ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2013

Воронеж 2013

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. техн. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
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, доцент
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)
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 1/8 Уч.-изд. л. – 9,8
Тираж 200 экз. Заказ № 75
Подписано в печать 21.11.2013 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2013

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 4, 2013

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Обнаружение радиоволн на фоне коррелированного шума многоканальным обнаружителем-пеленгатором с произвольной антенной системой в условиях отсутствия информации о её характеристиках
М.Л. Артемов, Е.С. Соломко…… 5

Расширение частотного диапазона радиоприёмных устройств при использовании двух частот дискретизации
В.А. Маковий, С.А. Ермаков……. 11

Расчет параметров нелинейности в цифро-аналоговых трактах диапазона ДКМВ
В.А. Маковий, М.А. Евсеев…… 17

Алгоритм комплексной обработки информации в подсистеме навигационно-связной идентификации
С.С. Ткаченко, С.Л. Иванов, А.Ю. Трущинский……. 26

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Многокритериальный выбор маршрута в телекоммуникационных сетях
А.Л. Афанасьев, А.В. Гармонов, Г.А. Кащенко……..... 31

Распределение каналов на сети связи мобильных пунктов управления, функционирующих в условиях неопределенности и риска
А.Г. Кащенко, Г.А. Кащенко, Н.В. Стародубцев…… 40

Протоколы маршрутизации в мобильных самоорганизующихся сетях
В.Г. Маркин, А.Г. Рыжкова……. 48

Моделирование маршрутизации в беспроводной ячеистой сети, использующей простейшие адаптивные антенны
А.В. Стромов, Ю.Б. Нечаев, А.Д. Баев……. 57

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Особенности моделирования шумовых характеристик синтезаторов частот в приложении Hittite Microwave PLL Design & Analysis Tool
А.В. Гречишкин…… 64

Обоснование критерия оптимальности выбора частотных режимов в аналого-цифровых трактах программируемых радиоприёмных устройств
С.А. Ермаков…… 78

РАЗНОЕ

Плотность насыщения дискретных наноструктур на поверхности ионных кристаллов
Е.В. Асташова, В.П. Титова, Н.Л. Парфенова, Е.В. Шведов, Д.Б. Омороков…….. 83

К вопросу об отношении между классами сложности
П.В. Баранов…… 87

Модель системы управления разработкой продукции военного назначения в условиях кибервойны
В.В. Дудчак, М.С. Кузьмина, К.А. Мосоров, Я.М. Бредихина……..…. 91

Поддержка принятия решений оператором в условиях неопределенности
В.И. Павлов, Т.В. Аксенова. А.Ю. Головлева……. 96

УДК 537.86:519.2

ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОВОЛН НА ФОНЕ КОРРЕЛИРОВАННОГО ШУМА МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ В УСЛОВИЯХ ОТСУТСТВИЯ ИНФОРМАЦИИ О ЕЁ ХАРАКТЕРИСТИКАХ

М.Л. Артемов, д.т.н., доцент, зам. директора представительства ОАО «Концерн «Созвездие» – директор НТЦ «РЭБ и спецсвязь», e-mail: artemovml@mail.ru
Е.С. Соломко, вед. конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: ses27@yandex.ru

Разработан алгоритм обнаружения произвольного числа радиоволн многоканальным обнаружителем-пеленгатором с антенной системой произвольной конфигурации, работоспособный в условиях априорного отсутствия информации о характеристиках направленности элементов антенной системы. Проанализированы показатели эффективности алгоритма. Показано, что данный алгоритм является работоспособным в случае нескольких частотно-неразделимых плоских волн на фоне шума с произвольной матрицей корреляции.

Ключевые слова: *обнаружитель-пеленгатор, антенная система, априорная неопределенность, корреляционная матрица, опорная матрица, решающая статистика, характеристики обнаружения.*

DETECTION OF RADIO-WAVES AGAINST THE CORRELATED NOISE BY A MULTICHANNEL DETECTOR-DIRECTION FINDER WITH ANY ANTENNA SYSTEM IN THE CONDITIONS OF LACK OF THE INFORMATION ON ITS PERFORMANCES

M.L. Artemov, doctor of technical sciences, associate professor, deputy director of JSC «Sozvezdie «Concern» representative office – head of «EW and special communication» STC, e-mail: artemovml@mail.ru
E.S. Solomko, leading design engineer, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: ses27@yandex.ru

The algorithm of detection of any number of radio-waves by a multichannel detector-direction finder with antenna system of any configuration, efficient in the conditions of the aprioristic ignorance of directional characteristics of devices of antenna system is developed. Exponents of efficiency of algorithm are analysed. It is shown that the given algorithm is efficient in case of several frequency-inseparable plane waves against noise with any matrix of correlation.

Keywords: *a detector-direction finder, antenna system, the aprioristic uncertainty, a correlation matrix, the basic matrix, the decision statistic, detection performances.*

Введение

Обнаружение радиосигнала на фоне шума является одной из важнейших и актуальных задач радиотехники, решаемых в рамках проверки статистических гипотез. При проектировании измерительно-вычислительных систем цифровой обработки радиосигналов задача обнаружения является первостепенной, так как от характеристик обнаружителя во многом зависят показатели эффективности решения последующих задач, решаемых системой в целом.

Исследованиям в области обнаружения радиосигналов посвящены многочисленные монографии и учебные пособия, например известные фундаментальные работы [1–4]. В них проанализировано решение ряда классических задач оптимального обнаружения радиосигналов на фоне сложного шумового фона в условиях априорной неопределенности различного уровня. Однако на практике имеется ряд проблем реализации оптимальных алгоритмов обнаружения, связанных со многими факторами. Среди них можно отметить: несоответствие реальной сигнально-шумовой обстановки и её теоретической модели в разработанном алгоритме; большой объем вычислительных операций, необходимых для реализации алгоритма; большие временные затраты, связанные, например, с необходимостью обработки нескольких последовательных временных реализаций сигналов.

Вследствие этого возникает практическая необходимость в разработке быстродействующих алгоритмов обнаружения радиосигналов, практическая реализация которых требует сравнительно невысоких вычислительных затрат. При этом разрабатываемый алгоритм должен иметь сравнительно высокие показатели эффективности. Требования по быстродействию и вычислительной простоте в общем случае противоречат требованию по высокой эффективности, поэтому при разработке алгоритмов обнаружения необходимо найти компромисс между данными требованиями.

Некоторые вопросы совместного многоканального обнаружения и оценки параметров радиоволн в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки исследованы в работах [5–7]. В них разработаны оптимальные максимально правдоподобные алгоритмы обнаружения и оценивания параметров принимаемых радиоволн многоканальным обнаружителем-пеленгатором (ОП) при произвольной структуре матрицы корреляции гауссовского шумового фона [8] и в условиях априорной неопределенности различного уровня.

Однако техническая реализация многих известных алгоритмов на практике требует сравнительно высоких вычислительных и временных затрат, которые в ряде случаев являются неприемлемыми. Также для реализации оптимальных алгоритмов необходима априорная информация о характеристиках направленности антенной системы (АС) обнаружителя-пеленгатора в реальных условиях электродинамического взаимодействия элементов АС друг с другом и с объектами окружающего пространства. Ввиду априорного отсутствия информации о реальных характеристиках АС возникает практическая необходимость в разработке алгоритма многоканального обнаружения радиоволн многоканальным ОП с АС, характеристики которой неизвестны.

Цель настоящей работы – разработать алгоритм обнаружения радиоволн многоканальным обнаружителем-пеленгатором с антенной системой, характеристики которой априорно неизвестны, и проанализировать показатели эффективности алгоритма.

Постановка задачи

Предположим, что имеется ОП с N элементной АС, выходы которой подключены ко входам N-канального пеленгаторного антенного приемника с взаимно синфазными каналами, осуществляющими когерентный прием и цифровую регистрацию принимаемой радиоволны. Пусть имеется серия из R наблюдений одинаковой длительности T. После дискретного преобразования принимаемой временной реализации в каждом r-м измерении серии, $r=\overline{1,R}$, имеем N-элементный вектор $\dot{\mathbf{U}}^{(r)}$ измеренных комплексных амплитуд напряжений на выходах АС. Данный вектор можно представить в виде

$$\dot{\mathbf{U}}^{(r)} = \dot{E}_r \dot{\mathbf{H}}\left(\mathbf{k}_0\right) + \dot{\mathbf{n}}_r, \qquad (1)$$

где $\dot{\mathbf{H}}\left(\mathbf{k}\right)$ – неизвестный N-мерный комплексный вектор, элементы которого являются коэффициентами пропорциональности между комплексной амплитудой $\dot{E}_r$ напряженности поля радиоволны в фазовом центре АС и напряжениями на номинальных нагрузках, подключенных к выходам антенн [5]; $\mathbf{k}_0$ – единичный вектор истинного направления прихода радиоволны; $\dot{\mathbf{n}}_r$ – N-мерный гауссовский комплексный вектор шума, элементами которого являются комплексные центрированные гауссовские случайные величины с матрицей корреляции $\dot{\mathbf{K}}_r = \left\langle \dot{\mathbf{n}}_r \dot{\mathbf{n}}_r^{\mathrm{H}} \right\rangle$ размера $N \times N$; $\langle\cdot\rangle$ – оператор усреднения по вероятности; $\left(\cdot\right)^{\mathrm{H}}$ – знак эрмитова сопряжения.

Совокупность $\dot{\mathbf{U}}_1$, $\dot{\mathbf{U}}_2 \ldots \dot{\mathbf{U}}_R$ полученных во всех наблюдениях серии случайных векторов $\dot{\mathbf{U}}_r$ комплексных амплитуд напряжений на выходах антенн будем рассматривать в качестве наблюдаемых данных. Функция совместного распределения наблюдаемых данных есть функция правдоподобия [2], зависящая от вектора $\mathbf{k}_0$ направления прихода волны, величин комплексных амплитуд $\dot{E}_r$ поля в каждом измерении, а также от статистических характеристик случайных векторов $\dot{\mathbf{n}}_r$. Будем полагать, что статистические характеристики вектора шума остаются неизменными на протяжении всей серии измерений, и для одинаковых матриц корреляции $\dot{\mathbf{K}}_r$ введем обозначение $\dot{\mathbf{K}}$.

Тогда функции правдоподобия W_{γ_1} и W_{γ_0} для статистических гипотез соответственно наличия (гипотеза γ_1) и отсутствия (гипотеза γ_0) обнаруживаемой радиоволны в серии наблюдений имеют вид многомерных гауссовских плотностей вероятности, описываемых соотношениями

$$W_{\gamma_1}\left(\dot{\mathbf{U}}_1, \dot{\mathbf{U}}_2, ..., \dot{\mathbf{U}}_R \middle| \dot{\mathbf{E}}, \mathbf{k}\right) = \pi^{-NR} \left|\dot{\mathbf{K}}\right|^{-R} \exp\left[-\sum_{r=1}^{R} \left(\dot{\mathbf{U}}_r - \dot{E}_r \dot{\mathbf{H}}\left(\mathbf{k}\right)\right)^{\mathrm{H}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \left(\dot{\mathbf{U}}_r - \dot{E}_r \dot{\mathbf{H}}\left(\mathbf{k}\right)\right) \right], \qquad (2)$$

$$W_{\gamma_0}\left(\dot{\mathbf{U}}_1,\dot{\mathbf{U}}_2,...,\dot{\mathbf{U}}_R\right)=$$

$$=\pi^{-NR}\left|\dot{\mathbf{K}}\right|^{-R}\exp\left(-\sum_{r=1}^{R}\dot{\mathbf{U}}_r{}^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{U}}_r\right). \qquad (3)$$

Как показано в [5], правило максимально правдоподобного алгоритма обнаружения состоит в глобальной максимизации функции отношения правдоподобия по неизвестным параметрам принимаемой радиоволны (по $\mathbf{k}$ и $\dot{E}_r$, $r=\overline{1,R}$) и сравнения найденного максимума с порогом обнаружения. Порог выбирается в соответствии с критерием Неймана-Пирсона и обеспечивает постоянство ошибки первого рода. При этом в качестве решающей статистики обнаружения рассматривается величина

$$\Psi = M(\hat{\mathbf{k}}), \qquad (4)$$

где

$$\dot{\mathbf{W}}=\sum_{r=1}^{R}\dot{\mathbf{U}}_r\dot{\mathbf{U}}_r^{\mathrm{H}} \qquad (5)$$

– эрмитова матрица взаимных энергий напряжений (выборочная корреляционная матрица), усредненная по всем R измерениям серии, $M(\hat{\mathbf{k}})$ – значение пеленгационного рельефа в точке максимально правдоподобной оценки $\hat{\mathbf{k}}$ вектора направления прихода радиоволны [5]:

$$M(\mathbf{k})=\frac{\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\mathbf{k})\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\mathbf{k})}{\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\mathbf{k})\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{H}}(\mathbf{k})}. \qquad (6)$$

Следует отметить, что выражение (6) есть максимально правдоподобный пеленгационный рельеф для случая приема моногармонической волны. Можно показать, что в пренебрежении корреляцией различных гармонических составляющих узкополосного сигнала оптимальный пеленгационный рельеф представляет сумму рельефов (6) по каждой составляющей. Так как изменением векторной комплексной диаграммы направленности $\dot{\mathbf{H}}(\mathbf{k})$ в пределах полосы сигнала на практике можно пренебречь, то итоговый пеленгационный рельеф имеет вид правой части (6), в которой матрица $\dot{\mathbf{W}}$ является результатом суммы выборочных корреляционных матриц по всем гармоническим компонентам сигнала.

Практическая реализация данного алгоритма связана с некоторыми трудностями. *Во-первых*, данный алгоритм предполагает выполнение процедуры глобальной максимизации правой части (6) и нахождения максимально правдоподобной оценки направления прихода (пеленга) обнаруживаемой волны. Другими словами, необходимо запеленговать источник радиоизлучения и только после этого принять решение о наличии информации об обнаруживаемой радиоволне в наблюдаемых данных. *Во-вторых*, необходимо располагать информацией о характеристике АС $\dot{\mathbf{H}}(\mathbf{k})$ в реальных условиях, что требует учета электродинамического взаимодействия элементов АС с объектами окружающего пространства. Однако на практике данная информация отсутствует.

Алгоритм многоканального обнаружения

Как известно, любой алгоритм обнаружения основан на возможности учета различия в природе сигналов и шума. Применительно к рассматриваемой многоканальной измерительной системе можно сформулировать следующие требования к алгоритму обнаружения: разрабатываемый алгоритм должен использовать многоканальность системы, а его показатели эффективности должны быть инвариантны к направлению прихода радиоволны и неизвестным характеристикам АС.

Будем считать априорно известной матрицу $\dot{\mathbf{K}}$ корреляции шума. Структура данной матрицы определяется природой шумового вектора, описывающего в общем случае как внутренние шумы каналов приемника, так и внешние шумы эфира [8]. С учетом последнего равенства перепишем правую часть выражения (6) как

$$M(\mathbf{k})=\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\mathbf{k})\right], \qquad (7)$$

где введена нормированная эрмитова функциональная матрица

$$\dot{\mathbf{\Omega}}(\mathbf{k})=\frac{\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{H}}(\mathbf{k})\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\mathbf{k})\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}}{\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{H}}(\mathbf{k})\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\mathbf{k})\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\right]}, \qquad (8)$$

а произведение $\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{W}\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}$ в правой части (7) означает декорреляцию наблюдаемых данных, $\mathrm{Tr}(\cdot)$ – оператор следа матрицы. Обозначение $\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}$ нужно понимать в смысле тождественно выполняемого равенства $\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}=\dot{\mathbf{K}}^{-1}$ для несингулярных $\dot{\mathbf{K}}$.

Правило максимально правдоподобного многоканального обнаружения запишем как

$$\Psi_0 = \mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\hat{\mathbf{k}})\right] \geq h_0, \qquad (9)$$

где h_0 – порог обнаружения, выбираемый в соответствии с критерием Неймана–Пирсона.

Известно [2], что оптимальное одноканальное обнаружение сигнала на фоне гауссовского шума известной интенсивности предполагает необходимость перемножения принимаемого сигнала с некоторым опорным сигналом, последующее интегрирование мультипликативной смеси и сравнение выходного сигнала интегратора с пороговым уровнем обнаружения. Выражение (9) есть логарифм функции отношения правдоподобия, максимизированный по неизвестной амплитуде принимаемой радиоволны и зависящий от неизвестного направления ее прихода. Максимизация правой части (9) по векторному параметру $\mathbf{k}$ заключается в подборе некоторого $\hat{\mathbf{k}}$ – максимально правдоподобной оценки вектора направления прихода радиоволны, – при котором матрица (8) после подстановки в (9) обеспечит наибольшее значение логарифма отношения правдоподобия. Ввиду этого, по аналогии с принципами оптимального приема, назовем матрицу (8) – опорной матрицей многоканальной системы.

Опорная матрица $\dot{\mathbf{\Omega}}(\mathbf{k})$ является квадратной эрмитовой нормированной матрицей-проектором, то есть выполняются следующие равенства:

$$\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Omega}}(\mathbf{k})\right] = 1, \;\; \dot{\mathbf{\Omega}}(\mathbf{k})\dot{\mathbf{\Omega}}(\mathbf{k}) = \dot{\mathbf{\Omega}}(\mathbf{k}).$$

Аналогично тому, как при одноканальном обнаружении ввиду отсутствия информации о форме обнаруживаемого сигнала в качестве опорного используют принимаемый сигнал (так называемое энергетическое обнаружение [9]), в данном случае будем использовать вместо опорной матрицы $\dot{\mathbf{\Omega}}(\mathbf{k})$ следующую матрицу:

$$\dot{\mathbf{\Omega}}_0 = \frac{\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}}{\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\right)}. \qquad (10)$$

Полагая вектор шума в (1) нулевым, нетрудно показать, что при отсутствии шумов в каналах приемника матрица (8) есть оптимальная истинная опорная матрица:

$$\dot{\mathbf{\Omega}}_0 = \dot{\mathbf{\Omega}}\left(\mathbf{k}_0\right). \qquad (11)$$

С учетом (8), решающую статистику (7) представим в виде

$$\Psi = \mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right)\Big/\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right). \qquad (12)$$

Выражение (12) есть аналитическое представление решающей статистики многоканального энергетического обнаружителя неизвестных радиосигналов в условиях априорного отсутствия информации о характеристиках АС ОП.

Таким образом, правило многоканального обнаружения можно записать как

$$\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right)\Big/\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right) \geq h_0. \qquad (13)$$

Предположим, что шумовой вектор описывает лишь внутренние тепловые шумы каналов пеленгаторного приемника. Будем считать шумы различных каналов некоррелированными и имеющими одинаковую интенсивность. Тогда матрица корреляции имеет вид

$$\dot{\mathbf{K}} = \sigma^2\mathbf{I}, \qquad (14)$$

где σ^2 – дисперсия внутреннего теплового шума каналов приемника в полосе Δf.

В данном случае, согласно (12)–(13), решающая статистика и правило принятия решения примут вид

$$\Psi \geq h_0, \qquad (15)$$

где

$$\Psi = \sigma^{-2}\,\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{W}}\right)\Big/\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\right). \qquad (16)$$

Характеристики обнаружения

Проанализируем показатели эффективности алгоритма многоканального обнаружения (15). Представленные ниже графические зависимости получены по результатам имитационного моделирования разработанного алгоритма. Предполагалось, что антенная система обнаружителя-пеленгатора представляет собой N-элементную эквидистантную кольцевую антенную решетку из линейных идентичных невзаимодействующих вибраторов, имеющих единичную эффективность [5]. Выходы антенн подключены ко входам N-канального пеленгаторного приемника с взаимно синфазными каналами, внутренние тепловые шумы которых идентичны по интенсивности σ^2. Моделировалось падение плоских частотно неразделимых монохроматических радиоволн. По результатам се-

рии из R измерений комплексных амплитуд напряжений на нагрузках антенн формировалась величина $\Psi = \sigma^{-2}\,\mathrm{Tr}(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{W}})/\mathrm{Tr}(\dot{\mathbf{W}})$.

На рис. 1 представлена зависимость вероятности $P_{\text{ЛТ}}$ ложной тревоги многоканального энергетического обнаружителя от порогового уровня для семиэлементной антенной решетки ($N = 7$). Кривые 1–3 соответствуют числу накоплений в серии измерений $R = 3$, 5 и 7 соответственно.

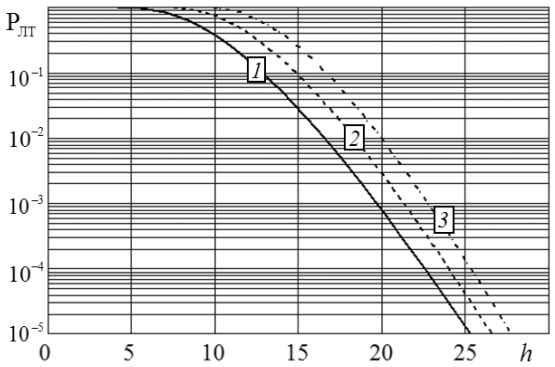


Рис. 1. Зависимость вероятности ложной тревоги от порога

Важным требованием к алгоритму обнаружения является его работоспособность в случае приема нескольких радиоволн. Исследования авторов настоящей работы показали, что разработанный алгоритм многоканального обнаружения является работоспособным и в данном случае. Так, на рис. 3 представлена полученная по результатам имитационного моделирования зависимость вероятности $P_{\text{ПС}}$ пропуска сигнала от параметра μ в случае приема двух (кривая 1) и трех (кривая 2) плоских монохроматических радиоволн, приходящих с различных направлений. Кривые построены при вероятности ложной тревоги $P_{\text{ЛТ}} = 10^{-3}$. В каждом эксперименте формировались радиоволны со случайными направлениями прихода и одинаковыми модулями амплитудам E_2 (в случае двух волн) либо E_3 (в случае трех волн) напряженности электрического поля. Величина μ численно принималась равной отношению $\mu = 2E_2^2/\sigma^2 = 3E_3^2/\sigma^2$. То есть при одном и том же значении μ сумма квадратов модулей двух волн (кривая 1) равна сумме квадратов модулей трех волн (кривая 2).

На рис. 2 представлена зависимость вероятности пропуска сигнала $P_{\text{ПС}}$ от параметра μ, измеренного в дБ. Данный параметр численно равен отношению квадрата модуля E_1^2 комплексной амплитуды электрического поля падающей радиоволны к дисперсии σ^2 внутреннего теплового шума каналов пеленгаторного приемника, то есть $\mu = E_1^2/\sigma^2$. Кривые 1–3 соответствуют вероятностям ложной тревоги $P_{\text{ЛТ}} = 10^{-2}$, 10^{-3} и 10^{-4} соответственно при числе накоплений $R = 3$.

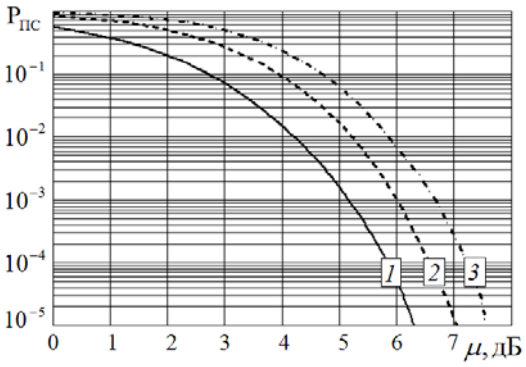


Рис. 2. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра μ

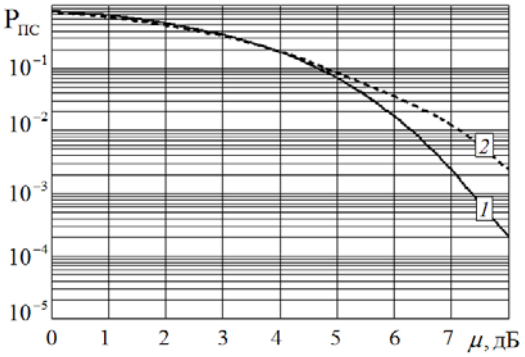


Рис. 3. Зависимость вероятности пропуска двух и трех сигналов от параметра μ

Анализ зависимостей на рис. 3 позволяет сделать вывод, что с ростом числа падающих радиоволн вероятность пропуска $P_{\text{ПС}}$ при прочих равных параметрах обстановки увеличивается. Это связано с тем, что предложенный алгоритм обнаружения (13) является квазиоптимальным алгоритмом обнаружения одной плоской радиоволны на фоне шума с произвольной матрицей корреляции. Для случая обнаружения-пеленгования нескольких частотно неразделимых волн решающее правило получено в работе

[10] и его структура отличается от используемой в настоящей работе. Иначе говоря, опорная матрица многосигнального алгоритма отличается от матрицы (10). Однако разработка алгоритма оценки опорной матрицы в многосигнальном случае требует информации о характеристиках направленности АС пеленгатора. Ввиду отсутствия данной информации использование опорной матрицы односигнального алгоритма в многосигнальном случае приводит к ухудшению его показателей эффективности, так как с ростом числа падающих волн интерференционная картина поля в области элементов АС все более отличается от поля одиночной плоской радиоволны. При бесконечном увеличении числа падающих волн картина поля в области элементов АС станет подобной полю излучения равномерно распределенных по сфере точечных источников эфирного шума [8], а вероятность пропуска сигналов устремится к единице.

На рис. 4 представлена зависимость вероятности пропуска сигнала $P_{\text{ПС}}$ от параметра μ для оптимального (кривая 1), описываемого выражениями (7)–(8), и предложенного в данной работе квазиоптимального (кривая 2) алгоритмов многоканального обнаружения. Видно, что априорное отсутствие информации о характеристиках направленности АС ОП приводит к проигрышу в показателях эффективности, количественно соответствующему представленным данным.

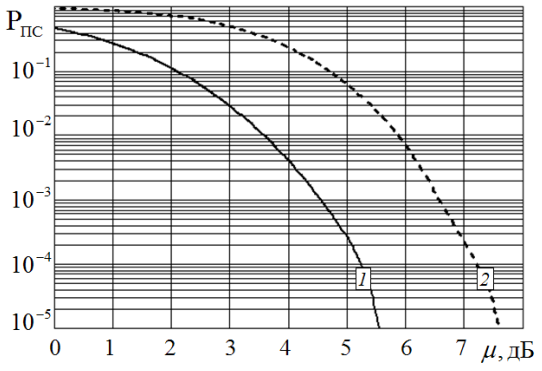


Рис. 4. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра μ для оптимального и квазиоптимального алгоритмов

Выводы

Таким образом, в настоящей работе предложен алгоритм обнаружения радиоволн многоканальным обнаружителем-пеленгатором в условиях априорной неопределенности относительно характеристик его антенной системы. Получена структура решающей статистики обнаружителя в случае произвольной матрицы корреляции шума. Структура решающего правила алгоритма является инвариантной к характеристике направленности многоэлементной антенной системы. Показано, что предложенный алгоритм является работоспособным в случае приема нескольких радиоволн с различными направлениями прихода. Однако с ростом числа падающих радиоволн вероятность пропуска $P_{\text{ПС}}$ при прочих равных параметрах обстановки увеличивается.

Литература

1. *Ван-Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции : пер. с англ. / Г. Ван-Трис. – М.: Наука, 1972. – Т. 1.

2. *Репин В.Г.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский. – М.: Сов. радио, 1977.

3. *Сосулин Ю.Г.* Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов / Ю.Г. Сосулин. – М.: Сов. радио, 1978.

4. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов [и др.]; под ред. П.А. Бакута – М.: Радио и связь, 1984.

5. *Дмитриев И.С.* Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации / И.С. Дмитриев, М.П. Сличенко // Антенны. – 2011. – №5. – С. 59–64.

6. Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и потока мощности радиоволны с помощью многоканального амплитудного радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации / М.Л. Артемов [и др.] // Антенны. – 2012. – № 5. – С. 10–18.

7. Синтез адаптивного алгоритма обнаружения-пеленгования моноимпульсным радиопеленгатором с антенной решеткой произвольной конфигурации / А.Д. Виноградов [и др.] // Антенны. – 2013. – № 5. – С. 43–52.

8. Особенности функционирования максимально правдоподобного алгоритма обнаружения и оценивания параметров плоской монохроматической радиоволны в условиях сложной помеховой обстановки / М.Л. Артемов [и др.] // Радиотехника. – 2013. – № 3. – С. 62–68.

9. *Urkowitz H.* Energy detection of unknown deterministic signals / H. Urkowitz // Proc. IEEE. – 1967. – V. 55. – P. 523.

10. Многосигнальный максимально правдоподобный алгоритм обнаружения и оценивания направлений прихода и амплитуды напряженности поля плоских монохроматических радиоволн с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации / А.Д. Виноградов [и др.] // Антенны. – 2012. – № 4. – С. 55–65.

Статья поступила в редакцию 11 сентября 2013 г.

УДК 621.391.23

РАСШИРЕНИЕ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ДВУХ ЧАСТОТ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., нач. НТУ, e-mail: Makovij@mail.ru
С.А. Ермаков, к.т.н., вед. конструктор, e-mail: versta9km@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложена оригинальная методика приема полезных сигналов в сплошном частотном диапазоне, перекрывающем более двух полос Найквиста, с максимально возможной избирательностью по побочным каналам приёма при использовании одной дополнительной частоты дискретизации.

Ключевые слова: *программируемое радиоприемное устройство, частота дискретизации, цифровая коррекция, полоса Найквиста, цифровая обработка сигналов, синтезатор частот, радиосвязь, побочный канал приёма, избирательность по побочным каналам приёма, аналого-цифровой тракт, полоса приёма.*

EXTENSION OF THE FREQUENCY RANGE OF RADIO RECEIVERS AT USE OF TWO SAMPLING RATES

V.A. Makovy, doctor of technical sciences, senior research fellow, head of scientific and technical board, e-mail: Makovij@mail.ru
S.A. Ermakov, candidate of technical sciences, leading designer, e-mail: versta9km@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The original technique of receiving useful signals in the continuous frequency range overlapping more than two Nyquist bands, with the greatest possible spurious selectivity is offered using one additional sampling rate.

Keywords: *software defined radio, sampling rate, digital correction, Nyquist band, digital signal processing, frequency synthesizer, radio communication, side-channel reception, spurious reception, analog-digital path, receiving band.*

С развитием цифровых технологий все большее внимание уделяется радиоприемным трактам, построенным с применением цифровой обработки сигналов (ЦОС), называемым в литературе SDR (software defined radio) [1]. Эта технология основывается на возможности оцифровки радиосигнала в реальном времени и последующей обработке программными или аппаратными цифровыми средствами – цифровыми сигнальными процессорами, ПЛИС и т.д. В программируемых радиоприёмных устройствах преобразование радиочастотного аналогового сигнала в цифровой сигнал осуществляется в аналого-цифровом тракте (АЦТ). В зависимости от частоты и ширины спектра принимаемого сигнала в приемнике может использоваться цифровая обработка как по радиочастоте, так и после переноса сигнала на фиксированную промежуточную частоту.

К преимуществам приемников прямого преобразования относятся малое энергопотребление и возможность размещения всех элементов в небольшом портативном устройстве. Классический принцип дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова позволяет путем оцифровки обрабатывать сигналы из диапазона частот от постоянной составляющей до половины частоты дискретизации.

Бурное развитие электронных систем обуславливает необходимость постоянного улучшения технических характеристик, расширения функциональных возможностей, уменьшения габаритов, энергопотребления и стоимости их отдельных элементов, в частности синтезаторов частот.

В работах [2–3] предложены методики приема сигналов в непрерывном диапазоне частот, перекрывающем несколько полос Найквиста, в основе которых лежит принцип смены частотных режимов работы АЦТ.

Время, требуемое для перестройки с одной частоты на другую, является критическим параметром, так как обычно не может быть использовано для приема или передачи сигнала. Новые поколения систем связи имеют большую пропускную способность, а значит, требуют все более высоких скоростей перестройки. Несмотря на все возрастающие требования к основным тех-

ническим характеристикам, ожидается снижение стоимости устройств, что, безусловно, влияет на выбор архитектурных и схемотехнических решений при проектировании.

Как известно, в результате дискретизации возникают побочные каналы приёма (ПКП). В АЦТ без преобразования частоты основными побочными каналами являются копии основного канала приёма (ОКП), расположенные в других полосах Найквиста. Избирательность по ПКП радиоприёмника с АЦТ без преобразования частоты определяется относительным затуханием в преселекторе на частотах ближайших к ОКП побочных каналов. Ближайший к ОКП ПКП с частотой, меньшей, чем $f_{\text{вх}}$ (нижний ПКП), будем обозначать ПКП_{LO}. Расстояние по частотной шкале между ОКП и ПКП_{LO}, или отстройку нижнего ПКП, обозначим $\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}$. Величина $\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}$ при $L_{\text{вх}} = 1, 2 \ldots$ [2] определяется как

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = f_{\text{вх}} - f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = \\ = 2 \cdot f_{\text{вх}} - f_d \cdot L_{\text{вх}}. \quad (1)$$

Ближайший к ОКП побочный канал, частота которого больше, чем $f_{\text{вх}}$ (верхний ПКП), будем обозначать ПКП_{HI}. Отстройку верхнего ПКП обозначим $\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}$ [2]:

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) = f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) - f_{\text{вх}} = \\ = f_d \cdot (L_{\text{вх}} + 1) - 2 \cdot f_{\text{вх}}, \\ L_{\text{вх}} = 0, 1, 2 \ldots \quad (2)$$

Как следует из методики измерения избирательности по ПКП [4], её величина определяется по наименьшему результату для всех возможных ПКП. Минимальное расстояние от ОКП до ПКП обозначим $\Delta f_{\text{ПКП min}}$:

$$\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}}) = \\ = \min\left(\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}), \Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}})\right). \quad (3)$$

В АЦТ существует максимально возможная частота дискретизации $f_{d\max}$, определяемая применённой элементной базой. Режим работы АЦТ с этой частотой дискретизации будем называть базовым, как и соответствующие ему полосы Найквиста L_b.

Базовый режим преобразования входного сигнала при $f_d = f_{d\max}$ будем обозначать как BL_b, где L_b – номер базовой полосы Найквиста, в которой расположен ОКП [2]:

$$L_b = \left[\frac{2 \cdot f_{\text{вх}}}{f_{d\max}}\right]. \quad (4)$$

Анализ функционирования АЦТ при дополнительных частотах дискретизации удобно проводить, используя понятие полосы приёма [2]. Полоса приёма L_r на частотной оси занимает промежуток

$$\left[\frac{(2 \cdot L_r - 1) \cdot f_{d\max}}{4} \ldots \frac{(2 \cdot L_r + 1) \cdot f_{d\max}}{4}\right), \\ L_r = 1, 2, 3 \ldots \quad (5)$$

Такое определение полосы приёма упрощает анализ и описание алгоритмов цифровой коррекции, обеспечивающих приём в непрерывном диапазоне частот. Номер полосы приёма по аналогии с номером полосы Найквиста может быть найден как

$$L_r = \left[\frac{2 \cdot f_{\text{вх}}}{f_{dc}} + \frac{1}{2}\right], \quad (6)$$

где L_r – номер полосы приёма;

f_{dc} – частота дискретизации в дополнительном режиме.

Частотный режим АЦТ, при котором аналого-цифровое преобразование входного радиочастотного сигнала осуществляется на дополнительной частоте дискретизации, будем называть дополнительным. Обозначать дополнительный режим будем $CL_r(M_N)$, где L_r – номер полосы приёма, в которой расположен ОКП при работе АЦТ в базовом режиме; M – порядковый номер используемой дополнительный частоты дискретизации в доступном ансамбле частот для каждой базовой полосы Найквиста L_b; N – количество дополнительных частот, доступных для каждой базовой полосы Найквиста. На рис. 1 отражено поведение функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ в полосе приёма $L_r = i$ при работе АЦТ в режимах $B(i-1)$ и Bi (график 1) и при работе АЦТ в режиме $Ci(1_1)$ (график 2).

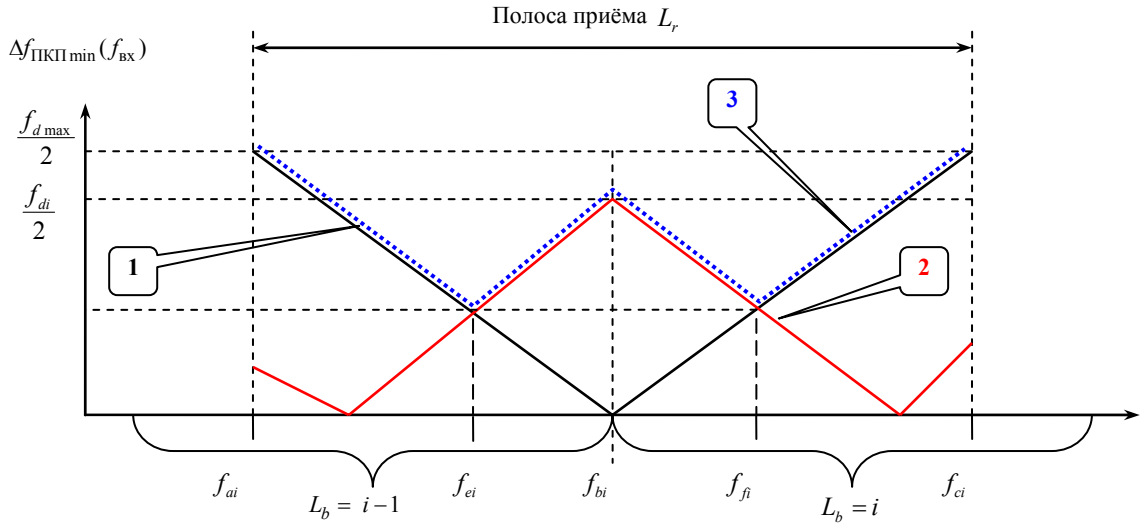


Рис. 1. Переходы между частотными режимами АЦТ в i-й полосе приёма при одной дополнительной частоте дискретизации

Как показано в [2], обеспечить оптимальное для заданных условий минимальное расстояние от ОКП до ПКП можно путем применения одной или нескольких дополнительных частот дискретизации в каждом интервале приема, что обуславливает необходимость использования перестраиваемых синтезаторов частот. Соответственно, скорость смены частотного режима напрямую определяется скоростью перестройки применяемого синтезатора частот.

Задача, решение которой рассматривается в настоящей статье, заключается в поиске методики определения одной дополнительной частоты дискретизации для всех полос приема, которая:

– обеспечит возможность приема полезных сигналов в сплошном частотном диапазоне, перекрывающем несколько полос Найквиста;

– позволит достичь максимально возможной для данных условий избирательности по побочным каналам приема;

– позволит минимизировать временные затраты на смену частотного режима АЦТ.

Для минимизации временных затрат на смену частотного режима предлагается модифицировать структурную схему радиоприёмного устройства с АЦТ без преобразования частоты с расширенным частотным диапазоном принимаемых сигналов, представленную в [2], путем замены n-входового коммутатора на ключ для переключения между двумя синтезаторами частот или опорными генераторами (рис. 2). Такой подход позволяет оптимизировать выбор элементной базы не по времени перестройки, а по другим параметрам, таким как стабильность, габариты, энергопотребление, стоимость и т.д.

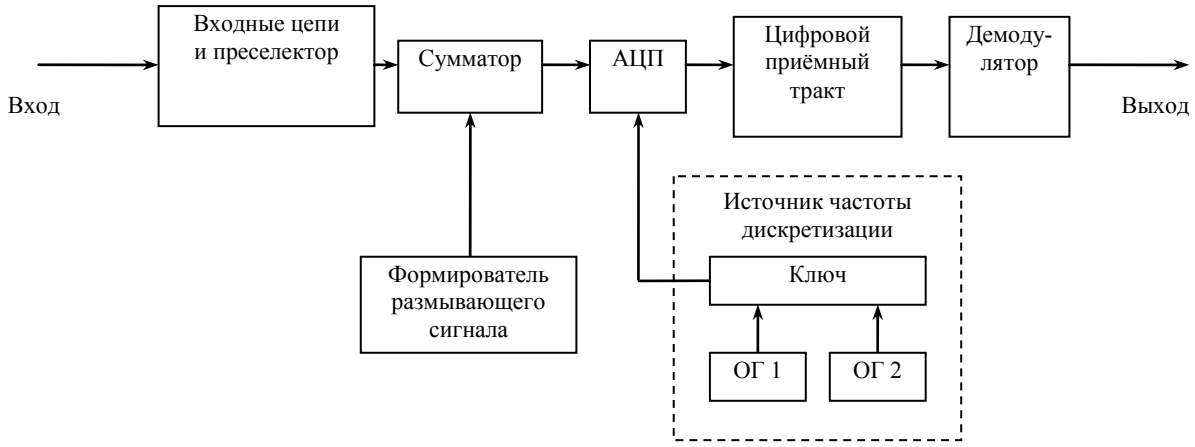


Рис. 2. Структурная схема радиоприёмного устройства с АЦТ без преобразования частоты с расширенным частотным диапазоном принимаемых сигналов и минимальным временем переключения частотных режимов

Пусть имеется два синтезатора частот или опорных генератора ОГ1 и ОГ2, которые обеспечивают генерацию основной ($f_{d\max}$) и дополнительной ($0 < f_{d1} < f_{d\max}$) частоты дискретизации.

Для первых двух полос Найквиста (первой полосы приема) выбор частотного режима, обеспечивающего максимально возможное минимальное расстояние от ОКП до ПКП, рассмотрен в [2].

Рассмотрим случай приема в частотном диапазоне, перекрывающем три и более полосы Найквиста, и рассчитаем оптимальное значение дополнительной частоты дискретизации, при котором минимальное расстояние от ОКП до ПКП будет максимально возможным при такой конфигурации.

Анализируя графики на рис. 1, можно сделать очевидный вывод о том, что расстояние от ОКП до ПКП при использовании дополнительной частоты дискретизации определяется точками пересечения соответствующих графиков функции $\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{\text{вх}})$ для частоты дискретизации $f_{d\max}$ и f_{d1} соответственно.

На основе формул (1) и (2) можно определить ординаты двух соответствующих точек пересечения графиков в зависимости от номера полосы приема и значения дополнительной частоты дискретизации:

$$G_{1_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, L_r) = \frac{f_{d1}(L_r + 1) - f_{d\max} L_r}{2}, \quad (7)$$

$$G_{2_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, L_r) = \frac{f_{d\max} L_r - f_{d1} L_r}{2}. \quad (8)$$

Тогда задачу можно переформулировать следующим образом: вычисление значения дополнительной частоты дискретизации f_{d1}, обеспечивающей максимально возможное минимальное расстояние от ОКП до ПКП при приеме в частотном диапазоне, перекрывающем более двух полос Найквиста, и формально представить в виде

$$\max_{f_{d1}} \left(\min \left(G_{1_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, L_r),\ G_{2_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, L_r) \right) \right)$$

$$\text{при } 1 \le L_r \le n, \quad (9)$$

где n – номер крайней полосы приема.

Рассмотрим графическую интерпретацию поставленной задачи для случая трех полос приема (рис. 3). Как следует из графика, минимальное расстояние от ОКП до ПКП достигает максимального значения в точке пересечения графиков $G_{1_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, 3)$ и $G_{2_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, 1)$. Таким образом, оптимальная в смысле (9) дополнительная частота дискретизации f_{d1} может быть найдена из условия $G_{1_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, 3) = G_{2_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, 1)$.

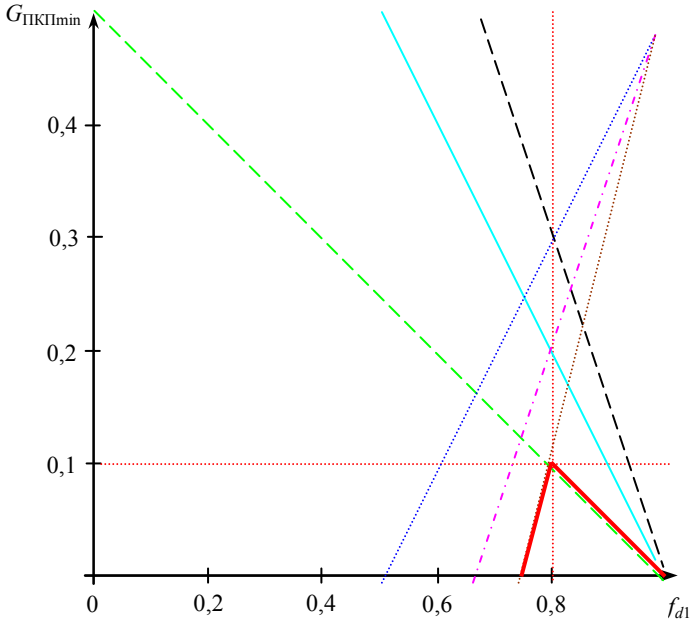


Рис. 3. Графическая интерпретация оптимизационной задачи по вычислению значения дополнительной частоты дискретизации f_{d1}, обеспечивающей максимально возможное минимальное расстояние от ОКП до ПКП

Анализ графика позволяет обобщить полученный результат на любое количество полос приема, и условием оптимальности дополнительной частоты дискретизации является уравнение

$$G_{1_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, n) = G_{2_{\text{ПКП}\min}}(f_{d1}, 1). \qquad (10)$$

Тогда оптимальную в смысле (9) частоту дискретизации можно вычислить по формуле

$$f_{d1} = \frac{n+1}{n+2} f_{d\max}. \qquad (11)$$

Обеспечиваемое в данном случае минимальное расстояние от ОКП до ПКП может быть вычислено по формуле

$$\Delta f_{\text{ПКП}\min} = \frac{1}{2(n+2)} f_{d\max}. \qquad (12)$$

Тогда по аналогии с методикой, предложенной в [2], могут быть вычислены точки смены частотного режима – частоты f_{ei} и f_{fi}.

f_{ei} – частота, на которой происходит смена частотного режима АЦТ $B(L_r - 1)$ (график 1 на рис. 1) на $CL_r(1_1)$ (график 2 на рис. 1). Величину f_{ei} найдём из условия равенства расстояния от ОКП до ПКП в режимах $B(L_r - 1)$ и $CL_r(1_1)$:

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) = \Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}). \qquad (13)$$

Для раскрытия левой части равенства, описывающего режим $B(L_r - 1)$, используем (1) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{ei}$, $f_d = f_{d\,max}$, $L_{\text{вх}} = L_r - 1$. Правую часть равенства (13) раскроем, применив (2) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{ei}$, $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d1}$ согласно (14). В результате равенство приобретает вид

$$f_{d\max} \cdot L_r - 2 \cdot f_{ei} = 2 \cdot f_{ei} - f_{d1} \cdot L_r. \qquad (14)$$

После преобразований получаем формулу для расчёта частоты f_{ei}:

$$f_{ei} = \frac{(2n+3) \cdot L_r \cdot f_{d\max}}{4(n+2)}. \qquad (15)$$

На частоте f_{ei} расстояние между ОКП и ближайшим к нему ПКП равно

$$\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{ei}) = \frac{L_r}{2(n+2)} f_{d\max}. \qquad (16)$$

f_{fi} – частота, на которой происходит смена частотного режима АЦТ $CL_r(1_1)$ (график 2 на рис. 1) на $B(L_r)$ (график 1 на рис. 1). Величину f_{fi} найдём из условия равенства расстояния от ОКП до ПКП в режимах $B(L_r)$ и $CL_r(1_1)$:

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = \Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}). \qquad (17)$$

Для раскрытия левой части равенства, описывающего режим $B(L_r)$, используем (1) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{fi}$, $f_d = f_{d\,max}$, $L_{\text{вх}} = L_r$. Правую часть равенства (17) раскроем, применив (2) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{fi}$, $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d1}$ согласно (14). В результате равенство приобретает вид

$$2 \cdot f_{fi} - f_{d\max} \cdot L_r = f_{d1} \cdot (L_r + 1) - 2 \cdot f_{fi}. \qquad (18)$$

После преобразований получаем формулу для расчёта частоты f_{fi}:

$$f_{fi} = \frac{L_r(2n+3) + n + 1}{n+2} \cdot \frac{f_{d\max}}{4}. \qquad (19)$$

На частоте f_{fi} минимальное расстояние между ОКП и ПКП составит

$$\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{fi}) = \frac{n+1-L_r}{n+2} \cdot \frac{f_{d\max}}{2}, \qquad (20)$$

Совпадение значений, рассчитанных по аналитическим выражениям (16) и (20), с результатом, полученным ранее для частного случая (рис. 3), подтверждает правильность расчёта частоты дискретизации в дополнительном режиме.

Ширину полосы частот, в которой тракт работает в дополнительном режиме в каждой полосе приема, найдём как разность (19) и (16):

$$\Delta f_c(L_r) = \frac{n+1}{n+2} \cdot \frac{f_{d\max}}{4}. \qquad (21)$$

Выводы

Применение двух частот дискретизации позволяет создавать АЦТ без преобразования частоты, способные принимать сигналы в широком и непрерывном диапазоне частот, охватывающем *n* полос Найквиста. В настоящей работе предложена оригинальная методика выбора частоты дискретизации для произвольной частоты входного сигнала, позволяющая обеспечить частотный разнос между ОКП и ПКП для произ-

вольной частоты приёма не менее $\frac{1}{2(n+2)}$ от максимальной частоты дискретизации в АЦТ. При этом обеспечивается высокая скорость перестройки частоты ОКП, что позволяет увеличить помехозащищённость радиолинии передачи информации.

Литература

1. *Pollin S.* Software Defined Radios: From Smart(er) to Cognitive / S. Pollin, M. Timmers, L. Van der Perre. – 1-st ed. – Springer, 2009. – 139 p.

2. *Маковий В.А.* Расширение частотного диапазона аналого-цифровых трактов методом цифровой коррекции / В.А. Маковий, С.А. Ермаков // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 3. – С. 59–66.

3. *Маковий В.А.* Выбор оптимальных частотных режимов в аналого-цифровых трактах программируемых радиоприёмных устройств / В.А. Маковий, С.А. Ермаков // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 3. – С. 52–58.

4. ГОСТ РВ 52225 – 2004 Радиоприёмники. Методы измерений и контроля характеристик частотной избирательности. – М.: Издательство стандартов, 2004. – 42 с.

Статья поступила в редакцию 30 сентября 2013 года

УДК 621.391.23

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНОСТИ В ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ТРАКТАХ ДИАПАЗОНА ДКМВ

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., нач. НТУ, e-mail: Makovij@mail.ru
М.А. Евсеев, конструктор, e-mail: z-e-u-s@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрено влияние нелинейности цифро-аналогового тракта (ЦАТ) на гармонические и интермодуляционные искажения при цифро-аналоговом преобразовании. Предложена методика расчета нелинейности тракта и получены выражения, позволившие определить уровни интермодуляционных составляющих любого порядка по известным коэффициентам полинома, описывающего нелинейность. Показано, что синтез полинома, описывающего нелинейность, можно провести по результатам измерения комбинационных составляющих.

Ключевые слова: *программно-определяемое радиосредство, SDR, цифро-аналоговый преобразователь, цифровая коррекция, интермодуляция, цифровая обработка сигналов, радиосвязь.*

CALCULATING PARAMETERS OF NONLINEARITY IN THE DIGITAL-ANALOG HF FRONT-END

V.A. Makovy, doctor of technical sciences, senior research fellow, head of scientific and technical board, e-mail: Makovij@mail.ru
M.A. Evseyev, designer, e-mail: z-e-u-s@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The influence of nonlinearity of an digital-analog path (DAC) on harmonic and intermodulation distortion at an digital-analog conversion is considered. A method for calculating the basic parameters of nonlinearity and expression, allowed us to estimate the level of the intermodulation products of any order. It is shown, that the synthesis of the corrective element is sufficient to know the parameters of non-linearity, which are calculated from the measured combinational components.

Keywords: *software-defined radio, SDR, digital-to-analog converter, digital correction, intermodulation, digital signal processing, radio communication.*

В передающих трактах для преобразования цифрового сигнала в радиочастотный используются цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). Аналоговый сигнал на выходе ЦАП помимо восстановленного полезного сигнала содержит шумы квантования, возникающие из-за конечного числа возможных выходных уровней, и помехи нелинейности, возникающие вследствие отклонения выходных уровней от номинальных значений из-за аппаратных ошибок и неточности изготовления элементов ЦАП [1]. Наиболее существенными характеристиками помех нелинейности, вносимых в преобразуемый сигнал, являются величина динамического диапазона и коэффициент гармоник. Величина динамического диапазона характеризует способность ЦАП осуществлять преобразование без привнесения дополнительных помех и определяется как отношение мощности сигнала к мощности помех на выходе преобразователя при наличии входного сигнала и отсутствии помех на входе. Предположим, что цифровой сигнал на входе ЦАП подвергается округлению до числа разрядов его входного кода. Выходной сигнал ЦАП $s(t)$ представим как сумму входного сигнала $s_d(t)$, ошибки квантования (округления) $q(t)$ и ошибки нелинейности $e(t)$:

$$s(t) = s_d(t) + q(t) + e(t). \qquad (1)$$

В случае линейного ЦАП $e(t) = 0$. Ошибка квантования представляется как аддитивная шумовая составляющая с мощностью P_q. Для любого сигнала при интервале Δ между выходными уровнями ЦАП её величина определяется аналогично мощности шума квантования в АЦП [2] $P_q = \frac{\Delta^2}{12}$. Динамический диапазон ЦАП с нулевой нелинейностью

$$D_{DAC} = \frac{3 \cdot A^2}{K_{\text{пф}}^2 \cdot 2^{-2m}}, \qquad (2)$$

где A – относительная амплитуда выходного сигнала ЦАП, $A \le 1$;

$K_{\text{пф}}$ – пикфактор выходного сигнала, равный отношению его амплитуды к среднеквадратическому значению;

m – количество двоичных разрядов ЦАП.

Нелинейный ЦАП представим в виде последовательного соединения ЦАП с нулевой нелинейностью и безынерционного нелинейного элемента (БНЭ), который изменяет величины выходных уровней линейного ЦАП (рис. 1). В реальных устройствах из-за технологического разброса элементов и воздействия различных дестабилизирующих факторов изменяются величины выходных уровней, соответствующие выходным кодам. Представление нелинейности ЦАП в виде последовательного соединения линейного ЦАП и БНЭ позволяет упростить анализ свойств помех нелинейности при сохранении полного функционального соответствия между реальным ЦАП и его эквивалентной схемой (моделью). Амплитудную характеристику БНЭ $f(s)$ представим в виде суммы линейной s и нелинейной $N(s)$ части:

$$f(s) = B(s + N(s)), \qquad (3)$$

где s – мгновенное значение входного сигнала НЭ;

B – коэффициент масштабирования сигнала.

Коэффициент масштабирования B выбираем равным 1, поскольку при нулевой нелинейности НЭ не должен изменять проходящий через него сигнал.

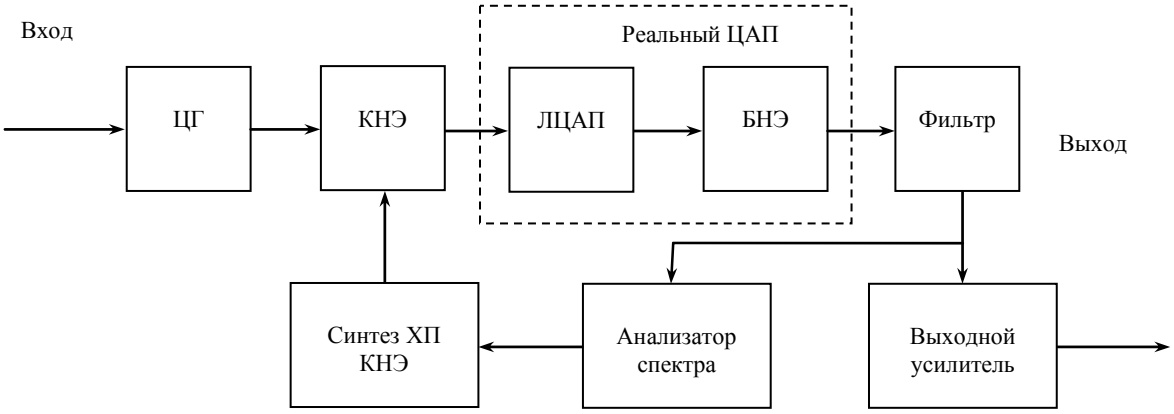


Рис.1. Эквивалентная схема цифро-аналогового тракта (ЦАТ) с коррекцией нелинейности ЦАП

Функция преобразования m-разрядного ЦАП полностью определяется $N = 2^m$ точками, поскольку каждому выходному уровню соответствует одно значение характеристического полинома (ХП) $f(s)$. Следовательно, $f(s)$ может быть описана интерполяционным полиномом Лагранжа [3], который проходит через N заданных точек и является полиномом степени $N-1$, причём такой полином единственный. Тогда $f(s)$ может быть записана в виде суммы

$$f(s) = b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2 + b_3 \cdot s^3 + b_4 \cdot s^4 + \\ + b_5 \cdot s^5 + \ldots = b_0 + \sum_{j=1}^{n} b_j \cdot s^j, \qquad (4)$$

где b_n – коэффициент интерполяционного полинома, $n = N - 1$. Докажем достаточность описания $f(s)$ полиномом степени $N-1$. Предположим, что $f(s)$ описывается полиномом степени $k > N-1$, совпадающим с полиномом степени $N-1$ в точках, соответствующих выходным уровням ЦАП. Но таких полиномов существует бесконечно много, а ХП конкретного ЦАП единственный, следовательно, и соответствующая ему $f(s)$ единственная. При интерполяции по N точкам это возможно при использовании полинома степени $N-1$.

Известно применение для контроля и измерения нелинейности амплитудной характеристики ЦАТ (рис. 1) одночастотного гармонического сигнала [4]. Одночастотный метод предусматривает измерение гармонических составляющих и синтез ХП корректирующего нелинейного элемента (КНЭ). В случае ЦАТ, представленного на рис. 1, гармонические составляющие, возни-

кающие в БНЭ ЦАП, могут не полностью попадать в полосу пропускания восстанавливающего фильтра, установленного на выходе ЦАП (рис. 1). При одночастотном методе измерения на частоту используемого измерительного сигнала накладываются ограничения, обусловленные необходимостью прохождения значительного числа гармоник через измеряемый тракт. Как правило, передающие ЦАТ ДКМВ диапазона рассчитываются таким образом, чтобы вторая гармоника радиочастотного сигнала не попадала в полосу пропускаемых сигналов. В силу этого применение одночастотного метода измерения нелинейности амплитудной характеристики тракта и нахождение коэффициентов полинома $f(s)$ (4) ЦАТ диапазона ДКМВ ограничены. В приёмных цифро-аналоговых трактах для измерения динамического диапазона по интермодуляции используется бигармонический сигнал [4].

Для измерения нелинейности амплитудной характеристики ЦАТ в условиях ограниченной полосы пропускания предлагается оригинальная методика, основанная на использовании в качестве измерительного сигнала бигармонического воздействия вида

$$\begin{aligned} \mathrm{s}(t) &= A_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2) = \\ &= A_1 \cos(\psi_1) + A_2 \cos(\psi_2), \end{aligned} \quad (5)$$

где ω_1, ω_2 – частоты сигнала цифрового генератора (ЦГ),

ψ_1, ψ_2 – полные фазы бигармонического колебания.

В результате прохождения сигнала (5) через БНЭ (рис. 1), амплитудная характеристика которого описана уравнением (4), возникают комбинационные составляющие, частоты которых определяются как $l \cdot \psi_1 \pm k \cdot \psi_2$, где l и k – натуральные числа, причем $l + k \le n$. Сумму $l + k = m$ будем называть порядком комбинационной составляющей.

Введем обозначения для спектральных составляющих выходного сигнала ЦАТ:

s_{k+l} – комбинационная составляющая с частотой $l \cdot \psi_1 + k \cdot \psi_2$;

s_{k-l} – комбинационная составляющая с частотой $l \cdot \psi_1 - k \cdot \psi_2$;

s_l – гармоника компоненты сигнала с частотой $l \cdot \psi_1$;

s_k – гармоника компоненты сигнала с частотой $k \cdot \psi_2$;

s_0 – постоянная составляющая на выходе БНЭ.

Целью работы является получение аналитических выражений, позволяющих найти все возможные комбинационные и гармонические составляющие по известным полиномиальным коэффициентам b_j без применения преобразования Фурье. Для лучшего понимания и простоты сравнения уровней продуктов нелинейности приведем двухтоновый испытательный сигнал к амплитуде $A_1 = A_2 = A$. Измерительный сигнал (5) на выходе БНЭ (4) принимает следующий вид:

$$s_f = b_0 + \sum_{\mathrm{j}=1}^{n} b_{\mathrm{j}} \cdot A^j \cdot \left(\cos(\psi_1) + \cos(\psi_2)\right)^j. \quad (6)$$

Выражение $\left(\cos(\psi_1) + \cos(\psi_2)\right)^j$, стоящее под знаком суммы в (6), можно представить в виде

$$\begin{aligned} &\left(\cos(\psi_1) + \cos(\psi_2)\right)^j = \\ &= 2^j \cdot \cos\left(\frac{\psi_1 + \psi_2}{2}\right)^j \cos\left(\frac{\psi_1 - \psi_2}{2}\right)^j. \end{aligned} \quad (7)$$

Косинус в произвольной степени j в (7) представим в виде суммы косинусов кратных углов [5]. Для чётных степеней j

$$\cos^j(x) = \frac{1}{2^{j-1}} \left(\sum_{k=0}^{\frac{j-2}{2}} \left[C_j^k \cdot (\cos(j-2k)x) \right] + \frac{1}{2} \cdot C_j^{\frac{j}{2}} \right), \quad j = 2,4,\ldots. \quad (8)$$

Для нечётных степеней j

$$\cos^j(x) = \frac{1}{2^{j-1}} \left(\sum_{k=0}^{\frac{j-1}{2}} C_j^k \cdot \cos(j-2k)x \right), \quad j = 1,3,\ldots. \quad (9)$$

Гармоническая функция, возведенная в степень, раскладывается по формуле кратных углов (8), (9), используя биноминальное распределение. Следовательно, уровни гармоник и комбинаций сигнала (6), помимо амплитуды входного воздействия и коэффициентов полинома БНЭ, определяются произведением сочетаний без повторения. Заметив эту особенность, составим

табл. 1. В таблице содержимое каждого столбца j есть разложение j-го члена суммы (6) на косинусы кратных углов в соответствии с (8) или (9). Табл. 1 составлена также с учетом свойства двойной симметрии комбинаций [4], то есть комбинации одного порядка вида s_{k+l}, s_{k-l}, s_{l-k}, s_{l+k} имеют одинаковую амплитуду. Во втором элементе каждого столбца содержится общий множитель элементов, содержащихся в строке. Далее в каждом столбце в соответствии с индексом строки m находятся коэффициенты при косинусах соответствующих комбинаций $l\psi_1 \pm k\psi_2$. Суммой каждого столбца табл. 1, с учетом свойства двойной симметрии, является представление члена суммы j-го порядка. Например, столбец $j = 3$ соответствует следующему представлению 3-го члена суммы:

$$b_3 \cdot A^3 \cdot \left(\cos(\psi_1) + \cos(\psi_2)\right)^3 =$$

$$= \frac{A^3}{2^2} \cdot b_3 \cdot (C_3^3 \cdot C_3^0 \cdot \cos(3\psi_1) + C_3^3 \cdot C_3^0 \cdot \cos(3\psi_2) +$$

$$+ C_3^2 \cdot C_3^0 \cdot \cos(2\psi_1 + \psi_2) + C_3^2 \cdot C_3^0 \cdot \cos(2\psi_1 - \psi_2) +$$

$$+ C_3^2 \cdot C_3^0 \cdot \cos(\psi_1 + 2\psi_2) + C_3^2 \cdot C_3^0 \cdot \cos(\psi_1 - 2\psi_2) +$$

$$+ C_3^2 \cdot C_3^1 \cdot \cos(\psi_1) + C_3^2 \cdot C_3^1 \cdot \cos(\psi_2)). \quad (10)$$

Таблица 1

Коэффициенты представления степеней произведения косинусов косинусами сумм кратных углов

m	j	0	1	2	3	4	5	6	…	n
		b_0	$\frac{A}{2^0} \cdot b_1$	$\frac{A^2}{2^1} \cdot b_2$	$\frac{A^3}{2^2} \cdot b_3$	$\frac{A^4}{2^3} \cdot b_4$	$\frac{A^5}{2^4} \cdot b_5$	$\frac{A^6}{2^5} \cdot b_6$		$\frac{A^n}{2^{n-1}} \cdot b_n$
0	s_0	$C_0^0 \cdot C_0^0$		$C_2^1 \cdot C_2^1$		$C_4^2 \cdot C_4^2$		$C_6^3 \cdot C_6^3$		$C_n^{\frac{n}{2}} \cdot C_n^{\frac{n}{2}}$
1	s_1		$C_1^1 \cdot C_1^0$		$C_3^2 \cdot C_3^1$		$C_5^3 \cdot C_5^2$			$C_n^{\frac{n-1}{2}+1} \cdot C_n^{\frac{n-1}{2}}$
2	s_{1+1}			$C_2^1 \cdot C_2^0$		$C_4^2 \cdot C_4^1$		$C_6^3 \cdot C_6^2$		$C_n^{\frac{n-1-1}{2}+1} \cdot C_n^{\frac{n-1-1}{2}}$
2	s_2			$C_2^2 \cdot C_2^0$		$C_4^3 \cdot C_4^1$		$C_6^4 \cdot C_6^2$		$C_n^{\frac{n-2}{2}+2} \cdot C_n^{\frac{n-2}{2}}$
3	s_{2+1}				$C_3^2 \cdot C_3^0$		$C_5^3 \cdot C_5^1$			$C_n^{\frac{n-2-1}{2}+2} \cdot C_n^{\frac{n-2-1}{2}}$
3	s_3				$C_3^3 \cdot C_3^0$		$C_5^4 \cdot C_5^2$			$C_n^{\frac{n-3}{2}+3} \cdot C_n^{\frac{n-3}{2}}$
4	s_{3+1}					$C_4^3 \cdot C_4^0$		$C_6^4 \cdot C_6^1$		$C_n^{\frac{n-3-1}{2}+3} \cdot C_n^{\frac{n-3-1}{2}}$
4	s_{2+2}					$C_4^2 \cdot C_4^0$		$C_6^3 \cdot C_6^1$		$C_n^{\frac{n-2-2}{2}+2} \cdot C_n^{\frac{n-2-2}{2}}$
4	s_4					$C_4^4 \cdot C_4^0$		$C_6^5 \cdot C_6^1$		$C_n^{\frac{n-4}{2}+4} \cdot C_n^{\frac{n-4}{2}}$
5	s_{4+1}						$C_5^4 \cdot C_5^0$			$C_n^{\frac{n-4-1}{2}+4} \cdot C_n^{\frac{n-4-1}{2}}$
5	s_{3+2}						$C_5^3 \cdot C_5^0$			$C_n^{\frac{n-3-2}{2}+3} \cdot C_n^{\frac{n-3-2}{2}}$
5	s_5						$C_5^5 \cdot C_5^0$			$C_n^{\frac{n-5}{2}+5} \cdot C_n^{\frac{n-5}{2}}$
	…									
m	s_{l+k}									$C_n^{\frac{n-l-k}{2}+l} \cdot C_n^{\frac{n-l-k}{2}}$

Сумма каждой строки табл. 1 – это уровень соответствующей частотной составляющей, например, при описании характеристическим полиномом степени $n = 6$ комбинация 3-го порядка будет иметь амплитуду

$$s_{2+1} = C_3^2 \cdot C_3^0 \cdot \frac{A^3}{2^2} \cdot b_3 + C_5^3 \cdot C_5^1 \cdot \frac{A^5}{2^4} \cdot b_5. \quad (11)$$

Результат прохождения сигнала (5) через ЦАТ, рис. 1, $s_f(\psi) = f(A\cos\psi)$ представим в виде ряда Фурье с ограниченным числом членов:

$$s_f(\psi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{l+k=1}^{n} a_{l,k} \cdot \cos(l \cdot \psi_1 + k \cdot \psi_2). \quad (12)$$

Число членов ряда для каждого из коэффициентов Фурье a_{l+k} при известном порядке интерполирующего полинома n обозначим как $L_{l,k}$. Тогда

$$L_{l,k} = \left\lfloor \frac{n-l-k}{2} \right\rfloor + 1, \quad 0 \le l+k \le n, \quad (13)$$

коэффициент Фурье с номером комбинации l, k представим в виде ограниченного ряда

$$a_{l,k} = \sum_{j=0}^{\left\lfloor \frac{n-l-k}{2} \right\rfloor} F_{l+k,(l+k+2j)} \cdot b_{(l+k+2j)} \cdot A^{(l+k+2j)}, \quad (14)$$

где $l + k + 2j$ – индекс члена ряда,

$F_{l+k,(l+k+2j)}$ – коэффициент при члене ряда с индексом $l + k + 2j$, образующего коэффициент Фурье. Сравнив полученное выражение (14) с содержимым m-й строки табл. 1, легко получить выражение для расчёта коэффициентов $a_{l,k}$ при произвольной степени порождающего полинома n:

$$a_{l,k} = \sum_{j=0}^{\left\lfloor \frac{n-l-k}{2} \right\rfloor} \frac{C_{l+k+2j}^{l+j} \cdot C_{l+k+2j}^{j}}{2^{l+k+2j-1}} \times \times b_{(l+k+2j)} \cdot A^{(l+k+2j)}, \quad (15)$$

где l, k – номер коэффициента Фурье, $0 < l + k \le n$;

n – степень порождающего полинома;

b – коэффициент при соответствующей степени порождающего полинома (2).

Коэффициент a_0 может быть найден по формуле

$$a_0 = 2b_0 + \sum_{j=1}^{\left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor} \frac{c_{2j}^{j}}{2^{2j-2}} \cdot b_{(2j)} \cdot A^{(2j)}. \quad (16)$$

Таким образом, доказано, что уровни гармонических и комбинационных составляющих на выходе БНЭ, описанного ХП, можно рассчитать без применения преобразования Фурье. При этом значительно уменьшается вычислительная сложность задачи. Полученные формулы устанавливают связь между коэффициентами полинома конечного порядка, описывающего нелинейность тракта, и уровнями спектральных составляющих на выходе при бигармоническом воздействии на вход ЦАТ.

Результат прохождения бигармонического измерительного сигнала через БНЭ представлен графически на рис. 2.

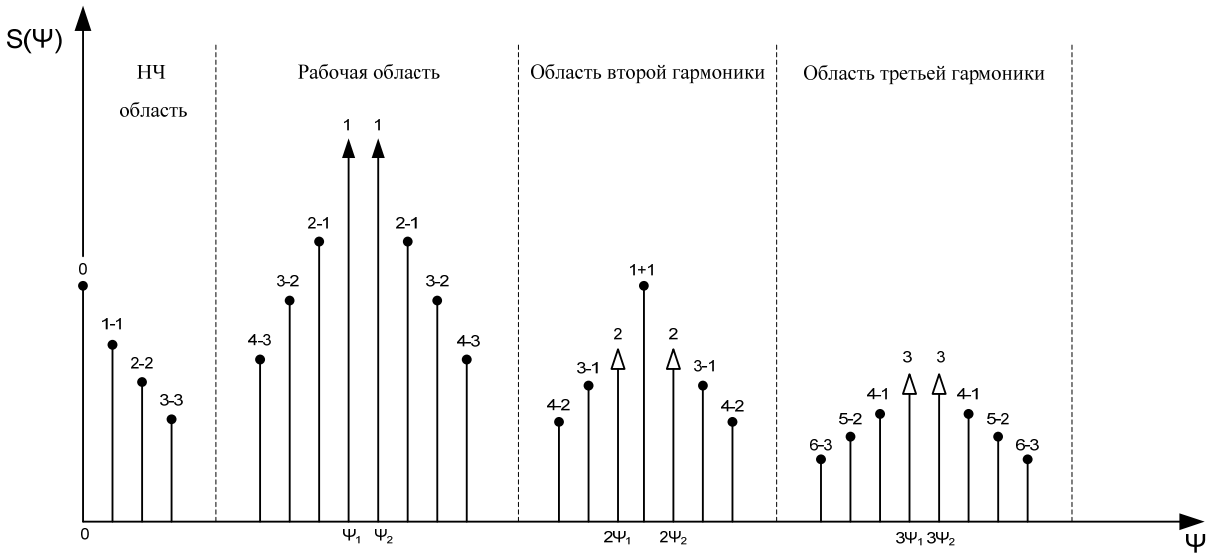


Рис. 2. Спектр выходного сигнала БНЭ при бигармоническом сигнале на входе

Фильтр на рис. 1 выделяет полосу рабочих частот, куда помимо полезного сигнала попадают комбинационные составляющие $l\psi_1 \pm k\psi_2$, причем $|l-k|=1$. Для коррекции этих спектральных составляющих достаточно знать нечетные полиномиальные коэффициенты b_j БНЭ. Поставим задачу рассчитать их, зная уровни только тех комбинационных составляющих $a_{l,k}$ измерительного сигнала (5), которые попадают в область рабочих частот, т.к. точно измерить гармоники сигнала вне рабочей полосы не представляется возможным из-за наличия в ЦАТ частотно-избирательных цепей.

Хорошим математическим инструментом для решения подобных задач служит применение полиномов Чебышева первого рода

$$T_n(s)=\cos\left(n\cdot\arccos(s)\right). \quad (17)$$

При $n>0$ полином Чебышева первого рода представим в виде степенного ряда [5]

$$T_i(s)=\sum_{m=0}^{\left\lfloor\frac{n}{2}\right\rfloor}\left[(-1)^m\frac{i}{2}\cdot\frac{(i-m-1)!}{m!(i-2m)!}(2s)^{i-2m}\right]. \quad (18)$$

Коэффициенты порождающего полинома b_j при известных уровнях гармонических составляющих при односигнальном воздействии на БНЭ определяются по формуле на основе полиномов Чебышева [4]:

$$b_j\cdot s^j=(2s)^j\times$$
$$\times\sum_{m=0}^{\left\lfloor\frac{n-j}{2}\right\rfloor}(-1)^m a_{j+2m}\frac{(j+2m)}{2}\cdot\frac{(j+m-1)!}{m!\cdot j!}. \quad (19)$$

Коэффициенты Фурье при односигнальном воздействии на порождающий полином (4) определяются известной формулой [4]

$$a_i=\sum_{j=0}^{\left\lfloor\frac{n-i}{2}\right\rfloor}\frac{C_{i+2j}^j}{2^{i+2j-1}}\cdot b_{(i+2j)}\cdot A^{(i+2j)}. \quad (20)$$

Сравним выражения (14) и (19) для составляющих одного порядка, т.е. при $i=l+k$

$$\sum_{j=0}^{\left\lfloor\frac{n-l-k}{2}\right\rfloor}\frac{C_{l+k+2j}^{l+j}\cdot C_{l+k+2j}^{j}}{2^{l+k+2j-1}}\cdot b_{(l+k+2j)}\cdot A^{(l+k+2j)}=$$
$$=\sum_{j=0}^{\left\lfloor\frac{n-(l+k)}{2}\right\rfloor}\frac{C_{(l+k)+2j}^{j}\cdot x}{2^{(l+k)+2j-1}}\cdot b_{((l+k)+2j)}\cdot A^{((l+k)+2j)}. \quad (21)$$

Порядок суммы в левой и правой частях равенства (21) совпадает, следовательно, можно сократить множители и переписать выражение:

$$x=C_{l+k+2j}^{l+j}. \quad (22)$$

Выражение (22) определяет зависимость между членами ряда гармоник сигнала при воздействии одного синуса и членами ряда интермодуляционных составляющих при бигармоническом воздействии на БНЭ одного порядка, например, для $n = 7$

$$\frac{a_{2,1}}{a_3}=$$
$$=\frac{\left(\frac{1}{4}b_3\cdot A^3\cdot C_3^2\right)+\left(\frac{5}{16}b_5\cdot A^5\cdot C_5^3\right)+\left(\frac{21}{64}b_7\cdot A^7\cdot C_7^4\right)}{\left(\frac{1}{4}b_3\cdot A^3\right)+\left(\frac{5}{16}b_5\cdot A^5\right)+\left(\frac{21}{64}b_7\cdot A^7\right)}; \quad (23)$$

$$\frac{a_{3,2}}{a_5}=\frac{\left(\frac{1}{16}b_5\cdot A^5\cdot C_5^3\right)+\left(\frac{7}{64}b_7\cdot A^7\cdot C_7^4\right)}{\left(\frac{1}{16}b_5\cdot A^5\right)+\left(\frac{7}{64}b_7\cdot A^7\right)}; \quad (24)$$

$$\frac{a_{4,3}}{a_7}=\frac{\left(\frac{1}{64}b_7\cdot A^7\cdot C_7^4\right)}{\left(\frac{1}{64}b_7\cdot A^7\right)}. \quad (25)$$

Из равенства (25) следует, что отношение гармоник последнего порядка связано коэффициентом C_{l+k}^l; для порядка $n=l+k$ порождающего полинома запишем

$$\frac{a_{l,k}}{a_{l+k}}=C_{l+k}^l. \quad (26)$$

Для вычисления коэффициентов порождающего полинома b_{l+k} в случае бигармонического измерительного сигнала модифицируем полученное ранее выражение (19). Порядок полинома j заменим порядком комбинационной составляющей $j = l + k$. Также, в соответствии с полученным ранее выражением (26), комбинации $a_{l,k}$ связаны с гармоническими составляющими a_{l+k} законом сочетаний без повторения C_{l+k}^l. С учетом этих особенностей запишем формулу для нахождения b_{l+k}:

$$b_{l+k}\cdot s^{l+k}=(2s)^{l+k}\cdot\sum_{m=0}^{\left\lfloor\frac{n-l-k}{2}\right\rfloor}(-1)^m\left(a_{l+m,k+m}\cdot C_{l+k}^{l}\right)\times$$
$$\times\frac{(l+k+2m)}{2}\cdot\frac{(l+k+m-1)!}{m!\cdot(l+k)!} \qquad (27)$$

Точность полученных формул (15) и (27) была проверена с помощью имитационного моделирования с использованием отдельных компонентов оригинального комплекса имитационного моделирования [6]. Структурная схема имитационной модели приведена на рис. 3.

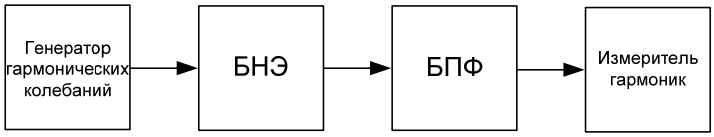


Рис. 3. Структурная схема моделирования прохождения сигнала через БНЭ

Моделирование проводилось следующим образом. Генерировалось бигармоническое колебание с небольшим разносом частот, далее сигнал умножался на характеристический полином БНЭ (4) с $n = 15$ порядка с коэффициентами b_j, где j – нечетное. С помощью БПФ осуществлялся переход в спектральную форму представления сигнала и при помощи измерителя гармоник определялись уровни и фазы возникших комбинаций. Целью моделирования являлось получение полиномиальных коэффициентов b_j по уровням комбинационных составляющих $a_{l,k}$ и уровню измерительных колебаний на входе БНЭ. На первом этапе моделирования проверке подвергалась формула (15), позволяющая рассчитывать уровни и фазы комбинационных составляющих $a_{l,k}$ по известным коэффициентам b_j. Параметры нелинейного элемента, входящего в состав имитационной модели, и результаты прохождения через моделируемый БНЭ измерительного бигармонического сигнала представлены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры имитационной модели и измерительного сигнала

Амплитуда каждого синуса с генератора, A	Номер коэффициента, гармоники, $j = l + k$		Полиномиальные коэффициенты, b_j	Измеренные уровни комбинационных составляющих, $a_{l,k}$
	l	k		
0,48	0	1	1,1	4,681358e–001
	1	2	–0,1	–3,105568e–002
	2	3	–0,05	–9,722832e–003
	3	4	–0,01	–2,804458e–003
	4	5	–0,15	–5,538568e–004
	5	6	–0,13	–6,611938e–005
	6	7	–0,07	–5,029557e–006
	7	8	–0,03	–1,949254e–007

Проверим правильность вычисления коэффициентов и комбинаций по полученным формулам (15) и (27), а также оценим погрешность моделирования. Результаты аналитического расчета приведены в табл. 3.

Результаты моделирования и аналитического расчета, представленные в табл. 3, практически полностью совпадают, что подтверждает корректность полученных аналитических соотношений между уровнями комбинаций и полиномиальными коэффициентами нелинейного элемента конечного порядка.

Таблица 3

Результаты аналитического расчета и погрешность моделирования

Номер коэффициента, гармоники, $j = l + k$		Аналитический расчет полиномиальных коэффициентов, b_j	Погрешность вычисления коэффициентов, Δ_{b_j}, %	Аналитический расчет уровней комбинаций, $a_{l,k}$	Погрешность вычисления комбинаций, $a_{l,k}$, %
l	k				
0	1	1,100000410789583	0,00003734	0,46813576885848	0,00000665
1	2	–0,09999992487703	0,00007512	–0,0310556798741	0,00000041
2	3	–0,05000015778718	0,00031557	–0,0097228318025	0,00000203
3	4	–0,00999992463300	0,00075367	–0,0028044584732	0,00001687
4	5	–0,15000002250073	0,000015	–0,0005538568490	0,0000092
5	6	–0,12999993676006	0,00004865	–0,0000661193832	0,00000479
6	7	–0,07000001381834	0,00001974	–0,0000050295565	0,00000917
7	8	–0,03000000046951	0,00000157	–1,94925397e–007	0,00000157

На рис. 4 показаны установленные в статье соотношения между измерительным сигналом, порождающим полиномом и спектральными коэффициентами и приведены ссылки на описывающие процесс аналитические выражения, полученные в работе.

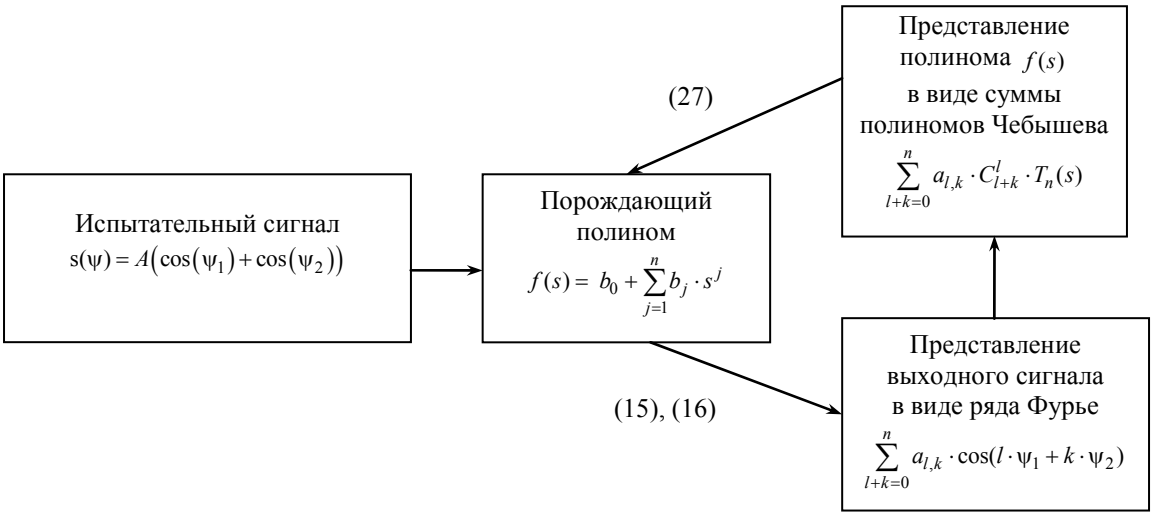


Рис. 4. Соотношения между порождающим полиномом и коэффициентами Фурье испытательного сигнала

Выводы

В работе предложена методика расчета коэффициентов характеристического полинома нелинейности ЦАП. Актуальность данной методики заключается в том, что известные методики, основанные на гармоническом измерительном сигнале, не всегда обеспечивают достаточную точность измерения. Ограничение точности вызвано ограничением частотной области наблюдения, накладываемым восстанавливающим фильтром ЦАП. Для устранения этого недостатка в качестве измерительного сигнала было предложено бигармоническое воздействие с небольшим частотным разносом между составляющими его гармоническими сигналами равной амплитудой. На основе предложенной методики получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать полиномиальные коэффициенты описывающего нелинейность полинома по уровням комбинаций в рабочей полосе частот на выходе измеряемого тракта. Также получено соотношение на основе полиномов Чебышева, позволяющее уменьшить вычислительную сложность задачи расчета полиномиальных коэффициентов. Корректность полученных результатов дополнительно подтверждена путём имитационного моделирования.

Предложенная оригинальная методика позволяет проводить измерения нелинейности передающих трактов с ограниченной полосой пропускания, используя бигармонический измерительный сигнал. Полученные результаты измерения могут использоваться для синтеза цифрового корректирующего элемента, позволяющего уменьшить относительный уровень нелинейных комбинационных искажений передающих трактов радиоустройств.

Литература

1. *Маковий В.А.* Оценка уровня помех нелинейности при цифро-аналоговом преобразовании / В.А. Маковий, С.А. Ерёмин // Электронная техника. Сер. 10. Микроэлектронные устройства ; ЦНИИ «Электроника». – 1989. – Вып. 4 (76). – С. 16–19.

2. *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.

3. *Гутер Р.С.* Элементы численного анализа и математической обработки результатов опыта / Р.С. Гутер, Б.В. Овчинский. – 2-е изд., перераб. – М.: Наука, 1970. – 432 с.: ил.

4. *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.

5. *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.

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

Статья поступила в редакцию 12 августа 2013 года

УДК 621.396

АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В ПОДСИСТЕМЕ НАВИГАЦИОННО-СВЯЗНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

С.С. Ткаченко, к.т.н., ст. преподаватель, e-mail: tkachenss@mail.ru
С.Л. Иванов, преподаватель, e-mail: st.iv.84@mail.ru
А.Ю. Трущинский, к.т.н., ст. преподаватель, e-mail: ws6@rambler.ru
ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

В интересах повышения вероятности правильной идентификации воздушных целей в подсистеме навигационно-связной идентификации синтезирован алгоритм комплексной обработки информации от бортовой РЛС и автоматической системы обмена данными.

Ключевые слова: *навигационно-связная идентификация, автоматическая система обмена данными, бортовая радиолокационная станция, комплексная обработка информации.*

CIP ALGORITHM FOR THE NAUTICAL-COMMUNICATION RECOGNITION SUBSYSTEM

S.S. Tkachenko, candidate of technical sciences, senior lecturer, e-mail: tkachenss@mail.ru
S.L. Ivanov, lecturer, e-mail: st.iv.84@mail.ru
A.Y. Trushchinsky, candidate of technical sciences, senior lecturer, e-mail: ws6@rambler.ru
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

In order to enhance chances of correct air target recognition in the nautical-communication recognition subsystem, we have designed a CIP radar and automatic data exchange system algorithm.

Keywords: *nautical-communication recognition, automatic data exchange system, on-board radar, complex information processing (CIP).*

Идентификация воздушных целей, обнаруживаемых бортовой РЛС, является важной задачей, которая в настоящее время решается радиолокационной системой с активным ответом (РСАО) [1]. Опыт применения РСАО и ряд проведенных исследований [2 – 4] показал, что данной системе присущи недостатки, наличие которых приводит к существенному снижению вероятности правильной идентификации воздушных целей. В интересах повышения качества идентификации целей в работе [5] предложен навигационно-связной метод идентификации, который является основой построения принципиально новой подсистемы навигационно-связной идентификации. Данный метод основан на попарном отождествлении пространственных координат целей, обнаруживаемых бортовой РЛС, с пространственными координатами воздушных судов, передающих с определенным периодом информацию о пространственных координатах своего местоположения по каналам автоматической системы обмена данными (АСОД) (абонентов АСОД).

В общем случае область формируемых решений в подсистеме навигационно-связной идентификации относительно каждой отождествляемой пары «цель – абонент АСОД» можно разделить на два идентификационных признака (ИП): $q_{ij}^{*} = 1$ – i-я цель и j-й абонент АСОД являются одним и тем же объектом; $q_{ij}^{*} = 0$ – i-я цель и j-й абонент АСОД не являются одним и тем же объектом. В работе [6] показано, что на вероятность правильной идентификации каждой отдельной воздушной цели в условиях многоцелевой обстановки существенное влияние оказывает пространственное местоположение других воздушных целей. Так, например, при пересечении пространственных объемов неопределенности местонахождения одного и того же j-го абонента АСОД с пространственными объемами неопределенности местонахождения нескольких i-х целей может происходить неоднозначное установление нескольких связей «цель – абонент АСОД» с соответствующим присвоением ИП

 ISSN 1995-7009

$q_{ij}^{*}=1$. Однако в соответствии с существующими алгоритмами реализации навигационно-связного метода идентификации [5–7] решение об ИП каждой отдельной цели формируется без учета пространственного местоположения других целей.

Таким образом, возникают предпосылки к дополнительной обработке информации, получаемой от АСОД и бортовой РЛС за цикл обзора пространства последней, в интересах повышения вероятности правильной идентификации обнаруженных целей, путем установления однозначных связей «цель – абонент АСОД».

Целью настоящей работы является синтез алгоритма комплексной обработки информации от бортовой РЛС и АСОД в рамках подсистемы навигационно-связной идентификации в интересах повышения вероятности правильной идентификации целей в условиях многоцелевой обстановки.

Разобьем задачу синтеза алгоритма комплексной обработки информации от бортовой РЛС и АСОД на две частные задачи.

Сформулируем постановку первой частной задачи следующим образом. Пусть после обнаружения бортовой РЛС очередной i-й цели имеются оценки ее пространственных координат $x_i^{*}, y_i^{*}, z_i^{*}$ с соответствующими дисперсиями $D_i = D\left[x_i^{*}\right] = D\left[y_i^{*}\right] = D\left[z_i^{*}\right]$ и оценки пространственных координат абонентов АСОД $\left\{x_j^{*}, y_j^{*}, z_j^{*}\right\}$ с соответствующими дисперсиями $\left\{D_j\right\} = \left\{D\left[x_j^{*}\right]\right\} = \left\{D\left[y_j^{*}\right]\right\} = \left\{D\left[z_j^{*}\right]\right\}$ в относительной системе координат, где $i=\overline{1,I}$, I – число целей, обнаруженных бортовой РЛС за цикл обзора пространства, $j=\overline{1,J}$, J – число абонентов АСОД.

Требуется сформировать текущую оценку ИП q_{1ij}^{*} i-й цели в отношении j-го абонента АСОД при условии того, что величины $x_i^{*}, y_i^{*}, z_i^{*}$ и $x_j^{*}, y_j^{*}, z_j^{*}$ не коррелированны и распределены по нормальному закону.

С точки зрения теории принятия решений [8] данная задача соответствует принятию решения о наличии гипотезы $q_{ij}=1$ или гипотезы $q_{ij}=0$. Очевидно, что для гипотезы $q_{ij}=1$ справедливо соотношение

$$R_{ij}\Big|_{q_{ij}=1} = 0, \qquad (1)$$

где R_{ij} – расстояние между объектами отождествления (i-й целью и j-м абонентом АСОД).

Для проверки гипотез $q_{ij}=1$ и $q_{ij}=0$ воспользуемся критерием Неймана–Пирсона [8]. В соответствии с данным критерием, решающее правило для формирования решения о наличии одной из вышеприведенных гипотез, с учетом выражения (1), можно записать следующим образом

$$\int_0^{h_{ij}} p\left\{R_{ij}^{*}\middle|q_{ij}=1\right\}dR_{ij}^{*} \begin{array}{c} q_{1ij}^{*}=0 \\ > \\ \leq \\ q_{1ij}^{*}=1 \end{array} 1-Q, \qquad (2)$$

где R_{ij}^{*} – оценка расстояния между i-й целью и j-м абонентом АСОД, $p\left\{R_{ij}^{*}\middle|q_{ij}=1\right\}$ – плотность вероятности величины R_{ij}^{*} при условии наличия гипотезы $q_{ij}=1$, $Q=P\left\{q_{ij}^{*}=0\middle|q_{ij}=1\right\}$ – заданная вероятность ошибки первого рода, h_{ij} – предел интегрирования, определяемый текущей оценкой величины R_{ij}, то есть

$$h_{ij} = R_{ij}^{*}. \qquad (3)$$

Оценку расстояния между объектами отождествления R_{ij}^{*} в соответствии с теоремой Пифагора можно найти как

$$R_{ij}^{*} = \sqrt{\left(r_{xij}^{*}\right)^2 + \left(r_{yij}^{*}\right)^2 + \left(r_{zij}^{*}\right)^2}, \qquad (4)$$

где

$$\left.\begin{aligned} r_{xij}^{*} &= x_i^{*} - x_j^{*}, \\ r_{yij}^{*} &= y_i^{*} - y_j^{*}, \\ r_{zij}^{*} &= z_i^{*} - z_j^{*}. \end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

В соответствии с условием задачи совместная плотность вероятности величин r_{xij}^{*}, r_{yij}^{*} и r_{zij}^{*} для гипотезы $q_{ij}=1$ будет иметь вид

$$p\left(r^*_{xij}, r^*_{yij}, r^*_{zij} \middle| q_{ij}=1\right) = \\ = \frac{\exp\left(-\dfrac{\left(r^*_{xij}\right)^2 + \left(r^*_{yij}\right)^2 + \left(r^*_{zij}\right)^2}{2D_{ij}}\right)}{\left(\sqrt{2\pi D_{ij}}\right)^3}, \qquad (6)$$

где с учетом (5)

$$D_{ij} = D_i + D_j . \qquad (7)$$

Представляя величины r^*_{xij}, r^*_{yij} и r^*_{zij} для гипотезы $q_{ij}=1$ в виде декартовых координат некоторой точки, находящейся на расстоянии R^*_{ij} от начала координат, получим:

$$\left.\begin{aligned} r^*_{xij} &= f_x\left(R^*_{ij}, \alpha^*_{ij}, \beta^*_{ij}\right) = R^*_{ij}\cos\alpha^*_{ij}\cos\beta^*_{ij}, \\ r^*_{yij} &= f_y\left(R^*_{ij}, \alpha^*_{ij}, \beta^*_{ij}\right) = R^*_{ij}\sin\beta^*_{ij}, \\ r^*_{zij} &= f_z\left(R^*_{ij}, \alpha^*_{ij}, \beta^*_{ij}\right) = R^*_{ij}\cos\alpha^*_{ij}\sin\beta^*_{ij}, \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

где α^*_{ij} и β^*_{ij} – угловые координаты точки $\left[r^*_{xij}, r^*_{yij}, r^*_{zij}\right]$ в горизонтальной и вертикальной плоскости соответственно.

По правилу преобразования трехмерных плотностей вероятностей имеем

$$p\left(R^*_{ij}, \alpha^*_{ij}, \beta^*_{ij} \middle| q_{ij}=1\right) = \\ = p\left(r^*_{xij}, r^*_{yij}, r^*_{zij} \middle| q_{ij}=1\right) \left| \begin{matrix} r^*_{xij}=f_x\left(R^*_{ij},\alpha^*_{ij},\beta^*_{ij}\right) \\ r^*_{yij}=f_y\left(R^*_{ij},\alpha^*_{ij},\beta^*_{ij}\right) \\ r^*_{zij}=f_z\left(R^*_{ij},\alpha^*_{ij},\beta^*_{ij}\right) \end{matrix} \right| J_3 \Big|, \qquad (9)$$

где якобиан преобразования

$$J_3 = \begin{vmatrix} \dfrac{\partial r^*_{xij}}{\partial R^*} & \dfrac{\partial r^*_{xij}}{\partial \alpha^*} & \dfrac{\partial r^*_{xij}}{\partial \beta^*} \\ \dfrac{\partial r^*_{yij}}{\partial R^*} & \dfrac{\partial r^*_{yij}}{\partial \alpha^*} & \dfrac{\partial r^*_{yij}}{\partial \beta^*} \\ \dfrac{\partial r^*_{zij}}{\partial R^*} & \dfrac{\partial r^*_{zij}}{\partial \alpha^*} & \dfrac{\partial r^*_{zij}}{\partial \beta^*} \end{vmatrix} = -\left(R^*\right)^2 \cos\beta^*. \qquad (10)$$

Подставляя (10) в (9) с учетом (4) и (8) получим

$$p\left(R^*_{ij}, \alpha^*_{ij}, \beta^*_{ij} \middle| q_{ij}=1\right) = \frac{\left(R^*_{ij}\right)^2 \left|\cos\left(\beta^*_{ij}\right)\right|}{\left(\sqrt{2\pi D_{ij}}\right)^3} \times \\ \times \exp\left(-\frac{1}{2}\frac{\left(R^*_{ij}\right)^2}{D_{ij}}\right). \qquad (11)$$

Проинтегрировав (11) по всем возможным значениям α^*_{ij} и β^*_{ij} получим

$$p\left(R^*_{ij} \middle| q_{ij}=1\right) = \frac{4\pi\left(R^*_{ij}\right)^2}{\left(\sqrt{2\pi D_{ij}}\right)^3} \times \\ \times \exp\left(-\frac{1}{2}\frac{\left(R^*_{ij}\right)^2}{D_{ij}}\right). \qquad (12)$$

Таким образом, процедуру формирования текущей оценки ИП i-й цели в отношении j-го абонента АСОД можно представить в виде последовательного выполнения действий в соответствии с выражениями: (5), (4), (3), (7), (12), (2).

Сформулируем постановку второй частной задачи следующим образом. Пусть по окончании цикла обзора пространства бортовой РЛС имеются следующие исходные данные: $\left\{r^*_{xij}, r^*_{yij}, r^*_{zij}\right\}$; $\left\{q^*_{1ij}\right\}$; $\left\{D_{ij}\right\}$. Требуется сформировать матрицу однозначных оценок ИП целей $\left\{q^*_{ij}\right\}$.

Поставленную задачу будем решать путем определения неоднозначных связей «цель – абонент АСОД», установленных по результатам попарного отождествления, с последующим разрывом наименее вероятных – и оставлением одной наиболее вероятной связи «цель – абонент АСОД» для каждого неоднозначно отождествленного абонента АСОД. Под неоднозначно отождествленным абонентом АСОД в данном случае понимается абонент АСОД, с которым по результатам попарного отождествления были отождествлены несколько целей.

Определим номера неоднозначно отождествленных абонентов АСОД m с помощью следующего выражения

$$m = \arg\limits_{j}\left(\sum_{i=1}^{I} q_{1ij}^{*} > 1 \right). \qquad (13)$$

Номера неоднозначно отождествленных целей n для каждого m-го абонента АСОД (целей отождествленных по результатам попарного отождествления с неоднозначно отождествленным абонентом АСОД под номером m) определим как

$$n(m) = \arg\limits_{i}\left(q_{1im}^{*} = 1 \right). \qquad (14)$$

Установление однозначной связи «цель – абонент АСОД» для каждого m-го неоднозначно отождествленного абонента АСОД будем осуществлять по критерию минимума взвешенной оценки расстояния между объектами отождествления (абонентом АСОД под номером m и целью под номером n),

$$k(m) = \arg\min\limits_{n}\left\{ \frac{R_{nm}^{*\,2}}{D\left[R_{nm}^{*} \right]} \right\}, \qquad (15)$$

где $k(m)$ – номер цели, с наиболее вероятной связью «цель–абонент АСОД» с абонентом АСОД под номером m.

Величина R_{nm}^{*} определяется в соответствии с выражением

$$R_{nm}^{*} = R_{ij}^{*},\ if\ \ i = n(m), j = m\,. \qquad (16)$$

Для определения дисперсии текущей оценки расстояния между объектами отождествления $D\left[R_{nm}^{*} \right]$ воспользуемся методом линеаризации нелинейных функций, посредством разложения в ряд Тейлора. В соответствии с данным методом для некоторой нелинейной функции $A = f\left(x_1, x_2, ...x_k \right)$ выражение дисперсии имеет вид

$$D[A] \approx \sum_{k}\left(\frac{\partial A}{\partial x_k} \right)^2 D\left[x_k \right]. \qquad (17)$$

Применяя формулу (17) к выражению (16) с учетом (4), получим:

$$D\left[R_{nm}^{*} \right] = \left(D_{nm}\left(r_{xnm}^{*} + r_{ynm}^{*} + r_{znm}^{*} \right) \right) \times$$

$$\times \left(r_{xnm}^{2} + r_{ynm}^{2} + r_{znm}^{2} \right)^{-\frac{1}{2}}, \qquad (18)$$

где

$$\left.\begin{aligned} r_{xnm}^{*} &= r_{xij}^{*}, \\ r_{ynm}^{*} &= r_{yij}^{*}, \\ r_{znm}^{*} &= r_{zij}^{*}, \\ D_{nm} &= D_{ij}, \end{aligned}\right\}\ if\ i = n(m), j = m. \qquad (19)$$

На основании (16) и (18) с учетом (4) имеем

$$\frac{R_{nm}^{*\,2}}{D\left[R_{nm}^{*} \right]} = \left(\begin{array}{l} \left(\left(r_{xnm}^{*} + r_{ynm}^{*} + r_{znm}^{*} \right) D_{nm} \right) \times \\ \times \left(r_{xnm}^{*\,2} + r_{ynm}^{*\,2} + r_{znm}^{*\,2} \right)^{\frac{3}{2}} \end{array} \right). \qquad (20)$$

Операцию уточнения оценок ИП неоднозначно отождествленных целей запишем в виде

$$q_{2nm}^{*} = \begin{cases} 1,\ if\ \ n(m) = k(m), \\ 0,\ if\ \ n(m) \neq k(m). \end{cases} \qquad (21)$$

Формирование итоговых оценок будет осуществляться в соответствии с выражением

$$q_{ij}^{*} = \begin{cases} q_{1ij}^{*},\ if\ \ i \neq n(m),\ j \neq m, \\ q_{2ij}^{*},\ if\ \ i = n(m),\ j = m. \end{cases} \qquad (22)$$

Таким образом, процедуру формирования матрицы однозначных оценок ИП целей $\left\{ q_{ij}^{*} \right\}$ можно представить в виде последовательного выполнения действий в соответствии с выражениями: (13), (14), (20), (15), (21), (22).

В свою очередь алгоритм комплексной обработки информации от бортовой РЛС и АСОД будет представлять собой последовательное выполнение процедур формирования текущих оценок ИП целей q_{1ij}^{*} для каждых i, j в течение цикла обзора пространства бортовой РЛС и выполнение процедуры формирования матрицы однозначных оценок ИП целей $\left\{ q_{ij}^{*} \right\}$ по окончании цикла обзора пространства бортовой РЛС.

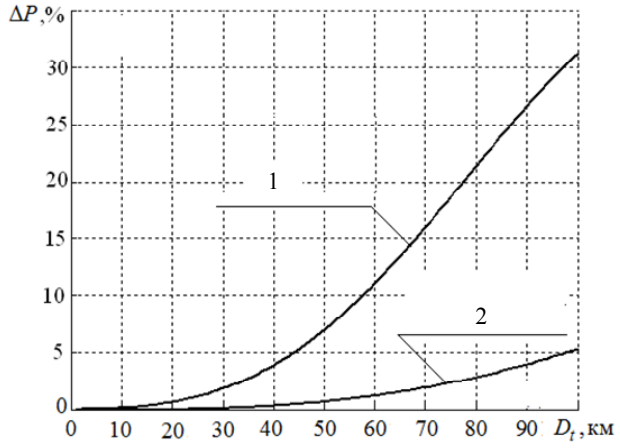
В рамках исследования эффективности синтезированного алгоритма проведена оценка вероятности правильной идентификации целей с применением существующего и синтезированного алгоритмов. Данная оценка осуществлялась методом статистических испытаний с использованием имитационных моделей формирования выходных данных от бортовой РЛС и АСОД для различных значений пространственной плотности воздушных объектов ρ.

В качестве показателя эффективности выбран относительный прирост вероятности правильной идентификации целей с применением синтезированного алгоритма по отношению к существующему алгоритму

$$\Delta P = \frac{(P_2 - P_1)}{P_1} \cdot 100\%,$$

где P_1 – вероятность правильной идентификации целей с применением существующего алгоритма обработки информации, P_2 – вероятность правильной идентификации целей в с применением синтезированного алгоритма комплексной обработки информации от бортовой РЛС и АСОД.

Результаты проведенного исследования представлены на рисунке, где D_t – дальность до идентифицируемой цели. При этом кривые 1 и 2 построены для $\rho = 100$ км$^{-3}$ и $\rho = 1000$ км$^{-3}$ соответственно.



Результаты оценки эффективности синтезированного алгоритма

Анализ зависимостей, представленных на рисунке, позволяет сделать вывод о том, что применение синтезированного алгоритма комплексной обработки информации от бортовой РЛС и АСОД позволяет существенно повысить вероятность правильной идентификации целей в подсистеме навигационно-связной идентификации. Так, при значениях $D_t = 100$ км и $\rho = 100$ км$^{-3}$ относительный прирост вероятности правильной идентификации целей с применением синтезированного алгоритма по отношению к существующему алгоритму составляет порядка 30 %.

Литература

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.

2. *Ткаченко С.С.* Оценка достоверности принятия решения в радиолокационной системе с активным ответом / С.С. Ткаченко, А.В. Аврамов, С.Л. Иванов // Вестник Военного авиационного инженерного университета. – Воронеж, 2010. – № 3(10). – С. 111–116.

3. Обобщенный критерий достоверности принятия решения в подсистеме прямой идентификации / С.С. Ткаченко [и др.] // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6, № 6. – С. 27–29.

4. *Вик И.П.* Методика оценки качества опознавания объектов в бортовом радиоэлектронном комплексе самолета / И.П. Вик // Радиотехника. – 1996. – № 5. – С. 112–117.

5. *Скрынников В.Г.* Навигационно-связной метод идентификации / В.Г. Скрынников, С.В. Терентьев // Радиотехника. – 1997. – № 7. – С. 107–111.

6. *Ткаченко С.С.* Координатно-связное опознавание на основе теории дискретной фильтрации и статистической обработки опытных данных / С.С. Ткаченко, А.В. Аврамов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2010. – № 11. – С. 15–20.

7. *Аврамов А.В.* Алгоритм опознавания воздушных объектов на основе оценки разности их координат / А.В. Аврамов, С.С. Ткаченко // Вестник Воронежского института МВД России. – 2009. – № 3. – С. 98–102.

8. *Грешилов А.А.* Математические методы принятия решений. Учеб. пособие для вузов / А.А. Грешилов. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, – 2006. – 584 с.

Статья поступила в редакцию 28 октября 2013 года

УДК 621.391.3

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ ВЫБОР МАРШРУТА В ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

А.Л. Афанасьев, инженер, e-mail: Afanasiev-sozvezdie@mail.ru
А.В. Гармонов, к.т.н., директор программ, e-mail: avg@wipline.ru
Г.А. Кащенко, к.т.н., в.н.с., e-mail: telecom@sozvezdie.su
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассматривается методика поиска наилучшего маршрута в телекоммуникационных сетях на множестве возможных вариантов. Методика построена на основе метода анализа иерархии. Приводится пример поиска наилучшего маршрута в телекоммуникационной сети.

Ключевые слова: *телекоммуникационные сети, метод анализа иерархии, маршрутизация, выбор маршрутов.*

MULTICRITERION ROUTE SELECTION IN THE TELECOMMUNICATION NETWORKS

A.L. Afanasiev, engineer, e-mail: Afanasiev-sozvezdie@mail.ru
A.V. Garmonov, candidate of technical sciences, program director, e-mail: avg@wipline.ru
G.A. Kashchenko, candidate of technical sciences, leading research engineer, e-mail: telecom@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie» Concern»

The technique of finding the best route in telecommunication networks from a variety of available options is considered. The technique is based on the hierarchy analysis method. The example of finding the optimal route in a telecommunications network is given.

Keywords: *telecommunication networks, hierarchy analysis method, routing, route selection.*

Научный прогресс в настоящее время неразрывно связан с ростом сложности телекоммуникационных сетей, непрерывным увеличением объемов передаваемой информации и повышением требований к надежности сетей. Особую актуальность имеет развитие беспроводных самоорганизующихся сетей, или MANET (Mobile Ad Hoc Network – мобильная сеть для изменяющихся ситуаций), ввиду следующих их характеристик:

– высокая скорость развертывания сети;

– быстрая адаптация к изменяющейся ситуации, в том числе устойчивость к деструктивным воздействиям;

– простота расширения сети;

– более низкая стоимость развертывания и обслуживания сети;

– снижение требований к квалификации обслуживающего персонала.

Данные характеристики обуславливают применение сетей MANET в ходе спасательных операций или военных действий. В этих условиях необходимо решать задачи повышения качества обслуживания (повышение процента доставленных пакетов, минимизация времени установки соединения и т.п.) и увеличения эффективности работы сети (повышение надежности и безопасности, увеличение числа возможных абонентов, повышение энергоэффективности совместно с минимизацией расходов на организацию сети).

Анализ последних публикаций [1, 2] показывает, что эффективным методом решения задачи повышения качества обслуживания в телекоммуникационных сетях, совместно с повышением эффективности работы сети, является многокритериальная маршрутизация. Задача многокритериальной оптимизации относится к классу некорректных задач и имеет множество решений, а ее вычислительная сложность экспоненциально зависит от размерности задачи и линейно – от количества частных критериев качества [3]. Высокая вычислительная сложность реализации большинства методов многокритериальной оптимизации препятствует применению их в телекоммуникационных сетях для решения задач многокритериальной маршрутизации. В задачах маршрутизации существует жесткое ограничение на время их решения, которое нельзя соблюсти в телекоммуникационных сетях большой размерности ввиду высокой вы-

числительной сложности методов многокритериальной оптимизации [3]. Эта проблема решается в настоящее время путем сведения задачи многокритериальной маршрутизации к однокритериальной на основе различных видов скалярных сверток частных критериев качества в один обобщенный критерий качества [5, 6]. Однако вопросы теоретического обоснования применения такого подхода до настоящего времени недостаточно разработаны.

На данный момент не существует методов многокритериального выбора наилучшего маршрута, внедренного в широко используемый протокол маршрутизации, поэтому разработка методик многокритериальной маршрутизации является актуальной задачей.

Задачи выбора наилучшего маршрута в информационно-телекоммуникационных сетях (ИТКС) относятся к классу задач принятия решений, которые встречаются в различных областях знаний и отличаются большим разнообразием. Обычно их подразделяют на три класса:

1. Задачи, решаемые в условиях определенности, для которых характерно наличие полной, как правило, количественной исходной информации и детерминированное отображение множества альтернатив в множестве критериальных оценок. Для решения таких задач применяются методы математического программирования.

2. Задачи, решаемые в условиях риска, когда возможные исходы описываются с помощью вероятностного распределения, получаемого на основе статистических данных или экспертных оценок. Для решения таких задач применяются методы теории полезности.

3. Задачи, решаемые в условиях неопределенности, когда исходная информация является неполной, неточной и (или) неколичественной, а формальное отображение происходящих процессов либо неизвестно, либо трудноосуществимо. Такие задачи решаются с привлечением экспертов, и для обработки экспертных оценок используются методы прикладной теории принятия решений и методы искусственного интеллекта. Очевидно, что именно к последнему классу относится задача выбора наилучшего маршрута в ИТКС, когда выбор осуществляется с учетом возможных разрушающих воздействий (например, военных действий).

Для решения задач многокритериального выбора в условиях неопределенности используются различные математические методы. Среди них наибольшей универсальностью и обоснованностью обладают методы теории нечетких множеств и метод анализа иерархий (МАИ).

В настоящее время среди методов решения задач многокритериального выбора, имеющих, с одной стороны, признанную теоретическую обоснованность, а с другой – удовлетворяющих требованию универсальности, наибольшее распространение получил метод анализа иерархий, предложенный Т. Саати [3]. Этот метод основан на парных сравнениях альтернативных вариантов по различным критериям с использованием девятибалльной шкалы предпочтительности с последующим ранжированием набора альтернатив по всем критериям и целям. Соотношение целей устанавливается путем построения их иерархической структуры и назначения попарных сравнений для выяснения важности (значимости) целей нижнего уровня иерархии по отношению к целям вышестоящего уровня. Метод требует использования большой экспертной информации, представляющей собой множество оценок предпочтительности, получаемых в процессе попарного сравнения альтернатив, критериев и целей. Для надежности экспертных оценок не рекомендуется сравнивать одновременно более девяти альтернатив. К основным процедурам метода анализа иерархий относятся:

– установление множества альтернативных вариантов предполагаемых действий;

– формирование множества целей и критериев для оценки альтернатив и его представление в виде иерархии, в которой разрешены связи «многое со многим»;

– выявление предпочтений экспертов на множестве альтернатив по различным критериям;

– установление относительной важности (значимости) влияния критериев и целей на цели более высокого уровня иерархии;

– получение ранжированных наборов альтернатив по всем критериям и целям иерархической структуры.

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

Выбор шкалы сравнения обуславливается тем, что решения, получаемые от экспертов, представляют собой упорядочивание (ранжирование) объектов экспертизы. Девятибалльная шкала превосходства одного параметра (критерия, показателя) над другим, является порядковой шкалой парных сравнений, известных качественно: равный, слабый, сильный, очень сильный и абсолютный, вместе с промежуточными суждениями между каждой последовательной парой этих значений.

Благодаря своей простоте МАИ хорошо подходит для решения динамических задач принятия решения с оценкой его последствий и является наиболее целесообразным при выработке решения по выбору наилучшего по многим критериям варианта маршрута.

Целью методики многокритериального выбора маршрута является нахождение наилучшего варианта маршрута в телекоммуникационной сети. В случае изменения конфигурации сети, оценки критериев ее работы или задач, возлагаемых на сеть, расчет наилучшего маршрута повторяется. Также возможно для повышения надежности связи и информационной безопасности использование нескольких из множества оптимальных по Парето маршрутов одновременно.

Путь повышения защищенности передачи данных заключается в следующем. Пакет кодируется с избыточностью и разбивается на N пакетов, так что восстановить сообщение можно по n пакетам данных ($n < N$). Пакеты отсылаются по N разным маршрутам, каждый из которых имеет критерии оптимальности не ниже заранее заданных. В случае потери k пакетов ($k \le N - n$) пакет данных восстанавливается без потерь. В случае изменения количества маршрутов, удовлетворяющих требованию защищенности, число фрагментов пакета данных N может меняться.

Рассмотрим задачу выбора наилучшего маршрута. В данной задаче выбор маршрута осуществляется из совокупности критериев качества на основе субъективных суждений экспертов на основе моделей информации о состоянии сети. Субъективные оценки заносятся в базу знаний.

К критериям качества маршрута можно отнести задержу при передачи данных, пропускную способность, процент потерянных пакетов, среднее время жизни маршрута, стоимость, точность, помехоустойчивость, безопасность, располагаемые и требуемые ресурсы и другие показатели. В случае большого числа критериев их объединяют в группы. Общим для рассматриваемых групп является тот факт, что можно частично или полностью упорядочить объекты на основе системы предпочтений, которой обладает эксперт. Здесь с использованием порядковых шкал можно различать объекты и в тех случаях, когда фактор (критерий) не задан в явном виде, т.е. когда признак сравнения не известен точно [5].

В качестве исходных данных для определения приоритетов на каждом уровне используются обратно симметричные матрицы парных сравнений (МПС) элементов структуры A_i относительно некоторых элементов B из вышестоящего уровня иерархии (см. табл. 1).

Преимущество матрицы парных сравнений перед простым взвешиванием состоит в получении избыточной информации, так как при этом каждый элемент сравнивается со всеми остальными.

Таблица 1

Общий вид матрицы парных сравнений

B	A_1	A_2	...	A_n
A_1	1	a_{12}	...	a_{1n}
A_2	$1/a_{12}$	1	...	a_{1n}
...	...	...	...	...
A_n	$1/a_{1n}$	$1/a_{2n}$	...	1

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

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

В иерархиях, строящихся для принятия решений в области техники, часто присутствуют уровни, соответствующие подсистемам некоторого сложного технического объекта. Иерархическая структура критериев и целей является моделью знаний конкретной предметной

области, которая изменяется и уточняется с течением времени.

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

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

Основной способ измерения предпочтений экспертов, используемый в методе анализа иерархий, – парные сравнения. Эксперт попарно должен сравнить все альтернативы по каждому критерию и дать оценку предпочтительности по девятибалльной шкале.

Результаты экспертной оценки вариантов записываются в МПС.

Матрицы парных сравнений являются обратно симметричными, т.е. содержат избыточную информацию, поэтому достаточно заполнить верхний либо нижний треугольник матрицы. Главный собственный вектор матрицы парных сравнений интерпретируется как вектор приоритетов сравниваемых альтернатив (w_1, w_{12} – векторы приоритетов матриц). Главный собственный вектор w матрицы A можно найти из уравнения $A_w = \lambda_{max} W$, где λ_{max} – максимальное собственное значение матрицы A; W – множество векторов приоритетов матриц. Матрицы подобного вида являются неприводимыми, поэтому для вычисления w обычно применяется итерационный метод.

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

Важным свойством МПС является ее согласованность, обусловленная взаимным соответствием (в пределах погрешностей суждений экспертов) ее элементов числовым показателям. Мерой согласованности МПС может служить ее максимальное собственное число λ_{max}. В матричной алгебре доказана справедливость неравенства $\lambda_{max} \geq n$. При полностью согласованной матрице $\lambda_{max} = n$.

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

Для этого уравнения можно получить аналитическое решение, если порядок матрицы $A(t)$ не превышает четырех. Зависимости компонент вектора приоритетов $w(t)$ можно также вычислить, решая уравнение для различных моментов времени t с последующей аппроксимацией полученных точек. Такой подход позволяет снять ограничение на порядок матрицы $A(t)$ и следить за согласованностью суждений во времени. Альтернативным способом является получение $A(t)$ и $w(t)$ численными методами. Для этого необходимо иметь в распоряжении информацию о

предпочтениях экспертов за определенный период времени. Если такая информация накапливается в системе, то на ее основе становится возможным прогнозирование предпочтений и оценка ближайших последствий решений.

Исходные данные для обобщения задаются либо на уровне МПС входных данных в систему, либо на уровне векторов приоритетов, полученных по результатам анализа отдельными экспертами. Проверка эффективности алгоритма иерархического анализа осуществляется путем моделирования в различных условиях применения ИТ. Устойчивость решения проверялась двояко: добавлением новых (либо уменьшением числа имеющихся) элементов структуры или путем возмущения элементов МПС.

При реализации МАИ наибольшую сложность вызывает вычисление собственных значений и собственных векторов. В этой связи целесообразно провести исследование зависимости максимального собственного значения от погрешности точного значения одного из элементов матрицы приоритетов, выбираемых на основе парных сравнений. С этой целью рассматривались функции чувствительности решений по выбору класса маршрутов к ошибкам задания исходных данных [8]. Причины ошибок могут быть как объективного, так и субъективного характера [7]. В классическом варианте МАИ вообще используется грубая оценка наибольшего собственного вектора матрицы – среднее геометрическое по строкам, а для оценки наибольшего собственного значения – функция следа матрицы. Вследствие этого возникают погрешности вычисления собственных значений и собственных векторов, что может привести к неверному выбору наилучшего решения, получаемого МАИ. Другими словами, из-за ошибочного задания (измерения, вычисления, экспертной оценки) исходных данных возникает риск выбора неверного или не самого эффективного маршрута. Для уменьшения влияния ошибок из-за приближенных оценок вполне логично применить прямое вычисление собственных векторов и собственных значений матрицы, используя соответствующим образом адаптированные для данной задачи вычислительные методы. Вычислительная задача заключается в нахождении собственного значения матрицы приоритетов системы:

$$A_x = \lambda_x. \qquad (5)$$

Ниже приведен алгоритм, реализующий данные функции.

Вычисление собственных значений и собственных векторов исходной матрицы проводится по следующему алгоритму:

Шаг 1. Преобразование исходной матрицы к матрице специального вида – матрице Хессенберга. Такое преобразование позволяет вычислять собственные значения и собственные векторы с наибольшей эффективностью. Собственные значения исходной матрицы и соответствующей матрицы Хессенберга совпадают.

Шаг 2. Вычисление собственных значений и собственных векторов матрицы Хессенберга.

Шаг 3. Вычисление собственных векторов исходной матрицы по собственным векторам матрицы Хессенберга.

В итоге вычислений получаем: значение главного собственного вектора исходной матрицы, который является показателем (рекомендацией) для принятия решения лицом, принимающим решение (ЛПР), с учетом его предпочтений; собственный вектор матрицы с максимальным значением, представляющий субъективную функцию принадлежности ЛПР**.**

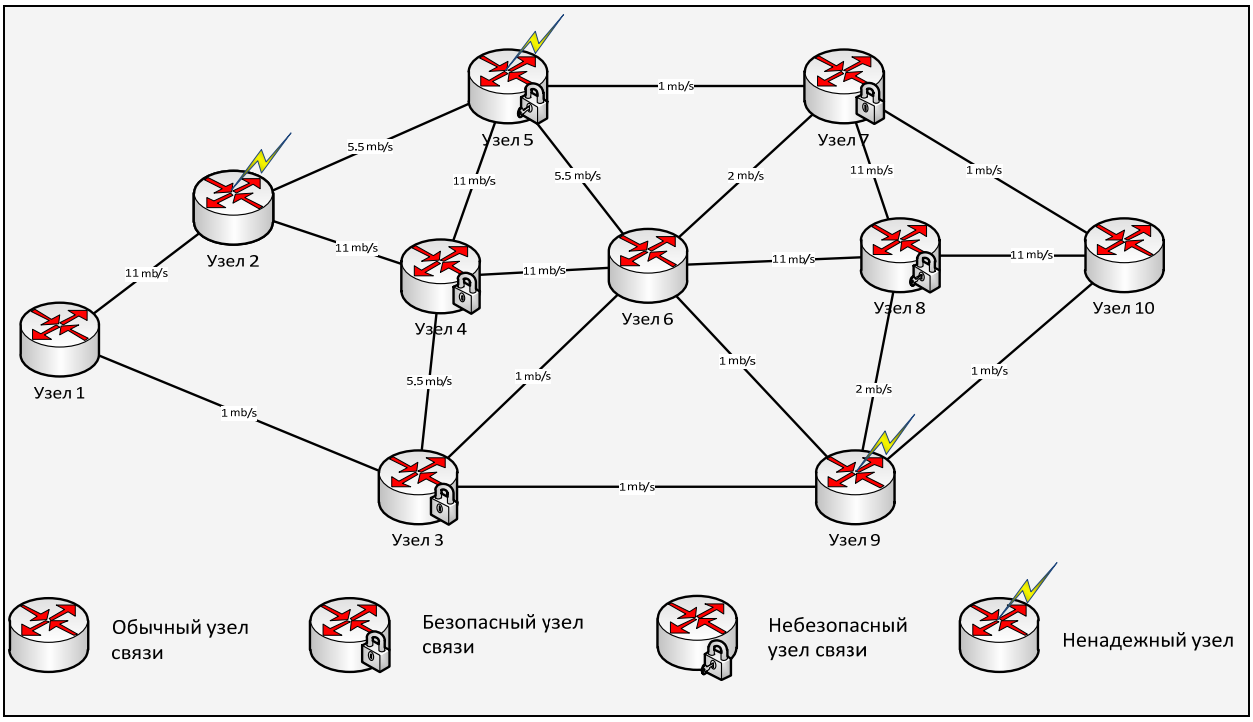
В ИТКС решение о выборе маршрута принимает маршрутизатор, работающий по определенному протоколу маршрутизации. Внедрение МАИ в протокол маршрутизации затрагивает только подсистему выбора маршрута, таким образом, модифицировать с применением МАИ можно практически любой протокол маршрутизации. Единственным условием является возможность построения многокритериальных оценок маршрутов. Использование в протоколе маршрутизации МАИ позволит принимать решения в условиях неопределенности, свойственной мобильным ИТКС.

Широкое применение в ИТКС аппаратуры стандарта IEEE 802.11b/g/n обуславливает широкое использование различных методик маршрутизации в сетях этих стандартов. Аппаратная база этих стандартов позволяет оценивать мощность сигнала, потери пакетов, пропускную способность и другие параметры, а значит осуществлять многокритериальную оценку отдельных каналов. Оценки (сравнения) отдельных каналов (канальная скорость, мощность сигнала и др.) в совокупности с оценками маршрутов в целом (задержка при передачи данных, потери пакетов и др.) позволяют осуществлять многокритериальную оценку маршрута.

В качестве примера рассмотрим маршруты в сети, представленной на рисунке. Узлы сети имеют различную степень надежности и защищенности. Каналы связи между узлами представляют собой радиоканалы, организованные по стандарту IEEE 802.11b и имеющие различную канальную скорость (от 1 до 11 Мбит/с).

Исследуемые маршруты условно обозначим узлами, которые они в себя включают:

1) 1-3-9-10
2) 1-2-4-6-8-10
3) 1-2-5-7-10
4) 1-2-4-6-7-10
5) 1-3-6-7-10.



Исследуемая сеть

Выбор маршрута проводится по следующим критериям: быстродействие, помехоустойчивость, надежность, случайная задержка доставки (далее – задержка), оцениваемая через среднеквадратическое отклонение задержки доставки отдельных пакетов, а также стоимость. На основании этих данных составлена МПС для критериев, по которым определяется наиболее важный (табл. 2), а также 5 МПС альтернатив относительно каждого критерия: задержка (табл. 3), безопасность (табл. 4), энергоэффективность (табл. 5), надежность (табл. 6), стоимость (табл. 7).

Таблица 2

Матрица парных сравнений для критериев

	1	2	3	4	5
1. Задержка	1	1/5	3	1/3	1/4
2. Безопасность	5	1	5	3	5
3. Энергоэффективность	1/3	1/5	1	1/3	1/3
4. Надежность	3	1/3	3	1	3
5. Стоимость	4	1/5	3	1/3	1

Рассчитаем отношение согласованности (ОС) по формуле

$$\text{ОС} = \text{ИС}/\text{СС},$$

где ИС $= (\lambda_{il} - n)/(n - 1)$ – индекс регулярной согласованности, т.е. среднее отклонение от идеально согласованной матрицы приоритетов; λ_{max} – главное (максимальное) собственное зна-

чение; СС – случайная согласованность (индекс согласованности сгенерированной случайным образом по шкале от 1 до 9 обратно симметричной матрицы с соответствующими обратными величинами элементов). Зависимости индекса СС от порядка матрицы приведены в [3]. Там же отмечено, что при значениях ОС, которые не превышают некоторые допустимые величины, выбираемые исходя из физического смысла задачи, оценки относительной важности не пересматриваются. Обычно допустимые значения ОС берут в пределах от 0,1 до 0,2. Таким образом,

$n = 5$; СС = 1,12;

ИС = 0,121;

ОС = 0,098; ОС < 0,1, следовательно, оценки пересматривать не нужно.

Таблица 3

Задержка

маршрут	1	2	3	4	5
1_3_9_10	1	1/3	1/3	1/3	4
1_2_4_6_8_10	3	1	3	5	5
1_2_5_7_10	3	1/3	1	3	5
1_2_4_6_7_10	3	1/5	1/3	1	3
1_3_6_7_10	1/4	1/5	1/5	1/3	1

Рассчитаем отношение согласованности ОС:

ИС = 0,12;

ОС = 0,097; ОС < 0,1, следовательно, оценки пересматривать не нужно.

Таблица 4

Безопасность

маршрут	1	2	3	4	5
1_3_9_10	1	5	5	3	2
1_2_4_6_8_10	1/5	1	1/3	1/5	1/5
1_2_5_7_10	1/5	3	1	1/5	1/5
1_2_4_6_7_10	1/3	5	5	1	1/3
1_3_6_7_10	1/2	5	5	3	1

Рассчитаем отношение согласованности ОС:

ИС = 0,102;

ОС = 0,082; ОС < 0,1, следовательно, оценки пересматривать не нужно.

Таблица 5

Энергоэффективность

маршрут	1	2	3	4	5
1_3_9_10	1	5	3	5	3
1_2_4_6_8_10	1/5	1	1/5	3	1/3
1_2_5_7_10	1/3	5	1	5	3
1_2_4_6_7_10	1/5	1/3	1/5	1	1/3
1_3_6_7_10	1/3	3	1/3	3	1

Рассчитаем отношение согласованности ОС: ИС = 0,089;

ОС = 0,07; ОС < 0,1, следовательно, оценки пересматривать не нужно.

Таблица 6

Надежность

маршрут	1	2	3	4	5
1_3_9_10	1	3	5	3	1/3
1_2_4_6_8_10	1/3	1	3	1/3	1/5
1_2_5_7_10	1/5	1/3	1	1/3	1/5
1_2_4_6_7_10	1/3	3	3	1	1/5
1_3_6_7_10	3	5	5	5	1

Рассчитаем отношение согласованности ОС: ИС = 0,103;

ОС = 0,089; ОС < 0,072, следовательно, оценки пересматривать не нужно.

Таблица 7

Стоимость

маршрут	1	2	3	4	5
1_3_9_10	1	3	3	5	5
1_2_4_6_8_10	1/3	1	1/3	5	3
1_2_5_7_10	1/3	3	1	5	5
1_2_4_6_7_10	1/5	1/5	1/5	1	1/3
1_3_6_7_10	1/5	1/3	1/5	3	1

Рассчитаем отношение согласованности ОС: ИС = 0,098;

ОС = 0,079; ОС < 0,2, следовательно, оценки пересматривать не нужно.

Глобальный приоритет для каждой альтернативы вычисляется как сумма произведений локальных приоритетов и соответствующих взвешивающих коэффициентов. Таким образом, глобальные приоритеты альтернатив равны:

«1_3_9_10» = 0,346 ;

«1_2_4_6_8_10» = 0,108;

«1_2_5_7_10» = 0,125;

«1_2_4_6_7_10» = 0,141;

«1_3_6_7_10» = 0,28.

Наилучший маршрут «1_3_9_10» при данных матрицах попарных сравнений.

Отметим, что пример носит иллюстративный характер и приведен для того, чтобы продемонстрировать сравнительную простоту, наглядность и эффективность метода. При практической реализации метода число приоритетов и их относительная важность, конечно, будут варьироваться в зависимости от конкретной задачи, внешних и внутренних факторов.

Моделирование показало, что изменение любого элемента МПС на величину естественной ошибки в суждениях на один ранг в принятой шкале отношений приводит к отклонению весов приоритетов в среднем не более чем на 2%, что практически не значимо.

Выводы

Многокритериальный выбор маршрута на основе МАИ является перспективным методом по следующим причинам: он позволяет получить приемлемые результаты в случае, когда неопределенность можно описать с помощью порядковой шкалы, что подтверждено полученными результатами; он легко реализуется с использованием баз данных экспертных оценок, хранящихся на узлах коммутации. Для рассматриваемого класса задач увеличение числа узлов в сети не ведет к резкому увеличению вычислительной сложности.

Литература

1. *Мартынова О.П.* Применение многокритериальной маршрутизации для повышения информационной безопасности компьютерных сетей / О.П. Мартынова, А.А. Засядько, В.Л. Баранов // Проблемы информатизации и управления. – К.: НАУ. – 2008. – № 4. – С. 47–52.

2. *Чунаев А.В.* Задачи многокритериального выбора оптимальных маршрутов в сетях новых поколений / А.В. Чунаев // Радиотехника. – 2008. – № 155. – С. 148–154.

3. *Саати Т.* Принятие решений. Метод анализа иерархий / Т. Саати. – М.: Радио и связь, 1993. – 278 с.

4. *Лисовая И.В.* Системный анализ прикладных задач многокритериальной оптимизации методом анализа иерархий / И.В. Лисовая, И.В. Мишарин, О.А. Черныш // Проблеми інформатизації та управління. – 2007. – № 3(21). – С. 99–103.

5. *Бешелев С.Д.* Математико-статистические методы экспертных оценок / С.Д. Бешелев, Ф.Г. Гурвич. – М.: Статистика, 1980. – 263 с.

6. *Евланов Л.Г.* Экспертные оценки в управлении / Л.Г. Евланов, В.А. Кутузов. – М.: Экономика, 1978. – 133 с.

7. *Моисеев Н.Н.* Математические задачи системного анализа / Н.Н. Моисеев. – М.: Наука, 1981. – 487 с.

8. *Томович Р.* Общая теория чувствительности / Р. Томович, М. Вукобратович. – М.: Сов. радио, 1972. – 240 с.

Статья поступила в редакцию 25 сентября 2013 года

УДК 621.391.23

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ НА СЕТИ СВЯЗИ МОБИЛЬНЫХ ПУНКТОВ УПРАВЛЕНИЯ, ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ И РИСКА

А.Г. Кащенко, к.т.н., преподаватель, ВГУ, тел. 8-903-651-60-34
Г.А. Кащенко, к.т.н., в.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: telecom@sozvezdie.su
Н.В. Стародубцев, аспирант, ст. конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: tailgunnerru@yandex.ru

Приведена формализация задачи распределения каналов на сети связи (СС) мобильных пунктов управления (МПУ) средствами противодействия (СП) угрозам безопасности в виде задачи многокритериального выбора в зависимости от сложившейся ситуации в процессе активного конфликта. Предложены критерии оценки эффективности вариантов каналов связи, учитывающие неопределенность и риск. Рассмотрен метод решения рассмотренной задачи для одной из возможных ситуаций.

Ключевые слова: *распределение каналов, сеть связи, мобильные пункты управления, многокритериальный выбор, неопределенность и риск.*

DISTRIBUTION OF CHANNELS TO COMMUNICATION NETWORKS OF MOBILE ITEMS OF THE MANAGEMENT FUNCTIONING IN CONDITIONS OF UNCERTAINTY AND RISK

A.G. Kashchenko, candidate of technical sciences, lecturer, Voronezh State University, tel. 8-903-651-60-34
G.A. Kashchenko, candidate of technical sciences, leading research fellow, JSC «Sozvezdie» Concern»,
e-mail: telecom@sozvezdie.su
N.V. Starodubtsev, postgraduate, senior design engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: tailgunnerru@yandex.ru

Formalization of a problem of distribution of channels on communication network of mobile items of management by means counteractions to threats of safety as a problem multicriterion choice is resulted depending on a developed situation during the active conflict. Criteria of an estimation of efficiency of variants liaison channels, taking into account uncertainty and risk are offered. The method of the decision of the considered problem for one of possible situations is considered.

Keywords: *distribution of channels, a communication network, mobile items of management, multicriterion choice, uncertainty and risk.*

Одним из основных требований к СС МПУ СП угрозам безопасности критически важных объектов (КВО), функционирующей в условиях неопределенности и риска, является ее высокая живучесть. Понятие «живучесть» характеризует способность СС выполнять свои основные функции, несмотря на происходящие сбои, аппаратные и программные отказы, изменения характеристик функционирования и влияние деструктивных разрушающих воздействий (РВ), вызванных реализацией противником с использованием средств нападения (СН) широкого спектра угроз безопасности [1, 2]. Особую опасность для СС МПУ СП представляют угрозы безопасности, связанные с потенциальной опасностью РВ СН противника.

Основная цель защищающейся стороны (ЗС) – такое распределение СН между отдельными каналами управления СП, которое при минимальных затратах ресурсов ЗС (боеприпасов, каналов передачи данных) обеспечивало бы ей минимальный риск (ущерб) от реализации угроз безопасности СН противника. В основе большинства методик оценки рисков лежит следующая формула:

$$R_i = P_{ugi} \cdot (1 - P_{gi}) \cdot C_i \qquad (1)$$

где P_{ugi} – вероятность реализации угрозы i-м СН за определенный период времени; P_{gi} – вероятность сохранения живучести (показывает, в какой степени тот или иной ресурс живуч после реализации угрозы i-м СН); C_i – оценка возможных потерь в результате реализации угрозы i-м СН за ожидаемый период.

В традиционных системах защиты КВО цели, которые являются в рассматриваемом случае СН противника, распределяются для нейтрализации между отдельными каналами СС (КСС) МПУ СП. Задача распределения КСС МПУ СП, в общем случае, является трудоемкой в связи с отсутствием быстродействующих алгоритмов

 ISSN 1995-7009

для ее решения в процессе активного антагонистического конфликта [3] СП ЗС и СН ее противника, а также неопределенности исходных данных, необходимых для решения этой задачи.

Для оценки эффективности действия сторон во время конфликта часто используют обобщенный критерий «эффективность/затраты». В рассматриваемом случае эффективность целесообразно оценивать по критерию риска, в состав которого входит критерий, оценивающий живучесть системы. В отличие от других критериев критерий риска позволяет оценить масштаб ущерба сторон конфликта с учетом оценки уровня критерия живучесть. Однако обобщенный критерий «эффективность/затраты» на практике часто маскирует внутренние противоречия самих сторон конфликта. В этой связи в целом ряде случаев оценку эффективности целесообразно проводить по частным критериям «эффективность» и «затраты» в отдельности, включив их либо в состав частных критериев более общей многокритериальной задачи выбора [4], либо в виде аналогичной двухкритериальной задачи с частными критериями «эффективность» и «затраты». Рассмотрим возможные на практике постановки таких задач.

Задача 1. Введем следующие обозначения: $N_n = \{1,2,\ldots,n\}$ – КСС с СП, имеющиеся у ЗС; N_m – стратегии ЗС (мероприятия по оперативной маскировке, радиоэлектронной борьбе (РЭБ), физическому уничтожению СН противника, выбору КСС и т.п.); N_l – риски, связанные с выбором определенной стратегии; R – трехиндексная матрица рисков размера $m \times n \times l$ с элементами r_{ijk}, где r_{ijk} – величина риска, которому подвергается ЗС, выбирая стратегию $i \in N_m$ и СП $j \in N_n$ по критерию (виду риска) $k \in N_l$; $x = (x_1, x_2, \ldots, x_n)^T \in X$ – набор КСС и соответствующих им СП ЗС; $x = 1$, если ЗС выбирает j-й вариант КСС, и $x = 0$ – в противном случае.

Наряду с трехиндексной матрицей $R = [r_{ijk}]$ используются и ее двумерные сечения $R_k \in R^{m \times n}$, $k \in N_l$.

Эффективность выбираемых наборов КСС ЗС $x \in X$ в общем случае оценивается векторной целевой функцией

$$Q(x,R) = (q_1(x,R_1), q_2(x,R_2), \ldots, q_l(x,R_l)), \quad (2)$$

включающей, например, критерии минимаксного риска (крайнего пессимизма) Сэвиджа [5]:

$$q_k(x,R_k) = \max_{i \in N_m} \sum_{j \in N_n} r_{ijk} x_i \to \min_{x \in X}, \quad k \in N_l. \quad (3)$$

Под l-критериальной задачей выбора наилучшего для конкретной ситуации набора КСС $Z^l(R)$, $l \geq 1$ будем понимать задачу поиска множества Парето $P^l(R)$ наборов КСС, позволяющих в соответствии с выбранным критерием, например критерием риска Сэвиджа, использовать набор эффективных СП (решений, оптимальных по Парето) для нейтрализации СН противника.

Задача 2. Рассмотрим двухкритериальную булеву задачу выбора КСС и соответствующих им СП. Для этого введем следующие обозначения: $N_n = \{1,2,\ldots,n\}$ – как и прежде, КСС для соответствующих им СП, имеющихся у ЗС; N_m – возможные (прогнозные) ситуации, возникающие в процессе конфликтного взаимодействия СП ЗС и СН противника. Тем самым N_m – множество вариантов сценариев развития конфликта СП ЗС и СН противника. Пусть $x_j = 1$, если вариант КСС и соответствующее ему СП $j \in N_n$ используется, и $x_j = 0$ в противном случае. Вариантом набора КСС и СП назовем булевый вектор $x = (x_1, x_2, \ldots, x_n)^T$. Через $X \subset \{0,1\}^n$ будем обозначать множество всех возможных вариантов КСС и СП, т.е. тех, реализация которых не превосходит возможностей ЗС.

Для каждой ситуации $i \in N_m$, возникающей в процессе конфликта, набор КСС $x \in X$ будем оценивать двумя показателями:

$$\sum_{j \in N_n} e_{ij} x_j \quad \text{и} \quad \sum_{j \in N_n} r_{ij} x_j. \quad (4)$$

Здесь e_{ij} – ожидаемая оценка эффективности выбора варианта набора КСС и СП $j \in N_n$ в случае, когда конфликт находится в состоянии (ситуации) $i \in N_m$; r_{ij} – мера риска, которому подвергается ЗС, выбирая вариант набора КСС и СП $j \in N_n$ при i-й ситуации в процессе конфликта.

Таким образом, исходными данными задачи 2 являются две матрицы – матрица эффективно-

сти $E=[e_{ij}]\in R^{m\times n}$ и матрица рисков $R=[r_{ij}]\in R^{m\times n}$.

Желание ЗС минимизировать затраты на реализацию КСС всегда вступают в противоречие с желанием минимизировать риск (ущерб) от реализации угроз противником. Эти обстоятельства вместе с неопределенностью целей противника, недостаточной осведомленностью об условиях, в которых будет протекать процесс конфликтного взаимодействия ЗС и противника, приводит к необходимости использования двух критериев – максиминного критерия эффективности Вальда [6]:

$$e(x,E)=\min_{i\in N_M}\sum_{j\in N_n}e_{ij}x_j\to\max_{x\in X} \qquad (5)$$

и минимаксного критерия риска Сэвиджа [5]:

$$r(x,E)=\max_{i\in N_M}\sum_{j\in N_n}r_{ij}x_j\to\min_{x\in X}, \qquad (6)$$

где $E_i=(e_{i1},e_{i2},\ldots,e_{in}), R_i=(r_{i1},r_{i2},\cdots,r_{in})$ – i-е строки матриц E и R соответственно.

Критерий Вальда (5) рекомендует ЗС в условиях неопределенности процесса протекания активного конфликта выбирать тот вариант набора КСС (СП), при котором величина суммарной эффективности E_ix принимает наибольшее значение в самой неблагоприятной ситуации, а именно тогда, когда эффективность минимальна. Следуя критерию Сэвиджа (6), ЗС также проявляет крайнюю осторожность, оптимизируя риск от выбора вариантов КСС (СП) R_ix в предположении, что ситуация для него самая неблагоприятная. Очевидно, что оба подхода могут быть продиктованы лишь крайним пессимизмом в оценке конфликтной ситуации и их использование целесообразно тогда, когда речь идет о необходимости достижения гарантированного результата.

Под двухкритериальной булевой задачей $Z^m(E,R)$ выбора варианта КСС в рассматриваемом случае понимается задача поиска множества Парето-оптимальных вариантов КСС (СП).

Задача 3. Для противодействия одной и той же угрозе обычно существует несколько СП, которые различаются по стоимости реализации, используют различные варианты наборов КСС МПУ СП и обеспечивают различную возможность нейтрализации (предотвращения) угроз. В простейшем случае можно предположить, что каждое СП защищает ровно от одного СН. Тогда задача оптимального выбора вариантов КСС и СП представляет собой следующую задачу булева программирования.

Пусть $U=\{u_1,u_2,\ldots,u_n\}$ – множество возможных угроз безопасности; $N=\{1,2,...,n\}$ – множество индексов угроз; $Z=\{z_1,z_2,...,z_m\}$ – множество КСС и СП угрозам безопасности, $M=\{1,2,...,m\}$ – множество индексов вариантов наборов КСС и СП; $T=[t_0,t_{\max}]$ – рассматриваемый период протекания процесса конфликта; $p_i\forall i\in N$, $p_i\in[0,1]$ – возможность (вероятность) реализации i-й угрозы на интервале T, определяется по данным СП или с помощью экспертов; y_i, $\forall i\in N$ – средний ущерб от возможного непредотвращения i-й угрозы; $c_j, j\in$ M – стоимость j-го СП включая стоимость каналов доступа к нему; υ_{ij}, $\forall i\in N$, $j\in M$, $\upsilon_{ij}\in[0,1]$ – возможность (вероятность) непредотвращения i-й угрозы с помощью j-го варианта СП, которое использует j-й вариант набора КСС (определяется по данным статистики или с помощью экспертов).

Рассматриваемая задача математически также может быть формализована в виде двухкритериальной задачи оптимизации. В теории классической и многокритериальной оптимизации построение математической модели начинается со строгого определения множества допустимых решений $X=\{x\}$. В рассматриваемом случае символ X обозначает множество всех возможных каналов доступа (управления) и соответствующих им СП, которые используются для нейтрализации угрозы. Здесь символ x_j означает название СП и соответствующего ему канала управления.

Введём булеву переменную $x_j\in\{0,1\}$, $\forall j\in M$: $x_j=1$, если j-й канал управления и соответствующее СП будут применяться в ЛС СС МПУ для нейтрализации тех или иных угроз, $x_j=0$ в противном случае, т.е. если j-й канал управления и соответствующее СП не применяются. Тогда $\vec{X}$ – вектор булевых переменных x_j, $\forall j\in M$. Физический смысл – набор средств поражения (с каналами управления) для уничтожения данной группировки целей.

Введём следующий показатель качества выбора каналов управления и СП от угроз безопасности:

$$q_1(\vec{X}) = \sum_{i \in N} y_i p_i \max_{j \in M}(\upsilon_{ij} x_j). \quad (7)$$

Данный показатель имеет смысл возможного среднего предотвращенного ущерба при использовании каналов управления и СП, определяемых вектором $\vec{X}$. Значение показателя (7) надо максимизировать.

Кроме показателя эффективности (7), введём также показатель, характеризующий оценку затрат при использовании выбранного варианта использования каналов управления и СП для защиты от угроз безопасности:

$$q_2(\vec{X}) = \sum_{j \in M} c_j x_j . \quad (8)$$

Значение данного показателя необходимо минимизировать.

Основной составляющей двухкритериальной модели является векторная целевая функция (ВЦФ)

$$Q(\vec{X}) = (q_1(\vec{X}), q_2(\vec{X})), \quad (9)$$

включающая максимизируемый и минимизируемый критерии $q_1(\vec{X})$ и $q_2(\vec{X})$ соответственно.

Задача векторной оптимизации (9) обобщает все известные в литературе аналогичные задачи, так как она включает следующие известные постановки задач:

– максимизация обобщенного критерия «эффективность/стоимость»;

– минимизация возможного среднего непредотвращенного ущерба при ограничении на затраты;

– минимизация затрат при ограничении на возможный средний предотвращаемый ущерб.

Для первой задачи обобщенная целевая функция имеет вид

$$Q(\vec{X}) = q_1(\vec{X}) / q_2(\vec{X}) \to \max_{\vec{X} \in D}. \quad (10)$$

В ряде случаев целесообразно использовать обобщенную целевую функцию вида

$$Q(\vec{X}) = \alpha_1 \cdot q_1(\vec{X}) + \alpha_2 \cdot q_2(\vec{X}) \to \max_{\vec{X} \in D}, \quad (11)$$

где α_1, α_2 – соответственно коэффициенты важности критериев $q_1(\vec{X})$ и $q_2(\vec{X})$, которые в рассматриваемом случае определялись таким же способом, как и в методе анализа иерархий [7].

В обобщенной целевой функции (11) частный критерий $q_1(\vec{X})$ путем известных преобразований может быть предварительно приведен к эквивалентному минимизируемому критерию.

Для второго случая задача векторной оптимизации методом доминирующего критерия сводится к скалярной задаче минимизации возможного среднего непредотвращенного ущерба при ограничении на затраты и имеет вид

$$q_1(\vec{X}) = \sum_{i \in N} y_i p_i \max_{j \in M}(\upsilon_{ij} x_j) \to \min_{\vec{X} \in \Delta^{\text{доп}}}, \quad (12)$$

$$\vec{X} \in D : q_2(\vec{X}) = \sum_{j \in M} c_j x_j \le C, \quad (13)$$

где D – множество допустимых каналов управления и СП (значений компонент) неизвестного вектора $\vec{X}$.

Решение задачи (12)–(13) сводится к нахождению всех неизвестных компонент вектора $\vec{X}$ и выбору тех каналов управления и СП z_j, для которых компонент $x_j (\forall j \in M)$ равен 1.

Для третьей задачи итоговое выражение математической постановки задачи при условии минимизации затрат при ограничении на возможный средний предотвращаемый ущерб имеет вид

$$q_2(\vec{X}) = \sum_{j \in M} c_j x_j \to \min_{\vec{X} \in D}, \quad (14)$$

$$D : q_1(\vec{X}) = \sum_{i \in N} y_i p_i \max_{j \in M}(\upsilon_{ij} x_j) \ge Q_{\text{зад}}. \quad (15)$$

Решение задачи – нахождение всех неизвестных компонент вектора $\vec{X}$ и выбор тех каналов управления и СП z_j, для которых соответствующая компонента вектора x_j равна 1. В рассмотренных задачах более важным является показатель предотвращаемого ущерба.

Рассматриваемая задача аналогична предложенной Г. Марковицем задаче «риск – затраты», которая после большого числа исследований окончательно была формализована в виде двухкритериальной задачи математического программирования [8]. Методика решения двухкритериальных задач включает в себя два основных этапа: построение множества Парето-

оптимальных решений; выбор одного оптимального решения в множестве Парето.

Построение множества Парето является достаточно трудной и в то же время чрезвычайно важной задачей. Современный арсенал методов его построения пока еще не всегда обеспечивает практические нужды. Наиболее полно разработаны методы решения двухкритериальных задач и линейных многокритериальных задач, для которых нетрудно проверить существование эффективных решений. Ниже рассмотрен один из подходов к построению множества Парето.

Рассмотрим алгоритм построения множества Парето методом последовательных приближений [9, 10]. Множество Парето представляет собой юго-западную (для задач минимизации) границу множества альтернатив. Найти множество Парето в этом случае можно методом последовательного приближения (см. рис. 1), используя линейную (кусочно-линейную, полиэдральную) аппроксимацию, когда приближение осуществляется отрезками прямых; в результате получают ломаную линию, точки изломов которой принадлежат аппроксимируемой кривой.

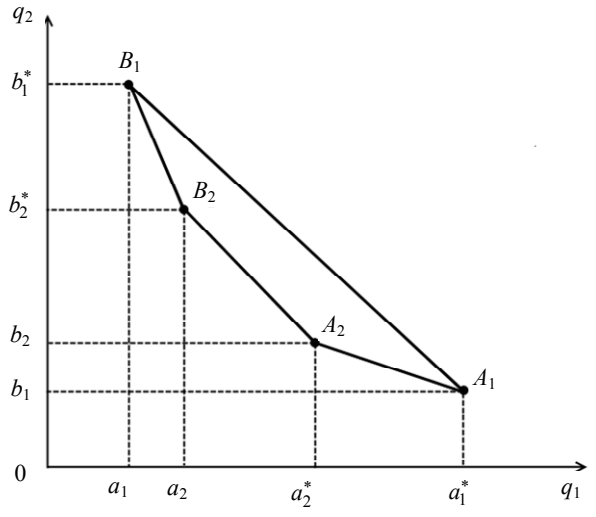


Рис. 1. Построение множества Парето методом последовательных приближений

Алгоритм решения сводится к следующему:

1 шаг. Полагают $q_1(\vec{X}) = a_1; q_2(\vec{X}) = b_1$, где a_1, b_1 принадлежат множеству оценок и $\vec{X} \in A$ – множеству альтернатив.

2 шаг. Решают оптимизационные задачи

$$q_1(\vec{X}) \to \min; \vec{X} \in A, q_2(\vec{X}) = b_1$$

и $q_2(\vec{X}) \to \min; \vec{X} \in A, q_1(\vec{X}) = a_1$.

Решения этих задач позволяют получить соответственно точки $A_1(a_1^*, b_1)$ и $B_1(a_1, b_1^*)$, лежащие на множестве Парето.

3 шаг. Через точки A_1 и B_1 проводят прямую, которая и будет первым приближением множества Парето.

4 шаг. Второе приближение получают после решения очередных двух оптимизационных задач при выборе других точек из множества оценок b_2 и a_2:

$$q_1(\vec{X}) \to \min; \vec{X} \in A, q_2(\vec{X}) = b_2$$

$$q_2(\vec{X}) \to \min; \vec{X} \in A, q_1(\vec{X}) = a_2,$$

что дает точки $A_2(a_2^*, b_2)$ и $B_2(a_2, b_2^*)$.

5 шаг. Ломаная $A_1A_2B_2B_1$ является вторым приближением множества Парето.

При необходимости получения более точного результата, например, между точками B_1 и B_2, задача решается аналогично, то есть на отрезке (a_1, a_2) выбирают новое значение для $q_1(\vec{X})$, а на отрезке (b_2^*, b_1^*) – новое значение $q_2(\vec{X})$, и решаются две оптимизационные задачи, как на шаге 2 и шаге 3 и т. д.

Рассмотрим алгоритм построения множества Парето на основе метода взвешенной суммы [9, 10]. Данный метод основан на том, что если частные критерии $q_2(\vec{X})$ и $q_1(\vec{X})$ являются линейными функциями, то координату j-й точки множества Парето определяет совокупность чисел q_2, q_1, получаемых из решения задачи оптимизации вида

$$\alpha_1 q_2(\vec{X}) + \alpha_2 q_1(\vec{X}) \to \min_{\vec{X}};$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1;\ \alpha_1, \alpha_2 > 0.$$

Отсюда следует, что, во-первых, существуют такие $\vec{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2)$, для которых все точки $\vec{X}$ эффективны и дают один и тот же неулучшаемый вектор результатов; во-вторых, изменяя $\vec{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2)$, получаем все множество.

Тогда алгоритм аппроксимации множества Парето можно реализовать следующим способом (рис. 2):

1. Решаем задачу

$$\alpha_1 q_2(\vec{X}) + \alpha_2 q_1(\vec{X}) \to \min_{\vec{X}};$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1;\ \alpha_1, \alpha_2 > 0, \qquad (16)$$

из которой находят первую точку $A(q_1(\vec{X}), q_2(\vec{X}))$.

2. Вторую точку $B(q_1(\vec{X}), q_2(\vec{X}))$ получаем решением задачи

$$\alpha_1' q_2(\vec{X}) + \alpha_2' q_1(\vec{X}) \to \min_{\vec{X}};$$

$$\alpha_1' + \alpha_2' = 1;\ \alpha_1', \alpha_2' > 0. \qquad (17)$$

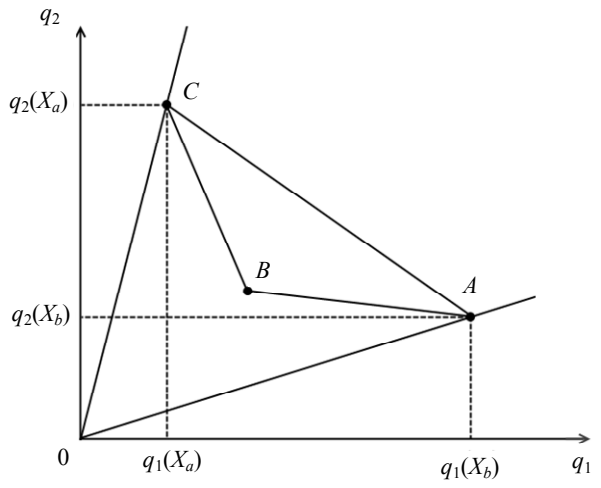


Рис. 2. Построение множества Парето на основе метода взвешенной суммы

Прямая AB есть первое приближение множества Парето. Аналогично можно построить точку C, тогда ломаная ACB представляет собой второе приближение и т.д. Таким образом, для линейной задачи аппроксимация множества Парето не представляет сложности. Рассмотренный способ аппроксимации множества Парето основан на исследовании агрегированного критерия. Следует отметить, что, увеличивая количество точек, можно построить многогранник, аппроксимирующий выпуклое множество Парето с достаточно высокой степенью точности.

Метод минимакса [9, 10] весьма схож с оптимизацией линейной свертки. Решается задача:

$$\min_{\vec{X}} \max_{i} \{\alpha_i Q_i(\vec{X})\}, \qquad (18)$$

где $Q_1(\vec{X}) = q_2(\vec{X})$, $Q_2(\vec{X}) = q_1(\vec{X})$.

В этой задаче подбором весового вектора можно найти все множество Парето. Существенным преимуществом данного метода перед рассмотренными выше является то, что линейная свертка позволяет решать лишь вогнутые (выпуклые) задачи (вследствие полиэдральности допустимого множества), в то время как минимаксная оптимизация дает точки Парето для любых задач. Однако минимаксная оптимизация эквивалентна задаче об условной оптимизации и в вычислительном плане сложнее метода взвешенной суммы. Поэтому, когда множество оценок можно полагать выпуклым, то целесообразнее применять метод взвешенной суммы.

После получения множества Парето необходимо выбрать оптимальное решение. Для этого требуется принять соглашение о возможных (целесообразных) компромиссах между критериями. Это – акция ЛПР, и она во многом определяется особенностями задачи, опытом и интуицией ЛПР.

Один из путей реализации такого соглашения – скаляризация задачи. В этом случае приходим к однокритериальной задаче оптимизации на множестве Парето. Казалось бы, в финале получено то, с чего начали. Однако это не так, поскольку при формировании множества Парето отброшены все заведомо худшие в смысле многокритериальной оптимизации варианты и предельно сужена область поиска.

Таким образом, решение рассмотренной двухкритериальной задачи осуществляется в два этапа. На первом находится множество Парето – оптимальных решений. На втором этапе путем решения задачи однокритериальной оптимизации определяется единственный оптимальный по доминирующему критерию вариант выбора каналов управления.

Задачи (16), (17) относятся к классу задач дискретного программирования. Задачи этого класса являются трудоемкими в связи с отсутствием быстрого алгоритма для их решения. Исключительно важную роль в решении задач дискретного программирования играют приближенные методы. Можно указать обстоятельства, которые вызывают необходимость разработки приближенных методов дискретного программирования.

Во-первых, из-за комбинаторного характера большинства задач дискретного программирования и большой трудоемкости их решения точные методы не дают возможности получить оптимальное решение для практических задач довольно большой размерности за приемлемое время. Во-вторых, часто на практике для задач исследования операций применяются приближенные модели, где исходные данные определяются неточно и приближенно. Это обесцени-

вает поиск оптимальных решений, и потому часто ограничиваются приближенными решениями, удовлетворительными с точки зрения практики. На их поиск расходуется значительно меньше машинного времени и других ресурсов ЭВМ, что особенно важно, если соответствующие задачи должны решаться в реальном времени.

Особенность задачи оптимального выбора вариантов каналов управления и соответствующих им СП от угроз безопасности СН противника, как и многих других задач дискретной оптимизации, заключается в том, что она является NP-сложной задачей [11], т.е. невозможно получить точное решение за время, значение которого является полиномом от размерности задачи. Поэтому имеет смысл рассмотреть приближенные методы, которые используются в тех случаях, когда необходимо обеспечить оперативность решения задачи или когда размерность задачи достаточно велика.

NP-сложные задачи с точки зрения качества приближенного решения можно разделить на три класса.

1. Задачи, в которых эффективно (т.е. за полиномиальное время) строятся приближенные решения с любой наперед заданной точностью.

2. Задачи, в которых эффективно строятся приближенные решения с априорной оценкой точности. При этом ошибка может быть заранее оценена до работы алгоритма (в отличие от предыдущего случая, ее нельзя устремить к нулю).

3. Задачи, вообще не допускающие эффективных приближенных алгоритмов. Получить приближенное решение с заданной оценкой точности столь же сложно, как и точное решение.

Как показывает анализ, задача оптимального выбора вариантов каналов управления и соответствующих им СП относится к третьему классу.

Для решения данной задачи можно использовать следующие классы приближенных методов: методы локальной оптимизации, методы случайного поиска и комбинированные методы, или методы локальной стохастической оптимизации.

Методы случайного поиска для решения задачи выбора вариантов каналов управления и соответствующих им СП не очень удобны, так как трудно организовать управляемый случайный поиск из-за особенностей ограничений и сравнительно большого времени поиска.

Рассмотрим один из методов локальной оптимизации – метод вектора спада [12]. Достоинствами этого метода являются его простота и наличие аналитического выражения для вычисления верхней оценки числа его шагов. Рассмотрим метод вектора спада применительно к решению задачи выбора каналов управления.

Методы локальной оптимизации базируются на метризации дискретного пространства, на понятиях окрестности точки в дискретном пространстве и локального экстремума функции по аналогии с непрерывным пространством.

Обозначим через $O_{\Delta^{\text{доп}}}(\vec{X},r)$ окрестность точки $\vec{X}\in\Delta^{\text{доп}}$ радиусом $r>0$, тогда

$$O_{\Delta^{\text{доп}}}(\vec{X},r)=\left\{\vec{Y}\in\Delta^{\text{доп}}\Big|_{\rho}\left(\vec{X},\vec{Y}\right)\le r\right\}, \qquad (19)$$

где $\rho\left(\vec{X},\vec{Y}\right)$ – расстояние между точками $\vec{X}$ и $\vec{Y}$ в дискретном метрическом пространстве. В случае булевых переменных наиболее часто используется метрика Хэмминга.

Для характеристики точек окрестности определим вектор, называемый вектором спада, который характеризует изменение целевой функции при переходе в различные точки окрестности:

$$\vec{\sigma}^{r}\left(\vec{X}\right)=$$

$$=\left\|\sigma\left(\vec{X},\vec{Y}^{(1)}\right),\sigma\left(\vec{X},\vec{Y}^{(2)}\right),...,\sigma\left(\vec{X},\vec{Y}^{(k)}\right)\right\|^{T}, \qquad (20)$$

где $\sigma\left(\vec{X},\vec{Y}^{(i)}\right)=F\left(\vec{Y}^{(i)}\right)-F(\vec{X}),i=1,2,...,k;k$ – число точек окрестности.

Суть метода вектора спада заключается в том, что на каждом шаге рассматривается окрестность некоторой точки, соответствующей допустимому решению задачи, и осуществляется переход с помощью вычисления компонент вектора спада к той точке окрестности, которая имеет наибольшее (наименьшее) значение целевой функции. Процесс продолжается до получения локального максимума (минимума) задачи. Приведем алгоритм одной из модификаций метода вектора спада для решения задачи оптимального выбора СП и каналов управления.

Шаг 0 (предварительный).

Выбираем начальное допустимое приближение $\vec{X}^{(0)}\in\Delta^{\text{доп}}$. Например, будем использовать все допустимые каналы, в этом случае $x_j\in 1,\ \forall_j\in M$ (это решение будет всегда допустимым при корректной постановке задачи, т.е. если ограничения позволяют задать хотя бы одно допустимое решение). Задаем значение радиуса $r=1$.

Шаг k ($k \geq 1$).

1. Определяем для каждой точки, которая является допустимой согласно введенным ограничениям окрестности $O_{\Delta\text{доп}}(\vec{X}^{(k-1)}, r)$, компоненты вектора спада $\sigma(\vec{X}^{(k-1)}, \vec{Y})$, где $\vec{Y} \in O_{\Delta\text{доп}}(\vec{X}^{(k-1)}, r)$.

2. Определяем точку окрестности, для которой компонента вектора спада отрицательная и является минимальной (так как решается задача минимизации) среди всех точек окрестности. Далее эту точку принимаем за следующее приближение $\vec{X}^{(k)}$ и переходим к шагу $k + 1$.

3. Если такой точки не существует, то работа алгоритма завершена, на шаге $k - 1$ получена точка локального минимума.

Результатом решения этой задачи является вариант набора КСС и СП для нейтрализации угроз СН противника.

Литература

1. *Додонов А.Г.* Живучесть информационных систем / А.Г. Додонов, Д.В. Ландэ – К.: Наук. думка, 2011. – 256 с.

2. Проблемы анализа живучести сетей мобильной связи / В.П. Блукке [и др.]. – Н.: ИВМ и МГ СОРАН, 2005. – 112 с.

3. *Владимиров В.И.* Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем. Методы и математические модели / В.И. Владимиров, В.П. Лихачев, В.М. Шляхин ; под ред. В.М. Шляхина. – М.: Радиотехника, 2004. – 384 с.

4. *Петровский А.Б.* Теория принятия решений / А.Б. Петровский. – М.: Издательский центр «Академия», 2009. – 400 с.

5. *Вальд А.* Статистические решающие функции / А. Вальд // Позиционные игры ; под ред. Н.Н. Воробьева и Н.Н. Врублевской. – М.: Наука, 1967. – С. 300–522.

6. *Федоров В.В.* Численные методы максимина / В.В. Федоров. – М.: Наука, 1979. – 278 с.

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

8. *Трояновский В.М.* Математическое моделирование в менеджменте / В.М. Трояновский. – М.: Русская деловая литература, 1999. – 240 с.

9. *Брейтон Р.К.* Обзор методов оптимального проектирования интегральных схем / Р.К. Брейтон, Г.Д. Хэчтэл, Санджовани-Винчентелли // ТИИЭР. – 1981. – Т. 69, № 10. – С. 180–215.

10. *Черноруцкий И.Г.* Методы оптимизации в теории управления : учеб. пособие / И.Г. Черноруцкий. – СПб.: Питер, 2004. – 256 с.

11. *Гэри М.* Вычислительные машины и трудноразрешаемые задачи / М. Гэри, Д. Джонсон. – М.: Мир, 1982. – 418 с.

12. *Сергиенко И.В.* Приближенные методы решения дискретных задач оптимизации / И.В. Сергиенко, Т.Т. Лебедева, В.А. Рощин. – Киев: Наукова думка, 1980. – 276 с.

Статья поступила в редакцию 1 октября 2013 г.

УДК 621.391

ПРОТОКОЛЫ МАРШРУТИЗАЦИИ В МОБИЛЬНЫХ САМООРГАНИЗУЮЩИХСЯ СЕТЯХ

В.Г. Маркин, руководитель проекта, e-mail: marvigs@mail.ru
А.Г. Рыжкова, специалист, e-mail: Ryzhkova_Alisa@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются общие обязательные характеристики протоколов маршрутизации, ориентированных на применение в сетях MANET. Приводится классификация протоколов, построенная на основе различных критериев. Отмечаются особенности использования, выявляются преимущества и недостатки протоколов в соотнесении с принципами функционирования мобильных самоорганизующихся сетей.

Ключевые слова: *самоорганизация, Ad hoc сети, MANET, динамическая топология, протоколы маршрутизации.*

ROUTING PROTOCOLS FOR MOBILE AD HOC NETWORKS

V.G. Markin, project director, e-mail: marvigs@mail.ru
A.G. Ryzhkova, specialist, e-mail: Ryzhkova_Alisa@mail.ru
JSC «Sozvezdie «Concern»

This paper focuses on general obligatory characteristics of MANET-oriented routing protocols. The classification of protocols based on various criteria is proposed. Their functional specific features, advantages and disadvantages of their implementation are discussed in terms of MANET principles of operation.

Key words: *self-organization, Ad hoc networks, MANET, dynamic topology, routing protocols.*

1. Введение

Понятие «самоорганизация» соотносится с протеканием внутренних, обычно распределенных, процессов локальных взаимодействий компонентов системы. В основу понятия заложено множество отношений между структурными компонентами системы, которые находятся в постоянном взаимодействии. Самоорганизация представляет собой механизм возникновения, установления, поддержания и изменения структуры системы без прямого вмешательства в ее работу извне. Это «динамический процесс, в котором организация возникает и изменяется только за счет внутренних взаимодействий» [1].

Компоненты самоорганизующейся системы или сети должны быть автономными, способными воспринимать информацию из внешнего мира и реагировать на его изменения. Кроме того, они должны иметь среду функционирования, как программную, так и физическую, а также поддерживать распределенное взаимодействие и организацию системы в целом.

Существуют два основных вида самоорганизующихся сетей [2]:

– сети со стационарной инфраструктурой (Mesh-сети);

– мобильные сети (Mobile Ad Hoc Networks – MANET).

Самоорганизующиеся сети обладают следующими преимуществами над беспроводными сетями традиционной архитектуры [2]:

– возможность передачи данных на большие расстояния без увеличения мощности передатчика;

– устойчивость к изменениям в инфраструктуре сети;

– возможность быстрой реконфигурации в условиях неблагоприятной помеховой обстановки;

– простота и высокая скорость развертывания.

Самоорганизующиеся сети получили широкое распространение благодаря возможности соединения терминалов без установления жесткой инфраструктуры и центральной системы управления. Топология строится на базе автономных узлов, которые функционируют как маршрутизаторы и объединяются в самоорганизующуюся сеть, представляемую в виде произвольного графа [3].

Основными характеристиками мобильных сетей являются: *беспроводные соединения*, *динамическая топология*, *отсутствие центра*

 ISSN 1995-7009

управления, *мобильность*, *ограниченность ресурсов*, *отсутствие постоянного энергопитания*, *разнородность оборудования по характеристикам*, *кооперация узлов в процессе самоорганизации* [4].

К основным задачам, требующим решения при проектировании самоорганизующейся сети, следует отнести [2]:

– разработку/выбор оптимального алгоритма маршрутизации трафика;

– нахождение компромисса между показателями живучести, помехоустойчивости и параметрами безопасности сети;

– выбор технологии передачи данных (например, 802.11, 802.16e и др.);

– распределение неперекрывающихся частотных радиоканалов между радиоинтерфейсами кластеров.

В настоящей работе рассмотрим различные классы протоколов маршрутизации, которые различаются по принципу функционирования, типу используемых данных, количеству выстраиваемых маршрутов и др.

2. Классификация протоколов маршрутизации для сетей MANET

Существующие протоколы маршрутизации можно классифицировать по различным критериям [3, 5–9]:

1) По типу используемых данных: *топологические*, которые используют информацию об установленных соединениях между узлами, и *географические*, которые основываются на данных о географическом положении узлов, полученных системой спутниковой навигации. *Протоколы географической маршрутизации* включают: LAR (Location-Aided Routing Protocol), DREAM (Distance Routing Effect Algorithm for Mobility), GPSR (Greedy Perimeter Stateless Routing), LBM (Location Based Multicast), MBGR (Mesh-Based Geocast Routing).

2) По принципам функционирования: *проактивные*, или табличные, *реактивные* и *гибридные*, или смешанные.

Проактивные протоколы выстраивают маршруты на основе рассылаемой служебной информации о топологии сети, в соответствии с которой каждый узел выбирает путь дальнейшего прохождения пакета и сохраняет его в таблице маршрутизации. Поскольку узлы сохраняют граф связности сети, возможно построение кратчайшего маршрута, например по алгоритму Дейкстры. Проактивные протоколы обеспечивают минимальную задержку отправки пакетов, но сильно перегружают сеть за счет рассылки служебных сообщений. К таким протоколам относятся: FSR (Fisheye State Routing), OLSR (Optimized Link-State Routing), HSR (Hierarchical State Routing), STAR (Source Tree Adaptive Routing), CGSR (Clustered Head Gateway Switch Routing), WRP (Wireless Routing Protocol), GSR (Global State Routing), DSDV (Dynamic Destination-Sequenced Distance Vector), TBRPF (Topology Broadcast based on Reversed Path Forwarding) и др.

Реактивные протоколы строят маршруты только в случае необходимости, по требованию. Сначала узел-источник распространяет по всей сети уведомление о начале передачи. Получив сообщение, узел назначения формирует подтверждение и отправляет его по установленному маршруту. Для повторной передачи сообщений маршрут считывается из сохраненной таблицы маршрутизации. Если на линии появляются обрывы, запускается алгоритм построения нового маршрута. Среди реактивных протоколов выделяются: AODV (Ad-hoc On-Demand Distance Vector Routing), DSR (Dynamic Source Routing), ABR (Associativity Based Routing), SSA (Signal Stability Based Adaptive Routing), FORP (Flow-Oriented Routing Protocol), PLBR (Preferred Link-Based Routing), LMR (Lightweight Mobile Routing), TORA (Temporally-Ordered Routing Algorithms), DYMO (Dynamic MANET On-Demand Routing Protocol), MOR (Multipath On-Demand Routing Protocol) и др.

Гибридные, или смешанные, протоколы сочетают характеристики проактивных и реактивных протоколов маршрутизации. Они разбивают сеть на множество подсетей, в пределах которых функционирует проактивный протокол, а маршрутизация между подсетями реализуется с помощью реактивных методов. В крупномасштабных сетях это позволяет сократить размеры таблиц маршрутизации и объем ретранслируемой служебной информации, поскольку знание маршрутов и рассылка служебных пакетов ограничиваются подсетью. Гибридными являются протоколы HWMP (Hybrid Wireless Mesh Protocol), ZRP (Zone Routing Protocol), CEDAR (Core Extraction Distributed Ad hoc Routing), ZHLS (Zone-Based Hierarchical Link State Routing), HSLS (Hazy Sighted Link State Routing Protocol), HRPLS (Hybrid Routing Protocol for Large Scale) и др.

3) По критерию определения оптимальности маршрута: *протоколы вектора расстояния* и протоколы со сложной метрикой выбора мар-

шрутов, или *протоколы маршрутизации по состоянию канала*. Первые выбирают для передачи маршрут, предполагающий наименьшее число ретрансляций сообщения: FSR, AODV, DSDV, DSR, DYMO. Вторые оценивают маршруты по множеству критериев, например, они могут учитывать задержку передачи, пропускную способность канала и пр.: OLSR, HSLS, OSPF (Open Shortest Path First).

4) По числу задействованных в маршрутизации уровней ЭМВОС: *однопутевые* и *многопутевые*. Однопутевые протоколы маршрутизации выбирают для передачи трафика один, наиболее эффективный, маршрут и сохраняют его в таблице маршрутизации. Многопутевые протоколы вносят в таблицу два или более маршрутов. В случае обрыва основного выбранного маршрута протоколы считывают из таблицы дополнительный. Кроме того, нагрузка сети может перераспределяться с основных маршрутов на резервные.

5) По количеству получателей: *однопользовательские*, *групповые* (англ. – *multicast routing*) и *волновые* (англ. – *flooding*). Протоколы групповой маршрутизации служат для передачи информации от одного абонента к нескольким получателям: AMRIS (Ad-hoc Multicast Routing Protocol), MAODV (Multicast Ad-hoc On-demand Distance Vector Routing), AMRoute (Ad-hoc Multicast Routing), ODMRP (On-Demand Multicast Routing Protocol), CAMP (Core-Assisted Mesh Protocol), NSMP (Neighbor Supporting Ad hoc Multicast Routing Protocol) и др. Волновые методы применяются при передаче однопользовательской и многоадресной информации в условиях высокой динамики топологии сети, а также на этапах построения и поддержания маршрутов при зондовой маршрутизации. Общий алгоритм функционирования таких протоколов заключается в следующем: узел-отправитель широковещательно передает пакет своим соседям; каждый соседний узел, приняв пакет впервые, ретранслирует его. Для исключения повторной ретрансляции пакета каждый узел определенное время хранит информацию о нем, запоминая номер пакета и идентификатор узла-отправителя. Процесс продолжается до тех пор, пока все узлы сети не получат данный пакет. Достоинства волновых методов маршрутизации состоят в простоте реализации, децентрализованном принципе функционирования, отсутствии служебного трафика, высокой надежности доставки информации. Основным недостатком является резкий рост трафика, приводящий к учащению столкновений пакетов и резкому снижению пропускной способности сети.

6) Протоколы могут использовать ***информацию о времени существования маршрутов***, чтобы повысить стабильность работы линий. Одни протоколы *учитывают данные о состоянии каналов*, *полученные до момента или на момент маршрутизации*. К примеру, алгоритм нахождения кратчайшего пути выстраивает стабильный маршрут, если в качестве метрики маршрутизации использует сведения о занятости каналов. Изменения в топологии сети могут повлечь разрыв маршрута, в таком случае запускается малозатратный процесс реконфигурации. К протоколам этого типа можно отнести DSDV, WRP, STAR, DSR, AODV, FSR, HSR, GSR. Другие протоколы *прогнозируют статус занятости каналов, а также время существования маршрутов и активности узлов* (исходя из оставшегося заряда аккумулятора и скорости расхода невосстанавливаемых ресурсов). К таким протоколам относятся: FORP, RABR (Route-Lifetime Assessment-based Routing), LBR (Link Life-time based Routing Protocol).

К настоящему моменту для сетей MANET разработаны алгоритмы, носящие полностью децентрализованный характер и работающие с поддержкой множественной адресации и QoS [8]. Однако при определенном размере сети эффективность таких алгоритмов снижается в связи с плохой масштабируемостью. Частичным решением этой проблемы является иерархическая маршрутизация, основанная на идее организации узлов в группы (кластеры) и назначения узлам внутри группы различной функциональности [10]. На рис. 1 приведен пример кластеризации в протоколе CGSR: мобильные терминалы организуются в кластеры; головной узел в каждом кластере обеспечивает эффективное управление трафиком; шлюзы устанавливают соединение между несколькими головными узлами [11].

Несмотря на обилие протоколов маршрутизации, единого метода маршрутизации, удовлетворяющего всем требованиям и обеспечивающего оптимизацию всех показателей эффективности функционирования сети при различных условиях ее работы, не существует [13]. По этой причине предлагается использовать одновременно несколько алгоритмов, формировать метрики выбора маршрута динамическим образом, интеллектуализировать процессы принятия решения.

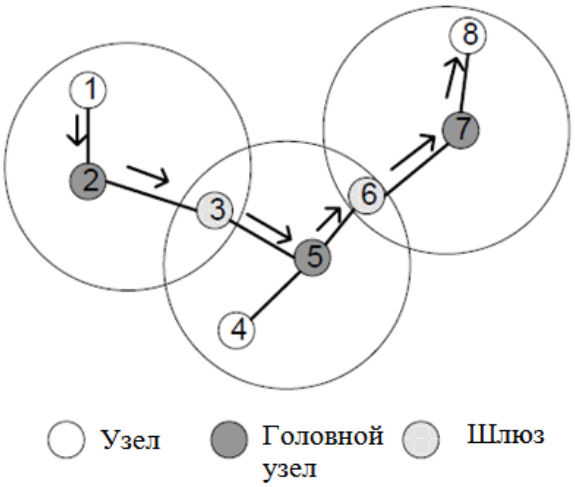


Рис. 1. Кластеризация в сети на примере протокола CGSR

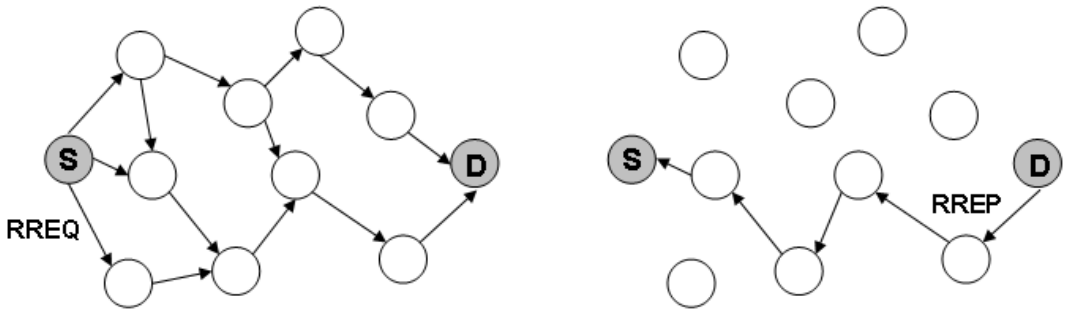
3. Характеристики протоколов маршрутизации для сетей MANET

Как упоминалось ранее, традиционные протоколы маршрутизации для проводных сетей в MANET неэффективны по двум главным причинам: во-первых, топология беспроводных самоорганизующихся сетей слишком быстро перестраивается, во-вторых, присутствуют различные ограничения, например мощности, пропускной способности и т.д. Для такого типа сетей разработаны специальные протоколы, учитывающие те или иные особенности MANET и имеющие в основе различные механизмы реализации. Далее приведем характеристики наиболее распространенных MANET-ориентированных протоколов маршрутизации.

3.1. AODV (Ad hoc On-demand Distance Vector)

AODV является реактивным протоколом маршрутизации по требованию, который представляет собой комбинацию реактивного протокола DSR и проактивного DSDV (см. ниже). Работа протокола основана на рассылке служебных сообщений для пошагового установления маршрута. Узел-источник перед отправкой информационного пакета проверяет свои таблицы маршрутизации на наличие построенного маршрута до получателя. В случае если он отсутствует, источник распространяет всем соседним узлам запрос на установление маршрута RREQ. Благодаря такой процедуре минимизируется число ретрансляций пакета по сравнению с алгоритмом DSDV, предполагающим поддержание полного списка маршрутов.

На рис. 2 приведена схема построения маршрута по протоколу AODV, в соответствии с которым источник S инициирует поиск маршрута (а), узел-получатель отправляет ответный пакет RREP источнику (б) [12].

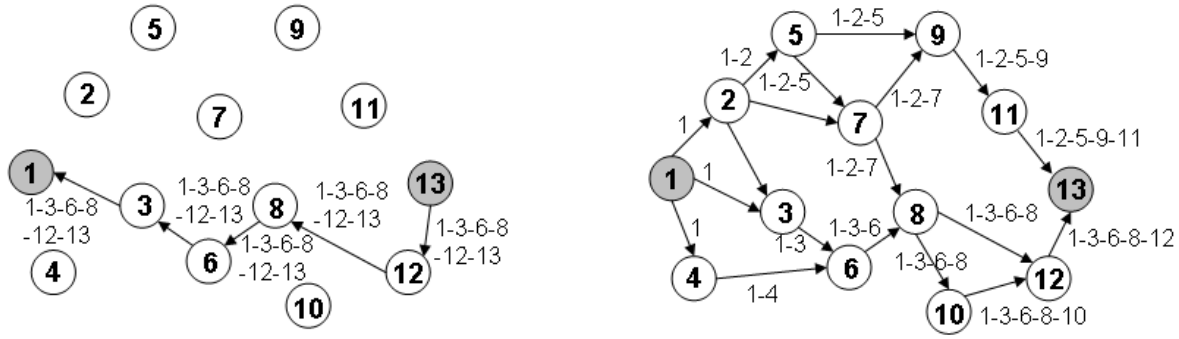


а) б)

Рис. 2. Построение маршрута по протоколу AODV

3.2. DSR (Dynamic Source Routing)

DSR – это реактивный протокол динамической маршрутизации от источника, разработанный для небольших (5–10 скачков) сетей MANET. На этапе поиска маршрута узлы распространяют запросы RREQ (рис. 3а) и ответные пакеты RREP, в которых прописывается маршрут (рис. 3б) [12]. Каждый узел в зоне покрытия источника добавляет в пакет RREP собственный идентификатор и затем ретранслирует его. Протокол эффективно работает в сетях с низкой мобильностью узлов, но производительность снижается с увеличением скорости перемещения адресатов и длины маршрута.



а) б)

Рис. 3. Маршрутизация по протоколу DSR

3.3. *DSDV (Destination-Sequenced Distance-Vector)*

Протокол DSDV включает поддержку и обновление таблиц маршрутизации для всех направлений перехода пакетов в сети. Для уменьшения объема служебного трафика используются два типа пакетов: пакеты с полной информацией о маршрутах, которые передаются в период случайного перемещения узлов, и пакеты с информацией об изменениях топологии. Сетевой трафик может уменьшаться путем задержки ретрансляции мобильными терминалами.

На рис. 4 показано функционирование протокола DSDV: а) узел A, добавленный в сеть, отправляет таблицу маршрутизации, узел B принимает ее, вписывает свой порядковый номер и отправляет соседним узлам, и таким образом информация о новом маршруте распространяется по всей сети; б) при разрыве линии между узлами B и D узел B приравнивает количество скачков до D и E к бесконечности, увеличивает порядковые номера D и E, а затем распространяет информацию об обновлении топологии по всей сети.

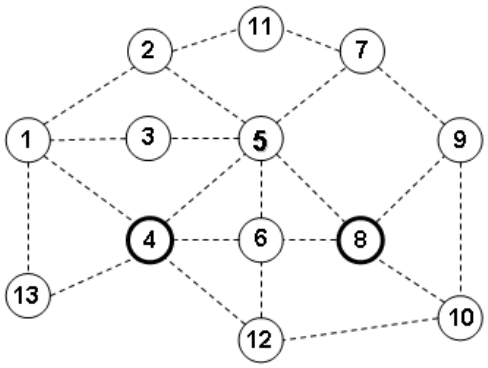


Рис. 5. Маршрутизация по протоколу OLSR

3.5. FSR (Fisheye State Routing)

FSR – проактивный протокол маршрутизации, направленный на уменьшение распространяемой служебной информации в сети за счет использования концепции «рыбьего глаза». Глаз рыбы может рассмотреть объект с большой точностью, если этот объект расположен около фокуса ее глаза. Точность уменьшается с увеличением расстояния от фокуса. В ad hoc сетях эта способность использована для поддержания свежей информации только о близлежащих узлах. Для уменьшения объемов пересылаемых данных в FSR сеть разделяется на области маршрутизации. Область – это ряд узлов, которые могут достигать друг друга за заданное число ретрансляций. Узлы в этом протоколе поддерживают таблицы с маршрутами на основе информации, полученной только от их соседей. Чем дальше расположен терминал от данного узла, тем реже ему отправляется трафик. Даже при том, что FSR – проактивный протокол маршрутизации и поддерживает топологию сети в каждом узле, такое свойство не позволяет перегружать сеть информацией о топологии. На рис. 6 показаны области, в которых центральный узел может достигать своих соседей за один, два или три скачка [15].

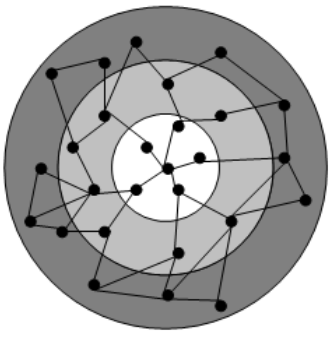


Рис. 6. Схема маршрутизации в протоколе FSR

3.6. ZRP (Zone Routing Protocol)

Гибридный протокол маршрутизации ZRP разбивает сеть на зоны, в которых узлы находятся на минимальном расстоянии (в скачках) друг от друга, не превышающем заданный радиус зоны (рис. 7). На этапе поиска маршрута служебная информация рассылается не по всей сети, а по периметру зоны; для установления соединений с узлами вне зоны используется реактивный механизм поиска маршрутов по требованию. Таким образом, для внутризоновой маршрутизации используется проактивный механизм (IARP – Intrazone Routing Protocol), для передачи пакетов между зонами – реактивный метод (IERP – Interzone Routing Protocol).

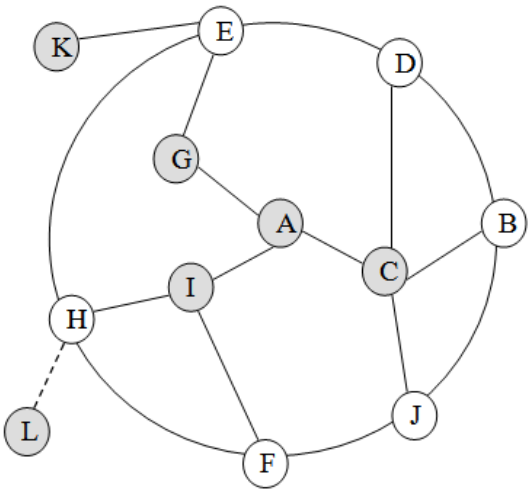


Рис. 7. Зона маршрутизации узла A. Количество скачков до узла склеивания $h = 2$

3.7. *LAR (Location-Aided Routing)*

LAR – один из класса протоколов географической маршрутизации, использующих информацию о местоположении, направлении и скорости движения узлов. Источник отправляет пакеты только узлам в ожидаемой зоне адресата (рис. 8), что позволяет уменьшить объем рассылаемой служебной информации. Если источник не располагает данными о местоположении и мобильности получателя, он рассматривает всю сеть как ожидаемую зону и рассылает служебные сообщения до тех пор, пока не обнаружит узлы, способные передать пакет адресату.

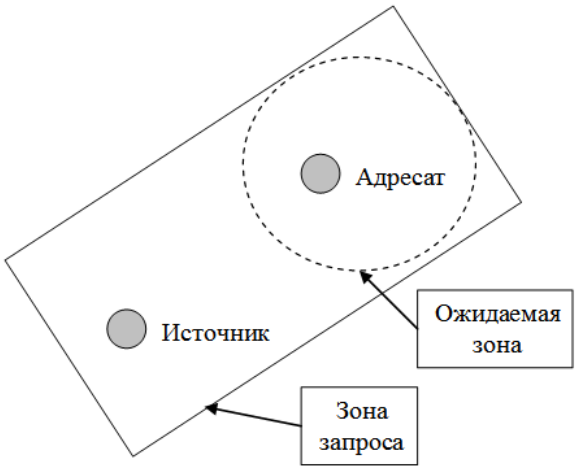


Рис. 8. Маршрутизация по протоколу LAR

Перечисленные и другие протоколы оптимизируют те параметры маршрутизации, которые представляют значимость для конкретного приложения, поэтому выбор протокола зависит в конечном итоге от требований пользователя. Существуют также критерии количественной оценки эффективности протоколов, среди которых выделяются: задержка доставки пакетов, время установления маршрутов, вероятность доставки пакетов, энергопотребление, объем накладных расходов и др. [12].

В табл. 1 приводятся сравнительные характеристики наиболее распространенных протоколов маршрутизации в сетях MANET: DSDV, AODV, DSR [16]. В табл. 2 представлены характеристики некоторых других протоколов [17].

Таблица 1

Сравнительные характеристики наиболее распространенных протоколов маршрутизации для сетей MANET

	DSDV	AODV	DSR
Тип протокола	Маршрутизация по вектору расстояния	Маршрутизация по вектору расстояния + маршрутизация от источника	Маршрутизация от источника
Метод построения маршрута	Проактивный	Реактивный	Реактивный
Подсеть маршрутизации	Плоская	Плоская	Плоская

Таблица 1 (продолжение)

Условия обновления	Периодическое обновление и по требованию	В случае каких-либо изменений в сети	В случае каких-либо изменений в сети
Образование петель	Нет	Нет	Нет
Метрика маршрутизации	Кратчайший путь	Самый последний кратчайший путь	Кратчайший путь
Адресат информации об обновлении	Соседние узлы	Узел-источник	Узел-источник
Поддержка Multicast	Нет	Да	Нет
Рассылка сообщений hello	Нет	Да	Нет
Многопутевая маршрутизация	Нет	Нет	Да
Место хранения маршрутов	Таблица маршрутизации	Таблица маршрутизации	Кэш маршрутов
Временная сложность	O(d)	O(2d)	O(2d)
Преимущества	Маршрутизация без зацикливания	Адаптивность к быстрым изменениям топологии сети	Построение множества маршрутов
Недостатки	Существенные накладные расходы	Плохая масштабируемость, длительные задержки	Плохая масштабируемость из-за лавинной рассылки сообщений

Таблица 2

Характеристики других протоколов маршрутизации

Характеристики	Протоколы маршрутизации																		
	DSDV	WRP	CGSR	STAR	OLSR	FSR	HSR	GSR	DSR	AODV	ABR	SSA	FORP	PLBR	CEAR	ZRP	ZHLS	RABR	LBR	LAR
Проактивный протокол	∨	∨	∨	∨	∨	∨	∨	∨												
Реактивный протокол									∨	∨	∨	∨	∨	∨						
Гибридный протокол															∨	∨	∨			
Использование ранее полученных данных	∨	∨		∨		∨	∨	∨	∨	∨										
Протоколы с прогнозированием													∨					∨	∨	
Протоколы маршрутизации в однородной сети									∨	∨	∨	∨	∨	∨						
Протоколы маршрутизации в иерархической сети			∨			∨	∨													

4. Система управления маршрутизацией

Исследования, проведенные в [13, 14], показали, что каждый из методов маршрутизации эффективен (достигает оптимум одного или нескольких показателей эффективности функционирования сети) при определенной ситуации в сети. Например, при малой динамике топологии сети эффективны табличные методы маршрутизации, при средней – реактивные, при высокой – волновые. В условиях большой входной нагрузки предпочтительны табличные методы, низкой – реактивные. В свою очередь, каждый из реактивных методов характеризуется особенностями реализации, что и определяет различные диапазоны их эффективного применения. Таким образом, *единого метода маршрутизации, удовлетворяющего всем требованиям пользователя и обеспечивающего оптимизацию всех показателей эффективности функционирования сети при различных условиях ее работы, не существует* [14].

Для решения данной проблемы в [14] предлагается реализовать так называемую «активную» маршрутизацию, которая предусматривает следующие подходы (в отличие от традиционных методов маршрутизации):

– функционирование в сети множества (а не одного) методов маршрутизации;

– динамическое формирование метрик выбора маршрута;

– управление топологией сети как составной частью маршрутизации в мобильной радиосети;

– интеллектуализацию процессов принятия решения по маршрутизации.

Для этого предлагается в системе управления сетью выделить систему управления маршрутизацией, реализованную в каждом узле мобильной радиосети (рис. 9).

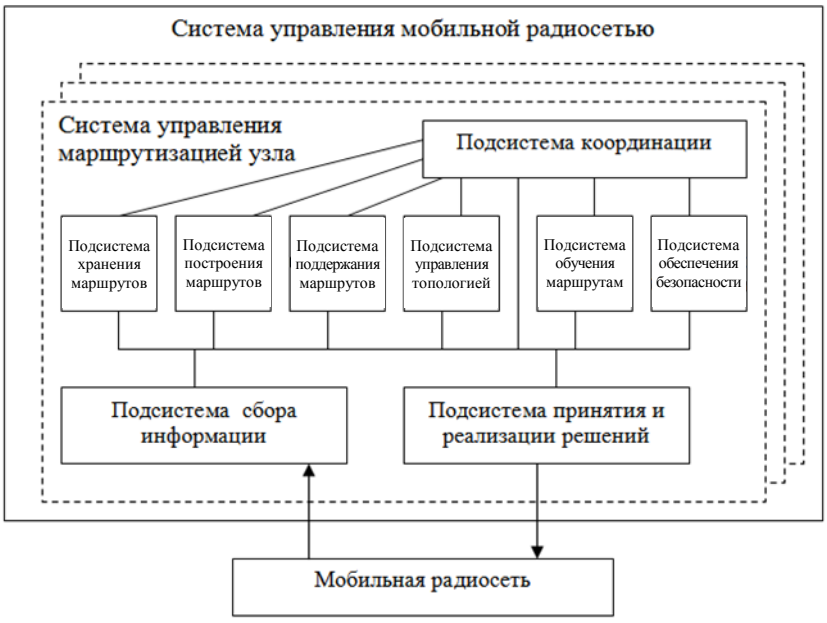


Рис. 9. Функциональная модель системы управления маршрутизацией в мобильной радиосети

Система управления маршрутизацией включает в себя следующие подсистемы [14]:

Подсистема сбора информации, построения и хранения маршрутов узла – осуществляет рассылку, сбор и хранение информации о сети (ее зоны) по правилам функционирования соответствующего метода маршрутизации.

Подсистема принятия и реализации решения – на основе анализа собственного состояния, параметров функционирования сети или ее зоне (мобильность, нагрузка и др. – задаются в виде нечетких переменных) и типа трафика определяет: целевую функцию управления, метод маршрутизации (однопользовательская/групповая/волновая; однопутевая/многопутевая), требования надежности и безопасности, функцию маршрутизации, формат маршрутной информации и т.д.

Подсистема управления топологией – перераспределяет мощности передач соседних узлов и/или направленности их антенн исходя из целевой функции управления. Задача управления топологией сведена к задаче ситуационного управления.

Подсистема поддержания маршрута – функционирует в пассивном (отправителю посылается сообщение об отказе маршрута) или

активном (прогноз состояния маршрутов и, при необходимости, упреждающее построение нового участка маршрута) режимах.

Подсистема обучения маршрутам – использует информацию из проходящих через узел пакетов (служебных и информационных) для пополнения (обновления) маршрутной таблицы.

Подсистема обеспечения безопасности – осуществляет идентификацию атак противника на методы маршрутизации, оценку угроз и обеспечивает меры по их минимизации.

Подсистема координации – осуществляет координацию действий всех подсистем и прогнозирование поведения маршрутов.

Фактически предложенная архитектура узла представляет собой фрагмент гибридной экспертной системы реального времени, реализующей систему управления маршрутизацией узла сети [14].

Выводы

Успешное функционирование самоорганизующихся сетей обеспечивается использованием протоколов маршрутизации. В статье приведена классификация методов маршрутизации, применяемых в мобильных радиосетях, дана их краткая характеристика.

Единого метода маршрутизации, удовлетворяющего всем пользовательским требованиям и обеспечивающего оптимизацию всех показателей эффективности функционирования сети при различных условиях ее работы, не существует. Для решения данной проблемы предлагается реализовать «активную» маршрутизацию, которая предусматривает функционирование в сети множества (а не одного) методов маршрутизации, динамическое формирование метрик выбора маршрута, управление топологией сети, интеллектуализацию процессов принятия решения по маршрутизации.

Литература

1. *Городецкий В.И.* Самоорганизация и многоантенные системы: модели самоорганизации и их приложения в программных инфраструктурах компьютерных сетей / В.И. Городецкий. – (http://ips-logistic.com/wp-content/uploads/2012/06/Self-organization-2011.pdf).

2. *Евдокимов И.Л.* Исследование применения технологии MIMO в самоорганизующихся сетях связи / И.Л. Евдокимов, В.С. Сперанский // Материалы VII Международной научно-технической конференции INTERMATIC. – М., 2010. – Ч. 3. – С. 163–165.

3. *Орлов В.Г.* Протоколы маршрутизации в мобильных Ad-hoc-сетях / В.Г. Орлов, А.Н. Фадеев // Материалы международной научно-технической конференции INTERMATIC-2012. – М., 2012. – Ч. 6. – С. 208–213.

4. *Гришечкина Т.А.* Анализ атак на сетевые протоколы в мобильных сенсорных сетях Ad hoc / Т.А. Гришечкина // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012. – №12. – С. 68–74.

5. *Boukerche A.* Algorithms and protocols for wireless, mobile ad hoc networks / A. Boukerche. – New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2009. – 518 p.

6. *Cordeiro C.M.* Ad hoc & Sensor Networks, Theory and Applications / C.M. Cordeiro, D.P. Agrawal. – Singapore: World Scientific Publishing Co, 2006. – 664 p.

7. Маршрутизация в беспроводных мобильных Ad hoc-сетях / В.М. Винокуров [и др.] // Доклады ТУСУРа. Управление, вычислительная техника и информатика. – 2010. – Ч. 1, № 2 (22). – С. 288–292.

8. *Афанасьев А.Л.* Многокритериальная многопутевая маршрутизация в mesh-сетях / А.Л. Афанасьев, А.В. Гармонов. – (http://www.govvrn.ru).

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

10. *Романов С.В.* Анализ иерархического протокола маршрутизации MANET-сетей / С.В. Романов, Д.Е. Прозоров, И.С. Трубин // Перспективы науки. – 2012. – № 4(31). – С. 86–89.

11. *Liu C.* A Survey of Mobile Ad Hoc Routing Protocols / C. Liu, J. Kaiser // Technical Report. University of Ulm Technical Report Series. – 2003. – № 8. – Pp. 1–36.

12. *Sharma V.* A Review of On-Demand Routing Protocols for Mobile Ad-Hoc Networks / V. Sharma, S. Jhara, D. Singh // MINEMA ; University of Magdeburg. – 2005. – (http://www.csjournals.com/IJITKM/Special1/2.%20A%20Review%20of%20On-Demand%20 Routing.pdf).

13. *Миночкин А.И.* Маршрутизация в мобильных радиосетях – проблема и пути ее решения / А.И. Миночкин, В.А. Романюк // Зв'язок. – 2006. – №6. – С. 15–21.

14. *Миночкин А.И.* Маршрутизация в мобильных радиосетях – проблема и пути ее решения. Окончание / А.И. Миночкин, В.А. Романюк // Зв'язок. – 2006. – № 7. – С. 49–54.

15. *Misra P.* Routing Protocols for Ad Hoc Mobile Wireless Networks / P. Misra. – (http://www.cis.ohio-state.edu/~jain/cis788-99/adhoc_routing).

16. *Wahi C.* Mobile Ad Hoc Network Routing Protocols: A Comparative Study / C. Wahi, S.K. Sonbhadra // International Journal of Ad Hoc, Sensor & Ubiquitous Computing (IJASUC). – V. 3, № 2. – April 2012. – Pp. 21–31.

17. *Ramasamy U.* Classification of Self-Organizing Hierarchical Mobile Adhoc Network Routing Protocols – A Summary / U. Ramasamy, K. Sankaranarayanan // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. – October 2010. – V. 1, № 4. – Pp. 86–91.

Статья поступила в редакцию 30 сентября 2013 года

УДК 621.396

МОДЕЛИРОВАНИЕ МАРШРУТИЗАЦИИ В БЕСПРОВОДНОЙ ЯЧЕИСТОЙ СЕТИ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ ПРОСТЕЙШИЕ АДАПТИВНЫЕ АНТЕННЫ

А.В. Стромов, конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: astromov@yandex.ru
Ю.Б. Нечаев, д.ф.-м.н., профессор кафедры информационных систем ФКН, Воронежский гос. ун-т, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
А.Д. Баев, д.ф.-м.н., зав. кафедрой математического анализа математического факультета, Воронежский гос. ун-т, e-mail: alexsandrbaev@mail.ru

Рассматривается математическая модель многопутевой маршрутизации для беспроводных ячеистых сетей. Критерий оптимальности маршрутов – отношение интенсивности нагрузки на маршрут к его длине. Предложен вариант модели для сетей, узлы которых оборудованы простейшими адаптивными антеннами. Приведены результаты численных экспериментов.

Ключевые слова: *беспроводные ячеистые сети, сети с большим количеством узлов, многопутевая маршрутизация, адаптивные антенны, моделирование беспроводных сетей.*

MODELLING OF THE ROUTING IN WIRELESS MESH NETWORK USING SIMPLEST ADAPTIVE ANTENNAS

A.V. Stromov, designer, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: astromov@yandex.ru
Yu.B. Nechaev, doctor of physics and mathematics, professor, Department of Information Systems, Faculty of Computer Sciences, Voronezh State University, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
A.D. Baev, doctor of physics and mathematics, professor, head of Department of Mathematical Analysis, Faculty of Mathematics, Voronezh State University, e-mail: alexsandrbaev@mail.ru

A mathematical model of multipath routing for wireless mesh networks is under consideration. The criterion of optimality of routes – the intensity of the load on the route is inversely proportional to its length. A variant of the model for networks whose nodes are equipped with simple adaptive antennas is presented. The results of numerical experiments are presented.

Keywords: *wireless mesh networks, massively dense networks, multipath routings, adaptive antennas, simulation of wireless networks*

Введение

Беспроводные сети ячеистой топологии, в которых передача информации осуществляется посредством множественных ретрансляций, – динамично развивающееся направление современных телекоммуникаций. Можно отметить два основных варианта их применения:

1) сенсорные сети, осуществляющие мониторинг различных параметров окружающей среды;

2) сети связи, способные функционировать в условиях отсутствия инфраструктуры (базовых станций).

При создании таких сетей важной проблемой является построение маршрутов между источниками и получателями информации. Классические алгоритмы строят маршрут на основе таблиц маршрутизации, составляемых посредством периодического опроса всех узлов сети (проактивные алгоритмы), или по запросу – путём лавинной рассылки запросов на поиск узла назначения (реактивные алгоритмы). При значительном увеличении количества узлов в сети или их высокой мобильности оба способа создают излишнюю нагрузку на сеть за счёт собственной служебной информации.

В сенсорных сетях, узлы которых обладают ограниченными ресурсами энергии, также присутствует проблема максимизации времени работы сети. В этом случае обоснованно отказаться от использования кратчайших маршрутов и распределить энергетическую нагрузку по всей области, занимаемой сетью.

Математическая модель

Для сенсорных сетей, характеризующихся стационарностью информационных потоков, и высокомобильных сетей связи с топологической привязкой узлов одним из вариантов решения проблем маршрутизации является использование многопутевой маршрутизации, основанной на геометрии силовых линий потенциального

поля. В сетях с очень большим количеством узлов можно перейти от рассмотрения «микроскопических» параметров и характеристик – расположения отдельных узлов, конкретных маршрутов передачи – к рассмотрению глобальных, «макроскопических» характеристик сети – функций, непрерывно изменяющихся в области, занимаемой сетью. Рассматривая источник и получателя информации как источник и сток соответственно, можно определить векторную функцию информационного потока, линии тока которой будут являться маршрутами, а величина будет определять интенсивность передачи информации. Используя функцию информационного потока, можно построить набор из нескольких непересекающихся или ветвящихся маршрутов от источника к получателю информации. В сенсорной сети такой подход позволит сформировать набор маршрутов, распределенных по области, занимаемой сетью, что обеспечит равномерное расходование энергии, а в высокомобильной сети позволит реализовать резервирование и автоматическую привязку ретранслятора к маршруту. В сети связи в сообщения, ретранслируемые по определенному маршруту, можно включить данные о расположении источника и получателя информации. Тогда предварительное построение маршрутов или таблиц маршрутизации не требуется, а любой узел сети, зная свои координаты, сможет рассчитать, принадлежит он данному маршруту или нет.

Рассмотрим математическую модель, описывающую поле векторной функции информационного потока. Данная модель впервые была предложена двумя авторскими коллективами [1, 2 и 3, 4]. Обозначим $\mathbf{W}$ $(\text{бит}/(\text{м}\cdot\text{с}))$ векторную функцию плотности информационного потока, направление которой совпадает с направлением передачи информации, а модуль равен скорости, с которой информационный поток пересекает бесконечно малый отрезок, расположенный в указанной точке перпендикулярно направлению функции $\mathbf{W}$; ρ $(\text{бит}/\text{м}^2)$ – функция плотности производства / потребления информации, принимающая положительные или отрицательные значения в зависимости от того, производится или потребляется пользовательская информация в данной точке области, занимаемой сетью. Тогда

$$\nabla \cdot \mathbf{W} = \rho . \qquad (1)$$

Следуя [5], введём условие оптимальности по критерию: интенсивность нагрузки на маршрут обратно пропорциональна его длине, т.е.

$$\nabla \times \mathbf{W} = 0 . \qquad (2)$$

Так как условие (2) означает, что рассматриваемая функция $\mathbf{W}$ потенциальна, перейдём к рассмотрению её потенциала U. Пусть для определённости в области стока, где располагается получатель информации, $U = 0$. В [6] предложена трактовка потенциала как количества ретрансляций от данной точки сети до получателя, однако авторам настоящей статьи представляется предпочтительной энергетическая трактовка потенциала как количества энергии, необходимого для доставки сообщения получателю с учетом всех требуемых ретрансляций [7]. Будем также учитывать введённый в [6] коэффициент K, определяющий свойства сети как среды распространения сигнала. По аналогии с коэффициентами теплопроводности и диффузии, K можно назвать коэффициентом информопроводности; он имеет размерность бит/Дж и численно равен объему информации, пересекающему отрезок единичной длины, перпендикулярный направлению потока информации **W,** за единицу времени, если градиент потенциала равен 1. Тогда математическая модель маршрутизации примет вид

$$\nabla \cdot \left(-K\ \nabla U\right) = \rho . \qquad (3)$$

В [6] коэффициент K рассматривался как функция плотности расположения узлов, которая полагалась кусочно-постоянной по регионам, на которые разбита область сети, а в [8] предлагается использовать K для задания формы области, занимаемой сетью. Эти подходы позволяют решить поставленные задачи, но далеко не ограничивает возможностей данной модели. Определяющим моментом является вопрос оценки коэффициента K для различных условий функционирования сети.

Оценка коэффициента K для сети с неадаптивными антеннами

Оценим значения коэффициента информопроводности. Согласно приведенному выше определению, нормируем пропускную способность $\mathbf{W}_1$ $(\text{бит}/\text{с})$ участка сети единичной площади при параллельном информационном потоке к затратам мощности P_1 (Вт) на передачу ин-

формации, т.е. $K = \dfrac{\mathbf{W}_1}{P_1}$. Пропускную способность участка сети с произвольным расположением узлов можно оценить сверху пропускной способностью квадратной решетчатой сети [3]. При плотности размещения узлов d $\left(\text{узлов}/\text{м}^2\right)$ в единичном квадрате решетчатой сети можно организовать максимум $\sqrt{d}$ параллельных маршрутов, тогда пропускная способность единичного квадрата сети (между противоположными гранями, перпендикулярными направлению информационного потока) составит $\mathbf{W}_1 = k\sqrt{d}v$, где v $(\text{бит}/\text{с})$ – скорость передачи информации, k – коэффициент эффективности использования разделяемой среды передачи информации (радиоканала), численно равный части от общего количества узлов маршрута, которые могут работать одновременно, не создавая помех другим приёмникам, а расходуемая на это мощность $P_1 = kdP_T$, где P_T (Вт) – мощность излучения передающей антенны. Для синхронной сети на единой частоте с оптимизацией мощности передачи k достигает $1/3$, при конкурентном доступе – значительно меньше. Таким образом,

$$K = \frac{v}{\sqrt{d}P_T}. \qquad (4)$$

Для неадаптивной сети скорость передачи информации – величина постоянная, в адаптивной сети её можно рассматривать как функцию отношения сигнал / шум. Рассмотрим сеть, находящуюся под воздействием источника помех, функционирующего на одинаковой с сетью частоте и имеющего мощность P_{TN} (Вт). Рассмотрим характер изменения отношения сигнал / шум как функцию от расстояния до источника помех r (м). Рассчитаем мощность полезного сигнала на антенне приемника P_S (Вт). Для этого воспользуемся двухлучевой моделью распространения радиоволн с отражением от поверхности

$$P_S = \frac{P_T G_T G_R h_T h_R}{R^4}, \qquad (5)$$

где R – расстояние от приемника до передатчика, которое в случае равномерного распределения узлов по площади, занимаемой сетью, можно оценить через плотность расположения узлов как $R = \dfrac{1}{\sqrt{d}}$, h_T и h_R – высоты расположения, а G_T и G_R – коэффициенты усиления антенн передатчика и приёмника соответственно. Если сеть состоит из идентичных узлов, расположение которых незначительно отличается по высоте, то можно считать $h_T = h_R$. В качестве шума здесь выступает помеха, мощность которой можно рассчитать аналогично формуле (5):

$$P_N = \frac{P_{TN} G_{TN} G_{RN} h_{TN} h_R}{r^4},$$

где h_{TN} – высота антенны источника помехи, G_{TN}, G_{RN} – коэффициенты усиления антенн источника помех и узла сети в направлении источника помех соответственно. Тогда, если пренебречь естественным шумовым фоном, отношение сигнал / шум примет вид

$$\frac{P_S}{P_N} = \frac{P_T G_T G_R h_R r^4 d^2}{P_{TN} G_{TN} G_{RN} h_{TN}}. \qquad (6)$$

Если узлы сети используют антенны с изотропной диаграммой направленности, то в формуле (6) все коэффициенты, кроме r, постоянны во всей области, занимаемой сетью.

Оценим скорость передачи информации пропускной способностью канала связи C по формуле Шеннона:

$$C = w\log_2\left(\frac{P_S}{P_N} + 1\right), \qquad (7)$$

где w – полоса частот сигнала.

Подставляя (6), (7) в выражение (4), получим оценку коэффициента K как функции от расстояния до источника помехи r:

$$K(r) = \frac{w}{\sqrt{d}P_T}\log_2\left(\frac{P_T G_T G_R h_R r^4 d^2}{P_{TN} G_{TN} G_{RN} h_{TN}} + 1\right). \qquad (8)$$

Если на узлах сети и источнике помехи установлены антенны с изотропной (в горизонтальной плоскости) диаграммой направленности, то $G_T = G_R = G_{TN} = G_{RN} = 1$, и выражение (8) примет вид

$$K(r) = \frac{w}{\sqrt{d}P_T}\log_2\left(\frac{P_T h_R r^4 d^2}{P_{TN} h_{TN}} + 1\right). \qquad (9)$$

Рассматривая сеть, внутри которой расположен источник помех, удобно перейти к по-

лярным координатам. Тогда уравнение (3) примет вид

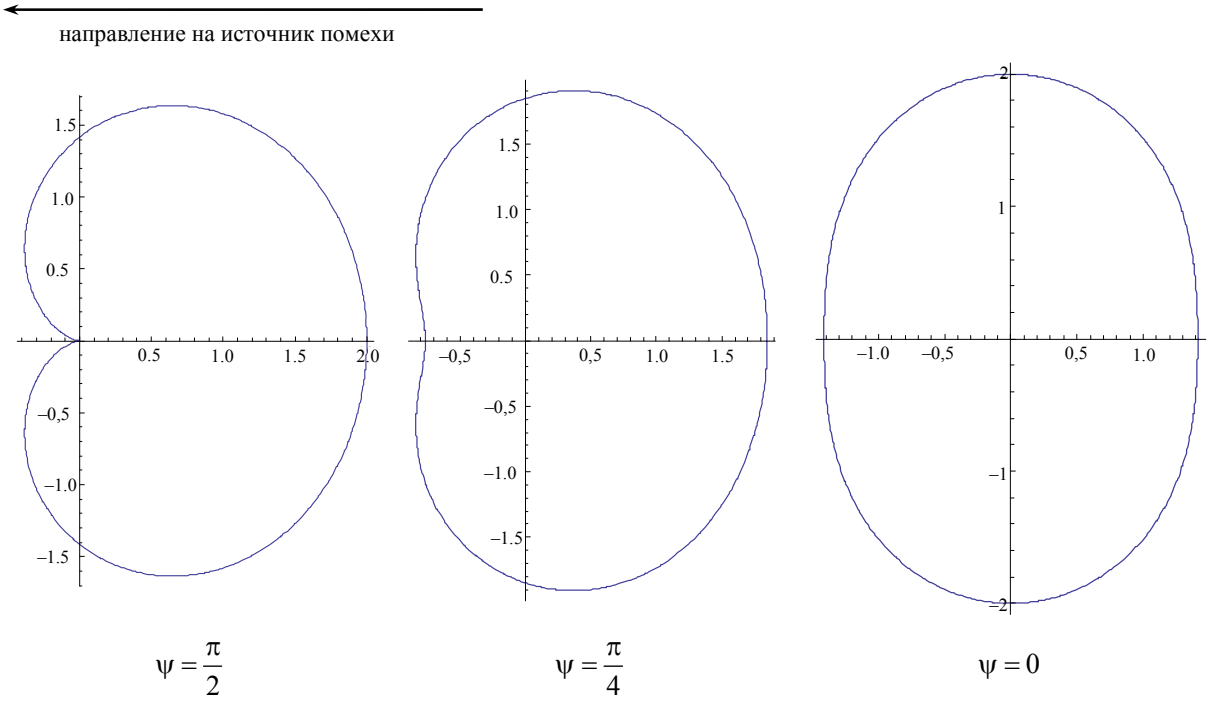
$$\frac{1}{r}\left(\frac{\partial}{\partial r}\left(rK\frac{\partial U}{\partial r}\right)+\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial \phi}\left(K\frac{\partial U}{\partial \phi}\right)\right)=\rho. \qquad (10)$$

Оценка коэффициента K для сети с простейшими адаптивными антеннами

Рассмотрим теперь сеть с групповым поведением узлов. Пусть узлы оборудованы антеннами из двух вертикальных вибраторов с расстоянием между ними $\lambda/4$, где λ – длина волны используемой несущей. Тогда диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости описывается уравнением

$$G\left(\tilde{\phi}\right)=2\cos\left(\frac{\pi}{4}\cos(\tilde{\phi})-\frac{\psi}{2}\right),$$

где $\tilde{\phi}$ – угловая координата вспомогательной полярной системы с началом координат между вибраторами антенны, ψ – фазовый сдвиг токов между вибраторами. Максимум «выреза» диаграммы направленности достигается при $\tilde{\phi}=\pi$. Меняя разность фаз ψ в пределах $0\le\psi\le\frac{\pi}{2}$, можно получить различную глубину «выреза». Вид диаграммы направленности приведён на рис. 1.



$\psi=\frac{\pi}{2}$ $\psi=\frac{\pi}{4}$ $\psi=0$

Рис. 1. Диаграмма направленности антенны узла сети

Рассмотрим вариант, при котором антенны узлов способны автоматически ориентироваться максимумом «выреза» в направлении источника помехи. Тогда взаимная диаграмма направленности двух узлов сети примет вид

$$G_{TR}\left(\tilde{\phi}\right)=\frac{1}{2}\left(\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\tilde{\phi}\right)+\cos\psi\right). \qquad (11)$$

Заметим, что при использовании коэффициента K, рассчитанного по формуле (9), и выражения (11) уравнение (10) станет нелинейным. Поэтому для упрощения математической модели аппроксимируем диаграмму взаимной направленности антенн вписанным в неё эллипсом. Вид взаимной диаграммы направленности и её аппроксимация приведены на рис. 2.

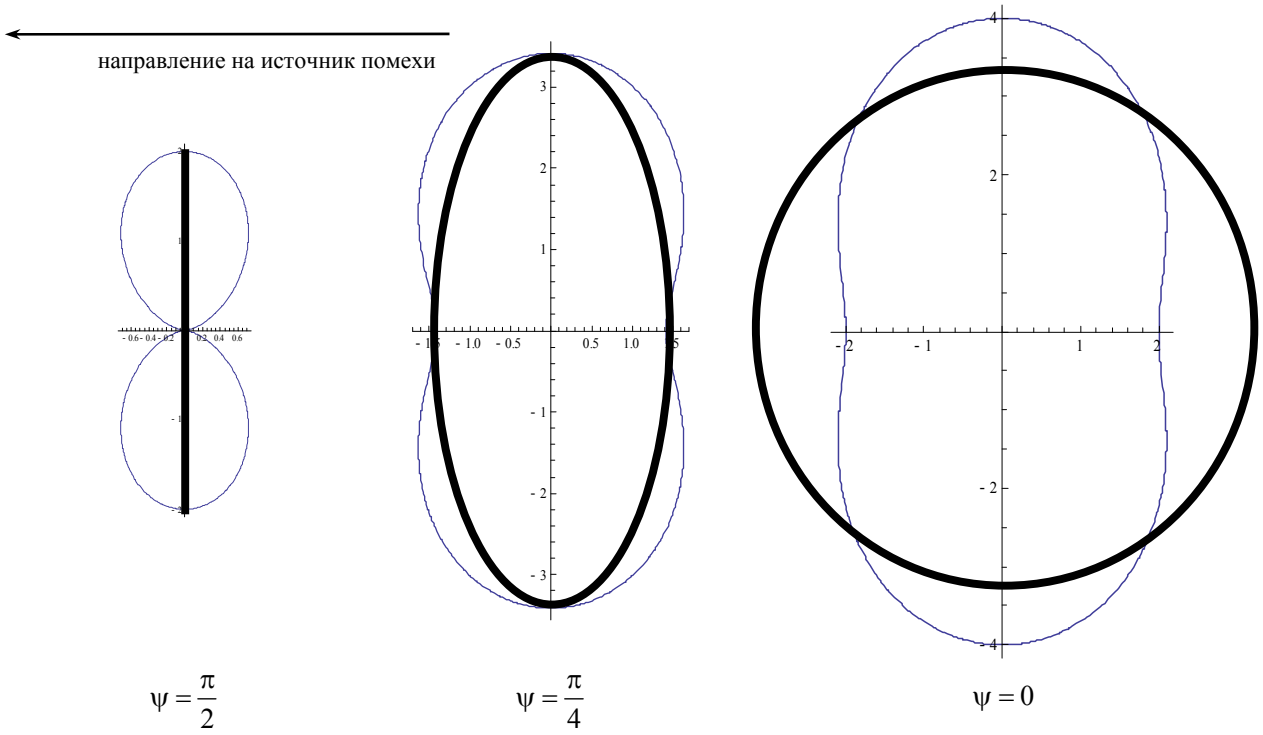
Заметим, что для коэффициента усиления полезного сигнала справедливо соотношение

$$G_{TR}\left(\frac{\pi}{2}\right)=G_{TR}\left(\pi\right)+\frac{1}{2}.$$

Уравнение (10) примет вид

$$\frac{1}{r}\left(\frac{\partial}{\partial r}\left(rK_r\frac{\partial U}{\partial r}\right)+\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial \phi}\left(K_\phi\frac{\partial U}{\partial \phi}\right)\right)=\rho,$$

где $K_r = \frac{w}{\sqrt{d}P_T}\log_2\left(\frac{P_T h_R r^4 d^2 \cos(\psi)}{2P_{TN}h_{TN}\cos\left(\frac{\psi}{2}+\frac{\pi}{4}\right)}+1\right)$, $K_\phi = \frac{w}{\sqrt{d}P_T}\log_2\left(\frac{P_T h_R r^4 d^2 (\cos(\psi)+1)}{2P_{TN}h_{TN}\cos\left(\frac{\psi}{2}+\frac{\pi}{4}\right)}+1\right)$.



$\psi = \frac{\pi}{2}$ $\psi = \frac{\pi}{4}$ $\psi = 0$

Рис. 2. Диаграмма направленности антенны узла сети

Зададим минимальное отношение сигнал / шум SN_1, при котором становится возможна передача информации, и максимальное SN_2, при превышении которого скорость передачи информации больше не увеличивается. Тогда характер изменения ψ как функции от r определяется из уравнения

$$\frac{P_T h_R r^4 d^2 (\cos(\psi_a(r))+1)}{2P_{TN}h_{TN}\cos\left(\frac{\psi_a(r)}{2}+\frac{\pi}{4}\right)} = SN_2. \qquad (12)$$

Решение уравнения (12) $\psi_a(r)$ имеет слишком громоздкий вид, поэтому в настоящей статье не приводится. Как и требовалось, $K_\phi = const$ при найденных значениях $\psi_a(r)$.

Вокруг источника помехи можно выделить три зоны, характеризующие его влияние на вид коэффициента K_r. Во внутреннем круге радиуса r_1, в центре которого расположен источник помех, передача информации невозможна из-за интенсивности помехи и коэффициент $K = 0$. В кольце, ограниченном концентрическими кругами радиусов $r_2 > r_1$ влияние помехи уменьшается, а пропускная способность сети растёт. Во внешней области круга r_2 сеть не испытывает воздействия помехи, и при равномерной плотности расположения узлов коэффициент K в этой области можно считать постоянным, а так как в отсутствие помехи все антенны будут ориентированы произвольно, то их диаграммы направленности можно считать изотропными. Тогда

$$K_\phi = \begin{cases} 0, & r \le r_1, \\ \frac{w}{\sqrt{d}P_T}\log_2(SN_2+1), & r > r_1; \end{cases},$$

$$K_r = \begin{cases} 0, & r \le r, \\ \frac{w}{\sqrt{d}P_T}\log_2\left(\frac{P_T h_R (r-r_1)^4 d^2 \cos(\psi_a)}{2P_{TN}h_{TN}\cos\left(\frac{\psi_a}{2}+\frac{\pi}{4}\right)}+1\right), & r_1 < r \le r_2, \\ \frac{w}{\sqrt{d}P_T}\log_2(SN_2+1), & r > r_2, \end{cases}$$

где значения r_1 и r_2 можно найти из уравнений

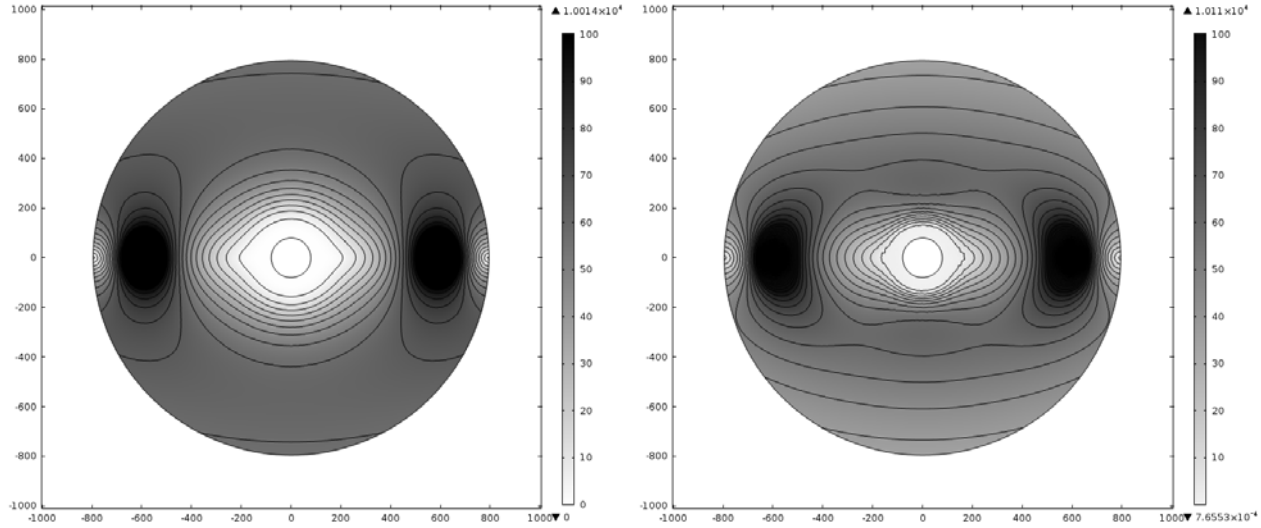
$$\frac{P_T h_R r_1^4 d^2 \cos\left(\psi_a(r_1)\right)}{2P_{TN} h_{TN} \cos\left(\frac{\psi_a(r_1)}{2}+\frac{\pi}{4}\right)} = SN_1,$$

$$\frac{P_T h_R r_2^4 d^2 \cos\left(\psi_a(r_2)\right)}{2P_{TN} h_{TN} \cos\left(\frac{\psi_a(r_2)}{2}+\frac{\pi}{4}\right)} = SN_2.$$

Численные эксперименты

Рассмотрим пример. Пусть сеть функционирует на единой частоте, состоит из узлов с мощностью передатчика на антенне $P_T = 0{,}001$ Вт, высота подвеса антенны $h_R = 0{,}1$ м, плотность расположения узлов $d = 1$ узлов/м^2. Ширина полосы используемого радиоканала $w = 20000$ Гц. В начале полярных координат находится источник помехи мощностью $P_{TN} = 1000$ Вт, высота подвеса антенны $h_{RN} = 20$ м. Источник и получатель информации расположены в точках с координатами (–600,0) и (600,0) соответственно. Установим $SN_1 = -10$ дБ, $SN_2 = 30$ дБ. Тогда $r_1 = 79{,}527$ м и $r_2 = 795{,}271$ м. Будем решать задачу в круговой области радиуса r_2. Рассмотрим два случая: когда источник помехи, находящийся в начале координат, воздействует на узлы с изотропными (в горизонтальной плоскости) антеннами, адаптивно изменяющими скорость передачи информации в зависимости от отношения сигнал / шум, и когда антенны узлов адаптивно изменяют свою диаграмму направленности, как было описано выше. На рис. 3 приведены интенсивности нагрузки на маршруты $|\mathbf{W}|$.

Результаты численных экспериментов показывают, что оптимальная схема маршрутизации существенно зависит от учёта влияния помехи и использования адаптивных антенн.



а) б)

Рис. 3. Интенсивности нагрузки на маршруты $|\mathbf{W}|$ для сети: а) с воздействием помехи и изотропными ДН антенн узлов; б) с воздействием помехи и анизотропными ДН антенн узлов

Выводы

Предложенная модификация вида коэффициента информопроводности, в том числе представление его как анизотропной функции, позволяет моделировать беспроводные ячеистые сети, узлы которых оборудованы как неадаптивными, так и простейшими адаптивными антеннами, реализующими режекцию помехи.

По определенному в процессе моделирования оптимальному значению функции векторного потока $\mathbf{W}$ можно построить набор непересекающихся или ветвящихся маршрутов передачи информации.

Выполненные численные эксперименты демонстрируют специфику маршрутизации в сетях с адаптивными узлами.

Литература

1. *Kalantari M.* Energy efficient routing in wireless sensor networks / M. Kalantari, M. Shayman // Proc. Conference on Information Sciences and Systems, Princeton University, NJ, Mar. 2004.

2. *Kalantari M.* Routing in wireless ad hoc networks by analogy to electrostatic theory / M. Kalantari, M. Shayman // Proc. IEEE ICC, Paris, France, June 2004.

3. *Toumpis S.* Packetostatics: Deployment of massively dense sensor networks as an electrostatics problem / S. Toumpis, L. Tassiulas // Proc. IEEE INFOCOM, Miami, FL, Mar. 2005.

4. *Toumpis S.* Optimal Placement of Nodes in Wireless Sensor Networks under a General Physical Layer Model / S. Toumpis, G.A. Gupta // Proc. IEEE SECON, Santa Clara, CA, Sep. 2005.

5. *Kalantari M.* A p-norm flow optimization problem in dense wireless sensor networks / M. Kalantari, M. Haghpanahi, M. Shayman // IEEE Infocom, Phoenix, AZ, April 2008.

6. *Toumpis S.* Optimal Deployment of Large Wireless Sensor Networks / S. Toumpis, L. Tassiulas // IEEE Trans. on Inform. Theory. – 2006. – V. 52, № 7. – Pp. 2935–2953.

7. *Нечаев Ю.Б.* Энергетическая трактовка функции потенциала в математической модели сверхбольшой беспроводной сенсорной сети / Ю.Б. Нечаев, А.Д. Баев, А.В. Стромов // Информатика: проблемы, методология, технологии: материалы XI Международной научно-методической конференции, Воронеж, 10–11 февраля 2011 г.: в 3 т. – Воронеж: Издательско-полиграфический центр Воронежского государственного университета, 2011. – Т. 2. – С. 120–123.

8. *Haghpanahi M.* Numerical Flow Optimization in Dense Wireless Sensor Networks / M. Haghpanahi, M. Kalantari, M. Shayman // GLOBECOM 2008. – Pp. 5101–5106.

Статья поступила в редакцию 30 сентября 2013 года

УДК 621.396.662

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ В ПРИЛОЖЕНИИ HITTITE MICROWAVE PLL DESIGN & ANALYSIS TOOL

А.В. Гречишкин, вед. конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: azoff88@mail.ru

Предложена методика моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов синтезаторов частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты в приложении Hittite Microwave PLL Design & Analysis Tool (инструмент для разработки и анализа синтезаторов частот фирмы Hittite, сокращенно Hittite PLL Design). Представлены примеры расчета шумовых характеристик известных интегральных схем синтезаторов частот, операционных усилителей, линейных стабилизаторов напряжения. Приведено сравнение результатов моделирования с результатами измерения спектральной плотности мощности фазовых шумов прототипа синтезатора частот на основе интегральной схемы HMC704LP4E фирмы Hittite.

***Ключевые слова**: синтезатор частот, импульсно-фазовая автоподстройка частоты, спектральная плотность мощности фазовых шумов, моделирование.*

SIMULATION FEATURES OF NOISE CHARACTERISTICS OF THE FREQUENCY SYNTHESIZERS USING HITTITE MICROWAVE PLL DESIGN & ANALYSIS TOOL SOFTWARE

A.V. Grechishkin, leading designer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: azoff88@mail.ru

The technique of phase noise power spectral density simulation for PLL based frequency synthesizers using Hittite Microwave PLL Design & Analysis Tool is suggested. The examples of calculation of the known integral PLL frequency synthesizers', operational amplifiers', linear voltage regulators' noise characteristics are given. The comparison of the simulation results to the phase noise-power spectral density measurement data gathered on a HMC704LP4E (Hittite) chip-based frequency synthesizer prototype model.

***Keywords:** frequency synthesizer, phase-locked loop, phase noise power spectral density, simulation.*

Введение и постановка задачи

В настоящее время в телекоммуникационной и измерительной электронной аппаратуре широко используются синтезаторы частот (СЧ), построенные на основе импульсно-фазовой автоподстройки частоты (СЧ-ИФАПЧ) [1–7]. Такие СЧ-ИФАПЧ состоят из делителя с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД), на вход которого поступает сигнал опорного генератора (ОГ), а также делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД), частотно-фазового детектора (ЧФД), устройства зарядовой накачки (ЗН), корректирующего фильтра нижних частот (ФНЧ) и генератора, управляемого напряжением (ГУН). Для построения СЧ-ИФАПЧ широкое применение нашли интегральные схемы (ИС) иностранных и отечественных фирм (Hittite, Analog Devices, National Semiconductor, Peregrine, Maxim, «Элвис», «Миландр» и др.). В состав ИС интегрированы ДФКД, ЧФД, ЗН и ДПКД, а в некоторых случаях ГУН [8, 9]. Интегральное исполнение основных функциональных узлов СЧ-ИФАПЧ позволяет минимизировать массогабаритные показатели и энергопотребление, а также добиться качественных технических характеристик.

К основным характеристикам СЧ-ИФАПЧ относятся диапазон рабочих частот, шаг сетки частот, уровень спектральной плотности мощности фазовых шумов (СПМ ФШ) выходного колебания, время установления частоты выходного колебания (ВУЧ), уровень дискретных побочных спектральных составляющих (ПСС). Реализация диапазона рабочих частот и шага сетки частот обеспечивается выбором параметров ИС и ГУН. Уровень СПМ ФШ и ПСС, а также ВУЧ являются результатом различных линейных и нелинейных эффектов в системе ИФАПЧ и оцениваются методом моделирования на предварительном этапе проектирования СЧ-ИФАПЧ. Уровень ПСС на заданной частотной отстройке обусловливается частотным планом СЧ, особенностями печатной платы и параметрами ИС (integer boundary spurs, наличием утечек тока в цепи управления ГУН [1]). ВУЧ зависит от длительности переходного процесса в системе ИФАПЧ, моделирование которого освещено в работах [10, 11]. СПМ ФШ определяется СПМ ФШ ГУН, не охваченного кольцом ИФАПЧ, СПМ ФШ сигнала ОГ, шумами ИС

 ISSN 1995-7009

(«полка» шумов ЧФД, фликкер-шумы ЧФД, шумы дельта-сигма модулятора в составе ДПКД [12], неравенство токов заряда и разряда ЗН [13] и т.д.), частотой среза кольца, выходными шумами источников питания.

Для моделирования характеристик СЧ-ИФАПЧ фирмой Analog Devices предлагается приложение ADIsimPLL [14], которое не учитывает в расчетах шумы источников питания, а также ограничивает свое применение оценкой характеристик СЧ-ИФАПЧ только на основе ИС фирмы Analog Devices. В настоящее время наиболее малошумящими ИС СЧ-ИФАПЧ являются изделия фирмы Hittite (например, HMC704LP4E [15], оценка СПМ ФШ которой представлена в работе [16]), поэтому моделирование СПМ ФШ выходного колебания СЧ на основе ИС этой фирмы является наиболее актуальным.

На официальном сайте фирмы Hittite после заполнения требуемой формы [17] открывается доступ к приложению Hittite Microwave PLL Design & Analysis Tool. В справочной информации к данному приложению указано, что нелинейный анализ в Hittite PLL Design не производится. Предлагаемое расчетное ВУЧ определяется решением системы линейных дифференциальных уравнений, описывающих корректирующий ФНЧ. Исходя из этого, для моделирования переходного процесса в системе ИФАПЧ и оценки ВУЧ данное приложение не подходит, но может найти применение, например, для анализа возможности введения частотной модуляции в СЧ-ИФАПЧ [18]. Hittite PLL Design позволяет моделировать СПМ ФШ СЧ-ИФАПЧ без привязки к определенному производителю ИС с учетом влияния шумов всех входящих в состав СЧ функциональных узлов, в том числе источников питания. К сожалению, справочная информация по Hittite PLL Design является неполной и не указывает, каким образом необходимо задавать исходные параметры, а пояснений в литературе не встречается.

Целью настоящей работы является уточнение описания методики моделирования СПМ ФШ СЧ-ИФАПЧ и выработка практических рекомендаций при работе с приложением Hittite PLL Design. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: провести обзор интерфейса приложения; уточнить методику задания шумовых параметров функциональных узлов СЧ-ИФАПЧ с примерами, на основе которых произвести моделирование и сравнить его результаты с измерениями СПМ ФШ выходного колебания прототипа СЧ.

Интерфейс приложения

Внешний вид основного окна приложения Hittite PLL Design представлен на рис. 1. Также на рис. 1 выделены и пронумерованы группы элементов интерфейса для последующего пояснения.

Основное окно Hittite PLL Design включает в себя верхнее выпадающее меню и рабочую область. В верхнем меню представлены три пункта меню: ***File***, ***Tools*** и ***Help***. Выпадающее меню ***Tools*** содержит пункт ***Options***, которым вызывается окно с настройками (представлено на рис. 2). В данном окне можно выбрать, что необходимо задавать при моделировании: выходную частоту ГУН или коэффициент деления ДПКД ***Calculate VCO Frequency or Division Ratio?***; ***Phase Detector Range*** – диапазон ЧФД; ***Phase Noise Dynamic Range to Plot*** – отображаемый на графиках диапазон ФШ (дБ); ***Plot Line Width*** – толщина линий на графиках; ***Operating Temperature (Celsius)*** – рабочая температура; ***Phase Detector Noise Specification*** – выбор способа задания шумовых характеристик ЧФД (приведенные ко входу ***Input Referred Noise***, приведенные к выходу ***Output Referred Noise***); ***Time Domain Scaling*** – масштабирование графиков с временными характеристиками; ***Plot Appearance*** – параметры отображения линий на графиках; ***Component Selection*** – ряды элементов корректирующего ФНЧ.

Рабочую область основного окна приложения Hittite PLL Design можно разделить на 8 логических частей (рис. 1). В первой части (обозначенной «1» на рис. 1) указываются характеристики СЧ:

– ***VCO Frequency*** – частота в выходного сигнала ГУН (Гц), на которой производится анализ;

– ***Fixed In-Loop Divider*** – коэффициент деления предварительного делителя в цепи обратной связи (для высокочастотных ГУН);

– ***PFD Frequency*** – частота работы ЧФД (Гц), частота сравнения системы ИФАПЧ;

– ***TCXO Frequency*** – выходная частота ОГ (Гц), должна быть больше ***PFD Frequency***;

– ***VCO Gain*** – крутизна перестройки ГУН (Гц/В);

– ***Phase Detector Gain*** – ток заряда-разряда ЗН (А);

– ***Phase Detector Offset*** – неравенство токов заряда-разряда ЗН (в данном пункте задается ток утечки в цепи управления, которым определяется уровень ПСС, отстоящих от частоты несущей на частоту сравнения ***PFD Frequency***);

– ***PLL Division Ratio N*** – отношение частоты ГУН к частоте сравнения (рассчитывается автоматически, определяется в меню ***Tools*** – ***Options*** пунктом ***Calculate VCO Frequency or Division Ratio?***).

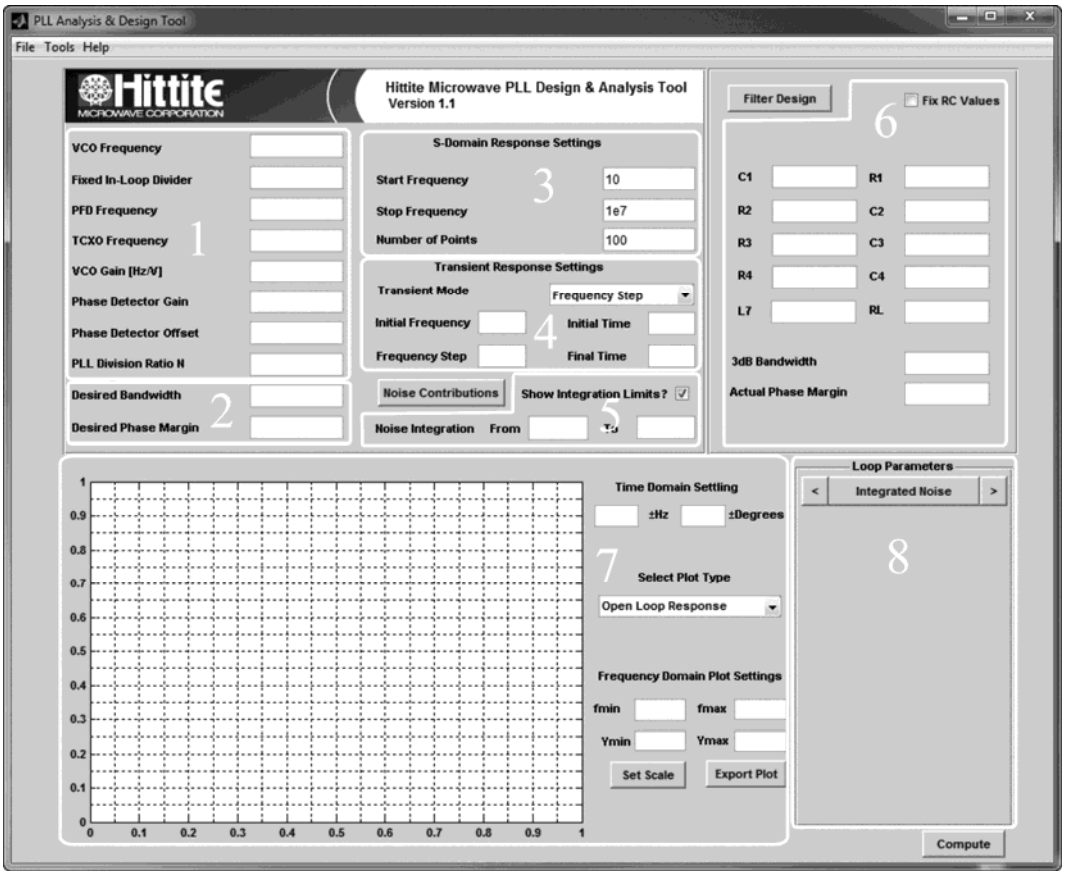


Рис. 1. Внешний вид основного окна

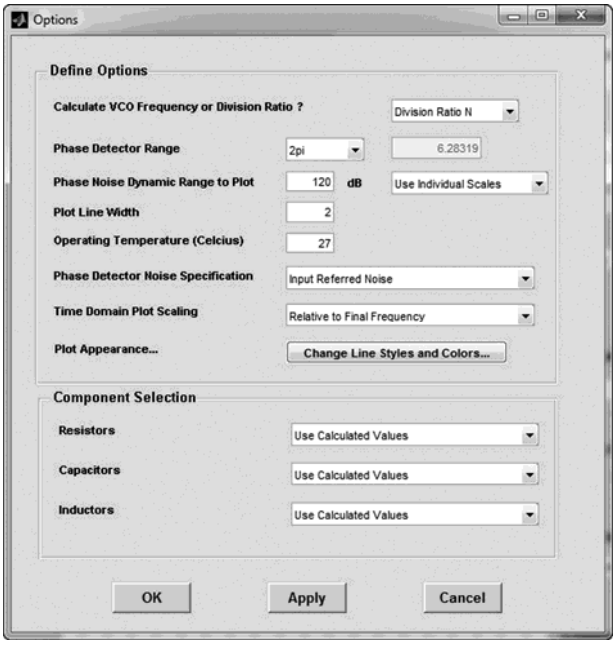


Рис. 2. Окно опций

Во второй части рабочей области (обозначенной «2» на рис. 1) задаются основные параметры ФНЧ системы ИФАПЧ, а именно:

– ***Desired Bandwidth*** – требуемая частота среза (Гц);

– ***Desired Phase Margin*** – требуемый запас устойчивости по фазе в градусах.

В третьей части рабочей области (обозначенной «3» на рис. 1) задаются параметры расчета спектральных характеристик ***S-Domain Response Settings***:

– ***Start Frequency*** – начальная частота отстройки от рабочей частоты (Гц);

– ***Stop Frequency***– конечная частота отстройки от рабочей частоты (Гц);

– ***Number of Points*** – количество рассчитываемых точек.

В четвертой рабочей области (обозначенной «4» на рис. 1) задаются параметры расчета временных характеристик переходных процессов СЧ ***Transient Response Settings***:

– ***Transient Mode*** – предлагается выбрать из выпадающего списка вид рассчитываемого переходного процесса:

- ***Frequency Step*** – шаг по частоте;
- ***Frequency Sweep*** – перестройка частоты в диапазоне;
- ***Phase Step*** – шаг по фазе.

В зависимости от выбранного вида переходного процесса в четвертой области необходимо задать параметры соответствующего вида переходного процесса. Параметры интуитивно понятны, поэтому в рамках данной работы рассматриваться не будут.

В пятой рабочей области (обозначенной «5» на рис. 1) предлагается задать параметры расчета интегральной шумовой характеристики (джиттера):

– ***Show Integration Limits?*** – при установленном флажке на графиках спектров шумовых характеристик будет отображаться диапазон интегрирования СПМ ФШ;

– ***Noise Integration From*** – начальная частота интегрирования шума;

– ***Noise Integration To*** – конечная частота интегрирования шума.

В шестой рабочей области (обозначенной «6» на рис. 1) отображаются рассчитанные значения элементов корректирующего ФНЧ (R1, C1 и т.д.), а также полученные частота среза (***3dB Bandwidth***) и запас устойчивости по фазе (***Actual Phase Margin***). При этом если поставить флажок ***Fix RC Values*** (зафиксировать значения R и C), то пользователю предоставляется возможность изменять значения элементов ФНЧ для подбора оптимального значения.

В седьмой рабочей области (обозначенной «7» на рис. 1) отображаются результаты моделирования в графическом виде. В данной области имеется возможность выбрать требуемый график для отображения (***Select Plot Type***) из выпадающего списка, среди которых наиболее информативные:

– ***Open Loop Response*** – АЧХ/ФЧХ разомкнутой системы ИФАПЧ;

– ***Closed Loop Response*** – АЧХ/ФЧХ замкнутой системы ИФАПЧ;

– ***Loop Filter Response –*** АЧХ/ФЧХ корректирующего ФНЧ;

– ***Reference Phase Noise –*** СПМ ФШ сигнала ОГ;

– ***Phase Detector Noise –*** СПМ ФШ ЧФД;

– ***VCO Phase Noise –*** СПМ ФШ сигнала ГУН;

– ***Delta-Sigma Noise –*** СПМ ФШ ДСМ;

– ***Composite Phase Noise –*** итоговая СПМ ФШ выходного сигнала;

– ***All Noise Contributors –*** вклад каждого источника шумов в итоговую СПМ ФШ;

– ***Time Domain Response –*** переходной процесс;

– ***Frequency Error Response –*** ошибка по частоте при шаге по частоте;

– ***Time Domain Phase Settling –*** установка фазы;

– ***Percentage Noise Contributors –*** процентный вклад каждого источника шумов.

После выбора необходимого графика в седьмой рабочей области предлагается задать параметры отображения графической информации. В области ***Time Domain Settling*** указывается точность, с которой рассчитывается время установления частоты (поле ***±Hz***) и фазы (поле ***±Degrees***) выходного колебания. Результаты этого и других расчётов отображаются в области мини-отчетов ***Loop Parameters*** – восьмой рабочей области (обозначенной «8» на рис. 1). В этой области отображаются численные результаты моделирования, которые можно выбирать посредством нажатия кнопок «>» и «<»:

– ***Time Domain Parameters*** – мини-отчет, отображающий численные результаты моделирования переходных процессов СЧ-ИФАПЧ, например ВУЧ, с заданной точностью;

– ***PLL Parameters*** – мини-отчет, отображающий рассчитанные параметры системы ИФАПЧ;

– ***Integrated Noise*** – мини-отчет, отображающий полученные интегральные параметры СПМ ФШ, среди которых: джиттер, уровень интегрального шума относительно несущей и т.д.

Основное окно приложения Hittite PLL Design содержит также три кнопки:

– ***Compute*** – нажатие данной кнопки запускает процесс моделирования;

– ***Filter Design*** – нажатием данной кнопки вызывается окно проектирования петлевого фильтра ***Loop Filter Design*** (рис. 3), в котором задаются основные параметры корректирующего ФНЧ: тип фильтра (выпадающий список ***Select Filter Type***), порядок фильтра ***Filter Order*** и т.д., а также связь элементов фильтра друг с другом (примечание: если в основном окне приложения установлен флажок ***Fix RC Values***, то в окне ***Loop Filter Design*** невозможно произвести никаких изменений);

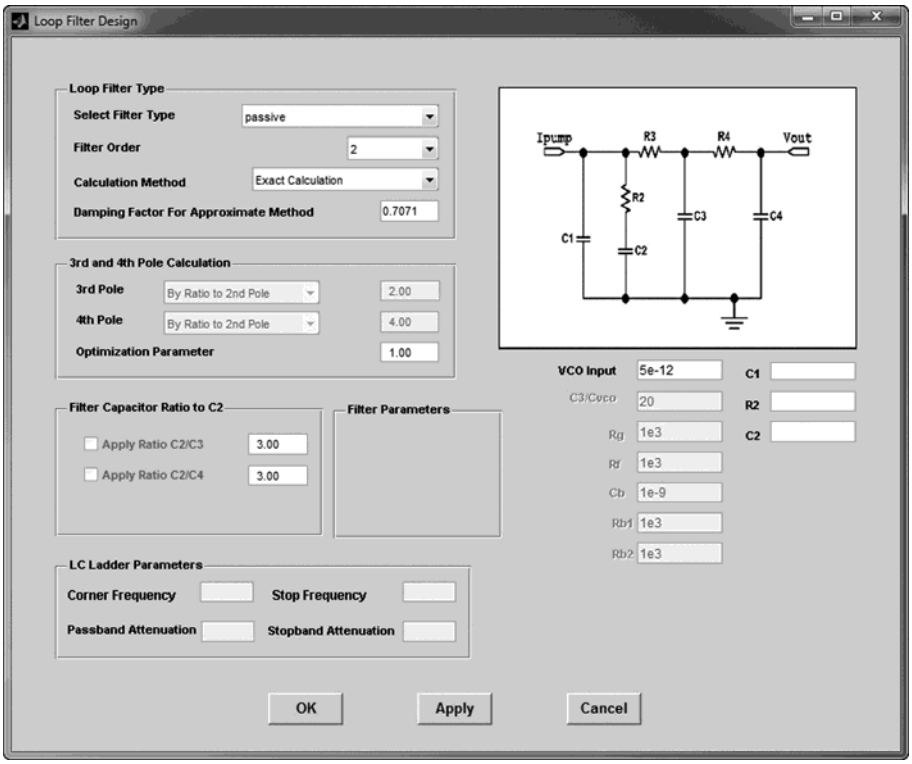


Рис. 3. Окно ***Loop Filter Design***

– ***Noise Contributions*** – нажатием данной кнопки вызывается окно ввода параметров источников шумов ***PLL Noise Parameters***, внешний вид которого представлен на рис. 4. В данном окне необходимо указать СПМ ФШ ОГ ***Crystal Oscillator/Input Noise***, добавочные шумы цепей ОГ ***Reference Path Noise*** (например, усилителей, предварительных делителей и т.д.), шумы ЧФД ***Phase Detector Noise*** (шумовая «полка» и фликер-шум), СПМ ФШ ГУН ***VCO Noise***, шумы ДПКД ***RF Divider Noise***, шумы ОУ ***Operation Amplifier Noise***, шумы ДСМ ***Delta Sigma Noise***, маска СПМ ФШ и шумы выходных цепей СЧ ***Composite Noise/Output Path*** и т.д. Также в данном окне можно посредством соответствующих флажков устанавливать дробный режим работы СЧ ***Fractional N*** и включать/исключать влияние шумов ОУ ***Enable Op-Amp Noise?***

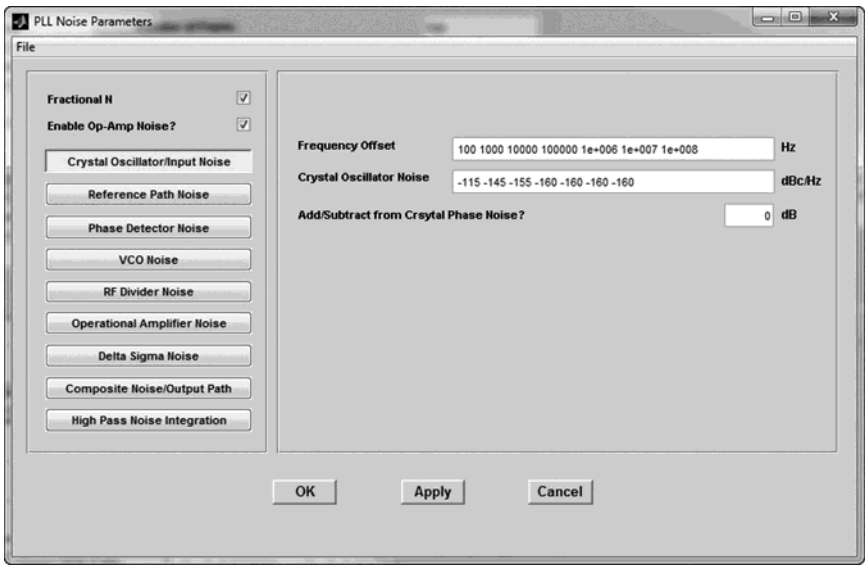


Рис. 4. Окно ***PLL Noise Parameters***

Методика задания шумовых параметров источников шума СЧ-ИФАПЧ

Все шумовые характеристики в окне ***PLL Noise Parameters*** задаются векторами: вектор частотных отстроек в Гц от частоты выходного сигнала СЧ-ИФАПЧ, вектор значений шумового параметра на соответствующей отстройке. Каждое значение вектора указывается через пробел от предыдущего значения. Пример задания указанных выше векторов представлен в таблице.

Пример задания вектора частотных отстроек и вектора значений шумового параметра

Frequency Offset	100	1000	10000	Гц
Supply Noise	–120	–130	–140	дБ

Стоит отметить, что для получения корректных результатов рекомендуется во всех вкладках всплывающего окна ***PLL Noise Parameters*** указывать одинаковый вектор частотных отстроек.

1. ***Crystal Oscillator/Input Noise*** – в данной вкладке задается СПМ ФШ сигнала ОГ из соответствующей документации. Пример вектора частотных отстроек и вектора СПМ ФШ выходного сигнала для кварцевого генератора ГК137-ТС фирмы «Морион» [19] представлен на рис. 5. Также для удобства пользователя присутствует возможность добавить/вычесть постоянное значение из всех точек вектора СПМ ФШ сигнала ОГ в соответствующем поле Add/Substrat from Crystal Phase Noise?

2. ***Reference Path Noise*** – задается добавочный шум цепей ОГ (например, буферного усилителя, ДФКД, цифровых цепей формирования сигналов ОГ для ЧФД и т.д.). В настоящее время в описаниях к ИС СЧ-ИФАПЧ шумы входных цепей ОГ, а также шумы цепей обратной связи, шумы ЗН пересчитываются и указываются в параметрах шумов ЧФД – шумовая «полка» и фликкер-шум ЧФД. Соответственно, во вкладке ***Reference Path Noise*** (а также в некоторых других, указанных ниже) рекомендуется указать несущественные значения параметра СПМ ФШ (например –300 дБн/Гц), а в остальных полях «0». Пример заполнения полей данной вкладки представлен на рис. 6.

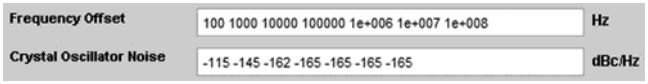


Рис. 5. Задание векторов частотных отстроек и СПМ ФШ выходного сигнала ОГ

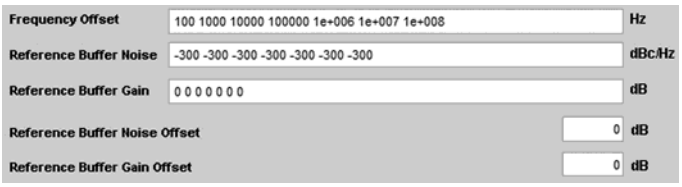


Рис. 6. Заполненные поля вкладки ***Reference Path Noise***

3. ***Phase Detector Noise*** – шумовые параметры ЧФД (совокупность шумовой «полки», фликер-шума и т.д.). Также в этой вкладке учитываются шумы источника питания ЧФД. Стоит отметить, что в данной вкладке необходимо задавать шумы ЧФД, приведенные к его входу (предварительно выбрав в меню ***Tools - Options*** соответствующий пункт ***Phase Detector Noise Specification***); иными словами, частота сигнала на входе ЧФД со стороны обратной связи (т.е. от ГУН) должна быть равна частоте работы ЧФД (частоте сравнения). Необходимо задать следующие параметры:

- ***Phase Detector Noise Specification Frequency*** – частота работы ЧФД (Гц), которой соответствуют задаваемые шумовые характеристики;
- ***Frequency Offset*** – вектор частотных отстроек от рабочей частоты (Гц);
- ***Supply Noise*** – шумы источника питания ЧФД, задается в дБ($В^2$/Гц). Значения данного параметра должны соответствовать вектору ***Frequency Offset***. Зачастую в СЧ-ИФАПЧ применяют сверхмалошумящие линейные стабилизаторы напряжения (ЛСН) таких фирм, как Analog Devices, Texas Instruments, Hittite и т.д. В документации к таким стабилизаторам обычно приведены значения выходных шумов в $В/\sqrt{Гц}$. Для перевода этих значений в дБ($В^2$/Гц) необходимо значения из документации подставить в формулу

$$[\text{дБ}(\text{В}^2 / \text{Гц})] = 20 \cdot \log_{10}([\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}]). \qquad (1)$$

Для пояснения приведем программу, написанную в среде MathCAD 14, в которой производится пересчет СПМ выходных шумов типовых ЛСН ADP3335 Analog Devices [20], LP38798 Texas Instruments [21] и HMC1060LP3E Hittite [22]. Результатом работы данной программы является вектор значений шумов ЛСН, соответствующий указанным частотным отстройкам.

Листинг программы, объединенный с соответствующими рисунками СПМ выходных шумов ЛСН из описаний, представлен на рис. 7.

- ***PSRR*** (Power Supply Rejection Ratio) – подавление выходных шумов ЛСН цепями фильтрации. Подразумевается, что у каждого вывода ИС, к которому подводится напряжение питания, установлен конденсатор (или более сложный фильтр), который обеспечит подавление выходных шумов ЛСН на 20–30 дБ.

- ***Input Referred Phase Detector Phase Noise*** – приведенные ко входу шумы ЧФД. Ниже приведена методика заполнения данного поля на примере ИС HMC704LP4E. В описании [15] приведены следующие данные:

– ***FlickerFOM*** (фликкер-шумы) – нормированный уровень фликкер-шумов. Согласно приведенным в описании графикам, этот параметр зависит от режима работы (целочисленный, дробный), значения тока ЗН, рабочей температуры и уровня сигнала ОГ. Типовое значение – 266 дБн/Гц, с разбросом ±2 дБн/Гц.

– ***FloorFOM*** (шумовая «полка») – нормированный уровень шумов ЧФД. Согласно описанию зависит от режима работы (целочисленный/дробный), значения тока ЗН, рабочей температуры, частоты выходного колебания СЧ, мощности сигналов на входах ЧФД. Из анализа графиков в описании видно, что значение шумовой полки на частоте 1 ГГц составляет –224 дБн/Гц.

Существует ряд формул (представлены в описании [15]), по которым можно рассчитать шумы ЧФД на требуемой отстройке, опираясь на значения ***Flicker FOM***, ***Floor FOM***, частоту сравнения и частоту выходного сигнала СЧ:

$$PN_{flick} = FlickerFOM + 20 \cdot \log_{10}(F_{\text{ГУН}}) - 10 \cdot \log_{10}(F_{offset}), \text{ дБн/Гц}, \qquad (2)$$

где PN_{flick} – уровень фликкер-шумов, $F_{\text{ГУН}}$ – частота работы ГУН (частота выходного сигнала СЧ), F_{offset} – частота отстройки;

$$PN_{floor} = FloorFOM + 10 \cdot \log_{10}(F_{\text{ЧФД}}) + 20 \cdot \log_{10}(N), \text{ дБн/Гц}, \qquad (3)$$

где PN_{floor} – уровень шумов ЧФД, $F_{\text{ЧФД}}$ – частота работы ЧФД (частота сравнения системы ИФАПЧ), $N = \dfrac{F_{\text{ГУН}}}{F_{\text{ЧФД}}}$ – коэффициент умножения системы ИФАПЧ;

$$PN = 10 \cdot \log_{10}\left[10^{\frac{PN_{flick}}{10}} + 10^{\frac{PN_{floor}}{10}}\right], \text{ дБн/Гц}, \qquad (4)$$

где PN – итоговая СПМ шумов ЧФД, которые определяются на заданной частоте выходного сигнала СЧ, частоте сравнения и частотной отстройке.

По (2), (3) и (4) определяется СПМ шумов на рабочей частоте, а для приложения требуется указать СПМ шумов, приведенных ко входу ЧФД. Для этого в (2), (3) и (4) вместо $F_{\text{ГУН}}$ неободимо подставить $F_{\text{ЧФД}}$, в результате получим:

$$PN_{flick} = FlickerFOM + 20 \cdot \log_{10}(F_{\text{ЧФД}}) - 10 \cdot \log_{10}(F_{offset}),\ \text{дБн/Гц};$$

$$PN_{floor} = FloorFOM + 10 \cdot \log_{10}(F_{\text{ЧФД}}),\ \text{дБн/Гц}.$$

Подставив полученные значения в (4), получим результирующую кривую СПМ шумов ЧФД, приведенную ко входу. Суть приведения шумов ко входу заключается в том, что из (3) вычитается составляющая $20 \cdot \log_{10}(N)$:

$$PN_{to_input} = PN - 20 \cdot \log_{10}(N),\ \text{дБн/Гц}.$$

На рис. 8 приведен листинг программы в среде MathCAD 14, иллюстрирующий пересчет основных параметров ИС в СПМ шумов ЧФД, приведенных ко входу, на примере HMC704LP4E.

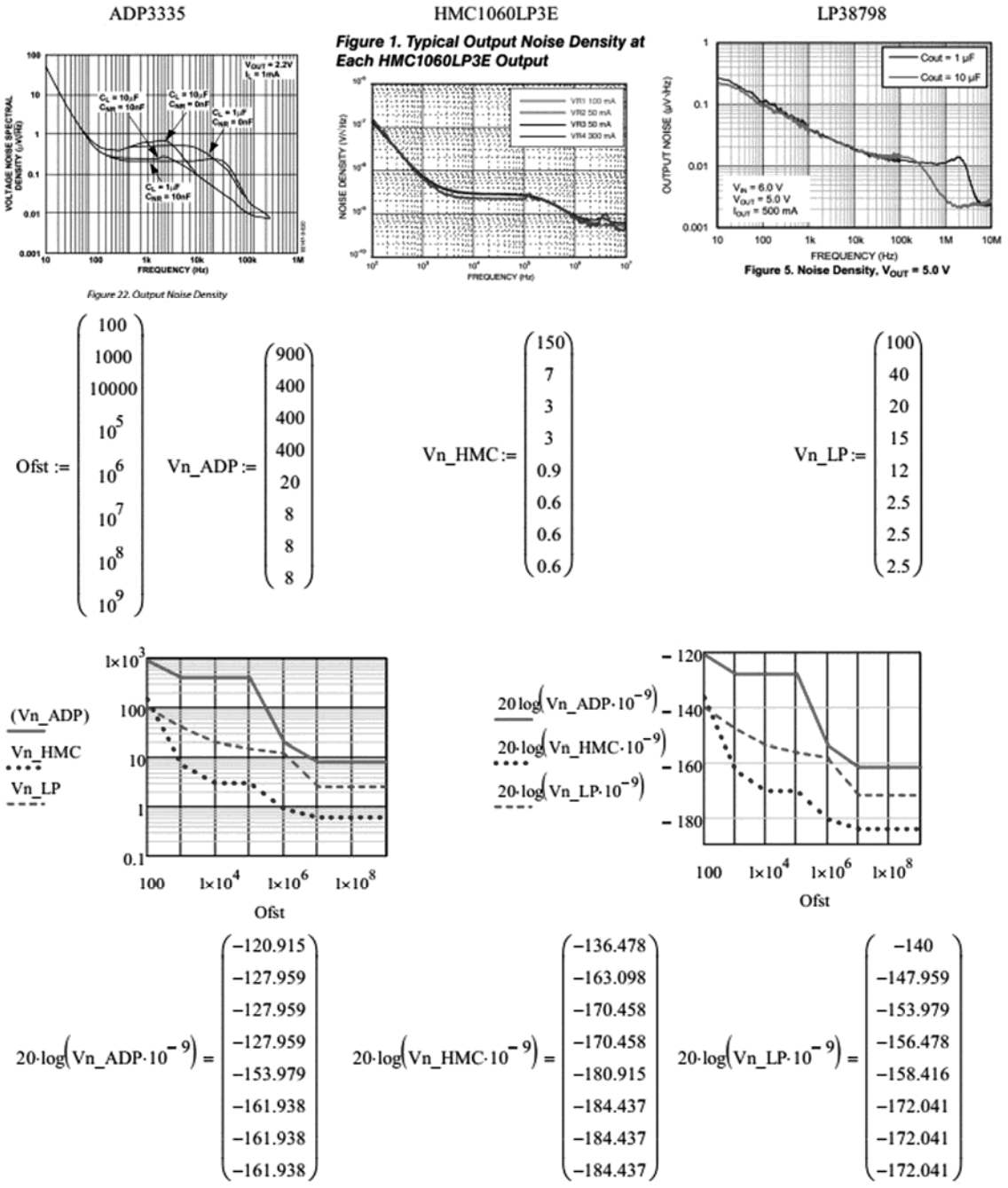


Рис. 7. Листинг программы перевода СПМ выходных шумов ЛСН

$$FlickerFOM := -265 \quad FloorFOM := -224 \quad PFD := 33333333 \quad Fvco := 950000000$$

$$PNflick(x) := FlickerFOM + 20\cdot\log(Fvco) - 10\cdot\log(x)$$

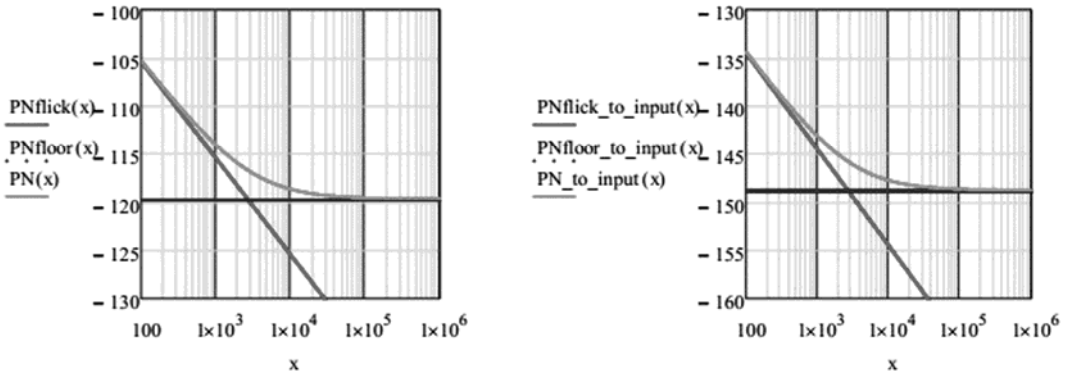
$$PNfloor(x) := FloorFOM + 10\cdot\log(PFD) + 20\cdot\log\left(\frac{Fvco}{PFD}\right)$$

$$PN(x) := 10\cdot\log\left[10^{\left(\frac{PNflick(x)}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{PNfloor(x)}{10}\right)}\right]$$

$$PNflick_to_input(x) := FlickerFOM + 20\log(PFD) - 10\log(x)$$

$$PNfloor_to_input(x) := FloorFOM + 10\cdot\log(PFD)$$

$$PN_to_input(x) := 10\cdot\log\left[10^{\left(\frac{PNflick_to_input(x)}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{PNfloor_to_input(x)}{10}\right)}\right]$$



$$Offset := \begin{pmatrix} 100 \\ 1000 \\ 10000 \\ 10^5 \\ 10^6 \\ 10^7 \\ 10^8 \\ 10^9 \end{pmatrix} \quad PN(Offset) - 20\cdot\log\left(\frac{Fvco}{PFD}\right) = \begin{pmatrix} -134.381 \\ -143.151 \\ -147.751 \\ -148.658 \\ -148.76 \\ -148.77 \\ -148.771 \\ -148.771 \end{pmatrix} \quad PN_to_input(Offset) = \begin{pmatrix} -134.381 \\ -143.151 \\ -147.751 \\ -148.658 \\ -148.76 \\ -148.77 \\ -148.771 \\ -148.771 \end{pmatrix}$$

Рис. 8. Листинг программы пересчета СМП ФШ ЧФД к его входу

Частота работы ЧФД $F_{ЧФД} = 33{,}(3)$ МГц, частота выходного сигнала $F_{ГУН} = 950$ МГц, FlickerFOM = –265 дБн/Гц, FloorFOM = 224 дБн/Гц.

- ***Phase Detector Noise Offset for Frac-N Mode*** – в данном поле указывается значение в дБ, на которое ухудшаются шумы ЧФД в дробном режиме (согласно описанию 3–7 дБ). В примере мы учли это изменение и изначально заложили дробный режим работы ИС.
- ***Add/Subtract from Phase Detector Noise*** – в данном поле пользователю дается возможность добавить/вычесть определенное значение в дБ из шумов ЧФД (например, для учета разброса параметров).

Пример заполнения полей вкладки ***Phase Detector Noise*** представлен на рис. 9.

4. ***VCO Noise*** – характеристики ГУН. Также в этой вкладке учитываются шумы источника питания ГУН. Пользователю предоставляется возможность задать «полную», либо «упрощенную» модель ГУН посредством установки флажка ***Use Simple VCO Model?*** «Упрощенная» модель предполагает, что крутизна перестройки частоты и СПМ ФШ сигнала ГУН одинаковы во всем диапазоне перестройки частоты. В «полной» модели задается вектор значений крутизны перестройки ГУН в зависимости от напряжения управления, а также в трех точках задается СПМ ФШ сигнала

ГУН. Рассмотрим методику задания полей, соответствующих «полной» модели ГУН:

- ***VCO Noise Specification Frequency*** – частота работы ГУН, на которой задаются параметры (используется в «упрощенной» модели);
- ***Tuning Voltage*** – вектор значений управляющего напряжения;
- ***VCO Frequency*** – вектор частот выходного сигнала ГУН, соответствующих значениям управляющего напряжения;
- ***VCO Gain (Kvco)*** – вектор значений крутизны перестройки частоты сигнала ГУН, соответствующих значениям управляющего напряжения;
- ***Frequency Offset*** – вектор частотных отстроек от рабочей частоты, задается в Гц;
- ***VCO Supply Noise*** – шумы источника питания ГУН, задается в дБ($В^2$/Гц). Значения данного параметра должны соответствовать вектору ***Frequency Offset***;
- ***Open Loop VCO Phase Noise*** – вектор значений СПМ ФШ сигнала ГУН в дБн/Гц, соответствующих частотным отстройкам, заданным вектором ***Frequency Offset***. В «полной» модели данный параметр задается на трех частотах (***Min.***, ***Mid.***, ***Max.***), которые указываются в соответствующих полях ***Frequency***;
- ***Offset [dB]*** – в данном поле пользователю дается возможность добавить/вычесть определенное значение в дБ из шумов ГУН;
- ***Pushing Figure*** – параметр Pushing из документации к ГУН.

Пример заполнения полей вкладки ***VCO Noise*** на базе ГУН UMV-1150 фирмы RFMD [23] представлен на рис. 10.

5. ***RF Divider Noise*** – шумы делителя в цепи обратной связи. Аналогично с пунктом 2 указываются значения –300 дБн/Гц. Пример заполнения полей представлен на рис. 11.

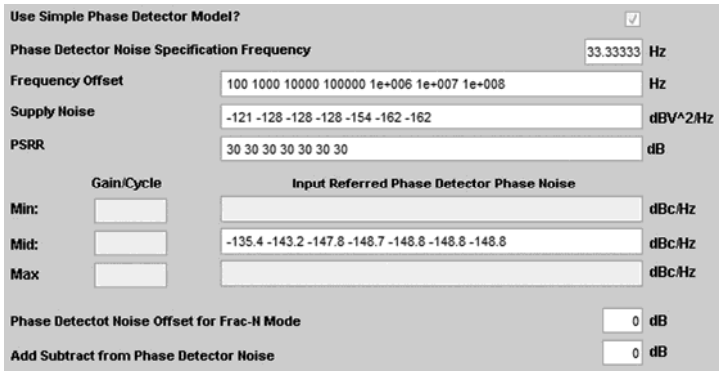


Рис. 9. Заполненные поля вкладки ***Phase Detector Noise***

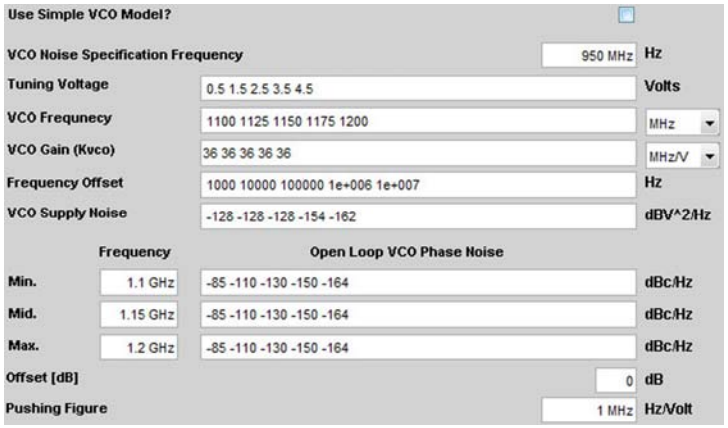


Рис. 10**.** Заполнение полей вкладки ***VCO Noise***

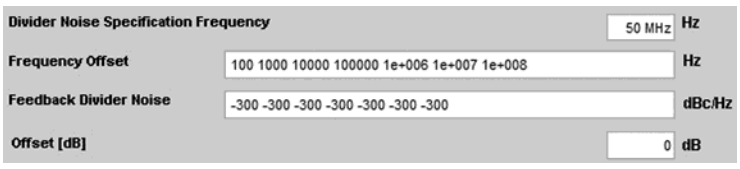
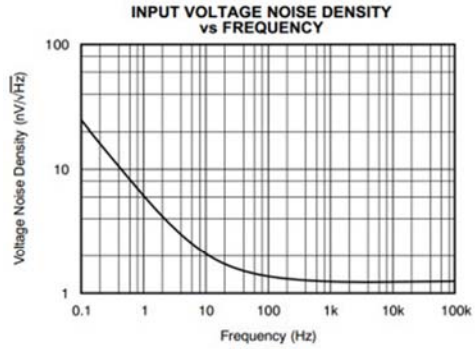


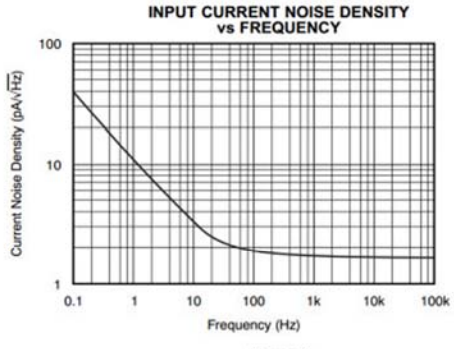
Рис. 11. Заполненные поля вкладки ***RF Divider Noise***

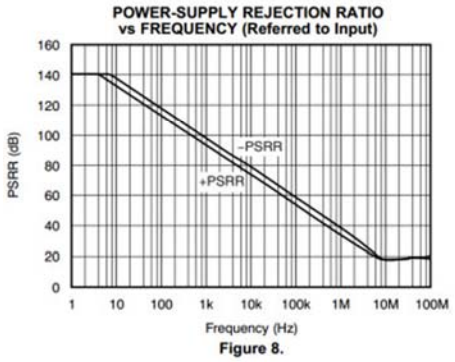
6. ***Operation Amplifier Noise*** – в случае наличия ОУ в составе корректирующего ФНЧ, пользователю предлагается задать шумовые характеристики этого ОУ, приведенные к входу:

- ***Frequency Offset*** – вектор частотных отстроек от рабочей частоты, задается в Гц;
- ***OpAmp Supply Noise*** – шумы источника питания ОУ, задается в дБ($В^2$/Гц). Значения данного параметра должны соответствовать вектору ***Frequency Offset***);
- ***PSRR*** – подавление выходных шумов ЛСН;
- ***Vn*** – плотность шумов входного напряжения, задается в дБ[$В^2$/Гц];
- ***Inp***, ***Inn*** – плотность шумов входного тока положительного и отрицательного входов ОУ соответственно, задается в дБ[$А^2$/Гц].

В документации к ОУ соответствующие плотности шумов заданы в $В/\sqrt{Гц}$ и $А/\sqrt{Гц}$. Перевод величин производится по формуле (1). Для пояснения приведем программу, написанную в среде MathCAD 14, в которой производится пересчет СПМ шумов ОУ OPA211 Texas Instruments [24]. Листинг программы, объединенный с соответствующими рисунками СПМ шумов ОУ из описания, представлен на рис. 12. Пример заполнения полей ***Operation Amplifier Noise*** представлен на рис. 13.







$$Ofs := \begin{pmatrix} 100 \\ 1000 \\ 10000 \\ 10^5 \\ 10^6 \\ 10^7 \\ 10^8 \\ 10^9 \end{pmatrix} \quad Vns := \begin{pmatrix} 1.5 \\ 1.2 \\ 1.2 \\ 1.2 \\ 1.2 \\ 1.2 \\ 1.2 \\ 1.2 \end{pmatrix} \quad Ins := \begin{pmatrix} 1.9 \\ 1.8 \\ 1.7 \\ 1.7 \\ 1.7 \\ 1.7 \\ 1.7 \\ 1.7 \end{pmatrix}$$

$$20\log\left(Vns \cdot 10^{-9}\right) = \begin{pmatrix} -176.478 \\ -178.416 \\ -178.416 \\ -178.416 \\ -178.416 \\ -178.416 \\ -178.416 \\ -178.416 \end{pmatrix} \quad 20\log\left(Ins \cdot 10^{-12}\right) = \begin{pmatrix} -234.425 \\ -234.895 \\ -235.391 \\ -235.391 \\ -235.391 \\ -235.391 \\ -235.391 \\ -235.391 \end{pmatrix}$$

Рис. 12. Листинг программы перевода СПМ выходных шумов ОУ

Frequency Offset	100 1000 10000 100000 1e+006 1e+007 1e+008	Hz
OpAmp Supply Noise	-121 -128 -128 -128 -154 -162 -162	dBV^2/Hz
PSRR	-118 -95 -75 -55 -35 -20 -20	dB
Vn	-176.5 -178.4 -178.4 -178.4 -178.4 -178.4 -178.4	dB V/Hz
Inp	-234.4 -234.9 -235.4 -235.4 -235.4 -235.4 -235.4	dB A/Hz
Inn	-234.4 -234.9 -235.4 -235.4 -235.4 -235.4 -235.4	dB A/Hz

Рис. 13. Заполненные поля вкладки ***Operation Amplifier Noise***

Стоит отметить, что в версии 1.1 Hittite PLL Design нет возможности учитывать влияние шумов ОУ. Выдается ошибка соответствия количества точек векторов ***Frequency Offset*** и ***OpAmp Supply Noise***. Наличие шумов ОУ в системе ИФАПЧ возможно предусмотреть добавлением 2–3 дБ к шумам ЧФД в поле ***Add/Subtract from Phase Detector Noise*** во вкладке ***Phase Detector Noise***.

7. ***Delta Sigma Noise*** – в данной вкладке пользователю предлагается задать шумовые характеристики ДСМ из заранее заданных типов ***Delta Sigma Type***: ***Mode A*** (данный тип ДСМ обеспечивает лучшие шумы в полосе пропускания системы ИФАПЧ, но худшие за ее пределами) и ***nth order Mode B*** требуемого порядка ***Delta Sigma Order*** (данный тип ДСМ обеспечивает лучшие шумы за пределами полосы пропускания системы ИФАПЧ, но худшие в полосе).

8. ***Composite Noise/Output Path*** – в данной вкладке пользователю предоставляется возможность задать маску СПМ ФШ, которая будет отображаться на графиках СПМ ФШ черной линией.

9. ***High Pass Noise Integration*** – в данной вкладке пользователь может задать параметры идеального фильтра верхних частот, через который пропускаются СПМ ФШ для расчета интегральной мощности ФШ.

Моделирование СЧ-ИФАПЧ в приложении Hittite PLL Design

Для примера приведем результаты моделирования СЧ-ИФАПЧ со следующими функциональными узлами: ИС СЧ-ИФАПЧ – HMC704LP4E; ГУН – UMV-1150; ОГ – ГК-137ТС; ЛСН – ADP3335; ОУ – OPA211; режим работы ДСМ – mode A 3-го порядка; частота выходного колебания – 1179,325 МГц; частота сравнения – 50 МГц; значение тока ЗН – 2,54 мА; тип ФНЧ – activeA 3-го порядка; полоса пропускания ФНЧ – 200 кГц; запас устойчивости по фазе – 50 градусов. Внешний вид основного окна приложения Hittite PLL Design с заданными параметрами и результатом моделирования СПМ ФШ представлен на рис. 14.

Результаты измерений СПМ ФШ СЧ-ИФАПЧ

Для проверки результатов моделирования проведем измерение СПМ ФШ выходного сигнала СЧ, построенного на базе HMC704LP4E. Основные функциональные узлы СЧ и параметры системы ИФАПЧ соответствуют условиям моделирования. Результаты измерения СПМ ФШ анализатором сигналов E5052A Agilent представлены на рис. 15.

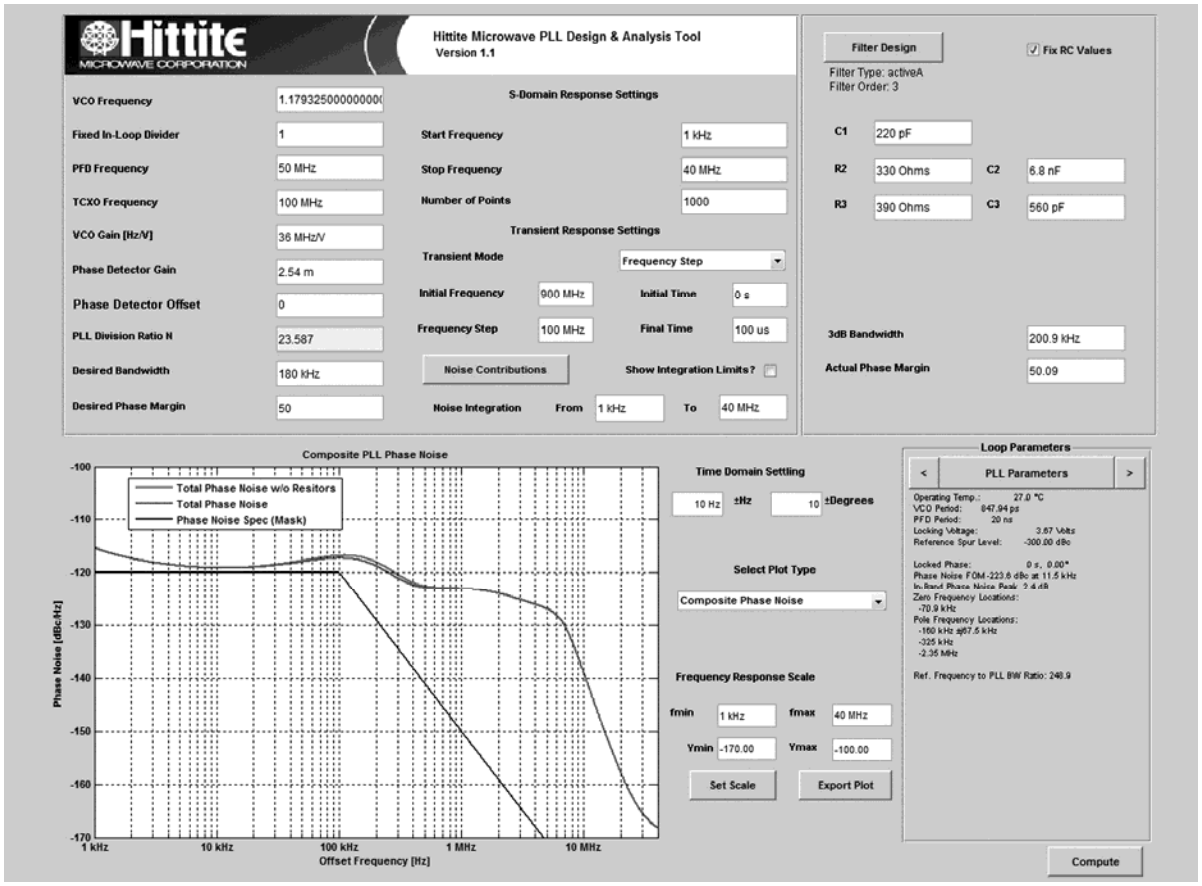


Рис. 14. Внешний вид основного окна приложения с заданными параметрами и результатом моделирования СПМ ФШ

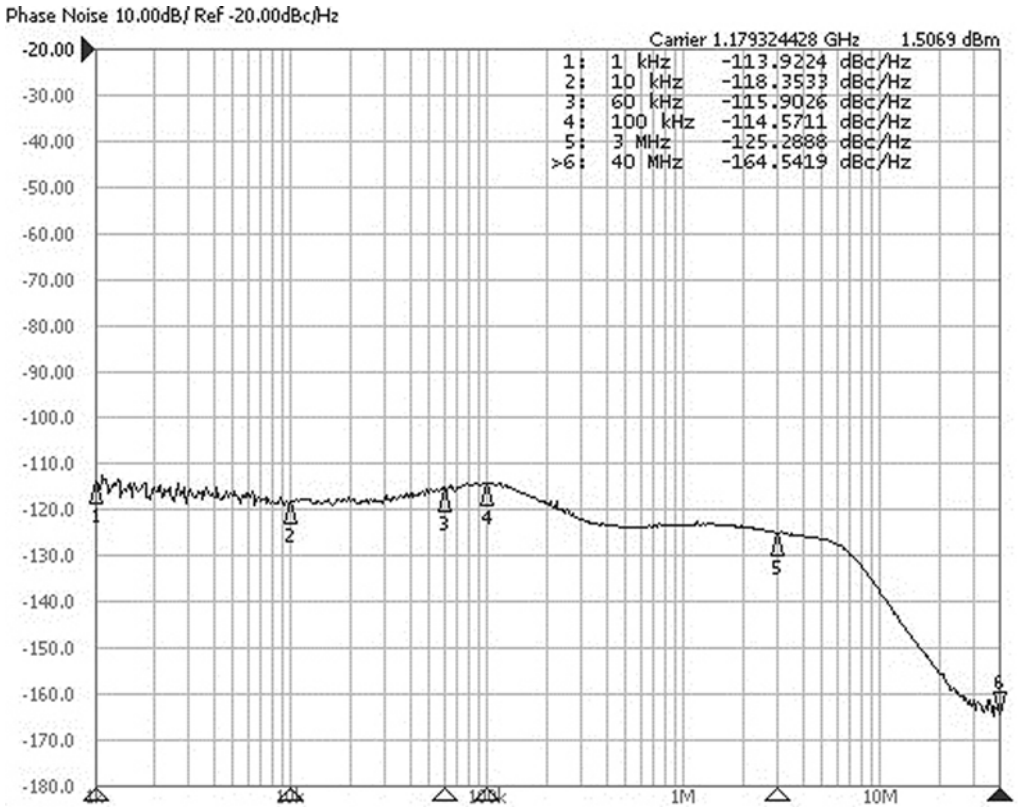


Рис. 15. Измеренная СПМ ФШ СЧ-ИФАПЧ

Вывод

Из сравнения результатов моделирования, приведенных на рис. 14, с результатами измерений СПМ ФШ, показанными на рис. 15, видно, что они совпадают с точностью порядка ±2 дБ. Исходя из анализа кривых на рис. 14 и 15, можно сделать вывод, что приложение Hittite PLL Design с учетом применения предлагаемой методики является достаточно точным инструментом для разработчиков при моделировании СПМ ФШ выходного колебания СЧ-ИФАПЧ. Использование данного приложения позволяет на предварительном этапе проектирования учесть влияние шумов всех входящих в состав СЧ функциональных узлов, а также, основываясь на результатах моделирования, произвести выбор этих узлов, что позволяет значительно сократить время на разработку схемы СЧ-ИФАПЧ и отработку характеристик прототипа и опытных образцов.

Литература

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

2. *Романов С.К.* Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот: монография / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.

3. *Manassewitsch V.* Frequency Synthesizers Theory and Design, Third Edition / V. Manassewitsch. – New York: John Wiley & Sons, 1987. – 384 p.

4. *Rohde U.* Microwave and Wireless Synthesizer: Theory and Design / U. Rohde. – New York: John Wiley & Sons, 1997. – 638 p.

5. *Egan W.F.* Frequency Synthesis by Phase Lock / W.F. Egan. – New York: John Wiley & Sons, 2000. – 597 p.

6. *Шахтарин Б.И.* Синтезаторы частоты / Б.И. Шахтарин – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 128 с.

7. *Chenakin A.* Frequency Synthesizers. Concept to Product / A. Chenakin. – Boston: Artech House, 2011. – 214 p.

8. Datasheet HMC835LP6GE Fractional-N PLL With Integrated VCO 33-4100 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc835lp6ge.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

9. ADF4350: Wideband Synthesizer With Integrated VCO Data Sheet (Rev A, 04/2011) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF4350.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

10. *Романов С.К.* Пространства состояний линейной системы ФАПЧ / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, Д.Н. Рахманин // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 3. – С. 104–108.

11. *Романов С.К.* Методика определения быстродействия синтезаторов частот с коммутацией токов накачки и постоянных времени фильтра нижних частот / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, Д.Н. Рахманин // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2010. – № 3(80). – С. 79–93.

12. *Романов С.К.* Определение помех дробности в синтезаторах частот с системами ФАПЧ, использующие дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты / С.К. Романов, И.А. Марков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2006. – Вып. 1. – С. 97–102.

13. *Романов С.К.* О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты / Романов С.К., Матыцина А.И., Тихомиров Н.М. // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие» – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 111–117.

14. Описание приложения ADIsimPLL на официальном сайте Analog Devices [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/eval_boards/adisimpll.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

15. Datasheet HMC704LP4E 8 GHz 16-Bit Fractional N Synthesizer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc704lp4.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

16. *Скоторенко И.В.* Оценка фазовых шумов синтезатора частот на интегральной схеме HMC704LP4E / И.В. Скоторенко // Доклады ТУСУРа. – Томск, декабрь 2011. – Вып. №2 (24), ч. 1. – С. 98–101.

17. Hittite PLL VCO Evaluation Software Registration [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.hittite.com/downloads/index.html/register/21, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

18. *Тихомиров Н.М.* Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой // Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, А.В. Леньшин – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.

19. Высокочастотный прецизионный малошумящий кварцевый генератор ГК137-ТС [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http:// www.morion.com.ru/catalog_pdf/GK137-TS.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

20. ADP3335: High Accuracy Ultralow IQ, 500 mA anyCAP Low Dropout Regulator Data Sheet (Rev D, 10/2013) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADP3335.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

21. LP38798-ADJ High PSRR, Ultra Low Noise, 800mA Linear Voltage Regulator for RF/An (Rev. A) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lp38798.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

22. Data Sheet HMC1060LP3E Quad Low Noise High PSRR Linear Voltage Regulator [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.hittite.com/ content/documents/data_sheet/hmc1060lp3.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

23. UMV-1150-R16-G Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.datasheetarchive.com/dl/Scans-021/ScansEX22170.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

24. OPA 211 1.1nV/√Hz Noise, Low Power, Precision Operational Amplifier in Small DFN-8 Pkg (Rev. G) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa211.pdf, свободный (дата обращения: 24.10.2013).

Статья поступила в редакцию 29 октября 2013 года

УДК 621.391.23

ОБОСНОВАНИЕ КРИТЕРИЯ ОПТИМАЛЬНОСТИ ВЫБОРА ЧАСТОТНЫХ РЕЖИМОВ В АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ТРАКТАХ ПРОГРАММИРУЕМЫХ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

С.А. Ермаков, к.т.н., вед. конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: versta9km@mail.ru

Исследуется возможность применения графического метода для обоснования критерия выбора частотного режима в методиках приема полезных сигналов в сплошном частотном диапазоне, перекрывающем несколько полос Найквиста при использовании одной или двух дополнительных частот дискретизации.

Ключевые слова: *программируемое радиоприемное устройство, частота дискретизации, цифровая коррекция, полоса Найквиста, цифровая обработка сигналов, радиосвязь, побочный канал приёма, избирательность по побочным каналам приёма, аналого-цифровой тракт, полоса приёма.*

THE BASIS FOR THE OPTIMALITY CRITERION FOR FREQUENCY MODING IN A/D ROUTES FOR PROGRAMMABLE RADIO RECIEVERS

S.A. Ermakov, candidate of technical sciences, leading designer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: versta9km@mail.ru

Possibility of using the graphical method to justify the selection criteria in the frequency mode techniques of receiving desired signals in the continuous frequency range spanning the multiple Nyquist bands using of one or two additional sample rates is investigated.

Keywords: *programmable radio receiver, sampling rate, digital correction, Nyquist band, digital signal processing, the side receiving channel, spurious receiving, analog-digital path, receiving band.*

Преобразование радиочастотного аналогового сигнала в цифровой сигнал в программируемых радиоприёмных устройствах осуществляется в аналого-цифровом тракте (АЦТ). Широкое распространение получили АЦТ без преобразования частоты [1]. Непрерывный диапазон частот, в котором возможен приём радиосигналов, в соответствии с теоремой отсчётов Уиттекера, Котельникова и Шеннона [2] для такого АЦТ ограничен половиной максимальной частоты дискретизации аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

В результате дискретизации возникают побочные каналы приёма (ПКП). Избирательность радиоприёмника по ПКП с АЦТ без преобразования частоты определяется относительным затуханием в преселекторе на частотах ближайших к основному каналу приема (ОКП) побочных каналов. Ближайший к ОКП ПКП с частотой меньшей, чем $f_{\text{вх}}$ (нижний ПКП), будем обозначать ПКП_{LO}. Расстояние по частотной шкале между ОКП и ПКП_{LO}, или отстройку нижнего ПКП, обозначим $\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}$. Величина $\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}$ при $L_{\text{вх}} = 1, 2 \ldots$. [3] равна

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = f_{\text{вх}} - f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = 2 \cdot f_{\text{вх}} - f_d \cdot L_{\text{вх}}. \quad (1)$$

Ближайший к ОКП побочный канал, частота которого больше, чем $f_{\text{вх}}$ (верхний ПКП), будем обозначать ПКП_{HI}. Отстройку верхнего ПКП обозначим $\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}$ [3],

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) = f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) - f_{\text{вх}} = f_d \cdot (L_{\text{вх}} + 1) - 2 \cdot f_{\text{вх}}, \quad L_{\text{вх}} = 0, 1, 2 \ldots. \quad (2)$$

Как следует из методики измерения избирательности по ПКП [5], её величина определяется по наименьшему результату для всех возможных ПКП. Минимальное расстояние от ОКП до ПКП обозначим $\Delta f_{\text{ПКП min}}$,

$$\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}}) = \min\left(\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}), \Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}})\right). \quad (3)$$

В АЦТ существует максимально возможная частота дискретизации $f_{d\,\max}$, определяемая применённой элементной базой. Режим работы

 ISSN 1995-7009

АЦТ с этой частотой дискретизации будем называть базовым, как и соответствующие ему полосы Найквиста L_b.

Оптимальная частота дискретизации f_{dopt}, при которой расстояние от ОКП до ближайших ПКП, расположенных выше и ниже по частоте одинаково [3], равна

$$f_{dopt} = \frac{4 \cdot f_{\text{вх}}}{2 \cdot L_{\text{вх}} + 1}. \quad (4)$$

Для частоты дискретизации f_d оптимальная частота ОКП, определяемая из условия равенства расстояний до верхнего и нижнего ПКП [4], равна

$$f_{\text{вх opt}} = \frac{(2 \cdot L_{\text{вх}} + 1) f_d}{4}. \quad (5)$$

Базовый режим преобразования входного сигнала при $f_d = f_{d\max}$ будем обозначать как BL_b, где L_b – номер базовой полосы Найквиста, в которой расположен ОКП [3]:

$$L_b = \left[\frac{2 \cdot f_{\text{вх}}}{f_{d\max}} \right]. \quad (6)$$

В работах [1, 2] рассмотрены методики определения частотных режимов с дискретным множеством дополнительных частот, обеспечивающие оптимальный прием полезных сигналов в сплошном частотном диапазоне, перекрывающем несколько полос Найквиста. Критерием оптимальности является максимально возможное минимальное расстояние от ОКП до ПКП на i-м интервале приёма [3].

В результате анализа графика функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ для частоты дискретизации $f_{d\max}$, представленного на рис. 1 (линия 1), и графиков функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ для дополнительных частот дискретизации выдвигается гипотеза о том, что точки пересечения этих графиков, соответствующие частотам f_{ei} и f_{fi} на рис. 1а, а также частотам f_{gi}, f_{ji} и f_{li} на рис. 1б, будут максимально удалены от оси абсцисс в полосе приёма L_r, если они лежат на одной прямой, параллельной оси абсцисс [3, 4].

Задача, решение которой рассматривается в статье, заключается в поиске методики обоснования и доказательства данной гипотезы.

Анализируя графики, представленные на рис. 1, можно сделать вывод о том, что минимальное расстояние от ОКП до ПКП $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ определяется ординатами точек пересечения A_1–A_2 (рис. 1а) и B_1–B_3 (рис. 1б). Поэтому определим функции ординат перечисленных точек пересечения для рассматриваемых графиков при изменении значений дополнительных частот дискретизации в диапазоне $0 < f_{d\,\text{доп}} \le f_{d\max}$.

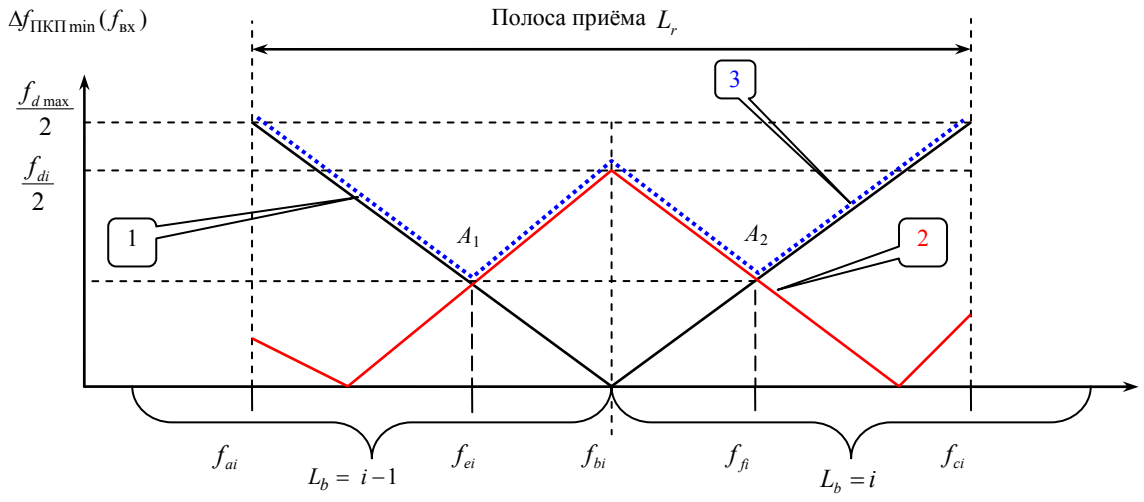
$$A_1(f_{di}) = \frac{f_{d\max} \cdot L_r - f_{di} \cdot L_r}{2};$$

$$A_2(f_{di}) = \frac{f_{di} \cdot (L_r + 1) - f_{d\max} \cdot L_r}{2}. \quad (7)$$

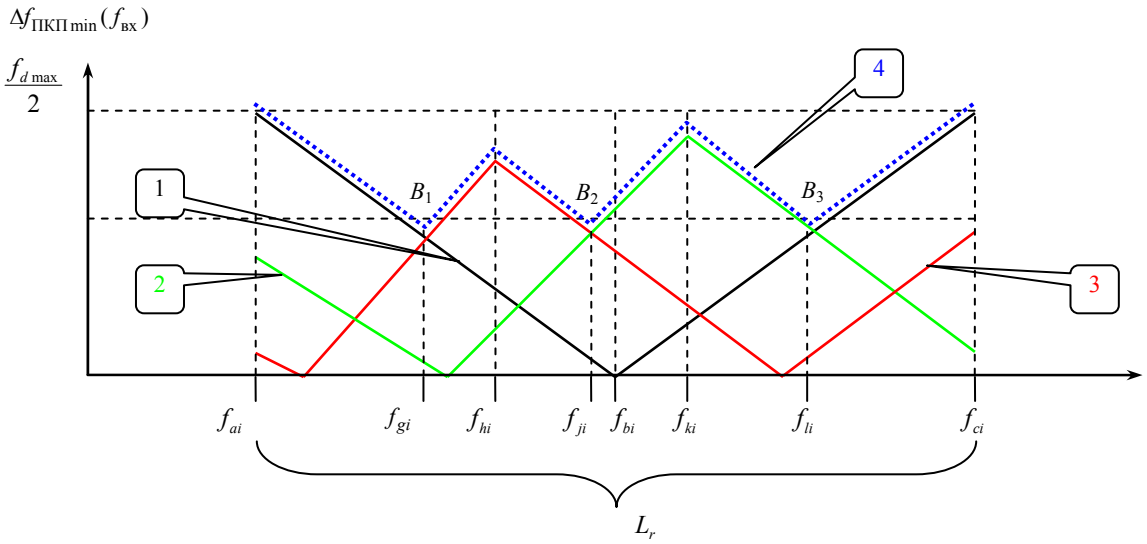
$$B_1(f_{d1}, f_{d2}) = \frac{f_{d\max} \cdot L_r - f_{d1} \cdot L_r}{2};$$

$$B_2(f_{d1}, f_{d2}) = \frac{f_{d1} \cdot (L_r + 1) - f_{d2} \cdot L_r}{2};$$

$$B_3(f_{d1}, f_{d2}) = \frac{f_{d2} \cdot (L_r + 1) - f_{d\max} \cdot L_r}{2}. \quad (8)$$



а)



б)

Рис. 1. Переходы между частотными режимами АЦТ в i-й полосе приёма при одной (а) и двух (б) дополнительных частотах дискретизации

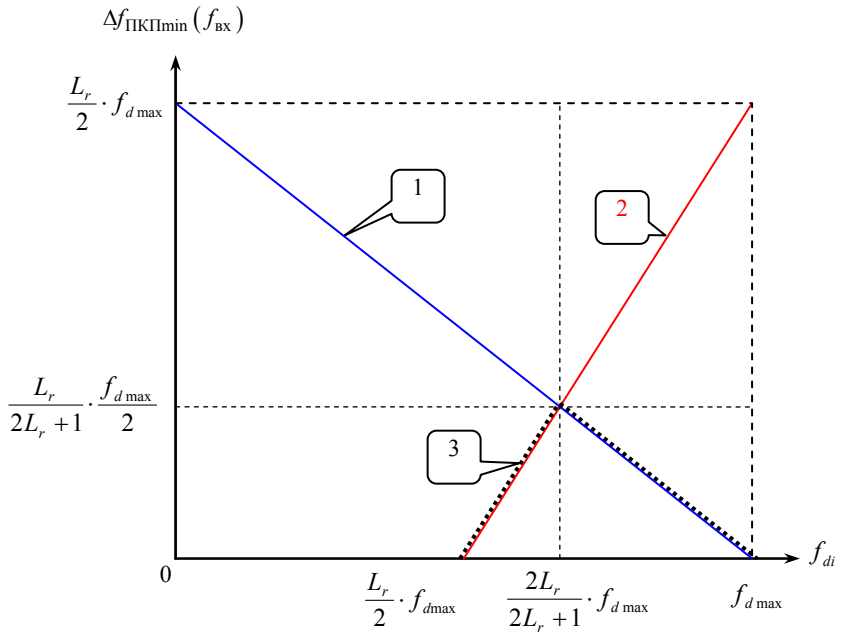


Рис. 2. Графическая интерпретация оптимизационной задачи поиска максимально возможного минимального расстояния от ОКП до ПКП на i-м интервале приёма при одной дополнительной частоте дискретизации

На рис. 2 представлены графики функций $A_1(f_{di})$ (линия 1) и $A_2(f_{di})$ (линия 2), определенных выше. Тогда линия 3 является графиком функции, определяющей минимальное значение функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ при различных значениях дополнительной частоты дискретизации f_{di}:

$$A_{\min}(f_{di}) = \min\left(A_1(f_{di}), A_2(f_{di})\right). \qquad (9)$$

Тогда для нахождения максимально возможного минимального расстояния от ОКП до ПКП на i-м интервале приёма при одной дополнительной частоте дискретизации необходимо найти значение функции $\max\left(A_{\min}(f_{di})\right)$. Решая эту задачу графическим методом, приходим к выводу, что максимального значения функция $A_{\min}(f_{di})$ достигает в точке пересечения графиков функций $A_1(f_{di})$ и $A_2(f_{di})$. Найдем координаты этой точки, решив уравнение $A_1(f_{di}) = A_2(f_{di})$:

$$\frac{f_{d\max}\cdot L_r - f_{di}\cdot L_r}{2} = \frac{f_{di}\cdot(L_r+1) - f_{d\max}\cdot L_r}{2}. \quad (10)$$

$$f_{di} = \frac{2L_r}{2L_r+1}\cdot f_{d\max}. \quad (11)$$

Совпадение рассчитанной величины с полученным ранее в работе [3] результатом подтверждает правильность гипотезы и расчёта частоты дискретизации в дополнительном режиме.

На рис. 3а представлены графики функций $B_1(f_{d1}, f_{d2})$ (плоскость 1), $B_2(f_{d1}, f_{d2})$ (плоскость 2) и $B_3(f_{d1}, f_{d2})$ (плоскость 3), определенных выше. Тогда на рис. 3б поверхность 4 представляет собой график функции, определяющей минимальное значение функции $\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{\text{вх}})$ при различных значениях дополнительных частот дискретизации f_{d1} и f_{d2}:

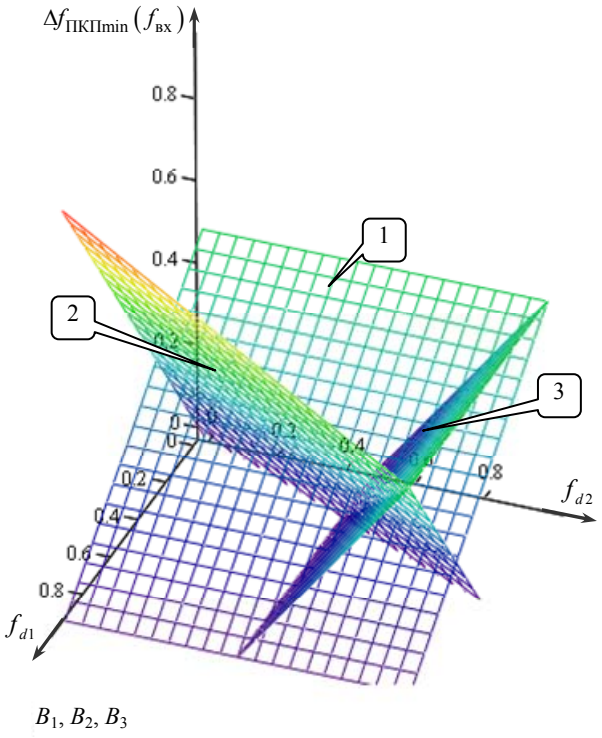
$$B_{\min}(f_{d1}, f_{d2}) = \min\left(B_1(f_{d1}, f_{d2}), B_2(f_{d1}, f_{d2}), B_3(f_{d1}, f_{d2})\right). \quad (12)$$

Тогда для нахождения максимально возможного минимального расстояния от ОКП до ПКП на i-м интервале приёма при двух дополнительных частотах дискретизации необходимо найти значение функции $\max\left(B_{\min}(f_{d1}, f_{d2})\right)$. Решая эту задачу графическим методом, приходим к выводу, что максимального значения функция $B_{\min}(f_{d1}, f_{d2})$ достигает в точке пересечения графиков функций $B_1(f_{d1}, f_{d2})$, $B_2(f_{d1}, f_{d2})$ и $B_3(f_{d1}, f_{d2})$. Найдем координаты этой точки, решив соответствующую систему уравнений:

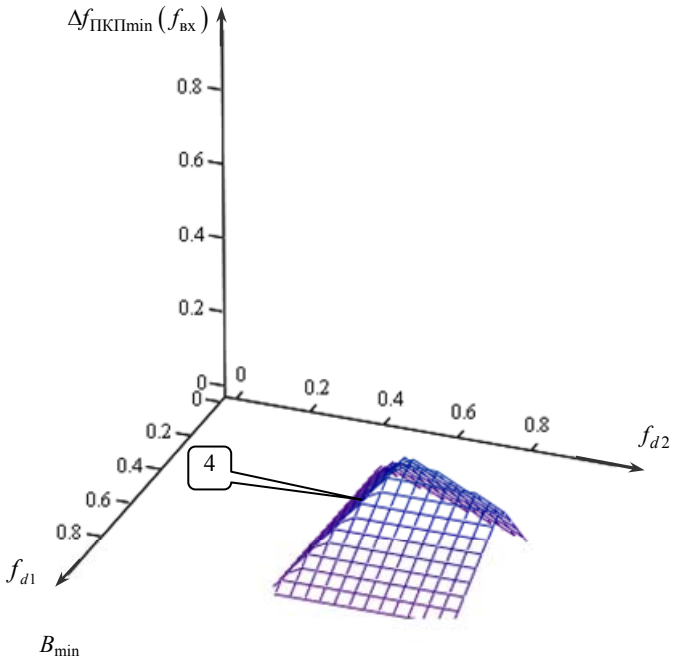
$$\begin{cases} \Delta f_{\text{ПКП}\min} = \dfrac{f_{d\max}\cdot L_r - f_{d1}\cdot L_r}{2}, \\ \Delta f_{\text{ПКП}\min} = \dfrac{f_{d1}\cdot(L_r+1) - f_{d2}\cdot L_r}{2}, \\ \Delta f_{\text{ПКП}\min} = \dfrac{f_{d2}\cdot(L_r+1) - f_{d\max}\cdot L_r}{2}. \end{cases} \quad (13)$$

В результате получаем следующее решение:

$$\begin{cases} f_{d1} = \dfrac{\left(3\cdot L_r^2 + L_r\right)\cdot f_{d\max}}{3\cdot L_r^2 + 3\cdot L_r + 1}, \\ f_{d2} = \dfrac{\left(3\cdot L_r^2 + 2\cdot L_r\right)\cdot f_{d\max}}{3\cdot L_r^2 + 3\cdot L_r + 1}, \\ \Delta f_{\text{ПКП}\min} = \dfrac{(2\cdot L_r+1)\cdot L_r}{3\cdot {L_r}^2 + 3L_r + 1}\cdot\dfrac{f_{d\max}}{2}. \end{cases} \quad (14)$$



а)



б)

Рис. 3. Графическая интерпретация оптимизационной задачи поиска максимально возможного минимального расстояния от ОКП до ПКП на i -м интервале приёма при двух дополнительных частотах дискретизации

Совпадение рассчитанной величины с полученным ранее в работе [4] результатом подтверждает правильность гипотезы и расчёта частот дискретизации в дополнительном режиме.

Выводы

Применение графического метода решения оптимизационных задач позволило обосновать критерий выбора частотных режимов в методиках приема полезных сигналов в сплошном частотном диапазоне, перекрывающем несколько полос Найквиста при использовании одной или двух дополнительных частот дискретизации. Полученные результаты можно обобщить и на случаи применения более двух дополнительных частот дискретизации для обеспечения максимально возможного для заданных условий частотного разноса между ОКП и ПКП для произвольной частоты приёма.

Литература

1. *Kenington Peter B*. RF and baseband techniques for software defined radio / Peter B. Kenington. – Artech House mobile communications series, 2005. – 340 p.

2. *Jerri J.* The Shannon sampling theorem – its various extensions and applications: a tutorial review / J. Jerri // Proc. IEEE. – 1977. – Vol. 65. – Pp. 1565 – 1596.

3. *Маковий В.А.* Расширение частотного диапазона аналого-цифровых трактов методом цифровой коррекции / В.А. Маковий, С.А. Ермаков // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 3. – С. 59–66.

4. *Маковий В.А.* Выбор оптимальных частотных режимов в аналого-цифровых трактах программируемых радиоприёмных устройств / В.А. Маковий, С.А. Ермаков // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 3. – С. 52–58.

Статья поступила в редакцию 6 сентября 2013 года

УДК 539.219.3

ПЛОТНОСТЬ НАСЫЩЕНИЯ ДИСКРЕТНЫХ НАНОСТРУКТУР НА ПОВЕРХНОСТИ ИОННЫХ КРИСТАЛЛОВ

Е.В. Асташова, нач. НТУ, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: astashova564@sozvezdie.su
В.П. Титов, нач. НТУ, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: titov565@sozvezdie.su
Н.Л. Парфенова, нач. отдела, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: astashova564@sozvezdie.su
Е.В. Шведов, д.ф.-м.н., профессор, Воронежский гос. тех. ун-т, e-mail: karl12@yandex.ru
Д.Б. Омороков, к.т.н., ст. инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: saref@list.ru

Дается объяснение резкого уменьшения плотности насыщения кластеров в процессе вакуумной конденсации металлов на сколы ионных кристаллов при повышении температуры подложки, базирующееся на модели захвата межфазной границей вакансий, мигрирующих в поверхностном слое подложки.

Ключевые слова: *плотность зародышей, островковая пленка, ионный кристалл, система кинетических уравнений, миграция вакансий, диффузия адсорбированных атомов.*

DENSITY OF SATURATION THE DISCRETE NANOSTRUCTURE ON THE IONIC CRYSTAL SURFACE

E.V. Astashova, head of scientific and technical board, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: astashova564@sozvezdie.su
V.P. Titov, head of scientific and technical board, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: titov565@sozvezdie.su
N.L. Parfenova, head of department, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: astashova564@sozvezdie.su
E.V. Shvedov, doctor of physics and mathematics, professor, Voronezh State Engineering University, e-mail: karl12@yandex.ru
D.B. Omorokov, candidate of technical sciences, senior engineer, JSC « Sozvezdie» Concern», e-mail: saref@list.ru

In this article the explanation of abrupt decrease the density of saturation clusters in a vacuum condensation of metals process on the chip of ionic crystal in the rise of temperature of substrate which is rest on the model of capture the interface of migratory in the surface layer of substrate vacancy is done.

Keywords: *density of nucleus, discontinuous film, ionic crystal, system of kinetic equations, vacancy migration, diffusion of adsorbed atoms.*

Нанометровый масштаб открывает новые свойства вещества. Для наноструктурированных материалов меняются параметры кристаллической решетки, ближнего порядка в расположении атомов и, следовательно, физико-механические, химические и электрофизические характеристики. Нанотехнологии относятся к междисциплинарным исследованиям и обещают огромные перспективы, прежде всего в технике. Например, в последнее время покрытия на основе наноструктур находят применение в радиотехнике при изготовлении поглотителей электромагнитных волн, которые используются для маскировки военной техники от радиолокоционного обнаружения, решения проблем электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и медико-биологической электромагнитной безопасности (защита от вредного воздействия побочных излучений электронных приборов). Такие покрытия могут одновременно создавать в других частотных диапазонах «отражательные паттерны», которые можно будет видеть специальными устройствами по известному принципу «свой–чужой».

Одним из наиболее гибких способов создания наноструктур является вакуумная конденсация на поверхность твердого тела. Исследования начальных стадий роста конденсированных в вакууме пленок, выполненные в последние годы с использованием сканирующей зондовой микроскопии (АСМ, СТМ), показывают, что дискретное зарождение свойственно не только (как это считалось ранее) для так называемых систем со слабой связью (металлы, полупроводники на диэлектриках), но и для систем с сильной связью металл–металл [1], полупроводник–полупроводник [2]. При определенных условиях дискретное зарождение со слоевым ростом островков возможно и при автоэпитаксии [3]. Приведем несколько примеров.

В системе Ag/Pt(111) при степени покрытия подложки 0,12 монослоя (МС) и температуре $T = 80 – 110$ºК серебро конденсируется в виде трехмерных дендритных островков. Линейная зависимость плотности насыщения островков (N_s) от температуры в координатах $\lg N – 1/T$ дает основание полагать, что даже при низких температурах поверхностная диффузия является

основным процессом, определяющим плотность островков, что не свойственно системам с сильной связью металл-металл. Аррениусовская зависимость $N_s(T)$ на ранних стадиях конденсации наблюдалась также для систем Fe/Fe(100), Cu/Cu(100) и Pt/Pt(111) [4].

Интересные результаты получены в работе [1] при конденсации Co на поверхность Cu(001). Атомы кобальта замещали атомы меди в верхнем слое подложки, вытесняя их на поверхность, в результате чего протекал процесс кластерообразования из двухкомпонентного двумерного пара, причем внедренные атомы кобальта играли роль активных центров зародышеобразования для адсорбированных атомов кобальта. Возрастание числа активных центров в процессе конденсации приводило к двухмодальному распределению кластеров по размерам. В системе Co/Cu(100) первая порция адсорбированных атомов кардинально перестраивает «посадочную площадку» для основного конденсата. Ни одна из существующих теоретических моделей зарождения и роста островковых пленок не учитывает вероятность протекания таких процессов.

Начальный рост пленок Cr на Cu(001) [5] характеризуется образованием многослойных островков. Покрытие подложки, равное 90%, достигается при конденсации количества хрома, эквивалентного 4 МС.

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 до конца не 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 [6, 7] и Венейблесом [8, 9]. Для получения аналитических решений кинетических уравнений использовались упрощающие предположения относительно степени пересыщения, размера критического 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.

Система кинетических уравнений

При составлении кинетических уравнений скоростей образования и роста кластеров учитывались 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

$$\frac{dN_1}{dt} = R(1-\theta) - 2\sigma D_1 N_1 N -$$

$$-2\sigma D_1 N_1 N_d - 4\sigma D_1 N_1^2 - \frac{N_1}{\tau_a};$$

$$\frac{dN_d}{dt} = -2\sigma D_d N_1 N - 2\sigma D_1 N N_d;$$

$$\frac{dN}{dt} = 2\sigma D_1 N_1 N + 2\sigma D_1 N_1^2, \qquad (1)$$

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 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: $N_1 \approx R\tau$. Здесь τ – время жизни адатома до десорбции или захвата активным центром:

$$\tau = \left(\nu \exp\left(-\frac{E_a}{kT} \right) + 2\sigma D_1 N_{d0} \right)^{-1}, \qquad (2)$$

где 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 N_1 постоянным, можно получить аналитическое решение системы уравнений. Выражение для плотности насыщения кластеров имеет вид

$$N_s = -N_{s1} + \sqrt{N_{s1}\left(N_{s1} + 2N_0\right)}; \qquad (3)$$

$$N_{s1} = N_1 \exp\left(\frac{E_d - E_1}{kT} \right), \qquad (4)$$

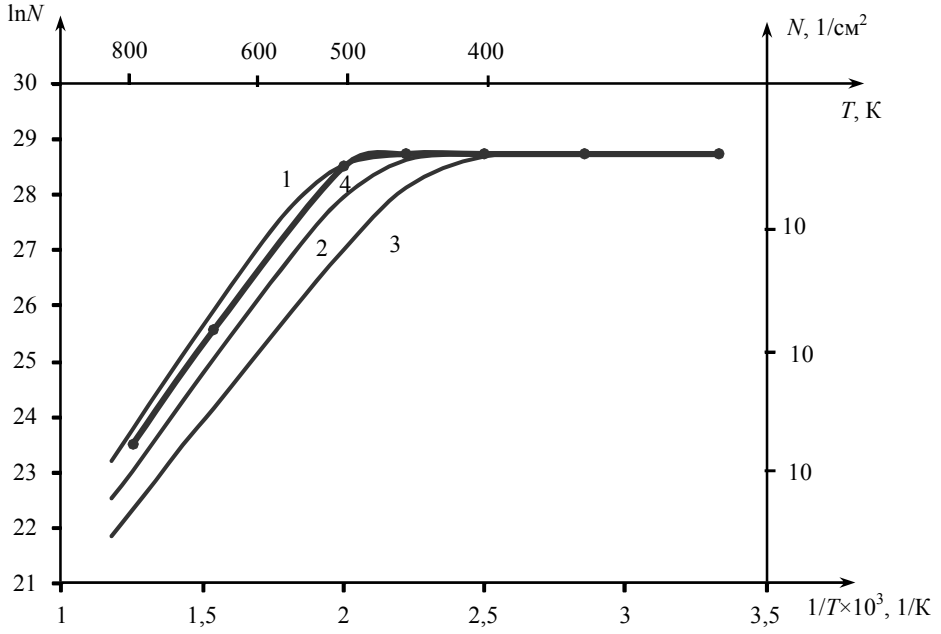
где E_1 и E_d – энергии активации поверхностной диффузии адатомов и активных центров соответственно.

Величина N_{d0} в выражении (2) – 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.

Сравнение с экспериментом

Результаты расчетов сравнивались с зависимостью плотности насыщения островков Pd при вакуумной конденсации на MgO (001). В интервале температур 200 – 600ºК плотность насыщения равнялась 3.10^{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 600ºК плотность насыщения резко уменьшалась (на два порядка величины) в интервале 600 – 800ºК. Возможной причиной аномального уменьшения N_s является увеличение критического размера кластера, образовавшегося на активном центре.

Для более полного сопоставления результатов расчета с экспериментальными данными нами были взяты следующие значения параметров: E_1 и E_a принимались равными 0,2 и 0,8 эВ соответственно, плотность потока атомов палладия $R = 6{\cdot}10^{11}$ см$^{-2}$с$^{-1}$, $N_{d0} = 3{\cdot}10^{12}$ см$^{-2}$, $\nu = 3{\cdot}10^{12}$ с$^{-1}$. На рисунке представлены теоретические и экспериментальная кривые зависимости плотности насыщения кластеров от температуры.



Зависимость плотности насыщения N_s от температуры T для системы Pd/MgO: 2, 3, 4 – расчетные кривые для значений E_d = 1.0; 1,2; 1,3 эВ соответственно; 1 – экспериментальная кривая [12]

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 550ºК) соответствует $E_d \le 1{,}0$ эВ, крутизна кривой зависит от соотношения всех трех энергий активации. Плотность насыщения не превышала начальной плотности активных центров зарождения N_{d0} в интервале температур 300–800ºК при значениях $E_1 \le 0{,}3$ эВ (на рисунке $N_{d0} = 3 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$, как в эксперименте [10]). Следует отметить, что в предлагаемой модели подвижных активных центров плотность насыщения кластеров при высоких температурах в значительной мере определяется значением числа захвата σ.

Резкое уменьшение плотности насыщения при высоких температурах наблюдалось ранее при конденсации золота на вакуумные сколы NaCl и KCl и железа на MgO [10]. В случае конденсации различных металлов (Pd [11] и Fe [10]) на одинаковые подложки (MgO(001)) графики зависимостей $N_s(T)$ практически одинаковы. Величины начальной плотности активных центров различаются в два раза, что вполне понятно, так как могли использоваться кристаллы с разными количествами примесных атомов, которые также выступают в роли активных центров зарождения. 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.

Таким образом, причиной аномального уменьшения плотности насыщения кластеров при повышении температуры может быть захват мигрирующих по поверхности подложки вакансий растущими кластерами.

Литература

1. *Lane G.E.* The nucleation and initial growth of gold films deposited onto sodium chloride by ion-beam sputtering / G.E. Lane, J.C. Anderson // Thin Solid Films. – 1975. – V. 26. – Pp. 5–23.

2. *Zinke-Allmang M.* Phase separation on solid surfaces: nucleation, coarsening and coalescence kinetics. Invited Review / M. Zinke-Allmang // Thin Solid Films. – 1999. – V. 346. – Pp. 1–68.

3. 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.

4. *Bartelt M.C.* Island-size scaling in surface deposition process / M.C. Bartelt, M.C. Tringides, J.W. Evans // Phys. Rev. B. – 1993. – V. 47. – Pp. 13891–13894.

5. *Hrach R.* Computer model of middle stage of thin film growth / R. Hrach, V. Stray // Czech. J. Phys. B28. – 1978. – Pp. 1382–1389.

6. *Zinsmeister G.* Recent development in the theory of thin film condensation / G. Zinsmeister // Jap. J. Appl. Phys. – 1974. – Suppl. 2. – Pt.1. – P. 545–550.

7. *Цинсмайстер Г.Дж.* Современное состояние теории гетерогенного зародышеобразования / Г.Дж. Цинсмайстер // Процессы роста и синтеза полупроводниковых кристаллов и пленок. – Новосибирск: Наука, 1975. – Ч. 1. – С. 11–16.

8. *Venables J.A.* Rate equation approaches to thin film nucleation kinetics / J.A. Venables // Phil. Mag. – 1973. – V. 27. – Pp. 697–738.

9. *Venables J.A.* Nucleation calculations in a pair-binding model / J.A. Venables // Phys. Rev. B. – 1987. – V. 36. – Pp. 4153–4162.

10. *Harding J.H.* Predicting nucleation and growth processes: Atomistic modeling of metal atoms on ionic substrates / J.H. Harding, A.M. Stoneham, J.A. Venables // Phys. Rev. B. – 1997. – V. 57, № 11. – Pp. 6715–6719.

11. Nucleation and growth of supported clusters at defect sites: Pd/MgO(001) / G. Haas [et al.] // Phys. Rev. B. – 2000. – V. 61, № 16. – Pp. 11105–11108.

12. *Ueda R.* Crystal surface effects on the nucleation and epitaxial growth of gold deposits from the vapor phase / R. Ueda, T. Inuzuka // J.Crystal Growth. – 1971. – V. 6. – Pp. 79–83.

Статья поступила в редакцию 30 августа 2013 года

УДК 510.52

К ВОПРОСУ ОБ ОТНОШЕНИИ МЕЖДУ КЛАССАМИ СЛОЖНОСТИ

П.В. Баранов, зам. нач. НТУ, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: pbaranov4@rambler.ru

Рассмотрена истинность и эквивалентность двух определений класса сложности NP. Предложены новые определения для НМТ, класса NP, получены следствия, и показано, что NP ≠ P.

Ключевые слова: *алгоритм, полиномиальный, недетерминированная машина Тьюринга, класс сложности NP.*

TO THE QUESTION OF THE RELATION BETWEEN THE COMPLEXITY CLASSES

P.V. Baranov, chief deputy of Scientific and Technical Board, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: pbaranov4@rambler.ru

The validity and equivalence of two complexity class NP definitions is considered. New definitions for NDTM, NP class are offered, consequences are received, and it is shown that NP ≠ P.

Keywords: *algorithm, polynomial, non-deterministic Turing machine, NP complexity class.*

В настоящее время при проектировании сложных систем управления, в т.ч. телекоммуникационных комплексов, невозможно обойтись без процедуры выбора наиболее эффективного алгоритма решения поставленной задачи. В зависимости от быстроты выполнения алгоритмы подразделяются на классы сложности, выбор которых и определяет методологию решения. Существует иерархия классов сложности, основу которой составляют 2 наиболее интуитивно понятных класса – класс полиномиальных алгоритмов (класс *P*) и класс алгоритмов, для которых уже известное решение можно проверить за полиномиальное время (класс *NP*). Очевидно, что *P* включен в *NP*. Вопрос о строгости этого включения, т.е. о равенстве или неравенстве *P* и *NP*, пока открыт. От решения этого вопроса зависит, можно ли для подавляющего большинства задач, в т.ч. и при разработке сложных инфокоммуникационных систем, найти достаточно быстрый полиномиальный алгоритм, или многие задачи настолько сложны, что не могут быть решены за приемлемое время даже на самых современных компьютерах. Этому вопросу и посвящена данная статья.

Для удобства изложения далее приведены более строгие определения этих классов с использованием понятий детерминированной (ДМТ) и недетерминированной (НМТ) машины Тьюринга. Без ограничения общности [1] далее везде используются одноленточные ДМТ и НМТ.

Алгоритм принадлежит классу сложности *P*, т.е. является полиномиальным, если время его выполнения на ДМТ ограничено сверху некоторым полиномом от длины входных данных.

Для класса сложности *NP* существует 2 основных определения – через ДМТ и НМТ [1, 3].

Определение 1. Язык принадлежит классу *NP* тогда и только тогда, когда существует ДМТ *M* и полином *p*, такие что: 1) для любых допускающих входных данных *x* существует «подсказка» *y* длины, ограниченной полиномом от длины входных данных ($|y| \le p(|x|)$), при которой машина *M* допускает пару (*x,y*) за полиномиальное время; 2) ни для каких недопускающих входных данных такой «подсказки» не существует.

Определение 2 полностью повторяет определение класса *P* с заменой ДМТ на НМТ: алгоритм принадлежит классу сложности *NP*, если время его выполнения на НМТ ограничено сверху некоторым полиномом от длины входных данных.

Легко доказать, что из (1) => (2). Считается, что и из (2) => (1). Однако это не так. Действительно, для доказательства этого строится ДМТ, которая «моделирует» исходную НМТ, т.е. последовательно перебирает все возможные варианты вычислений. Слово «моделирует» взято в кавычки не случайно. Дело в том, что такую «моделирующую» ДМТ, вопреки общепринятому и, на первый взгляд, очевидному мнению, построить в общем случае невозможно. «Моделирование» негласно предполагает некий виртуальный алгоритм, работающий под управлением другого, реального алгоритма, где слово «виртуальный» означает, что этот алгоритм выполняется не «аппаратным» способом («вшитым» в головку чтения-записи набором правил перехода из состояния в состояние и движений вдоль лен-

ты), а «программным» (алгоритм, кодирующий эти правила символами языка). Это значит, что управляющий и управляемый алгоритмы с помощью головки чтения-записи управляющего алгоритма должны обмениваться информацией не только о текущем состоянии головки управляемого алгоритма (число состояний головки конечно), но и о ячейке, над которой эта головка расположена на бесконечной ленте (число ячеек бесконечно). Причем вся информация об одном шаге выполнения управляемого алгоритма должна быть передана за один раз, чтобы головка чтения-записи управляющего алгоритма могла попасть в нужное место участка ленты, моделирующего виртуальный алгоритм, и выполнить с ним нужное действие. Так как число состояний головки управляющего алгоритма конечно, то за один раз эту информацию, а именно информацию о конкретной ячейке из бесконечно возможного их числа, передать в общем случае невозможно. Таким образом, моделирование возможно только на конечной ленте. Другими словами, можно промоделировать исходную НМТ, т.е. построить моделирующую ДМТ, для любой конечной длины входных данных, но сделать это в общем случае, для любой длины, невозможно. В этом общем случае в определении (1) вместо одной ДМТ должна быть последовательность ДМТ, удовлетворяющих условиям определения (1) для фиксированных длин входных данных. Понятно, что каждый элемент этой последовательности для любой длины входных данных построить очень легко: нужно лишь увеличить число состояний головки для передачи с ее помощью информации о большем числе возможных ячеек. Но в общем случае, для любой длины, т.е. предел этой последовательности в виде конкретного алгоритма получить невозможно. Это, между прочим, означает, что при проверке «подсказки» для задачи класса *NP* на самом деле используются разные алгоритмы для разных длин входных данных, но это трудно заметить из-за легкости построения этих алгоритмов.

Можно показать, что даже одну конкретную ветвь реализуемого НМТ «алгоритма» промоделировать при помощи ДМТ в общем случае невозможно. Действительно, пусть на каждом шаге своей работы НМТ разделяется на 2 различные ветви, моделируемые при помощи ДМТ. На n-м шаге получается 2^n ветвей, что в пределе при $n \to \infty$ дает континуум, т.е. несчетное множество. Множество же всех возможных алгоритмов, а значит, и моделирующих ДМТ, очевидно, счетно, т.к. каждый алгоритм может быть записан в виде конечного числа символов некоторого языка. Таким образом, слово «алгоритм» в связи с НМТ взято в кавычки не случайно, поскольку порождаемые НМТ ветви необоснованно расширяют понятие алгоритма за традиционные рамки. Чтобы вернуть НМТ в эти рамки, необходимо добавить в определение НМТ то, что недетерминированность в ней имеет место только при первом чтении входных данных, вернее, определенных символов языка, которые могут встречаться во входных данных, но головка не может записывать их на ленту.

Теперь, после выяснения того, что определения (1) и (2) неэквивалентны, возникает естественный вопрос: какое из них истинно? Очевидно, предыдущими рассуждениями уже показано, что класс алгоритмов, соответствующих (1), более узок, чем класс *NP*, а класс «алгоритмов», соответствующих (2), наоборот, выходит даже за пределы самого понятия алгоритма. Таким образом, неверны оба определения, и необходимо сформулировать новое.

Недостаток определения (2) в том, что в нем ни слова не говорится про «подсказки», без которых теряется смысл. Поэтому (2) нужно переформулировать аналогично определению (1), заменив ДМТ на НМТ, а «подсказку» – на ее длину, поскольку для НМТ содержание самой «подсказки» не важно.

Определение 3. Язык принадлежит классу *NP* тогда и только тогда, когда существует НМТ M и полином p, такие что: 1) для любых допускающих входных данных x существует длина «подсказки» $|y|$, ограниченная полиномом от длины входных данных ($|y| \le p(|x|)$), при которой машина M допускает любую пару (x,y) за полиномиальное время; 2) ни для каких недопускающих входных данных такой длины «подсказки» не существует.

Однако это определение неполно. Нужно учитывать, что речь в нем идет не о любой НМТ, а об НМТ в рамках дополненного выше определения, причем специального вида: она детерминирована на всех шагах своей работы, за исключением первого чтения символов, записывающих «подсказку». При формулировании (3) в терминах ДМТ получается следующее определение.

Определение 4. Язык принадлежит классу *NP* тогда и только тогда, когда существует последовательность полиномиальных ДМТ $\{M_n\}$, время работы каждого элемента которой ограничено одним и тем же полиномом от длины

входных данных, и полином p, такие что: 1) для любых допускающих входных данных x длины n существует «подсказка» y, ограниченная полиномом от длины входных данных ($|y| \le p(|x|)$), при которой машина M_n допускает любую пару (x,y) за полиномиальное время; 2) ни для каких недопускающих входных данных такой «подсказки» не существует.

Это определение тоже неполно. В нем не хватает условия о том, что каждый элемент этой последовательности достаточно легко получить. Что это означает, формулировать в терминах ДМТ достаточно громоздко. Проще говоря, это такие ДМТ, которые можно промоделировать при помощи одной НМТ из определения (3), т.е. это разные ветви одной и той же НМТ. Для большего удобства лучше использовать (3), учитывая, что речь в нем идет об НМТ определенного выше вида.

Используя это определение, требуется выяснить отношение между классами сложности: $P = NP$? Выше уже показано, что для алгоритма класса *NP* в смысле определения (2) в общем случае, т.е. для любой длины входных данных, нельзя построить моделирующую полиномиальную ДМТ из определения (1), а можно только последовательность таких ДМТ для фиксированных длин входных данных. В этом утверждении можно заменить определение (2) на определение (3), т.к. первоначальные рассуждения о невозможности моделирования НМТ при помощи одной ДМТ применимы и к определению (3), поскольку длина «подсказки» в общем случае может быть сколь угодно большой. Так как невозможно построить полиномиальную ДМТ, решающую задачу класса *NP* с использованием «подсказок», отсюда очевидно следует, что тем более нельзя построить полиномиальную ДМТ, решающую задачу класса *NP* без всяких «подсказок». В лучшем случае можно так же построить лишь последовательность полиномиальных ДМТ, решающих задачу класса *NP* для любой фиксированной длины входных данных. Следовательно, $P \neq NP$.

Однако остается нерешенным вопрос: можно ли достаточно легко построить такую последовательность? Ведь в случае положительного ответа неравенство *P* и *NP* становится несущественным с точки зрения скорости вычислений, как это происходит, о чем было сказано выше, при проверке «подсказки» для задачи класса *NP*.

Нужно доказать сначала, что такая последовательность вообще существует. Действительно, для построения элемента этой последовательности нужно сначала решить исходную задачу для всех возможных входных данных определенной длины. Требуемый алгоритм будет заключаться в посимвольном чтении входных данных и последующем разделении алгоритма на каждом шаге на число ветвей, равное количеству символов языка. По завершении чтения входных данных и следующего за ними пустого символа сразу будет генерироваться результат, который уже был вычислен ранее. Очевидно, этот алгоритм не просто полиномиальный, но число шагов в нем строго равно длине входных данных плюс 1, это самый быстрый из всех возможных нетривиальных алгоритмов.

Теперь нужно ответить на вопрос, можно ли получить требуемую последовательность достаточно легко. Требуется построить последовательность полиномиальных ДМТ, решающих задачу класса *NP* без «подсказок». Эта последовательность возникла впервые при попытке доказать, что из (2) => (1). Теперь же ясно, что верным является не (2), а (3), из которого точно так же вытекает последовательность при переходе к ДМТ: (4). При исключении из определения (3) класса *NP* «подсказок», чтобы затем перейти к ДМТ, получается в точности определение (2). Однако необходимо помнить, что речь в нем идет не о любой НМТ, а об НМТ строго определенного вида, где недетерминированность имеет место только при первом чтении участка ленты с записанной на нем «подсказкой». Но «подсказок» уже нет, следовательно, нет и недетерминированности, поэтому НМТ следует заменить на ДМТ, и получится в точности определение класса *P*. Таким образом, построить последовательность полиномиальных ДМТ, решающих задачу класса *NP* без «подсказок», можно тогда и только тогда, когда $P = NP$, а вся последовательность состоит из одной и той же полиномиальной ДМТ. Но выше уже показано, что $P \neq NP$. Следовательно, задачу класса *NP* нельзя решить полиномиально быстро не только напрямую, т.е. с помощью конкретного алгоритма, но и путем построения элемента последовательности полиномиальных алгоритмов, решающих данную задачу для конкретной длины входных данных.

В заключение хотелось бы рассмотреть вопрос о том, к какому классу принадлежат алгоритмы из определения (1). Из вышеизложенного следует, что (1) <=> (2) в том и только в том случае, когда исходную НМТ можно промоделировать какой-либо ДМТ. Это тот случай, когда при

моделировании можно ограничиться участком бесконечной ленты фиксированной длины для любой длины входных данных. То, что участок имеет фиксированную длину, не означает, что невозможно прочитать входные данные, превышающие собой эту длину, целиком: во время работы алгоритма участок фиксированной длины может перемещаться вдоль ленты. Важно, что для задания расположения головки моделирующему алгоритму достаточно этой длины, другими словами, головка из любой ячейки не может вернуться к началу движения дальше, чем на некоторое конечное число ячеек.

Можно доказать, что класс таких алгоритмов включен в P. Действительно, при моделировании можно ограничиться конечным участком ленты длины k. Количество возможных состояний алгоритма на участке ленты длины k также конечно и не превосходит Ckz^k, где C – количество состояний головки, z – количество символов языка, а множитель k появляется потому, что головка может находиться над одной из k ячеек данного участка. Общее количество состояний алгоритма при длине входных данных n не превосходит $(p(n) - n + 1)Ckz^k$, где $p(n)$ – полином, ограничивающий общее число ячеек, обрабатываемых головкой при длине входных данных n (то, что общее число ячеек ограничено полиномом, следует из полиномиальности исходной НМТ). Число $(p(n) - n + 1)$ выражает, сколько различных мест участок ленты фиксированной длины может занять на той части бесконечной ленты, через которую пройдет головка за все время работы алгоритма. Таким образом, общее количество состояний алгоритма ограничено полиномом от n. ДМТ перебора этих состояний и будет полиномиальной ДМТ решения исходной задачи, т.е. данный алгоритм принадлежит P. Итак, класс алгоритмов из (1) включен в P. То, что P включен в этот класс, очевидно следует из определения (1). Другими словами, (1) определяет класс P. Из этого можно вывести некоторые интересные следствия.

Следствие 1. Для любой задачи класса P (и, естественно, только для таких задач) существует самый быстрый алгоритм, т.е. алгоритм, число шагов которого равно длине входных данных плюс 1. Действительно, построить такой алгоритм можно, сделав количество возможных состояний головки (за исключением начального и конечного) равным z^k. При этом головка сможет содержать всю информацию об участке ленты необходимой фиксированной длины k при общем числе символов языка z, и ей не нужно будет возвращаться в уже пройденные ячейки. Поэтому после чтения входных данных и следующего за ними пустого символа сразу будет генерироваться результат. Из этого следствия понятно, почему время выполнения полиномиальных алгоритмов обычно ограничено полиномами небольшой степени: эту степень всегда можно уменьшить до 1.

Следствие 2. При последовательном решении любой задачи класса P для следующих друг за другом входных данных образуются похожие цепочки решений (нулей и единиц), в частности, повторяющиеся цепочки сколь угодно большой длины. Действительно, если длина входных данных превышает фиксированную длину участка ленты, определяющего количество состояний алгоритма, то разные начальные участки входных данных, превышающие собой эту длину, становятся неразличимы для алгоритма и генерируют одинаковые цепочки решений на совпадающих конечных участках входных данных. Длина этих повторяющихся цепочек экспоненциально возрастает с увеличением превышения длины входных данных над фиксированной длиной участка ленты, определяющего количество состояний алгоритма. Это следствие, в частности, объясняет появление множества симметричных структур при построении последовательности простых чисел: задача проверки числа на простоту, как известно, является полиномиальной [3].

Основным выводом данной статьи является доказательство того, что $P \neq NP$. Это подтверждает существующую иерархию классов сложности и позволяет при практической разработке программ, в т.ч. при проектировании сложных телекоммуникационных систем, не тратить время на поиск полиномиальных решений для задач класса NP, у которых существование таких алгоритмов невозможно в принципе.

Литература

1. *Адигеев М.Г.* Введение в теорию сложности / М.Г. Адигеев. – (http://www.ict.edu.ru/ft/004803/Comp.pdf).

2. *Ахо А.* Построение и анализ вычислительных алгоритмов / А. Ахо, Дж. Хопкрофт, Дж. Ульман. – М.: Мир, 1979. – 535 с.

3. *Кузюрин Н.Н.* Эффективные алгоритмы и сложность вычислений / Н.Н. Кузюрин, С.А. Фомин. – М.: МФТИ, 2007. – 312 с.

Статья поступила в редакцию 15 октября 2013 года

УДК 681.5:338.984:331.103.3

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РАЗРАБОТКОЙ ПРОДУКЦИИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ КИБЕРВОЙНЫ

В.В. Дудчак, д.э.н., зам. ген. директора, e-mail: dudchak@sozvezdie.su
М.С. Кузьмина, д.э.н., профессор, советник ген. директора, e-mail: kms12@sozvezdie.su
К.А. Мосоров, ст. специалист, аспирант, e-mail: mosorov@sozvezdie.su
Я.М. Бредихина, ст. специалист, аспирант, тел. 8-950-755-42-21
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассматривается формализованное представление системы управления разработкой продукции военного назначения при взаимодействии с элементами внешней среды в условиях кибервойны с учетом возможности проведения информационного воздействия со стороны конкурента на потоки данных с целью их сбора и искажения. Предложен методический подход к оценке функциональной устойчивости системы управления предприятием ОПК при целенаправленном воздействии на потоки данных с целью их искажения и получения сведений о ведущихся разработках продукции военного назначения.

Ключевые слова: *система управления, продукция военного назначения, кибервойна, потоки данных, устойчивость управления предприятием, информационное воздействие.*

CONTROL SYSTEM MODEL OF MILITARY PRODUCT DEVELOPMENT IN CYBERWARFARE CONDITIONS

V.V. Dudchak, doctor of economics, deputy director, e-mail: dudchak@sozvezdie.su
M.S. Kuzmina, doctor of economics, professor, director general adviser, e-mail: kms12@sozvezdie.su
K.A. Mosorov, senior specialist, graduate student, e-mail: mosorov@sozvezdie.su
Ya.M. Bredikhina, senior specialist, graduate student, tel. 8-950-755-42-21
JSC «Sozvezdie» Concern»

Control system of military product development formalized representation during interaction with external environment elements in cyberwarfare conditions (taking into account the possibility of having influence from competitor side on data flows with the aim of gathering and corruption) is considered. MIC-enterprise control system functional stability estimation methodological approach during purposive influence on data flows with the aim of corruption and gathering information on developing military products is offered.

Keywords: *control system, military products, cyberwarfare, data flow, enterprise management stability, information influence.*

Введение

Интенсификация инновационной деятельности, ускорение процессов, глобализация в пространстве, борьба за конкурентное преимущество вынуждают предприятия оборонно-промышленного комплекса (ОПК) оптимизировать систему управления разработкой продукции военного назначения, используя в качестве инструмента ускорения процессов инфокоммуникационные технологии.

Учитывая многообразие способов воздействия на всех стадиях жизненного цикла предприятия, серьёзную угрозу несет кибервоздействие со стороны конкурентов на потоки данных в информационном пространстве с целью их сбора и искажения, что, в конечном счете, затрудняет, а в иных случаях блокирует возможность принятия оптимального управленческого решения [1].

В существующих работах, посвящённых системе управления предприятием, не учитывается то, что может существовать некий элемент (конкурент), который может вклиниваться в информационные потоки и, при необходимости, вносить в них искажения, а значит, влиять на правильность принятия управленческого решения [2].

Формализованное представление системы управления разработкой продукции военного назначения

Процесс управления, как взаимодействие субъекта (СУ) и объекта управления (ОУ), представляет собой совокупность взаимосвязанных

элементов производственного процесса (ПП), этапы которого разнесены по времени, и обусловлен постоянным обменом данными между элементами системы (рис. 1). Весь процесс пронизан потоками данных между элементами, представляющими собой череду обращений и откликов (СУ↔ОУ, ОУ↔ОУ, СУ↔СУ), характеризующимися задержкой ($\tau_{зад.}$) и коэффициентом искажения ($k_{иск.}$). Увеличение числа элементов ПП/системы влечёт за собой рост количества контуров взаимодействия (контуры передачи данных), которые, накапливаясь, дают в результате суммарное значение задержек и искажений $\sum_{n=0}^{\infty}\left(\tau_{зад.n}, k_{иск.n}\right)$, где $k_{иск.} \in [0;1]$ (0 – полное искажение, 1 – искажений нет). Идеальный вариант – когда $\sum\left(\tau_{зад.} \to 0,\ k_{иск} \to 1\right)$.

В случае интенсификации производственной деятельности количество межоперационных связей возрастает, увеличивается количество контуров взаимодействия, возрастает информационный дефицит и, как следствие, снижается вероятность принятия оптимального управленческого решения и увеличивается время на коррекцию этого решения в процессе основной деятельности, что недопустимо как для отдельного предприятия ОПК, так и для интегрированных структур, выполняющих задачи стратегической важности и от результата деятельности которых зависит обороноспособность страны [3].

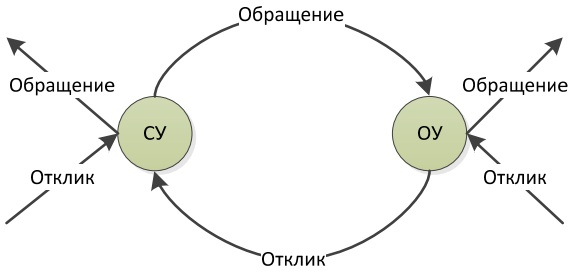


Рис. 1. Простейшее представление процесса управления

Если в качестве наименьшего элемента процесса рассматривать структурное подразделение, где также существуют СУ и ОУ, то на каждом этапе $Э_1$, $Э_2$…$Э_N$ в результате обращений и откликов формируется некий образ организации процесса, становятся известны потребность в ресурсах, время выполнения работ (предварительная определённость) (рис. 2).

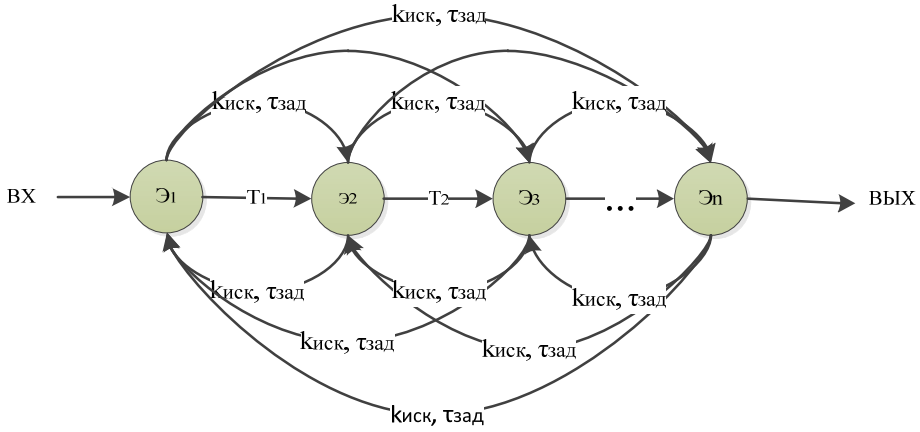


Рис. 2. Процесс управления структурным подразделением

Предприятие ОПК имеет сложную организационную структуру и включает в себя большое количество элементов, которые взаимодействуют между собой. Это приводит к тому, что задержка в процессе обмена данными накапливается и возрастает неопределённость ($\sum\tau_{зад.} \to \infty$, $\sum k_{иск.} \to 0$). В этом случае для поддержания системы в управляемом (уменьшение $\tau_{зад.}$ и $k_{иск.}$) состоянии требуется постоянная координация и коррекция, что влечёт за собой дополнительные затраты как на начальном этапе производственно-хозяйственной деятельности, так и на всём протяжении жизненного цикла изделий.

Система управления разработкой продукции военного назначения действует в соответствии со своей целевой функцией (разработка и выпуск конкурентоспособной продукции, скорость, охват рынка и т.д.). Вероятность реализации целевой функции $P_{\text{ВРЦФ}}(S_V)$ зависит от множества факторов, которые обусловлены внешними и внутренними условиями, существующими каналами данных, располагаемыми ресурсами и т.д.:

$$P_{\text{ВРЦФ}}(S_V) = \prod_{i=1}^{N} w_{vi} F_{vi}, \qquad (1)$$

где w_{vi} – весовой коэффициент для оценки системы управления; F_{vi} – фактор для оценки системы управления.

Формализованное представление кибервоздействия

Любое воздействие на потоки данных (целенаправленное или случайное) приводит к изменению состояния системы и, в конечном счете, ее поведения, оказывая влияние на конечный продукт – изделие. Реакция на одно и то же воздействие подразумевает выбор таких форм реагирования, которые способствуют достижению полезного результата, соответствия целевой функции.

При дезорганизации может возникнуть либо непредсказуемая реакция, либо множество неадекватных воздействию (вмешательство, искажение) реакций.

Обращение (отклик) производится как во внутренней среде (ВС↔ВС), так и при взаимодействии с внешним окружением (ВС↔ВО).

В процессе обмена данными, помимо их искажения и задержки, вызванных внутренними факторами (факторы внутренней среды) существует целенаправленное воздействие со стороны конкурента, а значит, проявляются каналы утечки (КУ) и возрастает вероятность влияния на потоки данных (сбор и искажение данных) (рис. 3).

Необходимо заметить, что воздействие производится как со стороны враждебного элемента (ВЭ или конкурент), так и со стороны предприятия.

Конкурент действует в соответствии со своей целевой функцией, вероятность реализации которой $P_{\text{ВРЦФ}}(S_C)$ зависит от множества факторов, которые также обусловлены внешними и внутренними условиями, существующими каналами данных, располагаемыми ресурсами и т.д.:

$$P_{\text{ВРЦФ}}(S_C) = \prod_{j=1}^{M} w_{cj} F_{cj}, \qquad (2)$$

где w_{cj} – весовой коэффициент для оценки реализации агрессивного воздействия со стороны конкурента; F_{cj} – фактор для оценки возможности реализации агрессивного воздействия со стороны конкурента.

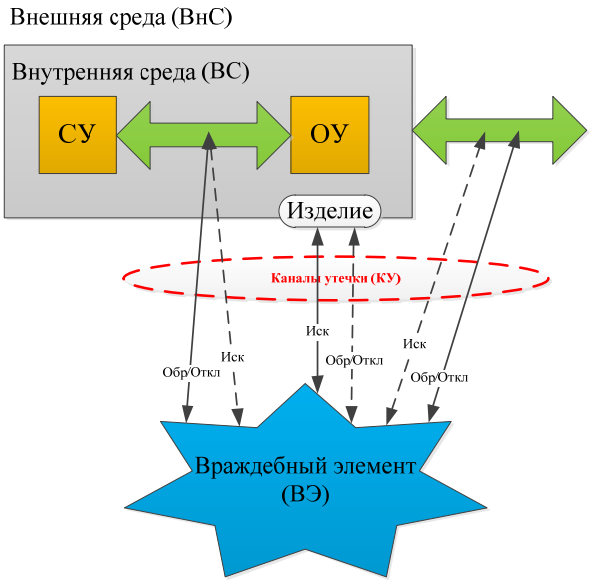


Рис. 3. Проявление каналов утечки информации

Взаимодействие

Таким образом, система управления разработкой может подвергаться воздействиям, на неё могут накладываться ограничения, какие-то факторы могут служить для неё пусковым толчком, она может управляться воздействиями извне. Однако отклик системы на подобные внешние воздействия – это, прежде всего, свойство самой системы, и такой отклик практически никогда не бывают простым. Поэтому возникает необходимость в разработке формализованной методики оценки возможного вмешательства конкурента в потоки данных, вероятности его воздействия на базы данных, что позволит предотвратить вмешательство (полностью или частично перекрыв каналы доступа к данным).

Если влияния извне отсутствуют, то значения $\tau_{\text{зад.}}$ и $k_{\text{иск.}}$ зависят только от внутренних процессов предприятия. Появление внешнего воздействия приводит к искажениям совершенно иного рода.

В контексте данной статьи конкурент воздействует не на производство, а на данные, которые перемещаются по каналам передачи (КПД) и доступ к которым позволяет воздействовать на систему управления разработкой продукции военного назначения. При этом нельзя исключать тот факт, что такое воздействие повлияет и на ПП. Взаимодействие между двумя элементами процесса представлено на рис. 4.

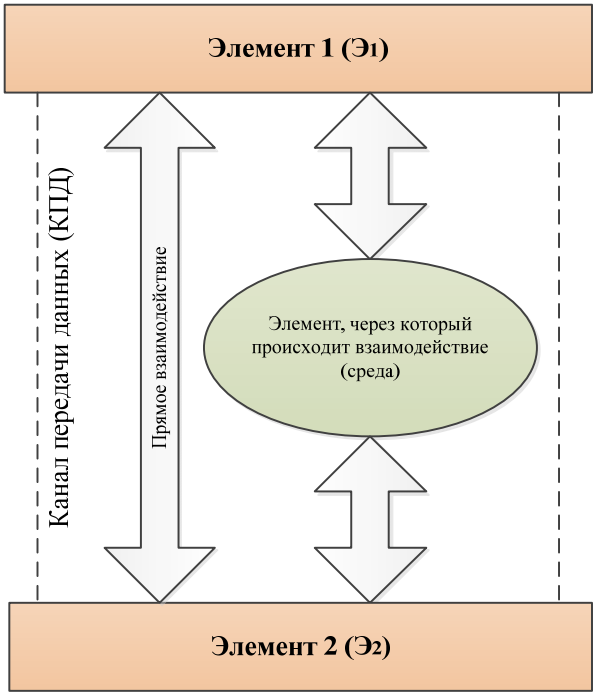


Рис. 4. Взаимодействие между двумя элементами процесса

Конкурент, вклиниваясь в информационные потоки, может вносить искажения, что приводит к увеличению $k_{\text{иск.}}$, а значит, и к увеличению $\tau_{\text{зад.}}$.

В то же время линию поведения определяет руководство (система управления), проявляется степень его функциональной устойчивости (способность системы управления выполнять свою основную функцию) [2].

СУ получает информацию из внешнего окружения исходя из внутреннего состояния. Как было сказано выше, обмен данными производится посредством череды откликов и обращений во внешнюю среду и обратно. Увеличение числа связей между элементами влечёт за собой увеличение вероятности искажения данных, а значит, приводит к трудности их определения (идентификации).

Увеличение числа взаимодействующих между собой элементов приводит к увеличению связей между ними (рис. 5), а возрастание коммуникационной свободы того или иного рода становится благоприятной средой для преднамеренного или случайного искажения данных (в условиях кибервойны), а значит, затрудняет процесс управления разработкой и производством продукции. Поэтому следует определить, насколько и на каком этапе каналы утечки и каналы проникновения будут критическими (в разрезе вмешательства, утечки и влияния на каналы данных) и в соответствии с целевой функцией обеспечить снижение $P_{\text{ВРЦФ}}(S_C)$ при увеличении (либо поддержании в текущем состоянии) $P_{\text{ВРЦФ}}(S_V)$.

Так как конкурент проявляется тогда, когда появляются потоки данных, необходимо определить и в дальнейшем оптимизировать те каналы передачи данных, которые имеют по своему содержанию максимальную информационную нагрузку.

Определение выгод и потерь ($K_{\text{выг./пот.}}$) позволяет сделать окончательный вывод при выборе стратегии поведения. Оценка выгод/потерь определяется как

$$K_{\text{выг./пот.}} = P_{\text{ВРЦФ}}(S_V) \big/ P_{\text{ВРЦФ}}(S_C), \qquad (3)$$

Следует заметить, что данная оценка актуальна не только в том случае, когда реализуются мероприятия по защите, но и в случае аналогичного воздействия на конкурента (агрессивное воздействие).

Таким образом, рассматривая различные исходы событий, получаем

$$\begin{cases} K_{\text{выг./пот.}} > 0, \\ K_{\text{выг./пот.}} = 0 \text{ (состояние неопределенности)}, \\ K_{\text{выг./пот.}} < 0. \end{cases}$$

Если $K_{\text{выг./пот.}} > 0$, стратегия защиты представляется целесообразной.

Если $K_{\text{выг./пот.}} < 0$, то, при условии сходного уровня технического и ресурсного оснащения предприятия с ВЭ, целесообразно использовать стратегию «агрессора» по отношению к конкуренту (изменение ролей).

Если $K_{\text{выг./пот.}} = 0$, то имеем возможность применения, по степени значимости, стратегии выжидания, нападения (провокации), защиты.

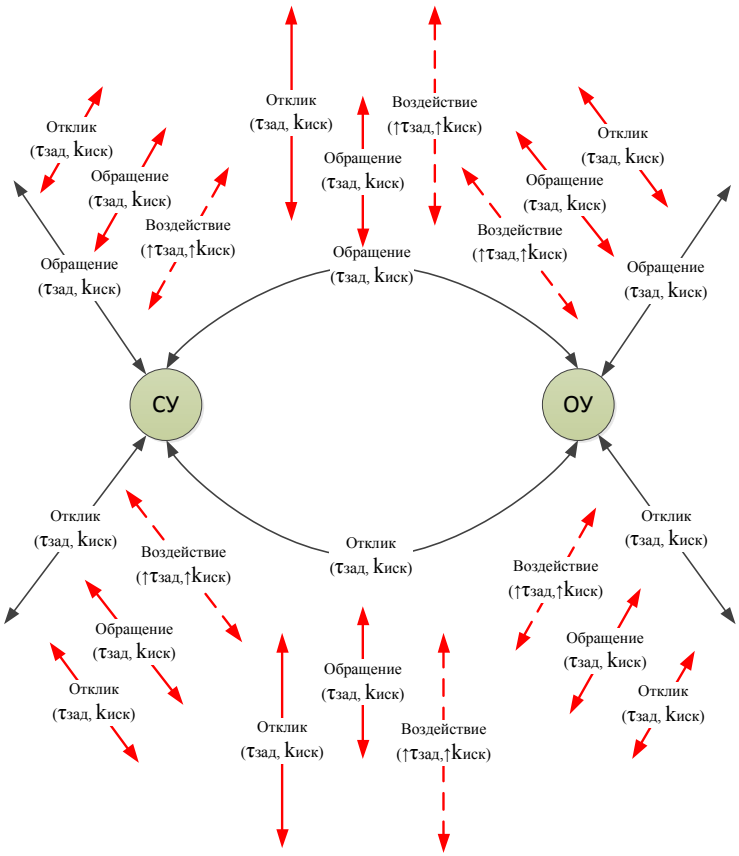


Рис. 5. Рост числа связей и увеличение вероятности искажения информации

Заключение

Таким образом, предложен методический подход к оценке функциональной устойчивости системы управления предприятием, в котором, в отличие от известных, учитывается вероятность целенаправленного воздействия конкурента на потоки данных с целью их искажения и получения сведений о ведущихся разработках продукции военного назначения. Это обеспечивает возможность оценки качества функционирования системы управления предприятием на основе рассмотрения трех составляющих – собственно управляющей системы предприятия, системы синтеза и организации кибервоздействия со стороны конкурента (на основе определения его интересов) и системы экономических и временных ограничений как условия реализации управления.

Литература

1. Информационные технологии. Системы, средства связи и управления : информационно-аналитический сборник / Под ред. С.В. Ионова ; ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2012. – № 1. – 166 с. : ил.

2. *Советов Б.Я.* Моделирование систем : учеб. для вузов / Б.Я. Советов, С.А. Яковлев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2001. – 343 с. : ил.

3. *Дудчак В.В.* Система адаптивного управления предприятий оборонно-промышленного комплекса : Монография / В.В. Дудчак. – М.: Вузовская книга, 2005. – 328 с.

Статья поступила в редакцию 11 октября 2013 года

УДК 004.584

ПОДДЕРЖКА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ОПЕРАТОРОМ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ*

В.И. Павлов, д.т.н., профессор, e-mail: vpavl@mail.ru
Т.В. Аксенова, аспирант, e-mail: belova_tatyana@bk.ru
А.Ю. Головлева, аспирант, e-mail: njuta_05@mail.ru
ФГБОУ ВПО «Тамбовский государственный технический университет»

Рассмотрены причины возникновения неопределенности при функционировании автоматизированных систем. Предложено оперативно корректировать определенную часть базы данных/знаний системы поддержки принятия решений. Приведен пример управления измерителями в условиях неопределенности.

Ключевые слова: *автоматизированная система, неопределенность, поддержка принятия решений.*

SUPPORT OF THE HUMAN OPERATOR UNDER UNCERTAINTY

V.I. Pavlov, doctor of technical sciences, professor, e-mail: vpavl@mail.ru
T.V. Aksenova, postgraduate student, e-mail: belova_tatyana@bk.ru
A.Yu. Golovleva, post-graduate, e-mail: njuta_05@mail.ru
Tambov State Technical University

The causes of uncertainty in the operation of automated systems are explained. Rapid correction of the database/knowledge of decision support system is justified. Monitoring sensors in the face of uncertainty is shown.

Key words: *automated system, uncertainty, decision support.*

Автоматизированные системы (АС) получили широкое распространение при управлении как одиночными объектами, так и их комплексами, при организации связи с объектами и в условиях необходимости противодействия связи. Для повышения эффективности работы оператора в АС применяются различные информационные средства и системы – от конкретных инструкций до советующих экспертных систем. Основным «узким местом» в организации автоматизированного управления является «пропускная способность» оператора, которая снижается из-за воздействия совокупности неблагоприятных внешних и внутренних факторов, приводящих к неопределенности фазовых координат управляемых объектов. Данная неопределенность проявляется в расхождении концептуальной модели управляемого процесса, сложившейся в сознании оператора, с фактически протекающим процессом, отображаемым средствами визуализации.

Будем считать, что оператор является опытным высококвалифицированным специалистом, принимающим ответственные решения в рамках своих компетенций. Рассмотрим действия оператора гипотетической информационной подсистемы, входящей в состав АС более высокого уровня. Оператор осуществляет следующие основные виды управления: выбор метода измерения фазовых координат объекта (каналов передачи данных, характеристик сигналов и др.); выбор состава измерителей и датчиков; выбор параметров измерителей и датчиков; выбор методов и средств помехозащиты; выбор метода обработки полученной информации; определение состава средств визуализации информации, формы визуализации и др. Успешное выполнение данных функций оператором возможно при создании им концептуальной модели управляемого процесса, адекватной реально складывающейся обстановке в соответствующей области ответственности информационной подсистемы.

Традиционно под эффективностью операторской деятельности понимается пропускная способность (быстродействие) – количество обслуживаемых заявок в единицу времени и безошибочность (помехоустойчивость) – способность оператора принимать правильные решения в условиях действия неблагоприятных факторов. В качестве неблагоприятных рассмотрим только те факторы, которые приводят к неопределенности фазовых координат объектов, – аномалии в измерениях этих координат и аномалии, возникающие при передаче сведений о координатах по каналам передачи данных в результате действия помех, в том числе организованных.

*Статья написана при поддержке РФФИ, грант № 12-08-00352-а

Цель настоящей статьи заключается в обосновании возможности более широкого использования эвристических способностей оператора по разрешению возникающих неопределенностей и разработке соответствующей системы информационной поддержки принятия решений.

Основное направление развития современных технологий поддержки операторской деятельности ориентировано на интеллектуализацию информационно-управляющих систем. В настоящее время наиболее теоретически разработанной технологией автоматизированного управления динамическими системами в области телекоммуникаций являются системы класса SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition – диспетчерское управление и сбор данных). На рис. 1 показаны структурные компоненты SCADA-систем: ФК – фазовые координаты; ИУ – измерительные устройства (от примитивных датчиков, осуществляющих съем информации с объекта, до специализированных многопроцессорных отказоустойчивых вычислительных комплексов, осуществляющих обработку информации и управление в режиме «жесткого» реального времени); КС – канал связи; АРМ – автоматизированное рабочее место (диспетчерский пункт управления, который осуществляет обработку данных и управление высокого уровня, как правило, в режиме «мягкого» реального времени), одна из основных функций которого – обеспечение интерфейса между человеком-оператором и системой [1].

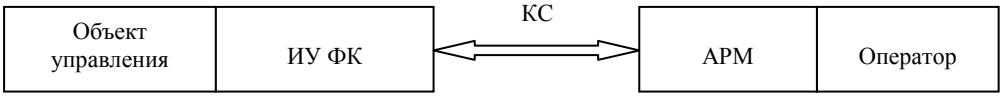


Рис. 1. Обобщенная схема системы SCADA

Рассматриваются следующие наиболее вероятные источники неопределенности: объект управления и измерительные устройства – из-за отказов (как скачкообразных, так и постепенных); канал связи – из-за действия помех, в том числе организованных. Для обеспечения эффективного функционирования АС при возникновении рассматриваемых неопределенностей недостаточно только осуществлять контроль режимных параметров и предоставлять оператору информацию о состоянии и режиме работы различных групп оборудования. Наряду с большими объемами контролирующей информации, удобством и разнообразием форм ее представления, оператор неизбежно ощущает потребность в интеллектуальной поддержке со стороны автоматизированных систем, если требуются комплексный анализ и оценка возникающих нештатных ситуаций, обусловливающих необходимость оперативных действий.

К числу задач, стоящих перед человеком-оператором, относятся: анализ проблемной ситуации; идентификация возникшего отклонения от нормального (штатного) режима функционирования объекта; поиск возможных корректирующих решений по воздействию на объект, ИУ ФК или КС; прогнозирование ситуаций; оценка последствий принимаемых решений; выдача команд на отработку необходимых управляющих воздействий. Все эти задачи решаются, как правило, в условиях неопределенности и жесткого дефицита времени. Основные перспективы повышения автономности и надежности SCADA специалисты видят в интеграции средств SCADA с системами поддержки принятия решений (СППР) и разработке стратегий, методов и средств интеллектуализации SCADA [2].

В настоящее время интеллектуализация является главным направлением развития информационно-управляющих систем. Различные стратегии интеллектуализации SCADA-систем направлены на реализацию интеллектуальной информационной поддержки человека-оператора, использующего средства SCADA. Такую поддержку реализуют путем построения нечетких лингвистических баз данных/знаний вместе с подсистемами нечеткого вывода, причем информация для принятия решений выводится на АРМ человека-оператора. Основными интеллектуальными компонентами перспективной SCADA-системы являются [1]:

– логико-лингвистическая модель ситуации;

– нечеткая продукционная модель диагностирования;

– нечеткая продукционная модель прогнозирования последствий аномальных ситуаций;

– нечеткая продукционная модель прогнозирования действий оператора («Что будет, если…?»);

– когнитивно-графическая модель поддержки образного представления ситуации;

– вопросно-ответная диалоговая модель;

– модель поиска управляющих действий.

На рис. 2 показана архитектура интеллектуальной информационной системы управления (ИСУ), предназначенной для реализации технологии интеллектуальной информационной поддержки принятия решений человеком-оператором [1]. Интеллектуальная система SCADA, наряду со всеми функциями традиционных систем SCADA, осуществляет также:

– ситуационный анализ состояний объектов контроля и управления;

– логический анализ событий, аномальных ситуаций;

– диагностику состояния управляемых объектов;

– прогнозирование поведения объектов контроля и управления во времени;

– оперативный поиск действий персонала при возникновении нештатных ситуаций.

Данные функции реализуются решателем задач и совместно с объяснением логики «машинных рассуждений» и визуализированными данными – графиками, гистограммами, мнемосхемами, инструкциями предоставляются оператору. Оператор, в свою очередь, формирует команды дистанционного управления объектом на основании принятых при интеллектуальной поддержке решений.

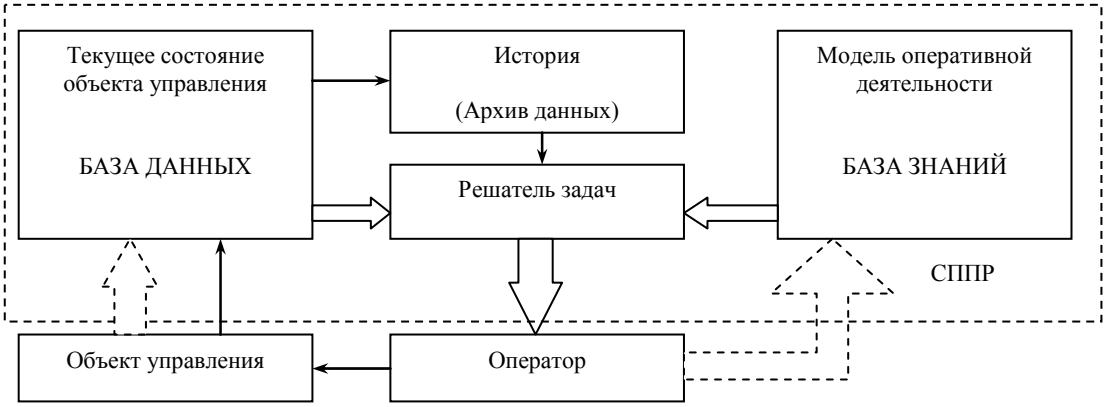


Рис. 2. Архитектура ИСУ

Существующая технология интеллектуальной информационной поддержки принятия решений оказывается малоэффективной при возникновении некоторых видов неопределенности. Плохо идентифицируемыми являются постепенные негативные изменения фазовых координат, возникающие по вине самих объектов, в результате ошибок измерений или действия имитирующих помех в каналах передачи данных. Для дальнейшего совершенствования существующей технологии информационной поддержки предлагается корректировать определенную часть базы данных/знаний СППР оператором, что отображено пунктирными стрелками на рис. 2. В базе данных оперативной корректировке может подвергаться блок гипотез о причинах возникновения аномальных ситуаций, а в базе знаний – модель прогнозирования развития аномальных ситуаций. Необходимым условием подобной корректировки является адекватное и согласованное между собой человеческое и машинное представление моделей аномальных ситуаций.

Оператор судит о состоянии процесса управления по результатам измерений, которые могут быть ошибочными из-за пропадания сигналов, неравноточными или ложными. Оператор должен, используя технические характеристики ИС, собственные эвристические способности и подсказку со стороны системы поддержки принятия решений, обеспечить эффективное управление измерениями. При разработке моделей управления измерениями в АС для реализации выдвинутых предложений необходимо обеспечить, с одной стороны, интуитивно понятную для оператора трактовку моделей, а с другой стороны – возможность технической реализации управления и формирование адекватной подсказки в СППР. Суть управления процессом измерения со стороны оператора состоит в обеспечении наилучших условий измерения посредством: выбора измерителей, привлекаемых в текущий момент времени к формированию векторов фазовых координат объекта; выбора состава измеряемых параметров; планирования режимов работы измерителей [3]. Аналогично, «машин-

ное» формирование процесса измерения состоит в обеспечении наилучших условий измерения посредством: выбора положения или траектории движения измерителей, привлекаемых в текущий момент времени к формированию векторов фазовых координат объекта; выбора состава измеряемых параметров; планирования режимов работы измерителей.

Модель формирования процесса измерения включает в себя: уравнение состояния объекта, представленное в виде

$$\vec{Y}_k = \mathbf{A}_{k-1}\vec{Y}_{k-1} + \mathbf{B}_k\vec{U}_k + \mathbf{F}_k\vec{\xi}_k,$$

$$k = \overline{1,K}, \quad \vec{Y}_1 = \vec{\hat{Y}}_1 \qquad (1)$$

где Y_k – дискретная непрерывнозначная n_Y-мерная последовательность; $\mathbf{A}_{k\text{-}1}$ – матрица, характеризующая свободное движение объекта; $\mathbf{B}_k$, $\mathbf{F}_k$ – матрицы с компонентами-функциями вектора $\vec{Y}$; $\vec{U}_k$ – вектор управления – детерминированная m-мерная векторная функция времени или фазовых координат; $\vec{\xi}_k$ – вектор шумов состояния объекта; k – текущий момент времени; $\wedge$ – символ оценки; уравнение измерений, представленное в виде

$$\vec{Z}_k = \mathbf{C}_k\left(\mu_k, \gamma_k\right)\vec{Y}_k + \vec{N}_k, \quad k = \overline{1,K}, \qquad (2)$$

где $\vec{Z}_k$ – l-мерный вектор измерений; $\vec{N}_k$ – l-мерный гауссовский вектор ошибок измерений с корреляционной функцией $K_N(k, h) = \mathbf{Q}_{Nk}\delta_{kh}$, где $\mathbf{Q}_{Nk}$ – матрица интенсивностей; $\mathbf{C}_k(\mu_k, \gamma_k)$ – детерминированная матрица размером $l \times n$.

Матрица $\mathbf{C}_k$ в уравнении (2) не задана, но зависит от параметров μ_k, γ_k, которые определяют условия измерения. Третьей составляющей модели формирования процесса измерения является уравнение для μ_k и γ_k [3]

$$\mu_k = f_{k-1}\left(\mu_{k-1}, \gamma_k\right), \quad \mu_0 = \hat{\mu}_0, \quad k = \overline{1,K}, \qquad (3)$$

с учетом ограничений

$$\gamma_k \in \mathbf{\Gamma}_k, \quad k = \overline{1,K}, \qquad (4)$$

$$g\left(\mu_K\right) \le \overline{g}, \qquad (5)$$

где $f_{k\text{-}1}$, g – заданные функции; $\hat{\mu}_0, \overline{g}$ – заданные величины; Γ_k – заданное множество.

Последовательность $\{\gamma_k\}$ характеризует управление процессом измерения, реализуемым оператором при управлении объектом. В зависимости от степени конкретизации элементов μ_k, γ_k, $f_{k\text{-}1}(\mu_k, \gamma_k)$, $g(\mu_k)$ оператор осуществляет: выбор измерителей, привлекаемых в текущий момент времени к формированию векторов фазовых координат; выбор состава измеряемых параметров; планирование режимов работы измерителей, то есть определение моментов их включения и продолжительности работы.

Так, например, в группе задач, связанной с определением моментов времени для измерений в одном одноканальном измерителе, γ_k и μ_k – скаляры, $\{\gamma_k\}$ – программа измерения: $\gamma_k = 0,1$, при этом $\gamma_k = 0$, если измерение не производится, $\gamma_k = 1$ – если измерение производится; матрица $\mathbf{C}_k(\mu_k, \gamma_k)$ приобретает вид $\gamma_k\mathbf{C}_k$, где $\mathbf{C}_k$ – заданная матрица; уравнение (3) записывается в виде $\mu_k = \mu_{k\text{-}1} + \gamma_i$ при ограничении числа измерений.

С учетом возможных негативных постепенных смещений в фазовых координатах объекта управления модель (1)–(5) приобретает вид

$$\vec{Y}_k = \mathbf{A}_{k-1}\vec{Y}_{k-1} + \mathbf{B}_k\vec{U}_k + \mathbf{F}_k\vec{\xi}_k, + \vec{Y}_{g,k},$$

$$k = \overline{1,K}, \quad \vec{Y}_1 = \vec{\hat{Y}}_1, \qquad (6)$$

$$\vec{Z}_k = \gamma_k\mathbf{C}_k\vec{Y}_k + \vec{N}_k, \qquad (7)$$

$$\mu_k = \mu_{k-1} + \gamma_k, \qquad (8)$$

$$\mu_k = \sum_{k=1}^{K}\gamma_k \le \overline{\mu}, \qquad (9)$$

где Y_g – постепенно нарастающее смещение; $\overline{\mu}$ – задаваемое оператором число измерений. В случае многоканального измерителя γ_k, μ_k, $\overline{\mu}$ – векторы размером $M \times 1$, где M – число каналов; $\mathbf{C}_k$ – блочная матрица $\left(\gamma_k^1 C_k^1 \left| \cdots \right| \gamma_k^M C_k^M\right)$.

Во второй группе задач, связанной с выбором состава измеряемых параметров, $\mathbf{C}_k(\mu_k, \gamma_k) = \mu_k$, $\mu_k = \gamma_k$, где $\gamma_k \in \Gamma_k$, – матрица размером $l \times n$, задающая состав измерений; Γ_k – множество матриц размером $l \times n$, характеризующее потенциальный состав измерительных средств.

В третьей группе задач, связанной с назначением измерителей, привлекаемых к измерению фазовых координат, μ_k – номера (или координаты) выбранных измерителей.

Таким образом, модернизированные модели объекта и измерений, представленные в виде (6) и (7)–(9) соответственно, имеют ясную физическую трактовку и могут быть достаточно легко

освоены операторами. Успешное распознавание оператором причин возникновения Y_g целесообразно использовать при корректировке баз данных/знаний СППР. Кроме того, представление моделей управления измерениями в виде (7)–(9) позволяет учитывать аномалии в измерениях и формировать в СППР адекватную подсказку оператору. Реализация данного предложения способствует дальнейшей интеллектуализации информационно-управляющих систем, применяемых для поддержки принятия решений оператором в условиях неопределенности.

Литература

1. *Тарасов В.Б.* Интеллектуальные SCADA-системы: истоки и перспективы / В.Б. Тарасов, М.Н. Святкина // Наука и образование. – 2011. – № 10. – (http://technomag.edu.ru/doc/224479.html).

2. *Шабельников А.Н.* Интеллектуальные системы распределенного мониторинга на основе беспроводных сенсорных сетей с использованием системы мобильных объектов / А.Н. Шабельников, В.А. Шабельников, С.М. Ковалев // Интегрированные модели и мягкие вычисления в искусственном интеллекте : Сборник научных трудов V Международной научно-технической конференции, Коломна, 28–30 мая 2009 г.: в 2-х т. – М.: Физматлит, 2009. – Т.1. – С. 538–543.

3. *Григорьев Ф.Н.* Управление наблюдениями в автоматических системах / Ф.Н. Григорьев, Н.А. Кузнецов, А.П. Серебровский. – М.: Наука, 1986. – 126 с.

Статья поступила в редакцию 27 сентября 2013 года

ПРАВИЛА НАБОРА СТАТЕЙ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
«ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ»

Оптимальный объём 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, 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: формула располагается по центру, номер формулы – по правому краю.
Редактор формул – Math Type 6.

Sizes (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		

Список литературы оформлять в соответствии с ГОСТ 7.80-2000 «Библиографическая запись. Заголовок. Общие требования и правила составления».

Пример:

1. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей / Е.С. Вентцель. – М. : Высшая школа, 2001. – 315 с.

Статья представляется в напечатанном (1 экз.) и электронном (.doc) виде с переводом на английский язык названия статьи, сведений об авторах, аннотации и ключевых слов, **Экспертным заключением** о возможности опубликования её в открытой печати и **Рецензией** (рецензент должен иметь учёную степень).

Сведения об авторах: ФИО (полностью), учёная 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. (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: office@sozvezdie.su