее представление в приемлемом для вычисления виде
1. SIMO или MISO $\min\{r,t\} = n = 1$	$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = \int_0^\infty\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda\right) f(\lambda)\,d\lambda,$$ где $$f(\lambda) = (1+k)^m\ e^{-\left[km+(k+1)\lambda\right]}\left[km(k+1)\lambda\right]^{-(m-1)/2}\ \lambda^{m-1}\,I_{m-1}\left(2\sqrt{km(k+1)\lambda}\right)$$
1.1. SIMO	$$\frac{\langle C\rangle_{1,r}}{W} = \int_0^\infty\log_2(1+\gamma\lambda)(1+k)^r\ e^{-\left[kr+(k+1)\lambda\right]}\left[kr(k+1)\lambda\right]^{-(r-1)/2}\ \lambda^{r-1}\times$$ $$\times\, I_{r-1}\left(2\sqrt{kr(1+k)\lambda}\right)d\lambda$$
1.2. MISO	$$\frac{\langle C\rangle_{t,1}}{W} = \int_0^\infty\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda\right)(1+k)^t\ e^{-\left[kt+(k+1)\lambda\right]}\left[kt(k+1)\lambda\right]^{-(t-1)/2}\ \lambda^{t-1}\times$$ $$\times\, I_{t-1}\left(2\sqrt{kt(1+k)\lambda}\right)d\lambda$$
2. $\min\{r,t\} = n = 2$, $m \ge 2$	$$\frac{\langle C\rangle_{t,r}}{W} = \int_0^\infty\int_0^\infty\left[\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda_1\right)+\log_2\left(1+\frac{\gamma}{t}\lambda_2\right)\right]\frac{\pi^2}{\hat{\Gamma}_2(m)\hat{\Gamma}_2(2)}\times$$ $$\times\exp\left\{-2mk-(k+1)(\lambda_1+\lambda_2)\right\}(\lambda_1\lambda_2)^{m-2}(\lambda_1-\lambda_2)^2\times$$ $$\times\sum_{l=0}^{\infty}\frac{\left[2mk(k+1)(\lambda_1\lambda_2)^{1/2}\right]^l}{(m)_l\,(l!)^2}P_l\left(\frac{\lambda_1+\lambda_2}{2\sqrt{\lambda_1\lambda_2}}\right)d\lambda_1 d\lambda_2,$$ где $P_n(x) = x^n\ {}_2F_1\left(-\frac{n}{2},\frac{1-n}{2};1;\frac{x^2-1}{x^2}\right)$ – многочлены Лежандра, ${}_2F_1\left(-\frac{n}{2},\frac{1-n}{2};1;x\right) = \sum_{i=0}^{\infty}\left(-\frac{n}{2}\right)_i\left(\frac{1-n}{2}\right)_i\frac{x^i}{(i!)^2}$ – обобщенная гипергеометрическая функция

Выводы

Анализ полученных в статье результатов позволяет сделать следующие выводы:

1. Расчет пропускной способности райсовского канала представляет собой значительно более сложную задачу, чем расчет пропускной способности рэлеевского канала. Поэтому аналитическое выражение в замкнутой форме для точного значения пропускной способности MIMO-систем в каналах с райсовскими замираниями получено только для $n = \min\{r, t\} \le 2$.

2. Поскольку в общем случае точное решение получить не удается, то для $n = \min\{r, t\} > 2$ в качестве оценки пропускной способности используется ее верхняя граница, рассчитанная с помощью неравенства Йенсена.

3. Анализ SIMO- и MISO-систем ($n = \min\{r,t\} = 1$) показывает, что райсовский канал по пропускной способности лишь незначительно превосходит рэлеевский.

4. В общем случае при $k \to \infty$ распределение Райса вырождается в детерминированное распределение с логарифмической зависимостью, что соответствует канальной матрице единичного ранга.

5. Полученные в общем случае результаты на основании анализа верхних границ показывают, что средняя пропускная способность райсовского канала (при неизвестном передатчику факторе Райса k) хуже, чем рэлеевского. Однако при априорной осведомленности передатчика (при известном факторе Райса k), применяя «водонаполняемый» алгоритм, можно оптимизировать распределения мощности между антеннами, что приводит к увеличению пропускной способности. В таком случае пропускная способность райсовского канала всегда превосходит пропускную способность рэлеевского канала.

Авторы выражают благодарность П.Л. Савинскому за ряд ценных замечаний при работе над статьей, что привело к ее существенному улучшению.

Литература

1. *Ратнараджа Т.* Комплексные случайные матрицы и пропускная способность райсовского канала / Т. Ратнараджа, *Р.* Вальянкур, М. Алво // Проблемы передачи информации. – 2005. – Т. 41, вып. 1. – С. 3 – 27.

2. *Ratnarajah T.* Quadratic forms on complex random matrices and multi-antenna channel capacity : Report / T. Ratnarajah, R. Vaillancourt. – University of Ottawa, 2004. – 13 p.

3. *Jayaweera S.* On the capacity of multi antenna systems in the presence of Rician fading / S. Jayaweera, H. Poor // Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. Vancouver, Canada, September 2002. – Pp. 1963 – 1967.

4. *Jayaweera S.K.* On the capacity of multiple antenna systems in Ricean fading / S.K. Jayaweera, H. Poor // IEEE Trans. on Wireless Commun. – 2005. – Vol. 4, № 3. – Pp. 1102 – 1111.

5. *James A.T.* Distributions of matrix variates and latent roots derived from normal samples / A.T. James // Annals of Mathematical Statistics. – 1966. – Vol. 37. – Pp. 468 – 479.

6. *James A.T.* Distributions of matrix variates and latent roots derived from normal samples / A.T. James // Annals of Mathematical Statistics. – 1964. – Vol. 35. – Pp. 475 – 501.

7. *Прудников А.П.* Интегралы и ряды. Дополнительные главы / А.П. Прудников, Ю.А. Брычков, О.И. Маричев. – М. : Наука, 1986. – 800 с.

8. *Constantine A.G.* Some non-central distribution problems in multivariate analysis / A.G. Constantine // Annals of Mathematical Statistics. – December 1963. – Vol. 34. – Pp. 1270 – 1285.

9. Справочник по специальным функциям / под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. – М. : Наука, 1979. – 832 с.

10. *Muirhead R.J.* Expressions for some hypergeometric function of matrix argument with applications / R.J. Muirhead // J. Mult. Anal. – 1975. – Vol. 5. – Pp. 283 – 293.

11. *Суетин П.К.* Классические ортогональные многочлены / П.К. Суетин. – М. : Наука, 1979. – 416 с.

12. *Telatar E.* Capacity of multi-antenna Gaussian channels / E. Telatar // European Transactions on Telecommunications. – Nov./Dec. 1999. – Vol. 10, № 6. – Pp. 585 – 595.

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

14. *Chiani M.* MIMO networks : The effects of interference / M. Chiani , M.Z. Win, H. Shin // IEEE Trans. on Inform. Theory. – 2010. – Vol. 56, № 1. – Pp. 336 – 349.

15. *Taricco G.* On the ergodic capacity of correlated rician fading MIMO channels with interference / G. Taricco, E. Riegler // IEEE Trans. on Inform. Theory. – 2011. – Vol. 57, № 7. – Pp. 4123 – 4136.

Статья поступила в редакцию 20 апреля 2012 г.

УДК 621.391.23

ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ КОМБИНАЦИЙ В SDR РАДИОСТАНЦИЯХ

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

Получена оценка сверху достижимых величин интермодуляционной избирательности и динамического диапазона по блокированию в аналого-цифровых трактах SDR радиостанций. Для оценки используются параметры, приводимые в справочных материалах на микросхемы АЦП. Показано, что без применения цифровой коррекции невозможно получить предельные значения этих двух важнейших параметров одновременно. Рассмотрены методы цифровой коррекции, уменьшающие уровень комбинаций в SDR радиостанциях. Предложен класс размывающих сигналов, обеспечивающий наибольший выигрыш при цифровой коррекции комбинаций.

Ключевые слова: *программно-определяемое радиосредство, SDR, динамический диапазон, цифровая коррекция, размывающий сигнал, цифровая обработка сигналов, радиосвязь, интермодуляционная избирательность, аналого-цифровой тракт.*

DIGITAL CORRECTION OF COMBINATIONS IN SDR-RADIOS

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

The estimation of above achievable values of intermodulation selectivity and dynamic range on blocking in SDR-radio analog-digital paths is received. Parameters that are given in reference materials on ADC-microcircuits are used for estimation. It has been shown that it is impossible to obtain limiting values of two these major parameters simultaneously without using digital correction. Digital correction methods that reduce level of combinations in SDR-radios are considered. The class of dithering signals that provides the greatest benefit in case of combination digital correction is offered.

Key words: *software-defined radio, SDR, dynamic range, digital correction, dithering signal, digital signal processing, radio communication, intermodulation selectivity, analog-digital path.*

Нелинейные свойства аналого-цифровых трактов (АЦТ) современных программно-определяемых радиостанций (SDR, software-defined radio) в основном определяются интегральной нелинейностью аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Величина динамического диапазона по интермодуляции, измеренная двухсигнальным методом [1], как было показано ранее [2], может быть оценена снизу на основании данных об интегральной нелинейности характеристики преобразования АЦП:

$$D_{IM} \geq 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{2}{3 \cdot \delta_L \cdot 2^{-m}}\right), \qquad (1)$$

где δ_L – максимальная интегральная нелинейность АЦП, выраженная в единицах младшего значащего разряда (МЗР);

m – число двоичных разрядов выходного кода АЦП при условии монотонности его передаточной характеристики.

В то же время величина динамического диапазона по блокированию D_b в АЦТ без преобразования частоты может быть найдена по формуле

$$D_b[dB] = SNR - SINAD + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s + 20 \cdot \log_{10}\left(O_f\right), \qquad (2)$$

где SNR (Signal-to-Noise Ratio) – отношение мощности синусоидального сигнала заданного уровня к сумме мощностей всех остальных продуктов преобразования, кроме первых шести гармоник измерительного сигнала и мощности постоянной составляющей, дБ;

SINAD (Signal to Noise And Distortions ratio) – отношение мощности сигнала к сумме мощностей шумов и искажений, при котором измеряется чувствительность АЦТ, дБ;

ΔFs – шумовая полоса, соответствующая полосе основного канала приёма, Гц;

Fd – частота дискретизации входного сигнала АЦП, Гц;

D_s – увеличение шумов АЦП из-за добавления шумов аналогового тракта, дБ;

O_f – коэффициент ограничения блокирующего сигнала.

В радиоприёмных устройствах декаметрового диапазона блокированием в соответствии с [3] называют изменение коэффициента передачи АЦТ при входном сигнале большого уровня (40 дБ·мкВ) при наличии на входе радиоприёмного устройства хотя бы одной радиопомехи. Известно, что относительный коэффициент передачи АЦТ на частоте приёма при блокировании за счёт ограничения блокирующего сигнала равен

$$K_m = 1 - \frac{2 \cdot \arccos\left(\frac{1}{O_f}\right)}{\pi}. \qquad (3)$$

При коэффициенте блокирования $20 \cdot \log_{10}(K_m) = 3$ дБ величина O_f составляет 0.953 дБ.

В радиоприёмных устройствах, работающих вне декаметрового диапазона волн, динамический диапазон по блокированию измеряют по ухудшению отношения сигнал/шум на выходе приёмного тракта [1] на величину $\Delta SINAD$. Ухудшение величины $SINAD$ при блокировании в АЦТ определяется как

$$\Delta SINAD = 10 \cdot \log_{10}\left(1 - \frac{2 \cdot \arccos\left(\frac{1}{O_f}\right)}{\pi}\right). \qquad (4)$$

Для наиболее распространённого случая блокирование измеряется при изменении $\Delta SINAD$ на величину ± 3 дБ, тогда в соответствии с (4) величина $O_f = 3$ дБ. В дальнейших расчётах будем использовать $O_f = 3$ дБ как большую из величин O_f для этих двух методов измерения D_b. При оптимальном согласовании по шумам величина $D_s = 3$ дБ. В таблице приведены оценки величин D_b и D_{IM} для некоторых современных радиочастотных АЦП, применяемых в SDR радиостанциях при приёме сигнала однополосной модуляции с шириной спектра ΔFs=3100 Гц и различной частоте дискретизации Fd в соответствии со столбцом 6 таблицы. Чувствительность АЦТ измерялась при величине $SINAD = 12$ дБ на выходе тракта.

Таблица

Оценка параметров АЦТ на основе серийных микросхем радиочастотных АЦП

АЦП	Год начала производства	Разрядность, бит	SNR [дБ]	δ_L	Fd [кГц]	D_{IM} [дБ]	D_b [дБ]	D_{bIM} [дБ]
1	2	3	4	5	6	7	8	9
AD9643	2011	12	72.0	±3.5	245 760	57.8	106.0	66.9
AD6645	2002	14	75.0	±1.5	98 304	77.2	105.0	86.3
AD9255	2010	14	78.5	±0.9	98 304	81.7	108.5	90.7
AD9650	2011	14	82	±3.0	98 304	71.2	112.0	80.2
AD9642	2011	14	72.2	±3.5	245 760	69.9	106.2	78.9
AD9460	2006	16	78.1	±3.0	98 304	83.3	108.1	92.3
AD9265	2009	16	79.2	±3.0	98 304	83.3	109.2	92.3
AD9467	2010	16	76.4	±3.5	245 760	81.9	110.4	90.9

Из данных, приведённых в таблице, видно, что в среднем потенциально достижимый динамический диапазон по интермодуляции на 30–40 дБ меньше динамического диапазона по блокированию. С уменьшением частоты дискретизации и полосы частот принимаемого сигнала эта разница будет увеличиваться. Однако построение АЦТ таким образом, чтобы он одновременно обеспечивал реализацию величин D_{IM} и D_b, является сложной задачей. Причина этого кроется в механизме проявления интегральной нелинейности АЦП и технологических ограничениях на форму интегральной нелинейности его характеристики преобразования (ХП).

Известно [4], что максимальный уровень помех интегральной нелинейности в общем случае не зависит от уровня входного сигнала АЦП. Эффективное напряжение комбинации третьего

порядка, определяющей величину динамического диапазона по интермодуляции, может быть оценено сверху в соответствии с выражением

$$V_{1-2} \le \frac{3}{8\cdot\sqrt{2}}\delta_L \cdot \frac{V_{p-p}}{2^m}, \qquad (5)$$

где V_{P-P} – максимальный размах входного сигнала АЦП, не вызывающий переполнения.

Среднеквадратическое напряжение комбинации на выходе АЦП в единицах полной шкалы dBFS не превысит величину

$$U_{1-2} \le 20\cdot\log_{10}\left(\frac{3\cdot\delta_L}{4\cdot 2^m}\right). \qquad (6)$$

Оценка снизу возможного напряжения шумов и помех АЦП в вольтах, приведённых к его входу, равна напряжению шума квантования линейного квантователя с нулевой интегральной и дифференциальной нелинейностью:

$$V_q = \frac{\Delta}{2\cdot\sqrt{3}} = \frac{1}{2\cdot\sqrt{3}}\cdot\frac{V_{p-p}}{2^m}. \qquad (7)$$

На выходе АЦП величине (7) соответствует относительный уровень шумов квантования U_q, измеренный в dBFS в нулевой полосе Найквиста с частотами от 0 до $\Omega_f = 0.5$:

$$U_q = 20\cdot\log_{10}\left(\frac{1}{\sqrt{3}\cdot 2^m}\right). \qquad (8)$$

На выходе АЦТ, после фильтра основной селекции, величина U_{1-2} не изменяется, поскольку её спектр полностью попадает в полосу принимаемого сигнала. Мощность шумов квантования уменьшается пропорционально отношению ширины нулевой полосы Найквиста и шумовой полосы фильтра основной селекции. Эффективное напряжение шумов квантования U_q уменьшается от величины (8) до

$$U_q = 20\cdot\log_{10}\left(\frac{1}{\sqrt{3}\cdot 2^m}\cdot\sqrt{\frac{2\cdot\Delta Fs}{Fd}}\right). \qquad (9)$$

Сравнив (6) и (9), получим превышение напряжения комбинации U_{1-2} над шумами квантования на выходе АЦТ в дБ:

$$\frac{U_{1-2}}{U_q} = 20\cdot\log_{10}\left(\frac{3\cdot\sqrt{3}\cdot\delta_L}{4}\right) + 10\cdot\log_{10}\left(\frac{Fd}{2\cdot\Delta Fs}\right). \qquad (10)$$

Например, для АЦТ на основе AD9642 с параметрами из таблицы величина комбинации превысит напряжение шума квантования более чем на 59 дБ.

В реальных АЦП совокупная величина помех преобразования, конечно, больше, чем оценка снизу (7). Производители микросхем уровень помех в полной полосе характеризуют параметром SNR. Минимальное значение этого параметра, приводимое в справочной информации на АЦП, фактически является оценкой сверху для уровня собственных помех преобразователя. По известной величине SNR, напряжение помех, приведённое к входу АЦП, легко найти по формуле

$$V_n' = \frac{V_{p-p}}{2\cdot\sqrt{2}}\cdot 10^{-\frac{SNR}{20}}. \qquad (11)$$

Тогда результирующее значение собственных помех на входе V_n, пересчитанное к полосе пропускания фильтра основной селекции АЦТ, может находиться в следующих пределах:

$$\frac{1}{\sqrt{3}\cdot 2^m}\cdot\sqrt{\frac{2\cdot\Delta Fs}{Fd}} \le V_n \le \frac{V_{p-p}}{2\cdot\sqrt{2}}\cdot 10^{-\frac{SNR}{20}}\cdot\sqrt{\frac{2\cdot\Delta Fs}{Fd}}. \qquad (12)$$

Отношение величины U_{1-2} к верхней оценке напряжения помех АЦП составит

$$\frac{U_{1-2}}{U_n} = 20\cdot\log_{10}\left(\frac{3}{2\cdot\sqrt{2}}\cdot\frac{\delta_L}{2^m}\right) + SNR + 10\cdot\log_{10}\left(\frac{Fd}{2\cdot\Delta Fs}\right). \qquad (13)$$

Для АЦТ на основе микросхемы AD9642 с параметрами из таблицы величина выражения (13) составит 42.2 дБ. Таким образом, эффективное значение комбинации в полосе основного канала приёма в таком АЦТ может превышать напряжение шумов АЦП на величину от 42.2 дБ.

Зависимость уровня комбинации от величины помехи определяется формой нелинейности ХП АЦП. Производители микросхем прилагают серьёзные усилия для уменьшения уровня комбинаций. Так, при максимальном уровне входного двухтонового сигнала (–1 dBFS в пике огибающей) производитель AD9642 приводит типовое значение комбинации U_{1-2} = –89 dBFS при работе в нормальных условиях, что на 29.2 дБ превосходит уровень помех в полосе 3.1 кГц и меньше оценки (13) на 13 дБ.

Однако при расчёте АЦТ разумнее ориентироваться на полученные ранее оценки, поскольку производитель часто не приводит информацию о том, какой процент микросхем обеспечивает параметры по уровню комбинаций не хуже, чем типовое значение, и как изменяется типовое значение в полном температурном диапазоне АЦП. В то же время максимальная величина интегральной нелинейности, на основе которой вычисляется оценка (13), гарантируется со 100 % проверкой поставляемых приборов, причём этот параметр приводится как в нормальных условиях, так и во всём диапазоне рабочих температур микросхемы.

Многочисленные экспериментальные измерения подтвердили, что при уменьшении величины помехи уровень комбинации U_{1-2} в АЦП меняется по сложному закону, причём максимальный уровень комбинации не обязательно соответствует максимальному напряжению бигармонического измерительного сигнала. Если АЦТ рассчитывается по критерию оптимального согласования АЦП и аналоговой части тракта по шумам, то величина динамического диапазона по интермодуляции, измеренная в соответствии с [1], может составить не более 20–40 дБ, что не может считаться приемлемым для современной SDR аппаратуры. Причина таких результатов – высокий порядок полинома, аппроксимирующего нелинейность ХП АЦП. Уже при относительно малых амплитудах бигармонической помехи (–80…–50 dBFS) величина комбинации достигает своего номинального значения и при дальнейшем увеличении амплитуды помехи меняется слабо. На рис. 1 показана типовая для современных многоступенчатых радиочастотных АЦП с конвейерной архитектурой (pipelined architecture) зависимость амплитуды комбинации U_{1-2} от амплитуды помехи.

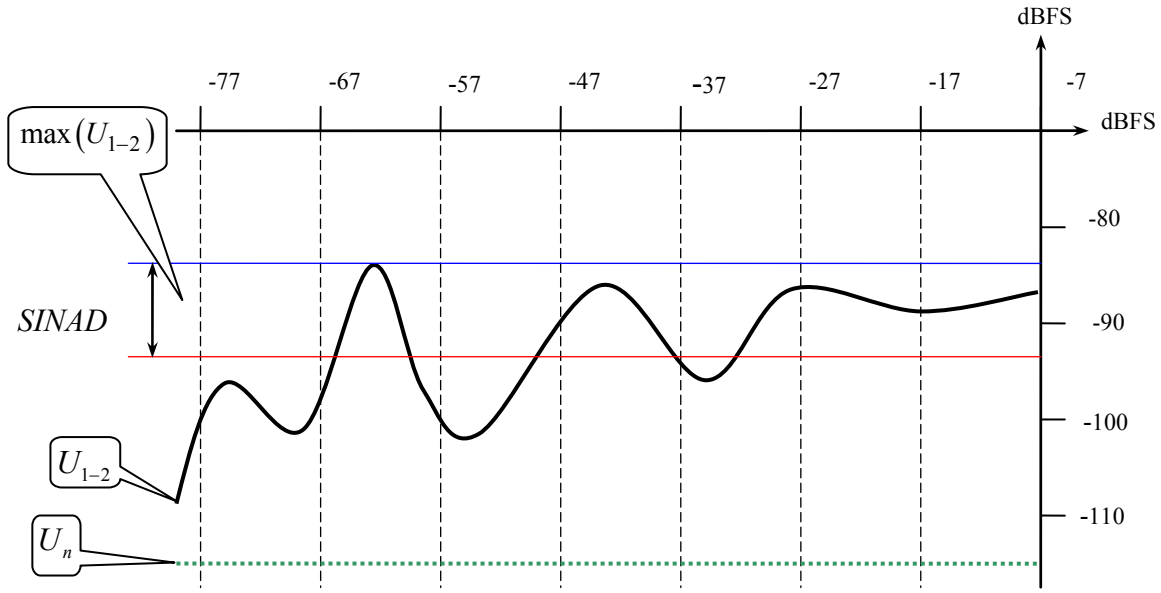


Рис. 1. Типовая зависимость уровня комбинации U_{1-2} от амплитуды помехи

На вертикальной оси на рис. 1 в единицах от полной шкалы (dBFS) выходного сигнала АЦТ отображено:

– эффективное значение комбинации U_{1-2} на выходе АЦТ;

– уровень шумов и помех АЦП в полосе основного канала приёма U_n;

– максимальный уровень комбинации $\max(U_{1-2})$ на выходе АЦТ;

– уровень шумов на выходе АЦТ, необходимый для обеспечения интермодуляционной избирательности.

На горизонтальной оси на рис. 1 в единицах от полной шкалы (dBFS) выходного сиг-

нала отображен уровень бигармонического сигнала, порождающего комбинацию 1–2, при равных амплитудах составляющих бигармонического сигнала.

Из типового графика на рис. 1 следует, что классические методы обеспечения интермодуляционной избирательности, хорошо изученные применительно к аналоговым радиоприёмным устройствам, не вполне применимы к АЦТ SDR радиостанций. Причиной этого являются принципиально различные физические эффекты, порождающие комбинации, и различные законы изменения их уровня в зависимости от уровня помех.

В отличие от аналоговых радиоприёмных устройств в АЦТ возможны три метода увеличения интермодуляционной избирательности.

Первый метод заключается в увеличении уровня шума на входе АЦП до уровня, обеспечивающего в худшем случае при $U_{1-2} = \max(U_{1-2})$ требуемое отношение SINAD на выходе АЦТ. Увеличение шума не изменяет уровень максимального сигнала и приводит к уменьшению динамического диапазона АЦТ по блокированию. Если величины SINAD, при которых изменяется чувствительность и динамический диапазон по интермодуляции (двухтоновый метод), равны, то величина динамического диапазона по блокированию D_{bIM} при обеспечении интермодуляционной избирательности на уровне D_{IM} составит

$$D_{bIM} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot O_f \cdot 2^n}{3 \cdot \delta_L}\right). \qquad (14)$$

В таблице (столбец 9) приведены значения D_{bIM} для АЦТ, использующих современные микросхемы радиочастотных АЦП.

Основным недостатком рассмотренного метода обеспечения D_{IM} является существенное уменьшение динамического диапазона по блокированию. Даже для лучших АЦП уменьшение D_b в среднем составляет ≈ 20 дБ.

Второй метод обеспечения D_{IM} достаточно хорошо описан в литературе [5, 6]. Он требует существенных аппаратных затрат и позволяет уменьшить уровень комбинаций на 8– 12 дБ от исходного уровня.

Третий метод заключается в направленном изменении статистических и спектральных характеристик помех, возникающих при прохождении сигнала через нелинейный АЦП, при помощи вспомогательного размывающего сигнала. Добавление размывающего сигнала к преобразуемому сигналу перед АЦП позволяет уменьшить корреляцию преобразованного сигнала, шума квантования и продуктов нелинейности на выходе АЦП. Уменьшение корреляции сопровождается изменением спектральных характеристик помех и приводит к увеличению ширины их спектра. Дальнейшая обработка приводит к уменьшению мощности продуктов нелинейности, попадающих в полосу основного канала приёма. Таким образом, добавление размывающего сигнала до нелинейного АЦП с последующим уменьшением энергии помех нелинейности при обработке цифрового сигнала, также как и метод 2, является разновидностью цифровой коррекции.

В общем случае все разновидности третьего метода [7] можно разделить на 2 группы по взаимному расположению спектров принимаемого и размывающего сигнала. К первой группе будем относить случаи, когда спектры принимаемого сигнала и размывающего сигнала частично или полностью перекрываются, например если спектр размывающего сигнала имеет равномерную спектральную плотность и занимает всю нулевую полосу Найквиста. На рис. 2 приведена структурная схема АЦТ с таким размывающим сигналом в полосе принимаемого сигнала.

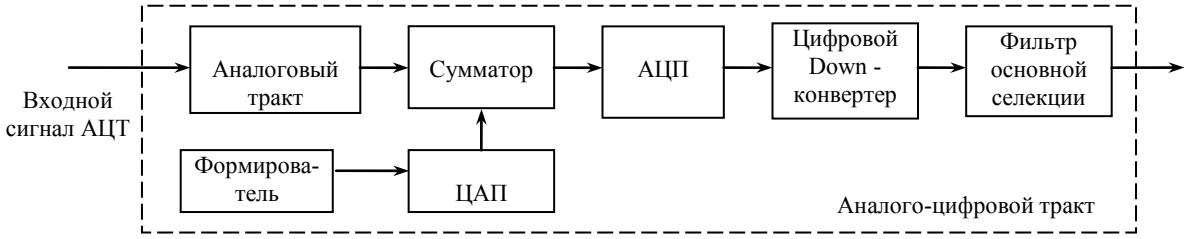


Рис. 2. Применение размывающего сигнала в полной полосе частот

Поскольку размывающий сигнал после АЦП остаётся в полосе полезного сигнала, то его эффективное значение на входе АЦП должно быть достаточно малым, чтобы не ухудшать величину SNR после преобразования в цифровую форму. Суммарное напряжение шумов аналоговой части АЦТ и собственных помех преобразования найдём как

$$V_b = \frac{V_{p-p}}{2\cdot\sqrt{2}}\cdot 10^{\left(-\frac{SNR-D_s}{20}\right)}. \qquad (15)$$

Тогда, задав допустимое уменьшение величины SNR за счёт размывающего сигнала K_d в дБ, $K_d \geq 0$, можно найти максимально допустимое эффективное напряжение размывающего сигнала:

$$V_d = \frac{V_{p-p}\cdot\sqrt{10^{\frac{K_d}{10}}-1}}{2\cdot\sqrt{2}}\cdot 10^{\left(-\frac{SNR-D_s}{20}\right)}. \qquad (16)$$

Например, для АЦТ на основе микросхемы AD6645 при D_s=3 дБ, K_d=1 дБ максимально допустимая величина V_d составит 99.4 мкВ или 0.74 EMP.

Размывающий сигнал с эффективным значением меньше 1 МР называют сигналом малой амплитуды или малоразрядным. Такой сигнал уменьшает уровень побочных составляющих на определенных частотах, которые вносятся в сигнал в процессе аналого-цифрового преобразования вследствие ошибок квантования. Малоразрядный размывающий сигнал устраняет группирование ошибок квантования по частотам (обеляет спектр шумов квантования) и обеспечивает уменьшение корреляции между сигналом и помехами дифференциальной нелинейности и шумом квантования. Заметного влияния на уровни гармоник и комбинаций такие размывающие сигналы не оказывают. Применение схемы на АЦТ (рис. 2) имеет теоретическое значение, поскольку роль малоразрядного размывающего сигнала успешно выполняют шумы аналоговой части АЦТ.

Более совершенная схема, также относящаяся к первой группе, приведена на рис. 3. В ней размывающий сигнал, сформированный в цифровом виде генератором, поступает на вход ЦАП, на выходе которого в аналоговом виде суммируется с выходным сигналом аналогового тракта перед подачей на вход АЦП. Одновременно в цифровом виде этот же размывающий сигнал с выхода генератора вычитается из выходного сигнала АЦП. Амплитудные и фазовые искажения в аналоговой части тракта формирования и прохождения размывающего сигнала, ошибки при его цифро-аналоговом и последующем аналого-цифровом преобразовании не позволяют полностью скорректировать размывающий сигнал, но позволяют при тех же потерях SNR значительно увеличить его допустимую величину по сравнению с сигналом в схеме на рис. 2.

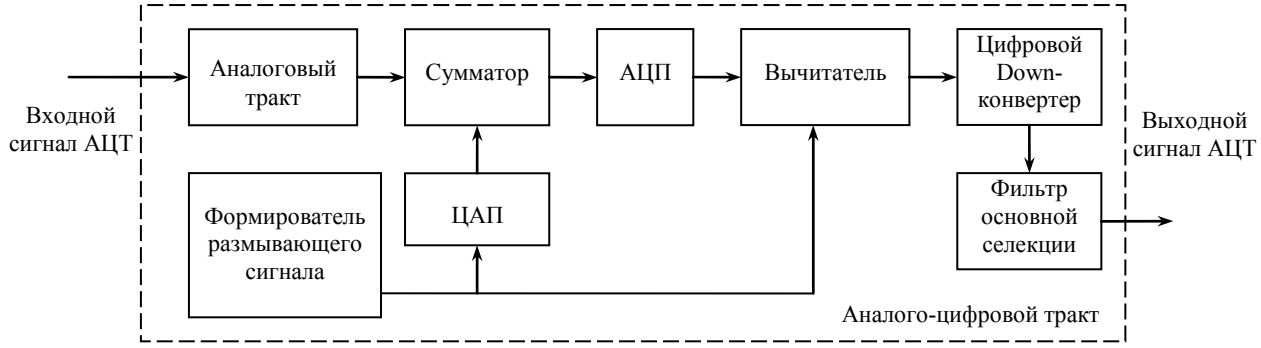


Рис. 3. Применение размывающего сигнала с вычитанием в полной полосе частот

Схема на рис. 3 позволяет вводить и при дальнейшей обработке удалять размывающий сигнал при отсутствии ограничений на форму и спектральные характеристики преобразуемого сигнала, что обусловило широкое использование этой схемы внутри микросхем АЦП. Увеличение амплитуды размывающего сигнала в схеме на рис. 3 позволяет усреднять интегральную нелинейность характеристики преобразования АЦП высокого порядка. Примером серийных приборов с размывающим сигналом по схеме на рис. 3 могут служить АЦП типа AD9255 и AD9258. Погрешности двойного ЦАП-АЦП преобразования размывающего сигнала ухудшают величину

SNR АЦП, поэтому ряд ведущих фирм, таких как Analog Devices, Linear Technologies, выпускает АЦП с отключаемым встроенным размывающим сигналом, предоставляя потребителям возможность выбирать между динамическим диапазоном по блокированию и интермодуляционной избирательностью.

Ко второй группе будем относить те реализации третьего метода, в которых спектры принимаемого сигнала и размывающего сигнала не перекрываются и есть возможность построить фильтры по входу и выходу АЦТ, исключающие прямое прохождение размывающего сигнала в основной канал приёма. Пример такой блок-схемы АЦТ показан на рис. 4.

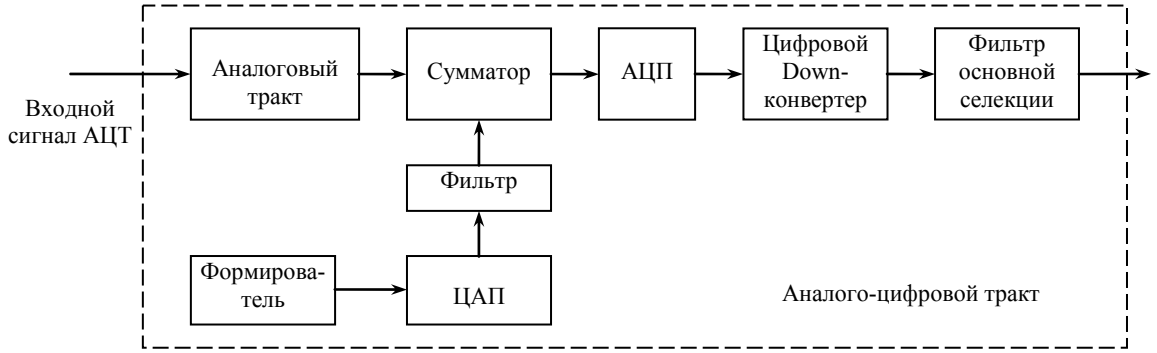


Рис. 4. Применение размывающего сигнала за пределами принимаемой полосы частот

Размывающий сигнал с ограниченным спектром формируется в цифровом виде формирователем и поступает на ЦАП. Далее он проходит через фильтр, который восстанавливает аналоговый сигнал из отсчётов и обеспечивает минимальный уровень помех вне полосы частот размывающего сигнала.

В радиочастотных АЦТ в начале частотного диапазона, то есть в окрестностях нулевой частоты, и в его конце, т. е. в окрестностях частоты $\frac{Fd}{2}$, существуют не используемые для приёма сигналов области частот. Наличие этих защитных интервалов на частотной оси обусловлено необходимостью обеспечивать избирательность по зеркальным каналам приёма и невозможностью реализации аналоговых антиалиасинговых фильтров с нулевой переходной полосой. Эти свободные от принимаемого сигнала частотные полосы и должны использоваться для размывающих сигналов.

Суммарная ошибка, порождаемая дифференциальной нелинейностью и интегральной нелинейностью ХП АЦП, может быть найдена путем интегрирования произведения функций распределения вероятности входного сигнала и ошибок ХП по апертуре входного сигнала [4]. Уровни гармоник и комбинаций зависят от вероятности попадания отсчетов сигнала в участки ХП с плохой дифференциальной или интегральной нелинейностью.

В многоступенчатых конвейерных АЦП преобразование аналогового сигнала в цифровой осуществляется последовательно в несколько выполняемых стадий. Например, двухэтапный конвейерный АЦП осуществляет преобразование в две стадии. Первый преобразователь выполняет грубое преобразование. Получившаяся переведенная в цифровую форму выборка первой ступени преобразуется в аналоговое напряжение и вычитается из входного сигнала. Разностный сигнал масштабируется и подается на вход АЦП второй ступени, который выполняет преобразование разностного сигнала. Результаты АЦП первой и второй ступеней объединяются и образуют выходной код с полной разрешающей способностью. Таким образом, диапазон второго АЦП используется много раз в полном диапазоне результирующего АЦП; ошибки интегральной и дифференциальной нелинейности в передаточной функции второго АЦП повторяются с промежутками в $2N$, где N – разрядность АЦП первого этапа. Так как эти ошибки при изменении преобразуемого сигнала повторяются, увеличивается и порядок описывающей их нелинейности. В серийных радиочастотных АЦП количество ступеней колеблется от 3 до 7.

С математической точки зрения влияние размывающего сигнала на комбинации можно описать следующим образом. В отсутствие размывающего сигнала участок ХП АЦП, соответствующий апертуре преобразуемого сигнала, представим в виде степенного полинома вида

$$f(s) = b_0 + \sum_{j=1}^{k} b_j \cdot s^j , \qquad (17)$$

где s – преобразуемый сигнал на входе безынерционного нелинейного элемента;

b – коэффициенты при соответствующих степенях переменной;

k – степень полинома, определяемая как количество интервалов квантования в апертуре преобразуемого сигнала. Добавление к преобразуемому сигналу внеполосного размывающего сигнала $s_d(t)$ приводит к перемещению апертуры преобразуемого сигнала по ХП АЦП в соответствии с мгновенной величиной $s_d(t)$. Это приводит к тому, что коэффициенты полинома b_{j} становятся функциями от $s_d(t)$, и выражение (17) можно записать в виде

$$f(s) = b_0(s_d(t)) + \sum_{\text{j}=1}^{k} b_{\text{j}}(s_d(t)) \cdot s^{\text{j}} . \qquad (18)$$

Ранее полученное в [2] выражение для амплитуды комбинации a_{1-2}, соответственно, можно записать как

$$a_{1-2} = \frac{3}{32} b_3(s_d(t)) \cdot A^3 + \frac{25}{256} b_5(s_d(t)) \cdot A^5 + \\ + \frac{735}{8192} b_7(s_d(t)) \cdot A^5 + \frac{1323}{16384} b_9(s_d(t)) \cdot A^9 + \\ + \frac{38115}{524288} b_{11}(s_d(t)) \cdot A^{11} \cdots \qquad (19)$$

Из выражений (18) и (19) следует несколько важных заключений.

1. Введение размывающего сигнала в общем случае не влияет на суммарную энергию продуктов нелинейности на выходе АЦП, оно изменяет их спектральный состав.

2. При ширине полосы спектра размывающего сигнала большей, чем полоса принимаемого сигнала, энергия комбинаций на выходе АЦТ уменьшается пропорционально отношению полос размывающего и принимаемого сигнала.

3. Эффективность размывающего сигнала уменьшается при апертуре размывающего сигнала, равной апертуре принимаемого сигнала или меньшей ее.

Исходя из (18) и (19), наибольшей эффективностью при прочих равных параметрах будет обладать размывающий сигнал с равномерной или близкой к равномерной спектральной плотностью. Кроме полосы частот, важнейшими параметрами размывающего сигнала являются амплитуда и закон распределения мгновенных значений.

Поскольку ширина спектра размывающего сигнала всегда значительно превышает полосу частот основного канала приёма, непосредственное измерение амплитуды размывающего сигнала на выходе АЦТ невозможно. В то же время для проверки правильности функционирования цепей формирования размывающего сигнала делать это измерение необходимо на каждом экземпляре АЦТ.

Фактическое значение амплитуды может быть найдено в соответствии со следующей оригинальной методикой. Сначала в АЦТ отключают формирователь размывающего сигнала. Затем на частоте настройки подают от генератора высокочастотных сигналов на вход АЦТ немодулированный гармонический сигнал. Увеличивая его амплитуду, добиваются начала переполнения в АЦТ. Измеряют уровень выходного сигнала АЦТ U_o, соответствующий величине 1 FS на выходе АЦП. Затем включают формирователь размывающего сигнала и начинают уменьшать амплитуду входного сигнала АЦТ до тех пор, пока не прекратится ограничение сигнала в АЦП. Измеряют уровень выходного сигнала АЦТ U_1, соответствующий максимальному неограниченному сигналу на выходе АЦП при включенном формирователе размывающего сигнала. Далее по формуле

$$V_d = \frac{V_{p-p}}{2} \cdot \left(1 - \frac{U_1}{U_0}\right) \qquad (20)$$

рассчитывают амплитуду V_d размывающего сигнала в вольтах на входе АЦП.

Закон распределения мгновенных значений размывающего сигнала, наряду с амплитудой, определяет степень размытия продуктов нелинейности. Поскольку никаких ограничений, кроме максимальной величины интегральной и дифференциальной нелинейности, на закон распределения нелинейности по ХП производите-

лями АЦП не налагается, то оптимальное решение заключается в обеспечении равной плотности вероятности мгновенных значений в апертуре суммы принимаемого и размывающего сигнала. Плотность вероятности суммы двух независимых источников сигнала является свёрткой функций плотности вероятности каждого из источников. В рассматриваемом случае один источник – это бигармонический сигнал, используемый при измерении интермодуляционной избирательности. Второй источник – размывающий сигнал. Для достижения максимального эффекта от применения размывающих сигналов в АЦТ необходимо обеспечить максимально приближенную к равномерной плотность вероятности суммы принимаемого и размывающего сигнала при изменении амплитуды принимаемого сигнала на 40–60 дБ. В поиске распределения размывающего сигнала, обеспечивающего это условие, и заключалась основная сложность. В известных источниках [8, 9] такие случаи не рассматривались. Результат был получен путём деконволюции известного распределения мгновенных значений бигармонического сигнала различной амплитуды и равномерного распределения с заданием допусковых полей. Наиболее близким к полученному результату оказалось мультимодальное симметричное распределение с равной вероятностью каждой моды.

На рис. 5 приведены типовые зависимости величины комбинации U_{1-2} от уровня бигармонического измерительного сигнала, отложенного по горизонтальной оси. Кривая 1 соответствует отсутствию размывающего сигнала. Кривая 2 соответствует добавлениию внеполосного размывающего сигнала с мультимодовым распределением мгновенных значений. Его амплитуда выбрана из условия уменьшения напряжения ограничения АЦТ на 1 дБ. Как следует из приведённого на рис. 5 графика, наибольшее влияние размывающий сигнал оказывает в области, где его апертура значительно больше апертуры измерительного сигнала.

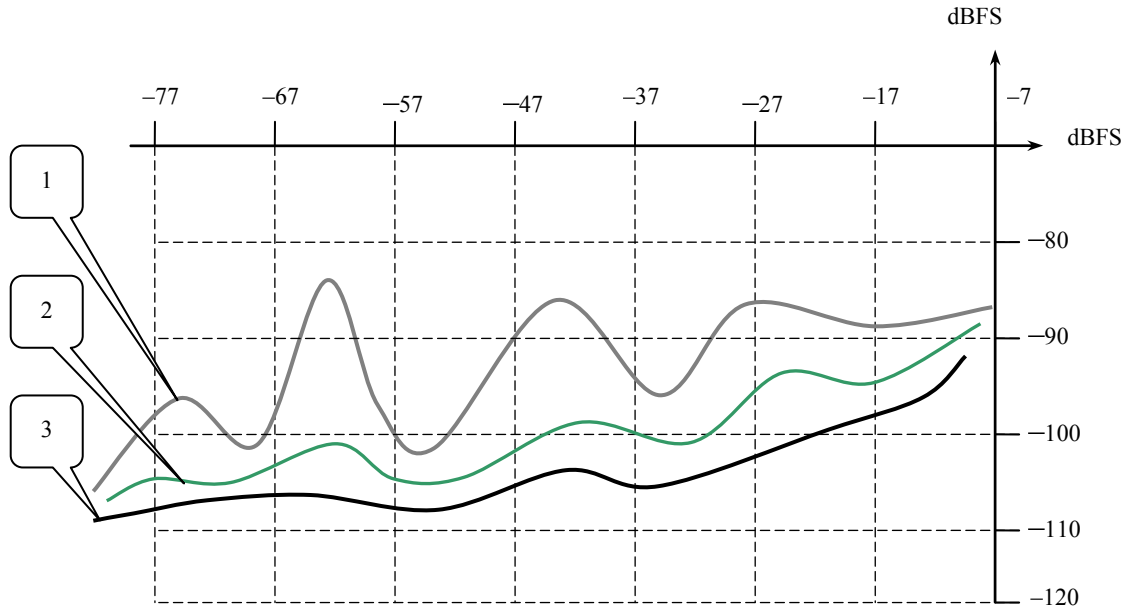


Рис. 5. Влияние амплитуды размывающего сигнала на величину U_{1-2}

Результат дальнейшего увеличения амплитуды размывающего сигнала представлен графиком 3 на рис. 5. Увеличение амплитуды сопровождается уменьшением напряжения комбинаций. Амплитуда размывающего сигнала, соответствующего графику 3, выбрана из условия уменьшения напряжения ограничения АЦТ на 3 дБ.

В результате проведённых экспериментов было подтверждено, что при равной амплитуде размывающих сигналов к наилучшим результатам приводит использование размывающего сигнала с мультимодальным распределением плотности вероятности мгновенных значений.

Возможно, к положительным результатам приводит одновременное применение всех

трёх рассмотренных в статье методов увеличения интермодуляционной избирательности, поскольку они добиваются одной цели, используя различные и не связанные между собой физические эффекты. Совместное применение всех трёх методов позволяет получить лучшие результаты по сравнению с применением одного или двух из них.

Выводы

Получена оценка сверху достижимых величин интермодуляционной избирательности и динамического диапазона по блокированию в аналого-цифровых трактах SDR радиостанций. Показано, что без применения цифровой коррекции невозможно получить одновременно предельные значения этих двух важнейших параметров.

Применение размывающих сигналов для увеличения интермодуляционной избирательности позволяет расширить спектр комбинаций за счёт уменьшения корреляции между сигналом-помехой и продуктами, возникающими вследствие нелинейности. В процессе последующей фильтрации полосы частот принимаемого сигнала происходит улучшение интермодуляционной избирательности приёмного тракта за счёт уменьшения энергии продуктов нелинейности, попадающих в полосу принимаемого сигнала. Разработана оригинальная методика, позволившая контролировать амплитуду размывающего сигнала на входе АЦП.

Предложенный автором класс размывающих сигналов и методика его применения для уменьшения энергии комбинаций применены в ряде серийно выпускаемых изделий ДКМВ диапазона, что позволило увеличить интермодуляционную избирательность без уменьшения динамического диапазона по блокированию на 15 – 20 дБ в зависимости от частоты настройки радиоприёмника.

Литература

1. ГОСТ РВ 52225 – 2004. Радиоприёмники. Методы измерений и контроля характеристик частотной избирательности. – М. : Изд-во стандартов, 2004. – 42 с.

2. *Маковий В.А.* Нелинейные искажения и интермодуляционная избирательность в аналого-цифровых трактах ДКМВ диапазона / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи. – 2012 – № 2. – С. 83–94.

3. ГОСТ Р 52016 – 2003. Приёмники магистральной радиосвязи гектометрового–декаметрового диапазона волн. Параметры, общие технические требования и методы измерений. – М. : Изд-во стандартов, 2004. – 40 с.

4. *Маковий В.А.* Имитационное моделирование широкополосного аналого-цифрового тракта программно-определяемых радиоустройств / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи. – 2011. – № 2. – С. 57 – 68.

5. *Маковий В.А.* Расширение динамического диапазона реальных АЦП с помощью цифровой коррекции / В.А. Маковий // Радиотехника. – 1990. – № 6. – С. 24 – 27.

6. А.с. 1541778. МКИ НО3М 1/10. Аналого-цифровой преобразователь / В.А. Маковий. – Регистрация 8.10.89 ; опубл. 07.02.90, бюл. № 5. – 5 с.

7. *Kester W.* The Good, the Bad, and the Ugly Aspects of ADC Input Noise : Is No Noise Good Noise? / W. Kester // Analog Dialogue. – Vol. 40, № 1. Analog Devices. – 2006. – Pp. 13 – 17.

8. *Wannamaker R.* «The Theory of Dithered Quantization» / R. Wannamaker // Ph. D. Thesis, Dept. of Applied Mathematics, Univ. of Waterloo, Waterloo, ON, Canada, July 1997.

9. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов : пер с англ. / Р. Лайонс. – 2-е изд. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

Статья поступила в редакцию 11 мая 2012 г.

УДК 621.391.827

РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ РАДИОПРИЁМНИКА СВЯЗИ, НЕ ВОСПРИНИМАЮЩЕГО РАДИОПОМЕХИ

И.П. Сивоконь, к.т.н., тел.: 861-277-56-73
А.И. Мушенко, нач. сектора, тел.: 861-252-11-12
ЗАО «ОКБ «Икар», г. Краснодар

Приведены расчётные формулы и предложена методика определения параметров радиоприёмника связи, при которых в условиях заданной электромагнитной обстановки не создаются недопустимые непреднамеренные помехи от соседних радиопередатчиков.

***Ключевые слова**: радиоприемник связи, выбор параметров, восприимчивость к помехе, непреднамеренная помеха, соседний радиопередатчик.*

PARAMETER CALCULATION OF THE RECEIVER THAT IS NOT INFLUENCED BY RADIOINTERFERENCE

I.P. Sivokon, candidate of technical sciences, tel.: 861-277-56-73
A.I. Mushenko, head of sector, tel.: 861-252-11-12
«Icar» Development Center» Closed Corporation (Krasnodar)

This article contains design formulas; the selection method of the working frequencies (on which objectionable interference do not influence the neighboring radio receiver) for several simultaneously working radio receivers is suggested.

***Key words:** communication receiver, parameters choice, interference sensitivity, unintended interference, adjacent radiotransmitter.*

Любой радиоприёмник (РПМ), входящий в состав приёмопередающей системы связи, подвергается воздействию непреднамеренных радиопомех, исходящих от расположенных по соседству радиопередающих устройств (РПД). Радиопомехи от РПД, как правило, проникают к индикатору РПМ через комбинационные каналы приёма (ККП), формирующиеся в первом смесителе РПМ [1, 2] в результате взаимодействия гармоник первого гетеродина и гармоник помех. Одним из способов борьбы с такими радиопомехами является рациональный выбор параметров РПМ (частоты настройки $f_н$ и первой промежуточной частоты F_1), при которых не образуются опасные ККП. В работе [3] рассмотрено взаимодействие образующихся в первом смесителе РПМ гармоник первого гетеродина ($f_г$) и гармоник пяти одновременно излучаемых внешних помеховых сигналов от соседних РПД, работающих на частотах $f_{п1} \div f_{п5}$. Приведена система уравнений, описывающих условия образования ККП, если $f_н > F_1, F_1 < f_{п1}, f_{п2} > F_1, F_1 < f_{п3}, f_{п4} > F_1, F_1 < f_{п5}$. Если заданы рабочие частоты пяти создающих помехи РПД, то из этих уравнений могут быть вычислены параметры РПМ, при которых помехи не смогут пройти к индикатору РПМ через ККП. Рассмотрим случай, когда частота первого гетеродина РПМ равна

$$f_г = f_н + F_1 \qquad (1)$$

и предложена последовательность расчёта параметров РПМ, не воспринимающего воздействие радиопомех на заданных частотах ($f_п$):

1. Из уравнений № 6, 7, 8…15, описывающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник двух помеховых сигналов, могут быть найдены поражённые (недопустимые) значения первой промежуточной частоты РПМ:

$$\left.\begin{aligned} F_1^* &= |p_1 f_{п1} - p_2 f_{п2}|; \\ F_1^* &= |p_1 f_{п1} - p_3 f_{п3}|; \\ F_1^* &= |p_1 f_{п1} - p_4 f_{п4}|; \\ F_1^* &= |p_1 f_{п1} - p_5 f_{п5}|; \\ F_1^* &= |p_2 f_{п2} - p_3 f_{п3}|; \\ F_1^* &= |p_2 f_{п2} - p_4 f_{п4}|; \\ F_1^* &= |p_2 f_{п2} - p_5 f_{п5}|; \\ F_1^* &= |p_3 f_{п3} - p_4 f_{п4}|; \\ F_1^* &= |p_3 f_{п3} - p_5 f_{п5}|; \\ F_1^* &= |p_4 f_{п4} - p_5 f_{п5}|, \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

где p_k – номер гармоники помехового сигнала от k-го РПД.

2. Из уравнений № 16, 17, 18…35, описы-

вающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник трёх помеховых сигналов, определяются новые поражённые значения первой промежуточной частоты РПМ:

$$\left.\begin{aligned}
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} - p_2 f_{\text{п}2} \pm p_3 f_{\text{п}3}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} + p_2 f_{\text{п}2} - p_3 f_{\text{п}3}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} - p_2 f_{\text{п}2} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} + p_2 f_{\text{п}2} - p_4 f_{\text{п}4}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} - p_2 f_{\text{п}2} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} + p_2 f_{\text{п}2} - p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} - p_3 f_{\text{п}3} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} + p_3 f_{\text{п}3} - p_4 f_{\text{п}4}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} - p_3 f_{\text{п}3} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} + p_3 f_{\text{п}3} - p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} - p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_1 f_{\text{п}1} + p_4 f_{\text{п}4} - p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_2 f_{\text{п}2} - p_3 f_{\text{п}3} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_2 f_{\text{п}2} + p_3 f_{\text{п}3} - p_4 f_{\text{п}4}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_2 f_{\text{п}2} - p_3 f_{\text{п}3} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_2 f_{\text{п}2} + p_3 f_{\text{п}3} - p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_2 f_{\text{п}2} - p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_2 f_{\text{п}2} + p_4 f_{\text{п}4} - p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_3 f_{\text{п}3} - p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right|;\\
F_1^* &= \left|p_3 f_{\text{п}3} + p_4 f_{\text{п}4} - p_5 f_{\text{п}5}\right|.
\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

3. Из уравнений № 36, 37, 38…70, описывающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник четырёх помеховых сигналов, могут быть аналогичным образом найдены новые поражённые значения первой промежуточной частоты РПМ (F_1^*).

4. Из уравнений № 71, 72, 73…85, описывающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник пяти помеховых сигналов, могут быть аналогичным образом найдены новые поражённые значения первой промежуточной частоты РПМ (F_1^*).

5. По результатам расчётов F_1^* по приведённым выше пунктам 1÷4 выбирается значение первой промежуточной частоты РПМ $F_1 \neq F_1^*$.

6. Из уравнений №1÷5, описывающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник одного помехового сигнала с гармониками гетеродина, с учётом формулы (1) определяются поражённые (недопустимые) значения частоты настройки РПМ:

$$\left.\begin{aligned}
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(p_1 f_{\text{п}1} \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(p_2 f_{\text{п}2} \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(p_3 f_{\text{п}3} \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(p_4 f_{\text{п}4} \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(p_5 f_{\text{п}5} \pm F_1\right) - F_1;
\end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

где n – номер гармоники гетеродина, взаимодействующей с помехой.

7. Из уравнений № 6а, 7а, 8а…15а, описывающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник двух помеховых сигналов с гармониками гетеродина, с учётом формулы (1) рассчитываются новые значения поражённых частот настройки РПМ:

$$\left.\begin{aligned}
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} \pm p_2 f_{\text{п}2}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} \pm p_3 f_{\text{п}3}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} \pm p_3 f_{\text{п}3}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_3 f_{\text{п}3} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_3 f_{\text{п}3} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^* &= \frac{1}{n}\left(\left|p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;
\end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

8. Из уравнений № 16а, 17а, 18а…35а, опи-

сывающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник трёх помеховых сигналов с гармониками гетеродина, с учётом формулы (1) рассчитываются новые значения поражённых частот настройки РПМ:

$$\left.\begin{aligned}
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} - p_2 f_{\text{п}2} \pm p_3 f_{\text{п}3}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} + p_2 f_{\text{п}2} \pm p_3 f_{\text{п}3}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} - p_2 f_{\text{п}2} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} + p_2 f_{\text{п}2} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} - p_2 f_{\text{п}2} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} + p_2 f_{\text{п}2} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} - p_3 f_{\text{п}3} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} + p_3 f_{\text{п}3} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} - p_3 f_{\text{п}3} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} + p_3 f_{\text{п}3} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} - p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_1 f_{\text{п}1} + p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} - p_3 f_{\text{п}3} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} + p_3 f_{\text{п}3} \pm p_4 f_{\text{п}4}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} - p_3 f_{\text{п}3} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} + p_3 f_{\text{п}3} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} - p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_2 f_{\text{п}2} + p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_3 f_{\text{п}3} - p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;\\
f_{\text{н}}^{*} &= \frac{1}{n}\left(\left|p_3 f_{\text{п}3} + p_4 f_{\text{п}4} \pm p_5 f_{\text{п}5}\right| \pm F_1\right) - F_1;
\end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

9. Из уравнений № 36а, 37а, 38а…70а, описывающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник четырёх помеховых сигналов с гармониками гетеродина, с учётом формулы (1) аналогичным образом могут быть рассчитаны новые значения поражённых частот настройки РПМ ($f_{\text{н}}^{*}$).

10. Из уравнений № 71а, 72а, 73а…85а, описывающих [3] взаимодействие в первом смесителе гармоник пяти помеховых сигналов с гармониками гетеродина, с учётом формулы (1) аналогичным образом могут быть рассчитаны новые значения поражённых частот настройки РПМ ($f_{\text{н}}^{*}$).

11. В результате расчётов по вышеперечисленным пунктам 6÷10 выбираются частоты настройки РПМ $f_{\text{н}} \neq f_{\text{н}}^{*}$.

Следует отметить, что выражения, аналогичные приведённым выше (2)÷(6), могут быть получены и для случая, когда частота первого гетеродина РПМ определяется не формулой (1), а равна

$$f_{\text{г}} = f_{\text{н}} - F_1. \qquad (7)$$

Если число одновременно работающих РПД, способных создавать помехи радиоприёму, более пяти, то система уравнений, приведённая в приложении к работе [3], должна быть расширена, что, конечно, усложнит соответствующие расчёты.

Пример расчёта необходимых параметров РПМ при одновременно работающих (и создающих помехи) трёх РПД приведён в приложении к настоящей статье. При этих расчётах авторы ограничились рассмотрением только наиболее восприимчивых к помехам ККП, образующихся:

а) при взаимодействии в смесителе гармоник одной помехи и гармоник гетеродина $p_1 + n \le 8, p_2 + n \le 8, p_3 + n \le 8$;

б) при взаимодействии в смесителе гармоник двух помех $p_1 + p_2 \le 7$, $p_1 + p_3 \le 7$, $p_2 + p_3 \le 7$;

в) при взаимодействии в смесителе гармоник двух помех и гармоник гетеродина $p_1 + p_2 + n \le 6$, $p_1 + p_3 + n \le 6$, $p_2 + p_3 + n \le 6$;

г) при взаимодействии в смесителе гармоник трёх помех $p_1 + p_2 + p_3 \le 5$;

д) при взаимодействии в смесителе гармоник трёх помех и гармоник гетеродина

$p_1 + p_2 + p_3 + n \le 4$.

Предложенная методика позволяет определить оптимальные параметры радиоприёмника связи, не воспринимающего радиопомехи в условиях заданной электромагнитной обстановки, что является важным при обеспечении ЭМС радиоприёмных устройств систем радиосвязи.

Литература:

1. *Царьков Н.М.* Электромагнитная совместимость РЭС и систем / Н.М. Царьков. – М : Радио и связь» 1985.

2. *Сивоконь И.П.* Ограничение динамического диапазона радиоприёмника связи из-за влияния комбинационных каналов приёма / И.П. Сивоконь, А.И. Мушенко // Сборник научных докладов IV Международного симпозиума ЭМС / Санкт-Петербургский электротехнический университет. – 2001. – 428 с.

3. *Сивоконь И.П.* Расчёт рабочих частот радиопередатчиков связи / И.П. Сивоконь, А.И. Мушенко // Теория и техника радиосвязи. – 2011. – №2. – С. 101 – 105.

Приложение

Пример расчёта и выбора параметров РПМ связи, не воспринимающего радиопомехи, создаваемые тремя РПД

А. Исходные данные:

1) рабочие частоты трёх одновременно работающих и создающих помехи РПД $f_{п1} = 180$ МГц, $f_{п2} = 240$ МГц, $f_{п3} = 320$ МГц ;

2) частота первого гетеродина РПМ $f_г = f_н + F_1$;

3) возможные пределы первой промежуточной частоты РПМ F_1 = 20÷100 МГц;

4) возможные пределы частоты настройки РПМ $f_н$ =200÷800 МГц.

Б. Результаты расчётов:

Таблица 1

Выбор первой промежуточной частоты РПМ

Расчётные формулы	Расчёт недопустимых значений первой промежуточной частоты F_1*, МГц	Возможные значения F_1, МГц	Принятое значение F_1, МГц
(2), (3)	20; 40; 60; 80; 100	30; 50; 70; 90 и др.	30

Таблица 2

Выбор частоты настройки РПМ

Расчётные формулы	Расчёт недопустимых значений частоты настройки РПМ $f_н$*, МГц	Возможные значения $f_н$, МГц	Принятые значения $f_н$, МГц
(4), (5), (6)	200; 202,5; 205; 206,7; 215; 216,7; 220; 225; 226,7; 233,3; 235…280; 282,5; 285; 295…305; 315; 320; 325; 330; 340; 345; 355; 360; 365; 375; 380…405; 406,7; 420; 435; 455; 460; 465; 475; 480…515; 535; 540…560; 580; 585; 595; 600; 620; 625; 640; 660; 675; 680; 705; 720; 740; 755; 760; 780; 785; 800	210; 230; 290; 310; 335; 350; 370; 413; 427; 440; 447; 470; 525; 570; 610; 650; 690; 730; 770 и др.	210; 525; 770

Статья поступила в редакцию 27 февраля 2012 г.

УДК 621.396.019.4:37.029

МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ МЕР ПО РАЗВИТИЮ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ЭТАПЕ ЕЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ

В.В. Якименко, инженер, e-mail: vyakimenko@zarya-k.ru
А.В. Якименко, инженер, e-mail: ayakimenko@zarya-k.ru
П.Л. Савинский, консультант, e-mail: savinsky@sozvezdie.su
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложена методика определения предпочтительных мест размещения новых базовых станций на основе прогнозирования показателей доступности информации в сетях передачи данных, с использованием ретроспективных данных об их функционировании.

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

MEASURES JUSTIFICATION TECHNIQUE IN THE FIELD OF DATA TRANSMISSION SYSTEM DEVELOPMENT DURING ITS OPERATION

V.V. Yakimenko, engineer, e-mail: vyakimenko@zarya-k.ru
A.V. Yakimenko, engineer, e-mail: ayakimenko@zarya-k.ru
P.L. Savinsky, consultant, e-mail: savinsky@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie» Concern»

The definition technique of new base stations preferable positions on basis of information accessibility indexes forecasting in data networks with application of network functionality historical data is proposed.

***Key words:** base station, subscriber station, data accessibility, WiMAX networks.*

Введение

В настоящее время интенсивно применяются новые радиотехнологии передачи данных (ПД) [1]. Необходимость обеспечения требуемого качества предоставляемых телекоммуникационных услуг в условиях непрерывного роста числа абонентов, увеличения их потребностей в объемах получаемой информации обуславливает необходимость своевременного принятия мер по развитию инфраструктуры функционирующих сетей передачи данных, установке новых базовых станций (БС). С позиций пользователей важнейшим показателем качества услуг является скорость получения ими информации. Снижение указанной скорости ниже декларируемых уровней негативно сказывается на привлекательности данной сети для пользователей. В этой связи предлагается учитывать показатели, характеризующие скорость получения абонентами информации при обосновании предпочтительных мер по дальнейшему развитию сетей. Целью настоящей статьи является разработка методики определения предпочтительных мест размещения новых базовых станций на основе прогноза указанных показателей.

Данную задачу предлагается решать в два этапа.

Первый этап состоит в определении множества действующих станций БС или секторов БС (далее – БС), которые не обеспечивают или не смогут в близкой перспективе обеспечивать для абонентов декларируемую скорость получения информации.

Второй этап заключается в формировании возможных вариантов размещения заданного числа новых БС, оценке эффективности вариантов и определении на этой основе наиболее предпочтительного из них.

Рассмотрим подробнее содержание каждого из этапов решения рассматриваемой задачи.

Первый этап

Основными факторами, которые могут приводить к снижению скорости получения пользователями информации, являются неудовлетворительные условия приема сигналов абонентскими станциями (АС), определяемые низким отношением сигнал/помеха на входе их приемников, а также перегрузка БС за счет роста численности абонентов сети, увеличения их активности и потребностей в объемах получаемой информации

[2]. При решении задачи введем допущение, что условия приема сигналов АС являются удовлетворительными. Такие условия могут быть вполне реализуемы на этапе развертывания сети в территориальном районе при первоначальном размещении БС путем рационального формирования их зон обслуживания. И преимущественно действие второго фактора будет приводить к снижению скорости получения пользователями информации.

Перегрузку БС предлагается оценивать временем их пребывания в критическом состоянии, когда скорость передачи ими информации (C) достигает максимально возможного значения ($C_{\max}$) или близка к ней:

$$C_{\max} - C \le \sigma, \qquad (1)$$

где σ – это малая величина.

Важным при определении мер по дальнейшему развитию сетей является не только определение перегруженных на данный момент БС, но и прогноз для каждой из остальных БС времени, когда они достигнут такого состояния.

В основу методики предлагается положить статистическую обработку ретроспективных данных от БС о предоставлении абонентам информации и прогнозировании на этой основе возникновения у них состояния перегрузки. Основными исходными данными для решения задачи являются:

– период анализа ретроспективной информации ($\Delta T_{\text{ретр}}$), который может включать 4–5 предшествующих месяцев – интервалов наблюдения (ΔT);

– множество анализируемых промежутков времени в пределах каждого интервала наблюдения (ΔT) – $\{\Delta t_i\}$, в качестве которых может использоваться активная часть суток, например с 9.00 ч. до 24.00 ч.;

– множество абонентов, обслуженных s-й БС $(s = \overline{1, S})$ в каждый из промежутков времени $\Delta t_i - N_{si}$;

– множество сеансов скачивания информации, осуществленных каждым из абонентов N_{si} в промежуток времени Δt_i – $\{k_{sin}\}$;

– средняя скорость скачивания информации в каждом из k_{sin} сеансов – C_{sink};

– время начала и окончания каждого k_{sin}-го сеанса скачивания информации $(t_{\text{н}}, t_{\text{к}})_{sink}$;

Оценка функционирования БС должна проводиться применительно к отдельным промежуткам времени Δt (активной части суток) и затем обобщаться по множеству $\{\Delta t\}$, принадлежащих одному интервалу наблюдения ΔT (месяцу). При таком подходе, с одной стороны, будут сглаживаться возможные выбросы показателя C в отдельные дни, а с другой стороны, будет ограничиваться влияние на результаты оценки более ранних интервалов времени, когда потребности в передаче данных сетью были ниже.

Определение перегруженных на настоящее время БС и прогноз времени перехода в это состояние других БС предусматривают выполнение описанных ниже процедур.

Процедура 1 состоит в определении зависимости от времени скорости передачи информации s-й БС $(s = \overline{1, S})$ для интервала Δt – $C_s(t)$. Для этого предлагается использовать метод особых состояний. Каждый сеанс скачивания n-м абонентом представляется прямоугольным импульсом, передним фронтом которого является момент времени $t_{n\text{н}i}$, задним – $t_{n\text{к}i}$, и амплитудой C_{ni}. Определение зависимости показателя $C_s(t)$ от времени осуществляется путем увеличения данной функции в моменты времени $t_{n\text{н}i}$ на величину C_{ni} и уменьшения ее на C_{ni} в моменты времени $t_{n\text{к}i}$ $(n = \overline{1, N};\ i = \overline{1, |I_n|})$. Метод проиллюстрирован на рис. 1.

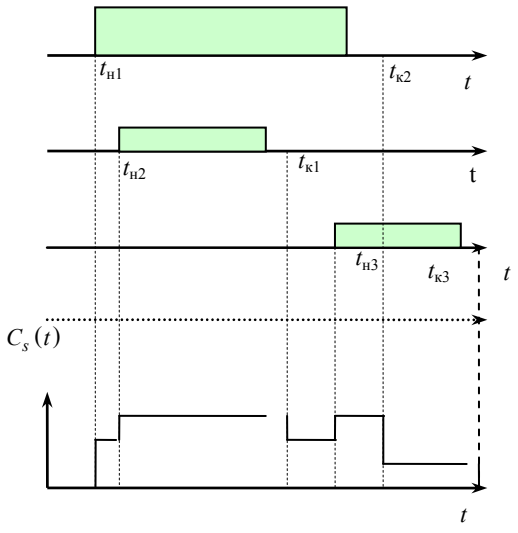


Рис. 1. Иллюстрация метода особых состояний

Процедура 2 заключается в определении множества интервалов времени, когда скорость передачи информации рассматриваемым сектором равна или близка к максимальной: $\{\Delta\tau\}_{\text{s}} = \left\{\Delta\tau : \left(C_{\max} - C_s(t)\right) \le \delta\right\}$. Здесь δ – равная

или близкая к нулю величина. Для секторов s^*, для которых $\{\Delta\tau\}_s \neq \otimes$, определяется относительное суммарное время (статистическая вероятность) пребывания в перегруженном состоянии за интервал Δt: $P_{s^*} = \dfrac{\sum_{|\{\Delta\tau\}_s|} \Delta\tau}{\Delta t}$.

Процедура 3 состоит в определении среднего значения вероятности пребывания в перегруженном состоянии секторов s^* за время наблюдения ΔT: $\overline{P_{s^*}} = \dfrac{\sum_{|\{\Delta\tau\}_s|} P_{s^*}}{\left|\{\Delta\tau\}_s\right|}$.

В случае, если $\overline{P_{s^*}} \geq P_{\text{доп}}$, принимается решение, что рассматриваемая *s*-я БС находится в перегруженном состоянии. Здесь $P_{\text{доп}}$ – некоторое допустимое значение вероятности $\overline{P_{s^*}}$, задаваемое на экспертном уровне.

Процедура 4 заключается в прогнозе времени, когда БС будут находиться в перегруженном состоянии.

Вначале для отдельных интервалов времени Δt_i строятся зависимости статистической вероятности того, что скорость передачи информации рассматриваемой *s*-й БС будет превышать некоторый уровень C^*, от величины этого уровня – $P_s(C^*) = P_s$ ($C \geq C^*$). Определение таких зависимостей осуществляется с использованием функций $C_s(t)$ (рис. 2а) путем определения интервалов времени $\{\Delta\tau\}_s = \{\Delta\tau: C(t) \geq C^*,\ \Delta\tau \in \Delta t_i\}$ и относительной величины их суммы $P_i(C \geq C^*) = \dfrac{\sum \Delta\tau}{\Delta t_i}$.

Затем применительно к интервалам времени Δt_i с использованием построенных зависимостей $P_s(C \geq C^*)$ (рис. 2б) определяются значения скорости передачи информации $\{C^{**}\}$, соответствующие заданной вероятности $P = P_{\text{зад}}$. Значения $\{C^{**}\}$ свидетельствуют, насколько рассматриваемая БС близка к состоянию перегрузки. Это состояние тем ближе, чем выше значение C^{**}, чем меньше оно отличается от максимальной скорости $C_{\max}$. Выполнение данной операции осуществляется путем определения аргументов функций $P_i(C^*)$ для ее значений $P = P_{\text{зад}}$.

После этого осуществляется обобщение данных о $\{C^{**}\}$ путем определения среднего его значения на множестве интервалов времени $\{\Delta t\}$, принадлежащих одному времени наблюдения ΔT_k: $\overline{C^{**}_{sk}} = \dfrac{\sum_{i=1}^{|\{\Delta t\}_s|} C^{**}_i}{\left|\{\Delta t\}_s\right|}$. Обобщение данных позволит устранить случайные флуктуации значений C^{**}, что важно для определения устойчивых тенденций приближения сектора БС к состоянию перегрузки (рис. 2в).

В завершение прогнозируется время, когда рассматриваемый сектор будет пребывать в перегруженном состоянии. Исходными данными для прогнозирования являются значения показателя $\{\overline{C^{**}_{sk}}\}$, полученные для последовательно следующих времён наблюдения ΔT_k (месяцев). Искомое время определяется как время, когда будет выполняться равенство

$$t_s^{\text{прогн}} = \arg_t \left(C_{\max} - \overline{C_s^{**}}(t) \right) = \varepsilon, \qquad (2)$$

где ε – равная или близкая к нулю величина.

Исходными данными для данной операции служат значения $\overline{C_s^{**}}$. Пусть имеются данные, полученные для пяти предшествующих месяцев ($K = 5$). Вначале указанные данные должны быть предварительно сглажены, чтобы минимизировать случайные отклонения точек ряда от некоторой гладкой кривой предполагаемого тренда процесса. Сглаживание предлагается осуществлять с помощью многочленов, приближающих по методу наименьших квадратов группы опытных точек [3]. При линейном сглаживании по пяти точкам формулы для определения сглаженных данных имеют вид

$$\overline{C^{**}_{0\,\text{сгл}}} = \frac{1}{5}\left(\overline{C^{**}_{-2}} + \overline{C^{**}_{-1}} + \overline{C^{**}_{0}} + \overline{C^{**}_{1}} + \overline{C^{**}_{2}}\right)$$

$$\overline{C^{**}_{-1\,\text{сгл}}} = \frac{1}{10}\left(4\overline{C^{**}_{-2}} + 3\overline{C^{**}_{-1}} + 2\overline{C^{**}_{0}} + \overline{C^{**}_{1}}\right)$$

$$\overline{C^{**}_{1\,\text{сгл}}} = \frac{1}{10}\left(\overline{C^{**}_{-1}} + 2\overline{C^{**}_{0}} + 3\overline{C^{**}_{1}} + 4\overline{C^{**}_{2}}\right)$$

$$\overline{C^{**}_{-2\,\text{сгл}}} = \frac{1}{5}\left(3\overline{C^{**}_{-2}} + 2\overline{C^{**}_{-1}} + \overline{C^{**}_{0}} - \overline{C^{**}_{2}}\right)$$

$$\overline{C^{**}_{2\,\text{сгл}}} = \frac{1}{5}\left(-\overline{C^{**}_{-2}} + \overline{C^{**}_{0}} + 2\overline{C^{**}_{1}} + 3\overline{C^{**}_{2}}\right), \qquad (3)$$

где $\overline{C_0^{**}}, \overline{C_{0\,\text{сгл}}^{**}}$ – исходные и сглаженные значения показателя $\overline{C^{**}}$ в средней точке;

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

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

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

$$S = \sum_{p=1}^{P}\left[\overline{C_{p\text{сгл}}^{**}} - Q\left(t_p, a_0, a_1, \ldots, a_m\right)\right]^2 \to \min . \quad (4)$$

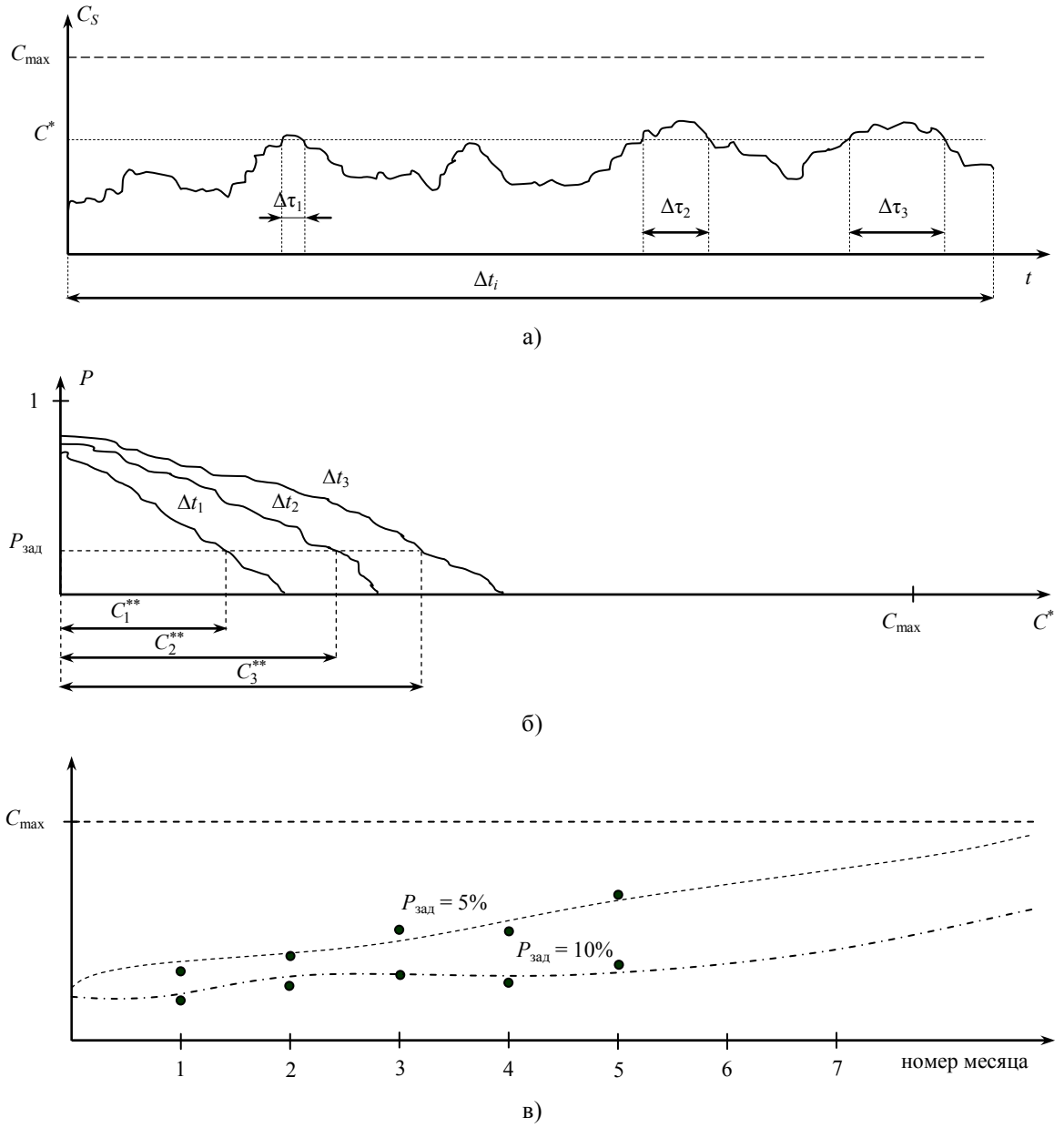


Рис. 2. Графическая интерпретация выполняемых операций

При использовании в качестве экстраполирующей функции степенной полином вида

$$Q(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \ldots + a_m t^m \qquad (5)$$

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

$$\begin{cases} a_0 + a_1 t_0 + \ldots + a_p t_0^p = \overline{I^*_{0\,\text{сгл}}}, \\ a_0 + a_1 t_1 + \ldots + a_p t_1^p = \overline{I^*_{1\,\text{сгл}}}, \\ a_0 + a_1 t_p + \ldots + a_p t_p^p = \overline{I^*_{p\,\text{сгл}}}. \end{cases} \qquad (6)$$

С использованием полученной экстраполирующей функции определяется время (с точностью до месяца), когда выполняется условие (4) для рассматриваемой *s*-й. В результате выполнения расчетов по первому этапу будет определено множество БС, находящихся к настоящему времени в состоянии перегрузки, и для каждой из остальных БС сети спрогнозировано время, когда станции перейдут в перегруженное состояние. С учетом данных о зонах обслуживания БС (их секторов) полученные данные могут быть представлены в виде пространственной панорамы (рис. 3). Более насыщенным цветом показаны зоны обслуживания БС, которые раньше достигнут состояния перегрузки.

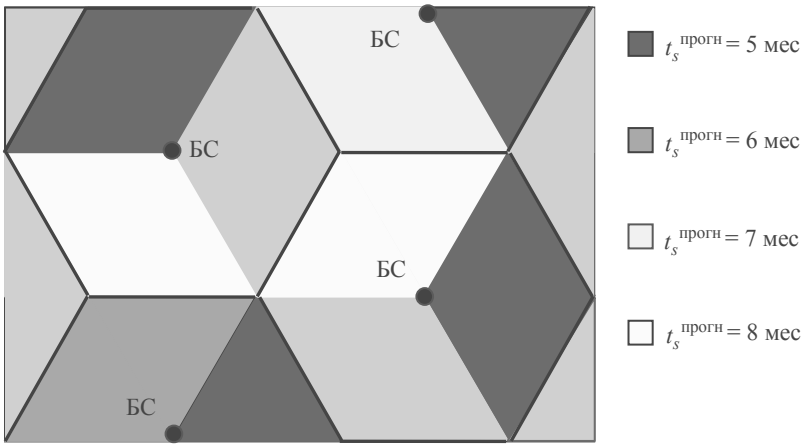


Рис. 3. Панорама перегрузки зон обслуживания БС

Второй этап

На данном этапе для полученной пространственной панорамы с помощью эвристических или экспертных процедур задаются варианты размещения заданного числа (V) новых БС и зоны их обслуживания. Основная цель, которая при этом преследуется, – снижение нагрузки на действующие БС. В качестве показателя предпочтительности возможных вариантов развития сети предлагается использовать максиминный критерий

$$V^* = \max_{v \in V} \left\{ \min_s \overline{T_{sv}} \right\}, \qquad (7)$$

где V – множество вариантов размещения новых БС и положений их зон обслуживания;

$\overline{T_{sv}}$ – среднее значение прогнозируемого времени перехода *s*-й БС в перегруженное состояние при *v*-м варианте размещения новых БС и положений их зон обслуживания.

Предпочтительным будет считаться такой вариант, для которого прогнозируемое время перехода в состояние перегрузки первой из числа действующих и новых станций сети будет максимальным (приходиться на как можно более поздние сроки).

Для оценки предпочтительности различных вариантов развития сети предлагается использовать метод статистического моделирования. В основе методики оценки будут лежать следующие операции:

1. Распределение абонентов, ранее обслуживавшихся действующими БС, между действующими и новыми БС, исходя из новой конфигурации зон обслуживания. Число абонентов, которые будут обслуживаться новой БС, пропорционально площади зоны обслуживания действующей станции, «переданной» на обслуживание новой БС.

2. Определение среднего значения прогнозируемого времени перехода в перегруженное состояние БС при новой конфигурации зон обслу-

живания на множестве реализаций распределения абонентов между станциями. При осуществлении данной операции будут выполняться процедуры, аналогичные изложенным для первого этапа.

3. Выбор среди альтернативных вариантов развития сети наиболее предпочтительного по максиминному критерию V^*.

Следует отметить, что помимо определения предпочтительных вариантов размещения заданного числа новых БС и зон их обслуживания с помощью данной методики и применения итерационного подхода может быть определено число новых БС, установка которых обеспечит выполнение требований по декларируемой скорости предоставлению абонентам информации в течение заданного промежутка времени.

Заключение

Предложенная методика, предусматривающая использование ретроспективных данных от БС, может использоваться для обоснования предпочтительных мер по дальнейшему развитию сетей WiMAX в территориальных районах. С ее помощью могут быть определены оптимальные сроки установки новых базовых станций, их количество, координаты размещения, положение зон обслуживания. Ее практическая реализация предполагает разработку соответствующего программного обеспечения для подсистем мониторинга качества функционирования указанных сетей.

Литература

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

2. *Якименко В.В.* Методика определения показателей доступности информации в сетях мобильного WiMAX / В.В. Якименко, А.В. Якименко, П.Л. Савинский // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 1. – С. 50–55.

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

Статья поступила в редакцию 10 апреля 2012 г.

УДК 621.37.037

РАСЧЕТ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА В СРЕДЕ MATLAB

Н.Н. Авдеев, нач. отд., e-mail: avdeev5231@sozvezdie.su
А.В. Рогуля, нач. сектора, e-mail: vaialex@mail.ru
Д.Б. Омороков, инж., e-mail: saref@list.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

В программной среде Matlab предложена методика синтеза фильтра низких частот, который по своим характеристикам превосходит существующие аналоги. На его амплитудно-частотной характеристике нет боковых лепестков, и отсутствует завал частоты в полосе пропускания, в то же время величина затухания сигнала, прошедшего через фильтр, удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к подобным устройствам.

Ключевые слова: *фильтр нижних частот, коэффициенты фильтра, амплитудно-частотная характеристика, импульсная характеристика, боковые лепестки, дискретный сигнал.*

DIGITAL FILTER COMPUTATION IN MATLAB ENVIRONMENT

N.N. Avdeev, chief of the bureau, e-mail: avdeev5231@sozvezdie.su
A.V. Rogulya, head of sector, e-mail: vaialex@mail.ru
D.B. Omorokov, engineer, e-mail: saref@list.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The technique of low-pass filter synthesis exceeded existing analogs in Matlab software environment is proposed. Sidelobes lack on its gain-frequency characteristic and frequency blockage lacks in the bandwidth but at the same time the level of signal attenuation passed over the filter meet all demands of similar devices.

Key words: *low-pass filter, filter coefficients, gain-frequency characteristic, pulse response characteristic, sidelobes, discrete signal.*

Цифровой фильтр – важнейшее устройство цифровых систем связи, которое используют для фильтрации дискретных сигналов. Он может быть реализован программным методом или с помощью специальной аппаратуры, и в каждом из этих случаев цифровой фильтр можно применить для фильтрации сигналов в реальном времени или для фильтрации предварительно записанных сигналов.

Цифровой фильтр можно представить структурной схемой, изображенной на рис.1. На этой схеме $x(k)$ – входное воздействие и $y(k)$ – реакция фильтра на это воздействие. Функционально они связаны соотношением

$$y(n) = \Phi\left[x(n)\right], \qquad (1)$$

где вид оператора $\Phi[\cdot]$ зависит от свойств конкретной системы.

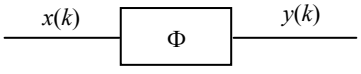


Рис. 1. Структурная схема цифрового фильтра

Реакцию цифрового фильтра на произвольное воздействие можно представить с помощью импульсной характеристики фильтра. Допустим, что $x(k)$ – входная, а $y(k)$ – выходная последовательности фильтра, пусть $h(k)$ – отклик на единичный импульс, называемый импульсной характеристикой. Тогда

$$y(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m)x(k-m). \qquad (2)$$

Таким образом, $x(k)$ и $y(k)$ связаны соотношением типа свертки.

Под проектированием (или синтезом) цифрового фильтра понимается выбор таких наборов коэффициентов $\{a_i\}$ и $\{b_i\}$, при которых характеристики получающегося фильтра удовлетворяют заданным требованиям. Строго говоря, в задачу проектирования входит и выбор подходящей структуры фильтра с учетом конечной точности вычислений [1].

Для реализации фильтра нам достаточно определить форму импульсной характеристики фильтра и вычислить операцию свертки. Им-

пульсная характеристика связана с частотной характеристикой преобразованием Фурье, поэтому в простейшем случае рассчитать цифровой фильтр можно, используя преобразование Фурье от требуемой частотной характеристики.

Синтезируем фильтр с линейной фазово-частотной характеристикой (ФЧХ). Это требование определяет выбор проектируемого фильтра: нерекурсивные фильтры позволяют легко обеспечить линейную ФЧХ, а значит, постоянные (не зависящие от частоты) групповую и фазовую задержки. Еще одно название нерекурсивных фильтров – фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры).

Существуют три основных метода синтеза КИХ-фильтров:

– метод взвешивания (метод «окна»);

– метод частотной выборки;

– метод оптимальных фильтров [2].

Остановимся на методе взвешивания подробнее. Этот способ является очень полезным в приложениях, где простота проектирования фильтра оказывается важнее его эффективности.

Частотную характеристику цифрового фильтра можно представить рядом Фурье:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(k)e^{-i\omega k}, \qquad (3)$$

где

$$h(k) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} H(e^{i\omega})e^{ik\omega}d\omega. \qquad (4)$$

Видно, что коэффициенты Фурье совпадают с коэффициентами импульсной характеристики цифрового фильтра. Использование этих соотношений для проектирования КИХ-фильтра связано с двумя трудностями. Во-первых, импульсная характеристика фильтра имеет бесконечную длину, поскольку суммирование в (3) производится в бесконечных пределах. Во-вторых, фильтр физически нереализуем, так как импульсная характеристика начинается в $-\infty$, т.е. никакая конечная задержка не сделает фильтр физически реализуемым.

Один из возможных методов получения КИХ-фильтра, аппроксимирующего заданную функцию $H(e^{i\omega})$, заключается в усечении бесконечного ряда Фурье (3) за $n = \pm M$. Однако простое усечение ряда приводит к явлению Гиббса, которое проявляется в виде выбросов и пульсаций до и после точек разрыва в аппроксимируемой частотной характеристике. Причем, максимальная амплитуда пульсаций частотной характеристики не уменьшается с увеличением длины импульсной характеристики, т.е. учет все большего числа членов ряда Фурье не приводит к уменьшению максимальной амплитуды пульсаций. Вместо этого уменьшается ширина выброса, поэтому простое усечение ряда Фурье (3) не приводит к приемлемой аппроксимации идеального фильтра нижних частот (к чему необходимо стремиться). Этот метод непригоден для проектирования КИХ-фильтров.

Лучшие результаты дает метод, основанный на использовании весовой последовательности конечной длины $w(n)$, называемой окном, для модификации коэффициентов Фурье в формуле (3) с тем, чтобы управлять сходимостью ряда Фурье. Для большинства приемлемых окон преобразование Фурье $W(e^{j\omega})$ последовательности $w(n)$ имеет главный лепесток, содержащий почти всю энергию окна, и боковые лепестки, которые обычно быстро затухают. Поскольку результирующая характеристика фильтра равна свертке идеальной частотной характеристики и частотной характеристики окна, то ширина переходных полос зависит от ширины главного лепестка функции $W(e^{i\omega})$. Кроме того, на всех частотах ω возникают ошибки аппроксимации, имеющие вид пульсаций частотной характеристики, которые обусловлены боковыми лепестками функции $W(e^{i\omega})$.

Оптимальное окно должно иметь, во-первых, минимальную ширину главного лепестка частотной характеристики, во-вторых, минимальную площадь под боковыми лепестками. К сожалению, эти два требования несовместимы [3].

Нами предложен компромиссный вариант.

Рассмотрим идеальный фильтр нижних частот (ФНЧ). Его частотная характеристика имеет прямоугольный вид

$$H(e^{i\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_0, \\ 0, & |\omega| > \omega_0, \end{cases} \qquad (5)$$

где ω_0 – частота среза фильтра.

Синтезируем нерекурсивный ФНЧ 256-го порядка с частотой среза F_n, равной 1/4 от частоты Найквиста.

Найдем бесконечную импульсную характеристику фильтра $h(k)$, используя обратное преобразование Фурье от интересующей нас амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Фазово-частотную характеристику (ФЧХ) считаем нулевой. Очевидно

$$h(k) = \frac{1}{4}\frac{\sin(\pi k/4)}{\pi k/4}, \quad -\infty < k < \infty. \qquad (6)$$

Для получения фильтра 256 порядка выбираем 257 отсчетов этой импульсной характеристики, расположенных симметрично относительно нуля, т.е. используем k = –128…128. Выбор симметричного фрагмента бесконечной импульсной характеристики позволяет получить фильтр с линейной ФЧХ и, следовательно, постоянной групповой задержкой, равной (в отсчетах) половине порядка фильтра.

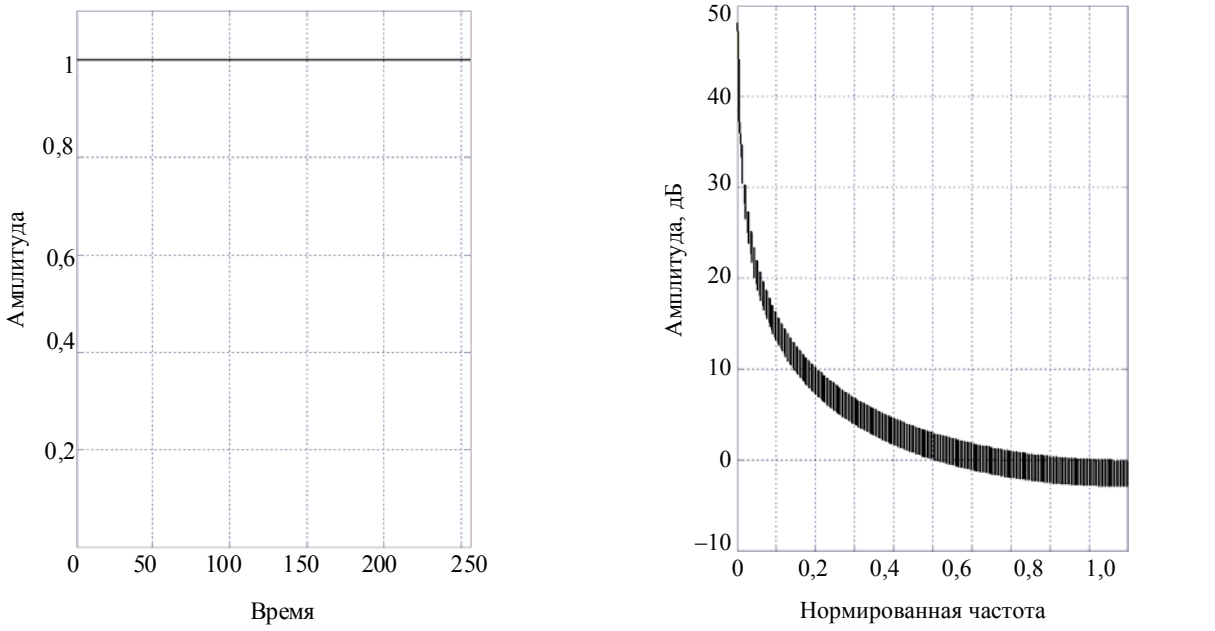
Урезав импульсную характеристику, т.е. проведя усечение ряда Фурье, мы фактически использовали прямоугольное окно, которое описывается весовой функцией

$$w_R(n) = \begin{cases} 1, & -\dfrac{N-1}{2} \le k \le \dfrac{N-1}{2}, \\ 0 \ - \text{ при других } k. \end{cases} \qquad (7)$$

Частотная характеристика прямоугольного окна описывается соотношением

$$W_R(e^{i\omega}) = \sum_{k=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} e^{-i\omega k} = \frac{\sin(\omega N/2)}{\sin(\omega/2)}. \qquad (8)$$

На рис. 2 приведены графики импульсной характеристики и АЧХ такого окна.

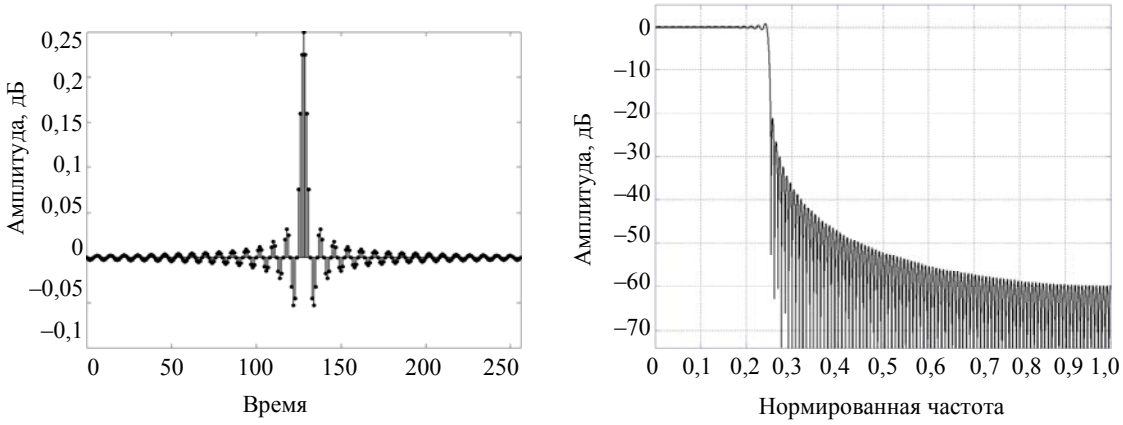


а) б)

Рис. 2. Импульсная характеристика (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) прямоугольного окна

Построим импульсную характеристику и АЧХ полученного фильтра (рис. 3).

Из графика АЧХ на рис. 3 видно, что синтезированный фильтр имеет важную особенность – вблизи полосы среза наблюдается небольшое увеличение амплитуды. Благодаря этому такой фильтр не вызывает завал АЧХ и практически не искажает сигнал. Однако уровень боковых лепестков составляет –21 дБ, и импульсная характеристика затухает очень медленно. Известно [4], что для достижения нулевой межсимвольной ошибки выбор фильтров необходимо осуществлять таким образом, чтобы разностный спектр при испытаниях шумом передающего и приемного фильтров был подавлен на частотах выше $2F_n$ не менее 35 дБ.



а) б)

Рис. 3. Импульсная характеристика (а) и частотная характеристика (б) идеального ФНЧ с использованием прямоугольного окна

Для ускорения затухания импульсной характеристики необходимо изменить синтезируемую АЧХ так, чтобы она не содержала разрывов. Для этого можно использовать фильтр с косинусоидальным сглаживанием АЧХ, который для аналогового случая описывается в частотной области следующим образом:

$$H(e^{i\omega}) = \begin{cases} 1, \\ \dfrac{1}{2} - \dfrac{1}{2}\sin\left(\dfrac{\pi}{2}\dfrac{|\omega| - \omega_0}{\alpha\omega_0}\right), \\ 0, \end{cases}$$

$$\begin{aligned} &|\omega| \le \omega_0(1-\alpha), \\ &\omega_0(1-\alpha) < |\omega| \le \omega_0(1+\alpha), \\ &|\omega| > \omega_0(1+\alpha). \end{aligned} \qquad (9)$$

где α – коэффициент сглаживания, который равен половине ширины переходной зоны, нормированной к частоте среза. При α = 0 фильтр превращается в идеальный ФНЧ с прямоугольной АЧХ, при α = 1 АЧХ перестает содержать плоский участок в полосе пропускания.

АЧХ такого фильтра может быть получена сверткой идеальной прямоугольной АЧХ с функцией в виде половины периода косинуса, математически описываемой следующим образом:

$$W(\omega) = \begin{cases} \dfrac{\pi^2}{2\alpha\omega_0}\cos\left(\dfrac{\pi}{2}\dfrac{\omega}{\alpha\omega_0}\right), & |\omega| \le \alpha\omega_0, \\ 0, & |\omega| > \alpha\omega_0. \end{cases} \qquad (10)$$

Такой спектр соответствует временному сигналу

$$w(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\alpha\omega_0}^{\alpha\omega_0} \frac{\pi^2}{2\alpha\omega_0}\cos\left(\frac{\pi}{2}\frac{\omega}{\alpha\omega_0}\right)e^{j\omega t}d\omega = \frac{\cos(\alpha\omega_0 t)}{1-\left(\dfrac{2\alpha\omega_0 t}{\pi}\right)^2}. \qquad (11)$$

Свертка спектров соответствует перемножению функций времени, поэтому полученное выражение описывает весовую функцию.

При $\alpha\omega_0 t = \pm\pi/2$ формула (11) дает неопределенность вида 0/0. Вычисление предела показывает, что значение весовой функции в этих точках равно π/4:

$$\lim_{t\to\pm\pi/(2\alpha\omega_0)} w(t) = \frac{\pi}{4},$$

поэтому выражение для импульсной характеристики ФНЧ с косинусоидальным сглаживанием АЧХ имеет вид

$$h(t) = \frac{\omega_0}{\pi}\frac{\cos(\alpha\omega_0 t)}{1-\left(\dfrac{2\alpha\omega_0 t}{\pi}\right)^2} = \frac{\sin(\omega_0 t)}{\omega_0 t}. \qquad (12)$$

Использованный способ сглаживания делает непрерывной не только саму АЧХ, но и ее перую производную, поэтому полученная импульсная характеристика фильтра убывает пропорционально t^3.

Пусть частота среза ω_d, как и в предыдущем случае, составляет 1/8 от частоты дискретизации (1/4 от частоты Найквиста). Тогда в (12) нужно подставить дискретные значения

$$t = kT = \frac{2\pi}{\omega_d}k = \frac{2\pi}{8\omega_0}k = \frac{\pi k}{4\omega_0}.$$

С учетом этого

$$h(k) = T\frac{\omega_0}{\pi}\frac{\cos\left(\frac{\alpha\pi k}{4}\right)\sin\left(\frac{\pi k}{4}\right)}{1-\left(\frac{\alpha k}{2}\right)^2}\frac{\sin\left(\frac{\pi k}{4}\right)}{\frac{\pi k}{4}} =$$

$$= \frac{1}{4}\frac{\cos\left(\frac{\alpha\pi k}{4}\right)}{1-\left(\frac{\alpha k}{2}\right)^2}\frac{\sin\left(\frac{\pi k}{4}\right)}{\frac{\pi k}{4}}. \qquad (13)$$

На практике зачастую фильтр с косинусоидальным сглаживанием АЧХ «распределяется» между передатчиком и приемником. Тогда на передающей и приемной сторонах используются одинаковые фильтры (SQRT-вариант), которые представляют собой корень из формулы (9):

$$H(e^{i\omega}) = \begin{cases} 1, \\ \cos\left(\frac{\pi}{4\alpha\omega_0}\left(|\omega| - \omega_0(1-\alpha)\right)\right), \\ 0, \end{cases}$$

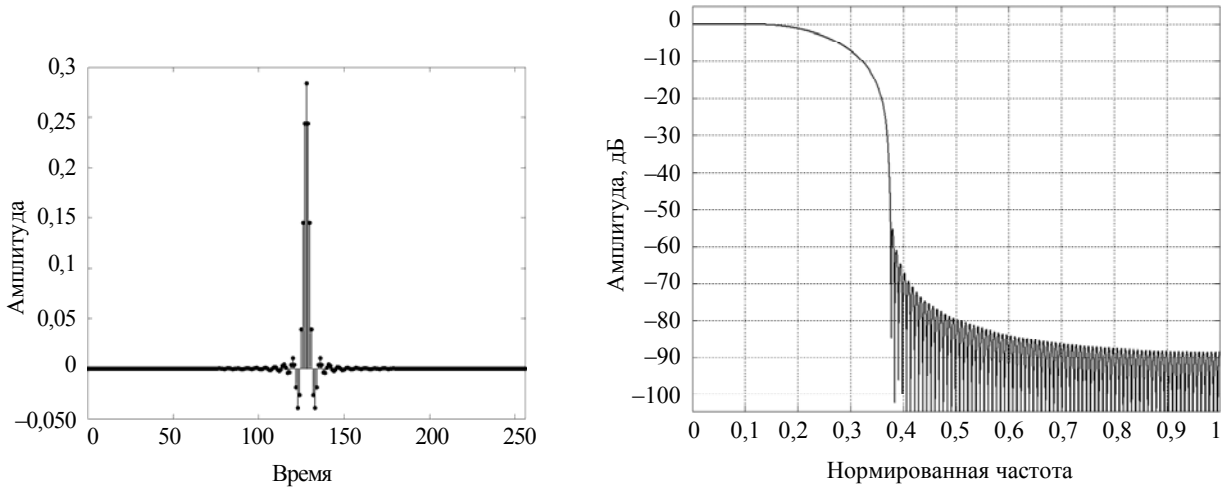
$$\begin{aligned} &|\omega| \le \omega_0(1-\alpha), \\ &\omega_0(1-\alpha) < |\omega| \le \omega_0(1+\alpha), \\ &|\omega| > \omega_0(1+\alpha). \end{aligned} \qquad (14)$$

Его импульсная характеристика и АЧХ изображены на рис. 4.

Импульсная характеристика такого фильтра описывается формулой

$$h(t) = \frac{4\alpha\omega_0}{\pi^2 - (4\alpha\omega_0 t)^2} \times$$

$$\times\left(\cos\left((1+\alpha)\omega_0 t\right) + \frac{\sin\left((1-\alpha)\omega_0 t\right)}{4\alpha\omega_0 t/\pi}\right). \qquad (15)$$



а) б)

Рис. 4. Импульсная характеристика (а) и частотная характеристика (б) дискретного фильтра с SQRT-вариантом косинусоидального сглаживания АЧХ с частотой среза 0,25 от частоты Найквиста

Сравнение рис. 3 и 4 показывает, что импульсная характеристика фильтра с SQRT-вариантом косинусоидального сглаживания затухает быстрее, а уровень боковых лепестков у него ниже на 30 дБ, чем у идеального ФНЧ. Однако в таком фильтре наблюдается расширение полосы пропускания. Этот эффект можно убрать, уменьшив ширину полосы пропускания при проектировании фильтра, но в этом случае происходит завал АЧХ (рис. 5).

Нами предложен фильтр, который имеет достаточно низкий уровень боковых лепестков и не вызывает завал АЧХ. При низких частотах импульсная характеристика такого фильтра описывается уравнением (6), а при высоких – уравнением (14).

В среде Matlab цифровые фильтры можно рассчитать по меньшей мере 3 способами:

1) в командном окне, 2) с помощью пакета sptool, 3) с помощью пакета fdatool. В первом

случае достаточно воспользоваться одной из нескольких десятков встроенных функций Matlab; во втором – в командном окне набрать команду «sptool» и в появившемся диалоговом окне выбрать пункт «new». В третьем случае необходимо в командной строке ввести «fdatool». Однако ни один из приведенных способов не позволяет реализовать предложенный нами фильтр.

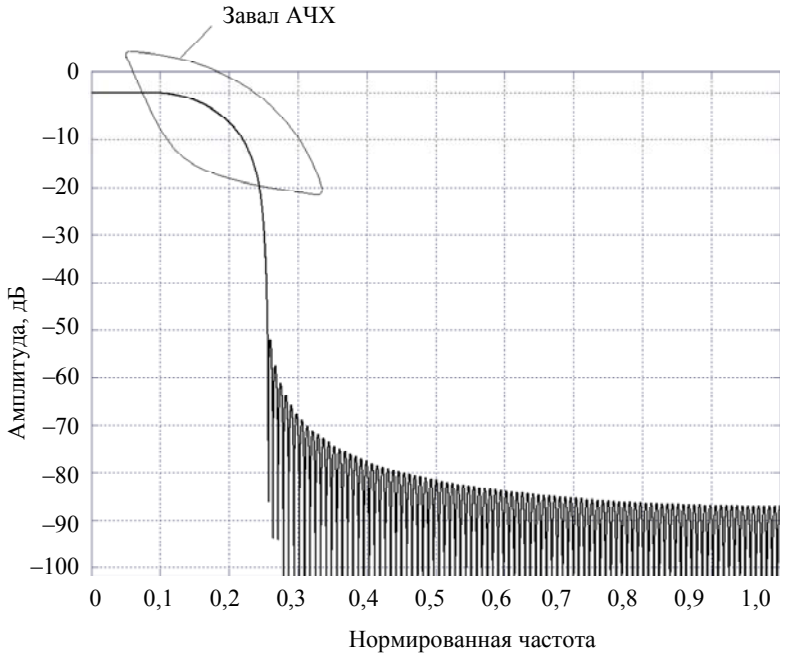


Рис. 5. Частотная характеристика дискретного фильтра с SQRT-вариантом косинусоидального сглаживания АЧХ с частотой среза 0,17 от частоты Найквиста

Нам необходимо создать *m*-файл, в котором рассчитываются коэффициенты идеального ФНЧ, затем, начиная с первого члена, выбрать из них такую последовательность чисел, которая описывает АЧХ этого фильтра до уровня боковых лепестков; остальные коэффициенты обнулить (для фильтра 256 порядка это первые 147 коэффициентов). Далее рассчитываем коэффициенты фильтра с SQRT-вариантом косинусоидального сглаживания АЧХ и выбираем из них те коэффициенты, которые позволяют описать остальную часть АЧХ (коэффициенты 148 – 256), первым 147 коэффициентам приписываем значение, равное нулю. Объединяем две последовательности коэффициентов путем их поэлементного сложения. Наконец, используем какую-либо весовую функцию. *M*-код описанных операций имеет вид

```
FS = 64000000;                  % Частота дискретизации
FK = FS/8;                      % Частота среза
FN = FS/2;                      % Частота Найквиста – половина частоты дискретизации

N = 256;                        % Порядок фильтра
k = (–128:128)';                % Отсчеты импульсной характеристики
alpha = 0.5;                    % Коэффициент сглаживания

b1 = sinc(k/4)/4;               % Синтез идеального ФНЧ
b1(148:256) = 0;                % Обнуление «ненужных» коэффициентов ФНЧ

b2 = firrcos(N, FK, 0.5, FS, 'rolloff', 'sqrt')   % Синтез фильтра с SQRT-вариантом косинусоидального сглаживания АЧХ
```

```
f = b2';                          % Приведение матриц коэффициентов к одному виду
f(1:147) = 0;                     % Обнуление «ненужных» коэффициентов фильтра с SQRT-вариантом косинусоидального сглаживания АЧХ
b = b1 + f;                       % Сумма последовательностей коэффициентов
bb = b.*nuttallwin(257);          % Применение весовой функции к последовательности коэффициентов
fvtool(bb)                        % Вызов графического пользовательского интерфейса – визуализатора фильтров
```

На рис. 6 представлены графики импульсной (а), амплитудно-частотной (б) и фазовой (в) характеристик синтезированного нами фильтра. Римскими цифрами обозначены АЧХ, полученные с использованием различных окон: I – окно Наттола, II – треугольное окно, III – окно Ханна. Остальные окна дают схожие результаты. Наиболее гладкую АЧХ для нашего фильтра обеспечивает окно Наттолла. Оно представляет собой сумму нескольких гармонических составляющих, периоды которых укладываются на длине окна целое число раз.

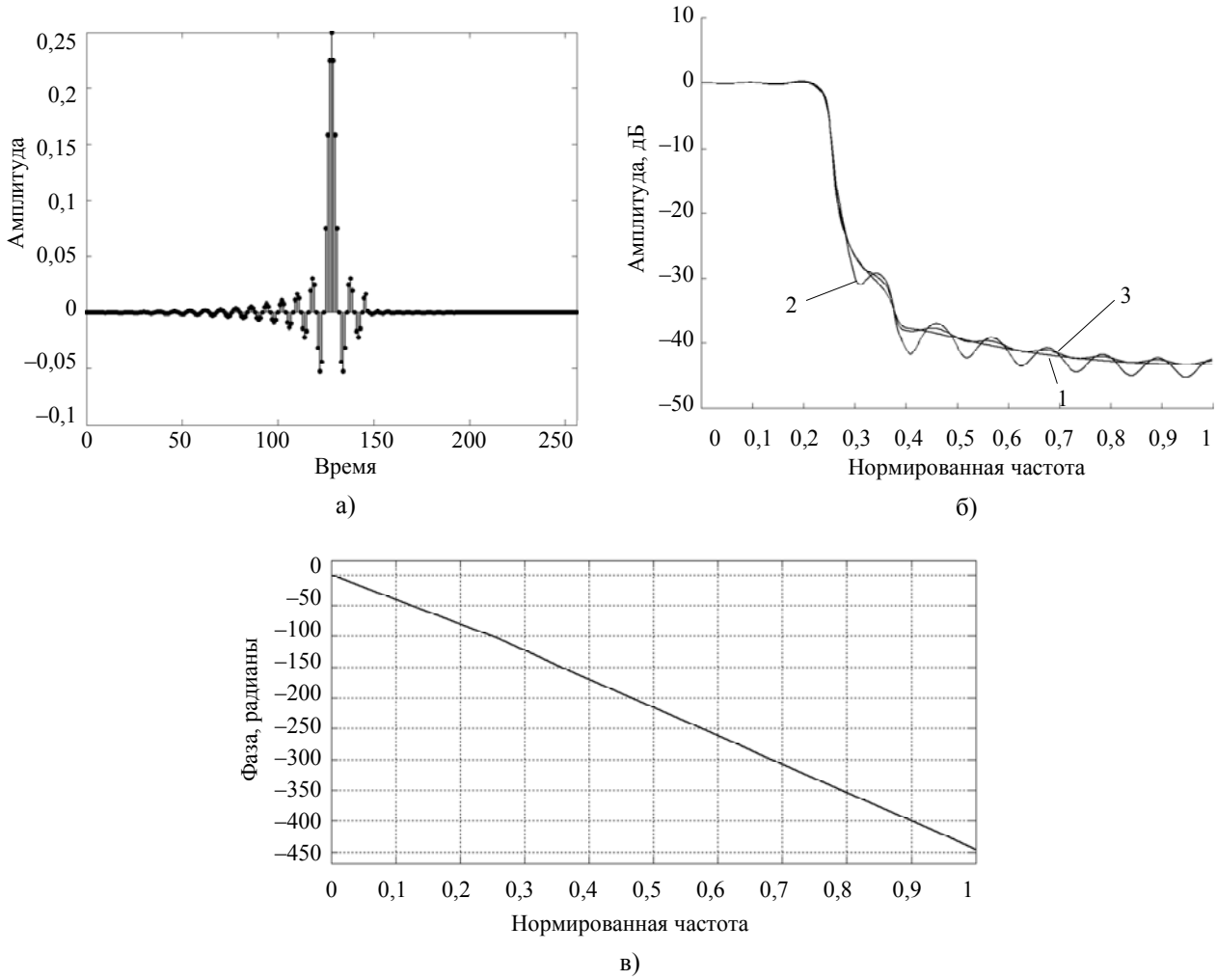


Рис. 6. Импульсная характеристика (а), частотная характеристика (б) и фазовая характеристика (в) синтезированного фильтра

Таким образом, нами предложена методика синтеза фильтра, который превосходит аналоги. Он имеет линейную фазовую характеристику (рис. 6в) или, что то же самое, обладает постоянной (не зависящей от частоты) фазовой задержкой, что позволяет ему сохранять фазовые соотношения в исходном сигнале. Кроме того, его импульсная характеристика затухает быстрее, чем у идеального ФНЧ, на его АЧХ нет боковых лепестков, и отсутствует завал частот в полосе пропускания, а величина затухания сигнала, прошедшего через фильтр, превышает 40 дБ. Предложенный способ синтеза может быть распространен на фильтры любого порядка.

Литература

1. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2006. – 750 с.

2. *Каппелини В.* Цифровые фильтры и их применение / В. Каппелини, Дж. Константинидис, П.М. Эмилиани. – М. : Энергоатомиздат, 1983.

3. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов / Р. Лайонс. – М. : Бином, 2007. – 652 с.

4. *Кудрявцев Г.* Спутник для международной организации «Интерспутник» / Г. Кудрявцев // Радио. – 1998. – № 10. – 102 с.

Статья поступила в редакцию 24 мая 2012 г.

УДК 519.7:621.39

О ПРИМЕНЕНИИ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ РАЗМЕРНОСТИ И ОТОБРАЖЕНИЯ ПУАНКАРЕ ДЛЯ АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

А.Н. Асосков, нач. НТУ, тел.: 8-980-242-06-10
И.Н. Малышева, руководитель проекта, тел.: 8-903-850-76-31
Ю.А. Плахотнюк, нач. сектора, тел.: 8-903-650-64-25
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются фрактальные свойства шумоподобного сигнала, позволяющие определить его численные характеристики, на основе которых могут быть построены адаптивные устройства поиска и синхронизации радиосигнала. Приведены примеры расчета корреляционной размерности и отображения Пуанкаре для фазоманипулированного сигнала.

***Ключевые слова**: математическая модель, временные ряды данных, корреляционная размерность, отображение Пуанкаре.*

CORRELATION DIMENSION AND POINCARE MAP APPLIED TO ANALYSIS QPSK SIGNAL PARAMETERS

A.N. Asoskov, head of Scientific and Technical Board, tel.: 8-980-242-06-10
I.N. Malysheva, project director, tel.: 8-903-850-76-31
Y.A. Plakhotnyuk, head of sector, tel.: 8-903-650-64-25
JSC «Sozvezdie» Concern»

Fractal properties of noise-like signal which allow to define its numerical characteristics based on which adaptive devices of search and synchronization can be constructed are considered. Correlation dimension as well as and Poincare map calculation examples for phase-shift signal are given.

***Key words**: mathematical model, time data series, correlation dimension, Poincare map.*

Как известно, в настоящее время наиболее распространены две разновидности математических методов описания и частотно-временного анализа структурных и формообразующих свойств сигналов: дискретное преобразование Фурье [1, 2] и вейвлет-преобразование [3]. Тем не менее, существует необходимость дальнейшей разработки методов, информационно дополняющих уже существующие, в смысле получения данных о параметрах сигналов. Поэтому, с учетом важности решаемых системами связи задач, является актуальным поиск новых возможностей использования моделей сложных сигналов для целей корреляционной обработки, на основе представлений нелинейной динамики.

Известны работы, показывающие, что в радиотехнике существуют сигналы, обладающие фрактальными свойствами, т.е. в их строении можно обнаружить некоторое структурное подобие с различными масштабными характеристиками, включая время и амплитуду [4, 5]. Известны работы, иллюстрирующие хаотические и скейлинговые свойства сложных сигналов [4, 6] и показывающие, что такие сигналы могут также исследоваться с помощью методов нелинейной динамики. Существуют работы, демонстрирующие фрактальные количественные закономерности поведения радиотехнических систем в критических случаях [7].

В данной статье основное внимание сосредоточено на шумоподобных сигналах (ШПС) [8], заданных в дискретном виде и допускающих несложную реализацию математической модели. Такая модель может наглядно показать, что в зависимости от параметров ШПС возможны ситуации, когда сигнал оказывает влияние на динамические свойства системы, попадающей в критическую ситуацию, причем это влияние в широких пределах не зависит от интенсивности воздействия.

Для создания модели использовалось наиболее общее представление фазоманипулированного (ФМ) шумоподобного сигнала, поступающего на радиоприемное устройство из канала связи:

$$s(t)=\sum_n\left(Ap_1(t_n)\cos(\omega t_n+\theta)+Ad(t_n)\,p_2(t_n)\sin(\omega t_n+\theta)+J(t_n)\right), \quad (1)$$

где A – амплитуда; ω – частота; θ – фаза сигнала; d – информационная составляющая; p_1, p_2 – функция, расширяющая спектр сигнала, построенная на псевдослучайных последовательностях; J – помеховое воздействие.

Для анализа дискретных последовательностей и поиска закономерностей в хаотической системе, если для наблюдения доступна только одна переменная, в современной теории динамических систем используется корреляционный интеграл $C(r)$. Корреляционный интеграл определяется как отношение числа точек, попарные расстояния между которыми меньше r, к квадрату общего числа точек N [5]:

$$C(r)=\frac{1}{N^2}\sum_{i,j}\theta\left[r-\left|x_i-x_j\right|\right], \quad (2)$$

где θ – функция Хевисайда, x_i, x_j – элементы выборки.

Величину

$$D_c=\frac{\log C(r)-const}{\log r} \quad (3)$$

называют корреляционной размерностью.

Кроме того, существует также метод исследования периодического сигнала с понижением порядка системы – отображение (сечение) Пуанкаре[1], – характеризующий временную эволюцию колебательных процессов и являющийся показателем хаотичности движений. Если фиксировать динамические характеристики движения, отображенного на фазовой плоскости $[x(t),\dot{x}(t)]$, только в отдельные моменты времени t_n, то последовательность таких точек фазового пространства будет представлять собой двумерное отображение [9]:

$$\begin{aligned} x_{n+1}&=f(x_n,y_n),\\ y_{n+1}&=g(x_n,y_n). \end{aligned} \quad (4)$$

Если выбор моментов времени t_n подчиняется определенному правилу, то отображение (4) называется отображением Пуанкаре.

Встречающиеся отображения Пуанкаре (ОП) могут быть сведены к нескольким перечисленным ниже классам структур, причем каждой из них соответствует определенный тип системы или модели [9]:

– конечный набор точек: периодическое или субгармоническое колебание;

– замкнутая кривая: квазипериодическое движение в присутствии несоизмеримых частот;

– незамкнутая кривая: одномерное отображение;

– фрактальный набор точек: странный аттрактор в трехмерном фазовом пространстве;

– бесформенный набор точек:

– динамическая система с сильным случайным сигналом или шумом;

– странный аттрактор в системе со слабой диссипацией;

– странный аттрактор в фазовом пространстве с более чем тремя измерениями;

– квазипериодическое движение с тремя или большим числом доминирующих несоизмеримых частот.

Таким образом, структура ОП может характеризовать используемые в системе сигналы, позволяет отличать периодические движения от непериодических, а также дает возможность наглядного представления состояния динамической системы в отдельные моменты времени.

Для его построения следует получить выборку значений в моменты, синхронизированные с периодом исследуемого движения T [9]:

$$t_n=nT+\tau_0. \quad (5)$$

Чтобы исследовать поведение радиотехнической системы (РС), находящейся в режиме поиска и синхронизации, была разработана программа моделирования радиоприемного тракта с входным ФМ сигналом (1), выполненная в среде Borland® Delphi® for Microsoft® Windows™ Version 10.0.2288.42451. Многооконный интерфейс программы представлен на рис. 1.

[1]Если в фазовом пространстве может быть построена замкнутая (n – 1)-мерная аналитическая поверхность S такая, что каждая линия потока пересекает S по крайней мере один раз в течение любого промежутка времени t и притом каждый раз в одном направлении, то такую поверхность S можно назвать «секущей поверхностью» («surface of section»). Таким образом, определяется однозначное аналитическое преобразование секущей поверхности S в себя. Свойства движения в этом случае отражаются в свойствах преобразования [10].

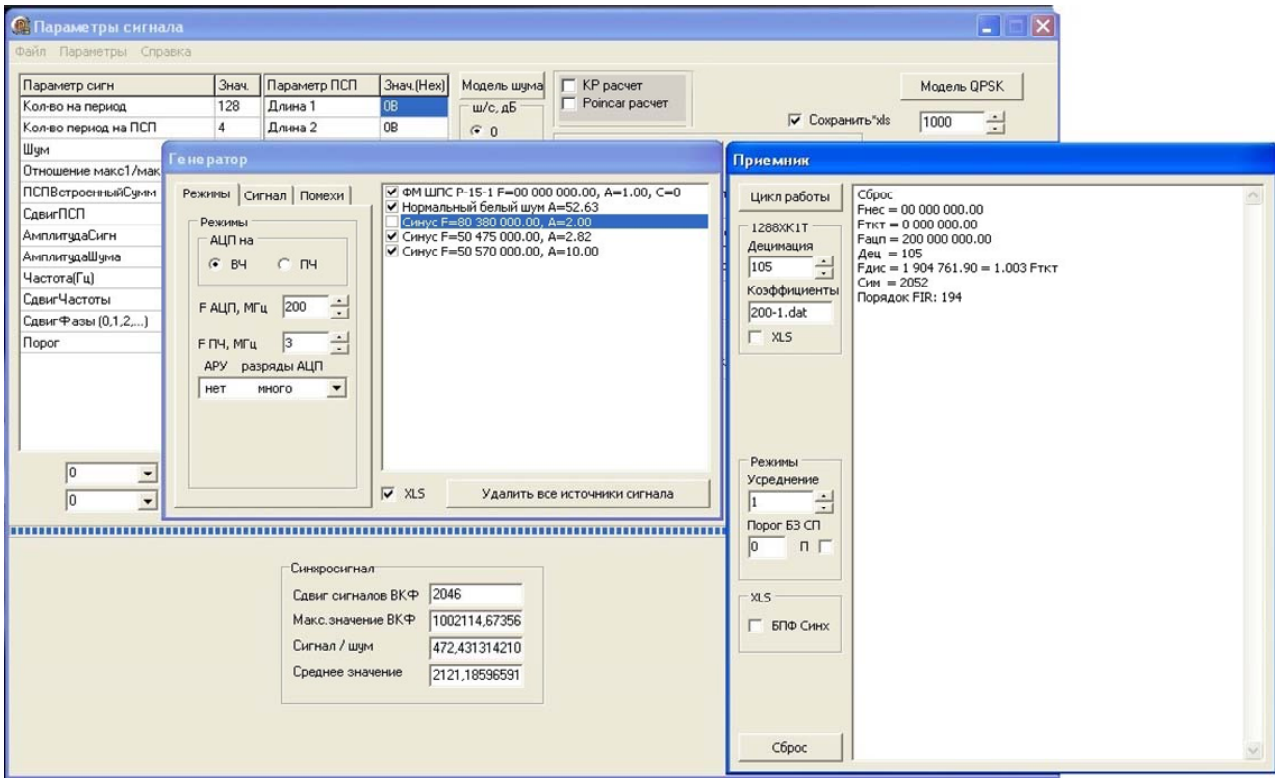
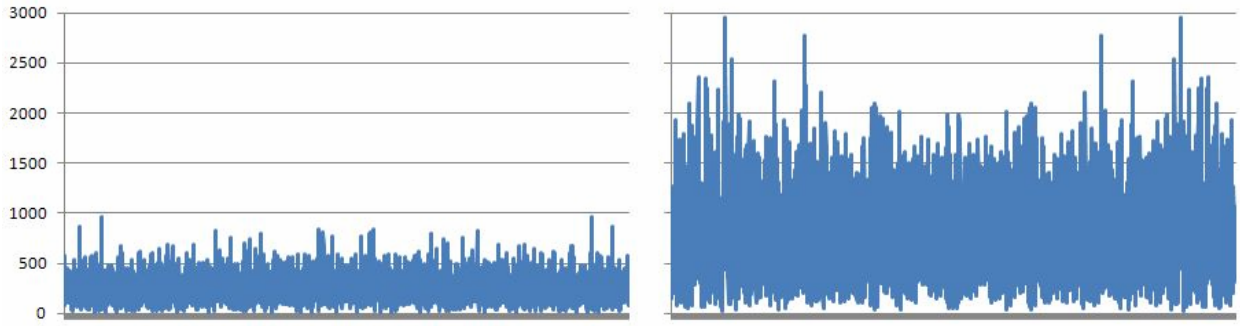


Рис. 1. Программа моделирования РС и расчета фрактальных характеристик

Создаваемая модель имеет ряд настраиваемых параметров, включая амплитуду, частоту и фазу несущего сигнала, параметры информационных последовательностей. Также имеется возможность формирования широкополосных, узкополосных и структурных помех.

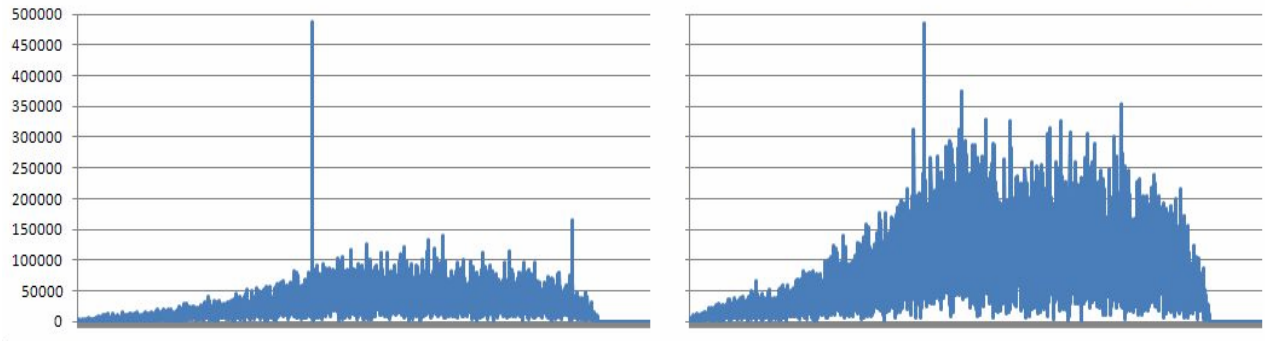
В программе применяются алгоритмы корреляционной обработки сигналов, а результаты используются для вычисления фрактальных характеристик исследуемой модели. Итогом работы программы являются файлы формата электронных таблиц, в которых сохраняются результаты моделирования для последующего анализа и визуализации результатов.

Для демонстрации возможностей программы на рис. 2 и 3 приведены изображения результатов традиционной корреляционной обработки сигнала.



а) б)

Рис. 2. БПФ входного сигнала в присутствии гауссовского шума 0 дБ и 10 дБ

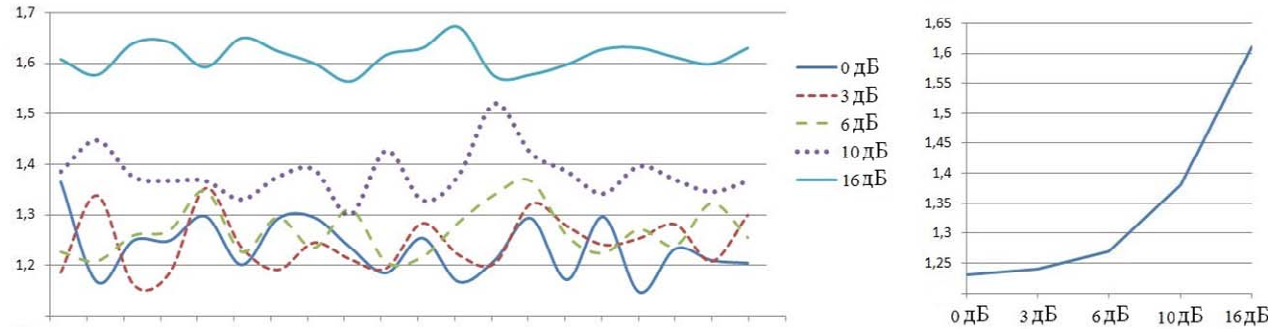


а) б)

Рис. 3. ВКФ для входного и опорного сигналов в присутствии гауссовского шума 0 дБ и 10 дБ

Используя данные расчета взаимной корреляционной функции (ВКФ) входного и опорного синхросигнала при помощи двойного преобразования Фурье, были получены значения корреляционной размерности ВКФ для случая РС, находящейся под действием помех, для разных значений отношения сигнал/шум (рис. 4).

Видно, что среднее значение корреляционной размерности увеличивается с ростом амплитуды помехи, хотя может отличаться для каждой конкретной реализации. Для малых отношений сигнал/шум при прочих фиксированных параметрах связи отличить значения корреляционной размерности для разных рядов практически невозможно, поэтому в этих случаях данная характеристика не может служить показателем критического поведения системы, что хорошо согласуется с теорией динамических систем.

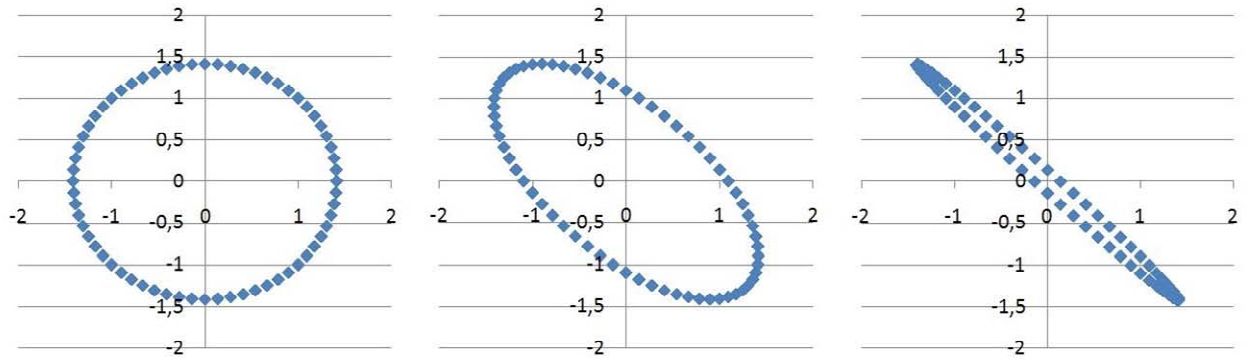


а) б)

Рис. 4. Корреляционная размерность ВКФ ряда случайных реализаций (а) и среднее значение корреляционной размерности (б)

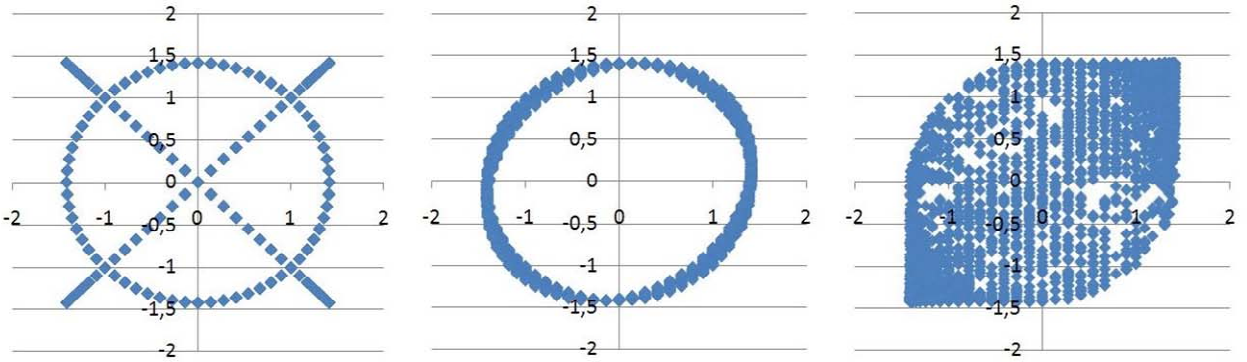
На рис. 5а–в приведены соответственно ОП для суммарного сигнала, полученного путем перемножения входного ФМ сигнала и опорного сигнала, если разность фаз соответственно равна 0, π/8, π/4. На рис. 6а приведено ОП для суммарного сигнала, полученного путем перемножения входного ФМ сигнала и опорного сигнала с разными псевдослучайными последовательностями, на рис. 6б, в приведено ОП для двух сигналов с отношением частот $f_1/f_2 = 0.001$ и $f_1/f_2 = 0.01$. На рис. 7а приведено ОП для случая, когда к входному сигналу добавлена помеха в виде гауссовского шума, отношение сигнал/шум составляет 0, 3 и 10 дБ.

Как видно из рис. 5–7, в каждом случае ОП представляет характерные области сгруппированных точек, изменяющиеся в зависимости от исследуемых параметров. Характерной особенностью ОП для разных отношений сигнал/шум является изменение размера сечения вдоль вертикальной оси, что можно объяснить шириной спектра частот соответствующего преобразования сигнала.



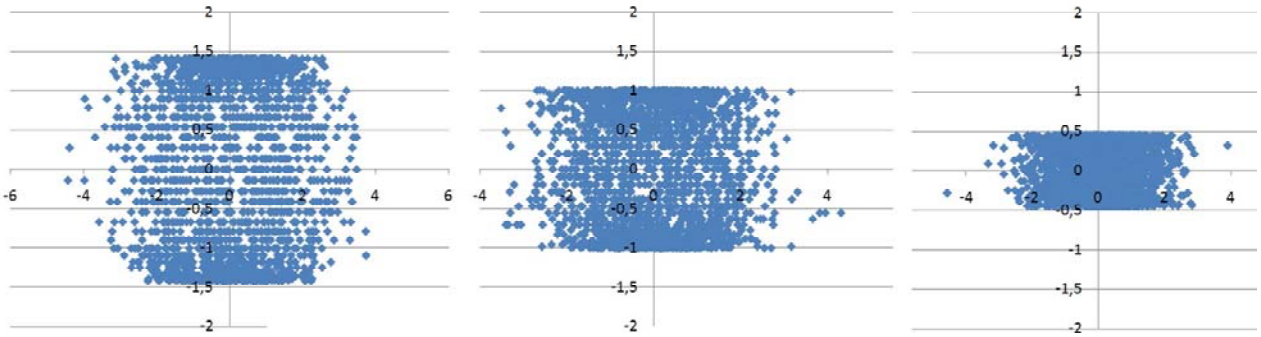
а) б) в)

Рис. 5. Отображение Пуанкаре для сигналов с разностью фаз 0 (а), π/8 (б), π/4 (в)



а) б) в)

Рис. 6. Отображение Пуанкаре для сигналов с разными последовательностями (а) и для сигналов с отношением частот $f_1/f_2 = 0.001$ (б) и $f_1/f_2 = 0.01$ (в)



а) б) в)

Рис. 7. Отображение Пуанкаре для сигналов в присутствии гауссовского шума: а – 0 дБ, б – 3 дБ, в – 10 дБ

Таким образом, в перечисленных ситуациях структура ОП дает весьма неплохое описание свойств системы. Ряд изображений ОП, полученных путем изменения масштаба динамической переменной, достаточно наглядно характеризует скейлинговые свойства динамики модели в различных ситуациях. В рамках фрактального формализма проявление пространственно-временных закономерностей следует рассматривать как характеристики фрактального сигнала с точки зрения взаимного расположения значений переменной на числовой оси без учета временного порядка следования.

Выводы

Идеи фрактальной геометрии получили широкое распространение в качестве инструмента, необходимого для анализа систем, демонстрирующих хаотическое поведение либо функционирующих в среде с высоким уровнем неопределенности параметров. Предлагаемый подход к описанию формообразующих параметров ШПС, основанный на методах нелинейной динамики, позволяет анализировать различные конфигурационные и энергетические показатели сигнала и показывает универсальный характер свойственных системе количественных закономерностей. Графическое отображение предоставляет возможность качественно оценить динамическую ситуацию в системе, находящейся под воздействием различных видов помех, и служит источником дополнительной информации о сигнале (характеристики шума, период, количество частот в объекте исследования).

Следует отметить, что представленный выше проект не исчерпывает всех возможностей фрактальной модели ШПС, позволяя и далее исследовать различные варианты поведения системы в критических случаях.

Литература

1. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. / Р. Лайонс. – 2-е изд. – М. : ООО Бином-Пресс, 2006. – 656 с.

2. *Прокис Дж.* Цифровая связь : пер. с англ. / Дж. Прокис ; под.ред Д.Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 798 с.

3. *Чуи К.* Введение в вейвлеты / К. Чуи. – М. : Мир, 2001. – 412 с.

4. *Пащенко Р.Э.* Формирование фрактальных сигналов / Р.Э. Пащенко. – Харьков : ХООО НЭО ЭкоПерспектива, 2005. – 298 с.

5. *Потапов А.А.* Фракталы в радиофизике и радиолокации. Фрактальный анализ сигналов / А.А. Потапов // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46, №3. – С. 261 – 270.

6. *Кузнецов А.П.* Фрактальный сигнал и динамика систем, демонстрирующих удвоения периода / А.П. Кузнецов, С.П. Кузнецов, И.Р. Сатаев // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. – 1995. – Т. 3, №5. – С. 64 – 87.

7. *Асосков А.Н.* Применение фрактальных методов для анализа управления радиоканалами многофункциональных систем / А.Н. Асосков, И.Н. Малышева // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – №1. – С. 37 – 44.

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

9. *Мун Ф.* Хаотические колебания / Ф. Мун. – М. : Мир, 1990. – 312 с.

10. *Биркгоф Д.* Динамические системы : пер. с англ. / Д. Биркгоф. – Ижевск : Издательский дом Удмуртский университет, 1999. – 408 с.

Статья поступила в редакцию 19 июня 2012 г.

УДК 621.396.2

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ МНОГИМИ ДАТЧИКАМИ В ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫХ СЕТЯХ

О.А. Крынина, вед. спец., тел.: (473) 252-58-22
А.Е. Лимарев, руководитель проекта, e-mail: limarev@sozvezdie.su
В.Н. Поветко, нач. информационно-аналитической службы, тел.: (473) 252-58-22
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрена задача обнаружения сигналов многими датчиками, локальные решения которых передаются в центр объединения данных для вынесения глобального решения на основе правила объединения данных. Проведен расчет и сравнительный анализ эффективности обнаружения сигналов многими датчиками при различных правилах принятия решений при объединении данных.

***Ключевые слова**: центр сбора данных, локальные решающие правила, объединение данных, глобальное решение.*

SIGNAL DETECTION EFFICIENCY ANALYSIS BY MULTIPLE SENSORS IN DECENTRALIZED NETWORKS

O.A. Krynina, leading specialist, tel.: (473) 252-58-22
A.E. Limarev, project director, e-mail: limarev@sozvezdie.su
V.N. Povetko, head of Information and Analytical Service, tel.: (473) 252-58-22
JSC «Sozvezdie» Concern»

Signal detection problem by multiple sensors is considered the local solutions of which are transmitted to data fusion center for making global solution based on data fusion rules. Signal detection efficiency comparative analysis and calculation are carried out using different decision making rules with data fusion.

***Key words**: data acquisition center, local decision rules, data fusion, global solution.*

Введение

В последнее время большое внимание уделяется системам обнаружения с использованием распределенных датчиков и объединения данных. Повышенная живучесть этой структуры, менее жесткие требования к ширине занимаемой полосы частот, устойчивость характеристик и более короткое время срабатывания обуславливают ее пригодность вопреки некоторому ухудшению эффективности. Таким образом, распределенная система пригодна для использования во многих практических ситуациях, например в системах охранной и пожарной сигнализации, где для блокирования реальных участков рубежа охраны используются территориально распределенные датчики обнаружения различного типа [1, 2]. Ещё одной из сфер ее применения является удаленный контроль больших ядерно-физических установок [3].

Один или несколько датчиков собирают сведения, эти данные обрабатываются, и частный результат передается в центр сбора данных. Эти результаты могут быть представлены достаточной статистикой, некоторым другим видом сжатых данных или предварительными решениями. Центр сбора данных, рассматривая поступающую информацию в качестве своих наблюдений, решает задачу проверки гипотезы для того, чтобы сделать общий вывод. Таким образом, необходимо определить методы обработки сигнала отдельными датчиками и объединения поступающей с них информации в центре для вынесения глобального решения.

Распределенному обнаружению и объединению данных посвящено достаточно много работ [4 – 15]. Сделанные в них выводы указывают на то, что для получения решения требуется большой объем вычислений, так как по мере увеличения количества обнаружителей увеличивается и число решаемых связанных нелинейных уравнений. Однако в этих работах не рассматривались конкретные виды обнаружителей сигналов в зависимости от априорной осведомленности наблюдателя, поэтому целью настоящей работы является применение данной теории к анализу эффективности конкретных видов обнаружителей в децентрализованных сетях.

1. Постановка задачи

Все обнаружители DMi, $i=1,\ldots,N$, наблюдают одно и то же явление. Каждый обнаружитель на основе своего собственного вектора наблюдений $\mathbf{y}_i$ выносит решение u_i в пользу одной из гипотез относительно источника данных. Другими словами, местное решение u_i может принимать значение 0 или 1 в зависимости от того, какую гипотезу (H_0 или H_1) принимает обнаружитель DMi. Совместная условная плотность наблюдений $p(y_1,\ldots,y_N|H_j)$, $j=0,1$, предполагается известной. Связь между обнаружителями не допускается. Местные решения передаются по каналам с ограниченной полосой частот в центр сбора данных, где они объединяются, и принимается окончательное решение относительно присутствия сигнала. Система датчиков с объединением данных показана на рис. 1.

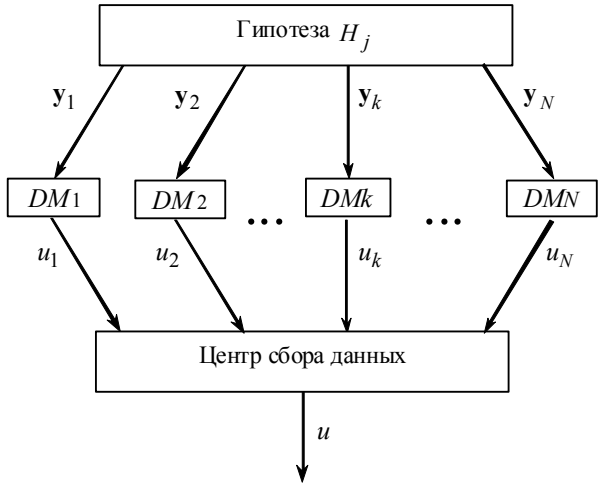


Рис. 1. Система датчиков с объединением данных

Рассматривается случай, когда с местных обнаружителей передаются жесткие решения. Центр сбора данных принимает глобальное решение u на основе принятого вектора решений $\mathbf{u}$, содержащего местные решения обнаружителей, т.е. $\mathbf{u}=(u_1,\ldots,u_N)^T$. Предполагается, что глобальное решение u зависит только от вектора местных решений $\mathbf{u}_i$ и не зависит от наблюдений $\mathbf{y}_i$. Вероятность появления сигнала ложной тревоги и вероятность обнаружения соответствующего обнаружителя DMi обозначаются соответственно через P_{Fi} и P_{Di} и определяются по формулам

$$P_{Fi}=P\left\{\begin{matrix}DMi\text{ принимает }H_1|H_0\text{ присутствует}\\ \text{решение}\end{matrix}\right\}=$$

$$=P(u_i=1|H_0),$$

$$P_{Di}=P\left\{\begin{matrix}DMi\text{ принимает }H_1|H_1\text{ присутствует}\\ \text{решение}\end{matrix}\right\}=$$

$$=P(u_i=1|H_1).$$

Определим множества условных вероятностей:

$$P(\mathbf{u}\,|\,H_j)=P(u_1,u_2,...,u_N\,|\,H_j);$$

$$P(u=i\,|\,\mathbf{u})=P(u=i\,|\,u_1,u_2,...,u_N),\ \ i,j=0,1.$$

Общие вероятности появления сигнала ложной тревоги P_F и обнаружения сигнала P_D соответственно можно выразить как

$$P_F=P(u=1|H_0)=\sum_{\mathbf{u}}P(u=1\,|\,\mathbf{u})P(\mathbf{u}\,|\,H_0),\quad(1)$$

$$P_D=P(u=1|H_1)=\sum_{\mathbf{u}}P(u=1\,|\,\mathbf{u})P(\mathbf{u}\,|\,H_1),\quad(2)$$

где $\sum_{\mathbf{u}}$ обозначает суммирование по всем возможным значениям вектора решений $\mathbf{u}$.

Задача состоит в получении правила объединения данных и правил принятия решений местными обнаружителями, минимизирующих среднюю стоимость.

2. Синтез оптимальной структуры (системы) объединения данных

Система обнаружения, показанная на рис. 1, рассматривается как группа, состоящая из двух элементов. Одним элементом является центр сбора данных, а другим – совокупность местных обнаружителей. Второй элемент, в свою очередь, можно рассматривать как группу, в которой отдельные обнаружители являются элементами в пределах своей группы. При оптимизации одного элемента группы предполагается, что другие элементы уже оптимизированы.

Оптимальная система принятия решения получается путем поэтапной оптимизации. Сначала получим правило объединения данных, которое минимизирует средний риск при условии, что группа обнаружителей уже оптимизирована, а затем – правила принятия решений на отдельных обнаружителях, которые минимизируют средний риск в предположении, что центр объединения данных и другие обнаружители уже оптимизированы.

Функцию риска, которую требуется минимизировать [16], можно записать как

$$\mathsf{R} = \sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1} C_{ij} P_j P\left(H_i \mid H_j\right),$$

где C_{ij} – стоимость принятия решения H_i при наличии условий гипотезы H_j, P_j – априорная вероятность принятия гипотезы H_j, $i, j = 0,1$. Предполагается, что C_{ij} и P_j известны, тогда байесовский риск имеет вид

$$\mathsf{R} = C_F P_F - C_D P_D + C, \qquad (3)$$

$$C_F = P_0\left(C_{10} - C_{00}\right),\ C_D = P_1\left(C_{01} - C_{11}\right),$$

$$C = C_{01}P_1 + C_{00}P_0,\ P_1 = 1 - P_0.$$

Будем считать, что принятие неверного решения имеет бóльшую стоимость, чем принятие верного решения: $C_{10} > C_{00}$, $C_{01} > C_{11}$, т.е. $C_F > 0$ и $C_D > 0$. Тогда, согласно (1) и (2), функцию риска (3) можно представить в виде

$$\mathsf{R} = C_F \sum_{\mathbf{u}} P(u=1 \mid \mathbf{u}) P(\mathbf{u} \mid H_0) -$$

$$- C_D \sum_{\mathbf{u}} P(u=1 \mid \mathbf{u}) P(\mathbf{u} \mid H_1) + C. \qquad (4)$$

2.1. Общий случай

Определим сначала местные решающие правила, минимизирующие средний риск. При выводе решающего правила на конкретном местном обнаружителе, например *DMk*, будем предполагать, что центр сбора данных и все остальные местные обнаружители уже оптимизированы. Разложим средний риск (4) в ряд по *k*-му местному решению u_k:

$$\mathsf{R} = \sum_{\mathbf{u}^k} \left\{ P(u=1 \mid \mathbf{u}^{k1}) [C_F P(\mathbf{u}^{k1} \left| H_0\right.) -\right.$$

$$- C_D P(\mathbf{u}^{k1} \left| H_1\right.)] + P(u=1 \mid \mathbf{u}^{k0}) \times$$

$$\left. \times [C_F P(\mathbf{u}^{k0} \left| H_0\right.) - C_D P(\mathbf{u}^{k0} \left| H_1\right.)] \right\} + C, \qquad (5)$$

где обозначено

$$\mathbf{u}^k = \left(u_1, \ldots, u_{k-1}, u_{k+1}, \ldots, u_N\right)^T,$$

$$\mathbf{u}^{kj} = \left(u_1, \ldots, u_k = j, \ldots, u_N\right)^T = \mathbf{u}\left|_{u_k = j}\right., \ j = 0,1.$$

Учитывая, что

$$P(\mathbf{u}^{k0} \mid H_j) = P(\mathbf{u}^k \mid H_j) - P(\mathbf{u}^{k1} \mid H_j),$$

функцию риска (5) выразим следующим образом:

$$\mathsf{R} = \sum_{\mathbf{u}^k} A(\mathbf{u}^k) [C_F P(\mathbf{u}^{k1} \mid H_0) -$$

$$- C_D P(\mathbf{u}^{k1} \mid H_1)] + C_k, \qquad (6)$$

где

$$C_k = \sum_{\mathbf{u}^k} P(u=1 \mid \mathbf{u}^{k0}) [C_F P(\mathbf{u}^k \mid H_0) -$$

$$- C_D P(\mathbf{u}^k \mid H_1)] + C,$$

$$A(\mathbf{u}^k) = P(u=1 \mid \mathbf{u}^{k1}) - P(u=1 \mid \mathbf{u}^{k0}).$$

Обозначим $\mathbf{Y} = (\mathbf{y}_1, \ldots, \mathbf{y}_N)^T$, $\mathbf{Y}^k = (\mathbf{y}_1, \ldots, \mathbf{y}_{k-1}, \mathbf{y}_{k+1}, \ldots, \mathbf{y}_N)^T$, тогда можно записать

$$P(\mathbf{u} \mid H_j) = \int_{\mathbf{Y}} P(\mathbf{u} \mid \mathbf{Y}) p(\mathbf{Y} \mid H_j) d\mathbf{Y},$$

где $\int_{\mathbf{Y} \text{ или } \mathbf{Y}^k}$ представляет многократный интеграл по всем возможным составляющим.

Поскольку принятие решения каждым обнаружителем зависит только от его собственного наблюдения, то

$$P(\mathbf{u} \mid \mathbf{Y}) = \prod_{i=1}^{N} P(u_i \mid \mathbf{y}_i),$$

$$P(\mathbf{u}^{ki} \mid \mathbf{Y}) = P(u_k = i \mid \mathbf{y}_k) P(\mathbf{u}^k \mid \mathbf{Y}^k), \ \ i = 0,1.$$

С учетом вышесказанного преобразуем (6) к виду

$$\mathsf{R} = C_k + \int_{\mathbf{y}_k} d\mathbf{y}_k P(u_k = 1 \mid \mathbf{y}_k) \times$$

$$\times \left\{ \sum_{\mathbf{u}^k} \int_{\mathbf{Y}^k} d\mathbf{Y}^k A(\mathbf{u}^k) P(\mathbf{u}^k \mid \mathbf{Y}^k) [C_F p(\mathbf{Y} \mid H_0) - \right.$$

$$\left. - C_D p(\mathbf{Y} \mid H_1)] \right\}. \qquad (7)$$

Теперь, предполагая, что все обнаружители, кроме *k*-го, были оптимизированы, получим правило принятия решения обнаружителем *DMk*, заключающееся в минимизации среднего риска. Для *k*-го обнаружителя C_k – постоянная величина, и решающее правило обнаружителя *DMk* имеет вид

$$P(u_k = 1 \mid \mathbf{y}_k) = \begin{cases} 1, & \text{если } D(k) \le 0; \\ 0 - \text{в других случаях}, \end{cases} \quad (8)$$

где

$$D(k) = \sum_{\mathbf{u}^k} \int_{\mathbf{Y}^k} d\mathbf{Y}_k A(\mathbf{u}^k) P(\mathbf{u}^k \mid \mathbf{Y}^k)[C_F p(\mathbf{Y} \mid H_0) - C_D p(\mathbf{Y} \mid H_1)].$$

Так как

$$p(\mathbf{Y} \mid H_j) = p(\mathbf{Y}^k \mid \mathbf{y}_k, H_j) p(\mathbf{y}_k \mid H_j),$$

то правило принятия решения обнаружителем DMk, которое минимизирует функцию риска, выразим в виде

$$p(\mathbf{y}_k \mid H_1) \sum_{\mathbf{u}^k} \int_{\mathbf{Y}^k} A(\mathbf{u}^k) P(\mathbf{u}^k \mid \mathbf{Y}^k) C_D \times$$

$$\times p(\mathbf{Y}^k \mid \mathbf{y}_k, H_1) d\mathbf{Y}^k \underset{u_k = 0}{\overset{u_k = 1}{\gtrless}} p(\mathbf{y}_k \mid H_0) \times$$

$$\times \sum_{\mathbf{u}^k} \int_{\mathbf{Y}^k} A(\mathbf{u}^k) P(\mathbf{u}^k \mid \mathbf{Y}^k) C_F p(\mathbf{Y}^k \mid \mathbf{y}_k, H_0) d\mathbf{Y}^k . \quad (9)$$

Получим правило объединения, минимизирующее средний риск. На основе наблюдений местных обнаружителей формируется вектор принятия решения $\mathbf{u}$. Предположим, что все обнаружители оптимизированы и условные распределения $P(\mathbf{u} \mid H_j), j = 0,1$, известны. Элементы вектора $\mathbf{u}$ имеют двоичное значение, поэтому существует 2^N возможных векторов решений. Обозначим через $\mathbf{u}^*$ один из 2^N возможных векторов и выразим риск (5) следующим образом:

$$\mathsf{R} = P(u = 1 \mid \mathbf{u}^*)[C_F P(\mathbf{u}^* \mid H_0) - C_D P(\mathbf{u}^* \mid H_1)] + K(\mathbf{u}^*), \quad (10)$$

где

$$K(u^*) = \sum_{\substack{\mathbf{u} \\ \mathbf{u} \ne \mathbf{u}^*}} P(u = 1 \mid \mathbf{u})[C_F P(\mathbf{u} \mid H_0) - C_D P(\mathbf{u} \mid H_1)] + C.$$

Для вектора решений $\mathbf{u}^*$ значение $K(\mathbf{u}^*)$ является фиксированным. Следовательно, риск минимизируется, если применить следующее правило объединения:

$$P(u = 1 \mid \mathbf{u}^*) = \begin{cases} 1, & \text{если } [C_F P(\mathbf{u}^* \mid H_0) - \\ & - C_D P(\mathbf{u}^* \mid H_1)] \le 0 \\ 0 - \text{в другом случае} \end{cases} . \quad (11)$$

Правило объединения можно выразить как

$$C_D P(\mathbf{u}^* \mid H_1) - C_F P(\mathbf{u}^* \mid H_0) \underset{P(u = 1 \mid \mathbf{u}^*) = 0}{\overset{P(u = 1 \mid \mathbf{u}^*) = 1}{\gtrless}} 0 .$$

Так как $C_F > 0$ и $C_D > 0$, то получаем

$$\frac{P(\mathbf{u}^* \mid H_1)}{P(\mathbf{u}^* \mid H_0)} \underset{u = 0}{\overset{u = 1}{\gtrless}} \frac{C_F}{C_D} . \quad (12)$$

Таким образом, получили 2^N уравнений вида (12) и N уравнений вида (9). Одновременное решение этих $N + 2^N$ нелинейных связанных уравнений дает поэтапное решение задачи проверки двух гипотез. Эта задача может быть расширена и для проверки M гипотез аналогичным образом, и в этом случае требуется решить $(M-1)N + M^N$ уравнений. С ростом числа обнаружителей N быстро возрастает объем вычислений за счет связности и нелинейности уравнений [6].

2.2. Идентичные обнаружители и независимые наблюдения

Если допустить независимость наблюдений, то трудность вычислений значительно сокращается, так как в этом случае уравнения решаются проще, и правила принятия решений на отдельных обнаружителях становятся классическими критериями отношения правдоподобия.

Местные решающие правила, заданные в (9), обычно не являются пороговыми критериями. Однако если наблюдения, выполняемые местными обнаружителями, предполагаются условно независимыми, то местные решающие правила сводятся к пороговым критериям. Исходя из этого предположения, имеем

$$p(\mathbf{Y} \mid H_j) = \prod_{i=1}^{N} p(\mathbf{y}_i \mid H_j), \ j = 0,1.$$

Локальные решающие правила, согласно (9), представим в виде

$$\frac{p(\mathbf{y}_k \mid H_1)}{p(\mathbf{y}_k \mid H_0)} \underset{u_k=0}{\overset{u_k=1}{\gtrless}} \frac{C_F \sum\limits_{\mathbf{u}^k} A(\mathbf{u}^k) \prod\limits_{i=1, i\neq k}^{N} P(u_i \mid H_0)}{C_D \sum\limits_{\mathbf{u}^k} A(\mathbf{u}^k) \prod\limits_{i=1, i\neq k}^{N} P(u_i \mid H_1)} \quad (13)$$

или

$$\frac{p(\mathbf{y}_k \mid H_1)}{p(\mathbf{y}_k \mid H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \frac{C_{F_k}}{C_{D_k}} = t_k, \quad k = 1,2,...,N,$$

где

$$C_{F_k} = C_F \sum_{\mathbf{u}^k} A(\mathbf{u}^k) \prod_{i=1, i\neq k}^{N} P(u_i \mid H_0) =$$

$$= C_F \sum_{\mathbf{u}^k} A(\mathbf{u}^k) \prod_{S_0^k} (1 - P_{F_j}) \prod_{S_1^k} P_{F_l},$$

$$C_{D_k} = C_D \sum_{\mathbf{u}^k} A(\mathbf{u}^k) \prod_{i=1, i\neq k}^{N} P(u_i \mid H_1) =$$

$$= C_D \sum_{\mathbf{u}^k} A(\mathbf{u}^k) \prod_{S_0^k} (1 - P_{D_j}) \prod_{S_1^k} P_{D_l},$$

где S_0 – совокупность всех значений j, для которых местные решения $u_j = 0$, $u_j \in \mathbf{u}$; S_1 – совокупность всех значений l, для которых местные решения $u_l = 1$, $u_l \in \mathbf{u}$, ; S_0^k – S_0 за исключением решения u_k; S_1^k – S_1 за исключением решения u_k;

$$A(\mathbf{u}^k) = P(u = 1 \mid \mathbf{u}^{k1}) - P(u = 1 \mid \mathbf{u}^{k0}),$$

$$\mathbf{u}^k = (u_1, \ldots, u_{k-1}, u_{k+1}, \ldots, u_N)^T,$$

$$\mathbf{u}^{kj} = (u_1, \ldots, u_k = j, \ldots, u_N)^T = \mathbf{u}\big|_{u_k = j}, \quad j = 0,1.$$

Заметим, что правая часть уравнения (13) – константа, и следовательно, решающие правила являются пороговыми критериями.

Правило объединения для случая независимых наблюдений можно выразить следующим образом:

$$\prod_{i=1}^{N} \frac{P(u_i \mid H_1)}{P(u_i \mid H_0)} \underset{u=0}{\overset{u=1}{\gtrless}} \frac{C_F}{C_D}. \quad (14)$$

Число связанных нелинейных уравнений, которые необходимо решить, остается прежним: $N + 2^N$, но сложность вычислений уменьшилась, поскольку местные решающие правила свелись к пороговым критериям.

Так как $P_{Di} = P(u_i = 1 \mid H_1)$, $1 - P_{Di} = P(u_i = 0 \mid H_1)$, $P_{Fi} = P(u_i = 1 \mid H_0)$, $1 - P_{Fi} = P(u_i = 0 \mid H_0)$, левую часть уравнения (14) можно представить следующим образом [8]:

$$\prod_{i=1}^{N} \frac{P(u_i \mid H_1)}{P(u_i \mid H_0)} = \prod_{S_1} \frac{P_{Di}}{P_{Fi}} \prod_{S_0} \frac{1 - P_{Di}}{1 - P_{Fi}}. \quad (15)$$

Подставляя (15) в (14) и логарифмируя обе части, получим

$$\sum_{i=1}^{N} \left[u_i \log \frac{P_{Di}}{P_{Fi}} + (1 - u_i) \log \frac{1 - P_{Di}}{1 - P_{Fi}} \right] \underset{u=0}{\overset{u=1}{\gtrless}} \log \frac{C_F}{C_D},$$

$$u_i = 0,1. \quad (16)$$

Таким образом, правило объединения представляет собой сравнение с порогом взвешенной суммы поступающих местных решений, а веса определяются надежностью решений. Число правил объединения данных быстро растет с увеличением N. Нам необходимо выбрать одно из них.

Покажем, что правило объединения сводится к правилу «K из N», если предположить, что все обнаружители идентичны, а наблюдения местных обнаружителей являются условно независимыми и одинаково распределенными:

$$p(\mathbf{y}_k \mid H_j) = p(\mathbf{y}_l \mid H_j), \; k,l = 1,2,...,N; j = 0,1.$$

Поскольку условные плотности распределения одинаковые, то обнаружители имеют одинаковые пороги. Это предположение приводит к незначительным потерям оптимальности, но значительно упрощает вычисления, поскольку требуется найти один порог. Средняя стоимость не очень чувствительна к изменениям значения местных порогов, и вполне целесообразно принять равные пороги. Кроме того, при таком предположении правило объединения сводится к правилу «K из N», т.е. глобальным решением u является решение в пользу гипотезы H_1, если K или более местных обнаружителей принимают гипотезу H_1. Это еще больше упрощает вычисления.

Локальные обнаружители имеют одинаковые пороги и, следовательно, одинаковые значения вероятности ложной тревоги и обнаружения, т.е. $P_{Di} = p_D$ и $P_{Fi} = p_F$, $i = 1,\ldots,N$. Следовательно, вероятность $P(u=1|\mathbf{u})$ одинакова для всех векторов принятия решений $\mathbf{u}$, содержащих одинаковое число единиц. Для удобства обозначений определим

$$Q_j = P(u=1\,|\,\mathbf{u} \text{ содержит } j \text{ единиц}),\ j = 1,\ldots,N,$$

$$L = \frac{C_F}{C_D}.$$

В рассматриваемом случае правило объединения по формуле (14) можно выразить следующим образом:

$$\left(\frac{1-p_D}{1-p_F}\right)^N \underset{Q_0=0}{\overset{Q_0=1}{\gtrless}} L \quad (0 \text{ единиц})$$

$$\frac{p_D}{p_F}\left(\frac{1-p_D}{1-p_F}\right)^{N-1} \underset{Q_1=0}{\overset{Q_1=1}{\gtrless}} L \quad (1 \text{ единица})$$

$$\left(\frac{p_D}{p_F}\right)^i \left(\frac{1-p_D}{1-p_F}\right)^{N-i} \underset{Q_i=0}{\overset{Q_i=1}{\gtrless}} L \quad (i \text{ единиц})$$

$$\vdots$$

$$\left(\frac{p_D}{p_F}\right)^N \underset{Q_N=0}{\overset{Q_N=1}{\gtrless}} L \quad (N \text{ единиц}).$$

Рабочие характеристики приемника (РХП) оптимальной системы обнаружения выпуклы, поэтому РХП отдельных обнаружителей в решении рассматриваемой системы с индивидуальной оптимизацией также выпуклы [14]. Рассмотрим определенное выше правило объединения. По мере продвижения от i-го этапа к $i+1$-му, $i = 0,1,\ldots,N-1$, будем умножать левую часть на $(p_D/p_F)\left[(1-p_F)/(1-p_D)\right]$. Из выпуклости РХП следует $(p_D/p_F) \geq 1$ и $[(1-p_D)/(1-p_F)] \leq 1$. Тем самым, если левый член становится больше правого на всех дальнейших этапах j, таких, что $j \geq i$, то очевидно, что мы имеем правило объединения «K из N».

Получим оптимальное значение K, минимизирующее средний риск, для правила объединения данных «K из N». Для этого правила общие вероятность обнаружения и вероятность ложной тревоги задаются формулами

$$P_D = \sum_{i=K}^{N} \binom{N}{i} (p_D)^i (1-p_D)^{N-i}, \qquad (17)$$

$$P_F = \sum_{i=K}^{N} \binom{N}{i} (p_F)^i (1-p_F)^{N-i}. \qquad (18)$$

Подставляя (17) и (18) в (4), получим формулу риска в виде функции от K:

$$\mathsf{R}(K) = \sum_{i=K}^{N} \binom{N}{i} \left[C_F (p_F)^i (1-p_F)^{N-i} - C_D (p_D)^i (1-p_D)^{N-i} \right] + C.$$

Приращение R как функцию от K можно выразить в виде

$$\mathsf{R}(K+1) - \mathsf{R}(K) = \binom{N}{K} \left[C_D (p_D)^K (1-p_D)^{N-K} - C_F (p_F)^K (1-p_F)^{N-K} \right]. \qquad (19)$$

С учетом выпуклости РХП $\mathsf{R}(\cdot)$ имеет единственное минимальное значение. Чтобы определить K_{opt} из (19), получим

$$\left(\frac{p_D}{p_F}\right)^K \left(\frac{1-p_D}{1-p_F}\right)^{N-K} \underset{\mathsf{R}(K) > \mathsf{R}(K+1)}{\overset{\mathsf{R}(K) < \mathsf{R}(K+1)}{\gtrless}} L. \qquad (20)$$

Так как $p_D \geq p_F$, $1-p_D \leq 1-p_F$ и $\log\left\{(p_D/p_F)\left[(1-p_F)/(1-p_D)\right]\right\}$ неотрицательны, то без влияния на знак неравенства можно записать

$$K \underset{\mathsf{R}(K) > \mathsf{R}(K+1)}{\overset{\mathsf{R}(K) < \mathsf{R}(K+1)}{\gtrless}} \frac{\log\left\{L\left[(1-p_F)/(1-p_D)\right]^N\right\}}{\log\left\{\left(p_D(1-p_F)\right)/p_F(1-p_D)\right\}} = K^*. \qquad (21)$$

Таким образом, оптимальное значение K_{opt} для правила объединения «K из N» задается формулой [14]

$$K_{opt} = \begin{cases} \left\lceil K^* \right\rceil, \text{ если } K^* \geq 0, \\ 0 - \text{при других значениях } \mathbf{u}. \end{cases} \qquad (22)$$

Правило объединения «K из N» можно реализовать логическими функциями. Обычно используются следующие правила объединения: «И» – «N из N», «ИЛИ» – «1 из N», «БОЛЬШИНСТВО» – «$\lceil (N+1)/2 \rceil$ из N». Эти правила оптимальны для определенных интервалов значений параметров, но широко используются благодаря простоте реализации.

Применим полученные результаты для сравнительного анализа эффективности основных видов обнаружителей сигналов (в качестве локальных) в децентрализованных сетях.

3. Вероятностные характеристики основных видов обнаружителей

3.1. Обнаружитель детерминированных сигналов

На вход обнаружителя поступает случайный процесс

$$y(t) = \begin{cases} s(t) + n(t) \text{ при } H_1, \\ n(t) \text{ при } H_0, \end{cases} \quad 0 \le t \le T, \tag{23}$$

где $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности G_0.

Статистика обнаружителя z [17] имеет гауссовское распределение с параметрами $E\{z \mid H_0\} = 0$; $E\{z \mid H_1\} = E_s$, $\sigma^2 = \dfrac{G_0 E_s}{2}$, где E_s – энергия сигнала.

Оптимальный обнаружитель детерминированных сигналов может быть реализован на базе коррелятора (рис. 2а) или согласованного фильтра (рис. 2б). На рисунке обозначено: УС – устройство сравнения с порогом z_0; T_0 – время наблюдения; СФ – согласованный фильтр; d_1, d_0 – решения о наличии и отсутствии сигнала.

Вероятности ложной тревоги и обнаружения на одном шаге можно записать как

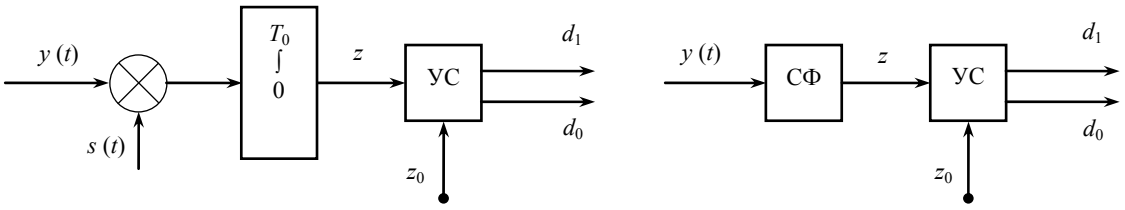
$$P_f = \int_{z_0}^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) dt = 1 - F(z_{\text{н}}), \tag{24}$$

$$P_d = \int_{z_0}^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(t-E_s)^2}{2\sigma^2}\right) dt = 1 - F(z_{\text{н}} - q), \tag{25}$$

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} \exp\left(\frac{-t^2}{2}\right) dt, \tag{26}$$

где $q^2 \triangleq 2E_s/G_0$ – отношение сигнал–шум; $z_{\text{н}} = z_0/\sigma$ – нормированный порог, являющийся решением уравнения

$$P_f = \int_{z_{\text{н}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt = 1 - F(z_{\text{н}}). \tag{27}$$



а) б)

Рис. 2. Оптимальный обнаружитель на базе коррелятора (а) и согласованного фильтра (б)

3.2. Обнаружитель квазидетерминированных сигналов со случайной фазой

Структурная схема оптимального обнаружителя сигнала со случайной фазой, реализованного на базе коррелятора или согласованного фильтра, изображена на рис. 3, где АД – амплитудный детектор; z_1, z_2 – статистики решений.

Статистика на выходе обнаружителя при наличии шума и смеси сигнала с шумом распределена по закону Рэлея и обобщенному закону Рэлея соответственно.

Вероятность ложной тревоги определяется из выражения [17]

$$P_f = \int_{z_0}^{\infty} \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz = \exp\left(-\frac{z_0^2}{2\sigma^2}\right), \tag{28}$$

вероятность обнаружения –

$$P_d = \int_{z_0}^{\infty} \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2 + E_s{}^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(-\frac{zE_s}{\sigma^2}\right) dz. \tag{29}$$

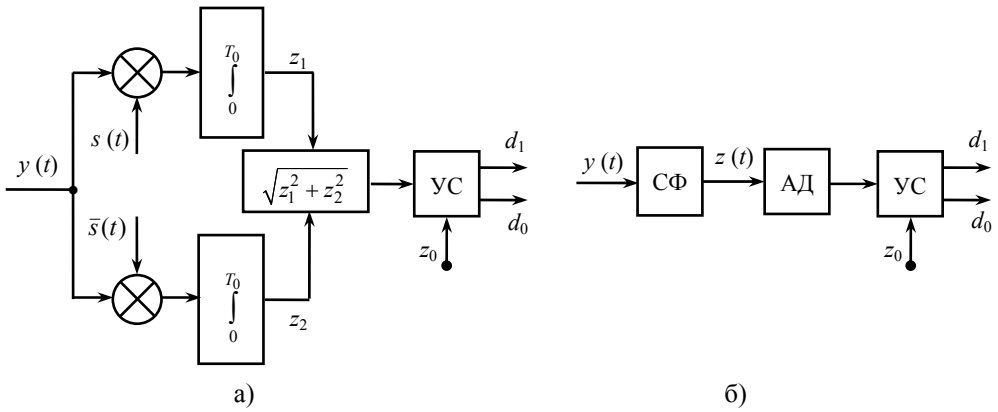


Рис. 3. Оптимальный обнаружить сигнала со случайной фазой, реализованный на базе коррелятора (а) и согласованного фильтра (б)

Значение нормированного порога $z_{\text{н}} = z_0/\sigma$ находится из (25):

$$z_{\text{н}} = \sqrt{-2\ln p_f}\ . \qquad (30)$$

Заменой переменных $t = z^2/\sigma^2$ выражение (29) приводится к виду

$$P_d = \frac{1}{2}\int_{z_{\text{н}}^2}^{\infty} \exp\left(-q^2\right)\exp\left(-\frac{t}{2}\right) I_0\left(q\sqrt{2t}\right)dt = $$

$$= 1 - F_1(z_{\text{н}}^2 \mid N = 2, q^2), \qquad (31)$$

где $F_1(z_{\text{н}} \mid N, q^2)$ – интегральная функция вероятностей нецентрального χ^2-распределения с двумя степенями свободы.

3.3. Обнаружитель сигналов неизвестной структуры

Предельным случаем априорной неопределенности относительно обнаруживаемых сигналов является задача обнаружения стохастических сигналов на фоне аддитивной гауссовской помехи $n(t)$, когда наблюдаемые реализации имеют вид

$$y(t) = \begin{cases} s_c(t) + n(t) \text{ при } H_1, \\ n(t) \text{ при } H_0, t \in \left[(n-1)T_0, nT_0\right], \end{cases} \qquad (32)$$

где $s_c(t)$ – случайный гауссовский процесс.

Оптимальные алгоритмы обнаружения стохастических сигналов чрезвычайно трудоемки при практической реализации. Более простым для реализации является энергетический обнаружитель Прайса–Урковица (рис. 4) [18, 19], где ПФ – полосовой фильтр.

Нормированная статистика на выходе обнаружителя имеет вид

$$z_{\text{н}} = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} y^2(t)dt\ . \qquad (33)$$

Вероятности ложной тревоги и обнаружения сигнала могут быть определены соответственно из выражений

$$P_f = 1 - F_0(z_0 \mid N), \qquad (34)$$

$$P_d = 1 - F_1(z_0 \mid N, \lambda), \qquad (35)$$

где $F_0(z_0 \mid N)$ и $F_1(z_0 \mid N, \lambda)$ – функции распределения для центрального и нецентрального χ^2-распределения с N степенями свободы и параметром нецентральности $\lambda = 2q^2$.

Значение порогового уровня находится как решение уравнения

$$F_0(z_0 \mid N) = 1 - \alpha, \qquad (36)$$

где α – вероятность ложной тревоги.

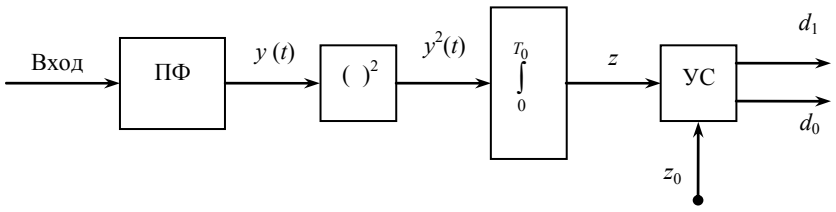


Рис. 4. Энергетический обнаружитель Прайса–Урковица

3.4. Обнаружители сигналов с постоянным уровнем ложной тревоги

В рассмотренных выше обнаружителях процедура обнаружения сигналов сводится к сравнению статистики, основанной на выборках входной смеси сигнала и помехи, с порогом. Однако изменение интенсивности или закона распределения вероятностей помехи существенно ухудшает рабочие характеристики (РХ) обнаружителей, синтезированных по критерию максимума отношения правдоподобия. Поэтому возникает необходимость в специальных алгоритмах обработки с постоянным уровнем ложных тревог (ПУЛТ). Первоначально алгоритмы обработки с ПУЛТ появились для гауссовских помех с неизвестной мощностью. Стабилизация уровня ложной тревоги в этом случае сводится к оценке мощности помехи и установлению соответствующего порога обнаружения.

Существуют различные комбинации обнаружителей данного типа [20]. Структурная схема одного из них изображена на рис. 5. Она содержит линейный тракт приемника (ЛТП), квадратичный детектор (КД), линию задержки (ЛЗ), реализующую «скользящее окно», усредняющий сумматор, на выходе которого формируется сигнал, пропорциональный мощности шума, и пороговое устройство.

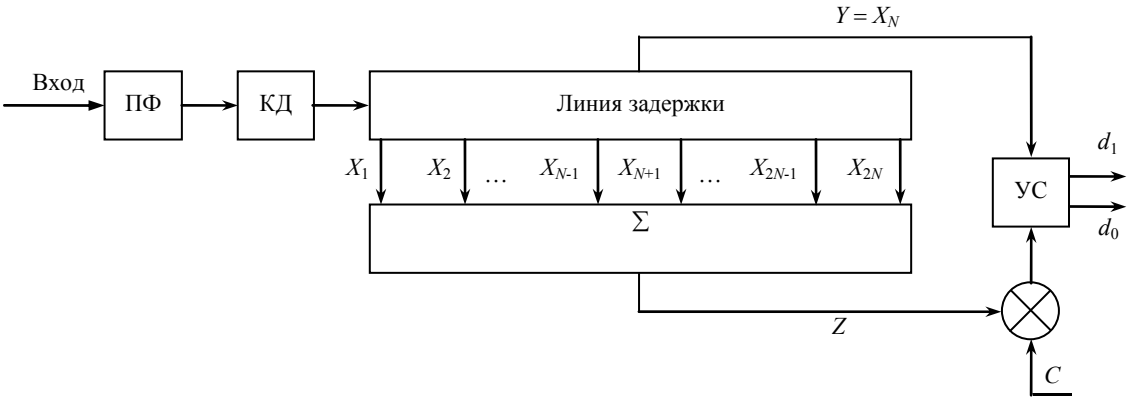


Рис. 5. Вариант обнаружителя с ПУЛТ

Величина задержки между отводами ЛЗ приблизительно равна длительности принимаемого сигнала. Сигнал с выхода центрального отвода Y сравнивается с произведением порогового коэффициента C и суммы Z. Пороговый коэффициент C зависит от вероятности ложной тревоги, величины «окна» и числа отводов линии задержки.

Правило принятия гипотез имеет вид

$$\begin{cases} H_0 : Y < ZC; \\ H_1 : Y > ZC. \end{cases} \qquad (37)$$

Вероятность ложной тревоги –

$$P_f = P_r\left\{\frac{Y}{Z} > C\right\} = P_r\left\{F' > \frac{C\nu_2}{\nu_1}\right\}, \qquad (38)$$

где случайная величина $F' = \dfrac{Y/\nu_1}{Z/\nu_2}$ имеет при отсутствии сигнала центральное F-распределение с $\nu_1 = 2$ и $\nu_2 = 2N$ степенями свободы. Плотность распределения вероятностей случайной величины определяется выражением [21]

$$f_0(z \mid \nu_1, \nu_2) = \frac{\nu_1^{\nu_1/2}\nu_2^{\nu_2/2}}{B\left(\dfrac{\nu_1}{2}, \dfrac{\nu_2}{2}\right)} z^{(\nu_1-2)/2} \times$$

$$\times(\nu_2 + \nu_1 z)^{-(\nu_1+\nu_2)/2}, \qquad (39)$$

где $B\left(\dfrac{\nu_1}{2}, \dfrac{\nu_2}{2}\right)$ – бета-функция.

Вероятность ложной тревоги с учетом (39) можно записать как

$$P_f = \int_{CN}^{\infty} f_0(z \mid \nu_1, \nu_2)dz = \frac{2(2N)^N}{B(1,N)} \times$$

$$\times \int_{CN}^{\infty} \frac{dz}{(2N + 2z)^{N+1}} = (1 + C)^{-N}. \qquad (40)$$

Вероятность обнаружения также находится из (38), а случайная величина $F' = \dfrac{Y/\nu_1}{Z/\nu_2}$ имеет нецентральное F-распределение с ν_1, ν_2 степенями свободы и параметром нецентральности λ.

Плотность распределения в этом случае [21]

$$f_{10}(z\,|\,\nu_1,\nu_2,\lambda)=\sum_{j=0}^{\infty}\frac{e^{-\lambda/2}(\lambda/2)^j}{j!B\left(\frac{\nu_1}{2}+j,\frac{\nu_2}{2}\right)}\times$$

$$\times\frac{(\nu_1/\nu_2)^{\nu_1/2+j}z^{\nu_1/2+j-1}}{\left(1+\frac{\nu_1}{\nu_2}z\right)^{(\nu_1+\nu_2)/2+j}}. \qquad (41)$$

Вероятность обнаружения может быть представлена следующим образом:

$$P_d=P_r\left\{F'>\frac{C\nu_2}{\nu_1}\right\}=\int_{CN}^{\infty}f_{10}(z\,|\,\nu_1,\nu_2,\lambda)dz\ . \qquad (42)$$

Выражение для вероятности обнаружения в виде ряда получается после подстановки (41) в (42) и интегрирования с учетом свойств бета-функции [21]:

$$P_d=\sum_{j=0}^{\infty}e^{-\lambda/2}\frac{(\lambda/2)^j}{j!}\left(\frac{1}{1+C}\right)^{N+j}\sum_{i=0}^{j}\binom{N+j}{i}C^i\ . \qquad (43)$$

Алгоритмы расчета вероятностных характеристик рассмотренных выше обнаружителей приведены в [17].

4. Сравнительный анализ эффективности обнаружения сигналов многими датчиками в централизованной и децентрализованной сети

В централизованной системе информация со всех датчиков поступает в центр сбора данных (централизованный обнаружитель), который на основе полученной информации выносит решение о наличии сигнала. В распределенной (децентрализованной) системе информация о сигнале обрабатывается каждым датчиком, и принимается локальное оптимальное решение. Эти решения передаются в центр объединения данных, который на основе оптимального правила объединения выносит глобальное решение о наличии сигнала.

Алгоритм расчета рабочих характеристик децентрализованной системы с N идентичными локальными обнаружителями по правилу объединения данных «K из N» (принимается решение о наличии сигнала, если K или более локальных обнаружителей принимают такое решение) состоит из следующих шагов:

1. Выбирается N локальных идентичных обнаружителей и правило объединения данных: выбор $K=N$ соответствует правилу «И», $K=1$ – правилу «ИЛИ», $K=\lceil(N+1)/2\rceil$ – правилу «БОЛЬШИНСТВО».

2. По заданной вероятности ложной тревоги децентрализованной системы с N обнаружителями $P_F=10^{-3}$, согласно (18), определяется вероятность ложной тревоги локальных обнаружителей $P_f=P_{Fi}$, $i=1,\ldots,N$ (обнаружители идентичны, поэтому имеют одинаковые значения вероятности ложной тревоги), для каждого правила объединения данных.

3. Для каждого значения отношения сигнал–шум q^2 рассчитывается порог локальных идентичных обнаружителей (все обнаружители имеют одинаковые пороги).

4. Вычисляется вероятность правильного обнаружения $P_d=P_{Di}$ локальных обнаружителей.

5. Вычисляется вероятность правильного обнаружения P_D по формуле (17) и вероятность пропуска сигнала $P_M=1-P_D$ децентрализованной системы с N идентичными локальными обнаружителями для каждого правила объединения данных.

Результаты расчетов представлены на рис. 6–8, где а – правило объединения «ИЛИ»; б – «И»; в – «БОЛЬШИНСТВО». Зависимости вероятности пропуска сигнала P_M от числа локальных идентичных обнаружителей N децентрализованной системы изображены сплошными линиями, а централизованной системы – пунктирными линиями. На рис. 6 в качестве локальных рассмотрены обнаружители детерминированных сигналов, на рис. 7 – для сигналов со случайной фазой, на рис. 8 – энергетические обнаружители.

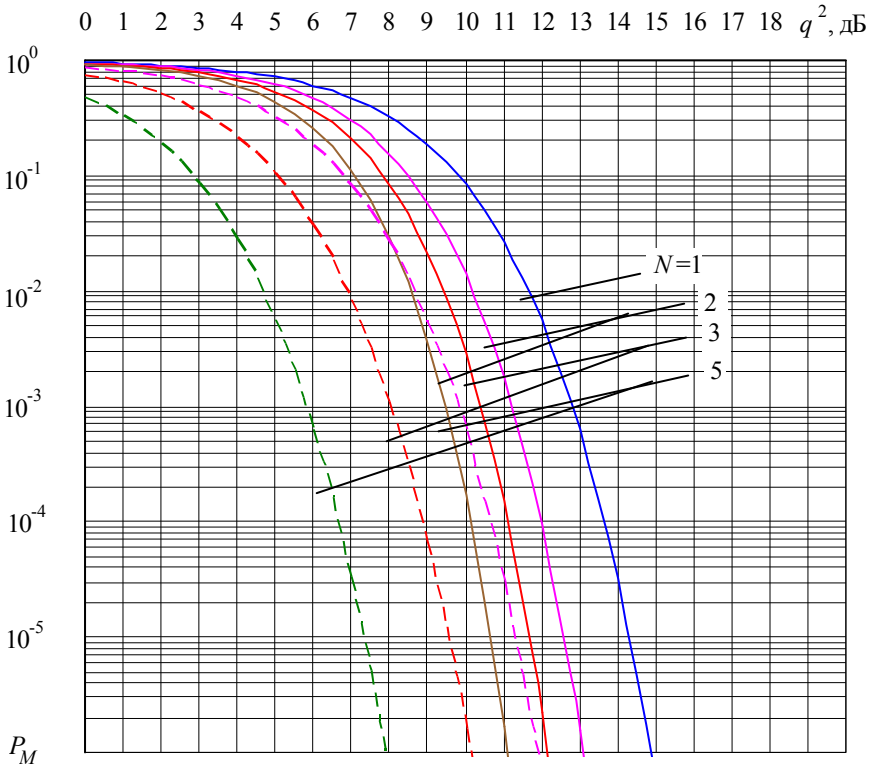
На основе приведенных графиков можно сделать следующий вывод: эффективность обнаружения децентрализованной системы ухудшается по сравнению с централизованной за счет частичной потери информации в датчиках при принятии локальных решений. Для децентрализованной системы правило «БОЛЬШИНСТВО», соответствующее выбору $K=\lceil(N+1)/2\rceil$, является наиболее эффективным для рассмотренных обнаружителей.

Так, например, для вероятности пропуска $P_M=10^{-3}$ выигрыш централизованной системы с пятью локальными обнаружителями составляет:

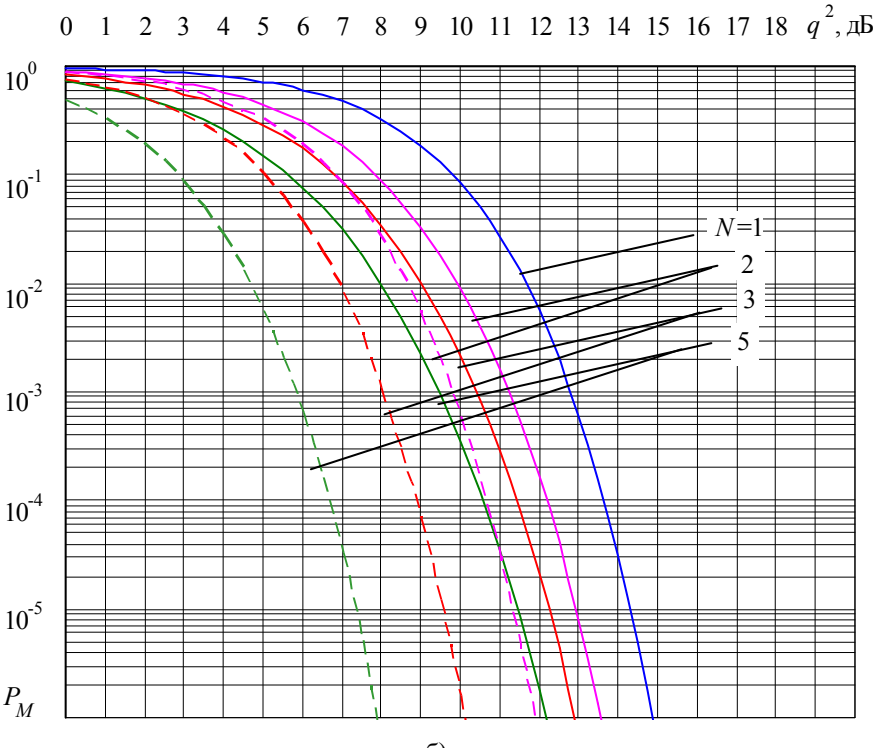
– в случае *когерентных* обнаружителей: для правила «ИЛИ» ≅ 3,5 дБ; для правила «И» ≅ ≅ 3,5 дБ; для правила «БОЛЬШИНСТВО» ≅ ≅ 1,5 дБ;

– в случае *некогерентных* обнаружителей: для правила «ИЛИ» ≅ 4 дБ, для правила «И» ≅ ≅ 4,5 дБ, для правила «БОЛЬШИНСТВО» ≅ ≅ 2,5 дБ;

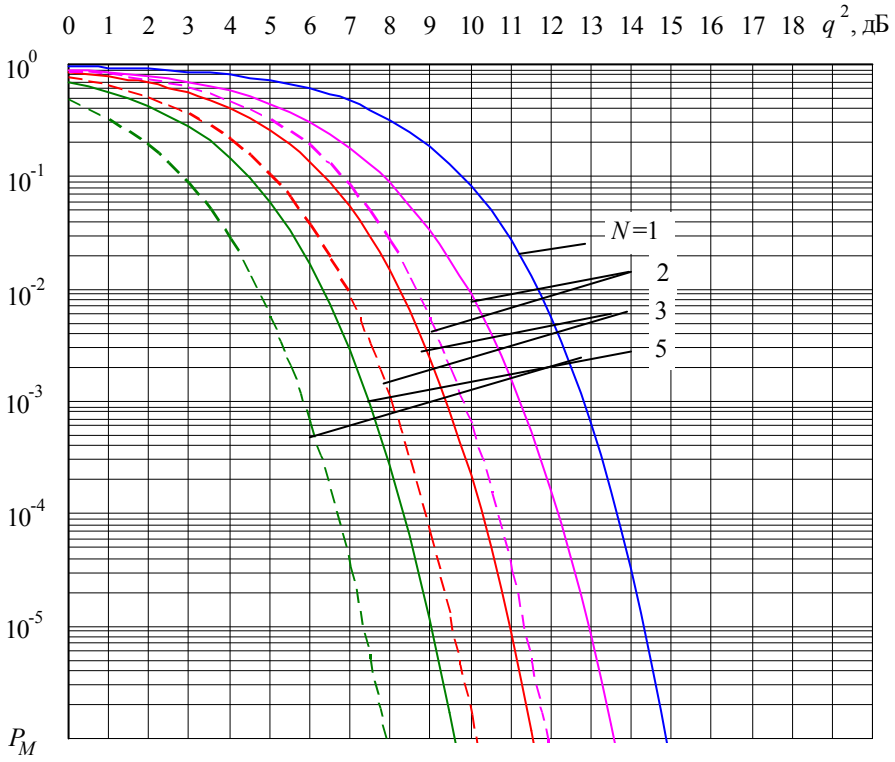
– в случае *энергетических* обнаружителей: для правила «ИЛИ» ≅ 4,5 дБ; для правила «И» ≅ ≅ 5,5 дБ; для правила «БОЛЬШИНСТВО» ≅ ≅ 4 дБ.



а)

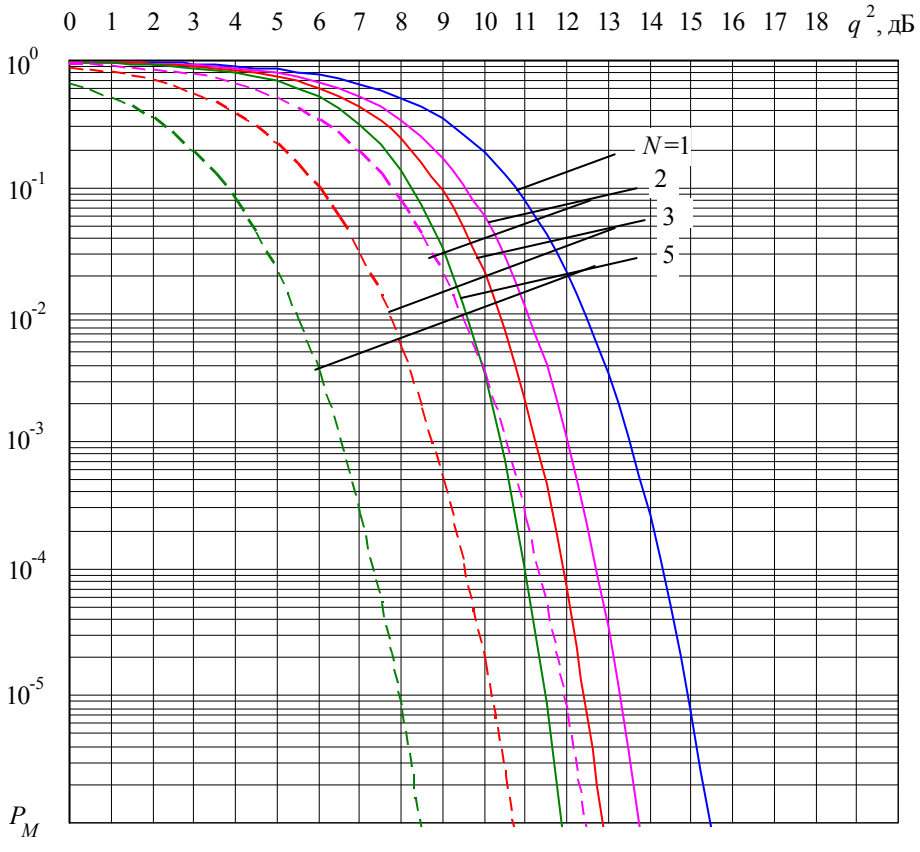


б)

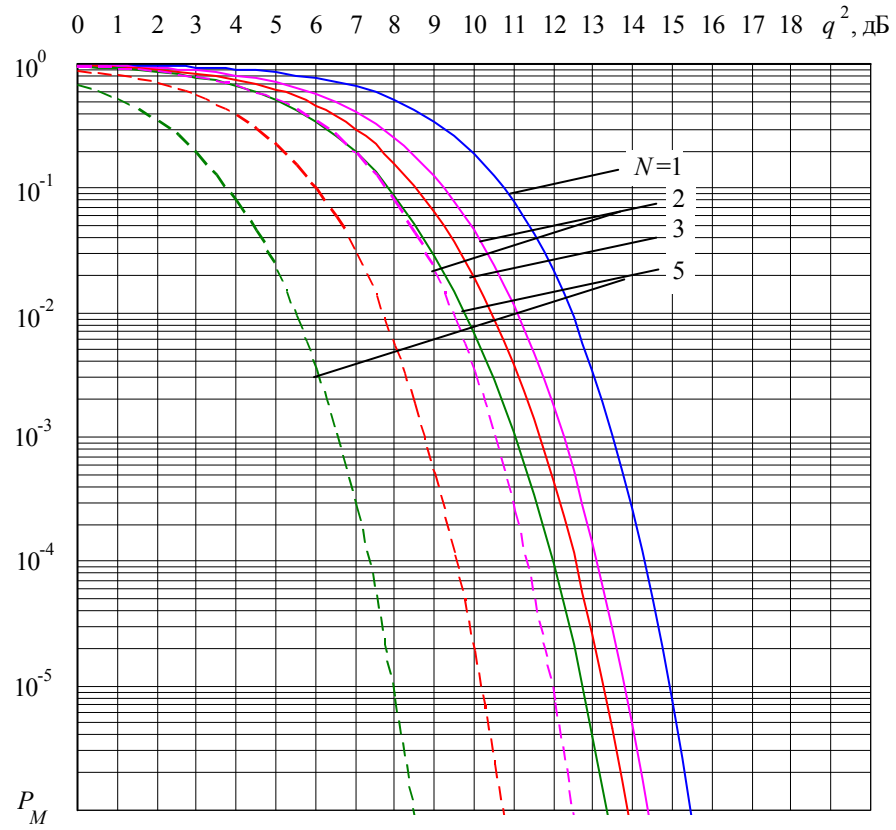


в)

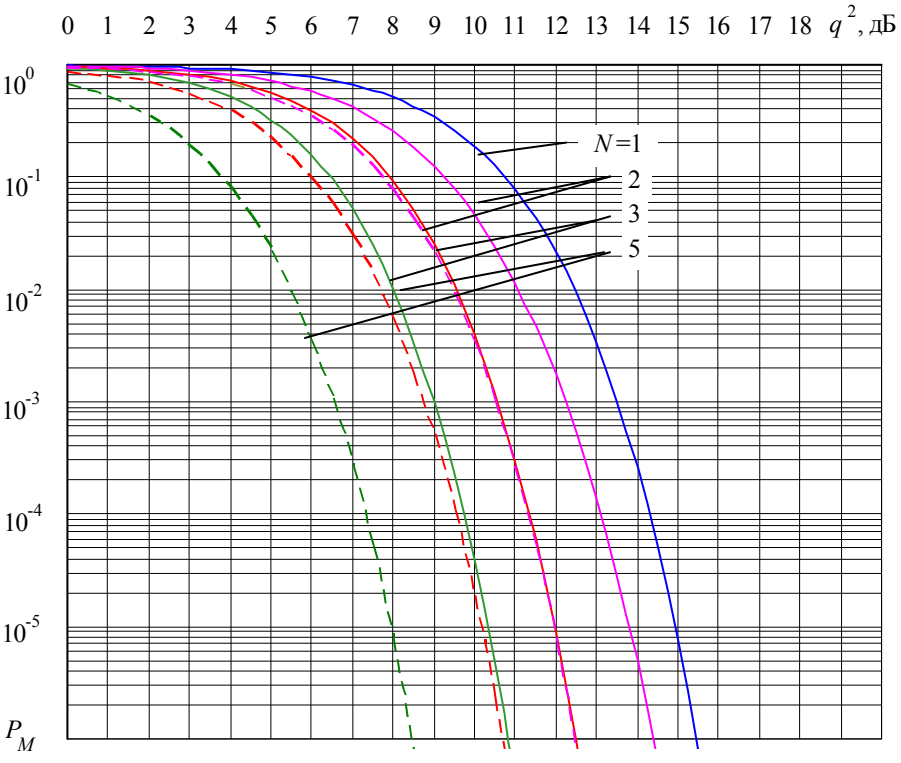
Рис. 6. Когерентное обнаружение



а)

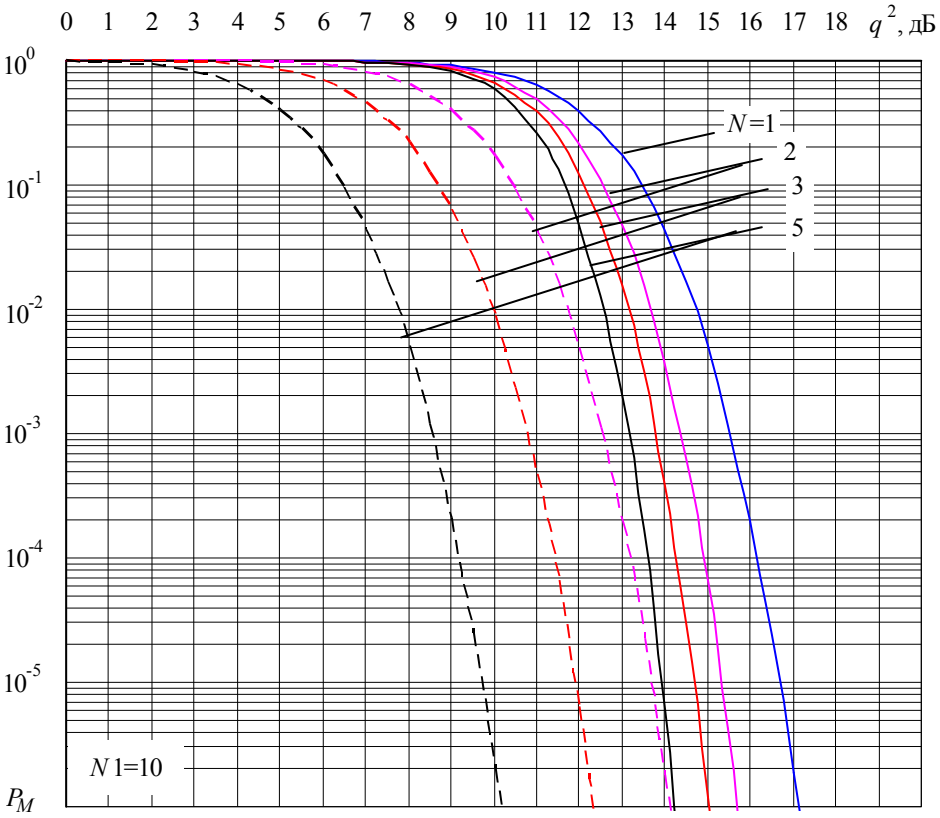


б)

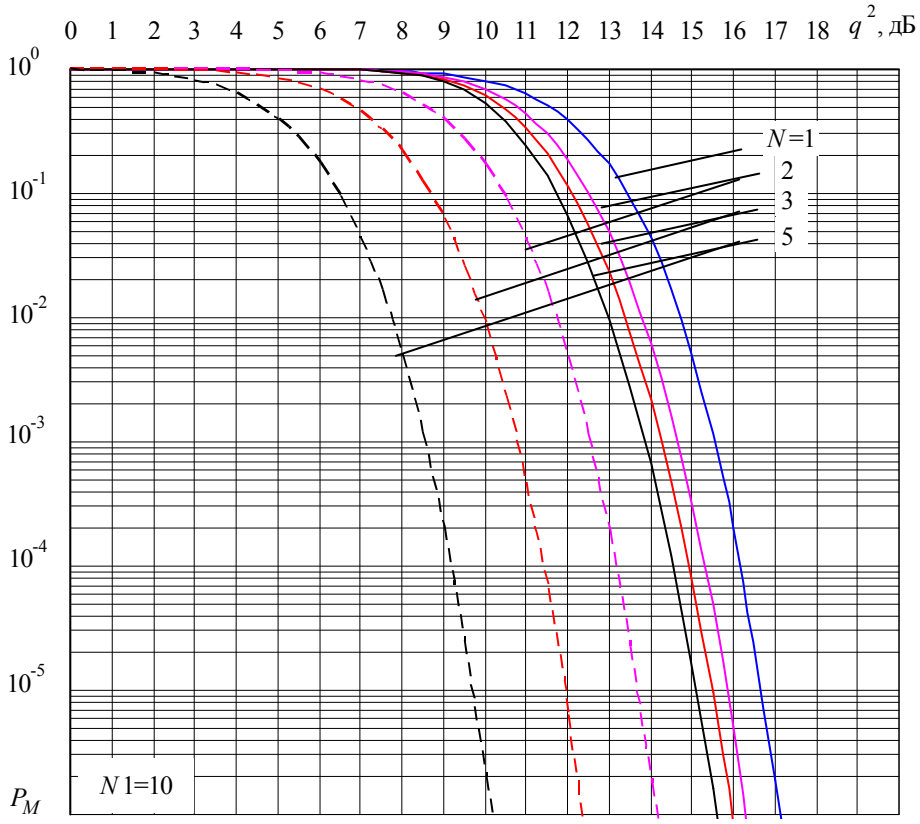


в)

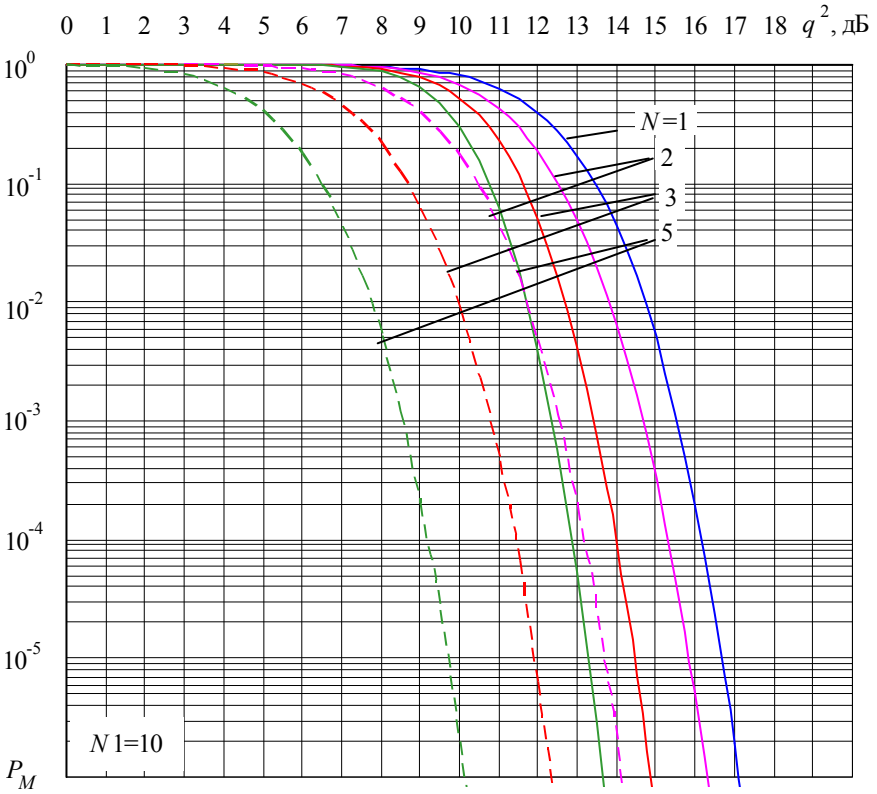
Рис. 7. Некогерентное обнаружение


0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 q^2, дБ
10^0
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
P_M
N=1
2
3
5
N 1=10

а)


0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 q^2, дБ
10^0
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
P_M
N=1
2
3
5
N 1=10

б)



в)

Рис. 8. Энергетическое обнаружение

Литература

1. *Магауенов Р.Г.* Системы охранной сигнализации: основы теории и принципы построения: учебное пособие / Р.Г. Магауенов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004.

2. *Рябец А.Я.* Методика оценки сигнализационной надёжности территориально распределенных датчиков обнаружения / А.Я. Рябец, К.Н. Фещук // Радиотехника (Журнал в журнале). – 2012. – № 1.

3. Распределенная система сбора и анализа данных на основе шины CAN-BUS / Д.И. Орехов и [др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2007. – № 3.

4. *Tenney R.R.* Detection with Distributed Sensors / R.R. Tenney, N.R. Sandell // IEEE Trans. – July 1981. – V. AES-17. – Pp. 501 – 510.

5. *Teneketzis D.* The Decentralized Quickest Detection Problem / D. Teneketzis // IEEE Trans. – July 1984. – V. AC-29. – Pp. 641 – 644.

6. *Tsitsiklis J.N, Athans M.* On the Complexity of Decentralized Decision Making and Detection Problems / J.N. Tsitsiklis, M. Athans // IEEE Trans. – May 1985. – V. AC-30. – Pp. 440 – 446.

7. *Sadjadi F.A.* Hypotheses Testing in a Distributed Environment / F.A. Sadjadi // IEEE Trans. – 1986. – V. AES-22, №2. – Pp. 134 – 137.

8. *Chair Z.* Optimum Data Fusion in Multiple Sensor Detection Systems / Z. Chair // IEEE Trans. – Jan. 1986. – V. AES-22. – Pp. 98 – 101.

9. *Srinivasan R.* A Theory of Distributed Detection / R. Srinivasan // Signal Processing. – Dec. 1986. – V. 11. – Pp. 319 – 327.

10. *Reibman A.R.* Optimal Detection and Performance of Distributed Sensor Systems / A.R. Reibman // IEEE Trans. – Jan. 1987. – V. AES-23. – Pp. 24 – 30.

11. *Reibman A.R.* Design and Performance Comparison of Distributed Detection Networks / A.R. Reibman // IEEE Trans. – Nov. 1987. – V. AES-23. – Pp. 789 – 797.

12. *Thomopoulos S.C.A.* Optimal Decision Fusion in Multiple Sensor Systems / S.C.A. Thomopoulos, R. Viswanathan, D.K. Bougoulias // IEEE Trans. – Sept. 1987. – V. AES-23.

13. *Chair Z.* Distributed Bayesian hypothesis testing with distributed data fusion / Z. Chair // IEEE Trans. – 1988. – V. SMC-18. – Pp. 695 – 699.

14. *Hoballah I.* Distributed Bayesian signal detection / I. Hoballah // IEEE Trans. – 1989. – V. IT-35, №5. – Pp. 995 – 1000.

15. *Tsitsiklis J.N.* Decentralized Detection / J.N. Tsitsiklis // Advances in Signal Processing. – 1993. – V. 2. – Pp. 297 – 344.

16. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции : пер. с англ. / Г. Ван Трис ; под ред. В.И. Тихонова. – М. : Сов. радио, 1972. – Т. 1. – 704 с.

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

18. *Price R.* Optimum Detection of Random Signals in Noise with Application to Scatter-Multipath Communication / R. Price // Trans. IRE. – Dec.1956. – V. PGIT-6. – Pp. 125 – 135.

19. *Urkowitz H.* Energy Detection of Unknown Deterministic Signals / H. Urkowitz // Proc. IEEE. – 1967. – V. COM-55, № 4. – Pp. 523 – 532.

20. *Бакулев П.А.* Обработка сигналов с постоянным уровнем ложных тревог / П.А. Бакулев, Ю.А. Басистов, В.Г. Тугуши // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – Киев, 1989. – Т. 32, № 1. – С. 4 – 15.

21. Справочник по специальным функциям : пер. с англ. / под ред. М. Абрамовица, И. Стиган. – М. : Наука, 1979. – 832 с.

Статья поступила в редакцию 1 июня 2012 г.

УДК 621.391.23

УПРАВЛЕНИЕ ОГРАНИЧЕНИЕМ СИГНАЛА В АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ТРАКТАХ

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

Проведён анализ систем, обеспечивающих работу аналого-цифровых трактов программно-определяемых радиосредств в условиях воздействия блокирующих сигналов различной формы. Получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать величину динамического диапазона по блокированию при воздействии этих сигналов. Рассмотрена работа приёмного тракта в режиме ограничения блокирующего сигнала при аналого-цифровом преобразовании. Найдены расчётные соотношения для уровня полезного сигнала и шумов на выходе тракта при блокировании. Предложена оригинальная методика построения системы автоматической регулировки восприимчивости, основанная на стабилизации среднего угла ограничения. На её основе синтезирована структурная схема устройства и сформулированы основные преимущества оригинальной системы регулирования перед известными системами аналогичного назначения.

Ключевые слова: *программно-определяемое радиосредство, SDR, динамический диапазон, блокирование, автоматическая регулировка восприимчивости, когнитивное радио, цифровая обработка сигналов, радиосвязь, аналого-цифровой тракт, средний угол ограничения.*

CONTROL OF SIGNAL LIMITATION IN ANALOG-DIGITAL PATHS

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

The analysis of the systems that provide analog-digital path work of software-defined radios in condition of various shape blocking signal impact is carried out. The analytical expressions that allow to calculate the value of dynamic range on blocking in condition of the influence of these signals are received. Reception path work in the mode of blocking signal limitation is considered. Calculation ratios for level of useful signal and noise level at the path output in case of blocking are found. The original method of constructing sensitivity automatic adjustment system based on average angle limitation stabilization is offered. Equipment block diagram based on this method is synthesized as well as the basic advantages of the original control system over the present systems of the analogous purpose are formulated.

Key words: *software-defined radio, SDR, dynamic range, blocking, automatic adjustment of sensitivity, cognitive radio, digital signal processing, radio communication, analog-digital path, average angle of limitation.*

Современные программно-определяемые радиостанции (SDR, software-defined radio) должны обеспечивать надёжный приём сигналов в условиях сложной электромагнитной обстановки. Характерной особенностью загрузки участков частотного диапазона, выделенных для радиосвязи, является не только большой динамический диапазон сигналов, но и быстрое изменение помеховой обстановки во времени. Задача обеспечения приёма полезного сигнала в условиях различного рода помех решается аналого-цифровым трактом (АЦТ) SDR радиоаппаратуры. АЦТ на основе серийных микросхем радиочастотных АЦП позволяют обеспечить динамический диапазон одновременно обрабатываемых сигналов порядка 100 дБ. Дальнейшее увеличение диапазона входных сигналов возможно путём автоматической регулировки коэффициента передачи аналоговой части АЦТ.

В аналоговых радиоприёмниках автоматическая регулировка усиления (АРУ) осуществляет управление коэффициентом передачи тракта прохождения сигнала, обеспечивая изменение амплитуды сигнала на выходе в меньшее число раз по сравнению с изменением амплитуды входного сигнала. АРУ уменьшает динамический диапазон принимаемого сигнала для облегчения его дальнейшей обработки или восприятия. В приёмниках с цифровой обработкой сигналов (ЦОС) АРУ необходима в тех редких случаях, когда SDR приёмник используется для слуховых видов работы. При приёме цифровой информации поддержание уровня принимаемого сигнала на входе демодулятора не является необходимым.

В состав АЦТ входят системы автоматической регулировки усиления, однако их назначение отличается от функций АРУ. Основная функция этих систем заключается в поддержании уровня

сигнала на входе АЦП в пределах, обеспечивающих его нормальное функционирование.

Необходимо различать АРУ, уменьшающую изменение амплитуды принимаемого сигнала на выходе приёмного тракта [1] и регулирование уровня сигнала на входе АЦП. Последнее будем называть автоматической регулировкой восприимчивости (АРВ). Можно было бы назвать эту процедуру автоматической регулировкой чувствительности, однако такое название не отражает одну из основных функций АРВ: увеличение максимально допустимого уровня входного сигнала (восприимчивости) пропорционально ухудшению чувствительности.

АРВ присутствовала в приёмниках с цифровой обработкой в том или ином виде, начиная с самых первых образцов [2]. По мере совершенствования схемотехнических решений и увеличения динамического и частотного диапазонов принимаемых сигналов начали появляться наиболее характерные черты, общие для большинства современных АЦТ с АРВ. Так, основным регулируемым элементом становится аттенюатор, размещённый на входе АЦТ [3], в качестве управляющего сигнала используется измеритель среднеквадратического напряжения сигнала на выходе АЦП до фильтра основной селекции. Основной целью АРВ является недопущение переполнения АЦП [4]. Для ее достижения вводится коэффициент запаса, равный отношению среднего значения эффективного напряжения сигнала на входе АЦП к напряжению, вызывающему переполнение АЦП. Приводится и рекомендуемая величина коэффициента запаса K_r = –20 дБ [3]. Такая АРВ по сравнению с ранними вариантами обладала значительными преимуществами – например, обеспечивала улучшение параметров восприимчивости пропорционально ухудшению чувствительности. Самым крупным недостатком являлось то, что процесс регулирования проводился без учёта фактического значения пикфактора сигнала на входе АЦП. Это приводило к искусственному ухудшению блокирования в тех случаях, когда пикфактор измерительного сигнала был меньше коэффициента запаса. Фактически это уменьшало измеряемый при синусоидальной блокирующей помехе динамический диапазон АЦТ по блокированию относительно динамического диапазона АЦП D на величину $K_r - K_{cf}$ $[дБ]$, где K_{cf} – пикфактор измерительного, равный 3 дБ. При увеличении эффективного напряжения блокирующего синусоидального сигнала свыше –20 дБ от полной шкалы АЦП такая система АРВ начинает уменьшать коэффициент передачи входного аттенюатора, несмотря на возможность обрабатывать сигнал такого уровня без ограничения в АЦП.

Дальнейшее развитие системы АРВ получили в АЦТ радиоустройств с SDR архитектурой [4, 5]. В АЦТ без преобразования частоты на вход АЦП поступает сигнал в полной полосе рабочих частот радиоприёмника. Это позволяет реализовать многоканальный приёмный тракт с общим АЦТ, обеспечивает максимально возможную скорость скачков при псевдослучайной перестройке рабочей частоты (ППРЧ), высокую избирательность по соседнему каналу приёма. Однако такое решение приводит к изменению пикфактора сигнала на входе АЦП во время работы в реальном эфире в широких пределах. Для уменьшения потерь динамического диапазона задача АРВ в SDR АЦТ была определена как поддержание на входе АЦП максимального размаха сигнала, не приводящего к ограничению [4]. В соответствии с задачей был реализован новый способ формирования управляющего сигнала АРВ на основе пикового детектора, измеряющего максимальное отклонение сигнала от нулевого уровня. К несомненным преимуществам такой реализации АРВ относится возможность использования полной апертуры входного сигнала АЦП независимо от величины пикфактора преобразуемого сигнала.

Пример структурной схемы АЦТ с АРВ на основе двухстороннего пикового детектора приведен на рис. 1. Изображенный на рисунке АЦТ работает следующим образом: аддитивная смесь шума, принимаемого сигнала и блокирующей помехи поступает на входные цепи АЦТ. Далее первый полосовой фильтр ПФ 1 пропускает на вход входного усилителя с управляемым коэффициентом передачи АТТ сигналы, находящиеся в полосе рабочих частот АЦТ. С выхода регулируемого усилителя АТТ смесь шума, принимаемого сигнала и блокирующей помехи поступает на диапазонный фильтр ПФ 2, осуществляющий выделение участка полосы рабочих частот.

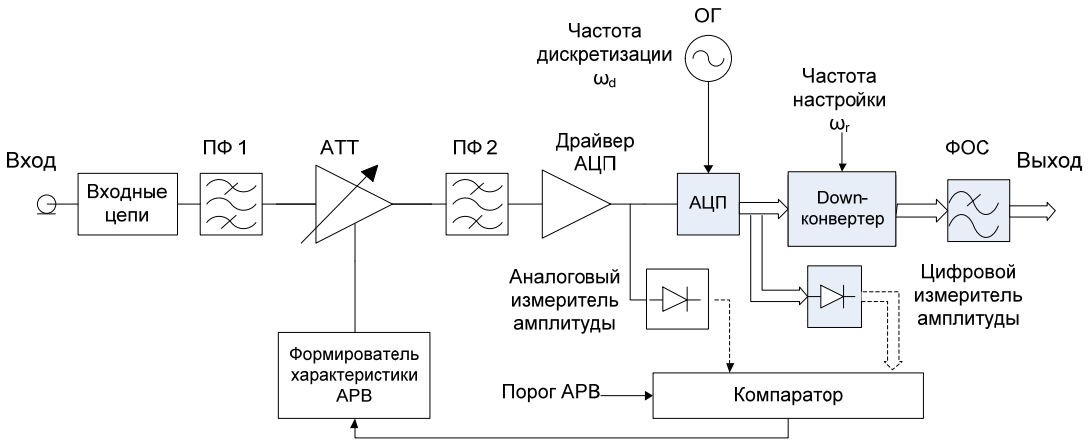


Рис. 1. Структурная схема АЦТ с АРВ по пиковому значению сигнала

Как правило, ширина полосы пропускания ПФ 2 не обеспечивает подавления помех, отстроенных на величину ±10% от частоты настройки, и его влияние на амплитуду блокирующего сигнала можно не учитывать. Далее сигнал усиливается драйвером АЦП и поступает на вход АЦП.

Возможны два варианта реализации измерителя максимального отклонения – с аналоговым сигналом и с цифровым. Каждый из вариантов обладает своими преимуществами и недостатками. Его выбор должен производиться с учётом требуемого диапазона частот, потребления энергии и стоимости. Сигнал с выхода одного из измерителей амплитуды поступает на компаратор, осуществляющий сравнение амплитуды с заранее заданным порогом. Величину порога устанавливают на 10–20 % меньше напряжения ограничения в АЦП. При превышении сигналом порога формирователь характеристики АРВ в соответствии с алгоритмом функционирования уменьшает коэффициент передачи АТТ, в случае длительного отсутствия превышения порога – увеличивает, как система обратной автоматической регулировки усиления.

Сигнал с выхода АЦП поступает на Down-конвертер, осуществляющий перенос по частоте, предварительную фильтрацию и понижение частоты дискретизации сигнала в основной полосе приёма. С выхода Down-конвертера отсчёты сигнала поступают на цифровой фильтр основной селекции (ФОС) и далее на выход АЦТ. В зависимости от величины отстройки по частоте помехи и сигнала их разделение (фильтрация) происходит в Down-конвертере или в ФОС.

При измерении динамических параметров радиостанций сигналы с большой амплитудой используются при измерении динамического диапазона по блокированию. Его величина определяется как отношение максимального уровня радиопомехи на входе АЦТ, при котором коэффициент блокирования K_b равен заданному значению, к чувствительности АЦТ при её отсутствии. Существует два различных метода измерения коэффициента блокирования.

Первый метод применяется при измерениях динамического диапазона по блокированию в приёмниках магистральной радиосвязи гектометрового – декаметрового диапазона [6]. Он заключается в измерении изменения коэффициента передачи приёмного тракта на величину коэффициента блокирования K_b при помощи немодулированного полезного сигнала с уровнем 40 дБ·мкВ. Величину динамического диапазона по блокированию, измеренную в соответствии с этим методом, будем обозначать D_{1xb}.

Второй метод может применяться для радиоприёмников с диапазоном рабочих частот от 10 кГц до 37.5 ГГц [7]. В соответствии с ним коэффициент блокирования измеряют по ухудшению отношения сигнал/шум на выходе приёмного тракта на величину $\Delta SINAD$. Ухудшение величины $SINAD$ при блокировании в АЦТ приводится в нормативной документации на радиоприёмник, обычно $\Delta SINAD = 3$ дБ. Величину динамического диапазона по блокированию, измеренную в соответствии с этим методом, будем обозначать D_{2xb}.

О видах блокирующих сигналов

Блокирующим сигналом [6] и [7] является немодулированный гармонический сигнал. При работе в реальной помеховой обстановке такая ситуация встречается, когда расположенный недалеко от приёмной антенны мощный передатчик излучает телеграфный или частотно-

манипулированный сигнал. В современных системах связи такие сигналы практически не применяются. Для того, чтобы результаты лабораторных испытаний позволяли делать заключения об избирательности аппаратуры в реальных условиях эксплуатации, предлагается использовать при измерениях как минимум три вида блокирующих сигналов:

– одночастотный немодулированный гармонический сигнал;

– двухчастотный немодулированный бигармонический сигнал с одинаковой амплитудой гармонических составляющих;

– полосовой шум с равномерной спектральной плотностью в полосе и распределением мгновенных значений по нормальному закону.

Первый вид соответствует стандартной методике [6] и [7]. Полученные при измерениях результаты могут использоваться для сравнения параметров измеряемого изделия и требований ГОСТ, сравнения с аналогичной продукцией, представленной на рынке.

Второй вид сигнала сравнительно легко получить в лабораторных условиях при помощи объединения сигналов двух генераторов. В то же время он позволяет проверить поведение радиоприёмника при изменении пикфактора блокирующего сигнала. При проведении измерений с бигармоническим сигналом следует контролировать комбинации в полосе основного канала приёма и при необходимости добиваться их отсутствия, изменяя частоту одного из генераторов.

Третий вид блокирующего сигнала наиболее похож на сигналы, поступающие на вход АЦП при приёме в реальной помеховой обстановке, например, на сигнал передатчика с OFDM сигналом. Он позволяет получить представление о поведении приёмника в реальном эфире и оценить степень оптимальности АРВ, реализованной в проверяемой аппаратуре. В табл. 1 приведены используемые далее условные обозначения величин динамического диапазона по блокированию, получаемые при различных методах измерения и различных видах блокирующего сигнала.

Таблица 1

Условные обозначения величин динамического диапазона по блокированию

Метод измерения коэффициента блокирования	Вид блокирующего сигнала	Гармонический сигнал	Бигармонический сигнал	Полосовой шум с нормальным распределением
1		2	3	4
Первый метод ΔK_m		D_{11b}	D_{12b}	D_{13b}
Второй метод $\Delta SINAD$		D_{21b}	D_{22b}	D_{23b}

Найдём величины D_{xxb} в АЦТ, не оснащённом системой АРВ, и блокирующем сигнале, не вызывающем ограничения в АЦП.

При измерениях первым методом величин D_{1xb} на вход АЦТ на частоте настройки ω_m подают измерительный гармонический сигнал $s_m(t)$:

$$s_m(t) = A_m \cdot \cos(\omega_m t) = A_m \cdot \cos(\psi_m). \qquad (1)$$

Чтобы исключить влияние шумов на точность измерения коэффициента передачи тракта, уровень измерительного сигнала $V_m = \frac{A_m}{\sqrt{2}}$ устанавливают значительно больше уровня собственных шумов в полосе приёма, обычно $V_m \approx 100$ мкВ [6].

При измерениях вторым методом величин D_{2xb} уровнем измерительного сигнала устанавливают заданную величину $SINAD + 3$ дБ [7] на выходе АЦТ в основной полосе приема.

Одновременно на вход АЦТ подаётся один из блокирующих сигналов с максимальной амплитудой, не приводящей к ограничению. В общем виде динамический диапазон по блокированию D_{xxb} без ограничения сигнала при отключенной системе АРВ

$$D_{xxb}[dB] = SNR - SINAD + \\ + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s - 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{K_{cf}}{\sqrt{2}}\right), \quad (2)$$

где SNR – Signal-to-Noise Ratio, отношение мощности синусоидального сигнала заданного уровня к сумме мощностей всех остальных продуктов преобразования, кроме первых шести гармоник изме-

рительного сигнала и мощности постоянной составляющей, дБ;

– SINAD – Signal-to-Noise And Distortions ratio, отношение мощности сигнала к сумме мощностей шумов и искажений, при котором измеряется чувствительность АЦТ, дБ;

– ΔFs – шумовая полоса, соответствующая полосе основного канала приёма, Гц;

– Fd – частота дискретизации входного сигнала АЦП, Гц;

– D_s – увеличение шумов АЦП из-за добавления шумов аналогового тракта, дБ;

– K_{cf} – пикфактор блокирующего сигнала.

Для синусоидального сигнала $K_{cf} = 3$ дБ, для бигармонического сигнала с равной амплитудой гармонических составляющих $K_{cf} = 6$ дБ. Немного сложнее определить пикфактор блокирующего сигнала третьего вида. Его плотность вероятности мгновенных значений описывается распределением Гаусса:

$$\rho(v) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{(v-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2} \right), \qquad (3)$$

где σ – эффективное напряжение сигнала в вольтах;

μ – среднее значение сигнала, поскольку сигнал полосовой, то $\mu = 0$;

v – мгновенное значение напряжения блокирующего сигнала.

Вероятность того, что случайная величина примет значение меньшее или равное v (функция распределения), не выражается через элементарные функции и записывается по определению через интеграл Римана как [8]:

$$F(v) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{v} \exp\left(-\frac{(u-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2} \right) du. \qquad (4)$$

Представим $F(v)$ посредством функции ошибок $erf(x)$, (функции Крампа):

$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{0}^{x} \exp\left(-u^2\right) du, \qquad (5)$$

тогда

$$F(v) = \frac{1}{2}\left[1 + erf\left(\frac{v-\mu}{\sigma \cdot \sqrt{2}} \right) \right]. \qquad (6)$$

Вероятность того, что отклонение сигнала с функцией распределения (6) от значения μ не превысит величину A при $\sigma = 1$:

$$P(A) = erf\left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right). \qquad (7)$$

Вероятность того, что отклонение сигнала с функцией распределения (6) превысит величину A для процесса с $\mu = 0$, $\sigma = 1$:

$$P'(A) = erfc\left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right) = 1 - erf\left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right). \qquad (8)$$

Сигнал с нормальным ограничением теоретически не имеет ограничения по амплитуде. Примем, что отсутствию ограничения соответствует не более 1 ограниченного отсчёта в секунду. При частоте дискретизации $Fd = 245760$ кГц это соответствует вероятности ограниченного отсчёта $P'(A) = 4 \cdot 10^{-9}$. Однако, в соответствии с теоремой Котельникова, при дискретизации сигнала с полосой независимыми выборки являются при выполнении условия

$$Fd = 2 \cdot F_h, \qquad (9)$$

где F_h – максимальная частота в спектре дискретизируемого сигнала. С учётом этого выражение (8) запишем в виде

$$\frac{1}{2F_h} = erfc\left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right). \qquad (10)$$

Полученное уравнение (10) позволяет определить уровень A, который белый шум с нормальным распределением, наибольшей частотой в спектре F_h, эффективным значением 1 В превысит в среднем не чаще 1 раза в секунду. Из (10) также можно получить эффективное напряжение белого шума σ_v, при котором заранее заданный порог в вольтах V_l не будет превышен чаще, чем раз в секунду. Это напряжение

$$\sigma_v = \frac{V_l}{A}. \qquad (11)$$

Решением уравнения (10) является квантиль нормального распределения с $\mu = 0$ и $\sigma = 1$. Его можно рассчитать численно, например, при помощи функции MathCAD $qnorm()$:

$$A = qnorm\left(1 - \frac{1}{4 \cdot F_h}\right). \qquad (12)$$

Вычислив (12), для $F_h = 108$ МГц получаем $A = 5.86$, для $F_h = 30$ МГц – $A = 5.64$.

Пикфактор определяется как отношение амплитуды к эффективному значению, в соответствии с полученными результатами для блокирующего сигнала третьего вида принимаем $K_{cf} = 5.8$ раза или 15.3 дБ.

АЦТ без АРВ

В рассматриваемом АЦТ со структурой, представленной на рис. 1, и при отсутствии ограничения блокирующего сигнала уровень шума в основной полосе приёма не зависит от уровня блокирующего сигнала. Тогда величина динамического диапазона по блокированию не зависит от метода измерения.

$$D_{11b} = D_{21b} = SNR - SINAD + \\ +10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s, \qquad (13)$$

$$D_{12b} = D_{22b} = SNR - SINAD + \\ +10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s - 3, \qquad (14)$$

$$D_{12b} = D_{22b} = SNR - SINAD + \\ +10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s - 12.3. \qquad (15)$$

Динамический диапазон АЦТ SDR радиосредства по блокированию при отсутствии АРВ и ограничения при работе в реальном эфире может быть на 12.3 дБ меньше, чем измеренный при гармоническом блокирующем сигнале. Измерения с бигармоническим блокирующим сигналом позволяют установить зависимость динамического диапазона по блокированию от пикфактора блокирующего сигнала при значительно более простых измерениях.

АРВ с двухсторонним пиковым детектором, изображённая в составе АЦТ на рис. 1, приводит к тому, что при достижении блокирующим сигналом уровня ограничения начинает уменьшаться коэффициент усиления аналоговой части тракта. Так как регулируемый аттенюатор установлен на входе АЦТ для обеспечения пропорционального увеличения восприимчивости, то вследствие этого начинает пропорционально уменьшаться и величина *SINAD* в основной полосе приёма на выходе АЦТ. Выражения (13)…(15) приобретают вид

$$D_{11b} = D_{21b} = SNR - SINAD + \\ + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s + K_b, \qquad (16)$$

$$D_{12b} = D_{22b} = SNR - SINAD + \\ + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s - 3 + K_b, \qquad (17)$$

$$D_{12b} = D_{22b} = SNR - SINAD + \\ +10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s - 12.3 + K_b. \qquad (18)$$

Выигрыш в величине динамического диапазона АЦТ, полученный за счёт введения АРВ, составит K_b дБ. Как правило, $K_b = 3$ дБ. Восприимчивость по блокированию АЦТ с АРВ на рис. 1 сохраняет сильную зависимость от пикфактора блокирующего сигнала.

АРВ по среднему углу ограничения

Большинство недостатков АРВ с пиковым детектором может быть устранено к предложенной автором системе регулирования восприимчивости по среднему углу ограничения. Для того, чтобы понять принципы её работы, рассмотрим, что происходит с полезным сигналом $s_m(t)$ при ограничении блокирующего сигнала $s_b(t)$:

$$s_b(t) = A \cdot \cos(\omega_b t) = A \cdot \cos(\psi). \qquad (19)$$

Блокирование принимаемого сигнала помехой $s_b(t)$, находящейся вне полосы пропускания фильтра основной селекции, происходит за счёт того, что при ограничении полезный сигнал в течение времени ограничения не поступает на вход фильтра основной селекции. На рис. 2 изображён ограниченный сигнал

$$s(t) = s_m(t) + s_b(t), \quad A >> A_m. \qquad (20)$$

Максимальное эффективное напряжение сигнала (20) и его амплитуда L на входе АЦП, при котором не происходит ограничения

$$V_l = \frac{V_{p-p}}{2\sqrt{2}}, \\ L = \frac{V_{p-p}}{2}. \qquad (21)$$

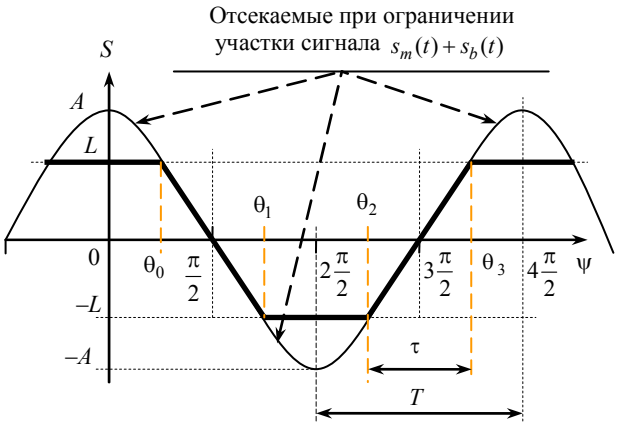


Рис. 2. Двустороннее ограничение гармонического сигнала в АЦТ

При эффективном напряжении сигнала, большем, чем V_l, начинается симметричное двухстороннее ограничение, как показано на рис 2. Значения полной фазы функции $A\cos(\psi)$, которым соответствуют моменты начала и окончания ограничения по амплитуде, обозначим как θ_i. Рассматриваемая функция (20) чётная и симметричная относительно оси ψ. При симметричном двустороннем ограничении

$$\theta_1 = \pi - \theta_0,$$

$$\theta_2 = \pi + \theta_0,$$

$$\theta_3 = 2\pi - \theta_0.$$

По аналогии с углом отсечки [9] величину $\theta = \frac{\theta_1 - \theta_3}{2} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{2} = \theta_0$ будем называть углом ограничения. Как и для угла отсечки, диапазон возможных значений θ находится в пределах от 0 при отсутствии ограничения до $\frac{\pi}{2}$ при $A \to \infty$, то есть $\theta \in \left[0 \ldots \frac{\pi}{2}\right)$.

Из рис. 2 следует, что в ограниченном сигнале выполняются соотношения

$$L = A \cdot \cos(\theta), \quad \theta = \arccos\left(\frac{L}{A}\right), \quad \cos(\theta) = \frac{L}{A}. \qquad (22)$$

В формулах, описывающих работу АЦТ в режиме ограничения входного сигнала, часто встречается отношение амплитуды входного сигнала A и уровня ограничения L. Эту величину, характеризующую степень ограничения сигнала, будем называть коэффициентом ограничения и обозначать как O_f (overflow factor):

$$O_f = \frac{A}{L}. \qquad (23)$$

На интервалах оси ψ $0 \ldots \theta_0$, $\theta_1 \ldots \theta_2$ и $\theta_3 \ldots 2\pi$ в момент выхода суммарного входного сигнала за входную апертуру квантователя коэффициент передачи тракта для измерительного сигнала $s_m(t)$ становится равным нулю. На интервалах оси ψ $\theta_0 \ldots \theta_1$ и $\theta_2 \ldots \theta_3$ коэффициент передачи тракта по измерительному сигналу $s_m(t)$ равен коэффициенту передачи, измеренному без воздействия блокирующей помехи. Такое изменение коэффициента передачи эквивалентно умножению измерительного сигнала $s_m(t)$ после преобразования в цифровую форму на последовательность униполярных прямоугольных импульсов, принимающих 2 возможных значения: 0 и 1. Величина 1 соответствует интервалам оси ψ $\theta_0 \ldots \theta_1$ и $\theta_2 \ldots \theta_3$, величина 0 – интервалам оси ψ $0 \ldots \theta_0$, $\theta_1 \ldots \theta_2$ и $\theta_3 \ldots 2\pi$ (рис. 2). Отношение длительности импульса τ, в течение которой он принимает значение 1, к его периоду T (рис. 2):

$$\frac{\tau}{T} = \frac{\pi - 2\theta}{\pi} = \frac{\pi - 2 \cdot \arccos\left(\frac{1}{O_f}\right)}{\pi}, \qquad (24)$$

где θ – угол ограничения (21); O_f – коэффициент ограничения блокирующего сигнала (23).

Представление таких последовательностей униполярных импульсов в виде суммы спектральных составляющих хорошо известно [9]. Из-за симметричного ограничения переполнение происходит два раза за период блокирующей помехи, поэтому

$$T = \frac{\pi}{\omega_b}. \qquad (25)$$

С учетом (25) можно показать, что

$$s_b(t) = \frac{\pi - 2\theta}{\pi} + \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\sin\left(n \cdot (\pi - 2\theta)\right) \cdot \cos(2n\omega_b t). \qquad (26)$$

Перемножение последовательности $s_b(t)$ с измерительным сигналом (1) частотой ω_m во временной области эквивалентно свёртке спектров перемножаемых сигналов [9]. На выходе АЦП измерительный сигнал $s_m(t)$ можно представить в виде суммы спектральных составляющих:

$$s_m(t) = A_m \cdot \left[\frac{\pi - 2\theta}{\pi} \cos(\omega_m t) + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(n \cdot (\pi - 2\theta)\right) \cdot \left[\cos\left((\omega_m + 2n\omega_b) t \right) + \cos\left((\omega_m - 2n\omega_b) t \right) \right] \right]. \quad (27)$$

Полезный принимаемый сигнал на входе фильтра основной селекции при ограничении блокирующей помехи в АЦП представим в виде произведения последовательности видеоимпульсов $s_b(t)$ и принимаемого сигнала $s_m(t)$, образующей последовательность радиоимпульсов. Амплитуда этих радиоимпульсов равна амплитуде измерительного сигнала в отсутствие блокирующей помехи. Спектр измерительного сигнала при блокировании имеет линейчатый характер (27). Расстояние между спектральными составляющими измерительного сигнала, возникающими вследствие ограничения блокирующего сигнала, равно удвоенной частоте блокирующего сигнала $2\omega_b$.

Поскольку величина $2\omega_b$ значительно превышает ширину полосы частот основного канала приёма, то на выход АЦТ из всех частотных составляющих спектра (27) попадает только составляющая, имеющая частоту измерительного сигнала ω_m. В соответствии с (26) амплитуда измерительного сигнала на частоте настройки на входе A_m АЦП и на его выходе после ограничения A'_m связана с углом ограничения θ блокирующего сигнала:

$$A'_m = \frac{\pi - 2\theta}{\pi} A_m. \quad (28)$$

Уменьшение амплитуды измерительного сигнала при блокировании можно описать изменением коэффициента передачи АЦТ по принимаемому сигналу. В соответствии с (27) относительный коэффициент передачи АЦТ на частоте приёма при блокировании сигналом (19)

$$K_m = 1 - \frac{2 \cdot \theta}{\pi}, \quad (29)$$

или, с учётом (22),

$$K_m = 1 - \frac{2 \cdot \arccos\left(\frac{1}{O_f} \right)}{\pi}. \quad (30)$$

При измерении коэффициента блокирования вторым методом информации об изменении коэффициента передачи тракта по сигналу (30) недостаточно, необходимо учитывать изменение мощности шума в полосе основного канала приёма при блокировании.

На входе АЦП, кроме принимаемого и блокирующего сигналов, присутствует шум, образованный суммой собственного шума и помех АЦП и шума на выходе аналоговой части АЦТ. Предположим, что он имеет равномерную спектральную плотность. Тогда при блокировании энергия шума, попадающего в основной канал приёма, на выходе фильтра основной селекции уменьшается пропорционально отношению времени ограничения к общей длительности входного сигнала. Аналитически относительный коэффициент передачи АЦТ по шуму при блокировании внеполосным синусоидальным сигналом можно описать как

$$K_n = \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot \theta}{\pi}}, \quad (31)$$

или, с учётом (22),

$$K_n = \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \arccos\left(\frac{1}{O_f} \right)}{\pi}}. \quad (32)$$

Различная скорость изменения коэффициентов передачи по сигналу (29) и шуму (31) при увеличении коэффициента ограничения приводит к изменению отношения сигнал/шум на выходе АЦТ при ограничении блокирующего сигнала в АЦТ. В табл. 2 приведены значения амплитуд блокирующего сигнала для двух методов измерения коэффициента блокирования.

Таблица 2

Блокирование гармоническим сигналом

	Первый метод			Второй метод		
0	1	2	3	4	5	6
K_b, дБ	$\frac{A}{L}$	$\frac{A}{L}$, дБ	θ, град	$\frac{A}{L}$	$\frac{A}{L}$, дБ	θ, град
1	1.015	0.129	9.86	1.055	0.456	18.58
2	1.055	0.456	18.58	1.196	1.555	33.27
3	1.116	0.953	26.35	1.412	2.997	44.89
4	1.196	1.555	33.27	1.709	4.655	54.18
5	1.294	2.239	39.39	2.099	6.440	61.54
6	1.412	2.997	44.89	2.602	8.306	67.40

Приняв $K_b = 3$ дБ, получаем

$$D_{11b} = SNR - SINAD + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s + 0.953, \quad (33)$$

$$D_{21b} = SNR - SINAD + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s + 3. \quad (34)$$

Рассуждая аналогично для других форм блокирующего сигнала, можно прийти к выводу о том, что найденные закономерности (29) и (31) имеют общий характер. Величина $\frac{\pi - 2\theta}{\pi}$ есть не что иное, как постоянная составляющая последовательности импульсов единичной амплитуды, соответствующих наличию или отсутствию ограничения входного сигнала АЦП. Для анализа прохождения ограниченных сигналов произвольной формы через АЦП введём понятие *среднего угла ограничения* $\overline{\theta}$, определив его как предел отношения сумм длительностей интервалов:

$$\overline{\theta} = \frac{\pi}{2} \cdot \lim_{N \to \infty} \left(\frac{\sum_{i=0}^{N} \tau_i}{\sum_{i}^{N} T_i} \right), \quad (35)$$

где T_i – длительность интервала времени между началами смежных участков ограниченного сигнала; τ_i – длительность интервала ограничения на интервале T_i; N – количество подряд расположенных учитываемых участков на временной оси.

Очевидно, что для гармонического сигнала (19) выполняется равенство $\theta' = \theta$. Блокирование АЦТ бигармоническим сигналом вида

$$s_b(t) = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{1b} t) + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{2b} t) \quad (36)$$

исследовалось на имитационной модели АЦТ [10]. Полученные результаты приведены в табл. 3.

Таблица 3

Блокирование бигармоническим сигналом

	Первый метод			Второй метод		
0	1	2	3	4	5	6
K_b, дБ	$\frac{A}{L}$	$\frac{A}{L}$, дБ	$\overline{\theta}$, град	$\frac{A}{L}$	$\frac{A}{L}$, дБ	$\overline{\theta}$, град
1	1.198	1.569	9.86	1.426	3.083	18.58
2	1.426	3.083	18.58	2.000	6.021	33.26
3	1.690	4.558	26.35	2.770	8.850	44.89
4	2.000	6.021	33.26	3.800	11.596	54.16
5	2.356	7.444	39.39	5.176	14.280	61.54
6	2.770	8.850	44.89	7.00	16.902	67.40

Приняв $K_b = 3$ дБ и учитывая, что пикфактор блокирующего бигармонического сигнала $K_{cf} = 2$, получаем

$$D_{12b} = SNR - SINAD + \\ + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s + 1.558, \qquad (37)$$

$$D_{22b} = SNR - SINAD + \\ + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s + 5.850. \qquad (38)$$

Полученные результаты демонстрируют преимущества АРВ по среднему углу ограничения $\overline{\theta}$ над АРВ по пиковому значению при увеличении пикфактора блокирующего сигнала.

Величина D_{22b} в АЦТ с АРВ по среднему углу ограничения превосходит D_{22b} АЦТ с АРВ на рис. 1 более чем на 8 дБ, D_{12b} – более чем на 4 дБ. Полученные результаты подтверждают общий характер выражений (28) и (30). Исходя из (35), они могут быть записаны как

$$K_m = 1 - \frac{2 \cdot \overline{\theta}}{\pi}, \quad \overline{\theta} = \frac{\pi(1 - K_m)}{2} \qquad (39)$$

и

$$K_n = \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot \overline{\theta}}{\pi}}, \quad \overline{\theta} = \frac{\pi(1 - K_n^2)}{2}. \qquad (40)$$

Блокирование полосовым белым шумом с нормальным распределением также можно описать, пользуясь средним углом ограничения $\overline{\theta}$. При экспериментальном измерении величины $\overline{\theta}$ и достаточно длинной реализации принимаемого и блокирующего сигналов можно утверждать, что

$$\theta' \approx \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\text{количество ограниченных отсчётов в реализации}}{\text{общее число отсчётов в реализации}}. \qquad (41)$$

Тогда средняя вероятность появления в реализации ограниченных отсчётов

$$P'(\theta) = \frac{2 \cdot \overline{\theta}}{\pi}. \qquad (42)$$

Получив из (39) и (40) необходимую для заданного коэффициента блокирования величину $\overline{\theta}$, приходим к уравнению, позволяющему по среднему углу ограничения определить эффективное значение процесса с нормальным распределением на входе АЦП:

$$\frac{2 \cdot \overline{\theta}}{\pi} = 1 - erf\left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right). \qquad (43)$$

Уравнение (43) можно решить численно, рассчитав квантиль нормального распределения с $\mu = 0$ и $\sigma = 1$ так же, как (10):

$$A = qnorm\left(1 - \frac{\theta'}{\pi}\right). \qquad (44)$$

Результаты расчёта величин A для различных коэффициентов блокирования представлены в табл. 4.

Таблица 4

Блокирование сигналом с нормальным распределением

	Первый метод			Второй метод		
0	1	2	3	4	5	6
K_b, дБ	$\frac{A}{\sigma}$	$\frac{A}{\sigma}$, дБ	$\overline{\theta}$, град	$\frac{A}{\sigma}$	$\frac{A}{\sigma}$, дБ	$\overline{\theta}$, град
0.5	1.912	5.630	5.035	1.603	4.099	9.86
1	1.604	4.104	9.86	1.266	2.049	18.58
2	1.266	2.049	18.58	0.898	–0.934	33.26
3	1.053	0.449	26.35	0.676	–3.401	44.89
4	0.898	–0.934	33.26	0.522	–5.647	54.16
5	0.776	–2.203	39.39	0.407	–7.808	61.54
6	0.676	–3.401	44.89	0.320	–9.897	67.40

Приняв $K_b = 3$ дБ и учитывая, что эффективное значение блокирующего сигнала до ограничения σ, получаем для блокирующего сигнала с нормальным распределением

$$D_{13b} = SNR - SINAD + \\ + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s + 2.55, \quad (45)$$

$$D_{23b} = SNR - SINAD + \\ + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot \Delta Fs}{Fd}\right) - D_s + 6.40. \quad (46)$$

Полученные результаты подтверждают преимущества АРВ по среднему углу ограничения $\overline{\theta}$ над АРВ по пиковому значению при увеличении пикфактора блокирующего сигнала. Величина D_{23b} в АЦТ с АРВ по среднему углу ограничения превосходит D_{23b} АЦТ с АРВ, приведенного на рис. 1, более чем на 15 дБ, аналогично по параметру D_{13b} – более чем на 11 дБ.

Структурная схема АЦТ с АРВ по среднему углу ограничения приведена на рис. 3. Основным отличием схемы на рис. 3 от схемы на рис. 1 является реализация измерителя среднего угла ограничения, возможная только в цифровом виде. Наилучшее место для получения необходимых этому функциональному узлу входных данных – выходная шина АЦП. В некоторых АЦП имеется сигнал двухстороннего переполнения, то есть формирующая его схема обнаруживает выход входного сигнала АЦП за входную апертуру как в «+», так и в «–». Если эта схема работает с частотой взятия выборок, то сигнал переполнения также может быть применён для вычисления среднего угла ограничения.

Коэффициент блокирования может быть не единственным критерием работы АРВ. Если величина динамического диапазона при блокировании сигналом с нормальным распределением мгновенных значений не является приоритетом при конструировании SDR АЦТ, то при выборе допустимого среднего угла ограничения следует руководствоваться допустимым уровнем помех ограничения.

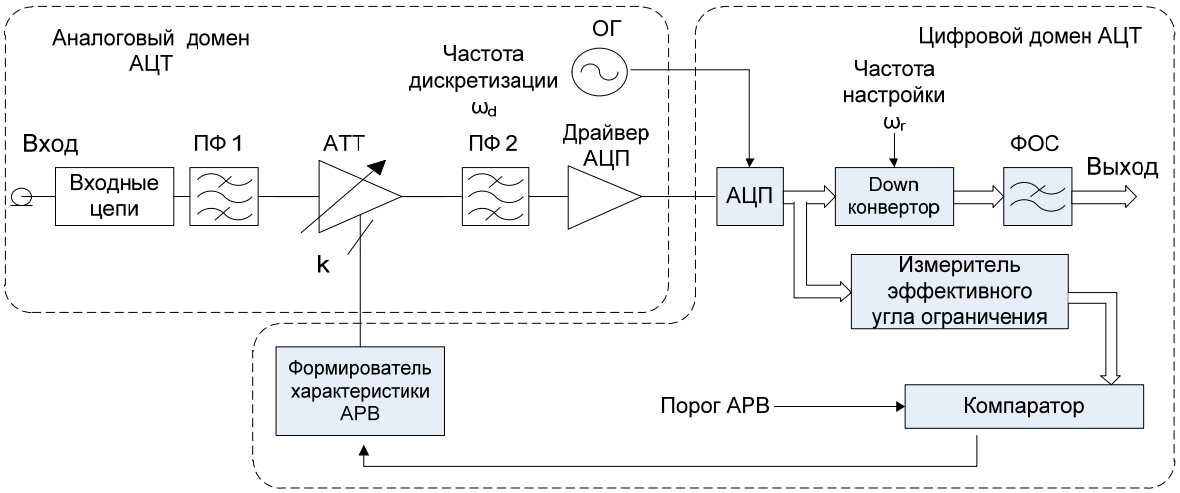


Рис. 3. Структурная схема АЦТ с АРВ по эффективному углу ограничения сигнала

Для того, чтобы возникающие при ограничении помехи не вызывали заметного увеличения уровня шумов, разумно ограничить их уровень величиной, равной мощности шумов и помех АЦП, применённого в тракте.

Мощность ограниченного нормального процесса с $\mu = 0$ и $\sigma = 1$ после симметричного двухстороннего ограничения уровнем u можно найти по формуле

$$P_s(u) = \sqrt{1 - 2 \cdot \int_u^{\infty} (x^2 - u^2) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{(x)^2}{2}\right) dx}. \quad (47)$$

На рис. 4 приведён график функции (47). По оси абсцисс отображен порог ограничения в сигмах распределения, по оси ординат приведено среднеквадратическое напряжение ограниченного шума.

Мощность помех, возникающих при ограничении процесса с нормальным распределением мгновенных значений при заданном пороге ограничения u:

$$P_n(u) = 20 \cdot \log_{10}\left(1 - Ps(u)\right). \quad (48)$$

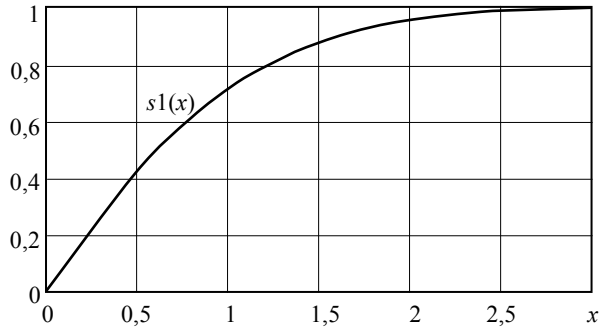


Рис. 4. Зависимость эффективного напряжения нормального процесса от уровня ограничения

В столбце 0 табл. 5 приведен ряд значений относительных уровней помех $P_n(u)$, соответствующие им величины u в единицах сигм (столбец 1). Среднее значение угла ограничения в градусах (столбец 2) найдём, преобразовав уравнение (43):

$$\overline{\theta} = \frac{\pi}{2} \cdot \left[1 - erf\left(\frac{u}{\sqrt{2}} \right) \right]. \qquad (49)$$

В колонке 3 приводится пересчитанное через пикфактор ограниченного сигнала эффективное значение блокирующей помехи на входе АЦП в дБ от полной шкалы преобразователя

$$U_{\text{эфф}} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{\sqrt{2}}{u} \right) \text{ [dBFS]}. \qquad (50)$$

Мощность помех ограничения в единицах полной шкалы преобразования (столбец 4) легко найти как сумму элементов нулевого и третьего столбцов. Также в таблице приведено среднее число ограниченных за 1 секунду отсчётов, соответствующее среднему углу ограничения при частоте дискретизации $F_d = 245760$ кГц.

Данные, приведённые в табл. 5, подтверждают значительное преимущество АЦТ с высокой частотой дискретизации. С её повышением резко уменьшается вероятность попадания в основную полосу приёма продуктов ограничения блокирующего сигнала.

Таблица 5

Мощность помех при ограничении сигнала с нормальным распределением

Мощность помех ограничения, дБС	Амплитуда u при $\sigma = 1$	Средний угол ограничения $\overline{\theta}$, град	Мощность блокирующего сигнала, dBFS	Мощность помех ограничения, dBFS	Число ограниченных отсчётов за 1 сек. $F_d = 245760$ кГц
0	1	2	3	4	5
–40	2.543	0.989	–5.096	–45.1	2701031
–50	2.927	0.308	–6.318	–56.3	727121
–60	3.272	0.10	–7.286	–67.3	262446
–70	3.587	0.03	–8.084	–78.3	82207
–80	3.878	0.01	–8.762	–88.9	25883
–90	4.151	0.003	–9.353	–99.3	8135

Необходимо различать два основных режима работы АРВ по среднему углу ограничения. Первый режим применим в тех АЦТ, частота дискретизации АЦП которых близка к минимально необходимой по теореме Котельникова. В этом режиме величина среднего угла ограничения должна выбираться из условия обеспечения мощности помех ограничения на уровне собственных помех АЦП. Например, для современных АЦП типа AD6645 с SNR = 75 дБ при дискретизации сигналов в полосе 1.5–30.0 МГц с частотой 80 МГц оправдано применение АРВ с $\overline{\theta} \approx 0.05$ град, при этом общая энергия помех, возникающих при ограничении, не превысит собственные шумы АЦП.

Второй режим предназначен для АЦТ с частотой дискретизации, значительно превышающей частоту Котельникова. В таких АЦТ вероятность поражения основной полосы приёма невелика, и АРВ может использовать большие значения $\overline{\theta}$ для увеличения динамического диапазона по блокированию при блокирующем сигнале с большим пикфактором.

Важной особенностью, предложенной АРВ по среднему углу ограничения, является возможность оперативно изменять её свойства в широких пределах в зависимости от фактических условий приёма, изменяя порог срабатывания. Такая система регулировки позволяет реализовать весьма жёсткие требования, предъявляемые к

новому поколению радиосредств, – когнитивному радио [11, 12].

Выводы

Системы автоматической регулировки коэффициента передачи в аналого-цифровом тракте радиоприёмника, описанные в литературе, чувствительны к пикфактору блокирующих сигналов. Предусмотренная существующей нормативной базой методика измерения коэффициента блокирования предусматривает единственный вид блокирующего сигнала в виде немодулированного гармонического колебания. Как показано в работе, результат такого измерения не в полном объёме характеризует поведение радиоприёмника в реальной помеховой обстановке. В работе проведён анализ величины динамического диапазона по блокированию при воздействии блокирующих сигналов трёх видов: гармонического, бигармонического и полосового шума с нормальным распределением мгновенных значений. Предложен универсальный параметр, позволяющий при любой форме блокирующего сигнала рассчитать коэффициент блокирования как по изменению коэффициента передачи тракта, так и по изменению величины *SINAD* на выходе приёмника – средний угол ограничения. Предложена оригинальная система автоматической регулировки восприимчивости, основанная на измерении и стабилизации среднего угла ограничения. Получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать величину динамического диапазона по блокированию АЦТ с предложенной системой АРВ. Показаны преимущества предложенной АРВ перед известными ранее системами регулирования напряжения на входе АЦП.

Литература

1. ГОСТ 24375 – 80. Радиосвязь. Термины и определения. – М. : Изд-во стандартов, 1987. – 58 с.

2. *Stephenson A.G.* Digitizing Multiple RF Signals Requires an Optimum Sampling Rate» / A.G. Stephenson // Electronics. – Mar. 27. – 1972. – Pp. 106 – 110.

3. *Groshong R.* Undersampling techniques simplify digital radio / R. Groshong, S. Ruscar. // ED. – 1991. – № 10. – Pp. 67, 68, 70, 73 – 75, 78.

4. *Kenington Peter B.* RF and baseband techniques for software defined radio / Peter B. Kenington. – Artech House. Mobile communications series, 2005. – 352 p.

5. *Tuttlebee W., Ed.* Software defined radio : enabling technologies / W. Tuttlebee, Ed. – John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2002. – 442 p.

6. ГОСТ Р 52016 – 2003. Приёмники магистральной радиосвязи гектометрового – декаметрового диапазона волн. Параметры, общие технические требования и методы измерений. – М. : Изд-во стандартов, 2004. – 40 с.

7. ГОСТ РВ 52225 – 2004. Радиоприёмники. Методы измерений и контроля характеристик частотной избирательности. – М. : Изд-во стандартов, 2004. – 42 с.

8. *Корн Г.* Справочник по математике для научных работников и инженеров : определения, теоремы, формулы / Г. Корн, Т. Корн. – 6-е изд., стер. – М. : Лань, 2003. – 831 с. : ил.

9. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. пособие для вузов / И.С. Гоноровский. – 5-е изд., испр. и доп. – М. : Дрофа, 2006. – 719 с.

10. *Маковий В.А.* Имитационное моделирование широкополосного аналого-цифрового тракта программно-определяемых радиоустройств / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи. – 2011. – № 2. – С. 57 – 68.

11. *Bard J.* Software defined radio : the software communications architecture /J. Bard, V.J. Kovarik, Jr. – John Wiley & Sons, Inc., 2007. – 464 p.

12. *Fette B.A.* Cognitive radio technology / B.A. Fette. – 2nd edition. – Elsevier Science & Technology Books, 2009. – 828 p.

Статья поступила в редакцию 18 мая 2012 г.

УДК 621.391.372.019

УСТРОЙСТВО АДАПТИВНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

А.Н. Мокроусов, консультант, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-25-60

Предложено устройство, реализующее алгоритм адаптивного декодирования сигнала.
***Ключевые слова**: вероятность ложной тревоги, вероятность ошибки на бит, достоверная информация.*

THE DEVICE OF ADAPTIVE DECODING

A.N. Mokrousov, consultant, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 252-25-60

The device that realizes algorithm of signal adaptive decoding is offered.
***Key words**: false-alarm probability, bit-error probability, error-free information.*

Современная система связи должна функционировать в условиях воздействия естественных и преднамеренных помех. В связи с этим возникает необходимость повышения помехоустойчивости приема с использованием адаптации параметров элементов системы к комплексу воздействующих на нее помех. Например, в [1] предложен алгоритм адаптивного изменения порога декодирования путём измерения параметров принимаемого сигнала. Функционирование согласно предлагаемому способу декодирования кода (N, k, t) происходит следующим образом. Сигнал на входе приёмника представляет собой совокупность некоторой тестовой последовательности и следующих за ней кодовых слов. Тестовая последовательность с демодулятора поступает в оцениватель состояния канала, где происходит оценка качества сигнала по полученной смеси элементов сигнала и помехи. Полученная оценка определяет порог t. Далее в декодере последовательности N двоичных символов отождествляются с возможными кодовыми словами с последующим декодированием полученных кодовых слов с исправлением числа ошибок t, определённого в оценивателе состояния канала на основе оценки качества тестовой последовательности. Таким образом, суть адаптивного декодирования состоит в оценке качества сигнала (определении текущей вероятности правильного приёма элемента сигнала) и вычислении на её основе значений $P_{\text{пр}}$ и $P_{\text{лд}}$ (общий вид данных зависимостей, на основании [1], представлен на рис. 1 и 2).

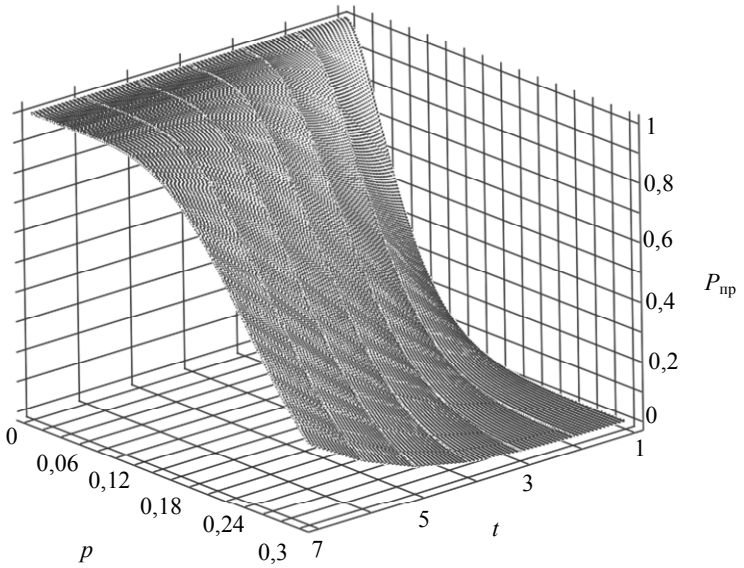


Рис. 1. Зависимость вероятности правильного приема кодового слова от порога декодирования и вероятности ошибки на бит

 ISSN 1995-7009

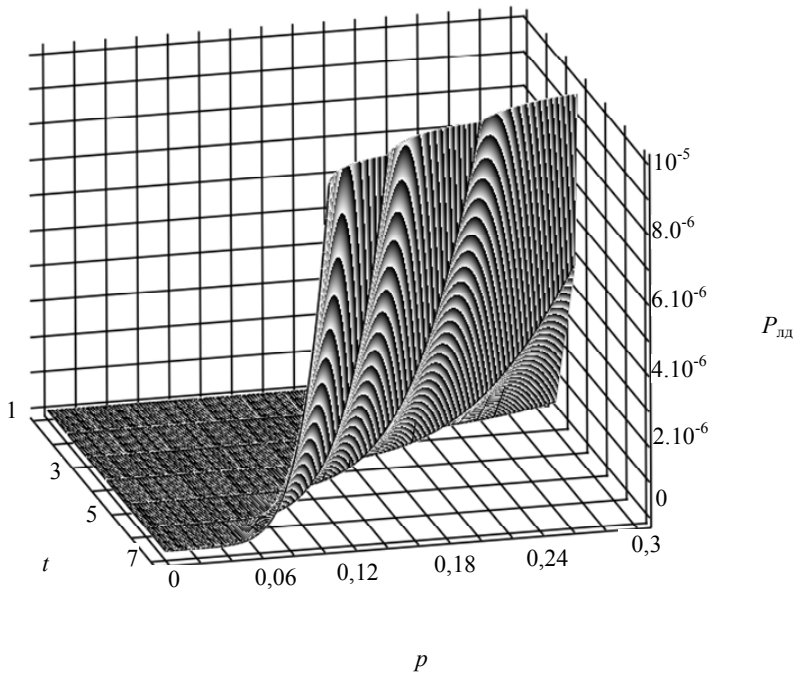


Рис. 2. Зависимость вероятности ложного декодирования от порога декодирования и вероятности ошибки на бит

Порог t, выставляемый в декодере для декодирования следующего кодового слова, выбирается с условием удержания $P_{пр}$ и $P_{лд}$ в пределах $P_{лд} \le \text{const}1$ и $P_{пр} \ge \text{const}\,2$, где const 1 и const 2 соответствуют конкретной системе связи.

При использовании кода Рида-Малера (RM(31.6)), например, зависимости для $P_{пр}$ и $P_{лд}$ от вероятности ошибки на бит p представлены на рис. 3 и 4. Из них следует, что при конкретных $P_{пр}$ и $P_{лд}$ значение p должно изменяться в пределах, показанных в табл. 1 и 2.

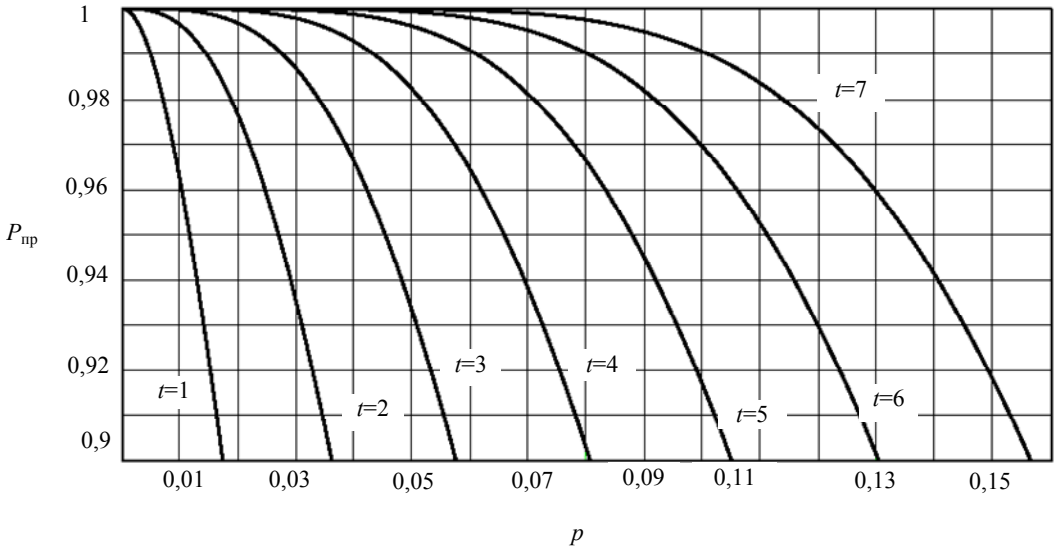


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного приема кодового слова от вероятности ошибки на бит

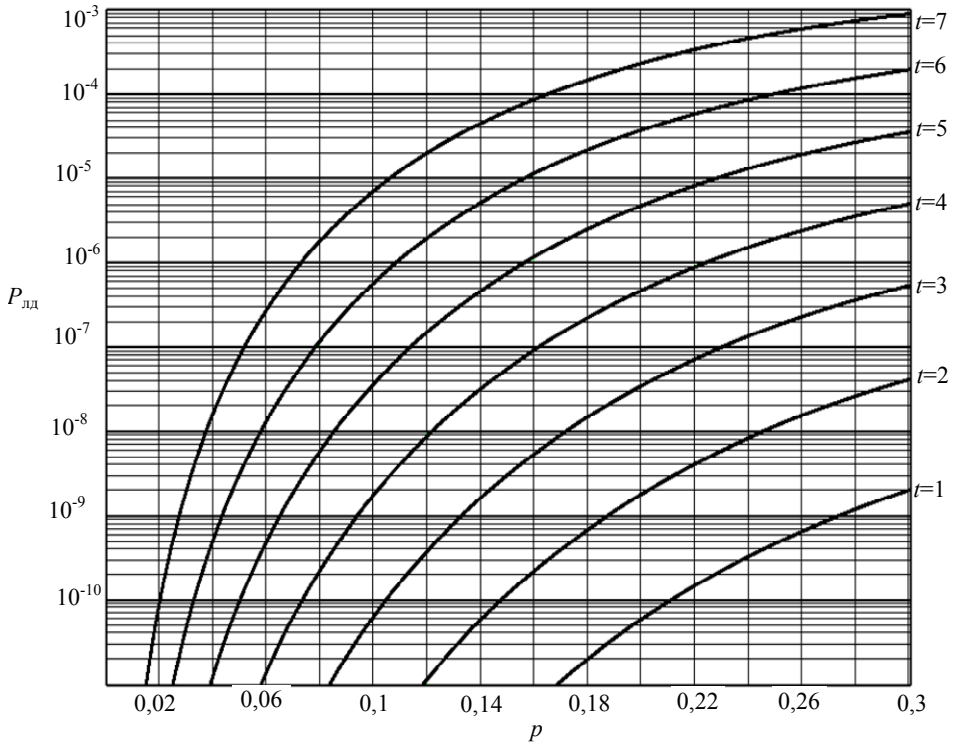


Рис. 4. Зависимость вероятности ложного декодирования от порога декодирования и вероятности ошибки на бит

Таблица 1

Порог декодирования	Диапазон допустимых p, удовлетворяющих необходимым $P_{пр}$ и $P_{лд}$		
	только $P_{пр} \geq 0.9$	только $P_{лд} \leq 10^{-8}$	$P_{пр} \geq 0.9$ и $P_{лд} \leq 10^{-8}$
7	0–0.157	0–0.037	0–0.037
6	0–0.13	0–0.057	0–0.057
5	0–0.105	0–0.085	**0–0.085**
4	0–0.081	0–0.121	0–0.081
3	0–0.057	0–0.171	0–0.057
2	0–0.036	0–0.245	0–0.036
1	0–0.017	0–0.396	0–0.017

Таблица 2

Порог декодирования	Диапазон допустимых p, удовлетворяющих необходимым $P_{пр}$ и $P_{лд}$		
	только $P_{пр} \geq 0.9$	только $P_{лд} \leq 10^{-9}$	$P_{пр} \geq 0.9$ и $P_{лд} \leq 10^{-9}$
7	0–0.157	0–0.027	0–0.027
6	0–0.13	0–0.043	0–0.043
5	0–0.105	0–0.065	0–0.065
4	0–0.081	0–0.093	**0–0.081**
3	0–0.057	0–0.132	0–0.057
2	0–0.036	0–0.184	0–0.036
1	0–0.017	0–0.273	0–0.017

Таким образом:

– при одновременном $P_{пр} \geq 0.9$, $P_{лд} \leq 10^{-8}$ максимальный интервал дает $t = 5$, значит, при одновременном $P_{пр} \geq 0.9$, $P_{лд} \leq 10^{-8}$ корректирующая способность декодера должна быть установлена $t = 5$;

– при одновременном $P_{пр} \geq 0.9$, $P_{лд} \leq 10^{-9}$ максимальный интервал дает $t = 4$, значит, при одновременном $P_{пр} \geq 0.9$, $P_{лд} \leq 10^{-9}$ корректирующая способность декодера должна быть установлена $t = 4$.

Следовательно, определив для каждой из возможных пар $P_{пр}$ и $P_{лд}$ значение порога декодирования ($t_{опт}$), обеспечивающего максимальный интервал разрешенной вероятности ошибки на бит p, можно построить графики работы адаптивного декодера. Примеры подобных графиков для различных значений $P_{пр}$ приведены на рис. 5 и 6.

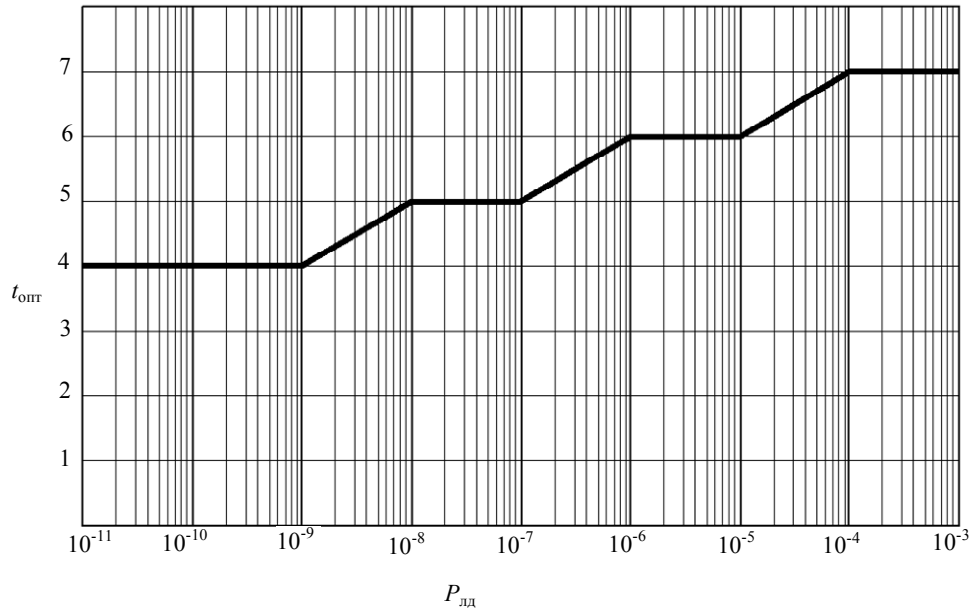


Рис. 5. График работы адаптивного декодера при $P_{пр} \geq 0.9$

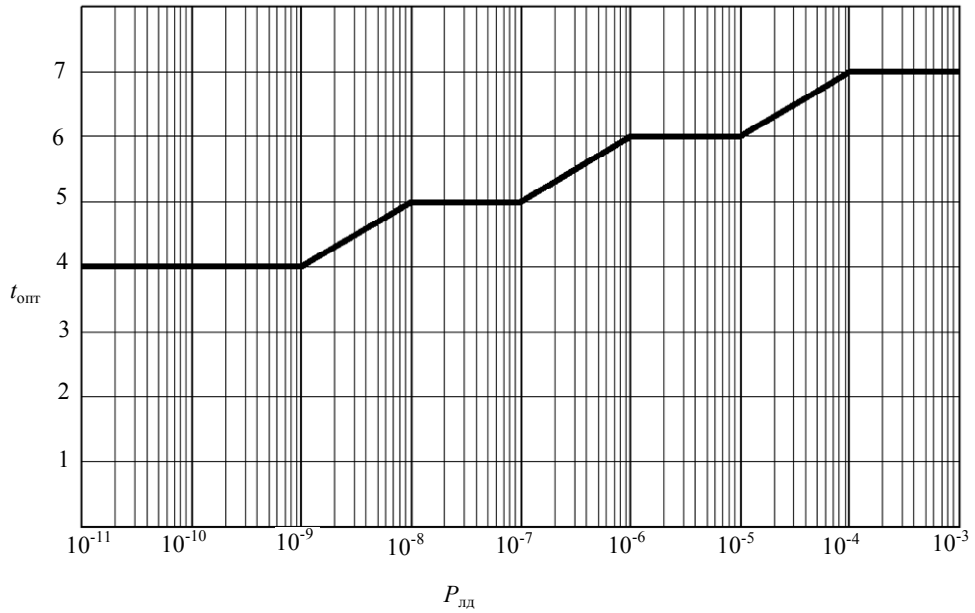


Рис. 6. График работы адаптивного декодера при $P_{пр} \geq 0.99$

Один из возможных вариантов приемного устройства, реализующего алгоритм адаптивного декодирования сигнала, представлен на рис. 7.

Непрерывное радиочастотное колебание, переведённое в область видеочастот, поступает на решающее устройство (РУ). В РУ производится квантование (дискретизация) сигнала по времени и по амплитуде на два уровня: 1 и 0. Генератор тактовых импульсов с помощью умножителя квантует в РУ сигнал по времени с частотой, в k раз превышающей частоту информации, и управляет работой устройства в целом. Сигнал с умножителя, кроме того, поступает ещё на линию задержки (ЛЗ), где вырабатывается набор тактовых импульсов, следующих с частотой поступления информации, но сдвинутых относительно друг друга на время $\delta = T/k$, где T – длительность бита информации, а k определяется умножителем. Квантованная смесь сигнала и помехи с блока РУ поступает в распределитель, где разделяется на синхропоследовательность и информационную последовательность, состоящую из кодовых слов. Синхропоследовательность с первого выхода распределителя поступает на входы запоминающих устройств (ЗУ), где записывается с помощью соответствующих тактовых импульсов с ЛЗ. При этом длина (разрядность N) каждого из k ЗУ равна длине N синхропоследовательности. Записанные в ЗУ отсчёты синхропоследовательности поступают затем через ключи, открывающиеся через соответствующие промежутки времени, определяемые набором сдвинутых по времени тактовых импульсов с ЛЗ на регистр сдвига (РС).

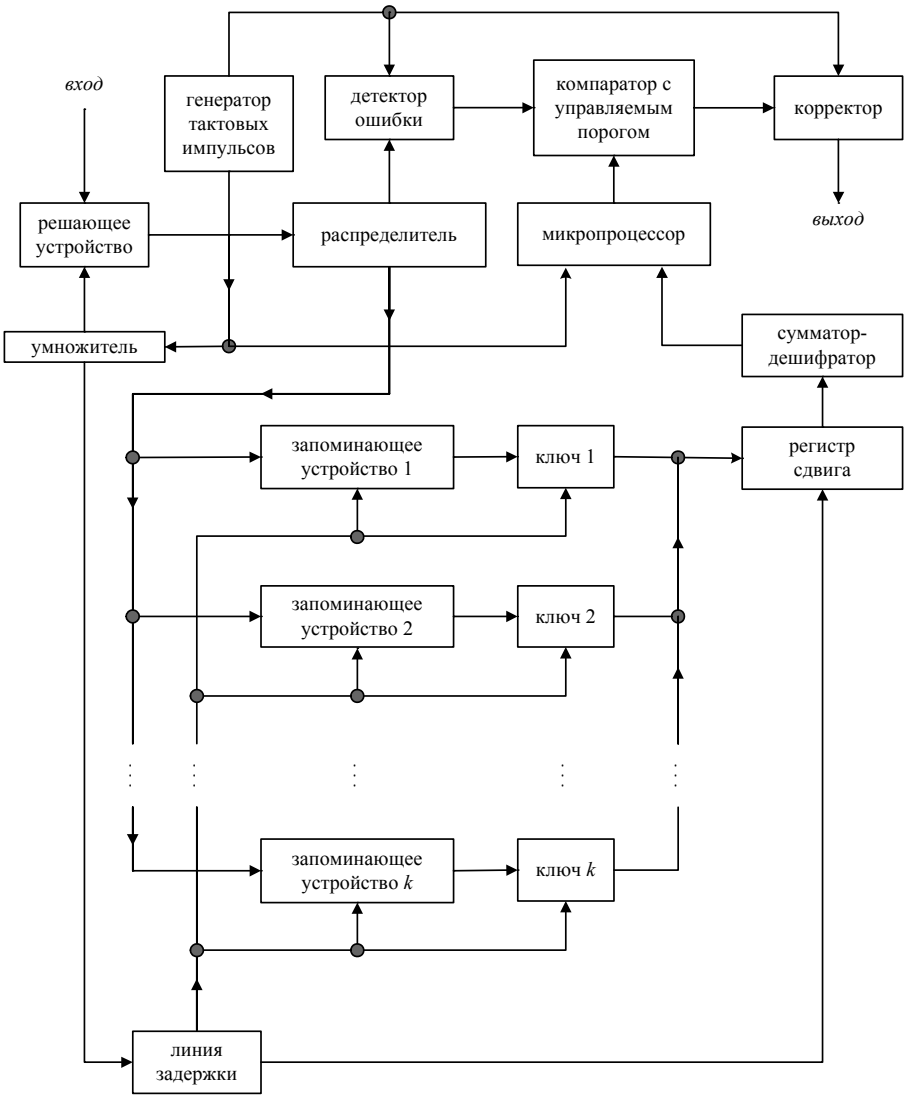


Рис. 7. Блок-схема приемопередающего устройства

РС является дискретной линией задержки и фактически блоком хранения эталонного сигнала. Синхропоследовательность в РС коррелирует с эталонным сигналом. На основе результатов корреляции сумматор-дешифратор сигнала (С-Д) определяет максимальный параметр корреляции для каждого бита в рассматриваемом цифровом слове. Таким образом, на выходе С-Д формируется результат сравнения k групп однотипных отсчётов (по N отсчётов в каждой) с эталонным сигналом длиной N бит. K результатов сравнения поступают в микропроцессор, где определяется вероятность правильного распознавания элемента сигнала и значение порога распознавания h. Порог, определённый в микропроцессоре, изменяет значение параметра в компараторе с управляемым порогом (КУП).

Информационная последовательность, состоящая из кодовых слов, со второго выхода распределителя поступает через детектор ошибки, который определяет число ошибок для каждого кодового слова, в КУП, где происходит сравнение числа ошибок для каждого кодового слова с параметром КУП, определённым на основании рассчитанного в микропроцессоре порога распознавания h. Если число ошибок удовлетворяет параметру КУП, то корректор исправляет ошибки в соответствующем кодовом слове.

Предполагается цифровая структура данного устройства, которая должна реализовываться физически на базе элементов и блоков, широко известных из технической литературы. Например, корректор, входящий в состав устройства, может быть реализован различными методами, в зависимости от типа используемого кода (схема Меггита для циклических кодов [2]).

Применение устройства позволит существенно повысить степень достоверности принима емой информации посредством учета изменения физического состояния реальных каналов связи.

Литература

1. *Радько Н.М.* Адаптивный декодер / Н.М. Радько, А.А. Дрюченко, А.Н. Мокроусов // Теория и техника радиосвязи. – 2003. – № 1. – С. 124 – 128.

2. *Питерсон У.* Коды, исправляющие ошибки : пер. с англ. / У. Питерсон, Э. Уэлдон ; под ред. Р.П. Добрушина и С.И. Самойленко. – М. : Мир, 1976.

Статья поступила в редакцию 23 мая 2012 г.

УДК 621.395.4

МЕТОД РАСЧЕТА ПРОЦЕССНО-ОРИЕНТИРОВАННЫХ СИСТЕМ ЭКСПЛУАТАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ОПЕРАТОРА СВЯЗИ

В.П. Мочалов, зав. каф. АСОИУ, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
С.В. Яковлев, доц. каф. АСОИУ, e-mail: yakovlev_sv@ncstu.ru
Д.В. Мочалов, аспирант каф. ЗИ, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
ФГБОУ ВПО Сев.-Кав. гос. тех. ун-т, г. Ставрополь

Рассматриваются возможные варианты расчета основных показателей качества распределенных систем управления телекоммуникациями, в основу которых положены процессный подход и методология eTOM.

***Ключевые слова**: распределенные системы управления, декомпозиция, услуги, бизнес-процессы, система интеграции, система OSS/BSS.*

CALCULATION METHOD OF THE PROCESS-ORIENTED SYSTEMS OF TELECOM PROVIDER OPERATION CONTROL

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

Possible alternatives of the main indicators calculation of the distributed telecommunications control systems quality are considered and the process approach and methodology eTOM are put in their basis.

***Key words**: distributed control systems, decomposition, services, business processes, integration system, OSS/BSS system.*

Введение

Одним из основных факторов, определяющих развитие операторов связи, является растущий спрос на все более сложные и разнообразные услуги. Это приводит к необходимости создавать мультисервисные сети следующего поколения, внедрять технологии беспроводной передачи данных и т.д., реализуя технологическую платформу для предоставления новых услуг. Одновременно вместе с конкуренцией растут требования к качеству предоставляемых услуг. Все это влечет за собой быстрое увеличение количества и усложнение бизнес-процессов по эксплуатации сети, обслуживанию клиентов, вводу новых услуг, созданию современных методов разработки и исследования интегрированных систем управления. В рамках функционального подхода к управлению эффективно решить данную проблему невозможно. Без системы управления бизнес-процессами сложно и долго решаются задачи «стыковок» действий различных подразделений, анализа существующих бизнес-процессов, их моделирования, выявления «узких мест» при выполнении и, главное, их оптимизации, поэтому для управления бизнес-процессами предприятия необходимы специальные решения, базирующиеся на технологиях процессного управления, а также методы и методики их расчета и исследования.

1. Содержательная постановка задачи

Структура современной сети связи, изображенная на рис. 1, представляет собой сложную распределенную систему, управление которой требует решения целого спектра разнообразных задач.

В рекомендациях МСЭ-Т эти задачи разделены на следующие функциональные области [1]:

- управление конфигурацией;
- управление неисправностями;
- управление расчетами за услуги связи;
- управление производительностью;
- управление безопасностью;
- управление качеством работы;
- управление заказами;
- управление взаимоотношениями с клиентами.

 ISSN 1995-7009

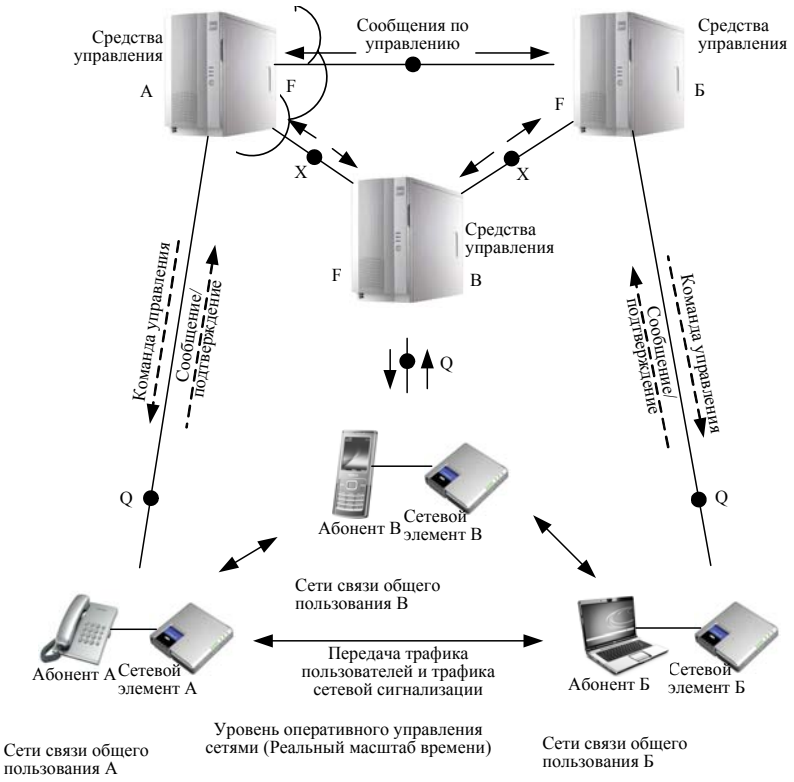


Рис. 1. Структура сети связи

Мультисервисные системы связи нового поколения NGN должны также обеспечивать реализацию широкого спектра разнообразных услуг связи. Состав и номенклатура таких услуг приведены на рис. 2.

СОСТАВ УСЛУГ NGN	
Базовые услуги NGN (rel. 1) - Услуги мультимедиа - Видео по запросу (Video on demand - VoD) - Широковещательное TV (IPTV) - Широковещательное радио - Услуги видеотелефонии - Видеоконференцсвязь - Видеопочта (video mail) - Видеозаставки (video waiting)	Расширенный набор услуг NGN (rel. 2) - Услуги расширенного VPN (Advanced VPN) - Центр обслуживания вызовов (IP Call Centre) - Универсальный номер доступа (IP UAN) - Универсальная персональная связь (IP UPT) - Услуга вызова через Интернет (Internet Call Waiting) - Услуга универсальной связи (Unified Communication Service - UCS) - Услуга переносимости номера (Local&Mobility number portability – LNP&MNP)
Конвергентные услуги связи - Набор услуг с расширенными возможностями RCS (Rich Communication Suite) - Услуга передачи потокового видео с GSM/CDMA телефона (See-What-I See) - Услуга симплексной телефонной связи по сети GSM, используя возможности сети КП с технологией GPRS (Push-To-Talk) - Услуга предоставления доступа с телефона GSM/CDMA к мультимедийному контенту в реальном времени (Media Push over SIP)	

Рис. 2. Состав и номенклатура услуг NGN

Справиться с подобными задачами призваны корпоративные информационные системы (КИС) компаний связи, а также системы поддержки бизнеса и операционной деятельности OSS/BSS [1]. Использование разрозненных автономных подсистем КИС компании связи, направленных на решение узких задач отдельных подразделений предприятия и слабо взаи-

модействующих друг с другом, обеспечивают лишь фрагментарную автоматизацию бизнес-процессов оператора связи [1].

Функциональные свойства подобных систем практически невозможно расширить, так как они способны выполнять лишь те функции, которые были заложены на этапе проектирования. Добиться сравнительно эффективного управления компаний с использованием таких разрозненных информационных систем не удается.

Типовые модули современной системы OSS/BSS приведены на рис. 3. Логическое взаимодействие модулей системы представлено на рис. 4.

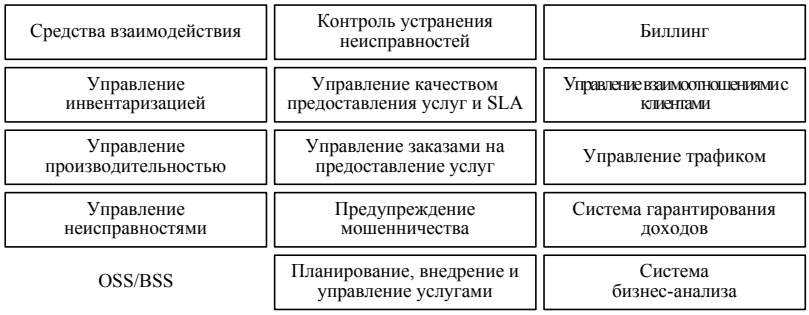


Рис. 3. Типовые модули OSS/BSS

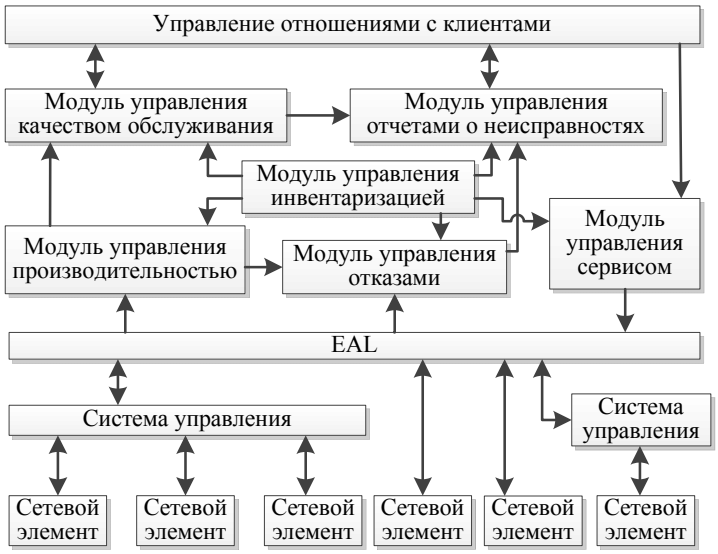


Рис. 4. Логическое взаимодействие модулей системы

Очевидно, что OSS-система строится по принципу интеграции отдельных подсистем в единое ИТ-решение на базе интегрирующей платформы, что потребует больших затрат, так как системы представляют собой различные программные продукты от разных производителей. Подобный подход не обладает достаточной гибкостью, чтобы обеспечить автоматизацию процессов в динамично меняющейся бизнес-среде.

Устранение недостатков существующих систем возможно путем реализации универсальной объектно-ориентированной инфраструктуры с множеством программных компонент и интерфейсов, с четкой регламентацией возможностей их использования, что дает возможность перейти от монолитной к компонентно-ориентированной распределенной архитектуре.

В основу разработки такой системы может быть положен процессный подход и принцип алгоритмической декомпозиции, в соответствии с которыми производится разделение функций системы управления на модули по функциональной принадлежности, когда каждый модуль системы реализует один из этапов общего бизнес-процесса при общем строгом порядке выполняемых действий. В качестве основы объединения модулей использованы при этом не интеграци-

онная платформа или промежуточное программное обеспечение, а сквозные бизнес-процессы компании. Причем, для телекоммуникационной компании данное специализированное средство должно содержать в себе модель eTOM (Enhanced Telecom Operations Map – расширенная модель деятельности телекоммуникационной компании) как основополагающую для описания и анализа бизнес-процессов.

По каждому объекту данной модели проводится декомпозиция на следующий уровень, как представлено на рис. 5. Процессы-элементы можно разложить на еще более конкретизированные элементы вплоть до элементарных операций.

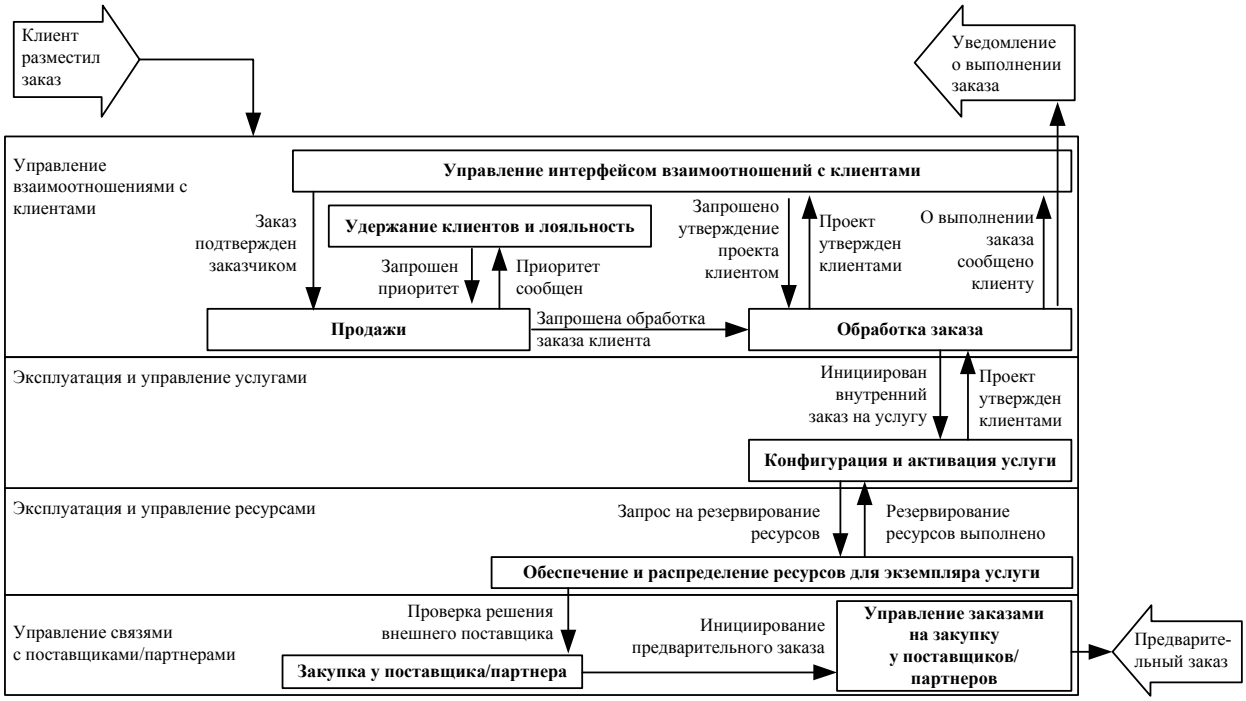


Рис. 5. Детальные процессы модели eTOM

Отсюда следует, что модель eTOM может являться каркасом для построения распределенной системы управления, представленной в виде соответствующей eTOM совокупности аппаратно-программных модулей реализации бизнес-компонентов, логика взаимодействия которых устанавливается сквозными бизнес-процессами предприятия. Схема такого взаимодействия условно показана на рис. 6.

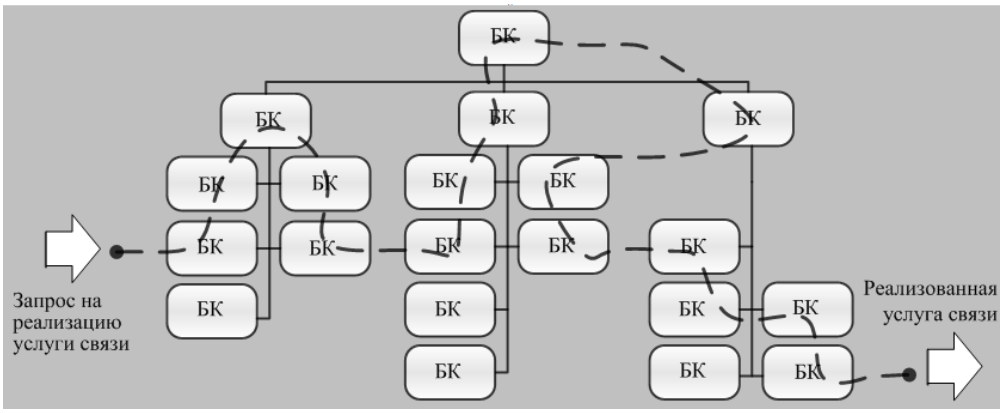


Рис. 6. Процесс реализации услуги связи

Исполнение процесса реализации услуги запускается и продвигается от одного шага (бизнес-компонента) к другому, взаимодействует с различным программным обеспечением, не относящимся к реализации данного бизнес-процесса (запрос котировки, отправка сообщений и т. д.).

Исполнение процесса реализации услуги запускается и продвигается от одного шага (бизнес-компонента) к другому, взаимодействует с различным программным обеспечением, не относящимся к реализации данного бизнес-процесса (запрос котировки, отправка сообщений и т.д.).

В связи с этим наиболее актуальной является задача создания и исследования моделей взаимодействия бизнес-компонентов таких систем, выполняемых вместе (например, при создании приложения, реализующего управление производительностью сети).

2. Общая математическая модель

Данная система представляет собой совокупность конечного числа М-узлов, в которой циркулируют сообщения, переходящие по определенным, определяемым бизнес-процессами, правилам из одного узла в другой. На рис. 7 представлена формализованная схема взаимодействия узлов БК.

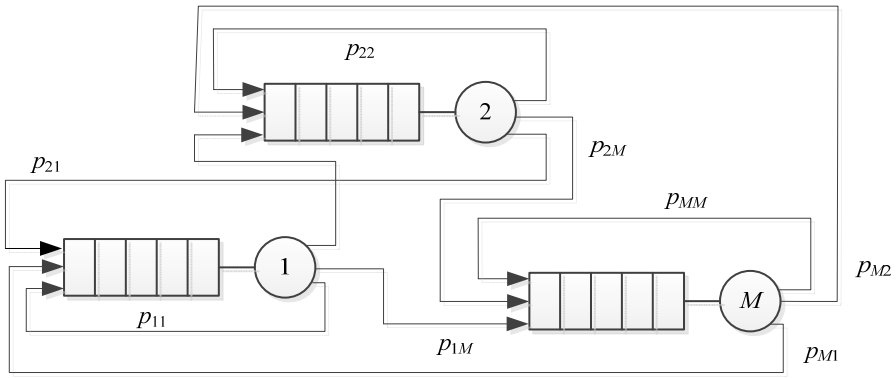


Рис. 7. Схема взаимодействия узлов БК

Введем в рассмотрение многомерный случайный процесс $N(t)=\{n_1(t),n_2(t),...,n_M(t)\}$, где $n_R(t)$ – число сообщений, находящихся в R_M узле в момент $t(R=\overline{1,M})$, и рассмотрим следующие варианты организации обслуживания запросов на реализацию услуг [2].

1. $N=1$, количество мест для ожидания равно K. Для данного варианта имеем следующее выражение [3]:

$$P_{\text{П}}=0,\ T_{\text{зад.}}=\frac{K\cdot W_i\cdot \mu_i\cdot \psi(N,M)}{e_i\cdot \psi(N-1,M)(1-P_{\text{П}})}-\frac{1}{\lambda}, \quad (1)$$

где $P_{\text{П}}$ – вероятность отказа предоставления услуги;

$T_{\text{зад.}}$ – задержка обработки запроса на предоставление услуги;

W_i – время обработки одного запроса, $W_i=S_i\cdot e_i$; где S_i – время обработки одного посещения i-го БК; e_i – число посещений i-го БК;

$$\psi(N,M)=\sum_{n\in S(N,M)}\prod_{i=1}^{N}z_i(n_i),$$

$$z_i(n_i)=$$

$$=\begin{cases}\dfrac{e_i^{n_i}}{\prod\limits_{j=1}^{n_i}\mu_i(j)}, & \text{если центр } i \text{ зависит от нагрузки,}\\ \left(\dfrac{e_i}{\mu_i}\right)^{n_i}, & \text{если центр } i \text{ не зависит от нагрузки.}\end{cases}$$

Если количество мест для ожидания равно нулю, то выражение (1) приобретает вид (2) и (3):

$$P_{\text{П}}=1-\frac{1}{\sum\limits_{l=0}^{K}\left(\dfrac{\lambda\cdot W_i\cdot \mu_i\cdot \psi(N,M)}{e_i\cdot \psi(N-1,M)}\right)^{N}\cdot\dfrac{N!}{(N-l)!}}, \quad (2)$$

$$T_{зад.}=\frac{W_i\cdot \mu_i\cdot \psi(N,M)}{e_i\cdot \psi(N-1,M)}=\frac{\psi(N,M)}{\psi(N-1,M)}. \quad (3)$$

2. $N > 1$, количество мест для ожидания равно нулю –

$$P_{\text{П}} = 1 - \frac{\left(\frac{\lambda \cdot W_i \cdot \mu_i \cdot \psi(N,M)}{e_i \cdot \psi(N-1,M)}\right)^N}{\sum_{l=0}^{N}\left(\frac{\lambda \cdot W_i \cdot \mu_i \cdot \psi(N,M)}{e_i \cdot \psi(N-1,M)}\right)^N}, \quad (4)$$

$$T_{зад.} = \frac{\psi(N,M)}{\psi(N-1,M)}. \quad (5)$$

Если количество мест для ожидания $N \le R \le K$, то вероятность того, что в системе находятся K запросов, равна

$$P_{\text{К}} = P_o \binom{K}{k} \left(\frac{\lambda \cdot W_i \cdot \mu_i \cdot \psi(N,M)}{e_i \cdot \psi(N-1,M)}\right), \quad (6)$$

где $\binom{K}{k} = \frac{K!}{k!(K-k)!}$, $P_0 = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^{\infty}\prod_{i=0}^{k-1}\frac{\lambda_i}{M_i + 1}}$.

Для данной дисциплины обслуживания справедливо [3]:

$$\lambda_k = \begin{cases} \lambda(K-k), \ 0 \le k \le R-1, \\ 0 - \text{в остальных случаях;} \end{cases}$$

$$M_k = \begin{cases} \frac{e_i \cdot \psi(N-1,M)}{W_i \cdot \mu_i \cdot \psi(N,M)}, 0 \le k \le N, \\ N \cdot \frac{e_i \cdot \psi(N-1,M)}{W_i \cdot \mu_i \cdot \psi(N,M)}, k \ge N. \end{cases} \quad (7)$$

Тогда выражение для P_0 примет вид

$$P_0 = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^{N}\prod_{i=0}^{k-1}\frac{\psi(N-1,M)\cdot k \cdot \lambda \cdot (M-k)}{\psi(N,M)} + \sum_{k=N+1}^{R}\prod_{i=0}^{k-1}\frac{\psi(N-1,M)\cdot \lambda \cdot (M-k)}{N \cdot \psi(N,M)}}. \quad (8)$$

Вероятность отказа в представлении услуги равна вероятности того, что все R мест в очереди будут заняты:

$$P_{\text{П}} = P_o \binom{K}{R} \left(\frac{\lambda \cdot W_i \cdot \mu_i \cdot \psi(N,M)}{e_i \cdot \psi(N-1,M)}\right)^R \cdot \frac{R!}{N!} N^{N-R}. \quad (9)$$

Например, воспользовавшись (9) и пакетом программ Mathcad, получим зависимости вероятности отказа в предоставлении услуги от интенсивности поступления заявок λ и количества мест для ожидания K (рис. 8).

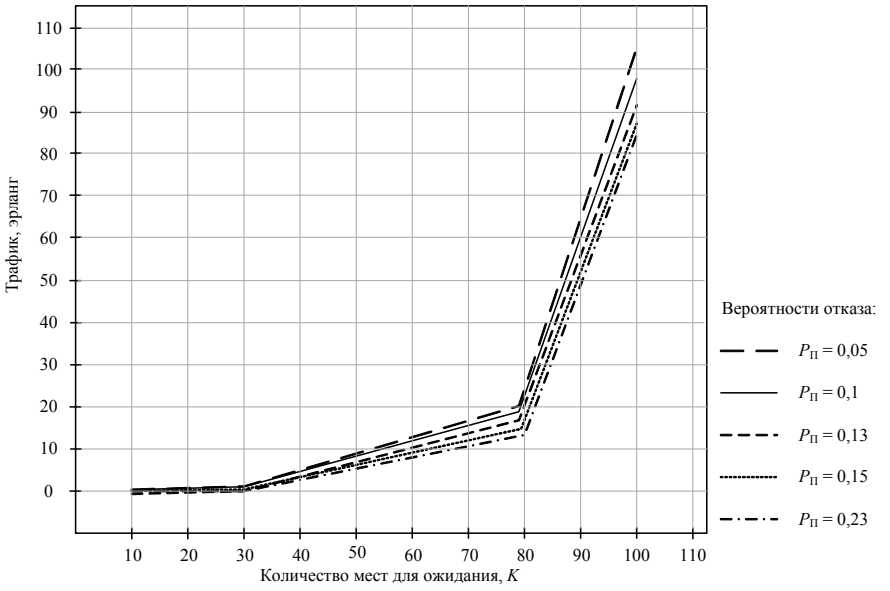


Рис. 8. Зависимости вероятности отказов от λ и K

Заключение

Анализ тенденций развития систем управления телекоммуникационными сетями и услугами показал необходимость перехода к процессному управлению, разработки и оценки специальных, базирующихся на технологиях процессно-ориентированного управления, решениях. В данной статье предположен метод разработки систем управления, в основу которых положена концепция eTOM, а также даны основные подходы к оценке их показателей качества.

Литература

1. *Самуйлов К.Е.* Бизнес-процессы и информационные технологии / К.Е. Самуйлов, А.В. Черкашин, Н.В. Яркина. – М. : Альпина Паблишерз, 2009. – 442 с.

2. *Вишневский В.М.* Теоретические основы проектирования компьютерных сетей / В.М. Вишневский. – М. : Техносфера, 2003. – 512 с.

3. *Саморезов В.В.* Модели предоставления инфокоммуникационных услуг : дис. канд. техн. наук / В.В. Саморезов. – СПб., 2005. – 132 с.

Статья поступила в редакцию 25 апреля 2012 г.

УДК 621.391.23

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ДЛЯ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Ю.Б. Нечаев, гл.н.с., e-mail: nechaev_ub@mail.ru
О.А. Плаксенко, констр., тел.: 8-904-213-18-26
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложена методика выбора оптимального относительно минимизации потерь полезной информации и максимизации скорости передачи алгоритма коррекции параметров функционирования многопараметрической адаптивной системы передачи информации.

***Ключевые слова**: адаптация, информация, помехоустойчивость, имитационная модель, универсальность.*

SELECTION OF THE OPTIMAL CORRECTION PARAMETER ALGORITHM FOR MULTIPARAMETER ADAPTIVE INFORMATION TRANSFER SYSTEM

Yu.B. Nechaev, principal research engineer, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
O.A. Plaksenko, design engineer, tel.: 8-904-213-18-26
JSC «Sozvezdie» Concern»

The method of selecting the optimal adjustment parameter algorithm for multiparameter adaptive information transfer system with respect to minimizing the loss of valuable information and maximizing the transmission rate is proposed.

***Key words**: adaptation, information, interference immunity, simulation model, universality.*

Введение

Быстрое развитие аппаратной базы систем передачи информации обуславливает переход от ручного управления и настройки средств связи к их осуществлению посредством автоматической регулировки различных параметров радиосредств. Таким образом достигается упрощение процесса их эксплуатации, увеличение устойчивости, универсализация для применения в различных условиях и повышение эффективности в целом. Установим, какие параметры необходимо регулировать для достижения большей эффективности работы системы. Качество обеспечения связи в системе передачи информации определяется скоростью передачи информации и достоверностью, а также электромагнитной совместимостью в случае передачи информации по радиоканалу в соседстве с другими радиосредствами. Достоверность в свою очередь зависит от помехозащищённости системы, а основными составляющими помехозащищённости являются помехоустойчивость и скрытность [2]. Для увеличения помехоустойчивости в системах передачи информации применяют помехоустойчивое кодирование, расширение спектра и использование шумоподобных сигналов, снижение скорости передачи, увеличение мощности сигнала, псевдопеременную перестройку рабочей частоты. Скрытность же можно повысить снижением мощности передаваемого сигнала, сужением апертуры антенны, применением псевдопеременной перестройки рабочей частоты. Таким образом, для увеличения помехозащищённости системы в целом должны применяться противоречивые действия: для увеличения помехоустойчивости производится увеличение избыточности помехоустойчивого кодирования и снижение скорости передачи, что противоречит стремлению к максимизации другого критерия эффективности работы системы передачи информации – скорости передачи. Кроме того, сама система передачи информации может работать в существенно различающихся условиях помеховой обстановки, откуда следует, что проектирование такой системы без возможности варьирования параметров передачи лишает её универсальности и возможности применения в различных условиях. Адаптация этих параметров является той возможностью приспосабливаемости системы к различным условиям, которая и обуславливает её универсальность, причём чем больше пара-

метров системы имеют возможность адаптироваться, тем универсальнее система. Если система поддерживает различные режимы передачи информации относительно перестраиваемых параметров, само решение на перестройку может применяться либо человеком, либо процессором самой системы по определённому алгоритму. Период квазистационарности различных типов помех неодинаков, зачастую он настолько мал (как, например, в случае следящей помехи), что перестройка параметров оператором вручную становится неэффективной. Остаётся возложить принятие решения об адаптации параметров передачи на процессор системы. Для эффективного принятия решений об адаптации необходим определённый алгоритм, который предлагается в данной статье на основе экспериментов с имитационной моделью многопараметрической адаптивной системы передачи информации, подробное описание которой приведено в [1].

Постановка задачи

В ходе исследования необходимо:

1. Установить, какой критерий запуска алгоритма адаптации выбрать для достижения лучших результатов относительно выбранных критериев эффективности: максимизация скорости передачи информации и минимизация вероятности битовой ошибки на приёме.

2. Уточнить структурно-функциональную схему взаимодействия элементов, отвечающих за запуск алгоритма адаптации.

3. Исследовать работу системы при воздействии различных типов и интенсивностей помех и выбрать оптимальные установки различных параметров для различных условий применения (при воздействии узкополосной стационарной помехи, наличии стационарного шума, наличии квазистационарной изменяющейся помехи).

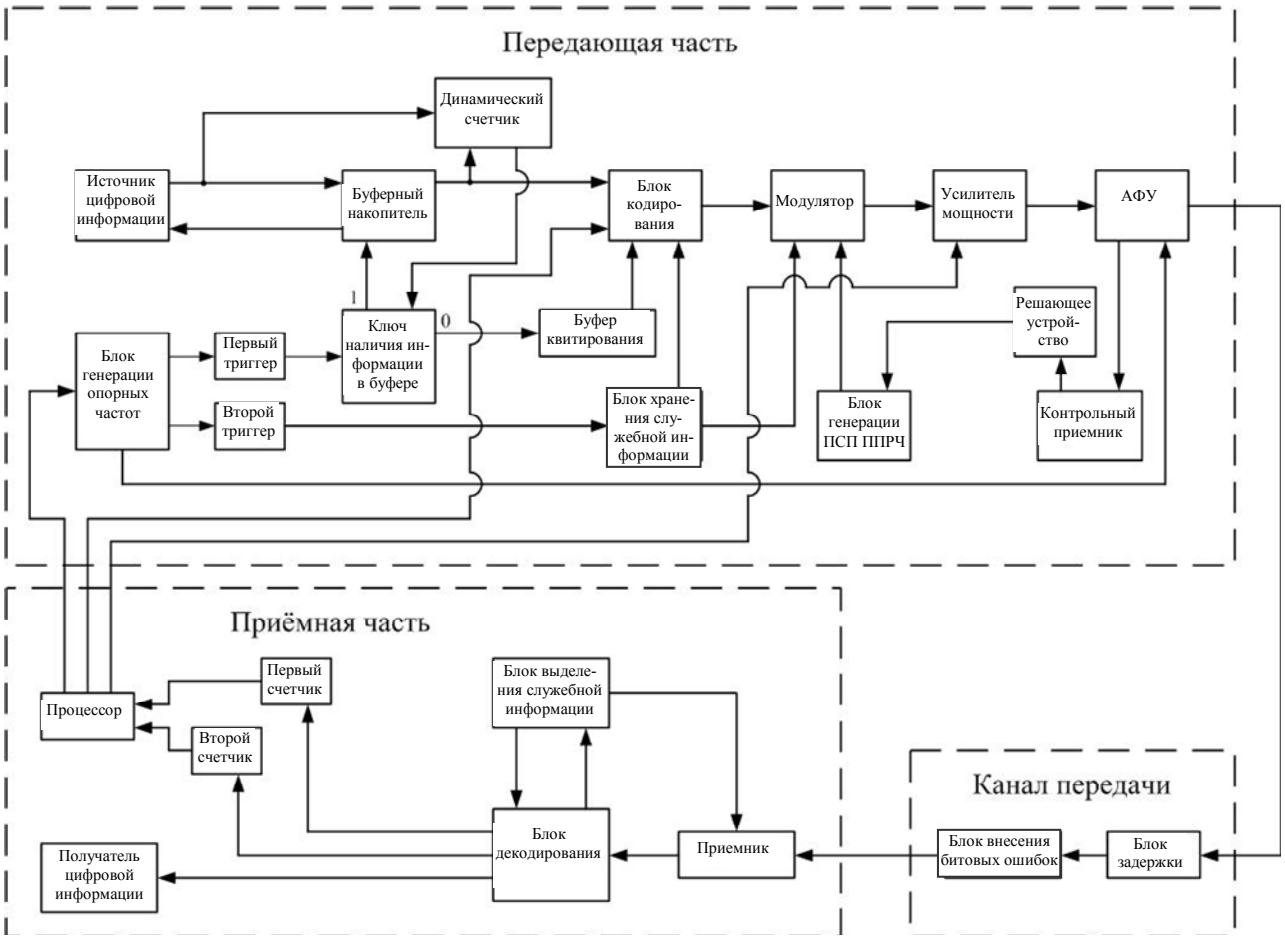


Рис. 1. Общая логическая схема имитационной модели

Описание модели

Требуется установить, какие алгоритмы адаптации параметров передачи информации необходимо применять для достижения наибольшей эффективности работы системы. Для этого была реализована имитационная модель многопараметрической адаптивной системы передачи информации в дискретно-событийной системе имитационного моделирования «Arena».

Дадим краткое описание общего алгоритма работы модели. Обмен информацией ведётся с разделением всего времени работы на окна длительностью 10 миллисекунд. Система передачи информации является синхронной. Передача информации осуществляется в нечётных окнах. В начале каждого окна на передачу первый импульс инициирует «замер» помеховой обстановки на каждой из десяти возможных частот. Результаты замера определяются псевдослучайными величинами. Вероятности наличия или отсутствия помехи на каждой из 10 частот задаются перед началом моделирования. Посредством этого механизма возможно промоделировать воздействие узкополосной помехи на систему. Например, в процессе моделирования вероятность помехи на одной или нескольких из 10 частот установить равной 1, в этом случае передатчик посредством описанного измерения и вынесения решения о частотах, доступных для передачи, просто исключит поражённые частоты, и передача будет осуществляться на одной из свободных частот в режиме псевдопеременной перестройки рабочей частоты. Таким образом, описанная в [1] система передачи информации нечувствительна к узкополосным помехам. Кроме того, предусмотрен механизм начальной установки разрешённых частот: перед началом моделирования в виде начальной установки задается список разрешённых частот для работы системы. В дальнейшем, при работе модели, передача на частотах, не вошедших в этот список, не производится. Таким образом моделируется возможность директивного обеспечения условий ЭМС со смежными радиосредствами. Выбор рабочей частоты для передачи информации пользователя в каждом окне производится по псевдослучайному закону с исключением частот, запрещённых начальной установкой, и частот, определённых как поражённые помехой в результате замера в начале временного окна на передачу. Передача заголовка пакета производится на одной из частот, выбираемых по псевдослучайному закону только с учётом начальной установки запрещённых частот (начальная установка запрещённых частот в передатчике и приёмнике должны совпадать). Этим достигается синхронность работы генераторов псевдослучайных чисел приёмника и передатчика, что, в свою очередь, обеспечивает приём служебной части пакета на правильной частоте. Частота, на которой будет вестись передача пользовательской части пакета, определяется приёмником из заголовка. Таким образом, передача заголовка пакета и пользовательской части производится на разных частотах. Хотя при таком подходе возможна ситуация передачи заголовка на зашумлённой частоте, которая будет отбракована при определении передатчиком разрешённых частот в результате замера в начале временного окна, заголовок всегда передаётся с наибольшей избыточностью помехоустойчивого кодирования на минимальной скорости, чем обеспечивается большая вероятность его правильного приёма даже при наличии помехи на этой частоте.

Передача информации может осуществляться на одной из трёх информационных скоростей. При использовании первой (минимальной) скорости передачи в пакете передаётся 200 бит информации пользователя, на второй скорости – 400 бит, на третьей (максимальной) – 800 бит. В каждом из этих чисел содержится по 16 бит контрольной суммы. Контрольная сумма CRC 16 применяется для определения приёмником правильности принятия пакета информации. Расчёт контрольной суммы производился в соответствии со стандартом ANSI (CRC-16-IBM) с использованием порождающего многочлена $x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$.

Предусмотрено три варианта использования помехоустойчивого кодирования:

а) информация передаётся без кодирования;

б) применяется (6, 3, 5) свёрточный кодер со скоростью 1/2, структура которого изображена на рис. 2;

в) применяется (9, 3, 7) свёрточный кодер со скоростью 1/3, структура которого изображена на рис. 3. Декодирование производилось в соответствии с алгоритмом Витерби.

Предусматривалась также передача на трёх уровнях мощности сигнала: 1-й уровень – наименьший, 2-й уровень обеспечивает уменьшение вероятности ошибочного приёма бита информации вдвое относительно первого, 3-й уровень – вчетверо относительно первого.

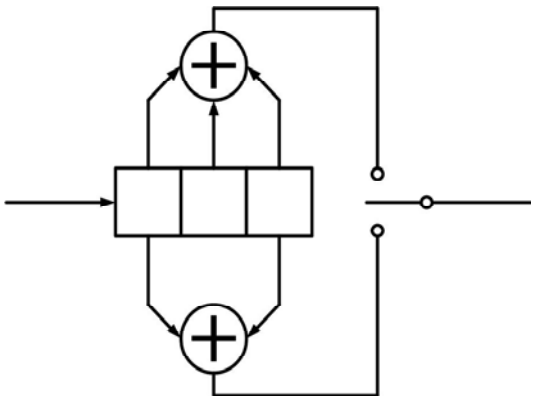


Рис. 2. Свёрточный кодер со скоростью 1/2

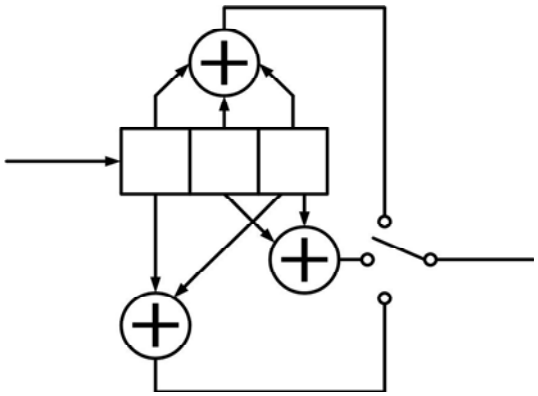


Рис. 3. Свёрточный кодер со скоростью 1/3

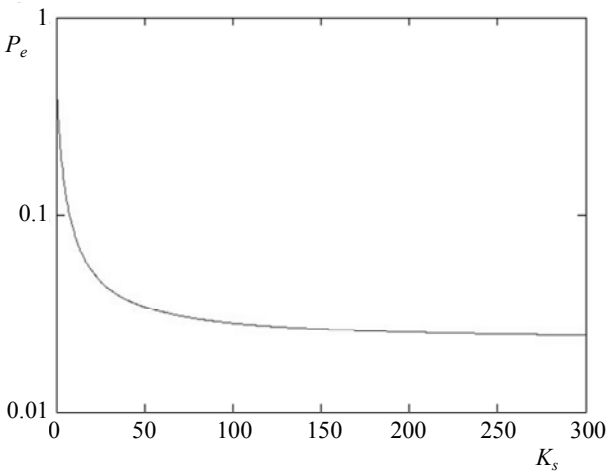


Рис. 4. Зависимость средней вероятности битовой ошибки от коэффициента расширения спектра

Адаптации по виду или длине псевдослучайной последовательности, применяемой для расширения спектра сигнала, не предусматривалось, поэтому полагалось, что снижение вероятности ошибочного приёма информационного бита являлось фиксированным и рассчитывалось в соответствии с соотношением [2]:

$$P_e = \frac{1}{2} erfc\left[\left(\frac{N_0}{E_s} + \frac{\eta P_j}{K_s P_s}\right)^{-1/2}\right], \qquad (1)$$

где P_e – средняя вероятность битовой ошибки, N_0 – спектральная плотность мощности шума, приходящаяся на 1 бит, E_s – энергия сигнала, приходящаяся на 1 бит ($E_s = P_s T_b$, где P_s – мощность передатчика, T_b – длительность бита), η – параметр, характеризующий эффективность воздействия помехи ($\eta \le 1$), P_j – мощность постановщика помех, K_s – коэффициент расширения спектра.

Положим $\frac{N_0}{E_s} = 0.5$, $\eta = 0.5$, $\frac{P_j}{P_s} = 10$, тогда расширение спектра с коэффициентом $K_s = 100$ приводит к уменьшению средней вероятности ошибки на бит информации P_e примерно в 10 раз. Как видно из графика функции $P_e = f(K_s)$ (рис. 4), при увеличении коэффициента расширения спектра свыше значения $K_s = 100$ происходит насыщение и дальнейшее значительное увеличение этого параметра не приводит к ощутимому выигрышу в достоверности.

Рассмотрим возможные варианты адаптации таких параметров, как избыточность кодирования, скорость передачи информации и мощность сигнала. В начальный момент времени в отсутствие априорной информации о помеховой обстановке целесообразно выбирать наиболее помехоустойчивый режим работы с наибольшей избыточностью кодирования, наименьшей скоростью передачи и наибольшей мощностью сигнала, чтобы

приёмник начал получать информацию с наибольшей вероятностью. Затем начинается пошаговое уменьшение помехоустойчивости передаваемых пакетов и, соответственно, увеличение скрытности и скорости передачи информации. Этот процесс продолжается до тех пор, пока при выборе очередного режима приёмник начнет получать искажённые пакеты, которые приёмником отбрасываются. Тогда необходимо, чтобы режим был изменён на шаг назад, в последнее состояние, при котором обеспечивалась безошибочная передача информации. Таким образом, система начинает работать в режиме квазистационарности с выбранными параметрами. После этого, в силу случайности помеховой обстановки в канале, средняя вероятность битовой ошибки в канале может либо возрасти, либо снизиться. В первом случае возникает ситуация, когда приёмник начинает получать ошибочные пакеты в установившемся режиме квазистационарности, это событие порождает управляющее воздействие на адаптацию параметров в сторону увеличения помехоустойчивости режима. Во втором случае, при стабильной работе системы в режиме квазистационарности и правильном получении некоторого количества пакетов подряд, производится попытка снизить помехоустойчивость передаваемой информации, чтобы иметь возможность передавать информацию с большей скоростью в случае улучшения помеховой обстановки.

Как упоминалось выше, система оперирует с четырьмя адаптируемыми параметрами: скорость передачи, избыточность помехоустойчивого кодирования, мощность сигнала, рабочая частота, последний из которых устанавливается автоматически без участия адаптивного алгоритма в начале каждого временного окна на передачу посредством простого замера качества каналов на различных частотах контрольными приёмниками и исключением поражённых. В соответствии с алгоритмом адаптации корректируются три первых параметра. Каждый из трёх параметров имеет три возможных значения, откуда получаем семь возможных состояний, которые представлены в табл. 1 по мере возрастания помехоустойчивости.

Таблица 1

Состояния адаптивной системы передачи информации

Номер состояния	Номер скорости	Номер кода	Номер мощности
1	3	1	1
2	3	2	1
3	3	3	1
4	2	3	1
5	1	3	1
6	1	3	2
7	1	3	3

В представленном случае при ступенчатом снижении помехоустойчивости передачи информации сначала уменьшается мощность, что способствует увеличению скрытности, затем увеличивается скорость передачи, затем снижается избыточность помехоустойчивого кодирования. Возможна и другая последовательность изменения параметров, например, в первую очередь увеличивается скорость передачи, затем уменьшается избыточность кодирования, а в последнюю очередь снижается мощность сигнала. В рамках данной статьи рассматривается последовательность корректировки параметров, представленная в табл. 1, так как в случае применения предлагаемой системы в качестве средства передачи информации специального назначения в первую очередь повышается скрытность. А в случае иного применения снижение мощности предпочтительно из-за соображений пространственной электромагнитной совместимости радиосредств и экономии энергии источников питания. Избыточность кодирования предпочтительно снижать в последнюю очередь из-за большего выигрыша в достоверности передаваемой информации при увеличении избыточности кодирования, чем при таком же снижении скорости передачи из-за увеличения длительности бита. То есть применять помехоустойчивый код с кодовой скоростью $1/n$ предпочтительнее, чем уменьшать скорость передачи в n раз с точки зрения помехоустойчивости.

На эффективность алгоритма адаптации в различных условиях влияют такие параметры, как критерий запуска алгоритма адаптации, то есть та величина, которая характеризует качество приёма информации с установленными в данный момент параметрами. В результате сравнивания этой величины с некоторым порогом по окончании очередного временного окна на приём, процессор системы определяет, необходимо ли производить адаптацию параметров передачи информации. Вторым параметром, влияющим на эффективность алгоритма адаптации, являются два пороговых значения для счётчиков, по переполнении которых подаётся команда на адаптацию. В соответствии с [1], перед процессором адаптации параметров стоит два счётчика, один из которых подсчитывает количество правильно принятых пакетов подряд; когда в нём накапливается значение выше порога, с его выхода на вход процессора поступает сигнал на адаптацию параметров в сторону снижения помехоустойчивости и увеличения скорости передачи (увеличения скрытности). Второй счётчик подсчитывает количество неверно принятых пакетов; при накоплении в счетчике значения большего второго порога с его выхода на вход процессора поступает сигнал на адаптацию параметров передачи в сторону увеличения помехоустойчивости. Очевидно, что при неверном выборе этих пороговых значений для счётчиков могут происходить либо частые потери пакетов при частых попытках адаптации на снижение помехоустойчивости без снижения уровня помех в канале, либо нежелательное снижение скорости передачи при чересчур малом втором пороговом значении и быстром переходе в более помехоустойчивый режим из-за случайной ошибки. Кроме того, в результате экспериментов с имитационной моделью установлено, что скорость передачи информации и средняя вероятность битовой ошибки не зависит от того, происходит ли сброс счётчика правильно принятых пакетов при приёме одного неверного и сброс счётчика неверно принятых пакетов при приёме правильного пакета или нет. Оптимальный выбор этих пороговых значений практически невозможен без априорного знания о средней вероятности битовой ошибки в канале передачи. Также можно утверждать, что если частота изменения значения этого параметра, характеризующего канал связи и воздействие преднамеренных помех, сравнима с длительностью временного окна, любой алгоритм адаптации может оказаться неэффективен, так как в течение одного временного окна параметры передачи информации остаются неизменными и адаптация может производиться на чаще, чем 1 раз на длительности временного окна. В этом случае возможно только директивное включение одного из наиболее помехоустойчивых режимов функционирования оператором для обеспечения стабильной работы. Рассмотрим частный случай. Допустим, система работает в наименее помехоустойчивом режиме с номером 7, то есть мощность сигнала наименьшая, помехоустойчивое кодирование отсутствует, скорость передачи максимальна, следовательно, информация пользователя в каждом временном окне составляет 800 бит – 16 бит CRC = 784 бита. При этом по каналу связи в соответствии с разработанным протоколом передачи и с учётом битов заголовка за одно временное окно передаётся 993 бит. Пусть допустимая вероятность ошибок в приёмнике не должна превышать 10^{-5}. Тогда получаем, что в среднем вероятность ошибки в канале передачи не должна превышать $\sim 10^{-7}$ (с учётом десятикратного выигрыша в достоверности за счет применения расширения спектра с коэффициентом 100, как указано выше), поскольку даже при ошибке в одном бите в отсутствие помехоустойчивого кодирования приёмник регистрирует ошибку в контрольной сумме и отбраковывает весь пакет. Следовательно, при средней вероятности битовой ошибки в канале связи хуже чем 10^{-7}, применение первого режима передачи информации (см. табл. 1) в качестве одного из возможных нецелесообразно, так как при осуществлении адаптации с понижением помехоустойчивости до режима №1 каждый раз будет происходить потеря пакетов.

При моделировании возникновения ошибок в канале связи учитывались не только одиночные, но и пакетные ошибки с длиной пакета до 20 бит. При запуске моделирования в качестве начальных данных устанавливается средняя вероятность ошибки на бит в канале в предположении, что система находится в состоянии 1 (см. табл. 1), то есть скорость передачи информации максимальна, помехоустойчивое кодирование отсутствует, мощность сигнала минимальна и без учёта выигрыша в достоверности за счёт расширения спектра. Вероятность возникновения пакетной ошибки убывает по мере увеличения длины пакета ошибок таким образом, что вероятность двойной ошибки вычисляется как квадрат вероятности одиночной ошиб-

ки, вероятность тройной ошибки равна вероятности одиночной ошибки, возведённой в куб, и так далее. Таким образом учитывается возможное воздействие замираний. Следовательно, если в начале моделирования устанавливается значение вероятности битовой ошибки в канале, равное P_{e1}, то результирующая вероятность битовой ошибки в канале P_e, с учётом возможности возникновения пакетных ошибок, вычисляется в соответствии с соотношением

$$P_e = P_{e1} + 2P_{e1}^2 + 3P_{e1}^3 + ... + 20P_{e1}^{20} = \sum_{i=1}^{20} i \cdot P_{e1}^i. \quad (2)$$

Далее приведена таблица соответствия значений P_{e1}, которые устанавливались в качестве параметра в начале моделирования и результирующего значения P_e, вычисленного в соответствии с соотношением (2).

Таблица 2

Соответствие P_{e1} и P_e

P_{e1}	P_e
10^{-7}	$1.0000002*10^{-7}$
10^{-6}	$1.000002*10^{-6}$
10^{-5}	$1.00002*10^{-5}$
10^{-4}	$1.0002*10^{-4}$
10^{-3}	$1.002003*10^{-3}$
10^{-2}	$1.020304*10^{-2}$
10^{-1}	$1.234567*10^{-1}$

Экспериментирование с моделью

Определение оптимального критерия запуска алгоритма адаптации

Для решения поставленной задачи необходимо проверить и сравнить несколько критериев запуска алгоритма адаптации. Первым критерием запуска, который был исследован, стал параметр средней вероятности битовой ошибки на приёме. Алгоритм адаптации в этом случае функционирует следующим образом: по окончании очередного временного окна приёмник сравнивает среднюю вероятность битовой ошибки (СВО) среди принятых бит полезной информации, равную отношению количества неверно принятых бит к общему количеству бит полезной информации за всё время приёма, с пороговым значением. Если СВО больше порога, в процессор поступает команда на адаптацию параметров в сторону увеличения помехоустойчивости, иначе – команда на уменьшение помехоустойчивости. В результате моделирования установлено, что использование такого критерия неэффективно, так как при ошибочном принятии даже одного пакета на начальном этапе работы системы передачи информации средняя вероятность ошибки на приёме резко возрастает до значений ~ 10^{-1}, после чего система за несколько шагов адаптируется в самый помехозащищённый режим №7, скорость передачи информации падает до минимума и, хотя при работе в режиме №7 вероятность ошибки на приёме очень мала, требуется очень длительное время для накопления большого количества правильно принятых пакетов и превышения СВО на приёме порогового значения.

Более предпочтительные результаты дало моделирование с использованием в качестве критерия запуска алгоритма адаптации проверки правильности контрольной суммы. В этом случае команда на адаптацию параметров передачи в сторону увеличения помехоустойчивости на одну ступень поступает на процессор в случае, если очередной пакет был принят неверно (ошибка CRC), и наоборот, команда на адаптацию параметров передачи в сторону снижения помехоустойчивости на одну ступень поступает в случае правильного принятия очередного пакета.

Уточнение структурно-функциональной схемы взаимодействия элементов, влияющих на алгоритм адаптации

Для уточнения сруктурно-функциональной схемы взаимодействия элементов, влияющих на алгоритм адаптации, был проведён эксперимент. В ходе эксперимента сравнивались результаты моделирования при наличии связей, которые сбрасывают счётчик правильно принятых пакетов при получении одного искажённого и наоборот сбрасывают счётчик неверно принятых пакетов при получении одного правильного (как описано в [1]), и при отсутствии этих связей. Согласно результатам, отличие параметров, характеризующих качество работы системы передачи информации, при введении/удалении этих связей несущественно и находится в пределах статистической погрешности.

Работа системы при наличии стационарного шумового воздействия

Наличие стационарного шумового воздействия моделировалось путём введения битовых ошибок в канале связи. Выясним, какими должны быть значения количества накапливаемых сигналов о

правильном/неправильном принятии пакета информации для каждого из счётчиков, запускающих процесс адаптации параметров передачи информации в сторону увеличения/снижения помехоустойчивости, чтобы максимизировать скорость передачи информации и минимизировать потери при её передаче. Для этого проанализируем графики зависимостей, представленные на рис. 5, 6, где введены обозначения: i – количество накапливаемых пакетов в первом счётчике для подачи на процессор сигнала на адаптацию параметров в сторону снижения помехоустойчивости, j – в сторону увеличения помехоустойчивости, P_{RC} – средняя вероятность битовой ошибки в приёмнике, λ – скорость передачи полезной информации.

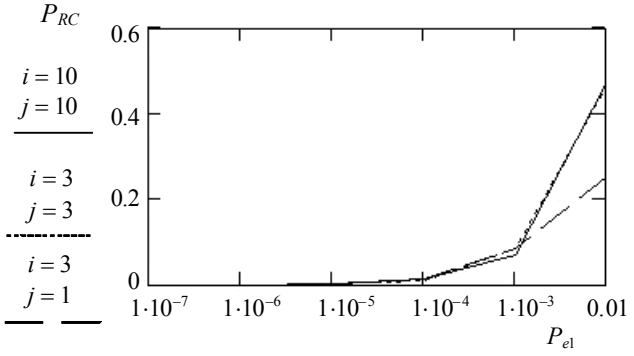


Рис. 5. Зависимости средней вероятности битовой ошибки в приёмнике от вероятности одиночной битовой ошибки в канале

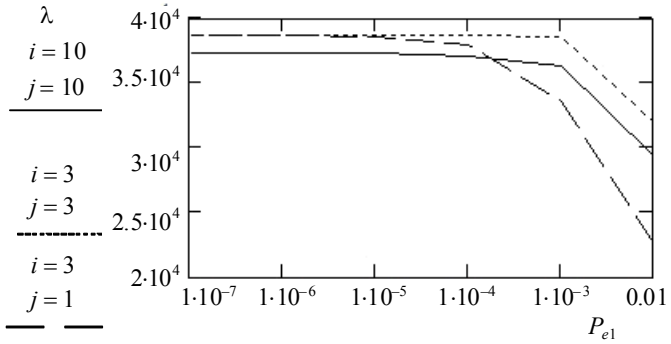


Рис. 6. Зависимости скорости передачи информации от вероятности одиночной битовой ошибки в канале

Заданный порог максимальной СВО на приёме, равный 10^{-5}, не превышается только при СВО одиночной ошибки в канале не выше 10^{-6}. Также можно отметить, что до вероятности $P_{e1} = 10^{-3}$ включительно средняя вероятность ошибки на бит на приёме находится в пределах статистической погрешности, а при $P_{e1} = 10^{-2}$ СВО на приёме неприемлемо высока для любого возможного применения. При этом скорость передачи информации в случае $i = 3$, $j = 3$ оказывается выше остальных случаев во всём диапазоне значений P_{e1}. Скорости передачи информации остаются довольно высокими даже при превышении допустимого порога 10^{-5}. Такие параметры передачи, возможно, более предпочтительны для случая передачи речевой или видеоинформации, когда требуется большая скорость передачи и отсутствие задержек, но потери отдельных пакетов допустимы. Если же речь идёт о передаче данных, скорость может быть меньше, менее критичны задержки, но требование к достоверности получаемой информации должно строго выполняться. Для этого возможно применение двух способов: либо вводить переповторы пакетов, в этом случае следствием большой вероятности битовой ошибки в канале будет большая задержка передачи (этот подход требует изменения структуры модели и здесь не рассматривается), либо вводить ограничения на применение воз-можных режимов работы системы.

Для этого требуется наличие априорной информации о СВО в канале передачи. Допустим, вводится ограничение на режим передачи так, что минимальным состоянием системы является не 1 а 2, то есть при самых благоприятных помеховых условиях информация через канал не передаётся в незакодированном виде, а передается как минимум с помощью кода с кодовой скоростью 1/2. В этом случае скорость передачи значительно снижается, но условие непревышения значением битовой ошибки на приёме значения 10^{-5} выполняется в гораздо более широком диапазоне значений P_{e1}. Это подтверждается результатами имитационного моделирования, приведёнными в табл. 3 и 4 ($i=3$, $j=1$).

Таблица 3

Зависимость параметров передачи информации при ограничении минимального состояния значением 2

P_{e1}	P_{RC}	λ, бит/с
10^{-4}	0	17181
10^{-3}	0	17181
10^{-2}	0	17181
10^{-1}	0.01136	16957

Таблица 4

Зависимость параметров передачи информации при ограничении минимального состояния значением 3

P_{e1}	P_{RC}	λ, бит/с
10^{-3}	0	12396
10^{-2}	0	12396
10^{-1}	0	12396
$2*10^{-1}$	0.00101	12389

Работа системы при наличии квазистационарной изменяющейся помехи

Всё вышесказанное было справедливо в предположении, что СВО в канале остаётся постоянной в течение всего времени передачи информации. В условиях радиоэлектронного конфликта интенсивность и эффективность воздействия преднамеренной помехи не являются стационарными. В случае, если период квазистационарности воздействия преднамеренной помехи сравним с длительностью временного окна, адаптация будет неэффективна, как было отмечено выше, и потребуется постоянная работа системы в одном из наиболее помехозащищённых режимов, установленных директивно оператором. Будем рассматривать изменяющуюся помеху с периодом квазистационарности много большим длительности временного окна. В моделируемом случае СВО в канале скачкообразно изменяется со значения 10^{-5} до значения 10^{-1} и обратно через каждые 0.5 секунды. Поскольку оба значения СВО в канале превышают 10^{-7}, вводится ограничение на значение минимального состояния, равное 2. В результате моделирования получены значения: $P_{RC}=0.00532$, $\lambda=18087$ бит/с.

Выводы

1. В качестве критерия запуска алгоритма адаптации необходимо использовать отсутствие/наличие ошибки в контрольной сумме принятого пакета.

2. Наличие связей между счётчиками, запускающими адаптацию параметров, которые производят их сброс, не приводит к ощутимому увеличению эффективности работы системы передачи информации; для упрощения её схемы эти связи могут быть исключены.

3. а) разработанная система передачи информации невосприимчива к воздействию стационарной узкополосной помехи; б) при воздействии стационарного шума для осуществления выбора оптимального алгоритма адаптации необходимо знать заранее предпочтительные требования к параметрам передачи в соответствии с прикладным применением передаваемого трафика: в одном случае более важно повысить скорость передачи, а потери отдельных пакетов не критичны, при этом не вводится ограничений на состояния системы передачи информации, а значения *i, j* выбираются равными 3, так как при этом обеспечивается наибольшая скорость передачи информации в наибольшем диапазоне значений вероятности битовой ошибки в канале передачи, в другом случае важнее обеспечить максимально возможную целостность данных, для этого необходимы априорные данные о помеховой обстановке в канале, чтобы правильно осуществить ограничение состояний системы передачи информации, при этом *j* выбирается равным 1, величина *i* должна быть по возможности большей, чтобы снизить возможные потери пакетов при адаптации в сторону снижения помехоустой-

чивости; в) при воздействии квазистационарной изменяющейся помехи в максимальной степени предотвратить потерю пакетов возможно только директивным выбором постоянной работы системы в одном из наиболее помехозащищённых режимов со значительным снижением скорости передачи либо введением переповторов ошибочных пакетов.

Литература

1. Пат. 2441330 Российская Федерация, H 04 L 5/02. Многопараметрическая адаптивная система передачи информации / О.А. Плаксенко, Н.И. Козленко, Ю.Б Нечаев; заявитель и патентообладатель ОАО «Концерн «Созвездие». – № 2010145612; заявл. 09.11.10, опубл. 27.01.12, Бюл. № 3.

2. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов [и др.] ; под ред. В.И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с. ; ил. 314.

3. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – 2-е изд., испр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.: ил.

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

5. *Блейхут Р.* Теория и практика кодов, контролирующих ошибки : пер. с англ. / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986. – 576 с., ил.

6. *Золотарев В.В.* Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы : Справочник / В.В. Золотарёв, Г.В. Овечкин ; под ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарева. – М. : Горячая линия-Телеком, 2004. – 126 с., ил.

7. *Морелос-Сарагоса Р.* Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2005. – 320 с.

8. *Пестряков В.Б.* Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / В.Б. Пестряков, В.П. Афанасьев, В.Л. Гурвиц; под ред. проф. В.Б. Пестрякова. – М. : Советское радио, 1973. – 424 с.

9. *Вильямс Р.Н.* Элементарное руководство по CRC-алгоритмам обнаружения ошибок / Р.Н. Вильямс. – (www.internode.net.au).

Статья поступила в редакцию 25 мая 2012 г.

УДК 004.9

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РЕКУРРЕНТНОГО РЕГИСТРА СДВИГА НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИСТЕМ ЛОГИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ АРИФМЕТИЧЕСКИМИ ПОЛИНОМАМИ

А.Б. Сизоненко, профессор, Краснодарский ун-т МВД России, e-mail: siz_al@mail.ru

Работа криптографических средств защиты информации, реализующих симметричные шифры, связана с выполнением интенсивных логических вычислений. При выполнении криптографических преобразований на ЭВМ возникает задача выбора наиболее эффективного способа представления булевых функций типовых блоков криптографических алгоритмов. В статье приведен алгоритм построения арифметического полинома, описывающего логику работы рекуррентного регистра сдвига и позволяющего распараллелить процесс генерации псевдослучайной последовательности.

***Ключевые слова**: параллельные логические вычисления, криптографические преобразования, рекуррентный регистр сдвига, арифметические полиномы.*

PARALLEL IMPLEMENTATION OF RECURSIVE SHIFT REGISTER ON THE BASIS OF REPRESENTATION OF LOGICAL FUNCTIONS OF ARITHMETIC POLYNOMIALS

A.B. Sizonenko, professor, Krasnodar University of the Ministry of the Interior of Russia, e-mail: siz_al@mail.ru

The work of means of cryptographic information protection , realizing symmetric ciphers, associated with the implementation of intensive logical calculations. When performing cryptographic transformations on a computer problem arises of choosing the most effective way to represent Boolean functions of standard blocks of cryptographic algorithms. The article gives an algorithm for constructing arithmetic polynomial , describes the logic of the recurrence shift register, and allows to parallelize the process of generating a pseudorandom sequence.

***Key words:** parallel logic computation, cryptographic transformations, recurrent shift register, arithmetic polynomials.*

1. Постановка задачи

В настоящее время увеличиваются объемы информации, обрабатываемой в информационных и телекоммуникационных системах. Это связано с предоставлением государственных услуг в электронном виде, развитием системы ситуационных центров, повсеместным введением электронного документооборота, использованием сети видеоконференцсвязи. Одновременно с этим увеличивается и вероятность рисков, связанных с существованием угроз безопасности информации. Таким образом, возникает необходимость разработки высокопроизводительных систем защиты информации от различных типов угроз во всех перечисленных системах.

Эффективным способом защиты информации, передаваемой по линиям связи всех типов, является шифрование передаваемых сообщений. Алгоритм шифрования выполняет некоторое число циклов (итераций). Каждый цикл состоит в применении базовых преобразований. Такой принцип построения дает возможность реализовать каждый цикл шифрования с использованием однотипных узлов, а также выполнять расшифрование путем обработки данных в обратном направлении. Удобной моделью для реализации базовых преобразований служат регистры сдвига [3]. Линейные рекуррентные регистры (ЛРРС) являются распространенной моделью при построении поточных шифров, применяемых для защиты информации, передаваемой по линиям связи.

Под рекуррентным регистром сдвига понимается электронная схема (рис. 1а), позволяющая вырабатывать последовательность, определяемую линейным рекуррентным уравнением, которое при выполнении вычислений в $GF(2)$ имеет вид [6]:

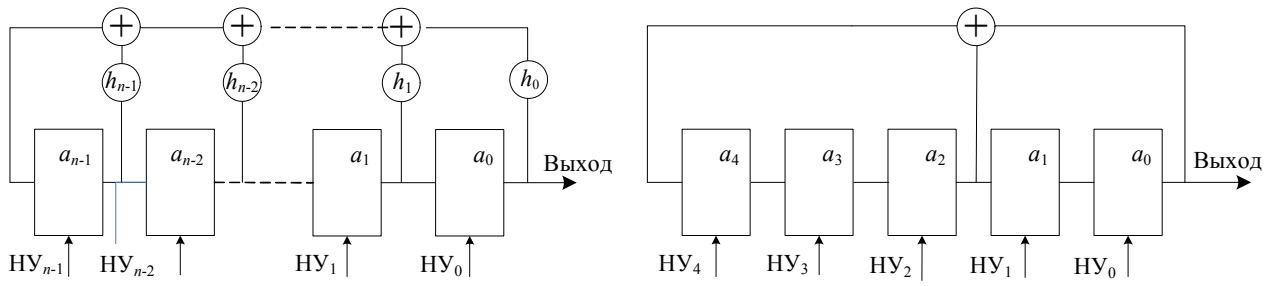
$$x_{(n-1)(t\ 1)} = h_{n-1}x_{(n-1)t} \oplus \ldots \oplus h_1 x_{1t} \oplus h_0 x_{0t}\,. \quad (1)$$

Линейное рекуррентное уравнение строится на основе неприводимого и примитивного полинома степени n:

$$h(x) = x^n + h_{n-1}x^{n-1} + h_{n-2}x^{n-2} + \\ +\ldots. + h_2 x^2 + h_1 x + h_0\,,$$

где $h_i \in \{0,1\}$ – коэффициент связей.

Пример 1. ЛРРС, построенный на основе образующего полинома $h(x) = x^5 \oplus x^2 \oplus 1$, показан на рис. 1б.



а) б)

Рис. 1. Линейный рекуррентный регистр сдвига

Для увеличения производительности необходимо произвести декомпозицию булевых функций, описывающих функционирование ЛРРС, таким образом, чтобы за один такт функционирования получить несколько значений последовательности.

Исходными данными являются:

– длина ЛРРС n.

– начальное состояние ЛРРС $X = (x_{n-1},\dots x_1, x_0)$;

– линейное рекуррентное уравнение $f(\mathbf{X}_t, \mathbf{H})$, построенное по образующему полиному $h(x)$;

– количество моделируемых шагов работы d.

Необходимо найти систему функций $F(X)$, задающую обратные связи при приведении ЛРРС к виду (рис. 2), позволяющему за один такт получить несколько элементов псевдослучайной последовательности, и выбрать базис представления.

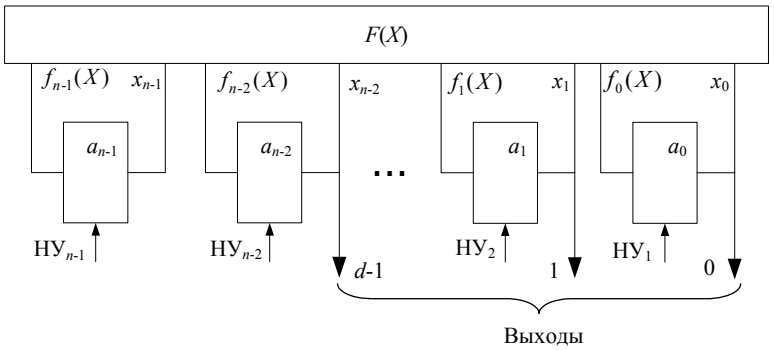


Рис. 2. Приведение ЛРРС к параллельному виду

2. Приведение последовательностных устройств к параллельному виду

Каждое последующее состояние РРС можно выразить через предыдущее. При этом значение самого старшего разряда вычисляется с помощью линейного рекуррентного уравнения (1), значения остальных разрядов вычисляются сдвигом вправо предыдущих значений ячеек РРС.

Зависимость состояния РРС $\mathbf{X}_{t+1} = \left[x_{(n-1)(t+1)} \dots x_{0(t+1)}\right]$ в определенный момент времени от предыдущего заполнения $\mathbf{X}_t = \left[x_{(n-1)t} \dots x_{0t}\right]$ задается системой логических выражений:

$$\mathbf{X}_{t+1} = \begin{cases} x_{(n-1)(t+1)} = f(\mathbf{X}, \mathbf{H}) = h_{(n-1)} x_{(n-1)t} \oplus \dots \oplus h_0 x_{0t}, \\ x_{(n-2)(t+1)} = x_{(n-1)t}, \\ x_{(n-3)(t+1)} = x_{(n-2)t}, \\ \vdots \\ x_{1(t+1)} = x_{2t}, \\ x_{0(t+1)} = x_{1t}, \end{cases} \quad (2)$$

где t – предыдущее состояние ЛРРС, $t+1$ – последующее состояние РРС.

Вычисляя последовательно каждое последующее состояние РРС через предыдущее по системе логических выражений (2), можно построить зависимость состояния РРС через определенное число тактов функционирования $\mathbf{X}_{t+d}$ от начального заполнения $\mathbf{X}$:

$$\mathbf{X}_{t+d} = \begin{cases} x_{(n-1)(t+d)} = f_{n-1}(\mathbf{X}), \\ \vdots \\ x_{1(t+d)} = f_1(\mathbf{X}), \\ x_{0(t+d)} = f_0(\mathbf{X}). \end{cases} \qquad (3)$$

Каждое выражение, составляющее систему, является линейным полиномом Жегалкина. Каждое выражение будет полностью задано, если определены коэффициенты при переменных. Для формализации алгоритма определения выражений, описывающих состояние ЛРРС в определенный момент времени, коэффициенты при логических переменных удобно представить в виде матрицы, в которой строки будут соответствовать состоянию РРС в определенный момент времени, а столбцы — начальному состоянию РРС:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{00} & w_{01} & \cdots & w_{0n-1} \\ w_{10} & w_{11} & \cdots & w_{1n-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ w_{(n-1)0} & w_{(n-1)1} & \cdots & w_{(n-1)(n-1)} \end{bmatrix},$$

где $w_{ij} \in \{0,1\}$.

В начальный момент времени матрица коэффициентов будет иметь вид

$$\mathbf{W}_t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 1 & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & 1 \end{bmatrix}.$$

Для нахождения коэффициентов в следующий момент времени необходимо умножить матрицу на вектор коэффициентов линейного рекуррентного уравнения:

$$\mathbf{W}_{t+1} = \mathbf{W}_t \cdot \mathbf{H}, \qquad (4)$$

полученный вектор подставить в первую строку матрицы, а остальные строки сдвинуть на одну вниз.

3. Представление системы булевых функций, описывающих РРС, арифметическим полиномом

Произвольный кортеж булевых функций $f_d(X)*f_{d-1}(X)*\ldots*f_1(X)$ может быть единственным образом представлен АП [2]:

$$Y = D(X) = \sum_{i=0}^{2^n-1} c_i x_1^{i_1} x_2^{i_2} \ldots x_n^{i_n},$$

где $\mathbf{C} = (c_0 \ldots c_{2^n-1})$ – вектор коэффициентов АП;

$$c_i \in \mathbf{Z}; \quad i = (i_{n-1} i_{n-2} \ldots i_0) = \sum_{u=0}^{n-1} i_u 2^u, \quad i_u \in \{0,1\};$$

$$x_p^{i_p} = \begin{cases} 1 \text{ при } i_p = 0, \\ x_p \text{ при } i_p = 1. \end{cases}$$

Для представления системы (2) арифметическими полиномами достаточно представить арифметическим полиномом линейное рекуррентное уравнение. Оно представляет собой линейный полином Жегалкина, который задается арифметическим полиномом:

$$P^{(PPC)}(X) = f(\mathbf{X}, \mathbf{H}) = \sum_{i=0}^{2^{n'}-1} (-2)^{\left(\sum i_p\right)-1} x_1'^{i_1} x_2'^{i_2} \ldots x_{n'}'^{i_{n'}}, \qquad (5)$$

где $X \to X'$ – отображение множества переменных, имеющих ненулевые коэффициенты h; n' – количество ненулевых членов линейного рекуррентного уравнения, определяемое вектором коэффициентов $\mathbf{H}$; $\sum i_p$ – количество единиц в двоичном представлении числа i.

Для представления арифметическим полиномом системы (3), описывающей состояние ЛРРС через произвольное количество тактов функционирования, необходимо выполнить алгоритм, приведенный ниже.

Алгоритм 1

Шаг 1. Преобразование логических выражений, соответствующих состоянию РРС в момент времени $t + d$, в арифметические полиномы:

$$\begin{cases} x_{(n-1)(t+d)} = \sum_{i=0}^{2^{n'}-1} (-2)^{\left(\sum i_p\right)-1} x_1'^{i_1} x_2'^{i_2} \ldots x_{n'}'^{i_{n'}}, \\ \vdots \\ x_{1(t+d)} = \sum_{i=0}^{2^{n'}-1} (-2)^{\left(\sum i_p\right)-1} x_1'^{i_1} x_2'^{i_2} \ldots x_{n'}'^{i_{n'}}, \\ x_{0(t+d)} = \sum_{i=0}^{2^{n'}-1} (-2)^{\left(\sum i_p\right)-1} x_1'^{i_1} x_2'^{i_2} \ldots x_{n'}'^{i_{n'}}. \end{cases}$$

Шаг 2. Получение системы арифметических полиномов, взвешенных весами 2^{j-1} $(j=1,\ldots,n-1)$:

$$\begin{cases} x'_{(n-1)(t+d)} = 2^{n-1} x_{(n-1)(t+d)} = 2^{n-1} \sum\limits_{i=0}^{2^{n'}-1} (-2)^{(\sum i_p)-1} x_1'^{i_1} x_2'^{i_2} \ldots x_{n'}'^{i_{n'}}, \\ \vdots \\ x'_{1(t+d)} = 2^1 x_{1(t+d)} = 2^1 \sum\limits_{i=0}^{2^{n'}-1} (-2)^{(\sum i_p)-1} x_1'^{i_1} x_2'^{i_2} \ldots x_{n'}'^{i_{n'}}, \\ x'_{0(t+d)} = x_{0(t+d)} = \sum\limits_{i=0}^{2^{n'}-1} (-2)^{(\sum i_p)-1} x_1'^{i_1} x_2'^{i_2} \ldots x_{n'}'^{i_{n'}}. \end{cases}$$

Шаг 3. Получение арифметического полинома, позволяющего параллельно производить вычисление состояния РРС в момент времени $t + d$:

$$D^{(PPC)}(\mathbf{X}_t) = \sum_{j=0}^{n-1} x'_{j(t+m)} =$$

$$= \sum_{i=0}^{2^n-1} \sum_{j=0}^{n-1} r_{j,i} x_{0t}^{i_1} \ldots x_{(n-1)t}^{i_n} = \sum_{i=0}^{2^n-1} c_i x_{0t}^{i_1} \ldots x_{(n-1)t}^{i_n}.$$

Матричное преобразование заключается в реализации следующего алгоритма:

Алгоритм 2

Шаг 1. Получение матрицы истинности СБФ.

К каждой строке матрицы коэффициентов $\mathbf{W}_{t+d}$ применяется обратное логическое преобразование:

$$\mathbf{Y}_i = \mathbf{B}_{2^n} \cdot \mathbf{W}_{(t+d)i},\ i \in (n-1,\ldots,0),$$

где $\mathbf{B}_{2^n} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{2^n-1} & 0 \\ \mathbf{B}_{2^n-1} & \mathbf{B}_{2^n-1} \end{bmatrix}$ – матрица логического преобразования, является n-й кронекеровской степенью $\mathbf{B}_{2^n} = \bigotimes\limits_{j=1}^{n} \mathbf{B}_1$ базовой матрицы $\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$.

Шаг 2. Получение вектора целочисленных значений СБФ:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{n-1} & Y_{n-2} & \ldots & Y_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2^{n-1} \\ 2^{n-2} \\ \vdots \\ 2^0 \end{bmatrix}.$$

Шаг 3. Получение коэффициентов арифметического полинома.

Для получения коэффициентов применим прямое матричное преобразование $\mathbf{C} = \mathbf{A}_{2^n} \cdot \mathbf{Y}$, где $\mathbf{A}_{2^n} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{2^n-1} & 0 \\ -\mathbf{A}_{2^n-1} & \mathbf{A}_{2^n-1} \end{bmatrix}$ является n-й кронекеровской степенью базовой матрицы $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$.

Шаг 4. Связав коэффициенты $\mathbf{C}$ с членами АП, получим нелинейную арифметическую модель РРС:

$$D^{(PPC)}(\mathbf{X}_t) = \sum_{i=0}^{2^n-1} c_i x_{0t}^{i_1} x_{1t}^{i_2} \ldots x_{(n-1)t}^{i_n}.$$

Максимальное значение коэффициентов c_i в этом случае будет равно 2^{n+d}.

Для уменьшения величины и количества коэффициентов используется модулярная форма арифметических полиномов [5]. На основе этого построим модулярную нелинейную модель РРС, в которой значение модуля примем $m = 2^d$:

$$DM^{(PPC)}(\mathbf{X}) = \left| \sum_{i=0}^{2^n-1} |z_i|_m^+ (x_{0t}^{i_1} x_{1t}^{i_2} \ldots x_{(n-1)t}^{i_n}) \right|_m^+. \quad (6)$$

4. Демонстрационный пример

Для образующего полинома примера 1 линейное рекуррентное уравнение будет иметь вид

$$x_{4(t+1)} = x_{2t} \oplus x_{0t}.$$

Найдем СБФ, описывающую состояние РРС через 5 тактов функционирования. Для этого последовательно пять раз применим преобразование (4). Получим матрицу коэффициентов:

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Перейдем к СБФ, связав коэффициенты с соответствующими переменными:

$$\begin{cases} x_{4(t+5)} = 1x_{4t} \oplus 1x_{3t} \oplus 0x_{2t} \oplus 1x_{1t} \oplus 0x_{0t} = x_{4t} \oplus x_{3t} \oplus x_{1t}, \\ x_{3(t+5)} = 0x_{4t} \oplus 1x_{3t} \oplus 1x_{2t} \oplus 0x_{1t} \oplus 1x_{0t} = x_{3t} \oplus x_{2t} \oplus x_{0t}, \\ x_{2(t+5)} = 1x_{4t} \oplus 0x_{3t} \oplus 1x_{2t} \oplus 0x_{1t} \oplus 0x_{0t} = x_{4t} \oplus x_{t2}, \\ x_{1(t+5)} = 0x_{4t} \oplus 1x_{3t} \oplus 0x_{2t} \oplus 1x_{1t} \oplus 0x_{0t} = x_{3t} \oplus x_{1t}, \\ x_{0(t+5)} = 0x_{4t} \oplus 0x_{3t} \oplus 1x_{2t} \oplus 0x_{1t} \oplus 1x_{0t} = x_{2t} \oplus x_{0t}. \end{cases}$$

Построим АП, описывающий состояние РРС через пять тактов функционирования. Применим алгебраическое преобразование (алгоритм 1).

Шаг 1. Преобразование СБФ в систему АП:

$$\begin{cases} x_{4(t+5)} = x_{4t} + x_{3t} + x_{1t} - 2x_{4t}x_{3t} - 2x_{4t}x_{1t} - 2x_{3t}x_{1t} + 4x_{4t}x_{3t}x_{1t}, \\ x_{3(t+5)} = x_{3t} + x_{2t} + x_{0t} - 2x_{3t}x_{2t} - 2x_{3t}x_{0t} - 2x_{2t}x_{0t} + 4x_{3t}x_{2t}x_{0t}, \\ x_{2(t+5)} = x_{4t} + x_{2t} - 2x_{4t}x_{2t}, \\ x_{1(t+5)} = x_{3t} + x_{1t} - 2x_{3t}x_{1t}, \\ x_{0(t+5)} = x_{2t} + x_{0t} - 2x_{2t}x_{0t}. \end{cases}$$

Шаг 2. Получение системы АП, взвешенных весами 2^j $(j = 0, \ldots, 4)$:

$$\begin{cases} x_{4(t+5)} = 16x_{4t} + 16x_{3t} + 16x_{1t} - 32x_{4t}x_{3t} - 32x_{4t}x_{1t} - 32x_{3t}x_{1t} + 64x_{4t}x_{3t}x_{1t}, \\ x_{3(t+5)} = 8x_{3t} + 8x_{2t} + 8x_{0t} - 16x_{3t}x_{2t} - 16x_{3t}x_{0t} - 16x_{2t}x_{0t} + 32x_{3t}x_{2t}x_{0t}, \\ x_{2(t+5)} = 4x_{4t} + 4x_{2t} - 8x_{4t}x_{2t}, \\ x_{1(t+5)} = 2x_{3t} + 2x_{1t} - 4x_{3t}x_{1t}, \\ x_{0(t+5)} = x_{2t} + x_{0t} - 2x_{2t}x_{0t}. \end{cases}$$

Шаг 3. Получение АП путем суммирования арифметических полиномов системы, полученной на шаге 2:

$$D^{(PPC)}(X_t) = 9x_{0t} + 18x_{1t} + 13x_{2t} + 26x_{3t} + 20x_{4t} - 18x_{0t}x_{2t} - 36x_{1t}x_{3t} - 8x_{2t}x_{4t} -$$
$$-16x_{2t}x_{3t} - 16x_{0t}x_{3t} - 32x_{3t}x_{4t} - 32x_{1t}x_{4t} + 32x_{0t}x_{2t}x_{3t} + 64x_{1t}x_{3t}x_{4t}. \quad (7)$$

Пусть начальное заполнение РРС $X_t = (01101)$. Тогда, подставив начальное заполнение в формулу (7), получим $D^{(PPC)}(X_t) = (30)_{10} = (11110)_2$.

В соответствии с (6) построим модулярную арифметическую модель РРС. Так как количество функций равно 5, то значение модуля выбирается равное 2^5.

$$DM^{(PPC)}(X_t) =$$

$$= \left|9x_{0t} + 18x_{1t} + 13x_{2t} + 26x_{3t} + 20x_{4t} + 14x_{0t}x_{2t} + \right.$$

$$\left. + 28x_{1t}x_{3t} + 24x_{2t}x_{4t} + 16x_{2t}x_{3t} + 16x_{0t}x_{3t}\right|_{32}^{+}. \quad (8)$$

При начальном заполнении РРС $X_t = (01101)$, в соответствии с (8) получаем

$$D^{(PPC)}(X_t) = \left|94_{10}\right|_{32}^{+} = (30)_{10} = (11110)_2 .$$

Литература

1. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации / П.Н. Сердюков [и др.]. – М. : АСТ, 2006. – 403 с.

2. *Малюгин В.Д.* Параллельные логические вычисления посредством арифметических полиномов / В.Д. Малюгин. – М. : Наука. Физматлит, 1997. – 192 с.

3. Основы криптографии : Учебное пособие / А.П. Алферов [и др.]. – М.: Гелиос АРВ, 2001. – 480 с.

4. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – 2-е изд., испр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2004. – 1104 с.

5. *Финько О.А.* Модулярная арифметика параллельных логических вычислений: Монография / О.А. Финько ; под ред. В.Д. Малюгина. — М. : Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН ; Краснодар: Краснодарский военный институт, 2003. – 224 с.

6. *Фомичев В.М.* Дискретная математика и криптология : Курс лекций / В.М. Фомичев ; под общ. ред. Н.Д. Подуфалова. – М. : Диалог-МИФИ, 2003. – 400 с.

7. *Шалыто А.А.* Логическое управление. Методы аппаратной и программной реализации алгоритмов / А.А. Шалыто. — СПб. : Наука, 2000. — 747 с.

Статья поступила в редакцию 16 мая 2012 г.

УДК 621. 396. 931

КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА АНТЕННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

А.Н. Бредихин, нач. сект., тел.: 8-950-762-71-49
М.И. Панков, констр., тел.: 8-915-545-97-87
Э.Н. Родионов, зам. нач. НТУ, тел.: (473) 252-09-04
ОАО «Концерн «Созвездие»

Получено математическое описание коэффициента шума для антенных усилителей, учитывающее комплексный характер источника сигнала, проведена экспериментальная проверка полученных результатов.

Ключевые слова: *усилитель, активная антенна, коэффициент шума, сопротивление источника сигнала, чувствительность.*

ANTENNA AMPLIFIER NOISE FACTOR

A.N. Bredikhin, head of sector, tel.: 8-950-762-71-49
M.I. Pankov, design engineer, tel.: 8-915-545-97-87
E.N. Rodionov, deputy head of Scientific and Technical Board, tel.: (473) 252-09-04
JSC «Sozvezdie» Concern»

Antenna amplifier noise factor mathematical description that takes into account complex character of signal source is received. Experimental check of the received results is carried out.

Key words: *amplifier, active antenna, noise factor, signal source resistance, sensitivity.*

Усилительные каскады в приемных (активных) антеннах находят все более широкое применение в технике радиосвязи. Их использование позволяет повысить чувствительность антенны, расширить диапазон ее рабочих частот, улучшить согласование антенных элементов с фидером, обеспечить компенсацию потерь в антенно-фидерном тракте, осуществить эффективное симметрирование при соединении симметричной антенны с несимметричной линией передачи. Применение усилительных каскадов в антеннах позволяет значительно уменьшить габариты антенных элементов при сохранении или улучшении прочих характеристик (полоса пропускания, чувствительность и т.д.). Несмотря на многообразие работ по тематике активных антенн [1 – 7], некоторые вопросы, особенно в свете активного применения интегральных микросхем-усилителей, остаются недостаточно подробно освещенными. В полной мере это относится к разработке и применению удобной, адаптированной к современной ситуации методики анализа шумовых характеристик активных антенн, обеспечивающей достаточную точность расчета.

В общем виде структурная схема активной антенны может быть представлена так, как показано на рис. 1, где наряду с антенным элементом 1 и усилительным каскадом 3 добавлено пассивное устройство 2, обеспечивающее согласование между усилителем и антенным элементом. Согласующее устройство 4 преобразует выходное сопротивление усилительного каскада в сопротивление, необходимое для согласования с фидером внешнего подключения 5.

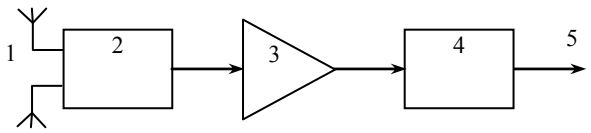


Рис. 1. Структурная схема активной антенны

Для обеспечения максимально возможной чувствительности активной антенны согласующее антенное устройство 2 должно обеспечивать на входе усилительного каскада 3 оптимальное по шумам сопротивление источника сигнала, полностью реализующее его потенциальные возможности по величине коэффициента шума. Эта задача может быть решена за счет применения узкополосного (резонансного) согласующего антенного устройства [8, 9]. Однако подобное решение неприемлемо для широкополосных приемных антенн, к которым предъявляются повышенные требования по массогабаритным характеристикам, потреблению и стоимости.

Обеспечить необходимое сопротивление на входе усилителя можно, используя широкополосное согласующее устройство [8, 9]. Здесь необходимо отметить, что согласование в полосе частот значительно сложнее узкополосного, т.к. имеется жесткая зависимость между шириной полосы пропускания электрической цепи, допуском на параметр согласования и сопротивлением источника [8]. Существует теоретически обоснованное ограничение, согласно которому при фиксированных параметрах электрической цепи передать без потерь номинальную мощность источника в диапазоне частот нельзя [8]. В заданной полосе частот при заданной нагрузке обеспечить требуемое согласование можно, если согласующая цепь содержит бесконечно большое число реактивных элементов [1].

Используемое на практике при конструировании приемных активных антенн широкополосное согласование, с одной стороны, позволяет частично решить задачу шумового согласования усилителя и источника сигнала, сужая диапазон изменения приведенного к входу усилителя полного сопротивления антенного элемента, но оставляя в его составе реактивную составляющую. С другой стороны, для применяемых в активных антеннах усилительных приборов технические описания (*Data Sheet*), как правило, содержат информацию только о величине коэффициента шума при оптимальном сопротивлении источника сигнала. В связи с этим большой интерес представляет задача теоретического расчета коэффициента шума усилителя и его зависимости от сопротивления источника сигнала, учитывающего известные минимальный коэффициент шума и оптимальное сопротивление источника сигнала.

Для решения этой задачи представим входной тракт активной антенны так, как показано на рис. 2.

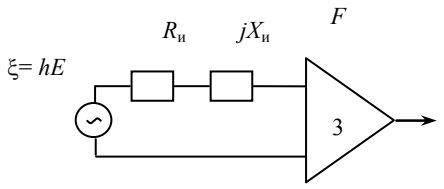


Рис. 2. Эквивалентная схема входной цепи активной антенны

Здесь h – действующая высота антенного элемента, E – напряженность поля в точке расположения антенны, ξ – эквивалентная ЭДС источника сигнала, $Z_и = R_и + jX_и$ – полное сопротивление антенного элемента, F – коэффициент шума усилительного каскада. Будем считать, что собственными инерционными свойствами усилительного каскада можно пренебречь.

В качестве отправной точки для проведения расчета рассмотрим вариант построения усилительного каскада 3 (рис. 2) на одном биполярном транзисторе (рис. 3). Предположим сначала, что сопротивление антенного элемента не имеет реактивности, т.е. $Z_и = R_и$.

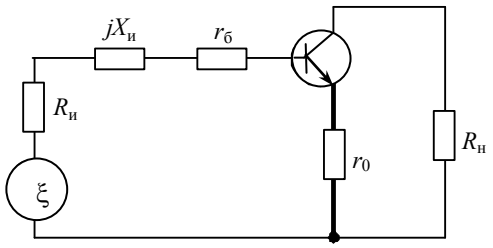


Рис. 3. Эквивалентная схема однотранзисторного каскада с полным сопротивлением ($R_и$ – активное сопротивление, $X_и$ – реактивное сопротивление) источника сигнала

Для такого усилителя, в соответствии с [10] коэффициент шума F описывается выражением

$$F = 1 + \frac{r_0 + r_б}{R_и} + \frac{\left(R_и + r_0 + r_б\right)^2}{2r_э \beta R_и}, \qquad (1)$$

где $r_э = 1/\lambda I_{э0}$ – сопротивление эмиттера; $I_{э0}$ – постоянный ток эмиттера; λ – величина, обратная температурному потенциалу; $r_б$ – сопротивлении базы транзистора; r_0 – сопротивлении обратной связи; β – коэффициент усиления по току.

Из (1) можно получить оптимальное по шумам сопротивление источника сигнала:

$$R_{и\,opt} = \sqrt{\left(r_0 + r_б\right)\left(r_0 + r_б + 2r_э\beta\right)}. \qquad (2)$$

Минимальное значение коэффициента шума (1) при оптимальном сопротивлении $R_и = R_{и\,opt}$ составляет

$$F_{min} = 1 + \frac{r_0 + r_б}{R_{и\,opt}} + \frac{\left(R_{и\,opt} + r_0 + r_б\right)^2}{2r_э\beta R_{и\,opt}}. \qquad (3)$$

Используя формулы (2) и (3), найдем обобщенное выражение для коэффициента шума (1), исключающее в явном виде зависи-

мость от собственных параметров транзистора. Введем обозначения:

$$\begin{aligned} x &= r_0 + r_б, \\ y &= 2r_э\beta. \end{aligned} \qquad (4)$$

В результате из (2) и (3) получим систему уравнений:

$$\begin{cases} R_{и\,opt} = \sqrt{x\cdot(x+y)} \\ F_{min} = 1 + \dfrac{x}{R_{и\,opt}} + \dfrac{\left(R_{и\,opt}+x\right)^2}{y\cdot R_{и\,opt}} \end{cases}. \qquad (5)$$

Решение системы (5) находим в виде

$$\begin{cases} x = \dfrac{R_{и\,opt}\left(F_{min}-1\right)}{F_{min}+1} \\ y = \dfrac{4F_{min}R_{и\,opt}}{\left(F_{min}+1\right)\cdot\left(F_{min}-1\right)} \end{cases}. \qquad (6)$$

С учетом принятых обозначений (4) коэффициент шума (1) получаем равным

$$\begin{aligned} F = 1 &+ \frac{R_{и\,opt}\left(F_{min}-1\right)}{R_и\left(F_{min}+1\right)} + \\ &+ \frac{R_и\left(F_{min}^2-1\right)}{4R_{и\,opt}F_{min}}\left(\frac{R_{и\,opt}\left(F_{min}-1\right)}{R_и\left(F_{min}+1\right)}+1\right)^2. \end{aligned} \qquad (7)$$

С точки зрения шумов, происходящие процессы в однотранзисторном каскаде и в усилительной микросхеме имеют одинаковую природу. Поэтому можно предположить, что найденное выражение (7) справедливо как для однотранзисторного усилителя, так и для более общего случая – интегральной усилительной микросхемы. Для проверки сделанного предположения было проведено практическое измерение коэффициента шума антенного усилителя, построенного на микросхемах SGA-4286 ($R_{и\,opt} = 50$ Ом, $F_{min} = 3{,}7$ дБ) фирмы Sirenza Microdevices. Результаты экспериментального исследования приведены на рис. 4, где непрерывная линия представляет расчет по формуле (7), «крестики» – эксперимент.

Как видно из рис. 4, найденное выражение с приемлемой точностью описывает зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигнала. Следовательно, имея в распоряжении приводимые в техническом описании величины минимального коэффициента шума и оптимального сопротивления источника сигнала, по формуле (7) можно рассчитывать значение коэффициента шума при любом другом сопротивлении источника сигнала и оценивать степень ухудшения чувствительности из-за рассогласования по шумовому сопротивлению.

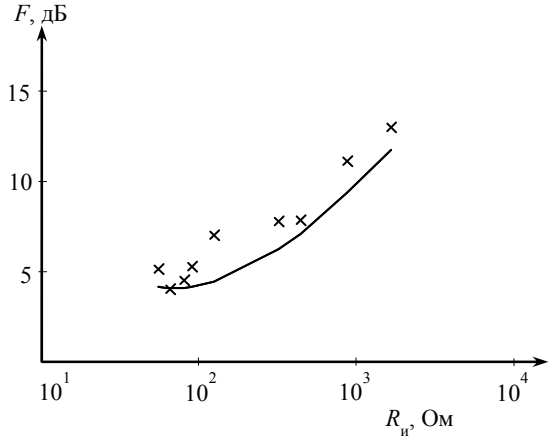


Рис. 4. Зависимость коэффициента шума антенного усилителя от сопротивления источника сигнала

Далее рассмотрим случай комплексного сопротивления источника сигнала. Найдем коэффициент шума для однотранзисторного каскада с комплексным сопротивлением $Z_и = R_и + jX_и$ (рис. 3) и обобщим полученное выражение на случай усилительных микросхем.

В соответствии с методикой [10] определим шумовой ток, обусловленный источником сигнала, и шумовые токи, обусловленные внутренними генераторами источников шумов[11]. Имеем:

$$\overline{i^2_{ш\,R_и}} = \frac{4kT\Delta f R_и\beta^2}{\left[R_и + r_б + (\beta+1)(r_0+r_э)\right]^2 + X_и^2}, \qquad (8а)$$

$$\overline{i^2_{ш\,r_б}} = \frac{4kT\Delta f r_б\beta^2}{\left[R_и + r_б + (\beta+1)(r_0+r_э)\right]^2 + X_и^2}, \qquad (8б)$$

$$\overline{i^2_{ш\,r_0}} = \frac{4kT\Delta f r_0\beta^2}{\left[R_и + r_б + (\beta+1)(r_0+r_э)\right]^2 + X_и^2}, \qquad (8в)$$

$$\overline{i^2_{ш\,др}} = \frac{2qI_{э0}\Delta f\left(\left[R_и + r_б + r_0\right]^2 + X_и^2\right)\beta}{\left[R_и + r_б + (\beta+1)(r_0+r_э)\right]^2 + X_и^2}, \qquad (8г)$$

где $\overline{i_{ш\,R_и}}$ – тепловой шумовой ток активного сопротивления источника сигнала, $\overline{i_{ш\,r_б}}$ – теп-

ловой шумовой ток сопротивления базы транзистора, $\overline{i_{ш\,r_0}}$ – тепловой шумовой ток сопротивления обратной связи транзистора, $\overline{i_{ш\,др}}$ – дробовой шумовой ток транзистора, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура.

Используя выражения (8), из определения коэффициента шума [12] получаем

$$F = 1 + \frac{r_0 + r_б}{R_и} + \frac{\left(R_и + r_0 + r_б\right)^2 + X_и^2}{2r_э \beta R_и}. \qquad (9)$$

Выполнив применительно к (9) процедуру, аналогичную используемой при выводе (7), находим обобщенное математическое выражение для коэффициента шума усилительного каскада с комплексным сопротивлением источника сигнала:

$$F = 1 + \frac{R_{и\,opt}\left(F_{min} - 1\right)}{R_и\left(F_{min} + 1\right)} + \frac{R_и\left(F_{min}^2 - 1\right)}{4R_{и\,opt}F_{min}}\left[\left(\frac{R_{и\,opt}\left(F_{min} - 1\right)}{R_и\left(F_{min} + 1\right)} + 1\right)^2 + \frac{|Z_и|^2 - R_и^2}{R_и^2}\right]. \qquad (10)$$

Как видно, коэффициент шума антенного усилителя в общем случае зависит от модуля комплексного сопротивления источника сигнала и его активной составляющей, в качестве параметров выступает минимальное значение коэффициента шума и оптимальное значение сопротивления источника сигнала. Результаты экспериментальной проверки выражения (10), проведенные на макете усилителя на микросхемах SGA-4286 фирмы «Sirenza Microdevices», представлены на рис. 5. На нем непрерывная линия представляет расчет по формуле (10), «крестиками» отмечены результаты измерений коэффициента шума для случая емкостного характера сопротивления источника сигнала, «ноликами» – для индуктивного (при одинаковой величине активной составляющей, равной 50 Ом).

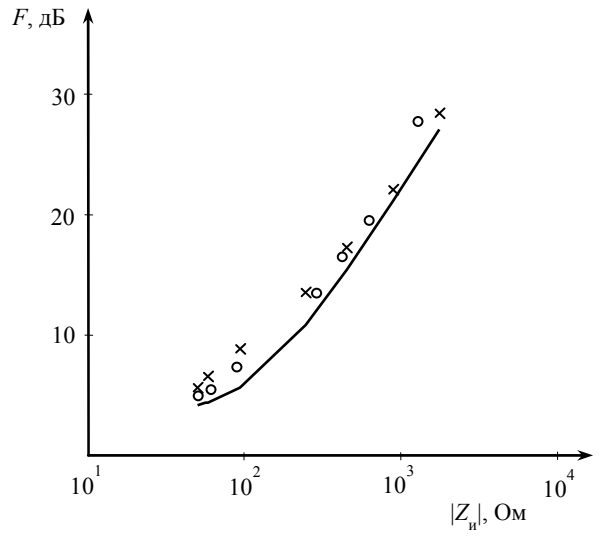


Рис. 5. Зависимость коэффициента шума антенного усилителя от модуля сопротивления источника сигнала

Результаты экспериментальной проверки выражения (10), проведенной на макете усилителя на микросхемах SGA-4286 фирмы «Sirenza Microdevices», представлены на рис. 5. На нем непрерывная линия представляет расчет по формуле (10), «крестиками» отмечены результаты измерений коэффициента шума для случая емкостного характера сопротивления источника сигнала, «ноликами» – для индуктивного (при одинаковой величине активной составляющей, равной 50 Ом).

Как следует из рис. 5, полученное выражение (10) с приемлемой точностью описывает величину коэффициента шума в зависимости от комплексного сопротивления источника сигнала. С его помощью можно проводить количественный расчет чувствительности активной антенны и оценивать степень ее ухудшения, когда сопротивление антенного элемента вместо активного становится комплексным. Так, из сопоставления рис. 4 и рис. 5 видно, что при одинаковом модуле полного сопротивления источника сигнала в случае наличия реактивности величина коэффициента шума увеличивается значительно сильнее: при сопротивлении 500 Ом коэффициент шума из-за реактивности дополнительно ухудшается более чем на 8 дБ.

Исходя из полученных результатов, для проведения теоретического расчета коэффициента шума антенного усилителя, построенного, в общем случае, на усилительной интегральной микросхеме, может быть предложена следующая методика:

– определяются оптимальное сопротивление источника сигнала и соответствующий ему минимальный коэффициент шума (например, по материалам технического описания – Data Sheet или экспериментально);

– рассчитывается величина коэффициента шума при интересующем сопротивлении источника сигнала по формуле (7) для активного сопротивления или по формуле (10) для комплексного.

Таким образом, получены аналитические выражения, представляющие обобщенное математическое описание зависимости коэффициента шума усилительного каскада от сопротивления источника сигнала, на базе которых разработана методика анализа шумовых характеристик антенных усилителей. Предложенная методика обеспечивает достаточную для инженерных расчетов точность получаемых результатов.

Литература

1. *Бредихин А.Н.* Динамический диапазон активных антенн / А.Н. Бредихин, Э.Н. Родионов, А.А. Яблонских // Теория и техника радиосвязи. – 2008. – Вып. 1. – С. 121 – 125.

2. Активная приемная антенна / Б.И. Воскобойник [и др.] // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи. – 1972. – Вып. 7. – С. 106 – 111.

3. *Дикий В.Н.* Об одном критерии чувствительности приемных антенных систем / В.Н. Дикий, В.Ф. Зайцев, М.И. Конторович // Радиотехника и электроника. – 1977. – Т. 22, №7 – С. 1374 – 1378.

4. *Курочкин А.Е.* Расчет предельной реальной чувствительности активных магнитных антенн / А.Е. Курочкин // Радиотехника и электроника. – 1990.– № 4. – С. 64 – 66.

5. *Курочкин А.Е.* Теоретические основы магнитных антенн / А.Е. Курочкин. – Мн. : БГУИР, 2002. – 50 с.

6. *Цыбаев Б.Г.* Антенны-усилители / Б.Г. Цыбалев, Б.С. Романов. – М. : Сов. радио, 1980. – 240 с.

7. *Шухмин В.Л.* Предельный динамический диапазон активных антенн широкополосных систем связи / В.Л. Шухмин, А.А. Замошников // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1987. – Вып. 4. – С. 46 – 51.

8. *Каганов В.И.* Транзисторные радиопередатчики / В.И. Каганов. – М. : Энергия, 1976. – 448 с.

9. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии : учеб. пособие / Ю.Б. Нечаев [и др.] ; под общ. ред. Ю.Б. Нечаева, В.И. Николаева. – Воронеж : ОАО «Концерн «Созвездие», 2008. – 629 с.

10. Входной тракт радиоприемных устройств / О.Ф. Бокк [и др.]. – Воронеж : ОАО «Концерн «Созвездие», 2010. – 178 с.

11. Анализ коэффициента шума двух транзисторных каскадов / О.Ф. Бокк [и др.] // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1982. – Вып. 7. – С. 34 – 43.

12. *Айнбиндер И.М.* Шумы радиоприемников / И.М. Айнбиндер. – М. : Связь, 1974. – 328 с.

Статья поступила в редакцию 7 июня 2012 г.

УДК 517

ДОСТАТОЧНЫЕ УСЛОВИЯ ПРИМЕНИМОСТИ МЕТОДА ФУРЬЕ К МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МАЛЫХ КОЛЕБАНИЙ СЕТКИ ИЗ СТРУН С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ МАССАМИ

Е.В. Лылов, нач. сектора, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: lylov_ev@mail.ru
С.А. Шабров, доцент, ВГУ, e-mail: shaspoteha@mail.ru

Изучена модель малых колебаний растянутой сетки из струн, имеющей сосредоточенные массы в некоторых точках. Получены достаточные условия, при которых формальный ряд Фурье, полученный методом разделения переменных, дает решение исходной задачи.

***Ключевые слова**: математическая модель, геометрический граф, малые колебания, метод Фурье.*

SUFFICIENT CONDITIONS OF FOURIER METHOD APPLICATION CONCERNING MATHEMATICAL MODEL OF MESH SMALL OSCILLATION COMPRISING STRINGS WITH LOCALIZED MASS

E.V. Lylov, head of sector, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: lylov_ev@mail.ru
S.A. Shabrov, associate professor, Voronezh State University, e-mail: shaspoteha@mail.ru

The small oscillations model of the stretched mesh comprising strings, possessing localized mass at some points is investigated. Sufficient conditions under which the formal Fourier series obtained by variable separation method, gives a solution to the original problem.

***Key words**: mathematical model, geometric graph, small oscillations, Fourier method.*

Некоторые процессы в радиофизике, возникающие, например, при приёме и отправке радиосигнала с использованием антенн, имеющих форму графа, моделируются с помощью дифференциальных уравнений на геометрическом графе. При этом приходится учитывать особенности как самого графа, так и неоднородность материала, из которого сделана антенна (точки «стыка» или спайки, как правило, имеют сосредоточенные массы).

Качественная теория математических моделей на геометрических графах в последнее время бурно развивается не только в России, но и в Зарубежье (см., например, библиографию в [1]). Особо можно отметить группу воронежских математиков, работавших под руководством профессора Ю.В. Покорного, которая создала качественную теорию краевых задач второго порядка на пространственном графе.

Однако изучение основывалось на предположении равенства нулю суммы односторонних производных во всех внутренних вершинах графа, что соответствует закону Кирхгофа: сумма входящих токов равна сумме исходящих.

В ряде случаев это условие может нарушаться, например, при наличии стоков и/или источников в некоторых точках. В частности, если речь идет о моделировании малых колебаний сетки из струн с сосредоточенными массами как на ребрах, так и во внутренних вершинах, равенство нулю суммы односторонних производных заведомо нарушается.

В работе изучается модель малых колебаний растянутой сетки из струн, имеющей сосредоточенные массы в некоторых точках. Дадим необходимые определения.

Под интервалом в $\Re^n$ понимается множество $\{\lambda a+(1-\lambda)b \mid 0<\lambda<1\}$, где $a,b\in\Re^n$. Под открытым лучом из $\Re^n$ – множество вида $\{a+\lambda h \mid \lambda>0, h$ принадлежит множеству единичных векторов в $\Re^n\}$, где $a\in\Re^n$.

Пусть $\gamma_1,\gamma_2,...,\gamma_n$ – открытые интервалы и открытые лучи из $\Re^n$, такие, что $\gamma_i\cap\overline{\gamma_j}=\varnothing$ при $i\neq j$ (здесь $\overline{\gamma_j}$ – замыкание γ_j в $\Re^n$). Пусть A – некоторое подмножество множества концов интервалов и лучей $\gamma_1,\gamma_2,...,\gamma_n$. Если множество $\Gamma=\left(\bigcup_{i=1}^{n}\gamma_i\right)\cup A$ связно, то его мы будем называть связным открытым геометрическим графом.

Интервалы и лучи γ_i будем называть ребрами геометрического графа Γ, обозначая их объединение через $R(\Gamma)$. Концы ребер Γ, вошедшие в Γ (т.е. точки из A), будем называть внутренними вершинами Γ, обозначая их множество через $I(\Gamma)$, а концы ребер, не вошедшие в Γ, будем называть граничными вершинами Γ, обозначая их множество через $\partial\Gamma$.

Пусть на каждом ребре графа Γ выбрана ориентация. При изменении ориентации знак производной u' меняется на противоположный. Однако знак второй производной u'' (например, $(pu')'$) уже не зависит от ориентации ребра. В работах Ю.В. Покорного и его учеников [1, 2] проблемы ориентации на графе не возникало ввиду того, что уравнение производной во внутренних вершинах расценивалось как сумма производных по каждому ребру. Эта сумма равнялась нулю, так как предполагалось отсутствие источников и потребителей энергии. Другими словами, сумма входящих токов во внутренней вершине графа равнялась сумме исходящих токов. В отличие от названных работ для нас важна ориентация графа. Производные во внутренних точках графа Γ мы будем считать «от вершины», меняя временно ориентацию, если это необходимо.

Среди множества функций, заданных на Γ, мы будем выделять функции, непрерывные на Γ, и обозначать их множество через $C(\Gamma)$ и кусочно-непрерывные функции $C[\Gamma]$: непрерывность на ребрах, пределы в узле ξ по разным ребрам могут быть различными, функции не приписывается никакого значения в узле.

На конечном графе Γ рассмотрим дифференциальную модель

$$\begin{cases} m(x)\dfrac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \dfrac{d}{d\Gamma}(pu') - q(x)u,\ x\in\Gamma,\ t>0, \\ u(x,t)|_{\partial\Gamma} = 0, \\ u(x,0) = \phi_0(x),\ x\in\Gamma, \\ u'_t(x,0) = \phi_1(x),\ x\in\Gamma, \end{cases} \tag{1}$$

возникающую при моделировании малых колебаний сетки из струн.

Здесь $\dfrac{d}{d\Gamma}(pu')$ для случая, когда x принадлежит ребру γ_i графа Γ, означает производную по мере, а для внутренней вершины – сумму односторонних производных, посчитанных при ориентации от вершины, т.е.

$$\frac{d}{d\Gamma}(pu')(x,t) = \begin{cases} \dfrac{\partial}{\partial x}\left(p(x)\dfrac{\partial}{\partial x}u(x,t)\right),\ x\in R(\Gamma), \\ \sum\limits_{i=1}^{n} p_i(x)\dfrac{\partial}{\partial \gamma_i}u(x,t),\ x\in I(\Gamma). \end{cases} \tag{2}$$

Пусть $q(x)\ge 0$ и $m(x)>0$ – заданные на Γ функции, для $p(x)$ предполагается дополнительно сильная положительность на $R(\Gamma)$, т.е. что $\inf p(x)>0$, функции $\phi_0(x)$ и $\phi_1(x)$, заданные на Γ, характеризуют начальное смещение и начальную скорость точки x графа Γ соответственно. Функции $q(x)$ и $m(x)$ характеризуют локальный коэффициент упругости внешней среды, в которую помещен граф и распределение масс на графе Γ; отметим, что $q(x)$ и $m(x)$ могут содержать слагаемые типа δ-функций, что соответствует наличию локализованных особенностей у внешней среды и массы.

Начально-краевая задача (1) возникает при моделировании собственных колебаний растянутой сетки из струн, если через $u(x,t)$ обозначить отклонение от положения равновесия точки x графа Γ в момент времени t.

Применяя к (1) метод Фурье, мы перейдем к формальному ряду

$$u(x,t) = \sum_{k=1}^{\infty} X_k(x)T_k(t), \tag{3}$$

где $X_k(x)$ – k-я амплитудная функция спектральной задачи:

$$\begin{cases} LX = -\dfrac{d}{d\Gamma}(pX')(x) + q(x)X(x) = \lambda m(x)X(x), \\ X(x)|_{\partial\Gamma} = 0, \end{cases} \tag{4}$$

а $T_k(t) = A_k\cos(\sqrt{\lambda_k}t) + B_k\sin(\sqrt{\lambda_k}t)$, λ_k – k-я собственная частота, A_k и B_k определяются так, чтобы функция (3) удовлетворяла начальным условиям $u(x,0) = \phi_0(x)$ и $u'_t(x,0) = \phi_1(x)$.

Поведение собственных функций $X_k(x)$ и асимптотики собственных значений в случае отсутствия сосредоточенных масс изучена в работе [3].

Используя теорию возмущения операторов, изложенную в работе [4], можно утверждать, что если на графе расположить сосредоточенные массы, общая масса которых достаточно мала, то для собственных частот справедливо двойное неравен-

ство $c_1 + c_2 n^2 \le \omega_n^2 \le c_3 + c_4 n^2$ при некоторых c_i, где $\lambda_n = \omega_n^2$ – собственные значения соответствующей спектральной задачи.

Теорема. Пусть $p(x) > 0$ и $q(x) \ge 0$ на Γ; распределение массы, порождаемой следующей мерой $m(X) = m_0(X) + \sum_i m_i \mu_i(X)$, $m_0(X)$ – абсолютно непрерывная на графе Γ функция, $\mu_i(X)$ – атомарная мера, равная 1, если a_i принадлежит множеству, и нулю – в противном случае; m_i – сосредоточенные на Γ массы; $\phi_0(x)$ и $\phi_1(x)$ – начальные данные, которые удовлетворяют нулевым условиям $\phi_0(x)|_{\partial\Gamma} = L = \phi_0|_{\partial\Gamma} = \phi_1(x)|_{\partial\Gamma} = L\phi_1|_{\partial\Gamma} = 0$; кроме того, $(L\phi_i)(x)$ непрерывны, $(L\phi_0)(x)$ дифференцируема как функция, определенная на графе Γ. Тогда формальный ряд Фурье, полученный методом разделения переменных, дает решение исходной задачи (1).

Доказательство основано на равномерной сходимости рядов, полученных из (1) формальным дифференцированием по x, Γ и дважды по t:

$$\frac{\partial}{\partial\Gamma} p \frac{\partial}{\partial x} u = \sum_{k=1}^{\infty} T_k(t) \frac{d}{d\Gamma}\left(pX'_{kx}\right),$$

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \sum_{k=1}^{\infty} T_k''(t) X_k(x),$$

которая вытекает из требований на функции $\phi_0(x)$ и $\phi_1(x)$, и равенств

$$A_m = \frac{1}{\lambda_m} \int_\Gamma \left(-\frac{d}{d\Gamma}(p\phi'_0) + q(x)\phi_0(x) \right) X_m(x) d\Gamma$$

и $$B_m = \frac{1}{\sqrt{\lambda_m}} \int_\Gamma m X_m(x) \phi_1 d\Gamma =$$

$$= \frac{1}{\lambda_m \sqrt{\lambda_m}} \int_\Gamma \left(-\frac{d}{d\Gamma}(p\phi'_1) + q(x)\phi_1(x) \right) X_m(x) d\Gamma,$$

полученных интегрированием по частям интеграла $\int_0^l \frac{d}{d\Gamma}\left(pX'_{kx}\right)(x)\phi_i(x) d\Gamma$.

Последнее устанавливается непосредственно.

Литература

1. Дифференциальные уравнения на геометрических графах / Ю.В. Покорный [и др.]. – М. : Физматлит, 2004. – С. 49 – 120.

2. Осцилляционный метод Штурма в спектральных задачах / Ю.В. Покорный [и др.]. – М. : Физматлит, 2009. – С. 45 – 114.

3. *Провоторов В.В.* Исследование граничных задач с распределенными параметрами на графах при моделировании тепловых и волновых процессов : Дис. … д-ра физ.-мат. наук. / В.В. Провоторов. – Воронеж, 2010. – С. 36 – 205.

4. *Като Т.* Теория возмущений линейных операторов / Т. Като. – М. : Мир, 1972.

Статья поступила в редакцию 25 апреля 2012 г.

УДК 539.216.669

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА РОСТА МЕТАЛЛИЧЕСКИХ КЛАСТЕРОВ МЕТОДОМ МОЛЕКУЛЯРНО-ДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Е.В. Шведов, профессор, Воронежский гос. тех. ун-т, e-mail: karl12@yandex.ru
Д.В. Москалев, инж., Воронежский гос. тех. ун-т, тел.: (473)278-38-86
Д.Б. Омороков, инж., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: saref@list.ru
К.С. Соловьев, доцент, Воронежский гос. тех. ун-т, тел.: (473)278-38-86

Исследуется рост кластеров металлов и природа дискриминации 180-градусной позиции тетраэдрических островков Au в пределах каждой из взаимодополняющих плоскостей скола CaF_2, наблюдаемой при вакуумной конденсации в области температур ориентированной кристаллизации (350 – 370 °С). Методом молекулярно-динамического моделирования показано, что дискриминация обусловлена преимущественным зарождением кластеров Au на анионных вакансиях поверхности CaF_2.

Ключевые слова: *наноструктуры, кинетика формирования, режимы вакуумной конденсации, кластеры металлов, потенциал взаимодействия.*

INVESTIGATING THE METALLIC CLUSTERS GROWTH PROCESS USING THE MOLECULAR DYNAMIC SIMULATION METHOD

E.V. Shvedov, professor, Voronezh State Engineering University, e-mail: karl12@yandex.ru
D.V. Moskalyov, engineer, Voronezh State Engineering University, tel.: (473)278-38-86
D.B. Omorokov, engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: saref@list.ru
K.S. Solovyev, associate professor, Voronezh State Engineering University, tel.: (4732) 78-38-86

The metallic cluster growth and nature of discrimination for 180°-position of Au tetrahedral islands within each of the mutually complementary CaF_2 planes, observed during vacuum deposition in the temperature range of oriented crystallization (350–370 °C), is investigated. The molecular dynamic simulation method shows that the discrimination is due to Au clusters primary nucleation on CaF_2 surface anion vacancies.

Key words: *nanostructures, forming kinetics, vacuum condensation modes, metals clusters, interaction potential.*

Введение

Вопросы миниатюризации относятся к наиглавнейшим в современном приборостроении не только потому, что в развитии радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) это является главным направлением, но и в связи с необходимостью повышения конкурентоспособности. Миниатюризация элементной базы РЭА способствует повышению точности измерения: меньшая ошибка и передается в меньшей степени. У миниатюрных приборов потребляемая мощность меньше, следовательно, отклонение параметров не так уж и велико; отсюда и незначительность отклонений в других узлах.

В настоящее время в приборостроении наблюдаются следующие тенденции: продолжаются исследования области микромодульной техники; в приборостроение проникают достижения нанотехнологий; развивается технология изготовления радиоэлектронных компонентов на тончайших пленках.

Достоинством технологий тонких пленок является то, что плоская форма радиодеталей способствует улучшению степени охлаждения, позволяя увеличить мощности потребления. Однако такое достоинство осложняет компоновку миниатюрных радиоэлектронных устройств. Компоненты становятся недоступными. В конечном счете достоинства миниатюризации преобладают над ее издержками. Следовательно, тенденция остается перспективной.

Современное название этой технологии – наноэлектроника, нанотехнология. Она привлекала к себе внимание конструкторов благодаря возможности лучшего рассеяния мощности; затем открылись совсем другие, неожиданные формы ее применения.

Сложилось так, что в РЭА подстроечные компоненты (резисторы, конденсаторы) устанавливают на краях (в конце) модулей; в микроэлектронике конденсаторы с емкостью > 60 пф не применяются. Остальные части микромодуля

присоединяются к подстроечным. После весь модуль экранируют и заливают эпоксидом, оставляя доступы к подстроечным компонентам.

На плате микромодули устанавливают, исходя из конкретных потребностей. Тонкие покрытия (порядка размеров молекул) получаются методом вакуумной конденсации. Этот метод позволяет «выращивать» не только сопротивления, конденсаторы, но и индуктивности, выпрямители и прочие наноэлектронные детали.

Для получения элементов со стабильными электрическими параметрами необходимо досконально изучить закономерности начальных стадий зарождения и роста нанокристаллов. Установлено, что увеличение плотности точечных дефектов кристаллической подложки (вакансий, примесных атомов) приводит к увеличению плотности насыщения островков при вакуумной конденсации и, как правило, улучшению их эпитаксиальной ориентации [1]. Влияние точечных дефектов – активных центров зарождения – на кинетику образования, роста кластеров и на распределение их по размерам достаточно полно описывается микрокинетическими моделями [2]. В этих моделях при составлении кинетических уравнений образования и роста кластеров учитывается плотность активных центров, спектр активностей, возможность их миграции по поверхности подложки и захват межфазной границей островка подложки [3 – 5].

Результаты известных исследований влияния точечных дефектов на ориентацию тонких металлических пленок на сколах ионных кристаллов носят опосредствованный характер, хотя и важны для управления процессами получения эпитаксиальных пленок. Для понимания механизма ориентирующего влияния конкретных точечных дефектов на ориентацию дискретных эпитаксиальных наноструктур, целесообразно использование молекулярно-динамического (МД) моделирования начальных стадий формирования сконденсированной фазы.

1. МД моделирование роста одно- и двухкомпонентного нанокластеров на поверхности кристалла

1.1. Рост двухкомпонентного кластера

Было проведено МД моделирование процесса зарождения и роста металлического кластера с помощью программы [6]. В качестве парного потенциала использовали потенциал Морзе, который имеет вид

$$\phi(r) = D \cdot e^{-2\cdot\alpha\cdot(r-r_0)} - 2 \cdot D_{\text{КП}} \cdot e^{-\alpha\cdot(r-r_0)}, \quad (1)$$

где D – минимум потенциала ($D_{\text{КП}}$ – минимум потенциала конденсат – подложка), α – параметр крутизны, r_0 – расстояние, соответствующее минимуму потенциала, и r – расстояние между двумя взаимодействующими атомами.

При росте двухкомпонентного кластера, кроме значения критического размера смены формы, нас интересовало распределение атомов различных компонентов внутри кластера. Глубина потенциала парного взаимодействия атомов первого компонента задавалась большей по сравнению с атомами второго компонента. На практике это соответствует тугоплавкому и легкоплавкому металлам. Для атомов второго компонента глубина потенциала задавалась вдвое меньшей.

Моделирование роста начинали с 4-атомного двухкомпонентного кластера (рис. 1.) при следующих параметрах: 1) глубина потенциала с первым компонентом 0.7, со вторым компонентом – 0.35, между первым и вторым компонентами – 0.75; 2) равновесное расстояние для атомов конденсата было взято равным 2.64, для атомов конденсата и подложки – 2.6 (такому выбору может соответствовать, например, ванадий на меди); 3) параметры крутизны n и m – 3 и 6 соответственно.

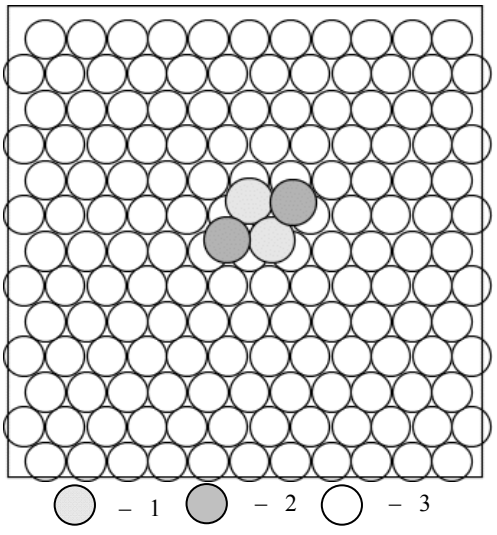


Рис. 1. Исходное состояние системы при моделировании роста: 1 – атомы первой компоненты, 2 – атомы второй компоненты, 3 – атомы подложки

Для кластера каждого размера (который увеличивался с ростом кластера) выполнялся расчёт равновесной формы и распределения атомов внутри кластера. Затем к кластеру в случайном месте на границе добавлялся новый атом, после чего цикл расчётов повторялся.

При малом количестве атомов кластер растёт двухмерным. Какой-либо особенности в распределении атомов первого и второго компонента не наблюдается. После достижения размера, равного 18 атомам, начинает расти второй слой. После появления второго слоя происходит увеличение концентрации атомов легкоплавкого компонента на границе и во втором слое кластера. Размер первого слоя увеличивается незначительно.

При увеличении размера кластера концентрация атомов тугоплавкого компонента во втором слое растёт, т.е. размеры верхних слоев увеличиваются за счёт атомов легкоплавкого компонента.

На рис. 2 представлен кластер из 150 атомов: 50 атомов первого компонента и 100 атомов второго компонента. Изменений в тенденциях роста, как до этого размера, так и в дальнейшем, не замечено. Так же, как и в кластере меньших размеров, увеличивается число атомов первого компонента в первом и втором слоях, а второй, третий и четвёртый слои растут за счёт атомов второго компонента.

Верхний слой (в случае числа слоёв, большего двух) атомов первого компонента не содержит. Внутренняя структура кластера демонстрирует распределение атомов на ядро и оболочку.

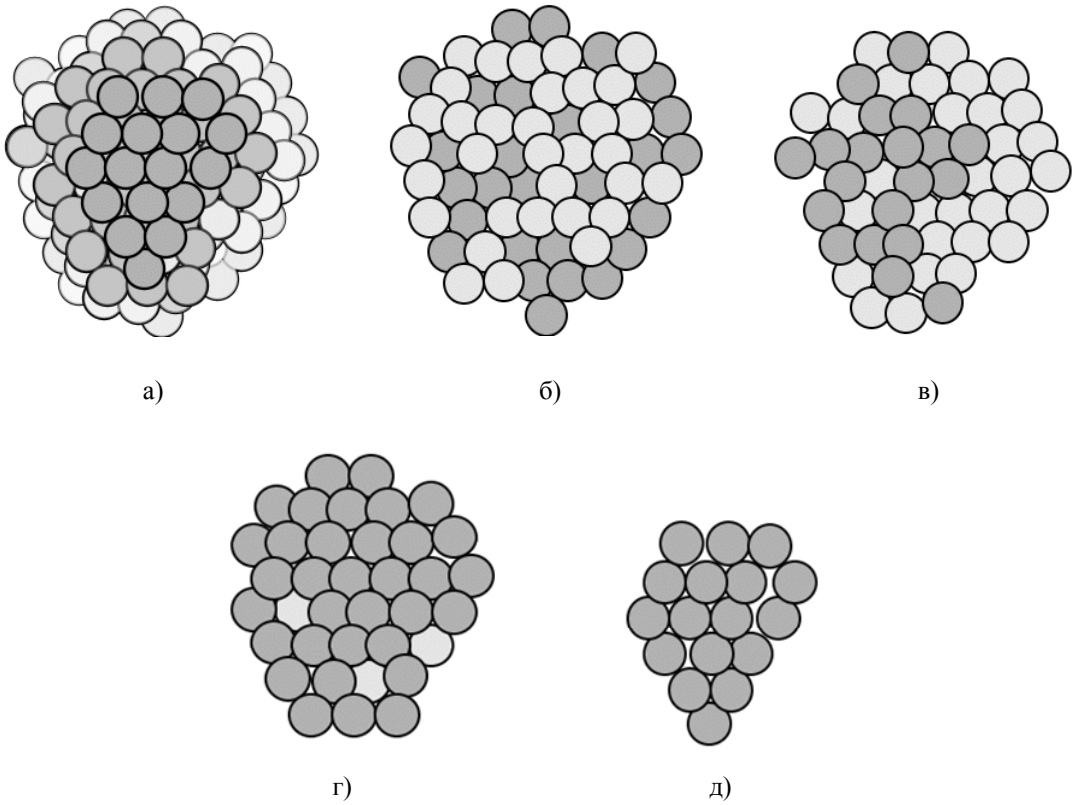


Рис. 2. Результат моделирования роста при 700 К:
а – общий вид, б – д – первый – четвёртый слои

1.2. Отжиг двухкомпонентного кластера

При моделировании отжига исходный кластер (рис. 3) состоял из 50 атомов первого и 100 атомов второго типа со случайным начальным распределением атомов в кластере. Отжиг проводился для температур 700, 1050 и 1400 К. Расчёт новых положений атомов кластера в соответствии с методом МД выполнялся без внесения в систему новых атомов.

При отжиге двухкомпонентного кластера атомы довольно быстро перераспределяются (скорость увеличивается с температурой), форма

кластера изменяется от заданной прямоугольной к полусферической. Одновременно атомы второго компонента (рис. 4а) вытесняются в верхние слои и на боковую поверхность кластера (рис. 4б–д). Атомы первого слоя, контактирующие с подложкой, практически все остаются на месте, за исключением крайних, которые переходят в верхние слои. С появлением четвертого слоя кластер приобретает полусферическую форму, и при дальнейшем отжиге общая структура кластера остается неизменной.

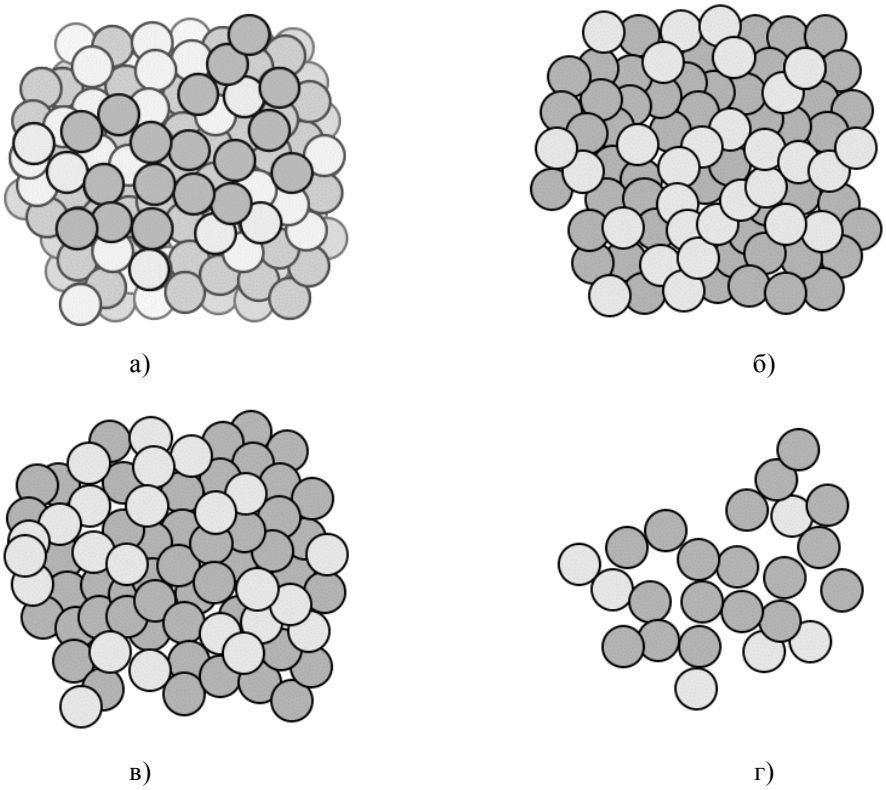


Рис. 3. Состояние системы до отжига: а) общий вид; б) – г) первый – третий слои

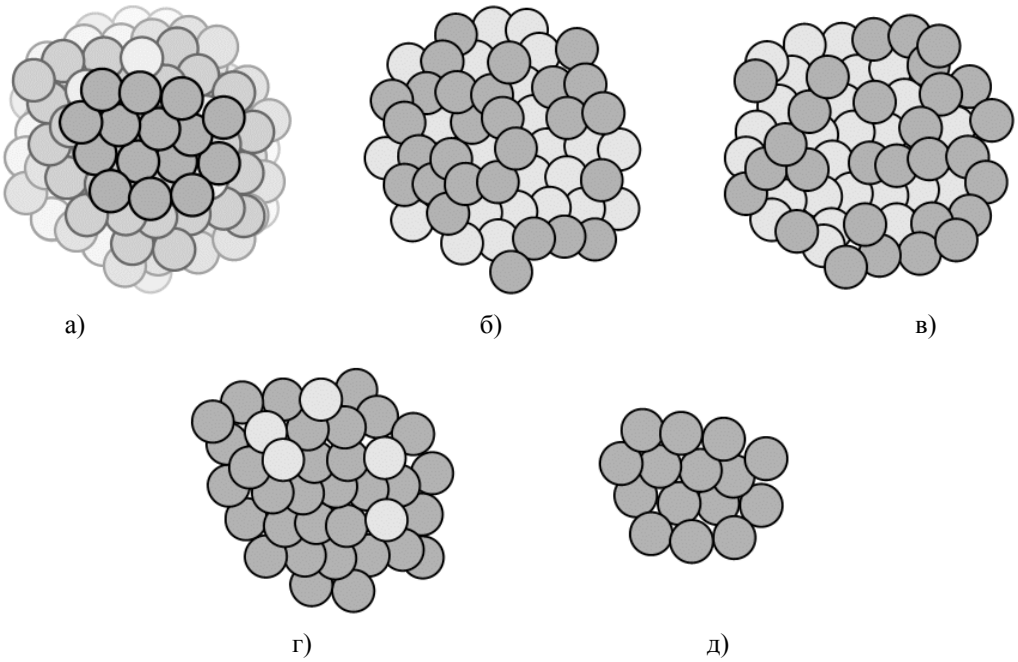


Рис. 4. Результат моделирования отжига при 700 К: а) общий вид; б) – д) первый – четвёртый слои

За счёт ухода атомов второго компонента из первого слоя концентрация атомов первого типа в нём повысилась, а в четвёртый слой, как и при росте, ни один из атомов первого типа не попал. Атомы первого слоя своих положений практически не меняют. Атомы первого компонента имеют тенденцию к сосредоточению в первых двух слоях кластера. Третий слой имеет весьма малое их количество, в последнем они не наблюдаются.

В результате образуется внутреннее ядро из атомов первого компонента с примесью атомов второго и оболочки, состоящей из атомов второго компонента с малой примесью первой. Это является следствием того, что увеличение числа связей для атомов первого компонента приводит к большему возрастанию энергии связи, чем увеличение числа связей для атомов второго компонента.

1.3. Выводы

При моделировании роста однокомпонентного кластера с использованием потенциала Морзе смена формы роста кластера наблюдается в диапазоне глубин потенциала от 0.5 до 1.1 для $\alpha = 1.72$ и от 0.5 до 0.9 для $\alpha = 1.73$. При глубине потенциала ниже этих значений кластер сразу растёт трёхмерным, выше – плоским. Внутри этого диапазона зависимость критического размера кластера от глубины потенциала очень слабая. Сильнее проявляется зависимость критического размера от параметра крутизны потенциала.

При использовании потенциала Леннарда – Джонса наблюдается две группы значений критических размеров. Как и в случае с потенциалом Морзе, существует диапазон глубин от 0.5 до 1.0, вне которого переход не наблюдается.

Как при использовании потенциала Леннарда – Джонса, так и потенциала Морзе наблюдается эффект сворачивания кластера, при котором происходит резкое сокращение размера первого слоя (с соответствующим увеличением второго).

При росте кластера из двухкомпонентного пара наблюдается образование тугоплавкого ядра и легкоплавкой оболочки. То же самое наблюдается при отжиге двухкомпонентного кластера со случайным начальным распределением атомов компонентов.

2. Плотность насыщения и ориентация дискретных наноструктур на ионных кристаллах

Выполненные в последние годы с использованием сканирующей зондовой микроскопии (АСМ, СТМ) исследования начальных стадий роста конденсированных в вакууме пленок показывают, что дискретное зарождение свойственно не только (как это считалось ранее) так называемым системам со слабой связью (металлы, полупроводники на диэлектриках), но и системам с сильной связью (металл – металл, полупроводник – полупроводник). При определенных условиях дискретное зарождение со слоевым ростом островков возможно и при автоэпитаксии.

Можно привести большое количество примеров, которые свидетельствуют о том, что ставшее классическим разделение начальных стадий зарождения на механизмы Ван-дер-Мерве (послойный рост), Фольмера и Вебера (островковый рост) и Крастанова – Странского (островковый рост после образования одного или нескольких монослоев конденсата) не учитывает всего многообразия экспериментально наблюдаемых явлений. Кроме того, в теоретических моделях зарождения и роста островковых пленок остаются не до конца объясненными такие известные эффекты, как двухмодальное распределение зародышей-кластеров по размерам или аномально резкое уменьшение плотности насыщения зародышей при высоких температурах подложки. Поэтому вопрос о кинетических закономерностях зародышеобразования (кластерообразования) при вакуумной конденсации имеет более общее значение, чем это считалось ранее.

Стадии зарождения и роста островковых пленок наиболее детально, т.е. с учетом всех основных атомных процессов на поверхности кристалла, могут быть описаны системой кинетических уравнений скоростей. Впервые такого рода уравнения были применены Цинсмайстером [7], Венейблесом [8, 9] и усовершенствованы в ряде последующих теоретических работ [10 – 13]. Для получения аналитических решений кинетических уравнений использовались упрощающие предположения относительно степени пересыщения, критического размера зародыша, энергетических характеристик процесса зародышеобразования. Ограничение числа уравнений для получения аналитических решений исключало возможность расчета распределения кластеров в широком диапазоне размеров. Применение численных методов решения позволяет рассчитать кинетику роста кластеров от единиц до нескольких сотен атомов.

2.1. Система кинетических уравнений

При составлении кинетических уравнений скоростей образования и роста кластеров учитыва-

лись процессы диффузии и десорбции адсорбированных атомов, процессы образования кластеров на активных центрах зарождения (анионных и катионных вакансиях) и обычных местах адсорбции (образование стабильных пар), степень покрытия подложки. В предположении, что активные центры могут мигрировать по поверхности подложки, в систему кинетических уравнений добавляется член, учитывающий подвижность точечных дефектов кристаллической подложки и присоединение их к растущим кластерам.

Система уравнений, учитывающая вышеперечисленные процессы, записывается в виде

$$\frac{dN_1}{dt} = R(1-\theta) - 2\sigma D_1 N_1 N -$$

$$-2\sigma D_1 N_1 N_d - 4\sigma D_1 N_1^2 - \frac{N_1}{\tau_a};$$

$$\frac{dN_d}{dt} = -2\sigma D_d N_1 N - 2\sigma D_1 N N_d;$$

$$\frac{dN}{dt} = 2\sigma D_1 N_1 N + 2\sigma D_1 N_1^2, \qquad (2)$$

где N_1, N_d, N – плотности адсорбированных атомов незанятых активных центров и растущих кластеров соответственно; D_1 и D_d – энергии активации поверхностной диффузии адсорбированных атомов (адатомов) и активных центров; θ – степень покрытия подложки; σ – коэффициент захвата; τ_a – время жизни адатома до десорбции.

Численный расчет показывает, что плотность адатомов в течение процесса образования кластеров остается практически постоянной, и ее значение при малых степенях покрытия можно определить из первого уравнения: $N_1 \approx R\tau$, где τ – время жизни адатома до десорбции или захвата активным центром,

$$\tau = \left(\nu \exp\left(-\frac{E_a}{kT} \right) + 2\sigma D_1 N_{d0} \right)^{-1}. \qquad (3)$$

Здесь N_{d0} – начальная плотность активных центров (слабая зависимость плотности адатомов от времени обусловлена тем, что при образовании кластеров на активных центрах общее число ловушек для адатомов (активные центры плюс кластеры) изменяется незначительно); E_a – энергия активации десорбции адатомов. Плотность адатомов определяется равновесием между скоростью поступления атомов на подложку и скоростями десорбции и захвата адатомов активными центрами и растущими кластерами. Полагая плотность постоянной, можно получить аналитическое решение системы уравнений (2). Выражение для плотности насыщения кластеров N_s имеет вид

$$N_s = -N_{s1} + \sqrt{N_{s1}\left(N_{s1} + 2N_0\right)}, \qquad (4)$$

$$N_{s1} = N_1 \exp\left(\frac{E_d - E_1}{kT} \right), \qquad (5)$$

где E_1 и E_d – энергии активации поверхностной диффузии адатомов и активных центров соответственно.

2.2. Сравнение с экспериментом

Результаты расчетов сравнивались с зависимостью плотности насыщения островков Pd при вакуумной конденсации на MgO (001). В интервале температур 200 – 600 К плотность насыщения равнялась $3\cdot10^{12}$ см$^{-2}$ и не зависела от температуры. Постоянство N_s служит доказательством преимущественного образования кластеров на активных центрах – точечных дефектах кристаллической подложки. При температуре выше 600 К в интервале 600 – 800 К плотность насыщения резко уменьшалась (на два порядка величины).

Нами были взяты следующие значения параметров: E_1 и E_a принимались равными 0,2 и 0,8 эВ соответственно, плотность потока атомов палладия $R = 6\cdot10^{11}$ см$^{-2}$с$^{-1}$, $N_{d0} = 3\cdot10^{12}$ см$^{-2}$, $\nu = 3\cdot10^{12}$ с$^{-1}$. На рис. 5 представлены теоретические и экспериментальная зависимости плотности насыщения кластеров от температуры.

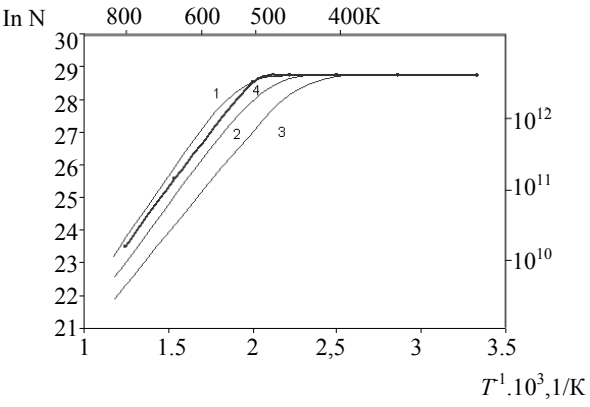


Рис. 5. Зависимость плотности насыщения N_s от температуры T для системы Pd/MgO: 1, 2, 3 – расчетные кривые для значений E_d = 1; 1.2; 1.3 эВ соответственно; 4 – экспериментальная кривая [14]

Вид конкретной кривой зависимости плотности насыщения от температуры определяется значениями энергий активации E_d, E_a и E_1. Температуре начала резкого уменьшения N (примерно 550 К) соответствует $E_d \geq 1.3$ эВ. Крутизна кривой зависит от соотношения всех трех энергий активации. Плотность насыщения не превышала начальной плотности активных центров N_{d0} в интервале температур 300 – 800 К при значениях $E_1 \leq 0.3$ эВ (на рис. 5 $N_{d0} = 3 \cdot 10^{12}$см$^{-2}$, как в эксперименте [15]). Следует отметить, что в предлагаемой модели подвижных активных центров плотность насыщения при высоких температурах в значительной мере определяется значением числа захвата σ.

Резкое уменьшение плотности насыщения при высоких температурах наблюдается при конденсации золота на вакуумных сколах NaCl и KCl и железа на MgO. В случае конденсации различных металлов (Pd и Fe) на одинаковых подложках (MgO(001)) графики зависимостей $N_s(T)$ практически одинаковы. В случае конденсации одного и того же металла на разных подложках (Au на NaCl и KCl или Ag на NaCl и KBr) в одинаковых условиях не совпадают как температуры, при которых начинается аномально резкое уменьшение N_s, так и крутизна кривых. Эти результаты дают основание предположить, что изменение свойств самой кристаллической подложки при повышении температуры может определять поведение ансамбля кластеров на ее поверхности.

2.3. Выводы

Причиной аномального уменьшения плотности насыщения кластеров при повышении температуры может быть захват мигрирующих по поверхности подложки вакансий растущими кластерами.

Резкое уменьшение плотности насыщения островков при конденсации на ионные кристаллы всегда сопровождается переходом к их эпитаксиальной ориентации относительно подложки, что свидетельствует о единой причине обоих эффектов.

3. Молекулярно-динамическое моделирование влияния вакансий на ориентацию кластеров Au на поверхности (111) CaF_2

3.1. Экспериментальные результаты

Эпитаксиальные островки золота, образующиеся при конденсации золота в вакууме 10^{-7} Па на взаимодополняющих сколах флюорита в области температур ориентированной кристаллизации (350–370°C), имеют преимущественную ориентацию (111)[1 $\bar{1}$0] Au || (111)[1 $\bar{1}$0] или [$\bar{1}$10] CaF_2. Установлено, что при росте эпитаксиальных островковых пленок в пределах сингулярных участков поверхности происходит дискриминация 180-градусной позиции «треугольных» (треугольных по основанию, а фактически пирамидальных) островков Au. В то же время для взаимодополняющих поверхностей характерна 180-градусная разориентация островков (рис. 6), т.е. ориентация островков меняется на противоположную. В пределах каждой поверхности в 180-градусной позиции находятся всего около 5% эпитаксиальных островков. Плотность островков на свободных от ступеней участках равнялась примерно $3 \cdot 10^{11}$ см$^{-2}$.

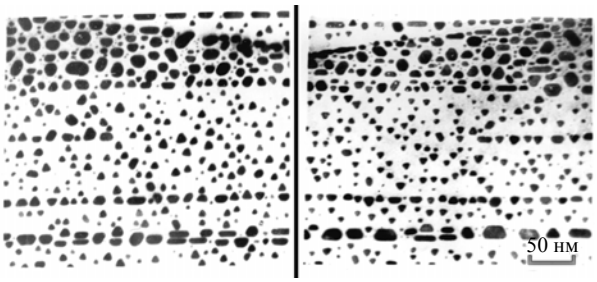


Рис. 6. Микрофотографии эпитаксиальных островков золота на взаимодополняющих поверхностях (111) флюорита [16]

3.2. Результаты МД моделирования и их анализ

Для объяснения наблюдаемого эффекта проведено МД моделирование процесса образования и роста металлических кластеров на анионных вакансиях и обычных узлах адсорбции. В качестве парного потенциала межатомного взаимодействия использовался потенциал Леннарда – Джонса:

$$\phi(r) = D \cdot \left[\frac{m}{n-m} \cdot \left(\frac{r_0}{r} \right)^n - \frac{n}{n-m} \cdot \left(\frac{r_0}{r} \right)^m \right], \quad (6)$$

где D – минимум (глубина) потенциала межатомного взаимодействия, n и m – параметры крутизны, r_0 – расстояние, соответствующее минимуму потенциала, r – расстояние между двумя взаимодействующими атомами. Равновесное расстояние r_0 для пар из различных атомов принималось равным сумме ионных радиусов. Отношение глубин потенциалов межатомного взаимодействия адатомов между собой (D_1) и адатомов с подложкой (D_2) варьировали в пределах 1/0.8…1/0.2. В расчётах учитывали взаимодействие атомов кластера с ближайшими 40 атомами трех плоскостей (111) флюорита, распола-

гающихся в последовательности F-Ca-F, с учетом того, что раскол происходил с разделением слоев фтора. Атомы подложки жестко фиксировали в пространстве.

При моделировании роста кластера поддерживалась температура 700 К, т.е. скорости атомов масштабировались в соответствии с этой температурой. После статической релаксации атомы располагались в локальных минимумах энергии на поверхности подложки. Затем следовал цикл молекулярной динамики, в течение которого атомы совершали 50 колебаний и могли занять новые места на подложке или в кластере. Далее к кластеру в случайном месте добавлялся новый атом, и описанные действия повторялись. В результате моделирования роста кластера на идеальной поверхности скола флюорита установлено, что он образуется исключительно в нормальной позиции «А» (рис. 7). Двойниковая (по отношению к CaF_2) позиция «В» оказывается энергетически невыгодной. Помещенный в эту позицию тетраэдрический кластер смещается на 1/6 $[\bar{1}2\bar{1}]$ CaF_2, т.е. в нормальную позицию.

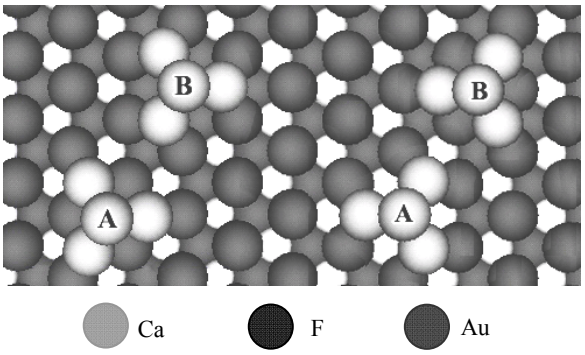


Рис. 7. Расположение четырехатомных кластеров Au на идеальной плоскости (111) CaF_2 в нормальной («А») и двойниковой позиции («В») (атомы Ca и F второго и третьего слоев частично перекрываются атомами второго и первого слоев)

Для расчёта энергии связи атомов в кластере тетраэдрический кластер золота помещался на идеальной (111) поверхности CaF_2 или на анионной вакансии. Энергия кластера в расчёте на один атом вычислялась после статической релаксации кластера в позиции «А». Для кластеров, помещённых в двойниковую позицию «В», расчёт энергии проводился без цикла статической релаксации, так как в результате его проведения кластер либо смещался в нормальную позицию «А», либо распадался на отдельные атомы.

В табл. 1 приведены результаты расчета относительного уменьшения энергии связи на один атом металла $(E_n - E_d)/E_n$ (где E_n и E_d – энергии связи на один атом в нормальной и двойниковой позициях соответственно) при переходе кластера от позиции «А» к «В» для различных значений глубины потенциала взаимодействия D_1/D_2. Приведённые значения энергии соответствуют параметрам крутизны $n = 3$ и $m = 6$. При больших значениях n и m (6 и 12 соответственно) разница в энергиях возрастает.

Таблица 1

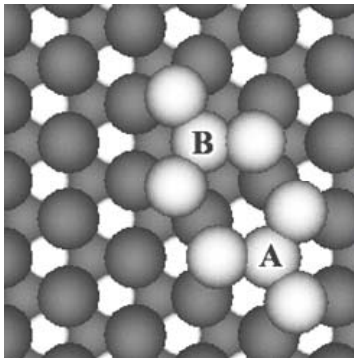
Относительная разница в энергии связи атома в кластере на идеальной подложке в нормальной и двойниковой позициях по отношению к CaF_2

D_1/D_2	$(E_n - E_d)/E_n$
1.0 / 0.8	0,1725
1.0 / 0.7	0,1701
1.0 / 0.6	0,1771
1.0 / 0.5	0,1631
1.0 / 0.4	0,1575
1.0 / 0.3	0,1489
1.0 / 0.2	0,1342

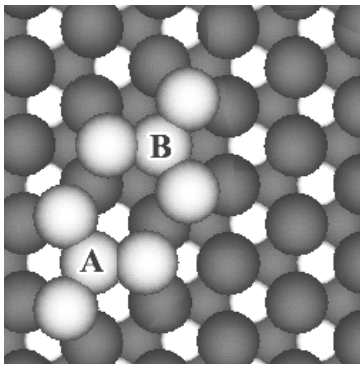
Но дискриминация двойниковой ориентации кластеров Au на идеальной плоскости (111) CaF_2 не объясняет наблюдаемую экспериментально дискриминацию 180-градусной позиции «треугольных» островков в пределах одной поверхности скола, поскольку расчеты показывают, что в нормальной позиции энергетически разрешены оба азимута (рис. 7). При расколе кристаллов CaF_2 неизбежно образование анионных вакансий в поверхностных слоях, поэтому имеется основание рассматривать зарождение кластеров на активных центрах конденсации – вакансиях. На рис. 8 показаны положения кластеров Au на анионных вакансиях в нормальной («А») и двойниковой («В») позициях.

В табл. 2 приведены значения относительной разницы в энергии связи атома в пятиатомном кластере золота в нормальной (E_n) и двойниковой (E_d) позициях для разных отношений глубин парных потенциалов взаимодействия атомов конденсата между собой и с атомами подложки. Из них следует, что зарождение на вакансии должно исключать образование азимутально разориентированных на 180° кластеров, поскольку одна позиция соответствует энергетически невыгодной двойниковой «В» ориентации.

Поэтому в реальном эксперименте образуются кластеры одной азимутальной ориентации в нормальной позиции «А». При переходе к взаимодополняющей поверхности ориентация кластеров изменяется на 180°, следуя за изменением ориентации потенциального рельефа в окрестности вакансии.



а)



б)

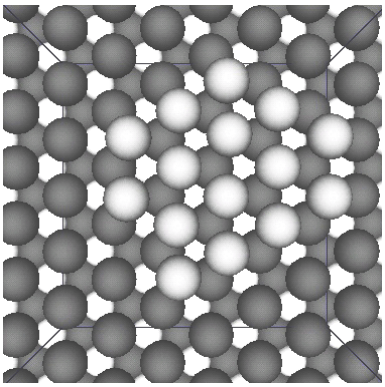
Рис. 8. Тетраэдрический кластер Au на вакансии фтора в нормальном («А») и двойниковом («В») положениях, а и б – взаимодополняющие поверхности

Таблица 2

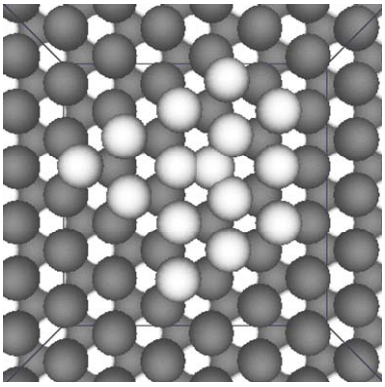
Относительная разница в энергии связи атома в пятиатомном кластере на анионной вакансии в нормальной и двойниковой позициях по отношению к CaF_2

D_1/D_2	$(E_n - E_d)/E_n$
1.0 / 0.8	0,1599
1.0 / 0.7	0,1575
1.0 / 0.6	0,1534
1.0 / 0.5	0,1481
1.0 / 0.4	0,1407
1.0 / 0.3	0,1299
1.0 / 0.2	0,1127

Представляет особый интерес эволюция формы растущих кластеров–островков. Как видно из рис. 6, островки сохраняют треугольную форму до линейного размера порядка 10 нм, что соответствует числу атомов в них $<10^3$. Моделирование роста кластеров, образовавшихся на идеальной подложке в позиции «А» (рис.9а) и на анионной вакансии (рис. 9б) показало, что до размера в 50 атомов первый слой кластера на вакансии сохраняет треугольную форму. При размерах кластеров более 50 атомов треугольная форма основания островков постепенно меняется на шестиугольную (рис. 9а). Влияние энергетического рельефа в окрестности вакансии на форму кластеров проявляется при отношении D_1/D_2 более 1/0,3. Сохранение треугольной формы кластерами больших размеров (островками) можно объяснить, если учесть, что количество точечных дефектов в межфазной границе кластер–подложка может увеличиваться по мере роста как за счет увеличения площади покрытия островком поверхности подложки, так и за счет захвата мигрирующих вакансий [17].



а)



б)

Рис. 9. Первый слой кластера, состоящего из 50 атомов: а – на идеальной поверхности, б – на анионной вакансии

3.3. Выводы

Наблюдаемая экспериментально дискриминация 180-градусной позиции «треугольных» островков золота на взаимодополняющих поверхностях (111) флюорита объясняется преимущественным зарождением кластеров на анионных вакансиях поверхности подложки и дискриминацией их двойниковой ориентации относительно плоскости (111) CaF_2.

Литература

1. *Иевлев В.М.* Структурные превращения в тонких пленках / В.М. Иевлев, Л.И. Трусов, В.А. Холмянский. – М. : Металлургия, 1988. – 326 с.

2. *Трофимов В.И.* Рост и морфология тонких пленок / В.И. Трофимов, В.А. Осадченко. – М. : Энергоатомиздат, 1993. – 272 с.

3. *Shvedov E.V.* Nucleus Saturation Density and Epitaxy in the Condensation of Metals on Alkali-Halide Crystals. I. Saturation Density / E.V. Shvedov, V.S. Postnikov, V.M. Ievlev // Phys. Stat. Sol. (a). – 1977. – V. 44. – Pp. 423 – 427.

4. *Shvedov E.V.* Nucleus Saturation Density and Epitaxy in the Condensation of Metals on Alkali-Halide Crystals. II. Oriented Growth of Islands / E.V. Shvedov, V.M. Ievlev // Phys. Stat. Sol. (a). – 1978. – V. 48. – Pp. 603 – 608.

5. *Постников В.С.* Кинетическая модель ориентированного роста зародышей при вакуумной конденсации / В.С. Постников, Е.В. Шведов, В.М. Иевлев // ФХОМ. – 1979. – № 1. – С. 77 – 82.

6. *Шведов Е.В.* 50200401486 Кластер. Программа / Е.В. Шведов, Д.В. Москалев // Информационный бюл. Алгоритмы и программы. – 2005. – № 4. 29.29 Физика атома и молекулы.

7. *Цинсмайстер Г.Дж.* Процессы роста и синтеза полупроводниковых кристаллов и пленок / Г.Дж. Цинсмайстер. – Новосибирск : Наука, 1975. – Ч. 1. – С. 11 – 16.

8. *Venables J.A.* Nucleation calculations in a pair-binding model / J.A. Venables // Phys. Rev. B. – 1987. – V. 36. – Pp. 4153 – 4162.

9. *Venables J.A.* Rate equation approaches to thin film nucleation kinetics / J.A. Venables // Phil. Mag. – 1973. – V. 27. – Pp. 697 – 738.

10. Island-size distribution in submonolayer epitaxial growth : Influence of the mobility of small clusters / M.S. Bartelt [et al.] // Phys. Rev. B. – 1996. – V. 53, №7. – Pp. 4099 – 4104.

11. *Bartelt M.S.* Island-size scaling in surface deposition process / M.S. Bartelt, M.C. Tringides, J.W. Evans // Phys. Rev. B. – 1993. – V. 47. – Pp. 13891 – 13894.

12. Adatom capture by arrays of two-dimensional Ag islands on Ag (100) / M.S. Bartelt [et al.] // Phys. Rev. B. – 1999. – V. 59, №4. – Pp. 3125 – 3134.

13. *Bales G.S.* Dynamics of irreversible island growth during submonolayer epitaxy / G.S. Bales, D.C. Chrzan // Phys. Rev. B. – 1994. – V. 50. – Pp.6057 – 6067.

14. Molecular-dynamic study of the structural rearrangements of Cu and Au clusters softly deposited on a Cu (001) surface / F.J. Papicios [et al.] // Phys. Revi. B. – 15 July 1999-II. – V. 60, №4. – Pp. 2908 – 2915.

15. *Трофимов В.И.* О центрах зародышеобразования золота на кристаллах NaCl / В.И. Трофимов, В.М. Лукъянович // ФТТ. – 1968. – Т. 10, № 6. – С. 1889 – 1891.

16. Ориентирующее влияние анионных вакансий на поверхности скола флюорита в процессе вакуумной конденсации золота / В.М. Иевлев [и др.] // Нелинейные процессы и проблемы самоорганизации в современном материаловедении : материалы V международной конференции. – Воронеж, 2004. – Т. 2. – С. 44 – 47.

17. Formation mechanism of adatom islands on FCC (111) substrates / Ya-Quiong Xu [et al.] // Journal of Physics D : Applies Physics. – 3 January 2001. – V. 34. – Pp. 1137 – 1142.

Статья поступила в редакцию 16 мая 2012 г.

ПРАВИЛА НАБОРА СТАТЕЙ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
«ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ»

Оптимальный объем статьи – 0,5–0,7 а.л. (5–6 стр.)

Редактор – Word 2003

Размер бумаги:	*Параметры страницы*:			
А4 – 210×297 мм	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 – прямой шрифт, латинские обозначения – *курсив*.

Рисунки предпочтительно создавать в Word, Excel, Visio для возможного их редактирования. Шрифт обозначений в рисунках – Times New Roman, № 9; цифры, русские и греческие надписи – прямой шрифт, латинские обозначения – *курсив*.
Каждый рисунок должен иметь краткое название, набранное 10-м шрифтом.

Формулы:
Табуляция: по центру ⊥ – 4 см, по правому краю ⌟ – 8 см.
Редактор формул – Equation 3.0 (Math Type).

Size (Размер)		**Написание символов**	
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*	русские, греческие – прямой шрифт
Subscript/Superscript (крупный индекс)	8 pt	векторы – со стрелкой наверху	матрицы – **прямой, полужирный**
Sub-Subscript/Superscript (мелкий индекс)	7 pt	**Примеры:** $\left\|\mathbf{W}_{\text{нас}}^{T}\mathbf{u}_i I\right\|$; $\vec{P}_{\text{п}} \le \gamma \dfrac{T_h\left(P_{E_{\text{доп}}} - P_{E_0}\right)}{\left(T_h - T_{\text{К}}\right)\left(P_{E_1} - P_{E_0}\right)}$	
Symbol	15,5 pt		
Sub-Symbol	13 pt		

Литература

1. *Иванов И.В.* Шрифт 10, *ФИО – курсив*, далее – по новому ГОСТу для библиографического описания.

Статья представляется в напечатанном (1 экз.) и электронном (MS WORD 2003 doc) виде с переводом на английский язык названия статьи, сведений об авторах, аннотации и ключевых слов, **Экспертным заключением** о возможности опубликования ее в открытой печати и **Рецензии** (рецензент должен иметь ученую степень).

Сведения об авторах: ФИО (полностью), ученая степень, занимаемая должность, место работы, контактные телефоны, e-mail.

Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
ОАО «Концерн «Созвездие», редакция журнала
«Теория и техника радиосвязи».
Тел. 252-13-59, 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: osp@sozvezdie.su