ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 1/2013

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. 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)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)

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

Выходит 4 раза в год.

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

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

Учредитель и издатель:

ОАО «Концерн «Созвездие»

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

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

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛ Уч.-изд. л. – 11,3
Тираж 200 экз. Заказ № 68
Подписано в печать 20.03.2013 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2013

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 1, 2013

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Совместное применение спутниковых и импульсно-фазовых радионавигационных систем в навигационном комплексе наземного мобильного средства
М.В. Авдеев, А.В. Журавлев, В.М. Безмага, В.В. Гологузов…….. 5

Прогнозирование электромагнитной совместимости с учетом территориально-частотного разноса радиоэлектронных средств
А.Д. Коробова, Е.А. Хромых, А.В. Воронин……... 15

Методологическая платформа синтеза транспортных сетей по критерию максимальной производительности
Г.И. Линец……. 25

Аналитическая модель процессов обнаружения мобильных объектов с использованием разведывательной машины с учетом рельефа местности
К.В. Пядухова…….. 34

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Способ определения оптимального набора коэффициентов адаптивного цифрового фильтра
А.В. Велигоша…… 40

Средний квадрат ошибки передачи при ступенчатой интерполяции оценки сообщения и интерполяции импульсов помех
Н.И. Козленко, А.Н. Мокроусов..... 43

Применение сигналов с расширением спектра М-последовательностями четных степеней
В.В. Майоров, И.И. Малышев, А.А. Бессарабова……. 51

Повышение помехозащищенности каналов связи, использующих циклические коды
Г.В. Провоторов, С.А. Щеголеватых…… 58

Переходные процессы в синтезаторе с коммутируемыми трактами приведения частоты
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, Д.Н. Рахманин, А.В. Гречишкин……..... 63

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Синтез мощных импульсов с помощью высокочастотных генераторов
В.И. Каганов, А.В. Антонов……..... 76

Особенности формирования структуры с высокой открытой пористостью в пленках Al-Al_2O_3
Д.Б. Омороков, Г.В. Меркулов, Е.К. Белоногов, Е.В. Шведов, К.С. Соловьев……..…… 81

РАЗНОЕ

Рациональные способы сетецентрического управления силами и средствами тактических формирований РЭБ
М.Л. Артемов, И.В. Линник, Д.В. Хрипушин, А.М. Черный…….…… 92

Опыт разработки архитектуры программного обеспечения САПР вычислительных сетей
А.В. Вишняков, С.В. Зотов, С.В. Кручинин, М.Ю. Кручинина…….. 98

Оптимизация влияния инфокоммуникационной составляющей на эффективность деятельности региональных органов исполнительной власти
Я.Е. Львович, Д.А. Недосекин…….. 105

Обнаружение искусственных ионосферных образований с помощью спутниковых радионавигационных систем
В.П. Пашинцев, С.А. Коваль, В.И. Стрекозов, М.Ю. Бессмертный……..... 112

От редакции…… 117

УДК 621.396.98

СОВМЕСТНОЕ ПРИМЕНЕНИЕ СПУТНИКОВЫХ И ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ В НАВИГАЦИОННОМ КОМПЛЕКСЕ НАЗЕМНОГО МОБИЛЬНОГО СРЕДСТВА

М.В. Авдеев, инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: 8-910-341-52-99
А.В. Журавлев, технический директор, e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.М. Безмага, с.н.с., e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.В. Гологузов, старший инженер, e-mail: protek@protek-vrn.ru
ОАО НВП «Протек»

Предложен новый способ получения оптимальной совместной оценки геодезических координат навигационным комплексом наземного мобильного средства с использованием сигналов спутниковой и импульсно-фазовой радионавигационных систем. Способ отличается от известного, разработанного ранее, использованием многоканального фильтра вместо оптимального фильтра Калмана.

Ключевые слова: *аппаратура потребителей, спутниковые радионавигационные системы, вторичная обработка информации, невыдача навигационной информации, помехозащищенность.*

JOINT APPLICATION OF SATELLITE AND IMPULSE AND PHASE RADIONAVIGATION SYSTEMS FOR NAVIGATION COMPLEX OF GROUND MOBILE MEANS

M.V. Avdeev, engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: 8-910-341-52-99
A.V. Zhuravlev, technical director, e-mail: protek@protek-vrn.ru
V.M. Bezmaga, senior staff scientist, e-mail: protek@protek-vrn.ru
V.V. Gologuzov, senior engineer, e-mail: protek@protek-vrn.ru
JSC «Proteck»

A new technique for optimal joint estimation of geodesic coordinates by navigation complex of ground mobile means with signals application of satellite and impulse and phase radio-navigation systems is offered. The technique differs from another one more famous in using multi-channel filter instead of Kalman filter.

Key words: *user equipment, satellite radio-navigational systems, secondary information processing, navigation information unavailability, noise immunity.*

В настоящее время импульсно-фазовые радионавигационные системы (ИФРНС) дальней навигации «Тропик-2» («Чайка») и «Тропик-2П» являются в России и СНГ важными средствами коррекции результатов автономного счисления координат воздушных и морских транспортных средств. Эти системы находятся в состоянии развития и модернизируются в ходе ОКР. По мере внедрения спутниковой радионавигационной системы (СРНС) ГЛОНАСС за ИФРНС «Тропик-2» («Чайка») и «Тропик-2П» будут сохранены на территории России и СНГ функции резервных систем и функциональных дополнений [1]. Согласно [1] указанные выше ИФРНС будут находиться в эксплуатации вплоть до 2020 года.

После 2020 г. прекращение эксплуатации ИФРНС маловероятно по целому ряду причин. Одной из важных причин является возрастание количества навигационных комплексов, размещаемых на мобильных средствах. Несмотря на большое количество положительных качеств аппаратуры СРНС, используемой в составе этих комплексов, у неё есть существенный недостаток – высокая вероятность возрастания погрешности определения координат мобильного средства и даже прекращение решения навигационной задачи в случае экранирования ее приемной антенны листвой деревьев или близлежащими строениями. Аппаратура ИФРНС обеспечивает надежное определение местоположения в указанных условиях вследствие существенно более низких, чем у СРНС, рабочих частот и является важным дополнением к СРНС.

Другой причиной целесообразности продолжения эксплуатации ИФРНС после 2020 г. является уязвимость аппаратуры СРНС к воздействию преднамеренных и непреднамеренных помех, поскольку мощность сигналов, прини-

маемых этой аппаратурой, очень мала и находится на уровне от минус 160 до минус 164 дБВт. Аппаратура ИФРНС обладает высокой помехоустойчивостью вследствие большого энергетического потенциала передающих станций. Поэтому важным способом придания устойчивости навигационному обеспечению мобильного средства является совместное применение аппаратуры СРНС и ИФРНС.

Третьей из рассматриваемых причин является возложение на наземные станции ИФРНС важной дополнительной задачи – передачи дифференциальных поправок для навигационной аппаратуры потребителей СРНС.

Вследствие указанных причин задача совершенствования алгоритма оптимальной совместной оценки геодезических координат в навигационном комплексе мобильного средства с использованием сигналов СРНС и ИФРНС не потеряла своей актуальности.

1. Известный способ совместного применения СРНС и ИФРНС

В основу известных алгоритмов совместного применения СРНС и ИФРНС [2–7] положены приемы и способы дифференциальной навигации.

1.1. Дифференциальная навигация в ее классическом понимании предполагает наличие в рабочей зоне навигационной цепи ИФРНС, по крайней мере, одной корректирующей станции, размещенной в геодезически привязанной контрольной точке с широтой L^* и долготой λ^*.

На корректирующей станции находится аппаратура ИФРНС, выполняющая измерения радионавигационных параметров. В зависимости от сложности аппаратуры, размещаемой на наземной станции, в качестве навигационного параметра могут быть использованы:

– время распространения навигационных сигналов от q-й доступной наземной станции (ведущей или ведомой) до ведомой станции;

– разность времени распространения навигационных сигналов от ведущей и q-й ведомой наземных станций до контрольной станции.

Результаты измерения радионавигационных параметров на контрольной станции используются для расчета дифференциальных поправок на условия распространения радиоволн $\Delta\tau_{q\ \text{дифф}}$.

При расчете используют разности

$$\Delta\tau_q = \tau_{q\ \text{изм}} - \tau_{q\ \text{расч}}, \qquad (1)$$

где $\tau_{q\ \text{изм}}$ – значение навигационного параметра, измеренное аппаратурой СРНС;

$\tau_{q\ \text{расч}}$ – расчетное значение радионавигационного параметра в точке размещения контрольной станции.

Дифференциальные поправки передают по линиям радиосвязи потребителям ИФРНС для использования при определении геодезических координат методами дифференциальной навигации.

Аппаратура потребителя ИФРНС, реализующая метод дифференциальной навигации в частном случае $q \le 2$, выполняет следующие действия:

– измеряет радионавигационные параметры $\tau_1[k]$ и $\tau_2[k]$ в моменты времени $t[k]$, где $k = 1, 2, \ldots$;

– рассчитывает широту $L[k]$ и долготу $\lambda[k]$ потребителя с использованием системы уравнений вида

$$\begin{cases} \phi_1(\tau_1[k] - \Delta\tau_{1\ \text{дифф}},\ \tau_2[k] - \Delta\tau_{2\ \text{дифф}}) - L[k] = 0; \\ \phi_2(\tau_1[k] - \Delta\tau_{1\ \text{дифф}},\ \tau_2[k] - \Delta\tau_{2\ \text{дифф}}) - \lambda[k] = 0; \end{cases} \qquad (2)$$

– выдает потребителю навигационной информации полученные значения широты $L[k]$ и долготы $\lambda[k]$.

Погрешности дифференциальной навигации зависят от дальности до корректирующей станции и времени, прошедшего с момента окончания последней коррекции. Для уменьшения погрешностей используют математические модели дифференциальных поправок как функций времени и частоты [2, 8, 10] различного уровня сложности. Рассмотрение моделей выходит за рамки настоящей работы.

1.2. Укрупненная функциональная схема типового навигационного комплекса, совместно применяющего СРНС и ИФРНС, приведена на рис. 1.

Рис. 1. Укрупненная функциональная схема типового навигационного комплекса

Аппаратура потребителя СРНС в составе комплекса предназначена для автоматического сопровождения сигналов, излучаемых навигационными космическими аппаратами (НКА), обработки этих сигналов и определения координат потребителя. Координаты, определяемые аппаратурой СРНС, поступают в программно-аппаратный модуль для выдачи потребителю и использования при определении дифференциальных поправок.

Аппаратура потребителя ИФРНС предназначена для автоматического сопровождения сигналов наземных станций, обработки этих сигналов и определения радионавигационных параметров. Радионавигационные параметры, определяемые аппаратурой ИФРНС, выдаются в программно-аппаратный модуль для их использования при расчете дифференциальных поправок.

Действия, выполняемые программно-аппаратным модулем в различных условиях функционирования комплекса, приведены в таблице.

Таблица

Действия, выполняемые программно-аппаратным модулем

Условия	Действия
1. Аппаратура СРНС работает в режиме сопровождения и анализа сигналов НКА, определения координат потребителя и выдачи их в программно-аппаратный модуль. Аппаратура ИФРНС работает в режиме сопровождения и анализа сигналов наземных навигационных станций, определения радионавигационных параметров и выдачи их в программно-аппаратный модуль	1.1. Прием координат потребителя от аппаратуры СРНС и радионавигационных параметров от аппаратуры ИФРНС. 1.2. Расчет дифференциальных поправок. 1.3. Выдача потребителю координат, полученных от аппаратуры СРНС, без их изменения.
2. Сорвано автоматическое сопровождение сигналов аппаратурой СРНС. Аппаратура СРНС работает в режиме поиска сигналов. Аппаратура ИФРНС работает в режиме сопровождения и анализа сигналов наземных навигационных станций, определения радионавигационных параметров и выдачи их в программно-аппаратный модуль	2.1. Прием радионавигационных параметров от аппаратуры ИФРНС. 2.2. Экстраполяция дифференциальных поправок. 2.2. Расчет координат потребителя с использованием дифференциальных поправок, полученных до срыва автосопровождения, и текущих значений радионавигационных параметров. 2.3. Выдача потребителю рассчитанных координат.

Приемы и способы дифференциальной навигации и совместного применения СРНС и ИФРНС обладают методическим единством – в обоих случаях рассчитывают дифференциальные поправки на условия распространения радиоволн, которые учитываются при расчете геодезических координат. Расчетные формулы в обоих случаях совпадают по форме и отличаются только используемыми исходными данными. Отличие приемов и способов дифференциальной навигации от совместного применения СРНС и ИФРНС состоит в следующем: при совместном применении используют вместо корректирующей станции навигационную аппаратуру СРНС, размещенную на транспортном средстве потребителя и перемещающуюся вместе с транспортным средством. При срыве автоматического сопровождения сигнала аппаратурой СРНС используют виртуальную корректирующую станцию, имеющую координаты, измеренные в момент времени, предшествующий срыву.

1.3. Разности $\Delta\tau_l$, используемые для расчета дифференциальных поправок, содержат погрешности, обусловленные шумовыми и инструментальными составляющими ошибок измерений, ошибками вычислений и другими причинами. Использование для уменьшения ошибок математического аппарата общей стохастической теории оценивания [12, 13] позволяет получать положительные результаты, главным образом, применительно к случаю воздушных и морских средств. Это обусловлено наличием для указанных средств различных математических моделей динамики их движения и ошибок разнородных навигационных датчиков, соответствующих реальным физическим процессам. Для наземных мобильных средств подобные модели отсутствуют. По этой причине известные методы сто-

хастической теории имеют существенные методические ошибки, и разработка новых эффективных способов применения разнородных датчиков на наземных мобильных средствах является актуальной задачей.

2. Новый способ совместного применения ИФРНС и СРНС

Новый способ совместного применения ИФРНС и СРНС разработан при выполнении работ по модернизации алгоритма функционирования, реализованных в навигационных комплексах КС-100М («Координата-1») и «Ориентир» [11]. Модернизация проводилась с целью оптимизации алгоритма функционирования комплекса непосредственно в динамике движения мобильного средства.

2.1. Укрупненная функциональная схема навигационного комплекса, реализующего новый способ совместного применения СРНС и ИФРНС, приведена на рис. 2.

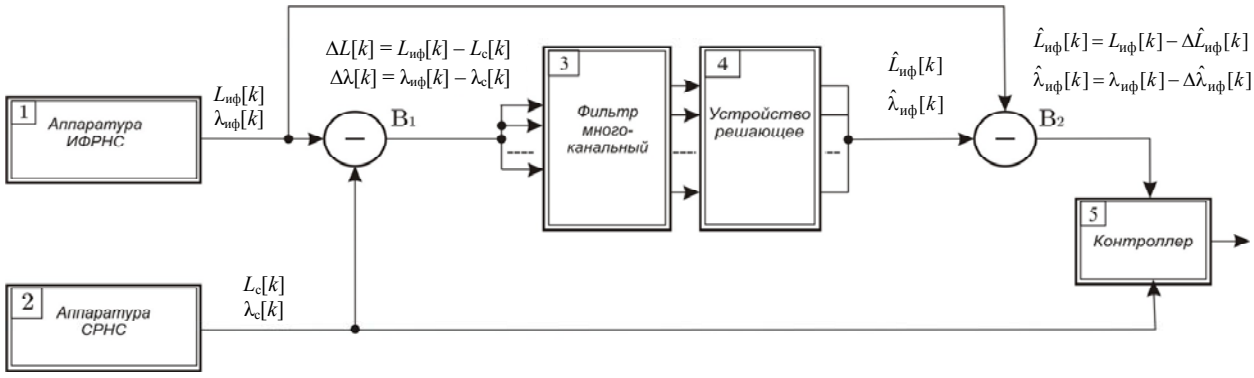


Рис. 2. Укрупненная функциональная схема навигационного комплекса, реализующего новый способ совместного применения СРНС и ИФРНС

Согласно приведенной функциональной схеме на вход вычитающего устройства B_1 подаются одновременно значения широты $L_{иф}[k]$ и долготы $\lambda_{иф}[k]$ мобильного средства, определяемые аппаратурой ИФРНС 1, и значения его широты $L_c[k]$ и долготы $\lambda_c[k]$, определяемые аппаратурой СРНС 2. На выходе вычитающего устройства образуются псевдонаблюдения погрешностей ИФРНС

$$\Delta L[k] = L_{иф}[k] - L_c[k]; \quad (3)$$

$$\Delta\lambda[k] = \lambda_{иф}[k] - \lambda_c[k], \quad (4)$$

которые подаются на вход многоканального фильтра.

Многоканальный фильтр 3 имеет в своем составе две матрицы. Первая и вторая матрицы имеют одинаковую размерность $I \times J$. Первая матрица содержит фильтры, предназначенные для уменьшения погрешности определения широты, а другая – долготы.

В связи с тем, что алгоритм и виды формул и матриц, используемых для определения широты и долготы, одинаковы, далее они будут приведены только для широты.

Элементами матрицы являются i, j-й фильтры ($i = 1, 2, \ldots, I$; $j = 1, 2, \ldots, J$), функционирование каждого из которых описывается выражением

$$\Delta L_{i,j}[k] = \Phi_i \cdot \Delta L_{i,j}[k-1] + K_j(\Phi_i \Delta L_{i,j}[k-1] - \Delta L[k]), \quad (5)$$

где Φ_i и K_j – переходной коэффициент и коэффициент передачи i, j-го фильтров соответственно. В выражении (5) можно принять $\Phi_i = i/I$ и $K_j = j/J$.

На выходе матрицы фильтров образуется матрица откликов вида

$$\mathbf{M}^{\langle L \rangle}[k] = \left\| \Delta L_{i,j}[k] \right\| = \begin{Vmatrix} \Delta L_{1,1}[k] & \Delta L_{1,2}[k] & \ldots & \Delta L_{1,J-1}[k] & \Delta L_{1,J}[k] \\ \Delta L_{2,1}[k] & \Delta L_{2,2}[k] & \ldots & \Delta L_{2,J-1}[k] & \Delta L_{2,J}[k] \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \Delta L_{I-1,1}[k] & \Delta L_{I-1,2}[k] & \ldots & \Delta L_{I-1,J-1}[k] & \Delta L_{I-1,J}[k] \\ \Delta L_{I}[k] & \Delta L_{I,2}[k] & \ldots & \Delta L_{I,J-1}[k] & \Delta L_{I,J}[k] \end{Vmatrix}. \quad (6)$$

Каждый элементарный фильтр из состава многоканального фильтра реализует концепцию «экстраполяция – коррекция». Согласно этой концепции каждый отклик i, j-го фильтров матрицы, полученный в $(k-1)$-й момент времени, экстраполируется на k-й момент времени посредством его умножения на переходной коэффициент Φ_i и уточняется путем вычитания из него поправки

$$\xi_{i,j}[k] = K_j \cdot \left(\Phi_i \cdot \Delta L_{i,j}\,[k-1] - \Delta L[k]\right). \qquad (7)$$

В рассматриваемом случае естественно считать оптимальным в k-й момент времени элементарный фильтр из состава матрицы, для которого приобретает минимальное значение скользящее среднее от квадрата погрешности экстраполяции [14]

$$\mathbf{WMA}_{i,j}^{\langle L\rangle}[k] = \alpha \cdot \mathbf{WMA}_{i,j}^{\langle L\rangle}[k-1] + (1-\alpha)\times$$
$$\times\left(\Phi_i \cdot \Delta L_{i,j}\,[k-1] - \Delta L[k]\right)^2 \to \min, \qquad (8)$$

где α – сглаживающая константа.

В случае пренебрежимо малой систематической погрешности аппаратуры ИФРНС критерий (8) совпадает с критерием минимума среднеквадратической погрешности определения координат наземного мобильного средства. В общем случае использование критерия (8) позволяет минимизировать среднеквадратическую погрешность сведения шкал аппаратуры СРНС и ИФРНС.

Решающее устройство 4 выполняет следующие действия:

– рассчитывает на каждый k-й момент времени матрицу текущих значений скользящего среднего

$$\mathbf{WMA}^{\langle L\rangle}[k] = \left\|\mathrm{WMA}_{i,j}^{\langle L\rangle}[k]\right\| =$$
$$= \begin{Vmatrix} \mathrm{WMA}_{1,1}^{\langle L\rangle}[k] & \mathrm{WMA}_{1,2}^{\langle L\rangle}[k] & \ldots & \mathrm{WMA}_{1,J-1}^{\langle L\rangle}[k] & \mathrm{WMA}_{1,J}^{\langle L\rangle}[k] \\ \mathrm{WMA}_{2,1}^{\langle L\rangle}[k] & \mathrm{WMA}_{2,2}^{\langle L\rangle}[k] & \ldots & \mathrm{WMA}_{2,J-1}^{\langle L\rangle}[k] & \mathrm{WMA}_{2,J}^{\langle L\rangle}[k] \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \mathrm{WMA}_{I-1,1}^{\langle L\rangle}[k] & \mathrm{WMA}_{I-1,2}^{\langle L\rangle}[k] & \ldots & \mathrm{WMA}_{I-1,J-1}^{\langle L\rangle}[k] & \mathrm{WMA}_{I-1,J}^{\langle L\rangle}[k] \\ \mathrm{WMA}_{I,1}^{\langle L\rangle}[k] & \mathrm{WMA}_{I,2}^{\langle L\rangle}[k] & \ldots & \mathrm{WMA}_{I,J-1}^{\langle L\rangle}[k] & \mathrm{WMA}_{I,J}^{\langle L\rangle}[k] \end{Vmatrix}; \qquad (9)$$

– определяет номер строки $i_{\text{опт}}^{\langle L\rangle}[k]$ и столбца $j_{\text{опт}}^{\langle L\rangle}[k]$ матрицы $\mathbf{WMA}^{\langle L\rangle}[k]$, на пересечении которых находится минимальный элемент,

$$\left[i_{\text{опт}}^{\langle L\rangle}[k],\ j_{\text{опт}}^{\langle L\rangle}[k]\right] = \arg\left(\min \mathbf{WMA}^{\langle L\rangle}[k]\right), \qquad (10)$$

где arg(…) – функция, возвращающая номер строки и номер столбца элемента матрицы;

– выбирает в качестве оценки погрешности определения широты аппаратурой ИФРНС $\Delta\hat{L}_{\text{иф}}[k]$ значение элемента матрицы $\mathbf{M}^{\langle L\rangle}[k]$, расположенного на пересечении строки с номером $i_{\text{опт}}^{\langle L\rangle}[k]$ и столбца с номером $j_{\text{опт}}^{\langle L\rangle}[k]$, выдает полученную оценку $\Delta\hat{L}_{\text{иф}}[k]$ на вычитающее устройство B_2.

На выходе вычитающего устройства получаем оценки координат наземного мобильного средства

$$\hat{L}_{\text{иф}}[k] = L_{\text{иф}}[k] - \Delta\hat{L}_{\text{иф}}[k]; \qquad (11)$$

$$\hat{\lambda}_{\text{иф}}[k] = \lambda_{\text{иф}}[k] - \Delta\hat{\lambda}_{\text{иф}}[k], \qquad (12)$$

которые поступают на контроллер 5.

Если аппаратура СРНС работает в режиме сопровождения сигналов НКА и осуществляет определение координат мобильного средства, то координаты, выдаваемые этой аппаратурой, поступают потребителю навигационной информации через контроллер 5 без изменений.

В случае отказа аппаратуры СРНС в момент времени $t[k^*]$ по причине воздействия радиопомех или экранировки навигационных космических аппаратов обновление оценок ошибок определения координат мобильного средства аппаратурой ИФРНС прекращается. Широта и долгота мобильного средства определяются по формулам (11) и (12) с использованием оценок ошибок $\Delta\hat{L}_{\text{иф}}[k^*-1]$ и $\Delta\hat{\lambda}_{\text{иф}}[k^*-1]$, полученных ранее в

момент времени $t[k^*-1]$, и далее выдаются потребителю навигационной информации через контроллер 5.

Использование многоканального фильтра позволяет значительно уменьшить погрешность навигационного комплекса, обусловленную отсутствием моделей ошибок ИФРНС в динамике движения наземного мобильного средства, соответствующих реальным физическим процессам.

3. Исследование нового способа совместного применения СРНС и ИФРНС

Исследование нового способа совместного применения СРНС и ИФРНС было проведено с использованием метода численного моделирования и экспериментально-теоретического метода. Целью исследований являлось получение сравнительной оценки традиционного и нового способов совместного применения СРНС и ИФРНС.

3.1. Численное моделирование проводилось в программной среде *MATLAB*. В процессе моделирования воспроизводили функционирование навигационного комплекса согласно новой укрупненной схеме, приведенной на рис. 1, и согласно традиционной функциональной схеме, отличающейся от приведенной использованием оптимального фильтра Калмана взамен фильтра многоканального 3 и решающего устройства 4. Сравнение методов проводили по величине ошибки, возникающей при оценке погрешности определения широты мобильного средства аппаратурой ИФРНС.

В процессе численного моделирования представляли псевдонаблюдение ошибки определения широты мобильного средства аппаратурой ИФРНС $\Delta L_{\text{иф}}[k]$ в виде марковского процесса

$$\Delta L_{\text{иф}}[k] = \Phi \times \Delta L_{\text{иф}}[k-1] + n_{\text{иф}}[k] + n_c[k], \quad (13)$$

где Φ – переходной коэффициент;

$n_{\text{иф}}[k]$ – нормальный Δ-коррелированный шум, порождающий погрешность измерения;

$n_{\text{с}}[k]$ – нормальный Δ-коррелированный шум, описывающий ошибку определения широты аппаратурой ИФРНС.

Функционирование оптимального фильтра Калмана для рассматриваемого случая описывали выражениями [13, 14]

$$\Delta\hat{L}_{\text{иф}}[k] = \Phi \cdot \Delta\hat{L}_{\text{иф}}[k-1] + K[k] \cdot \left(\Phi \cdot \Delta\hat{L}[k-1] - \Delta L_{\text{иф}}[k]\right); \quad (14)$$

$$K[k] = [k/k-1]\left(D[k/k-1] + \sigma^2\{n_{\text{с}}[k]\}\right)^{-1}; \quad (15)$$

$$D[k/k-1] = \Phi\, D[k-1] + \sigma^2\{n_{\text{иф}}[k]\}; \quad (16)$$

$$D[k] = (1 - K[k])\, D[k/k-1], \quad (17)$$

где $\sigma^2\{\ldots\}$ обозначает среднеквадратическое отклонение стоящей в фигурных скобках величины.

На рис. 3–4 в качестве примера показаны результаты моделирования, полученные для частного случая $\Phi = 1.0$, $\sigma\{n_{\text{с}}[k]\} = 8$ м, $\sigma\{n_{\text{иф}}[k]\} = 3$ м. В рассматриваемом случае среднеквадратическая погрешность аппаратуры ИФРНС возрастала монотонно во времени от 3 до 84 м.

На рис. 3 показаны коэффициенты передачи фильтра Калмана (линия 1) и оптимального канала многоканального фильтра (линия 2).

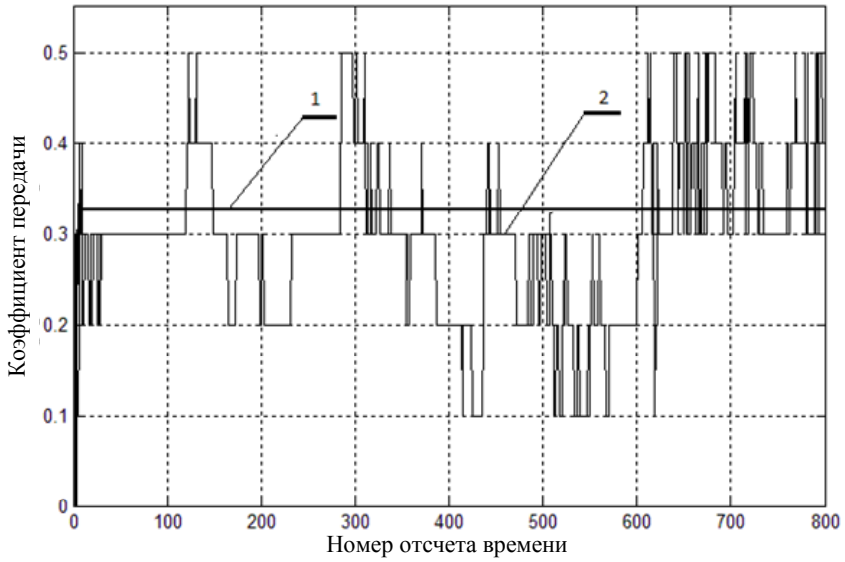


Рис. 3. Коэффициенты передачи фильтра Калмана и оптимального канала многоканального фильтра

Значения коэффициента передачи фильтра Калмана рассчитаны по формулам (15)–(17). В результате расчета установлено, что этот коэффициент по истечении нескольких интервалов времени приобретает значение, равное примерно 0.33, и оптимальный фильтр Калмана превращается в оптимальный фильтр Винера.

Значение коэффициента передачи оптимального канала многоканального фильтра, полученное методом численного моделирования, флюктуирует относительно среднего значения, примерно равного коэффициенту передачи оптимального фильтра Винера. Наличие флюктуаций обусловлено стохастичностью рассматриваемых процессов, квантованием значений коэффициента передачи и рядом других причин. Практическое совпадение коэффициента передачи оптимального фильтра Винера и среднего значения коэффициента передачи оптимального канала многоканального фильтра, а также сравнительно небольшой уровень флюктуаций относительно среднего значения позволяют в данном случае предполагать, что точностные характеристики традиционного и нового способов совместного применения СРНС и ИФРНС не будут значительно отличаться.

На рис. 4 приведены зависимости от времени среднеквадратических погрешностей оценки широты наземного мобильного средства аппаратурой ИФРНС. Штриховой линией 1 показана зависимость, рассчитанная по формулам (14)–(17). Пунктирной линией 2 и сплошной линией 3 показаны зависимости, полученные с помощью цифровых моделей, имитирующих соответственно традиционный и новый способы совместного применения СРНС и ИФРНС. В процессе моделирования вычисляли среднеквадратические значения как корень квадратный от скользящего среднего квадратов текущих погрешностей. Коэффициент сглаживания при расчете скользящего среднего был равен 0.97.

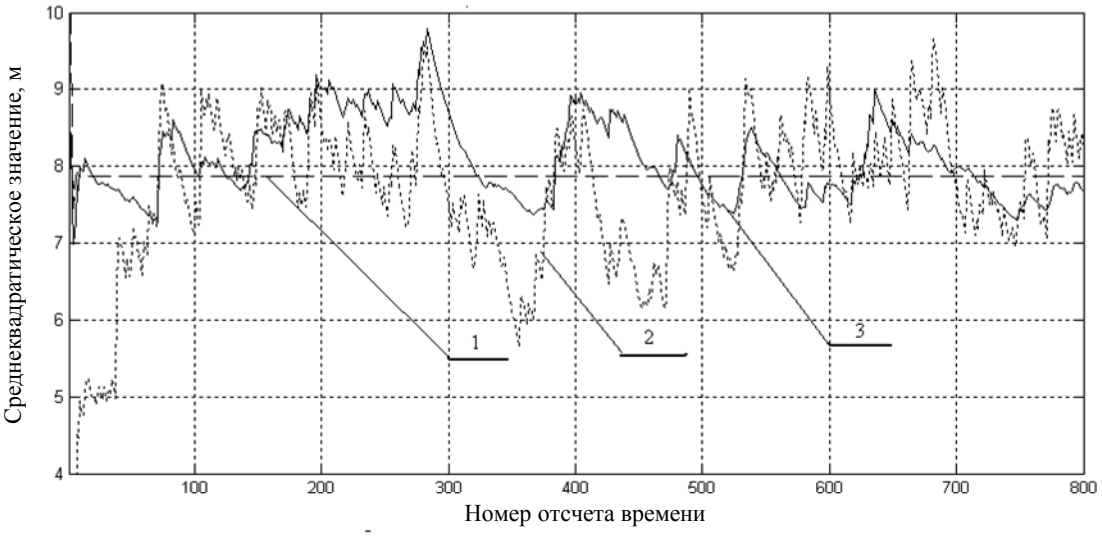


Рис. 4. Среднеквадратические значения погрешностей оценки широты аппаратурой ИФРНС

Из приведенных выше результатов очевидно, что новый способ не уступает традиционному способу по точностным характеристикам.

3.2. Для обеспечения исследования нового способа совместного применения СРНС и ИФРНС экспериментально-теоретическим методом размещали навигационный комплекс «Ориентир» на автомобиле ГАЗ-66. В процессе эксперимента проходили несколько заданных маршрутов на местности. При прохождении каждого маршрута записывали в файл и сохраняли в памяти бортового спецвычислителя навигационного комплекса с привязкой ко времени значения широты и долготы автомобиля, выдаваемые аппаратурой СРНС и ИФРНС. Запись проводили с периодом в одну секунду. Совместная обработка информации в процессе следования автомобиля по маршруту не проводилась.

Обработка экспериментальных данных была проведена в лабораторных условиях посредством отложенной обработки информации с целью получения сравнительной оценки традиционного и нового способов совместного применения СРНС и ИФРНС.

На рис. 5 в качестве примера показан график одной из реализаций зависимости погрешности аппаратуры ИФРНС от времени, полученной при следовании автомобиля по городской улице. Отрезки на графике с нулевым значением соответствуют отказу в работе аппаратуры СРНС.

В результате статистической обработки приведенной на графике зависимости было установлено, что среднее значение псевдонаблюдения составляет минус 5.7 м, а среднеквадратическое отклонение составляет 15.4 м. В состав зависимости входят как медленно меняющиеся составляющие, коррелированные в пределах нескольких десятков секунд, так и быстро меняющиеся составляющие, не коррелированные от отсчета к отсчету времени.

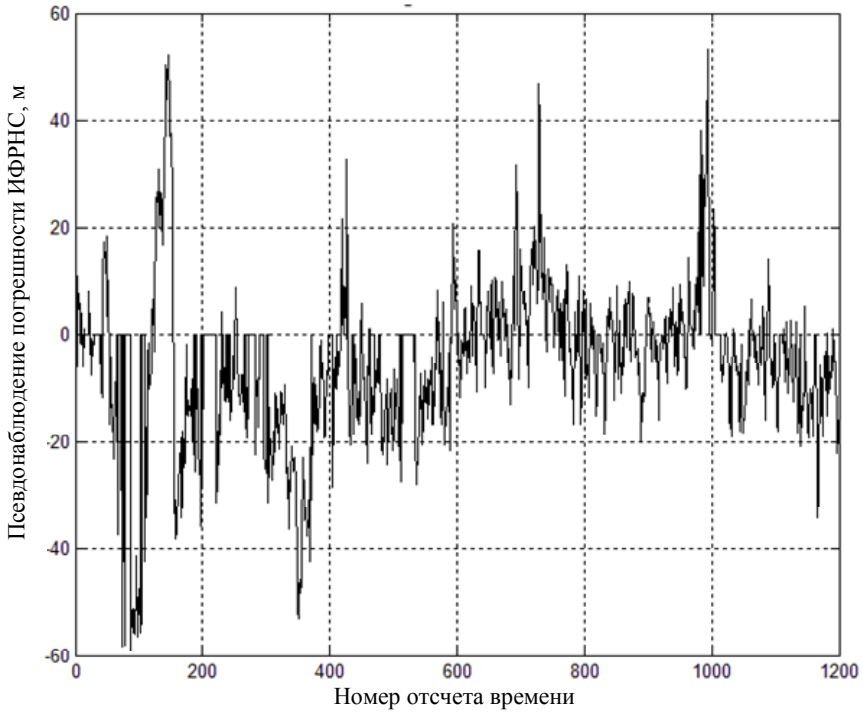


Рис. 5. Зависимость псевдонаблюдения погрешности ИФРНС от времени

Для приведенного примера на рис. 6 сплошной линией обозначен график зависимости от времени среднеквадратического отклонения невязки между прогнозируемой погрешностью ИФРНС и ее псевдонаблюдением, полученный при моделировании нового способа совместного применения СРНС и ИФРНС. В предположении пренебрежимо малой систематической ошибки аппаратуры СРНС эту зависимость можно считать зависимостью от времени среднеквадратической погрешности совместного применения аппаратуры ИФРНС и СРНС.

Пунктирными линиями на рис. 6 показаны зависимости среднеквадратической погрешности традиционного способа совместного применения СРНС и ИФРНС. Зависимости построены для коэффициентов передачи фильтров Винера $k = 0.1, 0.2, \ldots, 0.9, 1.0$.

Из приведенных выше результатов очевидно, что новый способ не уступает традиционному по точностным характеристикам.

Усредненная по всей приведенной реализации среднеквадратическая погрешность нового способа составила 5.6 м, а среднее значение погрешности – 0.6 м.

Отказ аппаратуры СРНС на длительное время имитировался в модели посредством прерывания поступления в навигационный комплекс данных от этой аппаратуры. В результате моделирования было установлено, что среднеквадратическая погрешность определения местоположения мобильного средства возрастает во времени и по истечении 20 … 40 с приобретает устойчивое значение, равное среднеквадратическому значению псевдонаблюдения погрешности ИФРНС. Среднее значение погрешности не возрастает.

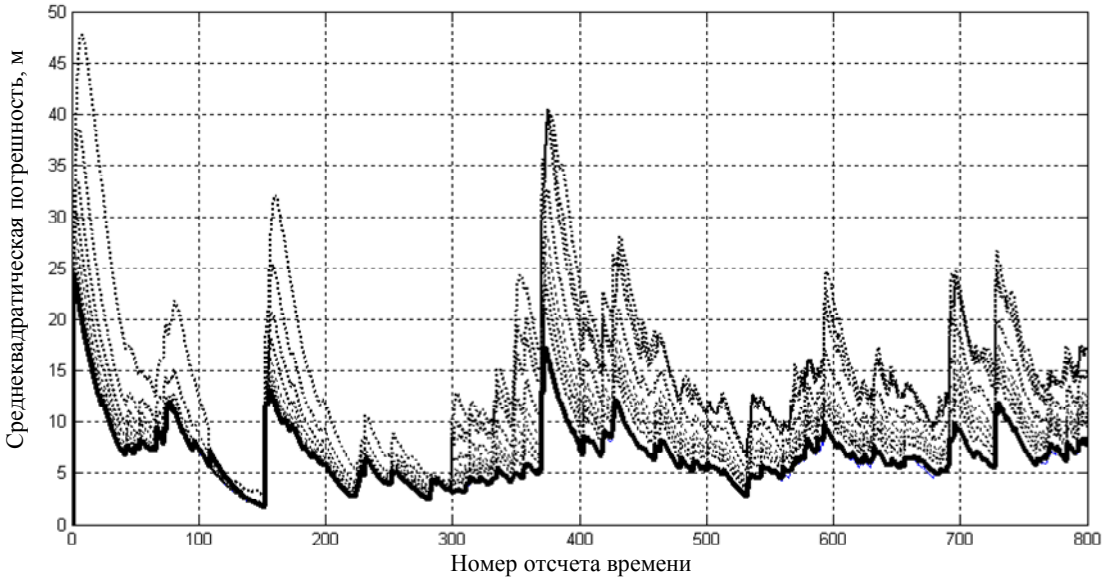


Рис. 6. Среднеквадратические погрешности традиционного способа совместного применения СРНС и ИФРНС

Заключение

Из результатов настоящей работы очевидно, что новый способ не уступает традиционному способу по точностным характеристикам, а совместное применение аппаратуры СРНС и ИФРНС является эффективным способом повышения целостности навигационных измерений по сравнению со случаем автономного применения аппаратуры СРНС. Однако в практике навигационных измерений нередки случаи одновременного отказа аппаратуры СРНС и ИФРНС. Такой случай имеет место при движении автомобиля по огражденной лесозащитными полосами дороге, вдоль которой к тому же проведена высоковольтная линия электропередачи (ЛЭП). Потому имеется объективная необходимость совместного применения аппаратуры СРНС, ИФРНС и автономного навигационного канала.

Традиционно применяемые на воздушных и морских средствах инерциальные навигационные системы (ИНС) имеют недопустимо большие ошибки при их размещении на наземных мобильных средствах вследствие широкого спектра входных воздействий на их чувствительные элементы (гироскопические датчики и акселерометры). Поэтому в состав навигационных датчиков целесообразно включать одометрические датчики, магнитные, а в перспективе – экстремально-корреляционные средства различных диапазонов частот.

Литература:

1. «Радионавигационный план Российской Федерации». Разработан в соответствии с межведомственным «Решением об определении федеральных органов исполнительной власти, ответственных за поддержание, развитие и использование единой системы навигационно-временного обеспечения Российской Федерации и ее основных подсистем», одобренным Правительством Российской Федерации (от 19 октября 2004 г. №АЖ-П7-5684), и утвержден Приказом Минпромторга России от 31 августа 2011 г. № 1177.

2. *Соловьев Ю.А.* Совместное использование спутниковых и импульсно-фазовых радионавигационных систем / Ю.А. Соловьев, В.М. Царев // Новости навигации / Межгосударственный совет «Радионавигация» и научно-технический центр «Интернавигация» (Российская Федерация). – М., 2005. – № 1. – С. 15–18.

3. *Ильин В.Б.* Совместная обработка информации систем спутниковой и импульсно-фазовой радионавигации / В.Б. Ильин // Материалы XIV конференции молодых ученых «Навигация и управление движением», г. Санкт-Петербург, 13–16 марта 2012 г. / Международная общественная организация «Академия навигации и управления движением» (Российская Федерация). –
(http://www.elektropribor.spb.ru/cnf/kmu14/rrefs.php.).

4. Integrated GPS, LORAN-C and INS for Land Navigation Applications / C. Hide [et al.] // Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2006), Fort Worth, TX, September 2006. – Pp. 59–67.

5. Use of an Integrated GPS/Loran Tracking System in the Urban Environment Meeting / J. Carroll [et al.] // Proceedings of the 61st Annual Meeting of The Institute of Navigation, Cambridge, June 2005. – Pp. 354–361.

6. Integrated GPS/LORAN, Structures and Issues / B. Peterson [et al.] // Proceedings of the 54th Annual Meeting of The Institute of Navigation, Denver, CO, June 1998. – Pp. 363–372.

7. Integrated GPS/Loran Navigation Sensor For Aviation Applications / J. Doty [et al.] // Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003), Portland, OR, September 2003. – Pp. 470–479.

8. *Кинкулькин Е.И.* Фазовый метод определения координат / Е.И. Кинкулькин, В.Д. Зубцов, М.А. Фаб-рик ; под ред. Е.И. Кинкулькина. – М.: Сов. радио, 1979. – 280 с. : ил.

9. *Groves Paul D.* / Principles of GNSS, Inertial and Multiprocessor Navigation Systems / Paul D. Groves. – UK, Boston/London: Artech House, 2008. – 522 p.

10. *Penrod B.* GPS/Loran-C Interoperability for Time and Frequency Applications-A Survey of the Times of Arrival of Loran-C Transmissions via GPS Common Mode/Common View Satellite Observations / B. Penrod, R. Funderburk / P.O. Box 14766 Austin, Texas 78761. – Pp. 559–566.

11. *Журавлев А.В* Навигационные комплексы для наземных мобильных средств / А.В. Журавлев, В.М. Безмага // Новости навигации / Межгосударствен-ный совет «Радионавигация» и научно-технический центр «Интернавигация» (Российская Федерация). – М., 2009. – № 1. – С. 29–35.

12. *Сейдж Э.* Теория оценивания и ее примене-ние в связи и управлении / Э. Сейдж, Дж. Мелс. – М.: Радио и связь, 1976. – 496 с.

13. *Kalman R.E.* A new approach to linear filtering and prediction problems / R.E. Kalman // Transactions of ASME. Series D. Journal of Basic Engineering. – 1960. – Vol. 82, No. 1. – Pp. 35–45.

14. *Грешилов А.А.* Математические методы по-строения прогнозов / А.А. Грешилов, В.А. Стакун, А.А. Стакун. – М.: Радио и связь, 1997. – 112 с.

Статья поступила в редакцию 17 января 2013 г.

УДК 681.3

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ С УЧЁТОМ ТЕРРИТОРИАЛЬНО-ЧАСТОТНОГО РАЗНОСА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

А.Д. Коробова, доцент, кафедра электроники, Воронежский гос. ун-т, тел.: (473) 252-79-25
Е.А. Хромых, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-08-33
А.В. Воронин, магистрант, кафедра электроники, Воронежский гос. ун-т, тел.: (473) 237-91-49

Предложен способ прогнозирования электромагнитной совместимости с учётом оценки электромагнитной обстановки в группировке радиоэлектронных средств. Делается прогноз расположения источников помех и их мощностей, приводящих к нарушению электромагнитной совместимости в диапазоне частот.

***Ключевые слова**: прогнозирование, электромагнитная совместимость, зоны приёма, нелинейные эффекты.*

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY FORECASTING WITH A GLANCE OF TERRITORY-FREQUENCY SPACING OF RADIO-ELECTRONIC DEVICES

A.D. Korobova, associate professor, Department of Electronics, Voronezh State University, tel.: (473) 252-79-25
E.A. Khromykh, senior research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 252-08-33
A.V. Voronin, undergraduate, Department of Electronics, Voronezh State University, tel.: (473) 237-91-49

The way of g electromagnetic compatibility forecasting with a glance of electromagnetic conditions estimation in radio-electronic device grouping is suggested. The forecast of interference sources and of their powers (that lead to electromagnetic compatibility disturbance in frequency range) is made.

***Key words**: forecasting, electromagnetic compatibility, reception areas, nonlinear effects.*

Оценка функционирования радиоэлектронных средств (РЭС) в современных условиях включает анализ их электромагнитной совместимости (ЭМС) в условиях сложной электромагнитной ситуации. Этот анализ предполагает учет различных нежелательных явлений в приемной системе (блокирования, интермодуляции, образования побочных каналов приема) в соответствии с документами, регламентирующими характеристики ЭМС [1, 2], а также возможности возникновения ряда дополнительных явлений, например (не)преднамеренного для данного радиоэлектронного средства радиоподавления.

Методика компьютерного моделирования электромагнитной обстановки (ЭМО) с учетом этих явлений предложена и описана авторами в [3–5]. Однако при оценке функционирования в сложной электромагнитной ситуации конкретного приемного РЭС может быть полезен также другой подход, основанный на прогнозировании ЭМО и ЭМС с учетом известных характеристик данного приемного РЭС и условий на радиотрассе. Такой подход рассматривается в настоящей работе. Он включает:

– прогноз формы и величины зоны, находясь в которой передающее РЭС может оказать приводящее к нарушению ЭМС влияние на рассматриваемую приемную систему;

– прогноз мощности передающего РЭС, при которой это средство может оказать приводящее к нарушению ЭМС воздействие на рассматриваемую приемную систему.

Ниже рассматривается прогнозирование обеспечения ЭМС при учете явлений блокирования, радиоподавления и образования побочных каналов приема.

1. Прогноз формы и величины зоны. Зоны действия помех, приводящих к нарушению ЭМС, можно оценить аналогично зонам приема, понятие которых было использовано ранее [3]. В соответствии со стандартным понятием зоны влияния передающего РЭС [1] зона действия приемного РЭС может быть определена как область пространства (для плоской группировки РЭС – территория), в которой данной приемной системой осуществляется прием сигнала передающего РЭС, расположенного в этой области, с излучаемой мощностью, большей или равной заданному параметру зоны.

Зона действия приемного РЭС в общем случае описывается известными соотношениями [6]. Согласно им в предположении изотропности ис-

точника излучения мощность на входе приемника в сферической системе координат имеет вид [6, 7]

$$P_{\text{пр}}(R,\varphi,\theta) = P_{\text{пер}}\, S(f)\, G_{\text{пр}}\,(f,\varphi,\theta)\, P(R), \qquad (1)$$

где $P_{\text{пер}}$ – излучаемая мощность передатчика, $S(f)$ – спектральная характеристика, включающая потери в АФУ, $G_{\text{пр}}$ (f,φ,θ) – коэффициент усиления приемной антенны, $P(R)$ – закон затухания сигнала на радиотрассе. Разработанные программные продукты [3] позволяют определять зоны влияния и приема при распространении сигнала практически по любой радиотрассе. Учет различных условий на разных участках трассы может быть осуществлен, в частности, при использовании составных функций для зависимости $P(R)$.

Так как границе зоны приема соответствует поверхность $P_{\text{пер}} = P_{00}$, то для определения формы зоны необходимо решить уравнение (1) при $P_{\text{пер}}(R,\varphi,\theta) = P_{00}$ для различных углов φ, θ. При использовании эмпирических степенных зависимостей для ослабления сигнала на трассе с показателем n и коэффициентом $K_{\text{тр}}$ вид зоны приёма определяется аналитически:

$$R\,(\varphi,\theta) = [S(f)\, \mathrm{G}_{\text{пр}}\,(f,\varphi,\theta)\, K_{\text{тр}}\, P_{00}/P_{\text{пр}}]^{1/n}, \qquad (2)$$

где $P_{\text{пр}} = KU_0$, U_0 – чувствительность приемника, K – коэффициент необходимого превышения уровня чувствительности.

В общем случае для сложных или выраженных в численном виде функций $G_{\text{пр}}$ (f,φ,θ) и $P(R)$ уравнение может быть решено численно. Совокупность значений R для всего диапазона изменения φ и θ определяет границу зоны действия приемного РЭС.

При учете радиоподавления (*зоны действия подавляющей помехи*) определяется зона пространства, при расположении внутри которой передатчика помехи с заданным уровнем и частотой наблюдается радиоподавление полезного сигнала заданной мощности.

При учете внеполосной помехи по блокированию (*зоны действия блокирующей помехи*) определяется зона пространства, при расположении внутри которой передатчика помехи с заданным уровнем и частотой наблюдается эффект с данными характеристиками (например, блокирование – подавление полезного сигнала на 3 дБ).

При учете помехи по побочному каналу (*зоны действия помехи по побочному каналу*) определяется зона пространства, при расположении внутри которой передатчика помехи с заданным уровнем и частотой данного побочного канала происходит прием помехи по побочному каналу.

В соответствии с введенными определениями при рассмотрении наземных РЭС и радиотрасс, описываемых произвольными соотношениями $P(R)$, зоны действия помех в общем случае определяются из решения следующего уравнения относительно расстояния от приемного РЭС R:

$$U_0/\, P_{00} = S(f)\, G_{\text{пр}}\,(f,\varphi)\, P(R), \qquad (3)$$

где $S(f) = (\, F^{\text{Н}}_{\text{ХЧИ}}(f)\, K_{\text{С}} K_{\text{РПД}} L_{\text{АФ}}(f))^{-1}$ при оценке действия помехи, осуществляющей радиоподавление;

$S(f) = (\, F^{\text{Н}}_{\text{ХЧИБ}}(f)\, D_{\text{бл}}\, L_{\text{АФ}}(f))^{-1}$ при оценке действия помехи, осуществляющей блокирование;

$S(f) = (\, F^{\text{Н}}_{\text{ХЧИ}}(f)\, L_{\text{АФ}}(f))^{-1}$ при оценке действия помех по побочным каналам;

$F^{\text{Н}}_{\text{ХЧИ}}(f)$ – нормированная характеристика частотной избирательности приемника, $K_{\text{С}} = P_{\text{С}}$;

$P_{\text{С}}$ – уровень полезного сигнала на входе приемника;

$K_{\text{РПД}}$ – критерий радиоподавления;

$L_{\text{АФ}}(f)$ – коэффициент, характеризующий потери в антенно-фидерном тракте ;

$F^{\text{Н}}_{\text{ХЧИБ}}(f)$ – нормированная характеристика частотной избирательности приемника по блокированию;

$D_{\text{бл}}$ – динамический диапазон по блокированию.

Для наземных радиотрасс, ослабление сигнала на которых может быть описано степенными зависимостями, аналогично (2) вид зон действия помех определяется аналитически, с учетом соотношений $S(f)$ (3), как

$$R(\varphi) = [S(f)\, \mathrm{G}_{\text{пр}}\,(f,\varphi)\, K_{\text{тр}}\, P_{00}/U_0]^{1/n}. \qquad (4)$$

Рассчитанные величина, форма и расположение зон действия помехи для данного приемного РЭС позволяют достаточно просто оценить возможность нарушения и обеспечения ЭМС с учетом расположения источника помех в пределах соответствующей зоны или вне ее: при расположении передающего РЭС внутри зоны ЭМС нарушается, при расположении вне зоны – обеспечивается.

При моделировании и визуализации ЭМО в целях прогнозирования ЭМС удобно использовать введенные в [4, 8, 9] трехмерные характеристики приемной системы, проведя учет различных механизмов действия помех. Такими характеристиками при оценках с учетом территориального разноса РЭС являются ТРАПы приемного РЭС, а при оценках с учетом территори-

ально-частотного разноса РЭС – ТЭМСы приемного РЭС.

При оценке приема полезного сигнала **ТРАП** [3, 4] **приемного РЭС** определяется как интегральная характеристика приемного РЭС и радиотрассы. При его формировании учитывается зона действия приемного РЭС (зона приема).

ТРАП приемного РЭС с учетом внеполосной помехи (в частности, по блокированию) определяет зону пространства (*зону действия блокирующей помехи*), при расположении внутри которой передатчика помехи с заданным уровнем и частотой наблюдается эффект с данными характеристиками (блокирование на 3 дБ) в зависимости от уровня помехи.

ТРАП приемного РЭС с учетом радиоподавления определяет зону пространства (*зону действия подавляющей помехи*), при расположении внутри которой передатчика помехи с заданным уровнем и частотой наблюдается радиоподавление полезного сигнала заданной мощности в зависимости от уровня помехи.

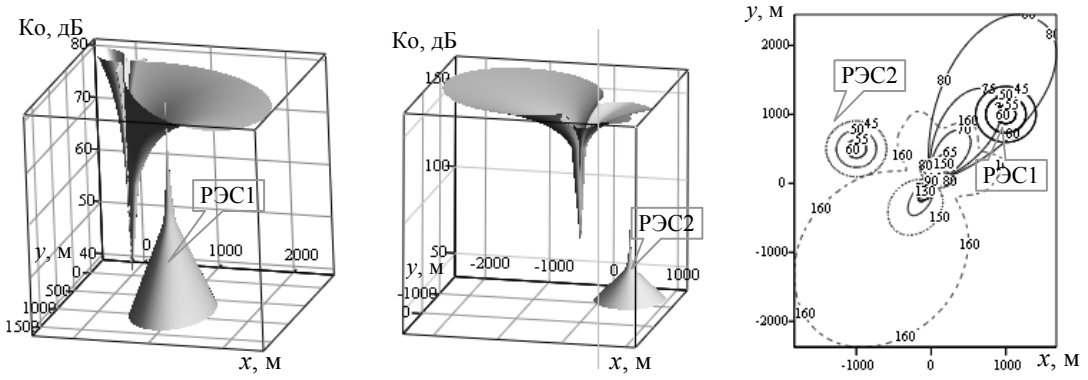
ТРАП приемного РЭС по побочному каналу приема определяет зону пространства (*зону действия помехи по побочному каналу*), при расположении внутри которой передатчика помехи с заданным уровнем и частотой данного побочного канала происходит прием помехи по побочному каналу в зависимости от уровня помехи.

При оценке ТРАПов, описывающих действие различных помех, необходимо учитывать приведенные ниже характеристики.

При учёте действия внеполосных помех, например блокирования, в $S(f)$ необходимо учитывать характеристику частотной избирательности приемника по блокированию (или динамический диапазон по блокированию для заданной частоты) и диаграмму направленности (ДН) приёмной антенны на рассматриваемых частотах. Полученные ДН приемной антенны, рассчитанные для рассматриваемых частот, коэффициент стоячей волны (КСВ) и значения динамического диапазона используются затем для построения ТРАПов и зон действия блокирующей помехи.

При учёте радиоподавления для $S(f)$ необходимо учитывать характеристику частотной избирательности приемника по основному каналу приема, а также уровень полезного сигнала и величину критерия радиоподавления.

При учёте побочных каналов приёма в $S(f)$ необходимо учесть характеристику частотной избирательности приемника в диапазоне частот, для наиболее «угрожающих» частот получить соответствующие ДН приёмной антенны и использовать их для построения ТРАПов и зон приема по побочным каналам.



а) б) в)

Рис. 1. Модель электромагнитной обстановки на основе использования ТРАПов в трехмерном виде (а – на частоте основного канала, б – на частоте зеркального канала) и их сечений (зон действия помех по соответствующим каналам), где сплошные линии соответствуют основному каналу, штриховые – зеркальному (в)

Рис. 1 иллюстрирует использование ТРАПов приемного РЭС с учетом основного и зеркального каналов. На рис. 1а и б показана модель электромагнитной ситуации на частоте основного и зеркального каналов приемника. Для иллюстрации применения модели для оценки ЭМС показаны также ТРАПы двух мешающих передающих РЭС, одно из которых излучает помеху на частоте полезного сигнала, второе – на частоте зеркального канала приемного РЭС. В качестве критерия зоны действия приемного РЭС использован уровень помехи на границе зоны P_{00}, пре-

вышающий величину чувствительности приемника U_0: $K_0 = P_{00}/ U_0$.

Рис. 1в показывает применение модели для оценки нарушения ЭМС за счет радиоподавления и образования побочных каналов приема. Например, предположим, что уровень полезного сигнала на входе приёмника превышает его чувствительность U_0 на величину ΔP_C = 5 дБ. При этом критерий радиоподавления $K_{РПД}$ = 5 дБ. Тогда подавление полезного сигнала помехой с излучаемой мощностью $P_П$ будет наблюдаться при расположении источника помех РЭС1 в зоне, соответствующей основному каналу и ограниченной кривой с параметром $K_0 = (P_П – U_0) + 10$ дБ. При расположении данного РЭС вне этой зоны ЭМС обеспечивается. Например, при указанном на рис. 1а расположении РЭС1 при излучаемой мощности помехи, превышающей чувствительность приемника на 120 дБ, будет наблюдаться радиоподавление полезного сигнала (рис. 1в – сплошные линии).

Образование побочных каналов приема происходит при расположении мешающего РЭС (РЭС2) в зоне, соответствующей зеркальному каналу и ограниченной кривой с критерием $K_0 = P_П$ (штриховые линии на рис. 1в). В частности, РЭС2 с таким же уровнем излучаемой мощности, как и РЭС1, на частоте зеркального канала приемника не приводит к нарушению ЭМС за счет образования побочного канала.

При неизвестном расположении мешающих РЭС возможно (рис. 1в) прогнозирование на местности зон, опасных с точки зрения нарушения ЭМС помехой с уровнем, соответствующим границе зоны.

Расчет зон действия сигналов по неосновным (побочным и внеполосным) каналам показывает значительное качественное и количественное отличие от зон приема по основному каналу. Это определяет необходимость их расчета при оценке ЭМО в условиях действия помех с учетом территориально-частотного разноса РЭС. При таких оценках и визуализации ЭМО и ЭМС удобно использовать введенные ранее трехмерные виртуальные структуры ТЭМС [3, 7, 8].

Тело ЭМС (ТЭМС) приемного РЭС является интегральной характеристикой приемной системы и отражает ее частотную и пространственную избирательность. Форма поверхности ТЭМС приёмного РЭС зависит от базовых функций, описывающих частотную избирательность приемного тракта и форму ДН его антенны, условия распространения сигнала по радиотрассе.

Ранее [3] использовались различные подходы к определению ТЭМС приемной системы. Для прогнозирования зон действия приемного РЭС удобно использовать подход к определению ТЭМС, при котором *ТЭМС приемной системы* [3, 10] определяется как интегральная характеристика приемного РЭС и радиотрассы аналогично ТРАПу приемного РЭС, но в зависимости от частоты. В этом случае ТЭМС описывает зависимость зоны действия приемного РЭС от частоты и строится в декартовой системе координат с реальными пространственными координатами x, y и виртуальной осью z, характеризующей частоту. Сечение ТЭМС плоскостью, параллельной x, y, показывает *зону действия РЭС для данной частоты*. Это сечение совпадает с сечением ТРАПа приемного РЭС для заданной чувствительности приемника и мощности передающего РЭС. Базовыми функциями являются характеристика частотной избирательности, характеристики зоны действия на основе ДН приемной антенны и характеристики радиотрассы с учетом изменения частоты.

Для оценки ЭМС с учетом неосновных излучений передатчиков, а также восприимчивости приемника по побочным каналам необходимо формирование ТЭМС приемного РЭС в большом диапазоне частот, включая частоты побочных каналов приема. В качестве базовых характеристик для построения ТЭМС с учетом побочных каналов использованы характеристика частотной избирательности (восприимчивости) (ХЧИ) приемника с учетом как основного, так и побочных каналов приема, диаграмма направленности приемной антенны с учетом изменения в зависимости от частоты и характеристики радиотрассы. Предложенная методика построения ТЭМС ПУ предусматривает численное задание характеристики частотной избирательности (например, по данным натурных испытаний или требованиям технического задания) и моделирование этой характеристики по стандартной методике [3, 5] с использованием разработанной программы.

В соответствии с данным выше определением и аналогично ТЭМС, описанным ранее, базовыми функциями для построения ТЭМС по блокированию являются характеристика частотной избирательности по блокированию (ХЧИБ), диаграмма направленности приемной антенны (с учетом зависимости ее формы от частоты) и характеристика радиотрассы. Базовыми функциями для построения ТЭМС с целью оценки радиоподавления являются характеристика частотной избирательности по основному каналу, диаграм-

ма направленности приемной антенны (с учетом зависимости ее формы от частоты) и характеристика радиотрассы.

В описанной формулировке ТЭМС показывает зависимость величины зоны действия помехи от частоты с учетом рассматриваемого эффекта (сечение ТЭМС, параллельное плоскости *xy*).

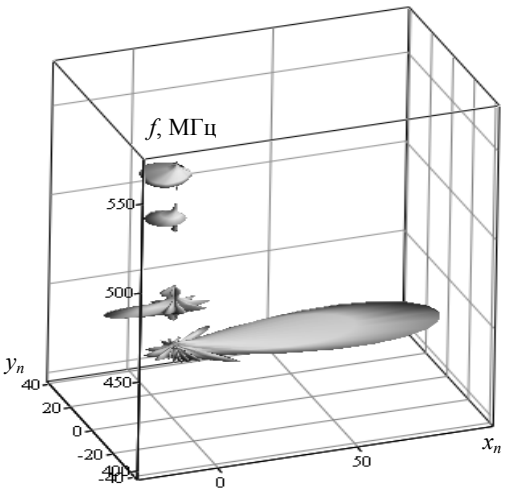
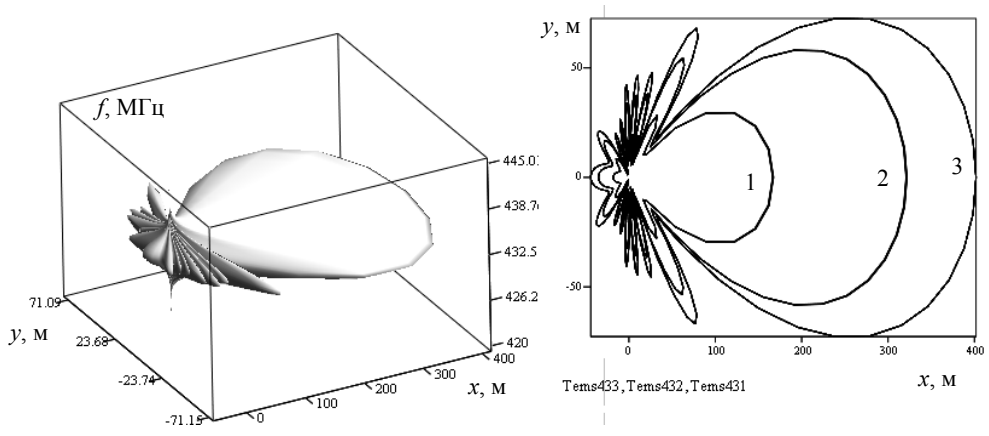


Рис. 2. Тело ЭМС приемного РЭС с частотой основного канала приема 433 МГц с учетом побочных каналов приема

Пример ТЭМС приемного РЭС с учетом побочных каналов в диапазоне частот приведен на рис. 2. Вследствие значительного различия величин зон действия по основному и побочным каналам для фиксированной мощности сигнала, которой соответствует данная характеристика, зоны действия приведены с нормировочными коэффициентами. Поэтому ТЭМС в данном виде может быть применено для оценочных расчетов и прогноза частотного разноса РЭС при моделировании ЭМС.

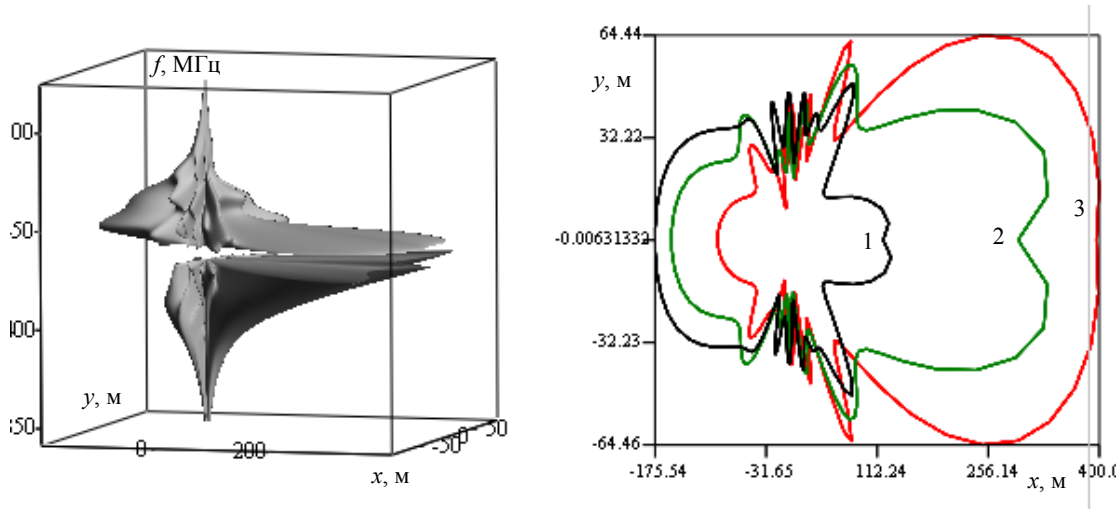
Для количественных расчетов величин зон действия помех с учетом различных нелинейных явлений и разных побочных каналов удобнее использовать ТЭМС для каждого участка диапазона частот в отдельности. Примеры ТЭМС и зон действия помех на рассматриваемое приемное РЭС с учетом влияния помехи по основному каналу, блокирования и действия помехи по зеркальному каналу показаны соответственно на рис. 3, 4, 5. Приведенные ТЭМС соответствуют приемному РЭС с частотой основного канала 433 МГц, чувствительностью (–)109 дБм, направленной антенной с коэффициентом усиления 15,8 дБi. В соответствии с примененной методикой [3] моделирование характеристик антенно-фидерного тракта проведено в программе электродинамического моделирования (для данного примера – в программе MMANA), моделирование характеристик приемника проведено аналогично [5], оценка и визуализация ЭМО проведены в системе MathCAD.

Для сравнения влияния помех, возникающих за счет различных явлений в приемном тракте, на рис. 3–5 показаны ТЭМС и их контурные графики для одинаковых максимальных величин зон действия помехи (400 м). Показанным примерам ТЭМС, в зависимости от частоты помехи и причины действия на приемник, соответствуют различные спектральные плотности мощности помех на соответствующих частотах: 1,68 мкВт (радиоподавление при расположении передатчика помехи в показанной зоне), 150 мВт (блокирование), 413 мВт (прохождение помехи по зеркальному каналу). Использование зон действия помех с учетом частоты аналогично примеру, приведенному на рис. 1.



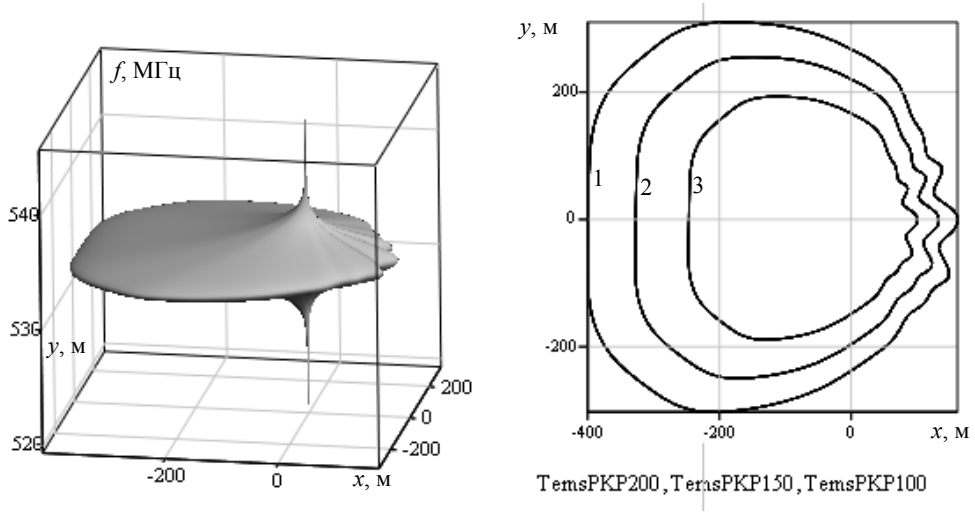
а) б)

Рис. 3. ТЭМС приемного РЭС с учетом действия сигнала по основному каналу приема (а) и его контурный график (зоны действия помехи, осуществляющей радиоподавление): 1 – при f = 431 МГц, 2 – при f = 432 МГц, 3 – при f = 433 МГц (б)



а) б)

Рис. 4. ТЭМС приемного РЭС с учетом блокирования (а) и его контурный график (зоны действия помехи, осуществляющей блокирование): 1 – при f = 448 МГц, 2 – при f = 442 МГц, 3 – при f = 438 МГц (б)



а) б)

Рис. 5. ТЭМС приемного РЭС с учетом действия помехи по зеркальному каналу приема (а) и его контурный график (зоны действия помехи, проходящей по зеркальному каналу приема: 1 – при f = 533 МГц, 2 – при f = 534 МГц, 3 – при f = 535 МГц (б)

В примерах на рис. 3–5 рассмотрен идеализированный случай распространения сигналов в свободном пространстве, для наглядности показа размера зон применен неравномерный масштаб расстояния. Для рассмотрения конкретной ситуации предусмотрен учет соответствующих реальным радиотрассам моделей, реальных масштабов и при необходимости – использование карты местности.

Пример прогноза зон действия помех на приемное РЭС с частотой основного канала 440 МГц и чувствительностью приемника 110 дБм с учетом радиоподавления, блокирования и образования побочных каналов приема в реальных условиях с использованием карты местности приведен на рис. 6. На рис. 6а показано размещение зон действия помехи с частотой основного канала приема 440 МГц, приводящей к радиоподавлению полезного сигнала (сплошная кривая), и зон действия помех, вызывающих блокирование и проходящих по зеркальному каналу приема (штриховые линии 1 и 2, соответствующие частотам 450 МГц и 500 МГц), в условиях городской застройки средней плотности с учетом карты городского массива. Сплошная кривая соответствует спектральной плотности мощности

помехи 1 мВт. Это соответствует осуществлению радиоподавления в зоне при размещении внутри нее РЭС с мощностью, большей или равной заданной, и обеспечению ЭМС с учетом радиоподавления за пределами зоны при наличии передающих РЭС с мощностью меньше указанной. Соразмерные с рассмотренной зоны действия помех, нарушающих работу приемника за счет возникновения нелинейных явлений, в данных условиях (рис. 6а) предполагают наличие помех с большими мощностями (более 100 Вт). При более реальных мощностях помех (до 10 Вт) размеры этих зон значительно уменьшаются (рис. 6б), что позволяет оценить «опасную» зону расположения источников внеполосных помех (в рассмотренном примере – до 100–200 м по блокированию и образованию зеркального канала).

а) б)

Рис. 6. Оценка зон действия помех различного уровня с учетом карты местности и застройки средней плотности (сплошные линии – зоны действия помехи, осуществляющей радиоподавление; 1 – зоны действия помехи, осуществляющей блокирование, 2 – проходящей по зеркальному каналу)

2. Прогноз мощности передающего РЭС, при которой это средство может оказать приводящее к нарушению ЭМС действие с учетом нелинейных явлений, также предполагает оценки с учетом территориально-частотного разноса, направления действия помехи, расстояния до источника помех и спектральных характеристик рассматриваемых РЭС.

Такой подход включает использование ТЭМС, показывающих восприимчивость приемной системы к помехам, и условия распространения помех по радиотрассе в диапазоне частот. Учет восприимчивости приемного РЭС к помехам можно провести аналогично учету реальной чувствительности в ТЭМС приемной системы [3]. Из определения реальной чувствительности приемной системы следует, что при рассмотрении системы в целом (как приемного РЭС с учетом антенно-фидерного тракта) чувствительность зависит от двух групп характеристик. Во-первых, это характеристики приемного тракта, определяющие частотную избирательность приемника и системы в целом. Во-вторых, характеристики антенно-фидерного тракта, определяющие пространственную избирательность вследствие наличия направленных свойств антенны и корректирующие частотные характеристики системы вследствие зависимости характеристик антенны и тракта от частоты. Форма поверхности ТЭМС приемного РЭС в этом подходе описывает зависимость реальной чувствительности ПУ при заданной чувствительности приёмника во всём диапазоне рабочих частот от частоты и направления на передающее РЭС.

Для прогноза мощности помехи, приводящей к нарушению работы приемного РЭС с учетом заданного эффекта, необходимо оценить мощность помехи в зависимости от расстояния от передающего РЭС, направления на это РЭС и частоты помехи. Два последних фактора учитываются характеристиками пространственной и частотной избирательности приемной системы с учетом рассматриваемого эффекта. Для учета зависимости от расстояния необходимо дополнить вычисления учетом условий распространения сигнала по радиотрассе.

При визуализации ЭМО и ЭМС можно использовать *ТЭМС прогноза мощности помехи*.

Это трехмерная характеристика, при построении которой используется зависимость восприимчивости приемника от частоты с учетом данного действия помехи (образующая ТЭМС). Для оценки помех с учетом радиоподавления используется характеристика восприимчивости по основному каналу, с учетом побочных каналов – характеристика избирательности в широком диапазоне частот, с учетом блокирования – характеристика частотной избирательности по блокированию. В плоскости, перпендикулярной оси z, в полярной системе координат с учетом ДН приемной антенны и соотношений, описывающих условия распространения сигнала, строится зависимость мощности предающего РЭС, при которой происходит нарушение работы приемной системы из-за данного эффекта, от направления для данной частоты.

Вид ТЭМС прогноза мощности помехи, действующей по основному каналу (осуществляющей радиоподавление), по зеркальному каналу и приводящей к блокированию полезного сигнала, на примере рассматриваемого приемного РЭС приведен на рис. 7 а, б, в соответственно.

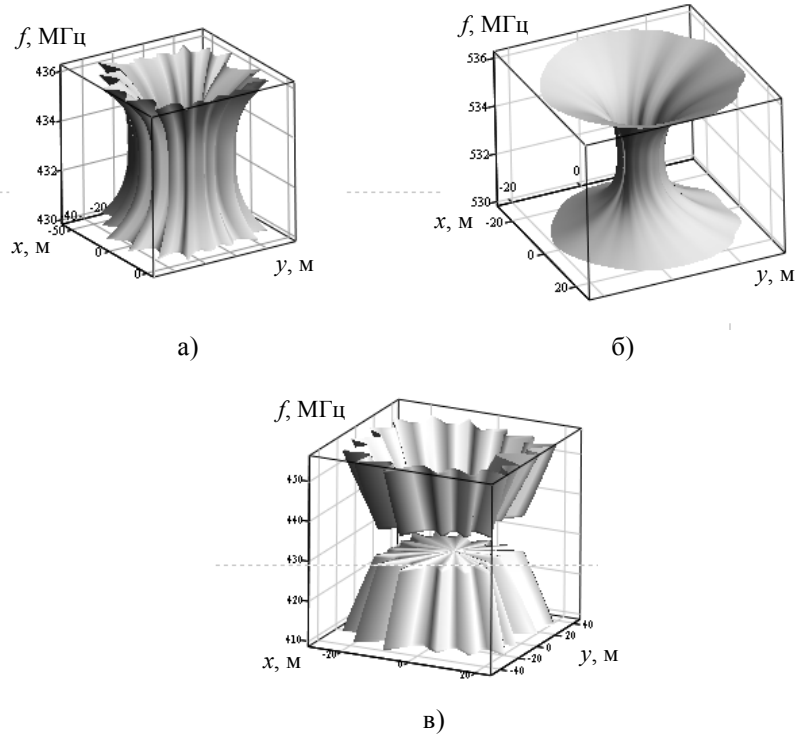


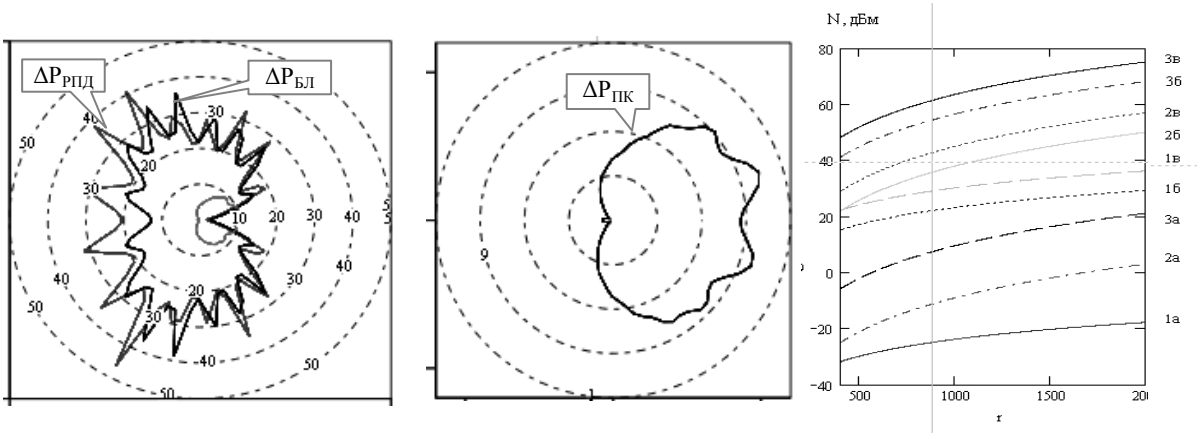
Рис. 7. Трехмерный вид ТЭМС прогноза мощности помехи, осуществляющей радиоподавление (а), проходящей по зеркальному каналу (б) и приводящей к блокированию полезного сигнала (в)

ТЭМС прогноза мощности помехи в трехмерном виде могут быть использованы в аналогичной методике [3, 5] для наглядных оценок в диапазоне частот.

ТЭМС прогноза мощности помехи является виртуальным объектом. Вследствие этого при учете размещения РЭС в реальных условиях, в том числе при использовании карты местности, эта характеристика размещается в точке с координатами приемного РЭС в декартовой системе с учетом ориентации приемной антенны и дополняется шкалой для оценки изменения мощности в зависимости от направления.

Детальные количественные оценки уровней помех, приводящих к нарушению работы приемного РЭС по заданному критерию, можно провести по сечению ТЭМС прогноза для данной частоты и данного эффекта. Количественно уровень помехи определяется величиной радиус-вектора в направлении на передающее РЭС в полярной системе координат с началом в точке расположения приемной системы в плоскости, параллельной плоскости xy, с координатой z, соответствующей рассматриваемой частоте. Для оценок предусмотрено построение измерительной сетки.

Применение ТЭМС прогноза мощности помехи иллюстрируется на рис. 8. Вид ТЭМС прогноза позволяет качественно оценить наиболее опасные частоты и направления влияния помех, выявить наиболее опасные механизмы их воздействия.



а) б) в)

Рис. 8. Контурные графики нормированных ТЭМС прогноза мощности помехи (а – сравнение ТЭМС прогноза мощностей помехи, приводящей к радиоподавлению, блокированию и проходящей по зеркальному каналу; б – ТЭМС прогноза мощности помехи, проходящей по зеркальному каналу); в – нормировочные графики для разных видов радиотрасс: кривые 1 а, б, в – свободное пространство, 2 а, б, в – пересеченная местность, 3 а, б, в – застройка для радиоподавления (а), для зеркального канала (б), блокирования (в)

Прогноз с количественными оценками можно осуществить в следующем порядке:

1. Проводится выбор ТЭМС (рис. 7) и механизма воздействия помехи согласно прогнозируемой частоте помехи $f_П$ (радиоподавление, блокирование, прохождение по побочному каналу приема). При этом может быть использован общий вид ТЭМС в диапазоне частот (рис. 2).

2. Осуществляется прогноз мощности помехи, нарушающей работу приемного РЭС за счет действия мешающего РЭС с прогнозируемой частотой и расположенного в прогнозируемом направлении, с применением сечения ТЭМС на данной частоте и определение по измерительной сетке нормированного значения ТЭМС в дБ для данного направления $\Delta P(\varphi)$ (рис. 8 а, б), а также с учетом затухания на радиотрассе для прогнозируемого направления φ и расстояния R – $P(\varphi,R)$.

3. Определяется прогнозируемая мощность помехи, в зависимости от механизма ее действия, как сумма значений мощности нормированного ТЭМС в заданном направлении и нормировочного коэффициента для данных параметров приемного РЭС и радиотрассы (рис. 8) в соответствии с соотношениями:

$P_П$, дБм = $\Delta P_{РПД}(\varphi)$, дБ + $N_{РПД}$, дБм – для радиоподавления;

$P_П$, дБм = $\Delta P_{бл}(\varphi)$, дБ + $N_{бл}$, дБм – для блокирования;

$P_{П\ ПК}$, дБм = $\Delta P_{ПК}(\varphi)$, дБ + $N_{ПК}$, дБм – для действия помехи по побочному каналу приема,

где $N_{РПД}$, дБм = U_0, дБм – $G_{прМАХ}$ ($f_П$), дБ + + $P(\varphi,R)$, дБ + ($\Delta P_С$, дБ + $K_{РПД}$, дБ);

$N_{бл}$, дБм = U_0, дБм + $D_{бл}$, дБ – $G_{\ прМАХ}(f_П)$, дБ + + $P(\varphi,R)$, дБ;

$N_{ПК}$, дБм = U_0, дБм + ($F^{Н}_{ХЧИБ}(f_П)$, дБ – $F^{Н}_{ХЧИ}(f_{осн})$, дБ) – $G_{\ прМАХ}(f_П)$, дБ + $P(\varphi,R)$, дБ;

$G_{прМАХ}$ ($f_П$), дБ – максимальное значение $G_{пр}(f,\varphi)$ на данной частоте $f_П$.

Приведенные соотношения описывают ТЭМС прогноза мощности помехи без дополнительной нормировки. В зависимости от конкретной задачи более удобным может быть непосредственное определение мощности помехи, нарушающей ЭМС, по ТЭМС прогноза в абсолютных величинах или совместное использование нормированных ТЭМС и нормировочных графиков (рис. 8). Первый случай предусматривает, например, стационарные условия на радиотрассе, второй предполагает возможность изменения условий на трассе или недостаточно точные исходные данные с возможностью оценок диапазона мощностей помех. Например, для рассматриваемого приемного РЭС согласно рис. 8 минимальная мощность помехи, приводящей к радиоподавлению по рассмотренным критериям, для расположения мешающего средства на пересеченной местности при расстоянии 1 км составляет –7 дБм, а при его перемещении до 600 м (рис. 8в) уменьшается до (–)18 дБм, для большей части направлений опасность для обеспечения ЭМС представляют помехи с мощностью больше –27 дБм. С

точки зрения действия внеполосных помех нарушение ЭМС в рассмотренном примере может произойти при значительных мощностях помех (со спектральной плотностью, превышающей десятки Вт/кГц), что свидетельствует о необходимости учета этих явлений только на меньших расстояниях.

Моделирование и визуализация рассмотренных для прогноза характеристик (ТРАПов приемного РЭС с учетом действия помех, ТЭМС приемного РЭС и ТЭМС прогноза мощности помехи), расчет конкретных примеров проведены в соответствии с методикой оперативной оценки ЭМО на основе комплексного использования средств компьютерного моделирования: программ электродинамического моделирования характеристик антенн, программ машинной графики и программ, разработанных в системе MathCAD.

В целях прогнозирования электромагнитной совместимости с учетом электромагнитной обстановки в группировках РЭС при заданных характеристиках приемного РЭС:

– проведена модификация и моделирование ранее введенных трехмерных характеристик, описывающих ЭМО в группировках РЭС (ТРАП приемного РЭС), с учетом различных механизмов действия помех на приемник в диапазоне частот;

– для удобства прогноза в диапазоне частот предложены и смоделированы характеристики для оценки действия помех в диапазоне частот с учетом основного канала приема (для оценки возникновения радиоподавления) и неосновных каналов приема (для оценки блокирования и действия по побочным каналам) – ТЭМС приемного РЭС с учетом зон действия помех, ТЭМС прогноза мощности помех;

– предложена методика прогнозирования, позволяющая провести оценки зон действия помех, приводящих к радиоподавлению, блокированию, воздействию по побочному каналу приема, и оценки уровней помех, приводящих к нарушению ЭМС;

– приведены примеры применения методики визуализации прогнозирования с учетом конкретных условий на радиотрассе и карты местности.

Литература:

1. ГОСТ 23611-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения.

2. ГОСТ 23872-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Номенклатура параметров и классификация технических характеристик.

3. *Коробова А.Д.* Применение компьютерного моделирования для оценки ЭМО в группировках РЭС / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых / ОАО «Концерн» Созвездие». – Воронеж, 2012. – 220 с.

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

5. *Коробова А.Д.* Учёт нелинейных характеристик приёмных и передающих устройств при оценке ЭМО / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых, М.В. Кузьмин // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 2. – С. 10–16.

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

7. *Коробова А.Д.* Учет направленных свойств приемопередающих антенн при компьютерном моделировании ЭМО / А.Д. Коробова, Е.А. Хромых // Радиотехника. – 2012. – Вып. 8. – С. 54–61.

8. Тела ЭМС передающих и приёмных устройств / А.Д. Коробова [и др.]. // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 102–110.

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

10. *Артемов М.Л.* Особенности моделирования радиопеленгаторов в трёхмерной области / М.Л. Артемов, А.Д. Коробова, Е.А. Хромых // Антенны. – 2010. – № 6. – С. 4–12.

Статья поступила в редакцию 16 января 2013 г.

УДК 621.372

МЕТОДОЛОГИЧЕСКАЯ ПЛАТФОРМА СИНТЕЗА ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЕЙ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМАЛЬНОЙ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ

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

С целью обеспечения эффективного использования сетевых ресурсов и достижения максимальной производительности предложена методологическая платформа синтеза транспортных сетей на основе структурных и функциональных преобразований, оптимизации показателей качества информационного обмена и адаптивного управления состоянием распределенных систем.

Ключевые слова: *оптимизация, производительность, управление, синтез структуры, функциональные преобразования, адаптивное управление.*

METHODOLOGICAL PLATFORM FOR TRANSPORT NETWORK SYNTHESIS ACCORDING TO MAXIMUM PERFORMANCE CRITERION

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

To ensure efficient use of network resources and to achieve maximum performance, synthesis methodological platform of transport networks based on structural and functional transformations, on optimizing the quality level of information exchange and on adaptive management of distributed system state is proposed.

Key words: *optimization, performance, management, structure synthesis, functional transformation, adaptive management.*

Бурное развитие телекоммуникационных систем и сетей, появление новых сетевых технологий обострило проблемы оценки их производительности [1]. Говоря о сложности возникших проблем, Э. Таненбаум отмечает [2]: «К сожалению, понимание производительности вычислительных сетей представляет собой скорее искусство, нежели науку. Теоретическая база, допускающая хотя бы какое-либо практическое применение, очень мала». Наблюдается тенденция, когда практическая оценка производительности существующей транспортной инфраструктуры современных сетей опережает методологию проектирования и выбора требуемой производительности. Отметим тот факт, что в современной цифровой технике телекоммуникаций оценка производительности менее развита, чем в других отраслях техники [3]. Исследование проблем вычислительных систем (ВС) обычно связывают с появлением теоретических и практических результатов, изложенных в [3]. В настоящее время известны работы, которые внесли существенный вклад в развитие теории производительности вычислительных систем и сетей [1, 4, 5, 6 и др.]. Известен метод контуров [6], позволяющий:

1. Определять следующие этапы: описание структуры и функциональной схемы ВС; представление графовой модели ВС; описание структуры трафика транзакций; составление и решение линейных и нелинейных уравнений баланса; определение функциональных характеристик ВС; расчет динамических параметров узлов коммутации (УК).

2. Осуществлять расчет: производительности элементов ВС; производительности УК; комплексной производительности ВС; рабочей производительности ВС; пиковой производительности ВС; предельной производительности ВС для рассматриваемого типа транзакций при пиковой нагрузке.

Однако в [6] используется модель узла сети в виде СМО M/M/1 (бесконечная буферная память), что не позволяет проводить оценку потерь пакетов, и не предполагается мер по ослаблению влияния самоподобного трафика на производительность, что для практических целей является чрезвычайно важным.

Известны методы [7], позволяющие улучшить производительность экспериментальным путем. Разработаны тестовые задания и методики, позволяющие объективно оценивать уже существующую сетевую инфраструктуру. Выделяются два основных типа тестирования: компонентное и интегральное. Первый тип подразумевает тестирование отдельных элементов сети. Определяется производительность процессоров, подсистем хранения информации, сервера, но без учета полезной нагрузки в виде того или иного бизнес-приложения [8]. Интегральный подход характеризуется оценкой производительности

сетевого решения в целом – как его программной, так и аппаратной частей. При этом может применяться как бизнес-приложение, которое будет использовано в конечном решении, так и некоторые модельные приложения, эмулирующие отдельные стандартные бизнес-процессы и нагрузки [8]. Однако для реальной оценки производительности, особенно на этапе проектирования транспортных сетей (ТС), данные методы являются малопригодными.

Известен метод выбора аппаратно-программных средств на основе Z-преобразований, позволяющий для конкретных производящих функций получать аналитические соотношения для среднего значения и дисперсии числа ячеек, находящихся в системе для стационарного режима [9]. Однако для определения реальной производительности созданной топологической структуры и ее синтеза по критерию достижения максимальной производительности этот метод не дает положительных результатов.

Особенностью ТС является объединение в единую систему узлов коммутации, серверов, каналообразующих средств, расположенных на значительных расстояниях друг от друга и реализующих различные функции [1]. Трудность оценки производительности состоит в том, что большое количество разнообразных узлов объединяются в транспортные структуры различными способами. Проблема усугубляется тем, что каждый элемент ТС является уникальным и имеет вполне определенный набор характеристик и ограничивающих требований, а их объединению с использованием конкретной топологической структуры соответствует своя производительность (свойство эмерджентности). Декомпозиция обобщенного сетевого решения ТС позволяет выделить производительность отдельных элементов, узлов коммутации, каналов связи, транспортных сетей.

Производительность каждого элемента транспортной сети зависит от частоты тактового процессора, времени выполнения логических и арифметических операций процессора, применяемых программных средств. Программные средства, в свою очередь, характеризуются своим набором характеристик, которые, в зависимости от специфики выполняемых задач, в общем случае могут быть уникальными.

Производительность УК, используемых в сетях связи следующего поколения, определяется количеством IP-пакетов, которые обрабатываются за одну секунду, где УК рассматривается в виде СМО [10]. Производители телекоммуникационного оборудования разрабатывают УК нескольких типов, различающихся номиналами производительности, образующими ряд Π_1, Π_2,…, Π_L [10]. Известен подход к выбору номинала производительности для каждого УК k-го типа (Π_k, $k = \overline{1, L}$), в котором Π_k должен удовлетворять условию $\Pi_k \geq \mu$, где μ – интенсивность обслуживания IP-пакетов, учитывающая заданные показатели качества [10]. Для оценки интенсивности обслуживания анализируется среднее время задержки IP-пакетов (IPTD, IP packet transfer delay) при их передаче между интерфейсами пользователь–сеть и задается значение IPDV (IP packet delay variation), определяющее вариацию времени задержки IP-пакетов. Для расчета этого параметра из 0,999-го квантиля функции распределения времени задержки IP-пакетов t_p вычитается величина минимально возможной длительности передачи IP-пакетов $t_{\min}$ [10]. По норме IPTD оценивается интенсивность обслуживания μ_{IPTD}, которая выбрана таким образом, чтобы средняя задержка IP-пакетов не превышала заданного порога, а норма на IPDV позволяла бы найти такое минимальное значение μ_{IPDV}, при котором величина вариации задержки IP-пакетов соответствует заданным требованиям. При известных величинах μ_{IPTD} и μ_{IPDV} определяется интенсивность $\mu = \max\{\mu_{IPTD}, \mu_{IPDV}\}$ [10], однако как достичь требуемой производительности в реальной обстановке, в [10] не указывается.

Производительность каналов связи обычно характеризуется скоростью передачи потока пакетов. С целью максимизации производительности, при безусловном выполнении требований к качеству доставки сообщений, необходимо реализовать эффективные механизмы управления битовыми потоками в транспортных сетях. Необходимы аналитические методы и имитационные модели оптимизации скорости передачи битового потока источником информации, позволяющие выбрать оптимальные скорости передачи битового потока, учитывающие заданные показатели качества, и оптимизировать коэффициенты загрузки каналов.

Важнейшим фактором, влияющим на производительность транспортных сетей, является синтезированная топологическая структура, особенности которой учитываются в результате решения оптимизационной задачи, например, по критерию среднего времени задержки или максимальной вероятности отказа в обслуживании пакетов, которые являются качественными показателями. Эти параметры непосредственно влияют на производительность. Поэтому учет топологических особенностей является особенно актуальным при расчете количественных значе-

ний реальной производительности. Необходимо осуществить оптимизацию управления канальными, буферными ресурсами, пропускной способностью каналов связи.

Важным моментом синтеза ТС является отнесение их к классу стохастических нестационарных систем ввиду стохастических свойств сетевого трафика. При проведении исследований обычно общую нестационарную, нелинейную, стохастическую модель сужают к более простой, представляя всю систему или ее часть детерминированной, линейной. Учет свойств трафика служб современных ТС является еще одной проблемой, оказывающей влияние на производительность. Суть проблемы – наличие «тяжелых хвостов» в трафиковых структурах, порожденных обработкой данных современных приложений, требующих разработки новых методов для выравнивания сетевой нагрузки в линиях связи и ослабления их влияния на производительность.

Исходя из проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

1. Научно-методический аппарат оценки реальной производительности ТС базируется на построении формальных моделей, описываемых зависимостями $V_{ij} = F_{ij} + d_1\sqrt{F_{ij}}$ и использующих модель СМО типа M/M/1 с бесконечной очередью, где V_{ij} – пропускная способность канала между узлами i и j; F_{ij} – поток в этом канале. Он позволяет получить качественный показатель сети – среднюю задержку $T_{\text{ср}}$ в виде $T_{\text{ср min}} = \frac{1}{d_1\gamma}\sum_{ij=1}^{k}\sqrt{F_{ij}}$, где γ – трафик сети, k – число узлов сети. Однако такой подход не позволяет найти вероятность отказа в обслуживании пакетов и оценить реальную производительность, а также учесть влияние самоподобного трафика на качественные показатели сети.

2. Известные структурно-сетевые модели оценки производительности для наиболее общих условий функционирования (учитывающие самоподобие и долговременную зависимость) на основе СМО M/M/m/n и функциональных преобразований трафика не разработаны.

3. Необходимо разработать научно-методический аппарат оценки реальной производительности ТС на основе обобщения известных и разработки принципиально новых подходов, учитывающих структурные и функциональные преобразования, перспективные методы адаптивного управления состоянием распределенных систем для получения зависимостей $f(\chi_c, n, m) = 0$. Требуется найти взаимную связь между параметрами χ_c (определяет эффективность использования каналов при обслуживании самоподобного трафика), n (число каналов в каждом направлении передачи) и m (объем буферного пространства в каждом узле) и определить реальную производительность $\Pi_{\text{реал}} = \Pi(\chi_c, n, m)$, минимальную задержку $T_{\min} = T(\chi_c, n, m)$ и вероятность отказа $P_{\text{отк}}$ в обслуживании пакетов.

В настоящей статье предлагается методологический подход, учитывающий приведенные выше недостатки научно-методического аппарата, который положен в основу достижения максимальной производительности ТС.

Теоретическая база синтеза транспортных сетей

При решении задачи синтеза ТС по критерию максимальной производительности использовалась следующая научная и теоретическая база:

1. Законы и показатели, объективно существующие при решении задач синтеза структуры и оптимизации параметров транспортных сетей.

2. Вероятностный подход, теория графов, модели СМО и метод статистических испытаний (метод Монте-Карло), нашедшие в практической деятельности чрезвычайно широкое применение.

3. Аналитические методы при формировании и преобразовании трафиковых структур.

4. Методы адаптивного управления распределенными системами.

5. Управление, базирующееся на методах статистической теории принятия решений, гарантирующих наивысшую (байесовскую) точность по сравнению с другими методами.

6. Методы теории распознавания образов и применение принципа поэтапной классификации состояния системы, обеспечивающие минимальный объем управляющей информации.

7. Теория выбросов случайных процессов и вариационного исчисления для решения задач управления скоростью битового потока.

8. Теория дифференциального исчисления и методы нелинейного программирования при решении потоковых задач в сетевой интерпретации.

9. Функциональные преобразования с целью получения экспоненциального закона распределения интервалов между пакетами, имеющими произвольные законы распределения (в том числе законы распределения, обладающие самоподобными свойствами).

Методологическая платформа синтеза транспортных сетей по критерию максимальной производительности представлена на рис. 1.

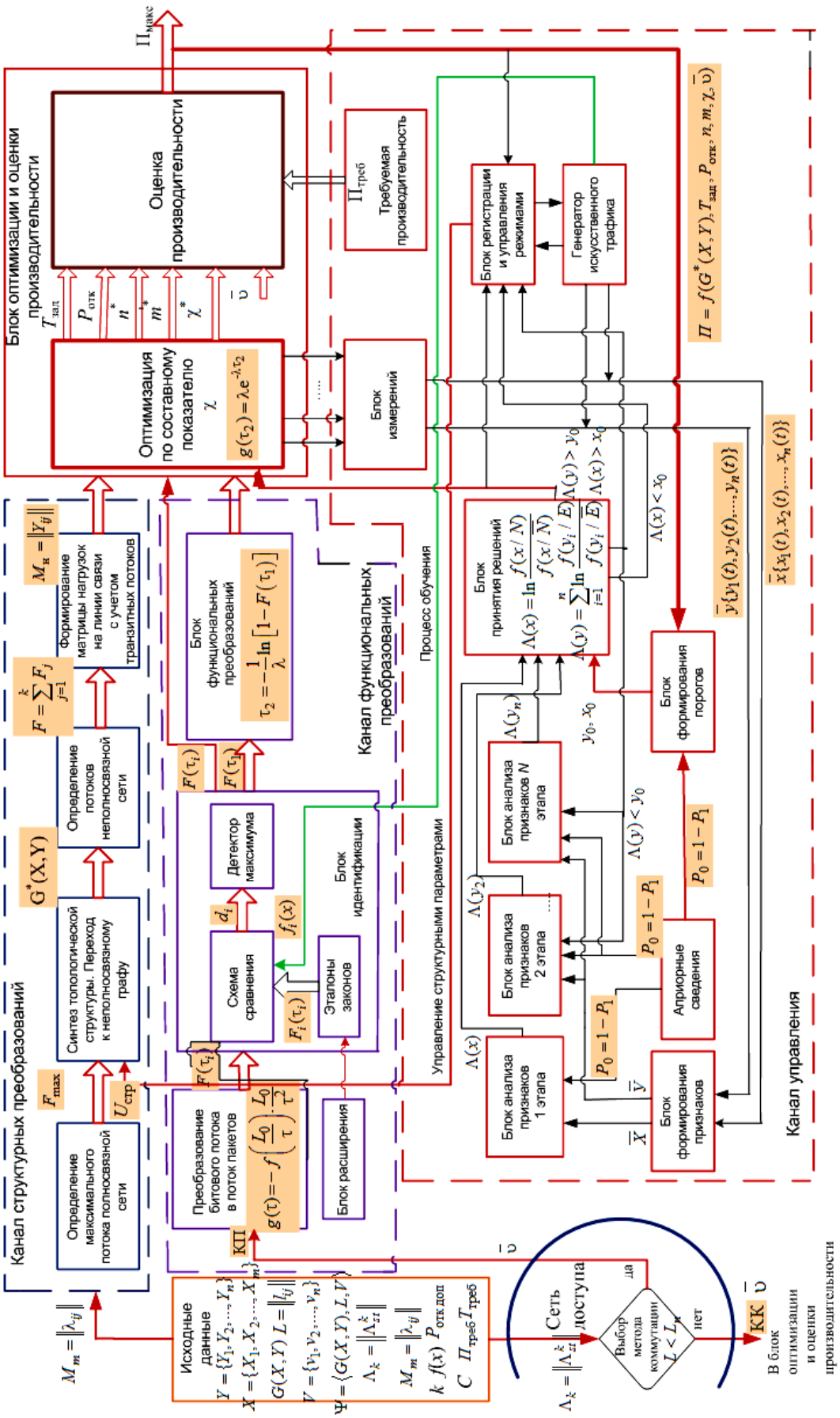


Рис. 1. Методологическая платформа синтеза производительности транспортных сетей

Методологическая платформа синтеза транспортных сетей по критерию максимальной производительности включает в себя:

1. Исходные данные, необходимые для решения задач синтеза: $Y=\{Y_1,Y_2,...,Y_n\}$ – множество вершин графа, соответствующих узлам коммутации, число узлов коммутации k и их размещение; $X=\{X_1,X_2,...,X_m\}$ – множество ребер графа, соответствующих межузловым линиям связи; $G(X,Y)$ – ресурсный граф, отражающий топологию сети; наличие исходной структуры – начальная структура сети отсутствует; $L=\left\|l_{ij}\right\|$ – матрица, определяющая возможное множество длин ветвей сети; $\Psi=<G(X,Y),L,V>$ – множество допустимых вариантов структуры сети; $\Lambda_k=\left\|\Lambda_{st}^k\right\|$, $k=\overline{1,R}$, $s,t=\overline{1,R}$ – матрица тяготений по каждому k-му приоритету поступающего потока сообщений; тяготения между УК, задаваемые матрицей тяготений $M_m=\left\|\lambda_{ij}\right\|$; вероятности связности УК $P_{\text{св }ij}$; ограничения обслуживаемого трафика: по средней задержке $T_{\text{треб}}$ и вероятности отказа в обслуживании пакетов $P_{\text{отк доп}}$; законы распределения интервалов времени между пакетами $F(\tau_i)$; стоимость сети C; $C=C_1+C_2$ – множество, определяющее общие затраты на создание транспортной сети; C_1 – множество, определяющее затраты на аренду линий связи; C_2 – множество, определяющее затраты на эксплуатацию узлов коммутации; требуемая производительность $П_{\text{треб}}$.

2. Канал структурных преобразований, в котором определяется оптимальный граф $G(X^*,Y^*)$ и формируется матрица нагрузок, учитывающая транзитные потоки. Оптимизация графа предполагает решение следующих задач: выбор оптимальных пропускных способностей при заданных потоках линий связи, минимизирующих среднюю задержку; определение оптимальных потоков при заданных пропускных способностях линий связи, минимизирующих среднюю задержку; совместную оптимизацию потоков и пропускных способностей линий связи; статическое распределение потоков в полносвязной сети; переход от полносвязной структуры к структуре ограниченной связности (синтез матрицы связности); синтез структуры транспортной сети с учетом существующих фрагментов (при необходимости); формирование матрицы нагрузок на линии связи с учетом транзитных потоков.

Путем решения задачи линейного программирования с использованием матрицы тяготений между узлами коммутации полносвязной сети определяется максимальный поток $F_{\max}$ от узла-источника к узлу-приемнику. Далее решается задача синтеза топологической структуры по критериям: средней задержки; структурной надежности; пропускной способности; оптимального распределения потоков в линиях связи; совместной оптимизации потоков и пропускных способностей линий связи; передачи наибольших объемов трафика; стоимости. Результатом решения задачи синтеза является граф неполносвязной структуры $G^*(X,Y)$, определяемый матрицей связности $M_{\text{св}}$, который дает возможность перейти к определению максимального потока в сети ограниченной связности. Полагая потоки в отсутствующих линиях связи полносвязной сети равными нулю, осуществляется переход от потоковой модели полносвязной структуры к потоковой модели структуры ограниченной связности $F=\sum_{j=1}^{k}F_j$. С использованием матрицы тяготений M_m, матрицы связности $M_{\text{св}}$ и заданного числа транзитных узлов в маршруте определяются нагрузки на линии связи. Далее формируется матрица нагрузок $M_{\text{н}}=\left\|Y_{ij}\right\|$ и определяется общая суммарная нагрузка на линии связи в предположении, что каждый узел одновременно является источником и приемником. Полученные нагрузки линий связи Y_{ij} являются исходными данными для решения задачи оптимизации сетевых ресурсов в блоке оптимизации и оценки производительности. Управление структурными параметрами сети, определяемой графовой моделью $G^*(X,Y)$, реализуется с использованием управляющего воздействия $U_{\text{стр}}$ блока регистрации и управления режимами канала управления.

Преобразования, осуществляемые в канале структурных преобразований, проиллюстрированы на рис. 2.

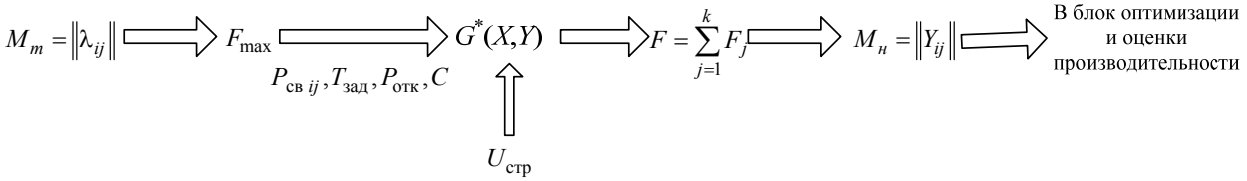


Рис. 2. Преобразования канала структурных преобразований

3. Канал функциональных преобразований, предназначенный для решения задач функциональных преобразований трафика. Он необходим для преобразования произвольного закона распределения интервалов времени между пакетами поступающего битового потока $f(x)$ в экспоненциальный закон $g(\tau_2) = \lambda e^{-\lambda\tau_2}$, что позволяет использовать в качестве модели ТС СМО типа M/M/n/m.

Вначале битовый поток $f(x)$ преобразуется в поток пакетов $F(\tau_i)$ с использованием аналитического выражения $g(\tau) = G'(\tau) = -f\left(\frac{L_0}{\tau}\right)\cdot\frac{L_0}{\tau^2}$, где L_0 – длина пакетов в бит; τ – интервал времени между пакетами. Далее поток пакетов $F(\tau_i)$ поступает на схему сравнения блока идентификации. Происходит идентификация полученного закона распределения интервалов времени между пакетами τ, которые определяют его статистические свойства, то есть отнесение его к одному из известных классов трафика, заданных эталонами. Фактически решается задача распознавания образов – задача отнесения текущего закона распределения к одному из классов алфавита, заданного эталонами $F_i(\tau_i)$, причем расстояние между классами задается параметром d_i. Параметр d_i определяет точность решения задачи идентификации, используя условие $d_i(x) > d_j(x)$, $\forall i \neq j$. Таким образом, объект x будет зачислен в класс i при выполнении этого условия для всех классов j.

При настройке модели используется режим обучения с целью проверки корректности работы блока идентификации. На схему сравнения подается поток пакетов $f_i(x)$ с генератора искусственного трафика с заранее известными законами распределения интервалов времени между пакетами, и осуществляется анализ точности работы блока идентификации. Далее осуществляется функциональное преобразование полученного закона распределения интервалов времени потока пакетов $F_i(\tau_1)$ в экспоненциальный закон $g(\tau_2) = \lambda e^{-\lambda\tau_2}$, где $\tau_2 = -\frac{1}{\lambda}\ln\left[1 - F(\tau_1)\right]$.

Принципиальным является то, что данная модель может осуществлять преобразование любого известного аналитического закона в любой другой закон. В случае, когда блок идентификации обнаружит закон распределения интервалов времени потока пакетов, имеющего тяжелые хвосты (самоподобный поток), появляется возможность ослабить влияние самоподобного процесса и устранить долговременную зависимость, осуществив преобразование потока пакетов в тот закон, который не имеет тяжелых хвостов (например, в равномерный или экспоненциальный). В данном случае применяемый в модели экспоненциальный закон распределения интервалов времени потока пакетов определяет соответствующий тип используемой СМО M/M/n/m. Если использовать равномерный закон распределения интервалов времени потока пакетов, то, соответственно, тип СМО будет M/D/n/m.

Алфавит классов используемых законов может быть расширен или изменен за счет добавления или изменения алфавита классов из блока расширения канала функциональных преобразований.

Операции, реализуемые в канале функциональных преобразований, проиллюстрированы на рис. 3.

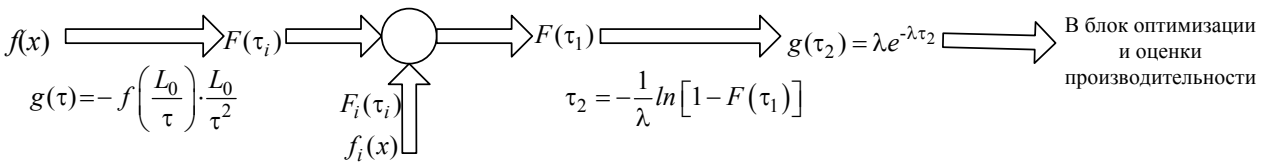


Рис. 3. Преобразования канала функциональных преобразований

4. Канал управления, использующий поэтапный принцип принятия решений при определении производительности транспортных сетей. Он позволяет достичь наивысшей (байесовской) точности при решении оптимизационных задач и минимизировать объем циркулирующей по сети управляющей информации.

Блок измерений. В блоке измерений формируется пространство исходного описания параметров блока оптимизации и оценки производительности. Осуществляется измерение параметров $\bar{x}\{x_1(t), x_2(t), ..., x_n(t)\}$ обнаружителя нормального и аномального состояния и параметров $\bar{y}\{y_1(t), y_2(t), ..., y_n(t)\}$ распознавателя нормального и экстремального состояния ТС. Эти параметры преобразуются в блоке формирования признаков в признаки обнаружителя $\bar{X}$ и в признаки распознавателя $\bar{Y}$.

В блоке анализа признаков 1-го этапа вычисляется отношение правдоподобия $\Lambda(x)$, а в блоках анализа признаков 2-го и последующих этапов – отношение правдоподобия $\Lambda(y_i)$. Вычисленные значения отношений правдоподобия 1-го, 2-го и последующих этапов сравниваются в блоке принятия решений с порогами x_0 и y_0, подаваемыми из блока формирования порогов. Априорные вероятности исправного P_0 и неисправного P_1 состояния ТС подаются из блока априорных сведений, причем $P_0 + P_1 = 1$. Результаты сравнения значений отношений правдоподобия $\Lambda(x)$ и $\Lambda(y_i)$ с порогами в блоке принятия решений подаются на блок оптимизации и оценки производительности, а также в блок регистрации и управления режимами, где осуществляется управление и выбор необходимого режима. Реализуется четыре режима работы канала управления: обучение; текущий контроль параметров; оценка ошибок контроля; управление структурными параметрами.

Генератор искусственного трафика необходим для настройки канала управления и проверки корректности работы блока идентификации.

При двухэтапном контроле блок регистрации и управления режимами отображает шесть различных состояний блока принятия решений в зависимости от соотношений значений $\Lambda(x)$ и $\Lambda(y_i)$, величины ошибок первого и второго рода, значений априорных вероятностей: «1» – система неисправна, отказ не обнаружен; «2» – система работоспособна, признана работоспособной; «3» – отказ обнаружен и распознан (наличие аномальной ситуации); «4» – система работоспособна, ложное обнаружение и распознание (ложная тревога); «5» – система неработоспособна, отказ обнаружен, но не распознан (пропуск аномальной ситуации); «6» – система работоспособна, ложное обнаружение и правильное распознавание.

Если для идентификации неисправности используются несколько этапов, то число состояний увеличивается. В режиме текущего контроля параметров данный процесс описывается формализованной моделью, представленной на рис. 4.

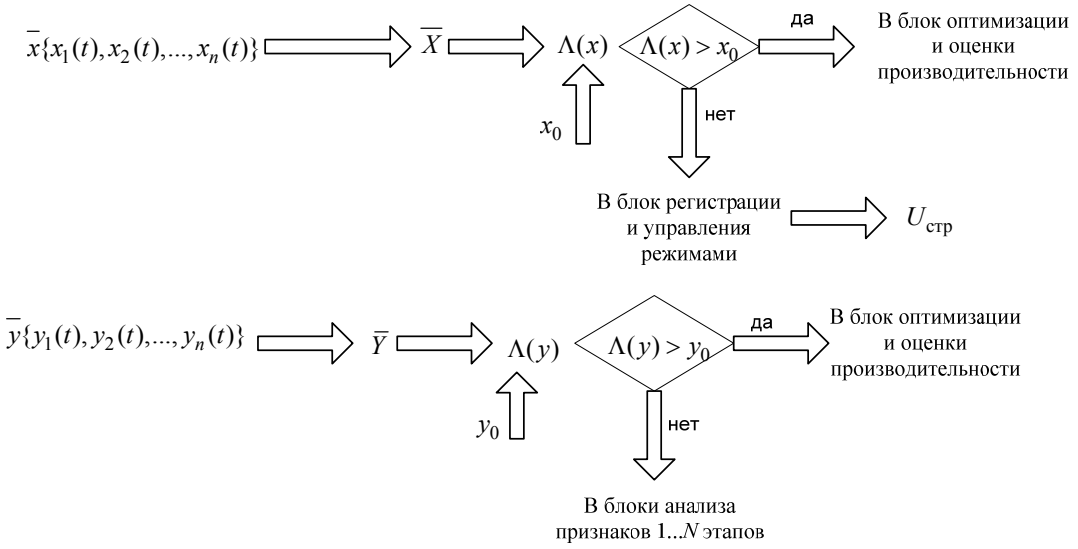


Рис. 4. Преобразования в канале управления

Аналогично описывается режим обучения. Отличие состоит в том, что на вход блока формирования признаков и схему сравнения блока идентификации подаются данные с выхода генератора искусственного трафика, управляемого блоком регистрации и управления режимами.

Режим оценки ошибок контроля реализуется путем отображения величины ошибок в блоке регистрации и управления режимами.

Режим управления структурными параметрами реализуется блоком регистрации и управления режимами подачей управляющего воздействия $U_{\text{стр}}$ на синтезируемую топологическую структуру при резких изменениях производительности, не связанных с изменением трафика.

5. Блок оптимизации и оценки производительности, позволяющий получить все параметры для оценки производительности ТС. Особенностью данной модели является наличие обратной связи, реализующей функцию влияния качества управления структурными и функциональными параметрами на производительность за счет перестройки порогов в блоке принятия решений, которые определяются в процессе обучения. Блок оптимизации и канал управления реализуют функцию адаптивного управления, которая позволяет поддерживать максимальную производительность при возникновении в сети следующих аномальных ситуаций: отказы в работе оборудования, ведущих к снижению производительности или выходу из строя отдельных узлов, трактов или участков сети; скачкообразное изменение величины внешней нагрузки, поступающей от сетей доступа; переполнение буферных устройств и связанные с этим перегрузки сетевых элементов и сети в целом; изменения в конфигурации сети, связанные с перераспределением внешней нагрузки и/или со сменой порядка подключения сетей доступа к приграничным узлам; пересмотр статического плана распределения информации (при смене маршрутных таблиц); ошибки в контуре управления, связанные как со сбоями в сборе информации о состоянии ТС, так и с ее обработкой и выработкой управляющего решения. Реализация в формальной модели оценки производительности адаптивного управления обусловлена сложностью, стохастичностью, динамичностью и территориальной распределенностью ресурсов ТС.

6. Выходные показатели. Методологическая платформа синтеза производительности транспортных сетей позволяет:

1. Синтезировать структуру графа ограниченной связности $G^*(X,Y)$ по показателям средней задержки, структурной надежности, пропускной способности, оптимального распределения потоков в линиях связи, совместной оптимизации потоков и пропускных способностей линий связи, передачи наибольших объемов трафика, стоимости.

2. Определять статический план распределения потоков в полученной транспортной структуре $F = \sum_{j=1}^{k} F_j$.

3. Получать матрицу нагрузок $\|Y_{ij}\|$ на линии связи неполносвязной структуры.

4. Выбирать тип СМО, определяющей модель транспортной сети.

5. Определять закон распределения потока пакетов $F(\tau_i)$ и осуществлять его преобразование с целью достижения максимальной производительности.

6. Определять объемы сетевых ресурсов: n, m.

7. Синтезировать качественные показатели: минимальное среднее время задержки $T_{\text{зад}} \le T_{\text{треб}}$; вероятность отказа в обслуживании пакетов $P_{\text{отк}} \le P_{\text{отк доп}}$.

8. Определять оптимальные коэффициенты загрузки каналов (эффективного использования) $\chi_{\text{опт}}$.

9. Определять обеспечивающие максимальную производительность методы управления сетевыми ресурсами U^*.

10. Оптимизировать скорость передачи битового потока $\bar{\upsilon}$.

11. Задавать необходимую точность решения задач управления, определяемых ошибками классификации.

12. Получать минимальные объемы управляющей информации $Q_{\text{мин}}$.

13. Определять мощность сети M.

14. Рассчитывать удельную производительность сети $\Pi_{\text{уд}}$.

15. Определять максимальную производительность $\Pi_{\text{макс}} \ge \Pi_{\text{треб}}$ синтезированной транспортной структуры.

В качестве примера представлен расчет показателей производительности транспортной сети для двух вариантов. Исходные данные: для первого варианта – число каналов n = 52, число буферов m = 30; для второго варианта – n = 32 и

$m = 40$. Нагрузка на каждый канал и для первого, и для второго вариантов одинакова – $\gamma = 2$ эрл. Ограничивающие требования, характеризующие необходимые характеристики вероятности отказа в обслуживании пакетов $P_{\text{отк}}(\chi) = 0{,}1$. Требуется определить оптимальный коэффициент загрузки каналов, реальную производительность транспортной сети, минимальную среднюю задержку, мощность сети, удельную производительность и сравнить эти варианты между собой. С использованием рассмотренной выше методологии проведен расчет требуемых показателей. Результаты расчета представлены в таблице.

Таблица

Показатели СМО M/M/52/30 и M/M/32/40

n	m	$\chi_{\text{опт}}$	$T_{\text{зад}}(\chi)$	M	$\Pi_{\text{уд}}(\chi)$	$\Pi_{\text{реал}}(\chi)$
52	30	0,90746	0,482	4,064	0,0238	1,959
32	40	0,81656	0,421	6,226	0,0364	2,6215

При одинаковой сетевой нагрузке второй вариант оказался более предпочтительным по сравнению с первым. Для второго варианта имеем меньшее число каналов, более высокую мощность сети и реальную производительность, а среднее время задержки пакета и оптимальный коэффициент загрузки каналов ниже по сравнению с первым вариантом.

В основу разработанного научно-методического аппарата синтеза структурно-сетевых и вероятностно-временных характеристик ТС положены научные подходы, изложенные в четырех изобретениях [11–14] и комплексе имитационных программ (22 программы для ЭВМ).

Литература:

1. *Абросимов Л.И.* Основные положения теории производительности вычислительных сетей / Л.И. Абросимов // Вестник МЭИ. – 2001. – № 4. – С. 70–75.

2. *Танненбаум Э.* Компьютерные сети / Э. Танненбаум. – СПб.: Питер, 2002. – 848 с.

3. *Феррари Д.* Оценка производительности вычислительных систем / Д. Феррари. – М.: Мир, 1981. – 576 с.

4. *Томский В.С.* Новые подходы к проектированию телекоммуникационных сетей / В.С. Томский. – М.: Электросвязь. – 2000. – № 5. – С. 20–22.

5. *Прим Р.* Кратчайшие связывающие сети и некоторые обобщения / Р. Прим // Кибернетический сборник. – М.: Издательство иностранной литературы, 1961. – Вып. 2. – С. 95–107.

6. *Абросимов Л.И.* Анализ и проектирование вычислительных сетей : Учебное пособие / Л.И. Абросимов / МЭИ. – М., 2001. – 52 с.

7. *Галлагер Р.Д.* Теория информации и надежная связь / Р.Д. Галлагер. – М.: Радио и связь. – 1974. – 544 с.

8. *Широков В.Л.* Основы методологии для оценки и выбора параметров мультисервисных телекоммуникационных систем / В.Л. Широков // Вестник МЭИ. – 2006. – № 2. – С. 37–43.

9. *Ландэ Д.В.* Интернетика : Навигация в сложных сетях : модели и алгоритмы / Д.В. Ландэ, А.А. Снарский, И.В. Безсуднов. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2009. – 264 с.

10. *Советов Б.Я.* Построение сетей интегрального обслуживания / Б.Я. Советов, С.А. Яковлев. – Л.: Машиностроение, 1990. – 332 с.

11. Пат. 2312389 РФ. Способ автоматического контроля и адаптивного управления распределенной системой и устройство для его осуществления / Фомин Л.А. [и др.]. – Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 10.12.2007 г.

12. Пат. 2322756 РФ. Способ формирования самоподобных импульсных последовательностей и устройство для его осуществления / Фомин Л.А. [и др.]. – Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 18.12.2006 г.

13. Пат. 2195080 РФ. Способ гибридной коммутации цифровых каналов связи / Фомин Л.А. [и др.]. – Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 20.12.2002.

14. Пат. 2413284 РФ. Способ снижения влияния самоподобности в сетевых структурах и устройство для его осуществления / Линец Г.И. [и др.]. – Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 27.02.2011 г.

Статья поступила в редакцию 1 февраля 2013 г.

УДК 519.685:004.738

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССОВ ОБНАРУЖЕНИЯ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ С УЧЕТОМ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ

К.В. Пядухова, инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», тел: 8-920-413-58-94

Рассматривается аналитическая модель процессов обнаружения мобильных объектов, в том числе объектов противника в условиях современного боя, с использованием разведывательной машины с учетом рельефа местности. В результате проведенного исследования предлагается вариант приближенного аналитического выражения для расчета среднего времени обнаружения объекта для маршрута в зависимости от максимального среднего времени обнаружения, зоны поиска, скорости движения объекта и относительного превышения участка местности.

Ключевые слова: *аналитическая модель, обработка данных.*

ANALYTICAL MODEL OF MOBILE OBJECT DETECTION PROCESSES WITH THE USE OF RECONNAISSANCE VEHICLE TAKING INTO ACCOUNT THE RELIEF

K.V. Pyadukhova, engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: 8-920-413-58-94

Analytical model of mobile object detection processes including enemy objects under a modern combat with the use of reconnaissance vehicle taking into account the relief is considered. The variant of approximate analytical expression for calculation of average detection time of the object for a route depending on maximum average time of detection, zone of search, movement speed of the object and relative excess of the ground is offered as a result of the carried-out research.

Key words: *analytical model, data processing.*

Для успешного ведения современного боя инфокоммуникационная система батальона (ИСБ) должна обеспечивать командиров подразделений полной информацией обо всех объектах противника, так как достижение информационного преимущества перед противником – одна из главных задач в военных действиях [1]. В соответствии с [2, 3] при проектировании ИСБ необходимо учитывать вероятностно-временные характеристики процессов сбора и обработки данных о противнике.

Настоящая статья посвящена разработке аналитической модели процессов обнаружения объектов противника с использованием боевой разведывательной машины (БРМ) [4, 5] для холмистого рельефа местности, на основе которой можно было бы оценивать эффективность вариантов построения ИСБ, обеспечивающей процессы сбора и обработки данных о противнике.

Для достижения этой цели используется представленная в [5] аналитическая модель процессов обнаружения объектов противника с использованием боевой разведывательной машины.

Для решения задачи рассмотрены два участка холмистой местности. Выбор этого типа рельефа местности обусловлен тем, что он наиболее характерен для европейской части Российской Федерации. Относительные превышения первого участка не превышают 96 м, а второго – 200 м. Относительное превышение (относительная высота) – высота одной точки местности над другой – определяется по разности их абсолютных высот или по числу промежутков между горизонтами, умноженному на высоту сечения (м) [6].

Анализ процессов передвижения военной техники показывает, что на проходимой местности с относительными превышениями до 100 м возможно почти беспрепятственное движение боевых машин (см. рис. 1), а с относительными превышениями до 200 м – только по дорогам и по специально оборудованным путям (см. рис. 2).

Для определенности рассматривается одиночный объект противника (танк, БТР, БМП и т.д.), который движется со скоростью 40 км/ч. Объект противника (ОП) на холмистых участках местности движется по маршруту, проложенному от исходного пункта до места назначения.

На холмистом участке местности с относительными превышениями (Z) не более 96 м наблюдение за ОП ведет БРМ с зонами поиска 40°, 60° и 80°. Так как разведка противника ведется на больших зонах поиска (Z_n), то просмотреть их можно только по секторам (40° – 4

 ISSN 1995-7009

сектора, 60° – 6 секторов, 80° – 8 секторов). Предполагается, что маршрут движения ОП может проходить в любом секторе зоны поиска. Наблюдение за ОП в зоне поиска показано на рис. 1.

На холмистом участке местности с относительными превышениями не более 200 м наблюдение за ОП ведет БРМ с зонами поиска 60° и 80°. Наблюдение за ОП в зоне поиска 80° показано на рис. 2.

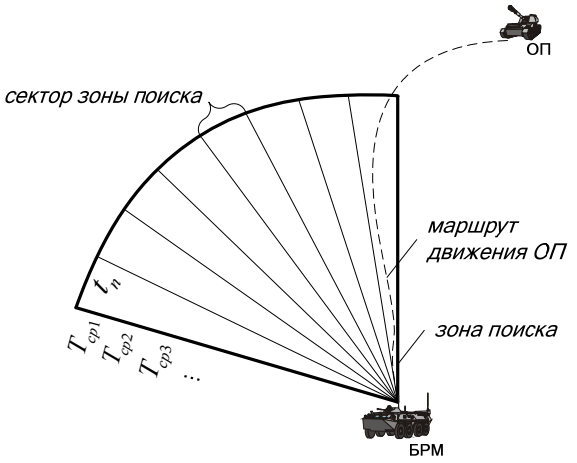


Рис. 1. Зона поиска БРМ для холмистого участка местности с относительными превышениями не более 96 м

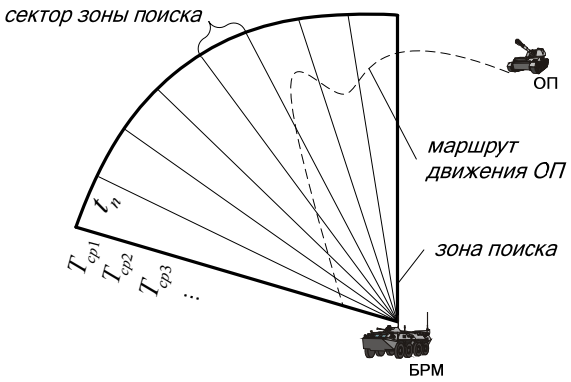


Рис. 2. Зона поиска БРМ для холмистого участка местности с относительными превышениями не более 200 м

Результаты расчета вероятности обнаружения объекта противника на маршруте для холмистого участка местности с относительными превышениями не более 96 м, полученные по аналитической модели процессов обнаружения объектов противника с использованием БРМ [5], представлены на рис. 3 – 5.

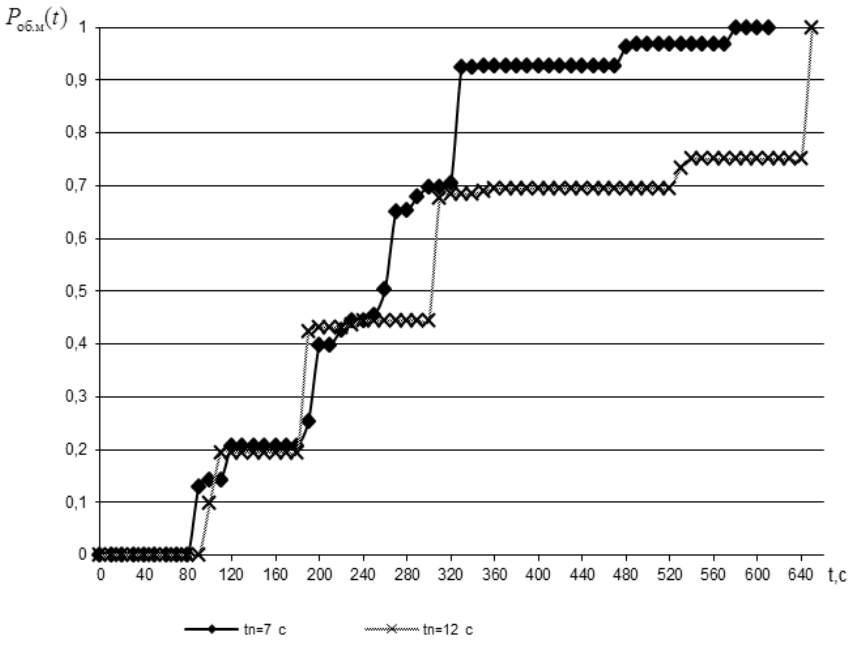


Рис. 3. Зависимости вероятности обнаружения объекта противника на маршруте в зоне поиска 40° для различного времени просмотра сектора зоны поиска объекта противника t_n

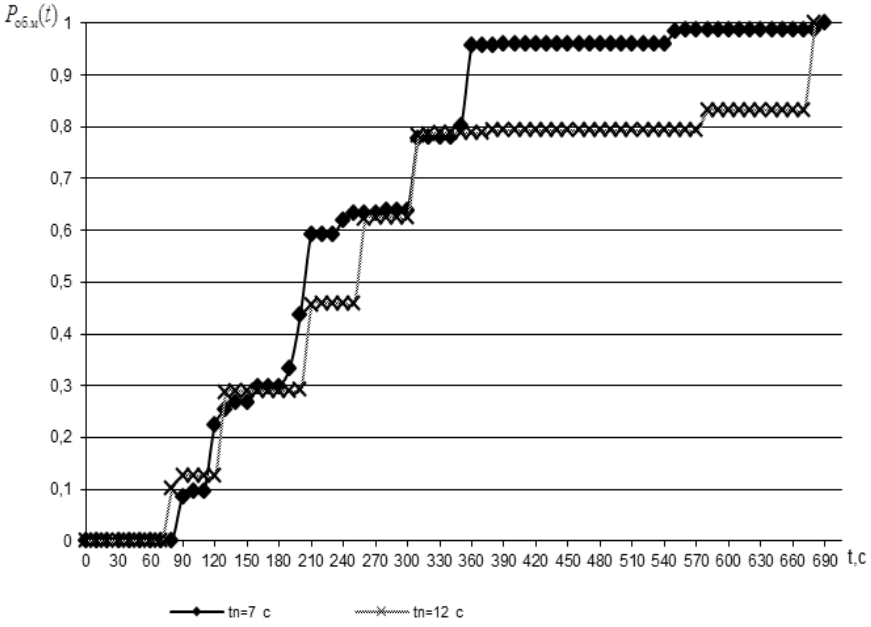


Рис. 4. Зависимости вероятности обнаружения объекта противника на маршруте в зоне поиска 60° для различного времени просмотра сектора зоны поиска объекта противника t_n

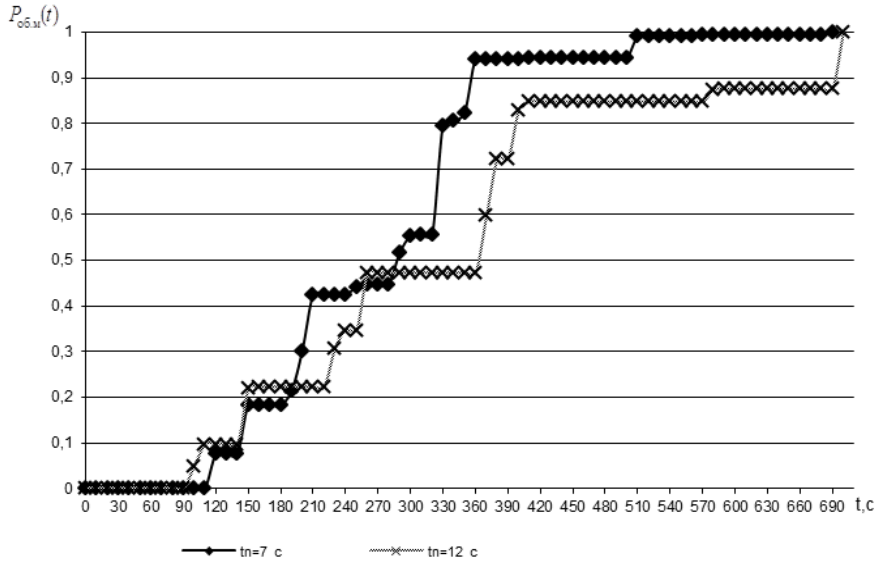


Рис. 5. Зависимости вероятности обнаружения объекта противника на маршруте в зоне поиска 80° для различного времени просмотра сектора зоны поиска объекта противника t_n

Результаты расчета вероятности обнаружения объекта противника на маршруте для холмистого участка местности с относительными превышениями не более 200 м, полученные по аналитической модели процессов обнаружения объектов противника с использованием БРМ [5], представлены на рис. 6 – 7.

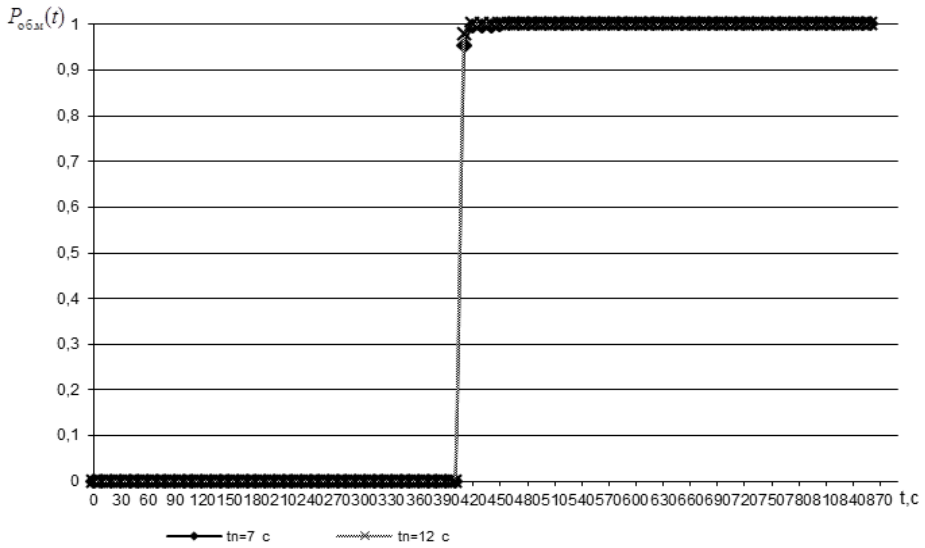


Рис. 6. Зависимости вероятности обнаружения объекта противника на маршруте в зоне поиска 60° для различного времени просмотра сектора зоны поиска объекта противника t_n

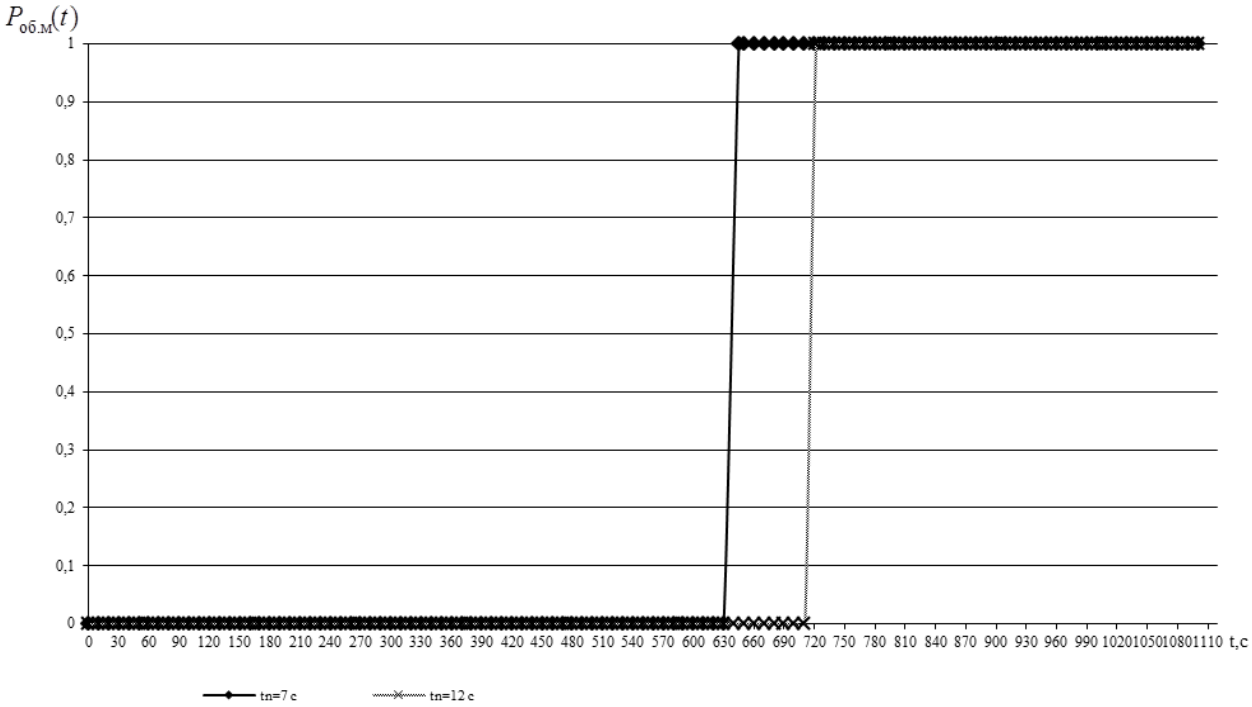


Рис. 7. Зависимости вероятности обнаружения объекта противника на маршруте в зоне поиска 80° для различного времени просмотра сектора зоны поиска объекта противника t_n

Среднее время обнаружения объекта противника на маршруте, полученное для холмистой местности на основе рассчитанных выше вероятностей обнаружения ОП, а для равнинной местности из [5], представлено в таблице.

Таблица

Среднее время обнаружения объекта противника на маршруте

Тип рельефа	$T_{ср}$, с	
	$Z_n = 60°$, $T_{ср\,max} = 10$ с, $\vartheta = 40$ км/ч	$Z_n = 80°$, $T_{ср\,max} = 10$ с, $\vartheta = 40$ км/ч
Равнинный с относительными превышениями не более 1 м	44,24	52,5
Холмистый с относительными превышениями не более 96 м	260	301,66
Холмистый с относительными превышениями не более 200 м	410	680

На рис. 8 представлены зависимости среднего времени обнаружения объекта противника на маршруте от относительных превышений равнинного и холмистых участков местности. Они построены на основе интерполяции полученных результатов с учетом закономерностей процессов обнаружения объектов на пересеченной местности [6].

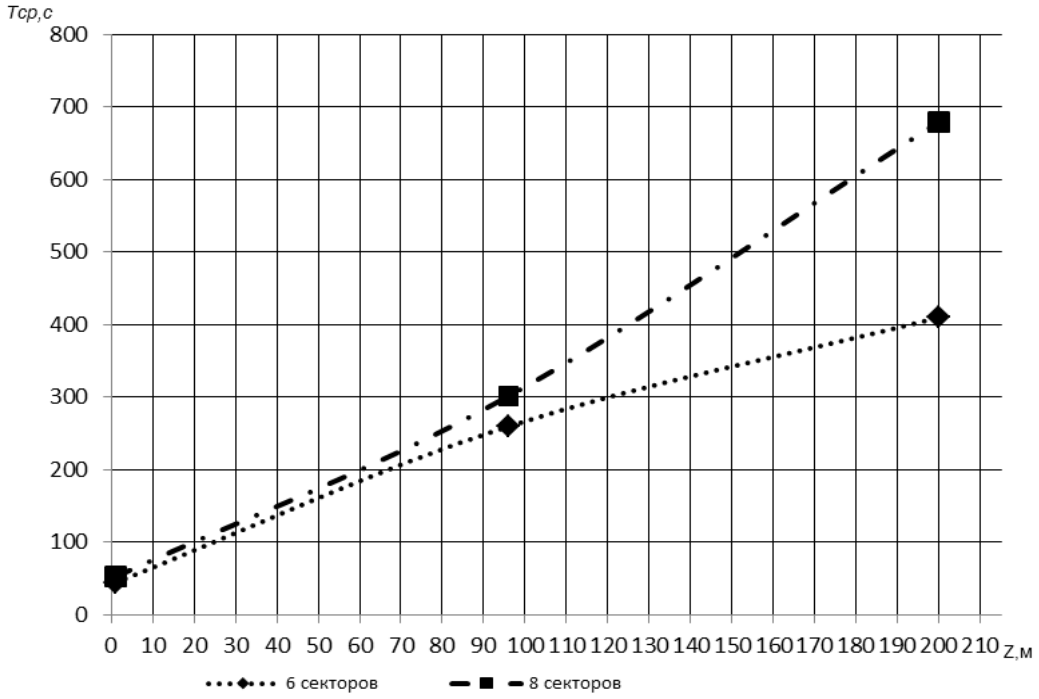


Рис. 8. Зависимости среднего времени обнаружения объекта противника на маршруте от относительных превышений участков местности

С учетом приведенных результатов в таблице и аппроксимирующих формул, подробно описанных в [5], находим аналитическое выражение для расчета среднего времени обнаружения объекта противника на маршруте:

$$T_{ср} = \frac{a_1 Z_n^{k_1} + b_1 T_{ср\,max}^{k_2}}{c_1 \vartheta^{k_3}} \cdot \left(1 + \frac{Z}{Z_{max}}\right)^{k_4},$$

где a_1, b_1, c_1 – нормирующие коэффициенты: $a_1 = 1$ градус$^{-1}$, $b_1 = 1$ с$^{-1}$, $c_1 = 1$ с/км;

k_1, k_2, k_3, k_4 – параметры, которые определялись путем поиска значений, минимизирующих погрешность описания среднего времени обнаружения ОП: $k_1 = 1$; $k_2 = 1.5$; $k_3 = 0.2$; $k_4 = 3.6$;

$T_{\text{ср max}}$ – максимальное среднее время обнаружения объекта противника, с;

ϑ – скорость движения объекта противника, км/с;

$Z_{\max}$ – максимальное относительное превышение (относительная высота) местности, м.

Погрешность оценки среднего времени обнаружения объекта противника на маршруте по аналитической формуле не превышает 30%.

Анализ полученных результатов показывает, что относительное превышение Z оказывает значительное влияние на среднее время обнаружения объекта противника на маршруте, существенным образом превышающее влияние $T_{\text{ср max}}$, Z_n, ϑ.

Таким образом, в результате проведенных исследований получено аналитическое выражение для расчета среднего времени обнаружения объекта противника, которое обеспечивает погрешность расчетов не более 30%.

Автор глубоко признателен профессору В.Н. Поветко за помощь в постановке задачи и анализе результатов исследований.

Литература:

1. *Бородакий Ю.В.* Информационные технологии в военном деле (основы теории и практического применения) / Ю.В. Бородакий, Ю.Г. Лободинский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008.

2. ГОСТ РВ 51987-02. Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Типовые требования и показатели качества функционирования информационных систем. Общие положения. – М.: Изд-во стандартов, 2002.

3. Методическое руководство по оценке качества функционирования информационных систем – М.: Издательство 3 ЦНИИ Минобороны России, 2003.

4. http://www.minotor-service.com/ru/2t-stalker-combat-vehicle-reconnaissance.html

5. *Пядухова К.В.* Аналитическая модель процессов обнаружения объектов противника с использованием боевой разведывательной машины / К.В. Пядухова // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 4. – С. 57 – 61.

6. *Говорухин А.М.* Справочник по военной топографии / А.М. Говорухин, А.М. Куприн, М.В. Гамезо. – М.: Воениздат, 1973.

Статья поступила в редакцию 2 октября 2012 г.

УДК 621.3

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО НАБОРА КОЭФФИЦИЕНТОВ АДАПТИВНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА

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

Показано, что подстройка коэффициентов адаптивного цифрового фильтра, функционирующего на основе непозиционной арифметики, может быть эффективно осуществлена путем определения минимальной ошибки между выходным и эталонным сигналами фильтра за счет использования позиционной характеристики числа – ядра, которая позволяет эффективно проводить сравнение чисел, представленных в модулярном коде.

Ключевые слова: *адаптивный цифровой фильтр, система адаптации, величина ошибки, сигналы (входной, выходной, требуемый), коэффициент адаптации, итерация, непозиционная арифметика, модуль, обработка данных.*

OPTIMAL SET OF ADAPTIVE DIGITAL FILTER COEFFICIENTS DETERMINATION METHOD

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

It is shown, that tweaking of the adaptive digital filter coefficients functioning on the base of nonpositional arithmetic may be effectively implemented with the help of minimum error definition between output signals and filters desired signal by using positional characteristics of the core number. It allows comparison implementation of numbers represented in the module code.

Key words: *adaptive digital filter, adaptation system, error value; required, input, output signal; adaptation rate, iteration, nonpositional arithmetic, module, data processing.*

Использование непозиционной арифметики для организации и функционирования цифровых фильтров (ЦФ) показало, что данный подход позволяет обеспечить создание ЦФ, имеющих более высокие показатели качества чем традиционные [1]. Это обстоятельство может значительно повлиять на эффективность создаваемых цифровых средств связи и увеличить вероятность доведения сигналов управления до исполнителей.

Широкий интерес к непозиционной арифметике (НА) сегодня не означает, что многие вопросы цифровой обработки сигналов (ЦОС) уже решены, напротив, существует еще очень большой перечень актуальных задач, решение которых наиболее эффективно можно получить при использовании НА в цифровых фильтрах.

В последнее время большой интерес вызывает адаптивная цифровая фильтрация и адаптивные цифровые фильтры (АЦФ). Метод адаптивной цифровой фильтрации предполагает выявление искажений входного сигнала фильтра с последующей компенсацией их в результирующем сигнале.

Адаптивные цифровые фильтры позволяют выполнять настройку своей импульсной характеристики в соответствии с изменениями входного сигнала, что существенно повышает качество приема и обработки сигналов в системах связи с ЦОС, за счет улучшения показателей эффективности цифровых фильтров. Таким образом, исследования, направленные на разработку способов повышения эффективности АЦФ с целью их применения в разрабатываемых средствах цифровой связи являются актуальными [2].

Благодаря своим свойствам АЦФ широко используются в следующих областях [2]:

1. Коррекция искажений при передаче сигнала по каналу связи.

При этом адаптивный фильтр моделирует обратную характеристику канала передачи данных. Предварительно источник посылает сигнал по каналу связи; приемник, получив сигнал, сравнивает его с копией исходного значения сигнала; полученная разница учитывается при настройке коэффициентов фильтра. Таким образом, частотная характеристика фильтра оказывается обратной относительно частотной характеристики канала связи.

2. При подавлении шумов.

На адаптивный фильтр подается копия помехи, которая «вычитается» из искаженного сигнала, поступившего на вход фильтра.

3. При сжатии сигналов в системах обработки речи и видеоизображений.

В данном случае адаптивный фильтр используется как составной элемент систем с линейным предсказанием.

 ISSN 1995-7009

Рост требований к системам ЦОС в полной мере касается вычислительных устройств, реализующих адаптивную фильтрацию сигналов. Поэтому разработка эффективной структуры и алгоритмов функционирования АЦФ имеет большое научное и прикладное значение.

Основной задачей АЦФ является устранение помех различной природы, присутствующих во входном сигнале, и, как следствие, повышение качества обработки данных [3]. Концепция адаптивной обработки сигналов основана на том, что структура и параметры устройства ЦОС должны подстраиваться под априорно неизвестную структуру исследуемого процесса так, чтобы достичь наивысшей эффективности решения задачи адаптивной фильтрации.

Основные требования к АЦФ, предназначенному для эффективного выделения сигналов на фоне помех, состоят в следующем: он должен иметь регулируемую полосу рабочих частот, количество весовых коэффициентов и скорость адаптации, ограниченную сверху для снижения влияния адаптивной фильтрации на качество выходного сигнала [4, 5]. Ввиду того, что основой адаптивного фильтра является избирательный цифровой фильтр, большое значение имеет качество выполняемой непосредственно ЦФ обработки данных. Это возможно за счет подбора оптимального набора его коэффициентов схемой адаптации.

Наиболее распространен двухканальный АЦФ, структура которого приведена на рисунке. На вход фильтра подается исходный $x(nT)$ и эталонный выходной сигнал y_0. Основной задачей АЦФ является минимизация ошибки между выходным и эталонным сигналом. Простейший АЦФ подобного типа включает следующие составные элементы:

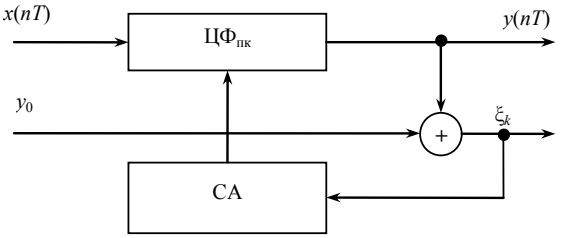
1. Собственно цифровой фильтр с переменными коэффициентами ($ЦФ_{пк}$), выполняющий выделение выходного сигнала $y(nT)$.

2. Устройство вычисления ошибки между выходным значением ЦФ и эталонным – сумматор с разными по знаку единичными коэффициентами.

3. Схема адаптации (СА), выполняющая настройку коэффициентов с учетом полученной ошибки ξ_k.

Цифровой фильтр с переменными коэффициентами и сумматор, определяющий ошибку выходного значения фильтра, реализуют процесс фильтрации. Комбинация цифрового фильтра с переменными коэффициентами и схемы адаптации образуют контур с обратной связью.

Работа двухканального АЦФ заключается в следующем. Входной сигнал $x(nT)$ поступает на обработку в $ЦФ_{пк}$, на выходе которого формируется выходной сигнал $y(nT)$. Затем значение выходного сигнала сравнивается с эталонным сигналом y_0; полученная разница (ошибка) ξ_k поступает в схему адаптации, которая формирует новые коэффициенты для $ЦФ_{пк}$. Процесс итеративно повторяется до получения минимально допустимого значения $\xi_{k\,min}$.



Структура двухканального АЦФ

Существуют и другие варианты реализации АЦФ, например фильтр обратной адаптации или одноканальный адаптивный цифровой фильтр. Алгоритм его функционирования более сложный, чем алгоритм функционирования двухканального фильтра. Проведенный анализ показал, что на практике наиболее часто используется двухканальный АЦФ.

Основными характеристиками алгоритма работы схемы адаптации являются скорость сходимости до получения значения $\xi_{k\,min}$ и объем вычислений, необходимых для подстройки коэффициентов фильтра. При обработке сигналов в АЦФ особое внимание уделяется выбору алгоритма работы схемы адаптации (его описание приведено в [3]). Там же показано, что наиболее предпочтительным методом для получения оптимальных характеристик алгоритма адаптации является метод минимизации среднеквадратической ошибки. Вычисление оптимального значения i-го коэффициента адаптивного фильтра осуществляется в соответствии с выражением

$$k_i(m+1) = k_i(m) + 2\mu\xi_m x_{m-1}, \qquad (1)$$

где $k_i(m+1)$ – обновленный i-й коэффициент адаптивного фильтра в $(m+1)$-й момент времени; μ – коэффициент адаптации; ξ_m – значение ошибки в m-й момент времени; x_{m-1} – значение входного сигнала в момент времени $(m-1)$.

Вычисление нового значения коэффициента цифрового фильтра $ЦФ_{пк}$ по выражению (1) посредством применения НА является эффективным, что показано в [3]. Однако если применяется ЦФ большого порядка, то потребуются значи-

тельные временные затраты на подстройку всех коэффициентов фильтра. С учетом того что входные сигналы поступают на вход фильтра с высокой частотой, возможна ситуация, когда потребуется их буферизация. Для применения в реальном масштабе времени это не приемлемо.

Для точного вычисления выходного сигнала АЦФ необходимо определить оптимальный набор его коэффициентов, что осуществляется путем их подстройки по минимально допустимому значению $\xi_{k\ min}$. Величина ошибки определяется на основе сравнения значений выходного сигнала $y(nT)$ и эталонного сигнала y_0. Операция сравнения чисел в непозиционной арифметике относится к немодульным операциям и требует значительных аппаратурных и временных затрат и в ряде случаев ее применение является неприемлемым.

Непозиционная арифметика имеет ряд характеристик, таких, например, как ранг и ядро числа, которые используются для реализации немодульных операций [6]. Использование ядра числа B позволяет эффективно проводить операцию сравнения чисел. При помощи ядра числа их сравнение осуществляется по следующему правилу, например: если ядро числа A меньше ядра числа $Д$, сравниваемого с числом A ($B(A) > B(Д)$), то число $A < Д$. Ядро числа определяется в соответствии с выражением [7]

$$B = \sum_{i=1}^{n} \left\lfloor \frac{A}{p_i} \right\rfloor, \qquad (2)$$

где A – число в позиционной системе счисления; n – количество модулей выбранной системы оснований; p_i – модуль системы оснований. Определение ядра числа в непозиционном цифровом фильтре по выражению (2) не эффективно, так как число A представлено в позиционной системе счисления. Устранить данный недостаток возможно, применив выражение для определения ядра числа, представленного в модулярном коде:

$$B = \sum_{i=1}^{n} \frac{A - \alpha_i}{p_i}, \qquad (3)$$

где α_i – остаток по модулю p_i.

В ряде случаев целесообразно использовать для вычисления ядра числа в модулярном коде выражение (3), представленное в виде [7]

$$B = \sum_{i=0}^{n} \frac{A}{p_i} - \sum_{i=0}^{n} \frac{\alpha_i}{p_i}. \qquad (4)$$

Тогда для подстройки коэффициентов АЦФ, функционирующего на основе модулярной арифметики, определение $\xi_{k\ min}$ может осуществляться путем сравнения значений ядер ошибок ξ_k, полученных на i-й и i + 1-й итерации процесса адаптации, как показано в [3].

Для подстройки коэффициентов АЦФ в статье предложен эффективный способ, основанный на использовании позиционной характеристики числа – ядра, представленного в модулярном коде. Предложенный способ определения минимального значения ошибки $\xi_{k\ min}$ требует минимальных временных затрат, что обусловлено тем, что значения ядер величин ошибок могут быть определены заранее для всех коэффициентов АЦФ.

Литература:

1. *Велигоша А.В.* Оптимизация структуры и алгоритмов функционирования непозиционного цифрового фильтра / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – № 4. – С. 82–88.

2. Помехозащищенные системы радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов [и др.] ; под. ред. В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

3. *Велигоша А.В.* Обоснование и выбор эффективного метода реализации адаптивных цифровых фильтров / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2012. – № 1. – С. 66–72.

4. *Костюнин А.Н.* Построение быстродействующих адаптивных цифровых фильтров на базе систолических структур / А.Н. Костюнин // Радиотехника. – 1991. – № 3. – С. 22–36.

5. *Джиган В.* Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи / В. Джиган // Современная электроника. – 2009. – № 9. – С. 56–63.

6. *Акушский И.Я.* Машинная арифметика в остаточных классах / И.Я. Акушский, Д.И. Юдицкий. – М.: Сов. радио, 1968. – 440 с.

7. *Шапошников А.В.* Использование ядра числа для реализации сложных операций в модулярной системе счисления / А.В. Шапошников // Сборник научных трудов V междунар. науч.-тех. конф. «Инфокоммуникационные технологии в науке, производстве и образовании». Ч. 2. – 2012. – С. 246–250.

Статья поступила в редакцию 1 февраля 2013 г.

УДК 621.391.372.019

СРЕДНИЙ КВАДРАТ ОШИБКИ ПЕРЕДАЧИ ПРИ СТУПЕНЧАТОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ОЦЕНКИ СООБЩЕНИЯ И ИНТЕРПОЛЯЦИИ ИМПУЛЬСОВ ПОМЕХ

Н.И. Козленко, к.т.н., тел.: (473) 252-12-44
А.Н. Мокроусов, консультант, тел.:(473) 252-25-60
ОАО «Концерн «Созвездие»

Исследована зависимость среднего квадратического отклонения оценки сообщения в случае дискретной фазо-импульсной модуляции с интерполяцией помех.

Ключевые слова: *фазо-импульсная модуляция, среднее квадратическое отклонение, ложный импульс, квантование по уровню*.

MEAN-SQUARE ERROR OF TRANSMISSION AT NEAREST-NEIGHBOR INTERPOLATION OF THE ESTIMATION OF THE MESSAGE AND INTERPOLATION OF A PULSE INTERFERENCE

N.I. Kozlenko, Candidate of Technical Sciences, tel.: (473) 252-12-44
A.N. Mokrousov, consultant, tel.: (473) 252-25-60
JSC «Sozvezdie» Concern»

Standard deviation dependence of message estimation in case of discrete pulse-delay modulation with interference interpolation is investigated.

Key words: *pulse-delay modulation*, *standard deviation*, *quantization step*, *spurious pulse*, *amplitude quantization*.

Проведем оценку помехоустойчивости передачи непрерывных сообщений методом дискретной фазо-импульсной модуляции (ДФИМ) с интерполяцией помех (ДФИМИП) при наличии помех в канале связи и ступенчатой интерполяции оценки сообщения. В качестве критерия оценки помехоустойчивости ДФИМИП будем использовать зависимость среднего квадратического отклонения (СКО) оценки сообщения от вероятности появления ложных импульсов p_1 и вероятности случайного пропадания (подавления) полезных импульсов p_2 в тактовых точках интервала квантования $[t_i, t_i + T]$.

Так как ДФИМИП отличается от ДФИМ и импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) только лишь методом восстановления оценки сигнала на приемном конце при наличии помех в канале связи, оценку помехоустойчивости ДФИМИП проведем, воспользовавшись полученными в [1] выражениями:

1. Среднее значение квадрата оценки, восстановленной на приёмном конце канала связи с помехами,

$$\overline{\Psi_{\Pi}^2} = \sum_{k=1}^{N}\sum_{r=1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2 P\left[\Psi^{(r)}\right]P(r \to k). \qquad (1)$$

2. СКО передачи непрерывного гауссовского сигнала методом ИКМ по каналу связи с помехами

$$\overline{\varepsilon_{\Pi}^2} = \sigma_{\xi}^2 + 2\sigma_{\xi}\overline{\Psi}_{\xi\Psi_{\Pi}^{(k)}}\left\langle R_{\xi}(\tau)\right\rangle + \overline{\Psi_{\Pi}^2}. \qquad (2)$$

3. Среднее значение произведения передаваемого сигнала ξ и уровней квантования $\Psi_{\Pi}^{(k)}$ на выходе канала связи с помехами

$$\overline{\Psi}_{\xi\Psi_{\Pi}^{(k)}} = \sum_{k=1}^{N}\sum_{r=1}^{N}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right]P(r \to k). \qquad (3)$$

4. СКО передачи непрерывного сообщения для канала связи без помех

$$\overline{\varepsilon_0^2} = \sigma_{\xi}^2 + 2\sigma_{\xi}\overline{\Psi}_{\xi\Psi^{(k)}}\left\langle R_{\xi}(\tau)\right\rangle + \overline{\Psi^2}, \qquad (4)$$

где $\overline{\Psi}_{\xi\Psi^{(k)}} = \sum_{k=1}^{N}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}\right]$,

$$\overline{\Psi^2} = \sum_{k=1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2 P\left[\Psi^{(k)}\right], \qquad (5)$$

с учетом того, что для ДФИМИП вероятность перехода *r*-го уровня в *k*-й будет иметь другой вид. Определим вероятность перехода *r*-го уровня в *k*-й $P(r \to k)$ для канала связи с ДФИМИП.

Для этого на рис. 1, 3, 5, 7 приведены реализации возможных ситуаций генерирования (восстановления) импульса интерполяции x и появления ложных импульсов и полезного импульса в тактовых точках интервала квантования $[t_i, t_i + T]$ при наличии подавлений полезных импульсов для случая квантования на N уровней. При этом все возможные варианты сводятся к четырем рассматриваемым ниже.

Вариант 1

По каналу связи передается уровень $\Psi^{(r)}$, принимается также уровень $\Psi^{(r)}$, то есть $r = k$ (рис. 1).

Передаче r-го уровня квантования $\Psi^{(r)}$ соответствует появление полезного импульса в r-й тактовой точке (рис. 1.1). Восстановлению r-го уровня квантования $\Psi^{(r)}$ на приемном конце соответствует появление полезного импульса в r-й тактовой точке (рис. 1.2) при отсутствии подавления полезных импульсов с вероятностью $q_2 = 1 - p_2$ и при непоявлении ложных импульсов в остальных N–1 тактовых точках с вероятностью $(1 - p_1)^{N-1}$ (рис. 1.2). Следовательно, для вероятности перехода r-го уровня квантования в r-й уровень при условии отсутствия подавления полезного импульса можно записать, что

$$P(r \to r) = q_2 (1 - p_1)^{N-1} \text{ при } k = r,\ N \geq 1. \quad (6)$$

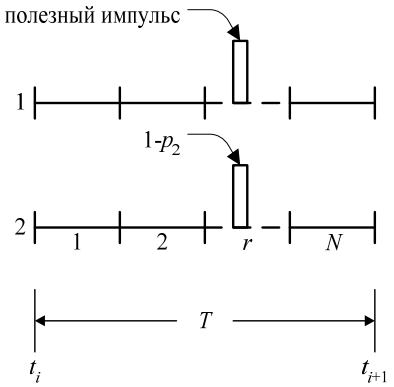


Рис. 1. Реализация ситуации генерирования импульса интерполяции и появления ложных импульсов и полезного импульса в тактовых точках интервала квантования при наличии подавлений полезных импульсов для случая квантования на N уровней. Вариант 1

График зависимости (6) представлен на рис. 2.

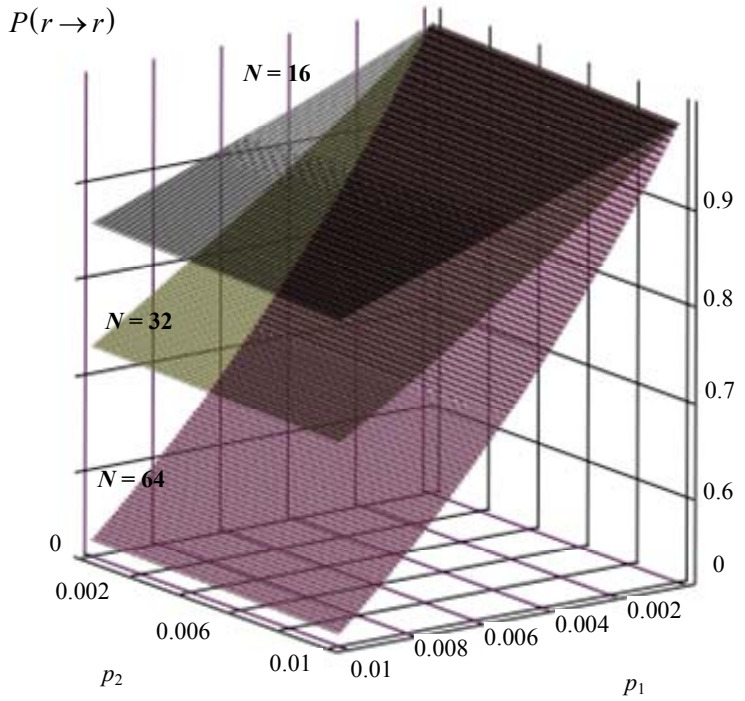


Рис. 2. Зависимость вероятности перехода r-го уровня квантования в r-й уровень от вероятности появления ложного импульса в тактовых точках на интервале квантования и вероятности случайного пропадания полезного импульса

Вариант 2

Передается уровень $\Psi^{(r)}$, принимается уровень x, то есть $k = x$ (рис. 3).

Передаче r-го уровня квантования $\Psi^{(r)}$ соответствует появление полезного импульса в r-й тактовой точке (рис. 3.1).

Восстановлению уровня x на приемном конце соответствует генерирование импульса интерполяции (рис. 3.3) при условии появления полезного импульса в r-й тактовой точке, отсутствия подавления полезного импульса помехами с вероятностью $q_2 = 1 - p_2$ и появления хотя бы одного ложного импульса в остальных $N - 1$ тактовых точках с вероятностью $1 - q_1^{N-1}$ (рис. 3.2).

Таким образом, при отсутствии случайных пропаданий полезного импульса, для вероятности перехода r-го уровня квантования в x уровень, получим

$$P_{\text{оп}}(r \to x) = q_2\left(1 - q_1^{N-1}\right), \text{ при } k = x,\ N \geq 1. \quad (7)$$

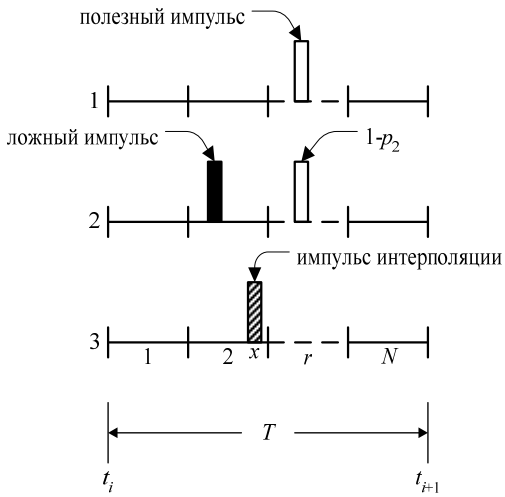


Рис. 3. Реализация ситуации генерирования импульса интерполяции и появления ложных импульсов и полезного импульса в тактовых точках интервала квантования при наличии подавлений полезных импульсов для случая квантования на N уровней. Вариант 2

График зависимости (7) представлен на рис. 4.

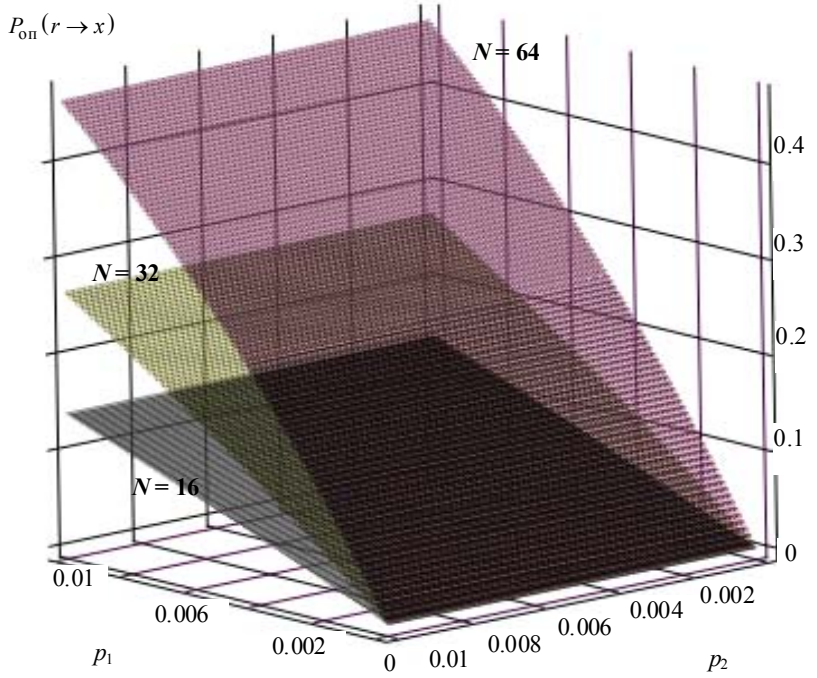


Рис. 4. Зависимость вероятности перехода r-го уровня квантования в x уровень при отсутствии случайных пропаданий полезного импульса от вероятности появления ложного импульса в тактовых точках на интервале квантования и вероятности случайного пропадания полезного импульса

Вариант 3

Передается уровень $\Psi^{(r)}$, принимается уровень $\Psi^{(k)}$ при $r \neq k$ (рис. 5). Передаче *r*-го уровня квантования $\Psi^{(r)}$ соответствует появление полезного импульса в *r*-й тактовой точке (рис. 5.1).

Восстановлению *k*-го уровня квантования на приемном конце соответствует, при условии наличия подавления полезного импульса с вероятностью p_2 (на рис. 5 показаны пунктиром), появление только одного ложного импульса в любой, кроме *r*-й, тактовой точке с вероятностью p_1 и непоявление ложных импульсов в остальных $N - 2$ тактовых точках с вероятностью q_1^{N-2}. При этом ложные импульсы могут появляться как слева, так и справа относительно *r*-й тактовой точки (рис. 5).

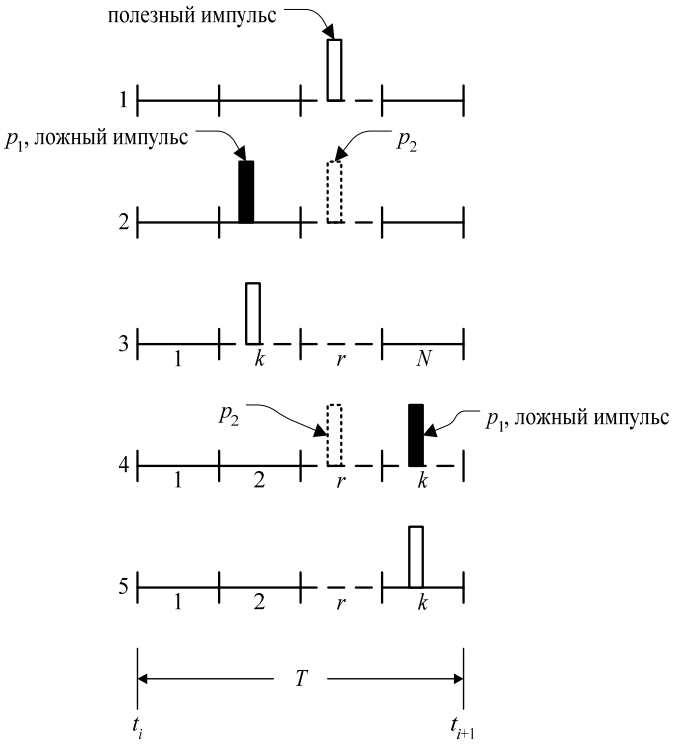


Рис. 5. Реализация ситуации генерирования импульса интерполяции и появления ложных импульсов и полезного импульса в тактовых точках интервала квантования при наличии подавлений полезных импульсов для случая квантования на *N* уровней. Вариант 3

Если ложные импульсы появляются левее *r*-й тактовой точки (рис. 5.2 и рис. 5.3), то в этом случае *r*-й уровень квантования переходит в *k*-й уровень при следующих значениях параметров *r* и *k*:

$$\begin{cases} r = 2,3,...N, \\ k = 1,2,...r-1. \end{cases} \quad (8)$$

При появлении ложных импульсов справа относительно *r*-й тактовой точки (рис. 5.4), *r*-й уровень квантования переходит в *k*-й уровень при значениях параметров *r* и *k*:

$$\begin{cases} r = 1,2,3,...N-1, \\ k = r+1,...N. \end{cases} \quad (9)$$

Следовательно, вероятность перехода *r*-го уровня в *k*-й уровень равна

$$P(r \to k) = p_1 p_2 q_1^{N-2}$$

$$\text{при } r \neq k,\ N \geq 2. \quad (10)$$

Нетрудно установить, что суммарная вероятность перехода *r*-го уровня в *k*-й уровень, учитывая (8) и (9), равна

$$P_\Sigma(r \to k) = (N-1)\, p_1 p_2 q_1^{N-2}$$

$$\text{при } r \neq k,\ N \geq 2. \quad (11)$$

График данной зависимости представлен на рис. 6.

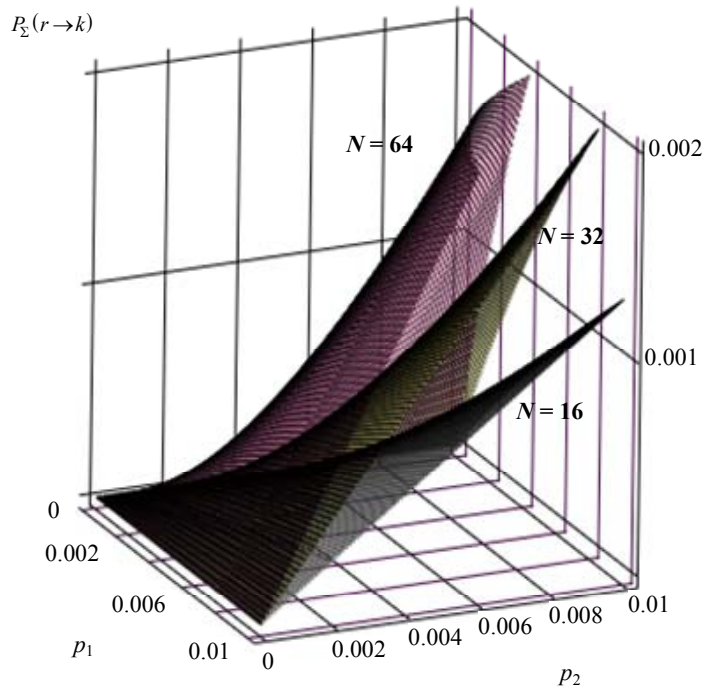


Рис. 6. Зависимость суммарной вероятности перехода *r*-го уровня в *k*-й уровень от вероятности появления ложного импульса в тактовых точках на интервале квантования и вероятности случайного пропадания полезного импульса

При определении СКО передачи непрерывных сообщений методом ДФИМИП необходимо учитывать разложение $P(r \to k)$ в соответствии с выражениями (8) и (9).

Вариант 4

Передается уровень $\Psi^{(r)}$, принимается уровень *x* при $k = x$ (рис. 7).

Передаче *r* –го уровня квантования соответствует появление полезного импульса в *r*-й тактовой точке (рис. 7).

Восстановлению уровня *x*, при наличии подавления полезного импульса на приемном конце с вероятностью p_2 (на рис. 7 показаны пунктиром), соответствует генерирование импульса интерполяции (на рис. 7.4 показан штриховкой), когда появляются два или более ложных импульсов (рис. 7.3), или не появляется ни одного ложного импульса на интервале квантования $[t_i, t_i + T]$ (рис. 7.2). Так как на интервале квантования $[t_i, t_i + T]$ может появиться любое число ложных импульсов, включая и ноль, то, используя (11), можно получить

$$P_{\text{нп}}(r \to x) = p_2\left[1 - (N-1)\, p_1 q_1^{N-2}\right],$$

$$\text{при } k = x,\ N \geq 2\,. \qquad (12)$$

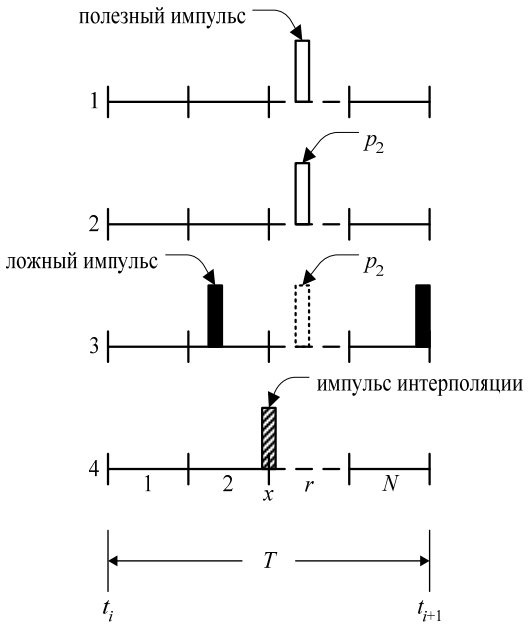


Рис. 7. Реализация ситуации генерирования импульса интерполяции и появления ложных импульсов и полезного импульса в тактовых точках интервала квантования при наличии подавлений полезных импульсов для случая квантования на *N* уровней. Вариант 4

График зависимости (12) представлен на рис. 8.

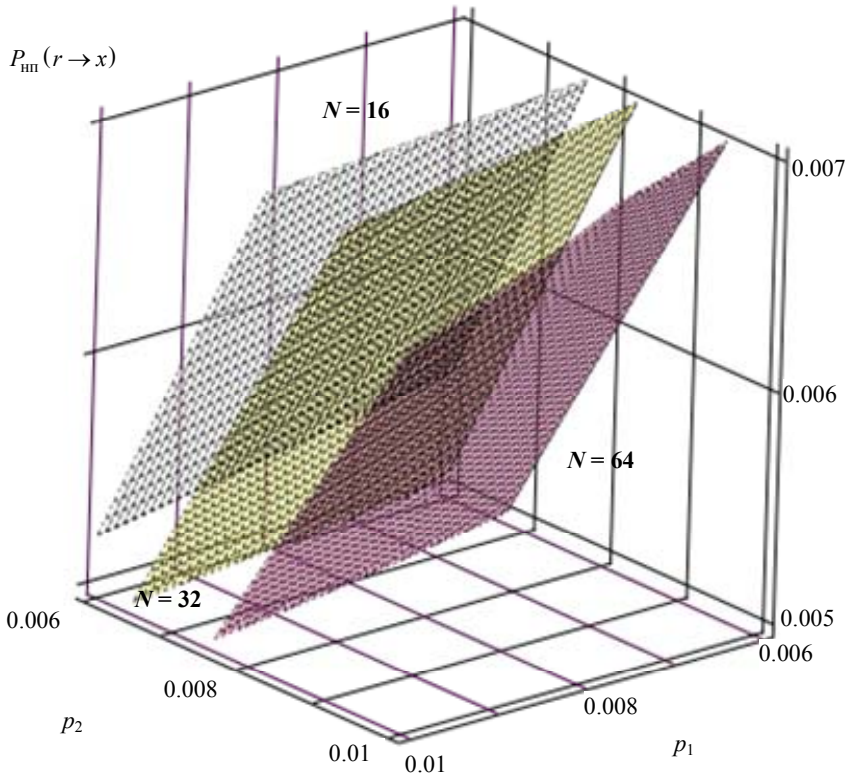


Рис. 8. Зависимость вероятности перехода *r*-го уровня квантования в *x* уровень при наличии подавления полезного импульса на приемном конце от вероятности появления ложного импульса в тактовых точках на интервале квантования и вероятности случайного пропадания полезного импульса

Таким образом, учитывая рассмотренные ситуации, выражения (1) и (3) можем представить в виде

$$\overline{\Psi_{\text{п}}^2} = \sum_{r=1}^{N}\left[\Psi^{(r)}\right]^2 P(r \to r) P\left[\Psi^{(r)}\right] + x^2 \sum_{r=1}^{N} P_{\text{оп}}(r \to x) P\left[\Psi^{(r)}\right] +$$

$$+ \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq k)}}^{N} \sum_{k=1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2 P(r \to k) P\left[\Psi^{(r)}\right] + x^2 \sum_{r=1}^{N} P_{\text{нп}}(r \to x) P\left[\Psi^{(r)}\right],$$

$$\overline{\Psi_{\xi\Psi_{\text{п}}^{(\text{k})}}} = \sum_{r=1}^{N} \Psi^{(r)} P(r \to r) P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] + x \sum_{r=1}^{N} P_{\text{оп}}(r \to x) P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] +$$

$$+ \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq k)}}^{N} \sum_{k=1}^{N} \Psi^{(k)} P(r \to k) P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] + x \sum_{r=1}^{N} P_{\text{нп}}(r \to x) P\left[\Psi^{(r)}\right]. \qquad (13)$$

Подставляя (6), (7), (10) и (12) в (13), учитывая (5), получим

$$\overline{\Psi_{\text{п}}^2} = q_2 \left\{ q_1^{N-1} \overline{\Psi^2} + \left(1 - q_1^{N-1}\right) x^2 \sum_{k=1}^{N} P\left[\Psi^{(k)}\right] \right\} +$$

$$p_2 \left\{ p_1 q_1^{N-2} \left[\sum_{r=1}^{N-1} \sum_{k=r+1}^{N} \left[\Psi^{(k)}\right]^2 P\left[\Psi^{(r)}\right] + \sum_{r=2}^{N} \sum_{k=1}^{r-1} \left[\Psi^{(k)}\right]^2 P\left[\Psi^{(r)}\right] \right] + \left[1 - (N-1) p_1 q_1^{N-2}\right] x^2 \sum_{k=1}^{N} P\left[\Psi^{(k)}\right] \right\},$$

$$\overline{\Psi_{\xi\Psi_{\text{п}}^{(\text{k})}}} = q_2\left\{q_1^{N-1}\overline{\Psi_{\xi\Psi^{(\text{k})}}} + \left(1-q_1^{N-1}\right)x\sum_{k=1}^{N}P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}\right]\right\} +$$

$$+p_2\left\{p_1q_1^{N-2}\left[\sum_{r=1}^{N-1}\sum_{k=r+1}^{N}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] + \sum_{r=2}^{N}\sum_{k=1}^{r-1}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right]\right] + \left[1-(N-1)\,p_1q_1^{N-2}\right]x\sum_{k=1}^{N}P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}\right]\right\}. \quad (14)$$

Используя результаты, полученные в [2],

$$\sum_{k=1}^{N}P\left[\Psi^{(k)}\right]=1 \text{ и } \sum_{r=1}^{N}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right]=0,$$

выражения (14) можно преобразовать к виду

$$\overline{\Psi_{\text{п}}^2} = q_2\left[q_1^{N-1}\overline{\Psi^2} + \left(1-q_1^{N-1}\right)x^2\right] +$$

$$+p_2\left\{p_1q_1^{N-2}\left[\sum_{r=1}^{N-1}\sum_{k=r+1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2P\left[\Psi^{(r)}\right] + \sum_{r=2}^{N}\sum_{k=1}^{r-1}\left[\Psi^{(k)}\right]^2P\left[\Psi^{(r)}\right]\right] + \left[1-(N-1)\,p_1q_1^{N-2}\right]x^2\right\},$$

$$\overline{\Psi_{\xi\Psi_{\text{п}}^{(\text{k})}}} = q_2q_1^{N-1}\overline{\Psi_{\xi\Psi^{(\text{k})}}} + p_1p_2q_1^{N-2}\left\{\sum_{r=1}^{N-1}\sum_{k=r+1}^{N}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] + \sum_{r=2}^{N}\sum_{k=1}^{r-1}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right]\right\}. \quad (15)$$

Используя выражения, полученные в [3],

$$\sum_{r=1}^{N-1}\sum_{k=r+1}^{N}\Psi^{(k)}q_1^{k-2}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] = \sum_{k=2}^{N}\Psi^{(k)}q_1^{k-2}\Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_{k-1}}{\sigma_\xi}\right) = \sum_{k=1}^{N-1}\Psi^{(k+1)}q_1^{k-1}\Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_k}{\sigma_\xi}\right),$$

$$\sum_{k=1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2q_1^{k-1}P\left[\Psi^{(k)}\right] = \left[\Psi^{(N)}\right]^2q_1^{N-1} + \sum_{k=1}^{N-1}\left\{\left[\Psi^{(k)}\right]^2q_1^{k-1} - \left[\Psi^{(k+1)}\right]^2q_1^{k}\right\}\Phi\left(\frac{\eta_k}{\sigma_\xi}\right),$$

$$\sum_{k=1}^{N}\Psi^{(k)}q_1^{k-1}P^{(1)}\left[\Psi^{(k)}\right] = \sum_{k=1}^{N-1}\left[\Psi^{(k)}q_1^{k-1} - \Psi^{(k+1)}q_1^{k}\right]\Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_k}{\sigma_\xi}\right),$$

полагая в них $q_1=1$ и учитывая

$$\Phi\left(\frac{\eta_0}{\sigma_\xi}\right)=0,\ \ \Phi\left(\frac{\eta_N}{\sigma_\xi}\right)=14,$$

$$\Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_0}{\sigma_\xi}\right)=\Phi^{(1)}\left(\frac{\eta_N}{\sigma_\xi}\right)=0,$$

получим следующие выражения:

$$\sum_{r=1}^{N-1}\sum_{k=r+1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2P\left[\Psi^{(r)}\right] +$$

$$+\sum_{r=2}^{N}\sum_{k=1}^{r-1}\left[\Psi^{(k)}\right]^2P\left[\Psi^{(r)}\right] = \sum_{k=1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2 - \overline{\Psi^2},$$

$$\sum_{r=1}^{N-1}\sum_{k=r+1}^{N}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] +$$

$$+\sum_{r=2}^{N}\sum_{k=1}^{r-1}\Psi^{(k)}P^{(1)}\left[\Psi^{(r)}\right] = -\overline{\Psi_{\xi\Psi^{(k)}}}, \quad (16)$$

где $\overline{\Psi^2}$ и $\overline{\Psi_{\xi\Psi^{(k)}}}$ определяются выражениями (5).

Подставляя (16) в (15), получим

$$\overline{\Psi_{\text{п}}^2} = \left[1-\left(1-p_1-p_2+Np_1p_2\right)q_1^{N-2}\right]x^2 +$$

$$+q_1^{N-2}\left\{\left(1-p_1-p_2\right)\overline{\Psi^2} + p_1p_2\sum_{k=1}^{N}\left[\Psi^{(k)}\right]^2\right\},$$

$$\overline{\Psi_{\xi\Psi_{\text{П}}^{(k)}}} = \left(1-p_1-p_2\right)q_1^{N-2}\overline{\Psi_{\xi\Psi^{(k)}}}. \quad (17)$$

Таким образом, используя (17) из (2), получим выражение для СКО передачи непрерывных сообщений методом ДФИМИП по каналу связи с помехами:

$$\overline{\varepsilon_{\text{п}}^2} = \sigma_\xi^2 + 2\sigma_\xi < R_\xi(\tau) > \left(1 - p_1 - p_2\right) q_1^{N-2} \overline{\Psi_{\xi\Psi(k)}} +$$

$$+\left[1 - (1 - p_1 - p_2 + Np_1p_2) q_1^{N-2}\right] x^2 +$$

$$+q_1^{N-2} \left\{ (1 - p_1 - p_2) \overline{\Psi^2} + p_1 p_2 \sum_{k=1}^{N} \left[\Psi(k)\right]^2 \right\}. \quad (18)$$

Литература:

1. *Козленко Н.И.* Средняя квадратическая ошибка передачи непрерывных сообщений в КИМ системе связи с помехами / Н.И. Козленко // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи. – 1975. – Вып. 1. – С. 3 – 15.

2. *Козленко Н.И.* Помехоустойчивость импульсно-кодовой модуляции при передаче речи / Н.И. Козленко // Радиотехника. – 1972. – Т. 27, № 2. – С. 21 – 31.

Козленко Н.И. Помехоустойчивость адресных асинхронных систем связи при передаче речи методом фазо-импульсной модуляции / Н.И. Козленко // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – Киев, 1974. – Т. 17. – Вып. 4. – С. 130 – 137.

Статья поступила в редакцию 27 августа 2012 г.

УДК 621.391

ПРИМЕНЕНИЕ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА М-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЯМИ ЧЕТНЫХ СТЕПЕНЕЙ

В.В. Майоров, инженер-конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-19-24
И.И. Малышев, гл.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-16-38
А.А. Бессарабова, преподаватель, ВГТУ, тел.: (473) 224-33-60

Проведен анализ корреляционных функций М-последовательностей для более эффективного их использования.

Ключевые слова: *М-последовательность, синхросигнал, корреляционная функция, индекс децимации, алгоритм.*

USING OF BROADBAND SIGNALS WITH M-SEQUENCES OF EVEN DEGREE

V.V. Mayorov, design engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 252-19-24
I.I. Malyshev, chief research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 252-16-38
A.A. Bessarabova, lecturer, Voronezh State Technical University, tel.: (473) 224-33-60

M-sequence correlation function analysis for the more efficient usage of these sequences is made.

Key words: *M-sequence, signal of synchronization, correlation function, index of decimation, algorithm.*

Необходимость повышения помехоустойчивости информационных систем требует расширения спектра передаваемых сигналов. Это может быть обеспечено методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты, либо с помощью манипуляции фазы сигнала псевдослучайными последовательностями, либо другими методами [1]. Для прямого расширения спектра сигнала с помощью манипуляции фазы широко используются М-последовательности (МП) – линейные рекуррентные последовательности m-й степени, которые имеют максимальное значение периода $B = 2^m–1$, равного числу элементов в периоде или длине МП [2]. При этом на этапе разработки системы исследуются и учитываются функция корреляции МП со своей копией (автокорреляционная функция) и функции корреляции пары разных МП $s_1(t)$ и $s_2(t)$ (взаимно-корреляционные функции). Корреляционные функции $R(\tau)$ рассчитываются как для апериодического режима, когда используются одиночные сигналы, так и для периодического режима, когда входной сигнал $s_1(t)$ повторяется с периодом, равным его длительности T_c:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)s_2(t-\tau)dt\,. \qquad (1)$$

Для повышения помехоустойчивости информационных систем и улучшения внутрисистемной электромагнитной совместимости необходимо исследование взаимно-корреляционных функций (ВКФ). До недавнего времени считалось, что значения периодических ВКФ всех последовательностей одной степени находятся в пределах $(1{,}4\ldots5)\cdot\sqrt{B}$ [1]. Но со временем появились работы [2–4], которые уточняют это положение. Например, в [3] показано, что для некоторых пар МП степени $m = 10$ экстремумы периодических ВКФ превосходят значение $11\sqrt{B}$.

В более поздней работе [4] отмечено также, что для четных степеней МП определенные ВКФ имеют три очень больших экстремума, сумма которых равна величине $(B – 2)$, и которые появляются при $\tau = 0$, $B/3$ и $2B/3$. Это свойство характерно только для некоторых пар МП, связанных между собой определенным индексом децимации. Децимация с индексом q – это перестановка в МП элементов с номерами i_1 в соответствии с выражением

$$i_2 = i_1 \cdot q, \qquad (2)$$

где q – нечетное простое число или произведение нечетных простых чисел; $i_1 = 0, 1, \ldots, (B – 1)$ [2].

В выражении (2) умножение осуществляется по модулю B, и в результате получается другая МП с элементами, имеющими номера $i_2 = 0, 1, \ldots, (B – 1)$.

В [4] приведены значения индексов децимации q, связывающих пары МП, у которых периодические ВКФ имеют очень большие экстремумы:

– для $m = 8$ два значения $q = 43$ и 87 и значения трех очень больших экстремумов $R_{b1} = 63$, $R_{b2} = R_{b3} = 95$ для сдвигов $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 85$, $\tau_3 = 170$ соответственно;

– для $m = 10$ значение $q = 343$ и значения трех очень больших экстремумов $R_{b1} = 383$, $R_{b2} = R_{b3} = 319$ для сдвигов $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 341$, $\tau_3 = 682$ соответственно;

– для $m = 12$ два значения $q = 1367$ и 683 и значения трех очень больших экстремумов $R_{b1} = 1407$, $R_{b2} = R_{b3} = 1343$ для сдвигов $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 1365$, $\tau_3 = 2730$ соответственно;

– для $m = 14$ значение $q = 2731$ и значения трех очень больших экстремумов $R_{b1} = 5631$, $R_{b2} = R_{b3} = 5375$ для сдвигов $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 5461$, $\tau_3 = 10922$ соответственно.

Целью настоящей статьи является дальнейшее исследование периодических ВКФ МП.

Существующие МП соответствуют табличным примитивным порождающим полиномам p_i с определенными номерами N_i [5]. Полином p_i^* называется двойственным полиному p_i, если двоичное представление обоих полиномов отличается только направлением записи. Таким образом, чтобы получить двоичное представление двойственного полинома, необходимо переписать двоичное представление указанного полинома справа налево. То есть коэффициент a_i полинома p_i определяет коэффициент a_{m-i} полинома p_i^*. С помощью децимации с индексом q можно из одной МП с номером полинома N_i получить все остальные последовательности с номерами полиномов N_q:

$$N_q = N_i \cdot q. \tag{3}$$

Индекс децимации, связывающий пары МП с очень большими значениями ВКФ, определяется по формуле [4]

$$q = B/3 + (1;2). \tag{4}$$

Выражение (4) означает, что для определения соответствующего индекса децимации значение $B/3$ суммируется с 1 или 2 и используется тот результат, который даст номер табличного примитивного порождающего полинома [5].

Для дальнейшего исследования необходимо определить для степеней МП, равных $m = 6$; 8; 10; 12; 14, с помощью выражения (3) все номера N_i и N_q пар МП, у которых ВКФ имеют очень большие экстремумы.

Однако рассчитанное в соответствии с выражением (3) произведение в большинстве случаев будет отличаться от табличных номеров примитивных порождающих полиномов [5]. Для таких случаев в [2] предлагается произведение (3) либо разделить на 2, либо умножить на 2 несколько раз с приведением результатов по модулю B. То есть сначала для искомого номера рассчитываются предварительные значения N_{qg}, N_{qn} с помощью выражения

$$\begin{cases} N_{qg} = [\, N_i(\, B/3 + (1,2)) \bmod B \,] \big/ 2^g, & \text{если } N_i(\, B/3 + (1,2)) \bmod B - \text{четное;} \\ N_{qn} = [\, N_i(\, B/3 + (1,2)) 2^n \,] \bmod B, & \text{если } N_i(\, B/3 + (1,2)) \bmod B - \text{нечетное,} \end{cases} \tag{5}$$

где $g = 0, 1, \ldots, (m-1)$; $n = 0, 1, \ldots, (m-1)$.

Из полученных значений N_{qg}, N_{qn} необходимо выбрать наименьшее, которое и будет искомым номером N_q примитивного порождающего полинома. Если же выбранное значение и после этого не совпадает ни с одним из приведенных в таблицах номеров, тогда в соответствии с [2] этот номер имеет полином, двойственный к одному из табличных полиномов.

Применяя выражение (5), предлагается соответствующие номера N_i и N_q пар МП рассчитывать с помощью алгоритма, представленного на рис. 1.

На этом рисунке в блоке 1 вводится номер N_1 примитивного полинома для заданной степени m из таблицы неприводимых полиномов [2], а также значение индекса децимации q. В блоке 2 осуществляется расчет длины МП.

Далее в блоке 3 происходит предварительный расчет искомого номера в соответствии с выражением (2). Далее это значение в блоках 4, 5, 6 приводится к значению по модулю B. Для этого из полученного в блоке 3 предварительно рассчитанного номера вычитается длина B до тех пор, пока результат не перестанет ее превышать. Соответствующая проверка осуществляется в блоке 5.

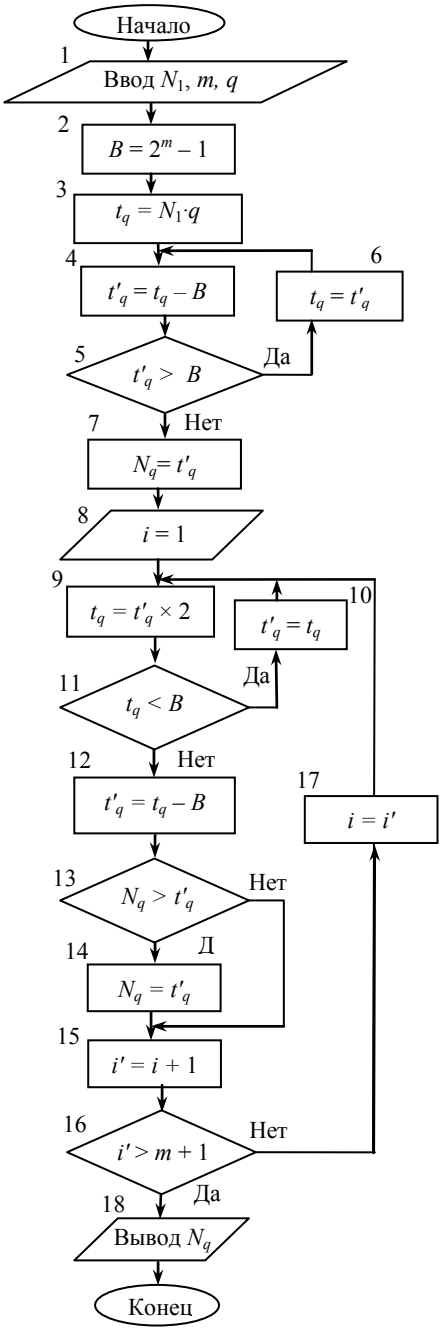


Рис. 1. Алгоритм нахождения номера N_q МП, связанной децимацией q с исходной МП

Для того чтобы номер N_q совпадал с табличным, его необходимо разделить или умножить на 2 несколько раз с приведением результатов по модулю B.

Из всех полученных частных и произведений нужно взять наименьшее. Это будет искомый номер N_q. Соответствующие процедуры выполняются в блоках 8–17.

В результате по данному алгоритму в блоке 18 получаем значения N_1 и N_q – номера искомых МП, соответствующих своим табличным порождающим примитивным полиномам.

В таблицах номера двойственных полиномов чаще всего не приводятся [5]. И в таких случаях в таблицах указывается только половина всех существующих номеров МП. Для нахождения номера двойственной МП для последовательности с номером N_i в соответствии с [2] необходимо значение N_i умножить на $(B - 1)/2$, и результат надо либо разделить на 2, либо умножить на 2 несколько раз с приведением результатов по модулю B. То есть сначала рассчитываются предварительные значения N_{2g}, N_{2n} с помощью выражения

$$\begin{cases} N_{2g} = \left[\left(N_i \dfrac{B-1}{2}\right) \bmod B\right] \Big/ 2^g, & \text{если } \left(\left(N_i \dfrac{B-1}{2}\right) \bmod B\right) - \text{четное}; \\ N_{2n} = \left[N_i \dfrac{B-1}{2} 2^n\right] \bmod B, & \text{если } \left(\left(N_i \dfrac{B-1}{2}\right) \bmod B\right) - \text{нечетное}, \end{cases} \quad (6)$$

где $g = 0, 1, \ldots, (m-1)$; $n = 0, 1, \ldots, (m-1)$.

Из полученных значений N_{2g}, N_{2n} необходимо выбрать наименьшее, которое и будет номером N_2 двойственного полинома.

В соответствии с выражением (6) номера двойственных МП предлагается находить по алгоритму, представленному на рис. 2.

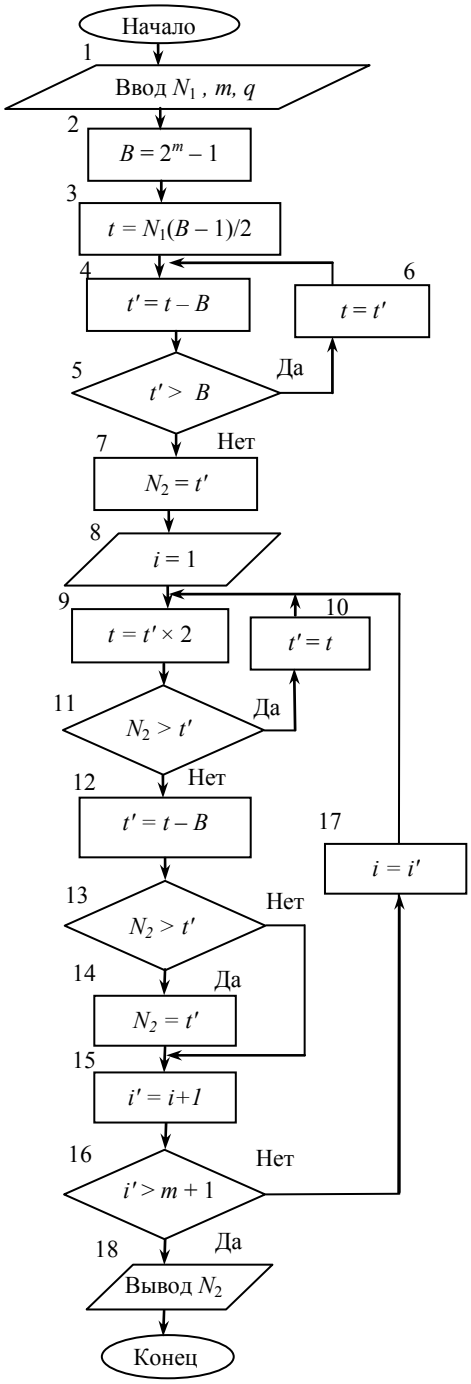


Рис. 2. Алгоритм нахождения номера двойственной МП

В результате расчетов по предлагаемым алгоритмам для степеней m = 6; 8; 10; 12; 14 найдены номера всех МП, образующих пары, ВКФ которых имеют очень большие экстремумы. В табл. 1–3 представлены номера только для степеней m = 6; 8; 10 (для краткости).

Таблица 1

Номера МП для степени m = 6, индекс децимации q = 23

№ МП	№ парной МП	№ двойственной МП	№ парной двойственной МП
1	23	31	5
5	13	23	11
11	1	13	31

Таблица 2

Номера МП для степени m = 8, индекс децимации q = 43

№ МП	№ парной МП	№ двойственной МП	№ парной двойственной МП
1	43	127	53
7	23	31	29
11	91	61	37
13	19	47	59

Таблица 3

Номера МП для степени m = 10, индекс децимации q =343

№ МП	№ парной МП	№ двойственной МП	№ парной двойственной МП
1	343	511	85
5	173	383	181
7	107	127	167
13	367	191	41
17	179	479	205
19	379	251	37
23	91	125	157
25	59	223	79
29	151	95	109
35	47	247	61
43	347	245	149
49	439	239	73
53	83	175	235
71	103	119	115
89	215	221	101

Для степени m = 8 не найдено ни одной пары для индекса децимации q = 87. Все найденные пары соответствуют индексу децимации q = 43.

Для степени m = 6 найдены значение индекса децимации q = 23 и значения трех очень больших экстремумов U_{b1} = 15, $U_{b2} = U_{b3}$ = 23 для сдвигов $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 21$, $\tau_3 = 42$ соответственно.

В результате исследований установлено, что для степеней m = 8; 10; 14 каждая МП имеет одну парную, ВКФ которых имеют очень большие

экстремумы. В итоге для степени $m = 8$ из общего количества МП $Q = 16$ имеется 8 пар; для степени $m = 10$ из общего количества МП $Q = 60$ имеется 30 пар; для степени $m = 14$ из общего количества МП $Q = 756$ имеется 378 пар.

Из результатов следует также, что для степеней $m = 6$; 12 все МП образуют «замкнутые» тройки таких пар. «Замкнутая» тройка означает, что все МП из этой тройки с остальными последовательностями не имеют ВКФ с очень большими экстремумами. Например, для степени $m = 6$ все МП образуют две замкнутые тройки пар с номерами 1~23; 23~11; 11~1 и 31~5; 5~13; 13~31. Для степени $m = 12$ приведем один пример такой тройки пар: МП с номерами 1~1367; 1367~683; 683~1. Таким образом, для степеней $m = 6$; 12 для каждой МП существует две МП, ВКФ которых имеют очень большие экстремумы.

В итоге для степени $m = 6$ из общего количества $Q = 6$ имеется две такие тройки; для степени $m = 12$ из общего количества $Q = 144$ имеется 48 таких троек.

Для степеней $m = 6$; 8; 10; 12; 14 установлено также, что для всех исследуемых пар или троек МП двойственные им МП образуют такие же пары или тройки пар, ВКФ которых имеют очень большие экстремумы.

В ходе работы для степеней $m = 6$; 8; 10; 12; 14 рассчитаны все ВКФ с очень большими экстремумами. Расчет ВКФ пары МП s_1, s_2 осуществлен в соответствии с выражением

$$R(\tau) = \sum_{i=0}^{B-1} s_1(i) \cdot s_2(i+\tau). \qquad (7)$$

Результаты анализа проведенных расчетов подтвердили наличие в каждой исследуемой ВКФ трех очень больших экстремумов, которые всегда появляются при сдвигах $\tau = 0$; $(2^m - 1)/3$ и $2(2^m - 1)/3$, причем последние два экстремума оказались равны между собой для всех ВКФ. В каждом случае сумма трех очень больших экстремумов равна величине $(B - 2)$. На рис. 3 на графике представлена одна из рассчитанных ВКФ для степени $m = 8$, для пары МП с номерами $N_1 = 1$; $N_q = 43$.

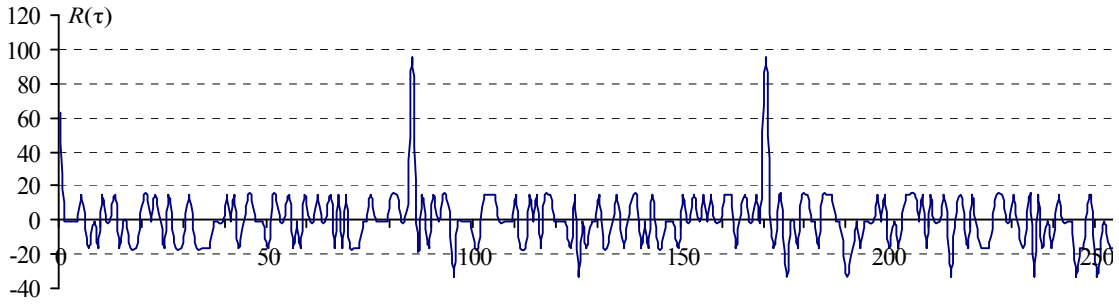


Рис. 3. ВКФ пары МП с номерами $N_1 = 1$; $N_q = 43$ для степени $m = 8$

Таким образом, наибольшую угрозу для эффективного функционирования информационных систем с МП четных степеней представляют именно парные МП. В то же время для цели радиоподавления именно они представляют наибольший интерес, так как эти сигналы будут создавать эффективные структурные помехи. При разработке систем необходимо либо ограничивать используемый ансамбль сигналов, исключив из общего количества Q все парные, либо разрабатывать и применять схемы защиты от таких наиболее опасных структурных помех.

С этой целью для системы синхронизации предлагается вариант схемы устройства поиска, обеспечивающего защиту от ложного срабатывания при действии парных сигналов, представленный на рис. 4. Защита в предлагаемой схеме основывается на том свойстве, что очень большие экстремумы ВКФ всегда следуют через $B/3$ тактов.

Корреляционные функции определяются с помощью согласованного фильтра, настроенного на синхросигнал и состоящего из предварительного полосового фильтра (ПФ), многоотводной линии задержки, группы аттенюаторов (Ат) и фазовращателей (ФВ) и сумматора. На выходе сумматора сигнал детектируется в детекторе (Дет) и в блоке сравнения с порогом (БСП) сравнивается с порогом обнаружения, который рассчитывается, исходя из оценки среднего значения помехи. Действие флуктуационных помех должно быть подавлено за счет выбора порога обнаружения.

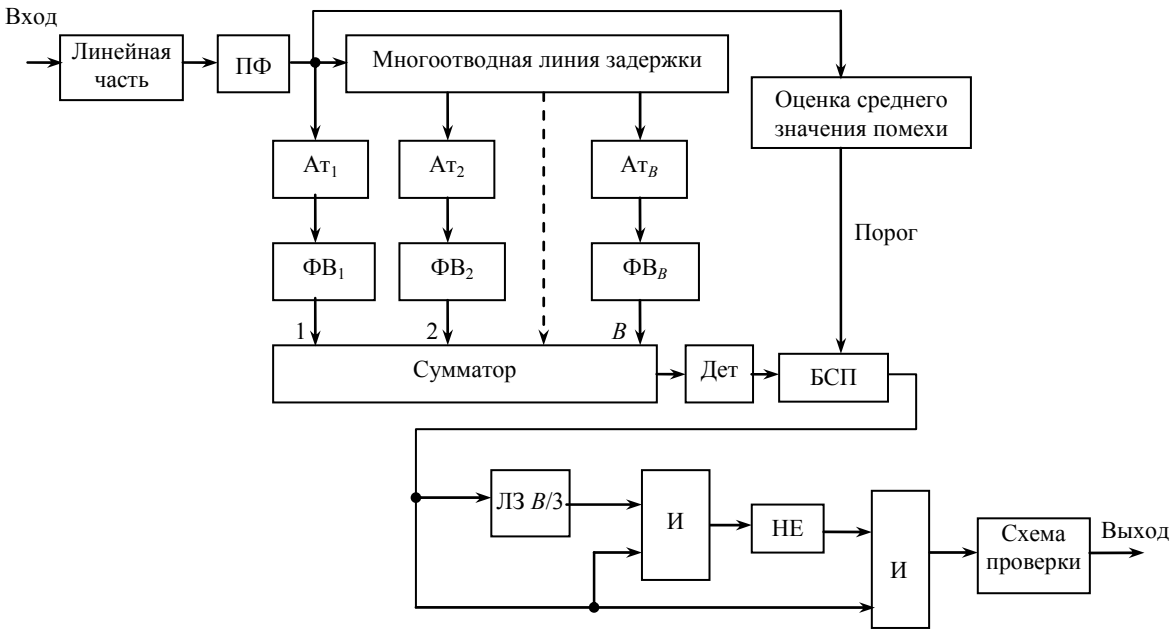


Рис. 4. Устройство поиска, выполненное на согласованном фильтре

На выход БСП поступает логический сигнал, его задержка на $B/3$ тактов осуществляется в линии задержки ЛЗ $B/3$. Если на входе действует синхросигнал, то после логических элементов сформируется решение в виде сигнала уровня логической единицы, который запустит в схеме поиска проверочный анализ. На выходе устройства решение о правильном нахождении синхросигнала выносится по серии k благоприятных исходов обнаружения. Превышение порога обнаружения от действия парных сигналов в предлагаемом устройстве не приводит к прохождению сигнала на выход схемы проверки.

Выводы

1. Из полученных результатов следует, что в случае применения в сетях и системах телекоммуникаций М-последовательностей четных степеней необходимо учитывать полученные корреляционные свойства.

2. Для эффективного обеспечения электромагнитной совместимости и с целью повышения помехоустойчивости функционирования сети необходимо либо ограничивать используемый ансамбль сигналов, исключив все парные сигналы, связанные определенными децимациями, либо разрабатывать и применять схемы защиты.

3. Для улучшения внутрисистемной электромагнитной совместимости предлагается устройство поиска синхросигнала, в котором применяется алгоритм борьбы с очень большими экстремумами корреляционных функций парных М-последовательностей.

4. Для постановщика помех, наоборот, необходимо подобрать М-последовательности четных степеней, парные М-последовательностям передаваемых сигналов, так как эти сигналы будут наиболее эффективными помехами.

В статье представлены алгоритмы и таблицы, по которым можно найти номера соответствующих последовательностей.

Литература:

1. *Варакин Л.Е.* Системы связи с ШПС / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

2. *Бессарабова А.А.* М-последовательности: пособие для тех, кто о них кое-что знает, но хочет знать больше / А.А. Бессарабова / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2010. – 223 с.

3. *Давыдов И.В.* Характеристики функций взаимной корреляции двоичных псевдослучайных последовательностей / И.В. Давыдов // Техника средств связи : тезисы докладов XVII отраслевой НТК. – Воронеж, 1989. – С. 52.

4. *Бессарабова А.А.* Свойства корреляционных функций М-последовательностей / А.А. Бессарабова // Радиолокация, навигация, связь : тез. докл. 18-й междунар. науч.-техн. конф. / ООО НПФ «САКВОЕЕ». – Воронеж, 2012. – Т. 3. – С. 2121 – 2131.

5. *Питерсон У.* Коды, исправляющие ошибки : пер. с англ. / У. Питерсон, Э. Уэлдон ; под ред. Р.Л. Добрушина, С.И. Самойленко. – М.: Мир, 1976. – 594 с.

Статья поступила в редакцию 22 января 2012 г.

УДК 621.596.6

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛОВ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ЦИКЛИЧЕСКИЕ КОДЫ

Г.Ф. Провоторов, нач. отдела, тел.: (473) 252-19-24
А.С. Щеголеватых, ведущий инженер, тел.: (473) 252-19-24
ОАО «Концерн «Созвездие»

Для обеспечения достоверности приема информации в условиях помех, искажающих посланное сообщение, используются циклические коды, которые позволяют обнаруживать и исправлять пакеты ошибок. В настоящей статье приведен алгоритм кодирования и декодирования циклических кодов, позволяющий повысить эффективность исправления ошибок.

Ключевые слова: *циклический код, кодовое слово, сообщение, проверочная матрица, синдром, примитивный элемент, многочлен, конечное поле Галуа.*

INTERFERENCE IMMUNITY INCREASE OF COMMUNICATION CHANNELS THAT USE CYCLIC CODES

G.F. Provotorov, chief of department, tel.: (473) 252-19-24
A.S. Schegolevatykh, leading engineer, tel.: (473) 252-19-24
JSC «Sozvezdie «Concern»

Cyclic codes which allow to detect and correct error bursts are used to provide information reception validity in case of interference that distort the sent message. Algorithm of cyclic code coding and decoding which allows to raise efficiency of error correction is presented in the given article.

Key words: *cyclic code, code word, message, check matrix, syndrome, primitive element, polynomial, finite Galois field.*

Большое значение в настоящее время приобрели проблемы передачи информации, и в частности вопросы кодирования и декодирования информации в целях ее надежной передачи по зашумленным каналам [1]. Обычно бывает необходимо передать сообщение, состоящее из конечной последовательности символов, являющихся элементами некоторого конечного алфавита. В системах телекоммуникации алфавит, как правило, состоит из символов 0 и 1. В этом случае передаваемое сообщение можно рассматривать как некоторое двоичное число. В общем случае предполагается, что алфавит представляет некоторое конечное поле F_q ($q = 2^n - 1$, $n \in Z$).

Одной из основных задач кодирования сообщения является снижение до минимума вероятности ошибок в принятом сообщении, обусловленных шумом в канале связи. Методы повышения надежности передачи сообщений в основном базируются на свойствах конечных полей [2].

Повышение помехозащищенности при передаче сигналов основывается на использовании избыточной информации вместе с сообщением, которое необходимо передать. Это означает, что последовательность символов, составляющая передаваемое сообщение, преобразуется в более длинную последовательность. Предполагается, что символы, составляющие исходное сообщение, и символы, составляющие закодированное сообщение, являются элементами одного и того же конечного поля характеристики 2. Кодирование означает, что блок из k символов передаваемого сообщения $a_1a_2...a_k$, $a_i \in F_q$, заменяется кодовым словом $c_1c_2...c_n$, $c_i \in F_q$, где $n > k$.

Простая схема кодирования получается в случае, когда каждый блок из k символов сообщения $a_1a_2...a_k$ превращается в кодовое слово вида $a_1a_2...a_kc_{k+1}...c_n$, где первые k символов совпадают с k символами исходного сообщения и называются информационными, а дополнительные $n-k$ символов называются проверочными (контрольными) символами [3]. Такую схему кодирования представляют в виде

$$Hc' = 0,$$

где c' – транспонированный вектор кодового слова; H – проверочная матрица размера $(n-k) \times n$.

 ISSN 1995-7009

В данном случае используется циклический код $C(n,k)$, получаемый умножением каждого сообщения, содержащего k информационных символов, которые отождествляются с многочленом степени, меньшей чем k, на фиксированный многочлен $g(x)$ степени $n-k$, где $g(x)$ является делителем x^n-1.

Для того чтобы в принятом сообщении можно было исправить t ошибок, циклический код с проверочной матрицей H должен иметь минимальное расстояние (по Хеммингу) $d \geq 2t+1$. А для этого необходимо, чтобы любые $d-1$ столбцов проверочной матрицы H были линейно независимы [2].

При реализации алгоритма декодирования по синдрому составляют таблицу, в которой указываются синдромы s_i и лидеры e_i соответствующих им смежных классов. Алгоритм декодирования заключается в следующем:

1) вычисляют синдром $s(u)$ принятого вектора u;

2) по синдрому $s(u)=s_i$ определяют лидер e_i соответствующего смежного класса;

3) определяют посланный вектор v как разность $v=u-e_i$.

При всей простоте и наглядности алгоритм синдромного декодирования обладает серьезным недостатком, заключающимся в том, что устройство, реализующее этот способ декодирования, должно хранить информацию о лидерах и синдромах. Объем этой информации оказывается очень большим даже при умеренных длинах кодовых слов (порядка нескольких десятков). Для двоичного (50, 40)-кода получится 1024 лидеров и столько же синдромов, а для (50, 30)-кода их количество превзойдет миллион [3].

Предлагается новый алгоритм синдромного декодирования, который представлен ниже [4].

Пусть по каналу связи, подверженному влиянию помех, передается кодовое слово, состоящее из k информационных бит и представимое многочленом c_0:

$$c_0 = d_0x^0 + d_1x^1 + d_2x^2 + ... + d_{k-1}x^{k-1},$$

где $$d_i \in 0,1. \qquad (1)$$

Для циклического кода, имеющего длину $q=2^m-1$, формируется многочлен вида

$$A(x) = a(x) + c_0(x)\cdot x^m = a(x) + c(x),$$

где $$a(x) = \sum_{i=0}^{m-1} f_i x^i \ \ (f_i \in 1,0) \qquad (2)$$

– проверочные символы, получающиеся от деления многочлена $c(x)$ на неприводимый многочлен

$$g(x) = \sum_{i=0}^{m} \eta_i x^i \ \ (\eta_i \in 0,1), \qquad (3)$$

который является порождающим для данного циклического кода.

Многочлен $a(x)$ также может быть получен с помощью проверочной матрицы размера $(q \times m)$

$$H(x) = \left[\alpha^0, \alpha^1, ..., \alpha^{q-1}\right], \qquad (4)$$

где $\alpha(x) = \sum_{i=0}^{m-1} \mu_i x^i$ $(\mu_i \in 0,1)$ – примитивный элемент, степени которого пробегают все конечное поле $GF(2^m)$ по модулю $g(x)$.

Определим дополнительные контрольные символы

$$b(x) = \sum_{i=0}^{m-1} \beta_i x^i \ \ (\beta_i \in 0,1) \qquad (5)$$

как остаток от деления многочлена $c(x)$ на неприводимый многочлен $g_1(x)$:

$$g_1(x) = \sum_{i=0}^{m} \chi_i x^i \ \ (\chi_i \in 0,1). \qquad (6)$$

Заметим, что многочлен $b(x)$ может быть получен также с помощью проверочной матрицы $H_1(x)$:

$$H_1(x) = \left[\alpha_1^0, \alpha_1^1, ..., \alpha_1^{n-1}\right] \neq H(x), \qquad (7)$$

где $\alpha_1(x) = \sum_{i=0}^{m} \zeta_i x^i$ $(\zeta_i \in 0,1)$ – примитивный элемент конечного поля Галуа $GF(2^m)$ по модулю $g_1(x)$.

Далее сформируем кодовый многочлен вида

$$D(x) = b(x) + A(x)\cdot x^m = b(x) + A(x). \qquad (8)$$

Согласно принятым условиям наличия помех в канале связи, отличным от нуля будет многочлен ошибок

$$E(x) = x^i + x^j, \qquad (9)$$

причем $i \neq j$.

Тогда принятый многочлен $D_1(x)$ будет иметь следующий вид:

$$D_1(x) = D(x) + E(x). \quad (10)$$

Ниже приведен алгоритм нахождения и исправления двух ошибок в принятом многочлене $D_1(x)$ [4].

В приемном устройстве предполагается наличие трех регистров, осуществляющих сдвиг и запоминание поступающих символов. Последовательность символов, представляющая собой принятый многочлен $D_1(x)$, поступает в первый из трех упомянутых регистров. Во второй регистр поступает последовательность $F(x) = a(x) + c(x) + E(x)$, содержащая информационный многочлен $c(x)$, многочлен ошибок $E(x)$ и проверочный многочлен $a(x)$, сформированные с помощью проверочной матрицы $H(x)$. В третий регистр поступает последовательность, представляющая кодовый многочлен $F_1(x) = b(x) + c(x) + E(x)$, где содержатся проверочные символы $b(x)$, полученные с помощью проверочной матрицы $H_1(x)$.

Во втором регистре будет находиться остаток от деления многочлена $F(x)$ на неприводимый многочлен $g(x)$ вида

$$r(x) = x^i + x^j, \quad (11)$$

где i и j – номера искаженных бит кодового многочлена $F(x)$.

В третьем регистре будет находиться остаток от деления многочлена $F_1(x)$ на неприводимый многочлен $g_1(x)$ в виде многочлена

$$r_1(x) = x_1^i + x_1^j, \quad (12)$$

где i и j – номера искаженных бит кодового многочлена $F_1(x)$.

В зависимости от вариантов искажения принятых символов возможны следующие состояния многочлена ошибок: $E(x) = 0$, $E(x) = x^i$, $E(x) = x^i + x^j$. Разберем эти случаи.

1. $E(x) = 0$, тогда можно записать

$$F(x) = a(x) + c(x),$$

$$F_1(x) = b(x) + c(x). \quad (13)$$

При этом будем иметь $r(x) = r_1(x) = 0$.

2. $E(x) = x^i$. При этом возможны два варианта:

а) $2m \le i \le (2m + k - 1)$. Тогда $r(\alpha) = \alpha^i$ и $r_1(\alpha_1) = \alpha_1^i$. Степени α и α_1 будут равны, указывая на местоположение ошибочного бита.

б) $m \le i \le (2m - 1)$. Тогда получим

$$F(x) = a(x) + c(x) + E(x),$$

$$F_1(x) = b(x) + c(x). \quad (14)$$

Для определения ошибочного символа используется выражение $r_1(\alpha_1) = \alpha_1^i$ при $0 \le i \le (m - 1)$.

3. $E(x) = x^i + x^j$ при $i \ne j$. При этом возможны четыре варианта:

а) $m \le i \le (2m - 1)$ и $2m \le j \le (2m + k - 1)$, тогда из выражений (11) и (12) определим местоположения искаженных бит:

$$r(\alpha) = \alpha^i + \alpha^j,$$

$$r_1(\alpha) = \alpha_1^i. \quad (15)$$

Местоположение одного (первого) ошибочного бита можно определить из последнего выражения. С помощью матрицы $H(\alpha)$ найдем многочлен α^j. Определить местоположение второго ошибочного бита можно из уравнения

$$r(\alpha) - \alpha^i = \alpha^j. \quad (16)$$

б) $2m \le i \le 2m + k - 1$ и $0 \le j \le m - 1$. Рассуждая аналогичным образом, получим

$$r(\alpha) = \alpha^i,$$

$$r_1(\alpha_1) = \alpha_1^i + \alpha_1^j. \quad (17)$$

в) $2m \le i \le 2m + k - 1$ и $2m \le j \le 2m + k - 1$. Тогда для определения местоположения ошибочных бит воспользуемся выражениями (11) и (12). Умножая обе части этих выражений на x^s, что соответствует циклическому сдвигу многочленов $r(\alpha)$ и $r_1(\alpha_1)$ на s позиций, получим

$$x^s \cdot r(\alpha) = \alpha^{i+s} + \alpha^{j+s},$$

$$x^s \cdot r_1(\alpha_1) = \alpha_1^{i+s} + \alpha_1^{j+s}. \quad (18)$$

При $0 \le i+s \le m-1$ выполняется условие $\alpha^{i+s} = \alpha_1^{i+s}$ согласно определению проверочных матриц $H(\alpha)$ и $H_1(\alpha)$. Рассмотрим случай $(i+s)=0$. Тогда система уравнений (11)–(12) преобразуется к виду

$$x^s \cdot r(\alpha) = 1 + \alpha^{j_1}, \quad x^s \cdot r_1(\alpha_1) = 1 + \alpha_1^{j_1}, \qquad (19)$$

где

$$j_1 = j + s. \qquad (20)$$

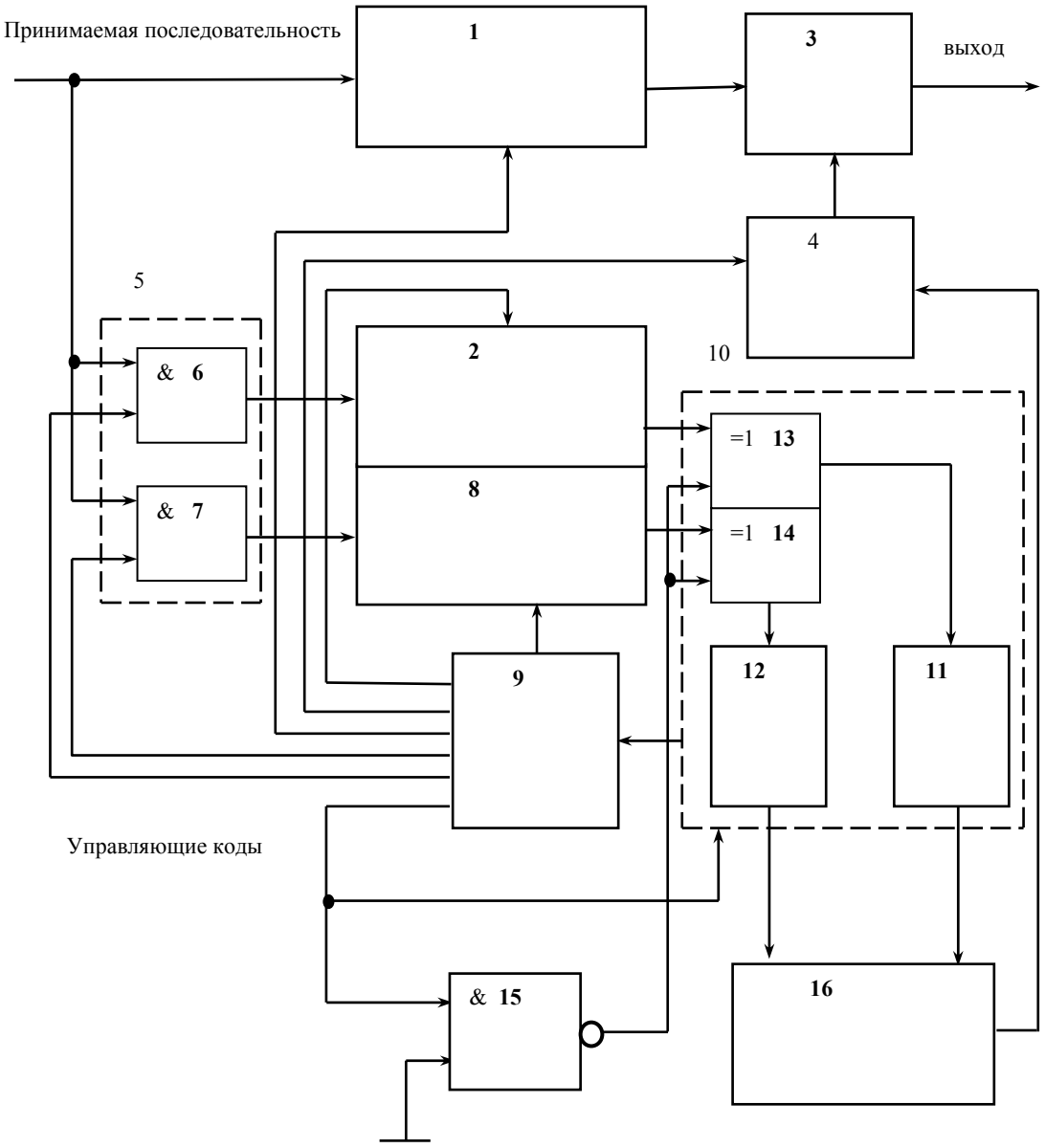
Из системы уравнений (19) можно определить положение одного ошибочного бита. Положение второго ошибочного бита позволяет определить равенство

$$i + s = 0. \qquad (21)$$

г) $0 \le i \le m-1$ и $m \le j \le 2m-1$. Согласно принятому условию в этом случае либо отсутствуют ошибки, либо их количество превосходит установленный предел. В этом случае определить положение ошибочных бит невозможно.

Таким образом, при декодировании многочлена $D_1(x)$ в нем могут быть определены местоположения любых ошибочных одиночных бит и любые два ошибочных бита при условии, что хотя бы один из них находится в информационных битах.

Описанный способ определения местоположения двух ошибок [4] в принимаемом коде может быть реализован в декодирующем устройстве [5] (см. рисунок).



Структурная схема декодирующего устройства

Декодирующее устройство содержит запоминающий регистр 1, вход которого является входом устройства; первый регистр порождающего многочлена 2; блок исправления ошибок 3, первый вход которого соединен с выходом запоминающего регистра 1, а второй вход связан с выходом блока определения ошибок 4, являющимся выходом устройства; в декодирующее устройство дополнительно введены блок переключения 5, содержащий две схемы «И» 6 и 7, первые входы которых объединены с входом устройства, а их выходы подключены к информационным входам первого 2 и второго 8 регистров порождающего многочлена, а управляющие входы первого 2 и второго 8 регистров порождающего многочлена связаны с первым и вторым выходами процессора 9 соответственно; третий выход процессора 9 подсоединен к управляющему входу программируемой логической матрицы 10, содержащему два дешифратора 11 и 12, которые соединены с выходами первого 2 и второго 8 регистров порождающего многочлена через первые входы сумматоров по модулю два – 13 и 14 соответственно, а вторые входы сумматоров по модулю два 13 и 14 объединены с выходом формирователя логической единицы 15, вход которого соединен с управляющим входом программируемой логической матрицы 10; выходы дешифраторов 11 и 12 подключены к первому и второму входу программируемой логической матрицы 10 и к первому и второму входам схемы сравнения 16, выход которой соединен с первым входом блока определения ошибок 4; четвертый и пятый выходы процессора 9 подсоединены к вторым входам схемы «И» 6 и 7 соответственно, а шестой выход процессора 9 соединен с управляющим входом запоминающего регистра 1; седьмой выход процессора 9 связан с вторым входом блока определения ошибок 4.

Ниже приведена последовательность работы декодирующего устройства при наличии в принятом коде двух независимых ошибочных бит.

В отличие от известных устройств [3] в предлагаемом декодирующем устройстве (см. рисунок) кодовая последовательность бит поступает сразу в три регистра: запоминающий регистр 1, где сохраняется информационная часть кодовой последовательности, первый 2 и второй 8 регистры порождающих многочленов. Принятую последовательность бит в виде кодового многочлена делят на порождающие многочлены $g(x)$ и $g_1(x)$ соответственно. Полученные остатки от деления поступают на соответствующие входы программируемой логической матрицы 10, где определяются номера столбцов с ошибочными битами с помощью проверочных матриц $H(x)$ и $H_1(x)$ подстановкой в них полученных остатков от деления и взаимного сравнения. Определение номеров столбцов с ошибочными битами осуществляется с помощью дешифраторов 11, 12, а сравнение их осуществляется в схеме сравнения 16. Результаты сравнения и содержимое первого дешифратора 11 поступают в блок определения ошибок 4, где осуществляется формирование корректирующих импульсов, которые поступают в блок исправления ошибок 3, на выходе которого будут формироваться исправленные информационные биты принятой кодовой последовательности.

Условно в работе декодирующего устройства можно выделить два этапа: подготовка принятой последовательности к декодированию и поиск возможных ошибок в принятых битах с последующим их исправлением. Прохождение последовательности бит по блокам устройства обеспечивает процессор 9, который в зависимости от результата сравнения вычисленных номеров столбцов проверочных матриц $H(x)$ и $H_1(x)$ под управлением программируемой логической матрицы 10 и блока определения ошибок 4 обеспечивает выполнение второго этапа работы декодирующего устройства.

Предложенное устройство декодирования циклического кода Хемминга [5] обеспечивает исправление пакета ошибок при относительно простой реализации, что необходимо при передаче информации по зашумленным каналам связи.

Литература:

1. *Мак-Вильямс Ф.Дж.* Теория кодов, исправляющих ошибки : Пер. с англ. / Ф.Дж. Мак-Вильямс, Н.Дж.А. Слоэн. – М.: Связь, 1979. – 744 с.

2. *Ван дер Верден Б.Л.* Алгебра / Б.Л. Ван дер Верден. – М.: Наука, 1979. – 623 с.

3. *Шварцман В.О.* Теория передачи дискретной информации / В.О. Шварцман, Г.А. Емельянов. – М.: Связь, 1979. – 424 с.

4. Пат. 2336559 Российская Федерация, МПК G06F 11/06, H03M 13/15. Способ и кодирующее устройство исправления двух ошибок в принимаемом коде. Заявл. 10.05.06; опублик. 20.10.08. Бюл. №29.

5. Пат. 2270521 Российская Федерация, МПК H03M 13/19. Устройство декодирования циклического кода Хемминга. Заявл. 11.10.04; опублик. 20.02.06. Бюл. №4.

Статья поступила в редакцию 26 декабря 2012 г.

УДК 621.396.662

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНТЕЗАТОРЕ С КОММУТИРУЕМЫМИ ТРАКТАМИ ПРИВЕДЕНИЯ ЧАСТОТЫ

С.К. Романов, в.н.с., e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, нач. НТУ, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
Д.Н. Рахманин, нач. отдела, e-mail: rax_d@mail.ru
А.В. Гречишкин, ведущий конструктор, e-mail: azoff88@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Найдены аналитические выражения для определения длительностей переходных процессов в синтезаторе частот на основе импульсной системы ФАПЧ с двумя коммутируемыми трактами приведения частоты – основного (аналогового) и вспомогательного (с делением частоты), служащего для начальной настройки рабочей частоты выходного сигнала. Аналитические выражения получены с учетом режима биений при работе вспомогательного тракта в кольце ФАПЧ. Приведено сравнение результатов расчетов по этим выражениям и результатов моделирования переходных процессов в контуре ФАПЧ с использованием подсистемы Simulink power system системы MATLAB.

***Ключевые слова**: синтезатор частот, система фазовой автоподстройки частоты, дробный делитель, помеха дробности, дельта-сигма модулятор, накапливающий сумматор, квантователь, ток накачки.*

TRANSIENT PROCESSES IN A SYNTHESIZER WITH SWITCHED PATHS OF FREQUENCY REDUCTION

S.K. Romanov, leading research engineer, e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tikhomirov, head of Scientific and Technical Board, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
D.N. Rakhmanin, chief of the bureau, e-mail: rax_d@mail.ru
A.V. Grechishkin, leading engineer, e-mail: azoff88@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

Analytical expressions for definition of the transient process duration in the frequency synthesizer based on PLL pulse system with two switched frequency reduction paths: basic (analogue) and auxiliary (with frequency division) which is used for initial setup of output signal operating frequency are found. Analytical expressions are received considering beating mode when auxiliary path operates in PLL-ring. These expressions calculation results comparison and transient process simulation results in PLL-ring with the usage of Simulink power system MATLAB are shown.

***Key words:** frequency synthesizer, phase-locked loop system, fractional divider, fraction interference, delta-sigma modulator, accumulator, quantizer, pump current.*

Ключевыми вопросами при разработке синтезаторов частот (СЧ) для аппаратуры связи являются обеспечение требуемого «малого» времени в режиме перестройки в диапазоне частот с определенным шагом и малого уровня собственных шумов в стационарном режиме, когда осуществляется работа радиоустройств. Широко используемые на практике СЧ на основе импульсной системы ФАПЧ ($СЧ_{ФАПЧ}$) с делителями частоты с целочисленными или дробными переменными коэффициентами деления (ДПКД или ДДПКД) в цепи обратной связи, обладая рядом положительных свойств, не обеспечивают требуемый малый уровень шумов в полосе пропускания системы. Это обусловлено эффектом умножения собственных шумов элементов системы в N раз ($N >> 1$), где N – коэффициент деления ДПКД или ДДПКД. Для уменьшения этого эффекта разработчики $СЧ_{ФАПЧ}$, применяя систему ФАПЧ в установившемся стационарном режиме в качестве фильтрующего устройства, отказываются от использования ДДПКД в тракте приведения частоты (ТПЧ) сигнала управляемого генератора (УГ) к частоте работы частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой (ЧФД). Для этого в качестве ТПЧ используют смесители числом до двух [1] и более [2], на которые из датчика опорных частот (ДОЧ) подаются дискретно-перестраиваемые по частоте сигналы. С применением такого ТПЧ обеспечивается условие $N = 1$, и соответственно ма-

лый уровень шумов в полосе пропускания ФАПЧ, но возникает задача быстрого введения ФАПЧ в синхронизм в режиме перестройки в широком диапазоне рабочих частот $СЧ_{ФАПЧ}$. Для решения этой задачи в [2] предлагается использовать два коммутируемых ТПЧ – тракт с делением частоты $ТПЧ_Д$ и аналоговый тракт $ТПЧ_А$, работающих соответственно на двух интервалах времени (см. схему на рис. 1):

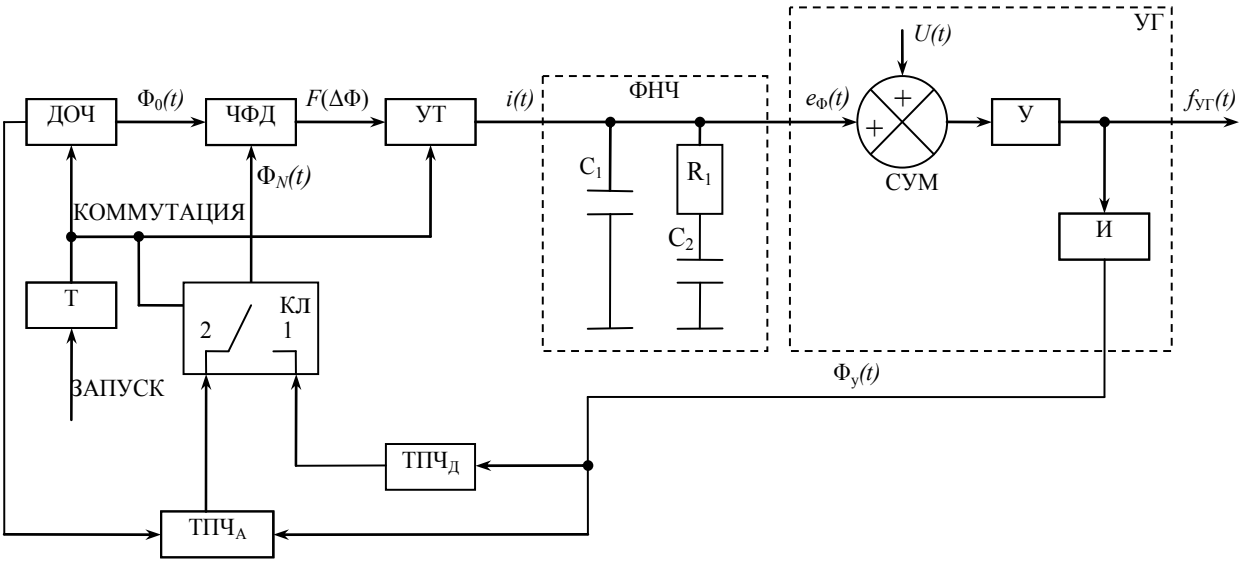


Рис. 1. Схема $СЧ_{ФАПЧ3}$ с двумя коммутируемыми ТПЧ и током накачки ЧФД

На первом интервале времени от импульсного ЧФД (далее анализируется система с ЧФД с зарядовой накачкой) отключается аналоговый $ТПЧ_А$, не содержащий делителей частоты, а подключается цифровой $ТПЧ_Д$, в качестве которого используется ДДПКД, и производится режим настройки частоты и фазы выходного сигнала УГ с «некоторой» точностью, подлежащей определению;

2. Через некоторое время t_k, подлежащее определению, $ТПЧ_Д$ отключается от ЧФД и к ЧФД подключается $ТПЧ_А$, после чего производится окончательный режим настройки частоты и фазы УГ.

К традиционным элементам $СЧ_{ФАПЧ}$, схема которого приведена на рис. 1, ЧФД, ДОЧ, фильтр нижних частот (ФНЧ) с элементами C_1, R_1, C_2 для реализации системы ФАПЧ 3-го порядка (ФАПЧ3), УГ (моделируемый сумматором ($СУМ_1$), усилительным звеном (У) с коэффициентом передачи $S_{УГ}$ и интегрирующим звеном с передаточной функцией $2\pi / s$) добавлено таймерное устройство (Т), задающее интервал времени коммутации t_k и управляющее ДОЧ, усилителем тока (УТ) с коэффициентом передач $k(t)$, коммутатором (К) и запускаемое передним фронтом сигнала $U(t)$. Напряжение $U(t)$ в начале переходного процесса ($П_{пр}$) представляет собой единичную функцию $U(t) = -U_M \cdot 1(t)$ с уровнем U_M (знак минус перед U_M выбран произвольно). Уровень U_M определяет диапазон перестройки $СЧ_{ФАПЧ}$ согласно выражению $\Delta f_{УГ} = f_{УГ_В} - f_{УГ_Н} = U_M S_{УГ}$ ($f_{УГ_В}$ – верхняя частота настройки УГ, $f_{УГ_Н}$ – нижняя частота настройки УГ). Усилитель УТ по команде таймера Т управляет зарядовым током накачки с выхода ЧФД. Коммутатор (К) в положении 1 подключает на время t_k выходной сигнал $ТПЧ_Д$, а в положении 2 – выходной сигнал $ТПЧ_А$ ко входу ЧФД соответственно. Устройство ДОЧ содержит в своем составе опорный генератор, блок набора сигналов, подаваемых на вход $ТПЧ_А$ с дискретно перестраиваемыми частотами, и формирователь сигнала с фазой $\Phi_О(t)$, частота которого либо постоянна при К в положении 1, либо дискретно переменна при

К в положении 2 (устройство $\text{ТПЧ}_\text{А}$ не детализируется, так как вариантов его построения весьма много).

Для схемы $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$, представленной на рис. 1, на наш взгляд, актуально решение следующих задач при изучении $\text{П}_{\text{пр}}$ при перестройке выходного сигнала по частоте $\text{П}_{\text{прЧ}}$ и фазе $\text{П}_{\text{прФ}}$:

1 задача. Определение времени коммутации К из режима настройки (К в положении 1) в режим слежения (К в положении 2), которое минимизирует общее суммарное время переходного процесса УГ по частоте $\text{П}_{\text{прЧ}}$ и фазе $\text{П}_{\text{прФ}}$.

2 задача. Определение времени переходного процесса $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ по частоте $\text{П}_{\text{прЧ}}$ и фазе $\text{П}_{\text{прФ}}$ с учетом решения задачи 1.

Решению этих двух задач и посвящена настоящая работа. При дальнейших исследованиях будем считать, что в момент коммутации К из положения 1 в 2 в составе $U(t)$ на $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ воздействует «помеха коммутации» вида $\text{П}_{\text{прЧ}}$ и разность фаз $\Phi_\text{О}(t_k) - \Phi_N(t_k)$, где $\Phi_\text{О}(t_k)$, $\Phi_N(t_k)$ – фазы опорного сигнала с ДОЧ, с $\text{ТПЧ}_\text{Д}$ или $\text{ТПЧ}_\text{А}$ соответственно, случайна и может находиться в диапазоне $\pm 2\pi$. Будем также считать, что «замороженные» передаточные функции системы ФАПЧ3 при К в положениях 1 и 2 одинаковы (рассматриваем простой вариант), то есть коммутация с коэффициентами передачи $1/N$ (при $\text{ТПЧ}_\text{Д}$) и 1 (при $\text{ТПЧ}_\text{А}$) ведет к автоматическому изменению в УТ значения $k(t)$ от 1 до $1/N$.

На рис. 1 приняты следующие обозначения: $\Phi_\text{О}(t)$, $\Phi_N(t)$, $\Phi_\text{У}(t)$ – фаза опорного сигнала с ДОЧ, с $\text{ТПЧ}_\text{Д}$ и с УГ соответственно; $f_{\text{УГ}}(t)$ – частота сигнала УГ; N – целое значение дробного коэффициента деления $\text{ТПЧ}_\text{Д}$; $F(\Delta\Phi) = F(\Phi_\text{О}(t) - \Phi_N(t))$ – нелинейная функция, характеризующая функционирование ЧФД и показанная на рис. 2. Максимальное значение тока накачки ЧФД обозначено на рис. 2 как i_M, а ток накачки ЧФД, увеличенный в N раз при К в положении 1 на выходе УТ, – как $i(t)$ на рис. 1. Показанная на рис. 2 функция $F(\Delta\Phi)$ является неоднозначной функцией, то есть, если $\Delta\Phi(t)$) – постоянно нарастающая величина ($\Delta\Phi(t) > 0$ жирная линия), то $F(\Delta\Phi) > 0$. Если $\Delta\Phi(t)$ меняет знак, то и $F(\Delta\Phi)$ может изменить знак и перейти из положительной области в отрицательную (тонкие линии), поэтому ЧФД с такой характеристикой обладает частотно-различительным свойством.

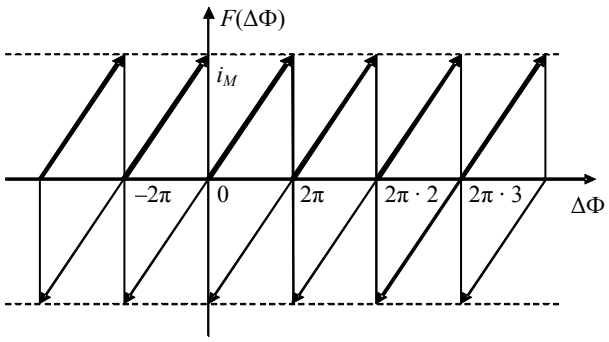


Рис. 2. Фазовая характеристика ЧФД с токовой зарядовой накачкой

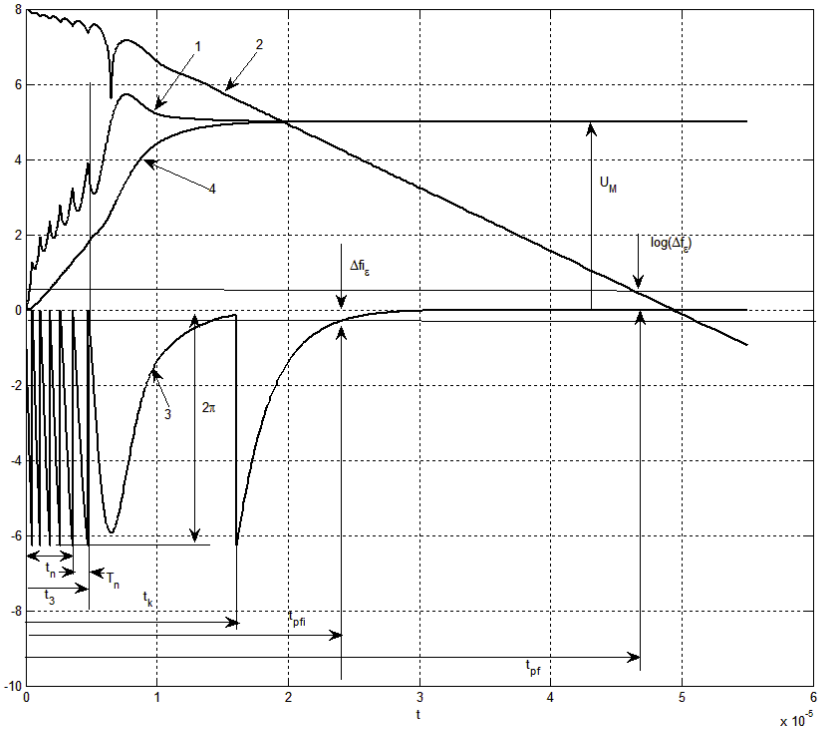
В $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ с «большими» диапазонами перестройки по частоте, в начале $\text{П}_{\text{пр}}$ возникает так называемый режим биений ($\text{П}_{\text{прБ}}$). Этот режим характерен тем, что разность фаз сигналов на выходе импульсного ЧФД больше 2π. Применение ДДПКД в $\text{ТПЧ}_\text{Д}$ системы ФАПЧ приводит к увеличению длительности $\text{П}_{\text{прБ}}$, и доля времени продолжительности биений, в общем времени $\text{П}_{\text{пр}}$, зачастую становится недопустимо высока.

В [3] с помощью компьютерных программ, разработанных в MATLAB, подробно исследуются $\text{П}_{\text{пр}}$ в импульсной системе ФАПЧ3. В настоящей работе предлагаются «точные» данные по длительности $\text{П}_{\text{прБ}}$, которые сравниваются с результатами из [3], полученными приближенным способом. Теоретические результаты иллюстрируются на системе ФАПЧ3.

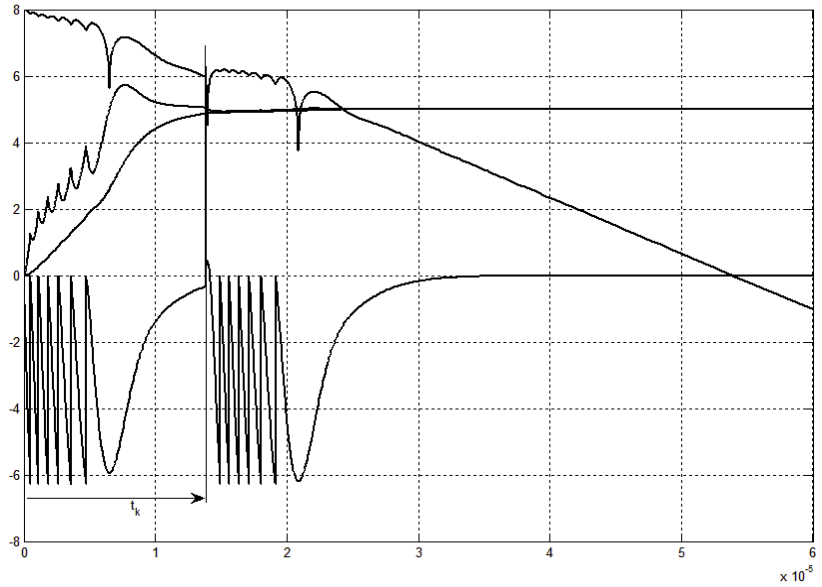
На рис. 3 приведены графики $\text{П}_{\text{пр}}$ в системе ФАПЧ3, полученные на модели, разработанной в Simulink/MATLAB, с параметрами $S_{\text{УГ}} = 20$ МГц/В, $\Delta f_{\text{УГ}} = 100$ МГц. Следует отметить:

– на интервале времени от 0 до t_k базовая частота системы ФАПЧ3 $\omega_Б = \sqrt{i_M S_{УГ}/(C_1 + C_2)N} =$ 600000 рад/с, период опорного сигнала $t_0 = 0.4 \cdot 10^{-7} c$, $N = 46$, $i_M =$ 5 мА и К в положении 1;

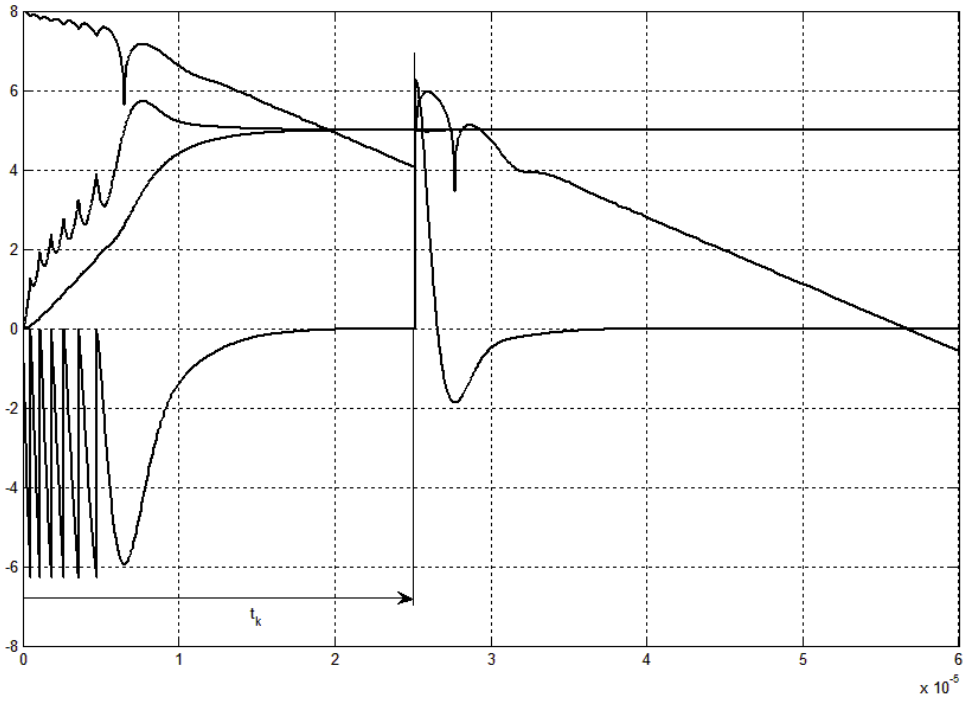
– на интервале времени от t_k до t_p (интервале подстройки по частоте t_{pf} и фазе t_{pfi}, где t_{pf} – время $П_{прЧ}$ с точностью установки частоты Δf_ε, а t_{pfi} – время $П_{прФ}$ с точностью установки фазы Δfi_ε) базовая частота системы ФАПЧ3 $\omega_Б = \sqrt{i_M S_{УГ}/(C_1 + C_2)N} =$ 600000 рад/с, $t_0 = 0.4 \cdot 10^{-7} c$, $N = 1$, i_M =5/46 мА и К в положении 2.



а)



б)



в)

Рис. 3. $\Pi_{\text{пр}}$ в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ с коммутируемыми ТПЧ при $t_k = t_{k0}$ (а), $t_k < t_{k0}$ (б), $t_k > t_{k0}$ (в)

В момент времени t_k создана помеха коммутации в виде дополнительного скачка напряжения $U_{\Pi}(t) = U_{\Pi} 1(t - t_k)$, составе $U(t)$ размахом $\Delta f_{\Pi} = 10000$ Гц, а также начальная разность фаз $\Phi_{\text{О}}(t_k) - \Phi_N(t_k) = 2\pi$. На рис. 3а кривые: 1 – $e_{\Phi}(t)$ – напряжение на конденсаторе C_1 (на выходе ФНЧ), 2 – $\log\left|[e_{\Phi}(t) + U(t)]S_{\text{УГ}}\right|$ – отклонение частоты УГ от номинала в логарифмическом масштабе, 3 – $U_{\text{ЧФД}}(t) = 2\pi \cdot F(\Delta\Phi(t))/i_M$ – сигнал, пропорциональный $F(\Delta\Phi(t))$, 4 – напряжение на конденсаторе C_2 (в замкнутой системе ФАПЧ3). Из рис. 3а видно, что весь интервал времени $\Pi_{\text{пр}}$ можно разделить на два субинтервала: первый субинтервал от 0 до t_3 – режим захвата (нелинейный режим биений в системе ФАПЧ3) и второй субинтервал от t_3 до t_p – режим подстройки, в котором ФАПЧ3 является линейной системой. На втором субинтервале при $t = t_k$ осуществляется коммутация трактов ТПЧ и зарядового тока ЧФД. Поэтому на втором субинтервале ФАПЧ3 можно считать кусочно-линейной системой.

Рассмотрим более подробно первый субинтервал от 0 до t_3, который можно разделить на l – участков времени (на рис. 3а изображено шесть таких участков T_n, $T_n = t_n - t_{n-1}$, $n = 1...6$). Соответственно $t_{\text{з}} = \sum_{n=1}^{l} T_n$. На каждом $T_n - \tau$, $\tau \to 0$ в соответствии с рис. 1, 2 и 3 ФАПЧ3 является линейной системой, в моменты времени $t_{n+} = \sum_{i=1}^{n} T_i + \tau$, $n = 1...l$, $\tau \to 0$ $F(\Delta\Phi(t)) = 0$. Из последнего соотношения и рис. 1, 2 и 3а, если положить $\Phi_0(t) = 0$, можно записать фазу $\Phi_{\text{У}}(t)$ сигнала УГ на границах участков t_n в виде

$$\left.\begin{aligned} \Phi_{\text{У}}(t_{n-}) &= -2\pi N, \\ \Phi_{\text{У}}(t_{n+}) &= 0, \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

где $t_{n-} = \sum_{i=1}^{n} T_i - \tau$, $\tau \to 0$.

Итак, систему ФАПЧ3 как линейную динамическую систему внутри участков T_n при условии $t > t_{\text{з}}$ можно описать с помощью линейных дифференциальных уравнений (1) с учетом скачков ее координаты $\Phi_{\text{У}}(t)$ в моменты времени t_n на $2\pi N$. Поведение $\Phi_{\text{У}}(t)$ и других координат

(состояний) ФАПЧ3 внутри участков T_n, а также сами значения T_n найдем путем использования метода пространств состояний. В качестве состояний примем напряжения на конденсаторах ФНЧ (на рис. 1. напряжения на конденсаторах C_1, C_2 $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$ соответственно) и фазу $\Phi_{\text{У}}(t)$ сигнала УГ, в качестве выходного сигнала используем отклонение частоты от номинала $f_{\text{УГ}}(t) = S_{\text{УГ}}[e_{\Phi}(t) + U(t)]$ и фазы $\Phi_{\text{У}}(t)$ сигнала УГ. Тогда в соответствии с рис. 1 линейное векторное дифференциальное уравнение, описывающее систему ФАПЧ3 на участках времени T_n, а также при условии $t > t_{\text{з}}$, имеет вид

$$\left.\begin{aligned}\mathbf{X}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t),\\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}\mathbf{U}(t),\end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

где $\mathbf{X}(t)$ – вектор состояния системы; $\mathbf{A}$ – матрица системы; $\mathbf{B}$ – вектор управления; $\mathbf{U} = U(t)$; $\mathbf{Y}(t)$ – вектор выхода (для рис. 1 $\mathbf{Y}(t) = [f_{\text{УГ}}(t);\ \Phi_{\text{У}}(t)]$); $\mathbf{C}$ – матрица выхода; $\mathbf{D}$ – матрица компенсации, для системы ФАПЧ3 $X(t) = \left[U_{C2}(t);\ U_{C1}(t);\ \Phi_{\text{У}}(t)\right]$;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/\text{R}_1\text{C}_2 & 1/\text{R}_1\text{C}_2 & 0 \\ 1/\text{R}_1\text{C}_1 & -1/\text{R}_1\text{C}_1 & -i_{\text{M}}k(t)/(2\pi N(t))\text{C}_1 \\ 0 & 2\pi\text{S}_{\text{УГ}} & 0 \end{bmatrix} -$$

матрица, в которой $k = 1$, $N(t) = N$ при $t < t_K$ и $k = 1/N, N(t) = 1$ при $t > t_K$; $C = \begin{bmatrix} 0 & \text{S}_{\text{УГ}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{D} = [S_{\text{УГ}}; 0]$; $\mathbf{B} = [0;\ 0;\ 2\pi S_{\text{УГ}}]$; на участках времени T_n начальный вектор состояния $\mathbf{X}(t_{n-1}) = \left[U_{C2}(t_{n-1});\ U_{C1}(t_{n-1});\ 0\right]$, вектор состояния $\mathbf{X}(t_{n-}) = \left[U_{C2}(t_{n-});\ U_{C1}(t_{n-});\ -2\pi N\right]$, начальный вектор состояния $\mathbf{X}(t_l) = \left[U_{C2}(t_l);\ U_{C1}(t_l);\ 0\right]$ для линейного режима ФАПЧ3 при условии $t > t_{\text{з}}$ ($t_l = t_{\text{з}}$).

Далее для решения поставленных задач будем использовать систему MATLAB. Отметим, что матрицы $\mathbf{X, B, Y, D}$ записаны в соответствии с правилами оформления матриц в MATLAB. В пакете прикладных программ Control System Toolbox/MATLAB представление модели системы регулирования, которой является ФАПЧ3, в виде четверки матриц $\mathbf{A, B, C, D}$ называется представлением в SS-форме пространств состояний [4].

При решении (2) удобно использовать модальную каноническую модель динамической системы, в которой переходная матрица имеет диагональную форму. Для формирования такой канонической SS-модели используем функцию eig [4] в MATLAB: $[\mathbf{P}, \mathbf{A}_{\text{Д}}] = \text{eig}(\mathbf{A})$, где $\mathbf{A}_{\text{Д}}$ – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа матрицы $\mathbf{A}$, $\mathbf{P}$ – матрица правых собственных векторов $\mathbf{A}$.

Используем матрицу $\mathbf{P}$ для преобразования вектора состояний $\mathbf{X}$ к вектору $\mathbf{X_C}$. Новый вектор состояния $\mathbf{X_C}$ связан с исходным вектором соотношением $\mathbf{X_C} = \mathbf{P^{-1}X}$ и система уравнений (2) преобразуется к виду

$$\left.\begin{aligned}\mathbf{X_C} &= \mathbf{A}_{\text{Д}}\mathbf{X_C} + \mathbf{B}_{\text{Д}}\mathbf{U},\\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}_{\text{Д}}\mathbf{X_C} + \mathbf{D}\mathbf{U},\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где $\mathbf{P^{-1}}$ – обратная матрица к $\mathbf{P}$, $\mathbf{A}_{\text{Д}} = \mathbf{P^{-1}AP}$, $\mathbf{B}_{\text{Д}} = \mathbf{P^{-1}B}$, $\mathbf{C}_{\text{Д}} = \mathbf{CP}$.

Известно, что решение (3) для $U(t) = const = U$ можно записать как

$$\mathbf{X_C(t)} = \mathbf{\Phi(t)X_C(0)} + \mathbf{A_{\text{Д}}^{-1}[\Phi(t) - E]B}_{\text{Д}}\text{U}, \qquad (4)$$

где для системы ФАПЧ3 $\mathbf{\Phi(t)} = diag[\exp(\alpha_1 t),\ \exp(\alpha_2 t),\ \exp(\alpha_3 t)]$ – переходная диагональная матрица, $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – собственные значения матрицы $\mathbf{A}$, $\mathbf{X_C(0)}$ – начальное значение вектора состояния на своем субинтервале времени, $\mathbf{A_{\text{Д}}^{-1}}$ – обратная матрица $\mathbf{A}_{\text{Д}}$, $\mathbf{A_{\text{Д}}^{-1}} = diag[1/\alpha_1,\ 1/\alpha_2,\ 1/\alpha_3]$, $\mathbf{E}$ – единичная матрица, $U = -U_M$ на интервале времени $t < t_k$ и $U = -U_M + U_{\Pi}$ на интервале времени $t > t_k$.

Полагая в (4), что на субинтервале времени от t_{n-1+} до t_{n-} $\mathbf{\Phi}(t - t_{n-}) = diag[\exp(\alpha_1(t - t_{n-})),\ \exp(\alpha_2(t - t_{n-})),\ \exp(\alpha_3(t - t_{n-}))]$, $\mathbf{X_C}(0) = \mathbf{X_{C1}}(t_{n-1+})$ и $t = t_{n-}$ с учетом (1) получим трансцендентное уравнение для определения T_n

$$\mathbf{C}_{\text{ДУГ}}\left\{\mathbf{\Phi}(T_n)\mathbf{X_C}(t_{n-1+}) + \mathbf{A_{\text{Д}}^{-1}[\Phi}(T_n) - \mathbf{E]B}_{\text{Д}}(-U_M)\right\} = -2\pi N, \qquad (5)$$

где $\mathbf{C}_{\text{ДУГ}}$ – вторая строка матрицы $\mathbf{C}_{\text{Д}}$, $\mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_{n-1+}) = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}(t_{n-1+})$, вектор $\mathbf{X}(t_{n-1+})$ равен $\mathbf{X}(t_{n-1-})$ за исключением состояния $\Phi_{\text{у}}(t_{n-1+}) = 0$. Решение (5) можно найти, используя различные итерационные процедуры, в частности в MATLAB функцию *fzero*. Определив T_n, найдем из (4) вектор состояний системы ФАПЧ3 $\mathbf{X}\ (t_{n-})$:

$$\mathbf{X}\ (t_{n-}) = \mathbf{P}\ \{\mathbf{\Phi}\ (T_n)\mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_{n-1+}) + \\ + \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}[\mathbf{\Phi}(T_n) - \mathbf{E}]\mathbf{B}_{\text{Д}}(-U_M)\}\ . \qquad (6)$$

Таким образом, (5), (6) – это система нелинейных разностных уравнений определения периода биений T_n и состояний системы ФАПЧ3 в моменты времени t_n и решаемая до момента $t_{\text{з}}$, пока существует корень уравнения (5).

Для уменьшения машинного времени поиска корня T_n из уравнения (5) для системы ФАПЧ3 предлагается способ определения приближенного значения Tp_n (используется в качестве первого приближения при решении (5)). Способ заключается в следующем: система ФАПЧ3 размыкается в точке подачи $F(\Delta\Phi)$ на вход УТ, и на вход УТ подается сигнал в виде ступенчатой функции с уровнем $\pm i_M / 2$; тогда фаза сигнала УГ (при нулевых начальных значениях) изменяется по закону

$$\Phi_{\text{у}}(t) = -2\pi\Delta f_{\text{УГ}}t + \frac{2\pi S_{\text{УГ}} i_M}{2(C_1 + C_2)} \times \\ \times\left\{\frac{t^2}{2} + (T_{\text{ф1}} - T_{\text{ф2}})\left[t - T_{\text{ф2}}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{\text{ф2}}}}\right)\right]\right\},$$

где $T_{\text{ф1}} = R_1 C_2$, $T_{\text{ф2}} = R_1 C_{12}$, $C_{12} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$. Для $t > T_{\text{ф2}}$

$$\Phi_{\text{у}}(t) \approx -2\pi\Delta f_{\text{УГ}}t + \frac{2\pi S_{\text{УГ}} i_M}{2(C_1 + C_2)} \times \\ \times\left[\frac{t^2}{2} + (T_{\text{ф1}} - T_{\text{ф2}})(t - T_{\text{ф2}})\right],$$

полагая в этом соотношении $\Phi_{\text{у}}(t_n) = -2\pi nN$, $\Phi_{\text{у}}(t_{n+1}) = -2\pi(n+1)N$, а также $Tp_n = t_{n+1} - t_n$, найдем разностное уравнение для определения Tp_n:

$$Tp_n = 0.5\left(\frac{4}{\omega_{\text{Б}}^2 Tp_{n-1}} - Tp_{n-1}\right) - \\ -\sqrt{0.25\left(\frac{4}{\omega_{\text{Б}}^2 Tp_{n-1}} - Tp_{n-1}\right)^2 - \frac{4}{\omega_{\text{Б}}^2}}$$

для $n > 1$;

$$Tp_1 = 2\left(\frac{\Delta f_{\text{УГ}}}{N\omega_{\text{Б}}^2} - \frac{T_{\text{ф1}} - T_{\text{ф2}}}{2}\right) - \\ -\sqrt{0.25\left(\frac{4}{\omega_{\text{Б}}^2 Tp_{n-1}} - Tp_{n-1}\right)^2 - \frac{4}{\omega_{\text{Б}}^2}}$$

для $n = 1$.

На рис. 4 представлены результаты расчетов по (5), (6) длительностей $tn_{\text{з}} = t_{\text{з}}\omega_{\text{Б}}$ при $\Pi_{\text{прБ}}$ в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ и числа биений l от параметра $\Delta f_{\text{УГ}} / N\omega_{\text{Б}}$ (непрерывные линии и столбцовые диаграммы соответственно). На рис. 4 приведены четыре группы кривых при параметрическом синтезе системы ФАПЧ3, имеющей передаточную функцию в разомкнутом состоянии $G_{\text{ФАП}}(s) = \dfrac{\Phi_{\text{У}}(s)}{\Phi_N(s)} = \dfrac{i_M S_{\text{УГ}}(T_{\text{ф1}}s + 1)}{(C_1 + C_2)Ns^2(T_{\text{ф2}}s + 1)}$, на значение показателя колебательности $M = 1.1,\ 1.3,\ 1.5,\ 1.7$ [5].

Штрихпунктирной линией на рис. 4 показаны результаты расчетов длительностей $\Pi_{\text{прБ}}$ в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ при $tpn_{\text{з}} = tp_{\text{з}}\omega_{\text{Б}}$ по приближенной формуле $tp_{\text{З}} = \dfrac{2\Delta f_{\text{УГ}}}{N\omega_{\text{Б}}^2} + T_{\phi 2} - \dfrac{U_{2\pi}n}{0.5\omega_{\text{Б}}}$, где $U_{2\pi}n$ – расчетный параметр из [3]. Из анализа кривых на рис. 4 следует, что в системе ФАПЧ3, обладающей большим показателем колебательности, режим биений появляется при меньших относительных значениях диапазона перестройки УГ. Относительная ошибка определения длительности режима биений $\Pi_{\text{прБ}}$ по приближенной формуле для $l > 10$ меньше 7%, а при $l = 1$ меньше 25%.

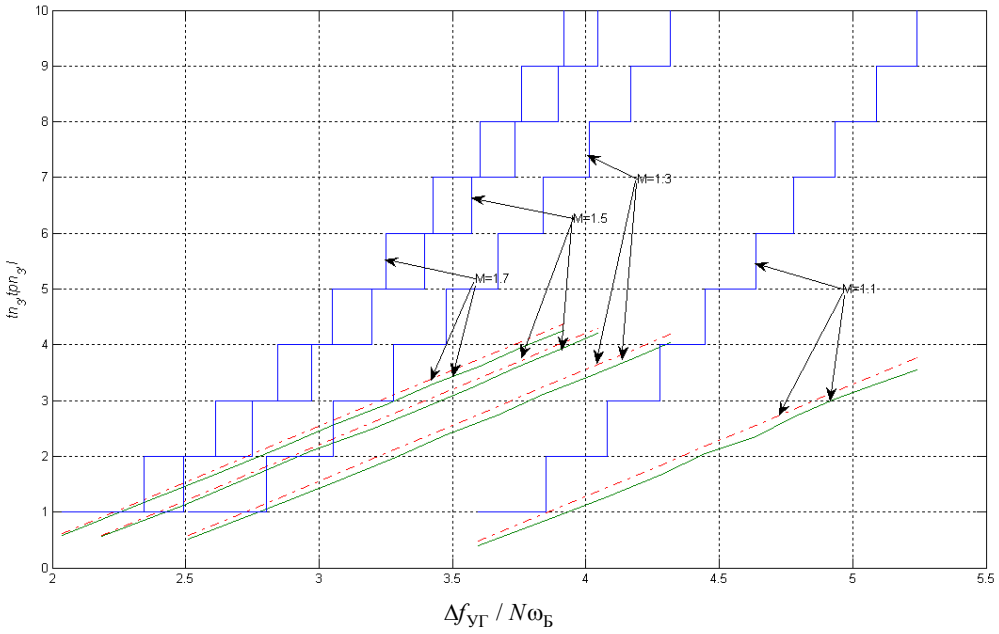


Рис. 4. Длительность $\Pi_{\text{прБ}}$ в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ в режиме биений

Далее подробно рассмотрим линейный режим работы системы ФАПЧ3 при $t > t_3$ с двумя коммутируемыми ТПЧ и током накачки ЧФД в момент $t = t_k$. В результате решений (5), (6) найдено значение вектора состояний ФАПЧ3 $\mathbf{X}(t_{l+})$ для $t = t_3$:

$$\mathbf{X}(t_{l+}) = \mathbf{P}\left\{\mathbf{\Phi}(T_l)\mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_{l-1+}) + \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}[\mathbf{\Phi}(T_l) - \mathbf{E}]\mathbf{B}_{\text{Д}}(-U_M)\right\},$$

где $\mathbf{X}(t_{l+}) = \left[U_{C2}(t_{l+});\ U_{C1}(t_{l+});\ 0\right]$.

Поведение состояний ФАПЧ для $t_k > t > t_3$ описывается уравнением (4), в котором $\mathbf{X}_{\mathbf{C}}(0)$ заменяется на $\mathbf{X}_{\mathbf{C}}(t_з) = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}(t_{l+})$, а $\mathbf{\Phi}(t)$ на $\mathbf{\Phi}(t) = \mathbf{\Phi}(t - t_з)$. Вектор выхода для этого случая запишем в виде

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}_{\text{Д}}\left\{\mathbf{\Phi}(t - t_з)\mathbf{X}_{\text{C}}(t_з) + \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}[\mathbf{\Phi}(t - t_з) - \mathbf{E}]\mathbf{B}_{\text{Д}}U\right\} + \mathbf{D}(-U_M) =$$

$$= \mathbf{C}_{\text{Д}}\left[\mathbf{\Phi}(t - t_з)\mathbf{X}_{\text{C}}(t_з) + \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{\Phi}(t - t_з)\mathbf{B}_{\text{Д}}(-U_M)\right] - \mathbf{C}_{\text{Д}}\mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{B}_{\text{Д}}(-U_M) + \mathbf{D}(-U_M). \quad (7)$$

Так как система ФАПЧ3 является устойчивой в «малом», то есть $\underset{t\to\infty}{\mathbf{Y}} = 0$, то из (7) следует, что $-\mathbf{C}_{\text{Д}}\mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{B}_{\text{Д}}(-U_M) + \mathbf{D}\ (-U_M) = 0$. Тогда выражение (7) представим как $\mathbf{Y} = \mathbf{C}_{\text{Д}}\mathbf{\Phi}(t - t_з)\times$ $\times[\mathbf{X}_{\text{C}}(t_з) + \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{B}_{\text{Д}}(-U_M)]$. Второй член в квадратных скобках этого выражения запишем в виде $\mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{B}_{\text{Д}}(-U_M) = \mathbf{P}^{-1}\times\mathbf{P}\ \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{B}_{\text{Д}}U_M =$ $= \mathbf{P}^{-1}\cdot\mathbf{U}_{\text{СТ}}\cdot(-U_M)$. При этом $\mathbf{U}_{\text{СТ}} = \mathbf{P}\mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{B}_{\text{Д}} =$ $= [1;\ 1;\ 0]$ – вектор, определяющий стационарное значение состояний ФАПЧ3 $\mathbf{X}_{\mathbf{CT}} =$ $= \lim_{t\to\infty}\left[U_{C2}(t);\ U_{C1}(t);\ \Phi_{\text{У}}(t)\right] = \mathbf{U}_{\mathbf{CT}}\cdot U_M$. С учетом этих соотношений выражение (7) упрощается:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}_{\text{Д}}\mathbf{\Phi}(t - t_з)\mathbf{P}^{-1}\Delta\mathbf{X}(t_з). \quad (8)$$

В (8) $\Delta\mathbf{X}(t_з) = \mathbf{X}(t_з) + \mathbf{U}_{\mathbf{CT}}\cdot(-U_M)$ можно считать как отклонение вектора состояния ФАПЧ от стационарного значения.

Из рис. 3а (кривая 2) следует, что при «больших» отклонениях времени ($t >> t_3$, $t >> t_K$) от моментов возмущений в линейной ФАПЧ3, $\Pi_{\text{пр}}$ для отклонений по частоте $\Pi_{\text{прЧ}}$ и

фазе $\Pi_{\text{прФ}}$ можно описывать уравнениями экспоненциальных асимптот (огибающих $\Pi_{\text{пр}}$):

$$\left.\begin{aligned}\Delta f(t) &\approx b_f \exp\cdot(\alpha(t-t_\eta)),\\ \Phi_{\text{У}}(t) &\approx b_{fi} \exp\cdot(\alpha(t-t_\eta)),\end{aligned}\right\} \quad (9)$$

где t_η равно $t_з$ или $t_к$, b_f и α – некоторые параметры, подлежащие определению, $b_{fi} = 2\pi b_f / (\alpha)$.

Если не проводить коммутацию ТПЧ, то, используя (9), время t_{pf} $\Pi_{\text{прЧ}}$ и время t_{pfi} $\Pi_{\text{прФ}}$ можно определить из выражений

$$t_{pf} = t_з + \ln\left(\frac{\Delta f_\varepsilon}{b_f}\right)\cdot\frac{1}{\alpha},$$

$$t_{pfi} = t_з + \ln\left(\frac{\Delta fi_\varepsilon}{b_{fi}}\right)\cdot\frac{1}{\alpha}. \quad (10)$$

Из (8) с учетом (9) получим в случае действительного максимального собственного значения α_M из $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ при $t = t_з \div t_k$:

$$\left.\begin{aligned}\Delta f_{\text{УГ}}(t) &\approx b_f e^{\alpha_M(t-t_з)} = c_{Mf}\Delta X_{CM}(t_з)e^{\alpha_M(t-t_з)},\\ \Phi_{\text{У}}(t) &\approx b_{fi} e^{\alpha_M(t-t_з)} = c_{Mfi}\Delta X_{CM}(t_з)e^{\alpha_M(t-t_з)},\end{aligned}\right\} \quad (11)$$

где c_{Mf}, c_{Mfi}, $\Delta X_{CM}(t_з)$ – элементы матрицы $\mathbf{C}_{\text{Д}}$ и вектора $\Delta\mathbf{X}_C(t_з) = \mathbf{P}^{-1}\Delta\mathbf{X}(t_з)$, соответствующие α_M.

Из (9) получим $b_f = c_{Mf}\Delta X_{CM}(t_з)$, $b_{fi} = c_{Mfi}\Delta X_{CM}(t_з)$.

Для комплексных собственных значений $\alpha_M = \text{Re}(\alpha_M) + i\cdot\text{Im}(\alpha_M)$, имеющих максимальную действительную часть $\text{Re}(\alpha_M)$, можно найти асимптоты в виде

$$\left.\begin{aligned}\Delta f_{УГ}(t) &\approx |b_f|\, e^{\text{Re}(\alpha_M)(t-t_з)},\\ \Phi_{\text{У}}(t) &\approx |b_{fi}|\, e^{\text{Re}(\alpha_M)(t-t_з)},\end{aligned}\right\} \quad (12)$$

где $|b_f| = 2\left|c_{Mf}\Delta X_{CM}(t_з)\right|$, $|b_{fi}| = 2\left|c_{Mfi}\Delta X_{CM}(t_з)\right|$.

Таким образом, определены асимптотические коэффициенты b_f, b_{fi}, α_M для расчетов $\Pi_{\text{прЧ}}$ и $\Pi_{\text{прФ}}$ сигнала УГ при $t = 0 \div t_k$.

На интервале движения $t > t_k$ выражение (4) запишется как

$$\mathbf{X_C}(t) = \mathbf{\Phi}(t-t_k)\mathbf{X_C}(t_k) + \mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}[\mathbf{\Phi}(t-t_k) - \mathbf{E}]\mathbf{B}_{\text{Д}}(U_\Pi - U_M), \quad (13)$$

где $\mathbf{X_C}(t_k) = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}(t_k) = \mathbf{P}^{-1}\left[U_{C2}(t_k);\ U_{C1}(t_k);\ \Phi_{\text{О}}(t_k) - \Phi_N(t_k)\right]$, а отклонение частоты и фазы сигнала УГ от номинала в виде

$$\left.\begin{aligned}\Delta f_{\text{УГ}}(t) &= \mathbf{C}_{\text{Д}f}\mathbf{X_C}(t) + D_f(U_\Pi - U_M),\\ \Phi_{\text{У}}(t) &= \mathbf{C}_{\text{Д}fi}\mathbf{X_C}(t),\end{aligned}\right\} \quad (14)$$

где $\mathbf{C}_{\text{Д}f}, \mathbf{C}_{\text{Д}fi}$ – 1-я и 2-я строки матрицы $\mathbf{C}_{\text{Д}}$ соответственно, $D_f = S_{\text{УГ}}$.

Используя соотношения $\mathbf{P}\mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{B}_{\text{Д}} = \mathbf{U}_{\text{СТ}}$, где $\mathbf{U_{СТ}} = [1;1;0]$ – вектор, определяющий стационарное значение состояний ФАПЧ3 $\mathbf{X_{СТ}} = \lim_{t\to\infty}\left[U_{C2}(t);\ U_{C1}(t);\ \Phi_{\text{У}}(t)\right] = -\mathbf{U_{СТ}}(U_n - U_M)$, и $-\mathbf{C}_{\text{Д}f}\mathbf{A}_{\text{Д}}^{-1}\mathbf{B}_{\text{Д}}(U_\Pi - U_M) + D_f(U_\Pi - U_M) = 0$, выражение (14) можно представить в виде

$$\Delta f_{\text{УГ}}(t) = \mathbf{C}_{\text{Д}f}\mathbf{\Phi}(t-t_k)\mathbf{P}^{-1}[\mathbf{X}(t_k) + \mathbf{U_{СТ}}\cdot(U_\Pi - U_M)] = \mathbf{C}_{\text{Д}f}\mathbf{\Phi}(t-t_k)\mathbf{P}^{-1}\Delta\mathbf{X}_2(t_k),$$

$$\Phi_{\text{У}}(t) = \mathbf{C}_{\text{Д}fi}\mathbf{\Phi}(t-t_k)\mathbf{P}^{-1}[\mathbf{X}(t_k) + \mathbf{U_{СТ}}(U_\Pi - U_M)] = \mathbf{C}_{\text{Д}fi}\mathbf{\Phi}(t-t_k)\mathbf{P}^{-1}\Delta\mathbf{X}_2(t_k), \quad (14a)$$

Здесь $\mathbf{X}(t_k) = \mathbf{P}\mathbf{\Phi}(t_k - t_з)\mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}(t_з)$, $\Delta\mathbf{X}_2(t_k) = \mathbf{X}(t_k) + \mathbf{U_{СТ}}(U_\Pi - U_M)$ – отклонение вектора состояния ФАПЧ от стационарного значения с учетом уровня помехи коммутации U_Π.

Полагая в (14а) $t = t_{pf}$, $\Delta f_{УГ} = \Delta f_\varepsilon$ и $t = t_{pfi}$, $\Phi_{\text{У}} = \Delta fi_\varepsilon$ и используя (9), получим для α_M – действительного максимального собственного значения $\mathbf{A}_{\text{Д}}$:

$$\left.\begin{aligned}\Delta f_\varepsilon &= C_{\text{ДМ}f}\Delta X_{C2M}(t_k)\exp[\alpha_M(t_{pf} - t_k)],\\ \Delta fi_\varepsilon &= C_{\text{ДМ}fi}\Delta X_{C2M}(t_k)\exp[\alpha_M(t_{pfi} - t_k)],\end{aligned}\right\} \quad (15a)$$

где $C_{\text{ДМ}f}$, $C_{\text{ДМ}fi}$, X_{CM} – элементы соответствующей строки $\mathbf{C}_{\text{Д}}$ и элементы векторов $\Delta\mathbf{X_{C2}} = \mathbf{P}^{-1}[\mathbf{P}\mathbf{\Phi}(t_k - t_з)\mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}(t_з) + \mathbf{U_{СТ}}(U_\Pi - U_M)]$ – соответствующие α_M. Для комплексного собствен-

ного значения $\mathbf{A}_{\text{Д}}$, имеющего максимальную действительную часть $\mathrm{Re}(\alpha_M)$, запишем

$$\left.\begin{aligned}\Delta f_\varepsilon &= 2\left|C_{\text{ДМ}f}\Delta X_{C2M}(t_k)\right|\exp[\mathrm{Re}(\alpha_M)(t_{pf}-t_k)],\\ \Delta fi_\varepsilon &= 2\left|C_{\text{ДМ}fi}\Delta X_{C2M}(t_k)\right|\exp[\mathrm{Re}(\alpha_M)(t_{pfi}-t_k)].\end{aligned}\right\} \quad (15б)$$

Из (15) найдем время t_{pf} $\Pi_{\text{прЧ}}$ и время t_{pfi} $\Pi_{\text{прФ}}$ для действительного α_M:

$$\left.\begin{aligned}t_{pf} &= t_k + \ln\frac{\Delta f_\varepsilon}{C_{\text{ДМ}f}\Delta X_{C2M}(t_k)}\cdot\frac{1}{\alpha_M},\\ t_{pfi} &= t_k + \ln\frac{\Delta fi_\varepsilon}{C_{\text{ДМ}fi}\Delta X_{C2M}(t_k)}\cdot\frac{1}{\alpha_M}.\end{aligned}\right\} \quad (16а)$$

Для комплексного α_M:

$$\left.\begin{aligned}t_{pf} &= t_k + \ln\frac{\Delta f_\varepsilon}{2\left|C_{\text{ДМ}f}\Delta X_{C2M}(t_k)\right|}\cdot\frac{1}{\mathrm{Re}(\alpha_M)},\\ t_{pfi} &= t_k + \ln\frac{\Delta fi_\varepsilon}{2\left|C_{\text{ДМ}fi}\Delta X_{C2M}(t_k)\right|}\cdot\frac{1}{\mathrm{Re}(\alpha_M)}.\end{aligned}\right\} \quad (16б)$$

Отметим, что (15), (16) справедливы при условиях

$$\Delta f_\varepsilon << C_{\text{ДМ}f}\Delta X_{C2M}(t_k)$$

$$\text{или } \Delta f_\varepsilon << 2\left|C_{\text{ДМ}f}\Delta X_{C2M}(t_k)\right|$$

$$\text{и } \Delta fi_\varepsilon << C_{\text{ДМ}fi}\Delta X_{C2M}(t_k)$$

$$\text{или } \Delta fi_\varepsilon << 2\left|C_{\text{ДМ}fi}\Delta X_{C2M}(t_k)\right|.$$

Анализ (16) и моделирование $\Pi_{\text{пр}}$ в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ с использованием Simulink/MATLAB показывают, что при заданных параметрах системы ФАПЧ3 и уровнях помех $U_{\text{П}}$, $\Phi_{\text{О}}(t_k)-\Phi_N(t_k)$ существует оптимальное значение t_{k0}, минимизирующее время t_{pf} $\Pi_{\text{прЧ}}$ и время t_{pfi} $\Pi_{\text{прФ}}$. Момент коммутации t_{k0} равен такому t_k, при котором $\Phi_{\text{У}}(t_k-\zeta)=2\pi,\ \zeta\to 0$. Для пояснения этого утверждения обратимся к рис. 3. На рис. 3 а показаны $\Pi_{\text{пр}}$ в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ для случая $\Phi_{\text{У}}(t_k)=2\pi$, когда $t_k=t_{k0}$; на рис. 3б показаны $\Pi_{\text{пр}}$ в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ для случая $\Phi_{\text{У}}(t_k)>2\pi$, когда $t_k<t_{k0}$; на рис. 3в показаны $\Pi_{\text{пр}}$ в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ для случая $\Phi_{\text{У}}(t_k)<2\pi$, когда $t_k>t_{k0}$. Из графиков на рис. 3б видно, что после коммутации ТПЧ и тока накачки ЧФД в $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ система вновь входит в режим биений и длительность $\Pi_{\text{пр}}$ увеличивается. Из графиков на рис. 3 в видно, что после коммутации за счет «большой» помехи в виде $\Phi_{\text{У}}(t_k+\zeta)=2\pi$ длительность $\Pi_{\text{пр}}$ также увеличивается.

На рис. 5 для некоторых параметров системы ФАПЧ3 приведена зависимость проигрыша по быстродействию PR_f от величины $t_k-t_з$.

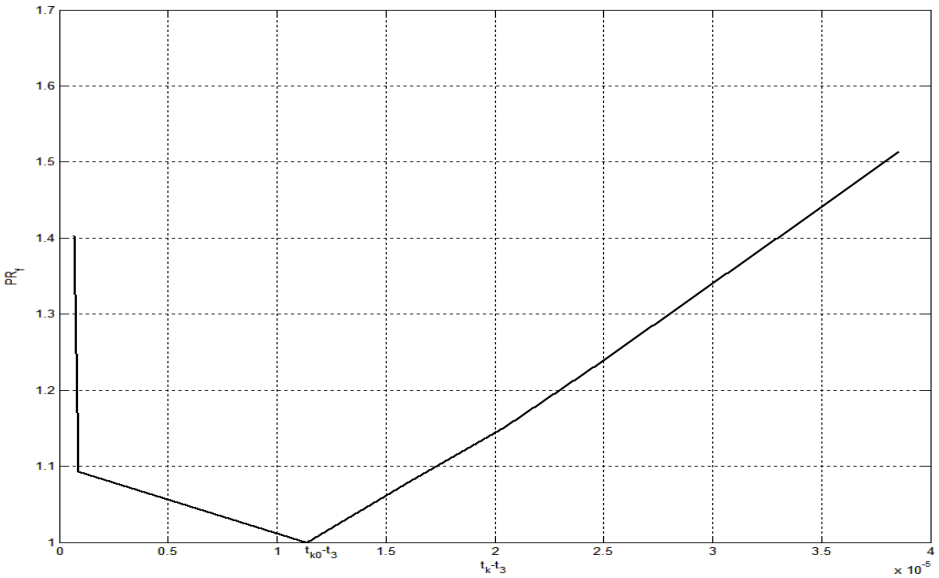


Рис. 5. Зависимость проигрыша по быстродействию от времени коммутации $t_k-t_з$

Значение PR_f определяется как отношение времени $\Pi_{\text{прЧ}}$ с коммутацией ТПЧ к времени $\Pi_{\text{прЧ}}$ без коммутации ТПЧ. Зависимость PR_f для случая $t_k > t_{k0}$ получена по приведенным выше формулам, а для случая $t_k < t_{k0}$ – путем моделирования $\Pi_{\text{пр}}$ в системе ФАПЧ3 с использованием Simulink/MATLAB. Видно, что эта зависимость имеет минимум при $t_k = t_{k0}$.

Из (8) найдем t_{pk0} путем решения трансцендентного уравнения

$$2\pi = \Phi_{\text{У}}(t_{k0} - t_{\text{з}}) = \mathbf{Y}(2) =$$

$$= \mathbf{C}_{\text{Д}}\mathbf{\Phi}(t_{k0} - t_{\text{з}})\mathbf{P}^{-1}[\mathbf{X}(t_{\text{з}}) + \mathbf{U}_{\text{СТ}} \cdot (-U_M)], \quad (17)$$

где $\mathbf{Y}(2)$ – операция выделения второго элемента в векторе $\mathbf{Y}$. Нахождение t_{k0} можно упростить, если $\Pi_{\text{пр}}$ для отклонений по фазе описывать уравнениями экспоненциальных асимптот (огибающих $\Pi_{\text{пр}}$), и из (11), (12) получим для действительного α_M

$$t_{k0} = t_{\text{з}} + \ln\frac{2\pi}{C_{ДMfi}\Delta X_{C2M}(t_k)} \cdot \frac{1}{\alpha_M}, \quad (18\text{а})$$

для комплексного α_M

$$t_{k0} = t_{\text{з}} + \ln\frac{2\pi}{2\left|C_{ДMfi}\Delta X_{C2M}(t_k)\right|} \cdot \frac{1}{\text{Re}(\alpha_M)}. \quad (18\text{б})$$

Соответственно уравнения для определения по (16) времени $\Pi_{\text{прЧ}}$ и $\Pi_{\text{прФ}}$ перепишутся с заменой t_k на t_{k0}. Используя полученные соотношения, найдем длительность перестройки $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ по частоте $\Pi_{\text{прЧ}}$ и фазе $\Pi_{\text{прФ}}$ с рассмотренным способом коммутации двух ТПЧ. Будем определять нормированное время перестройки $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ по частоте и фазе как

$$t_{pf}n = t_{pf}\omega_{Б} \text{ и } t_{pfi}n = t_{pfi}\omega_{Б}. \quad (19)$$

На рис. 6 показаны результаты расчета по (19) времени $t_{pf}n$ $\Pi_{\text{прЧ}}$ и времени $t_{pfi}n$ $\Pi_{\text{прФ}}$. На этом рисунке по оси x отложен нормированный скачок частоты как $\Delta f_{УГ} / N\omega_{Б}$.

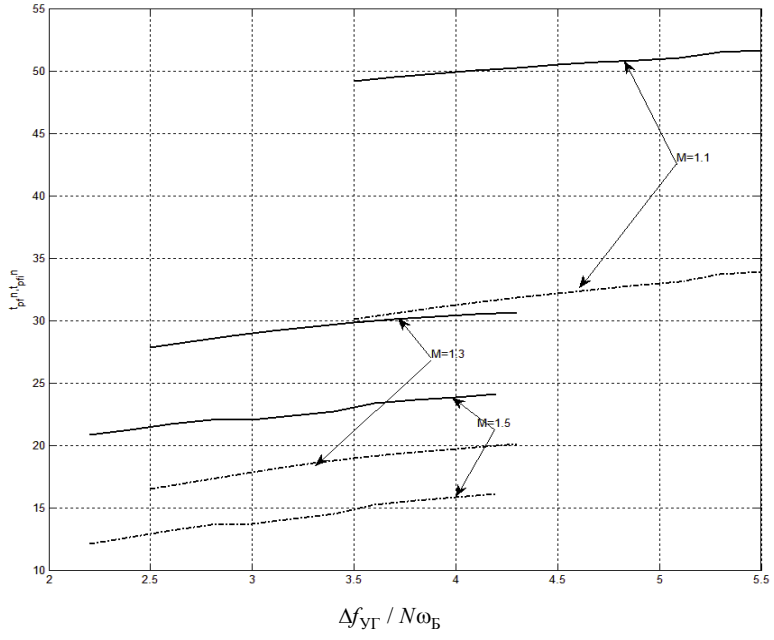


Рис. 6. Зависимости времени $t_{pf}n$ $\Pi_{\text{прЧ}}$ и времени $t_{pfi}n$ $\Pi_{\text{прФ}}$ от $\Delta f_{УГ} / N\omega_{Б}$

На рис. 6 приведены три (для $M = 1.1,\ 1.3,\ 1.5$) группы кривых длительностей $\Pi_{\text{пр}}$ в системе ФАПЧ3, которая имеет одинаковые «замороженные» передаточные функции в разомкнутом состоянии:

$$G_{\text{ФАП}}(s) = \frac{\Phi_{\text{У}}(s)}{\Phi_N(s)} = \frac{i_M S_{\text{УГ}}(T_{\text{ф}1}s + 1)}{(C_1 + C_2)Ns^2(T_{\text{ф}2}s + 1)} =$$

$$= \frac{\omega_{\text{Б}}^2(T_{\text{ф}1}s + 1)}{s^2(T_{\text{ф}2}s + 1)} \text{ при } t < t_k;$$

$$G_{\text{ФАП}}(s)=\frac{\Phi_{\text{У}}(s)}{\Phi_N(s)}=\frac{(i_M/N)S_{\text{УГ}}(T_{\text{ф}1}s+1)}{(C_1+C_2)s^2(T_{\text{ф}2}s+1)}=$$

$$=\frac{\omega_{Б}^2(T_{\text{ф}1}s+1)}{s^2(T_{\text{ф}2}s+1)}\ \text{при}\ t>t_k.$$

Здесь $T_{\text{ф}1}=R_1C_2$, $T_{\text{ф}2}=R_1C_{12}$. Параметры системы ФАПЧ3 определялись с использованием значения показателя колебательности M из выражений [5]:

$$T_{\text{ф}1}=\sqrt{M/(M-1)}\big/\omega_{Б},$$

$$T_{\text{ф}2}=\sqrt{M(M-1)}\big/[(M+1)\omega_{Б}].$$

Здесь $M=1.1,1.3,1.5$.

На рис. 6 зависимости времени $t_{pf}n$ $\Pi_{\text{прЧ}}$ показаны непрерывными линиями, а зависимости времени $t_{pfi}n$ $\Pi_{\text{прФ}}$ – штрихпунктирными. Все расчеты времени $t_{pf}n$ и $t_{pfi}n$ проводились для случая $S_{\text{УГ}}=$ 20 МГц/В, $i_M=5$ мА, $N=46$, период опорного сигнала $t_0=0.4\cdot10^{-7}$ с, $\Delta f_{\Pi}=100000$ Гц, $\Delta f_{\varepsilon}=1$ Гц, $\Delta fi_{\varepsilon}=1^{\text{o}}$, $\Delta f_{\text{УГ}}=100$ МГц. При расчетах параметр $\Delta f_{\text{УГ}}/N\omega_{Б}$ изменялся за счет вариации $\omega_{Б}$, при этом число биений в $\Pi_{\text{прБ}}$ для каждого значения M менялось от единицы до десяти.

Из анализа кривых на рис. 6 следует, что наибольшим быстродействием обладает $\text{СЧ}_{\text{ФАПЧ3}}$ с системой ФАПЧ3, параметрический расчет которой проводился на показатель колебательности $M=1.5$.

В заключение отметим, что точная и предложенная приближенная методики определения длительности $\Pi_{\text{пр}}$ в системе ФАПЧ3 с режимами биений и в линейном режиме с коммутацией ТПЧ при наличии помех коммутации проверена на модели, разработанной в подсистеме Simulink/MATLAB. Блочная схема этой модели приведена на рис. 7.

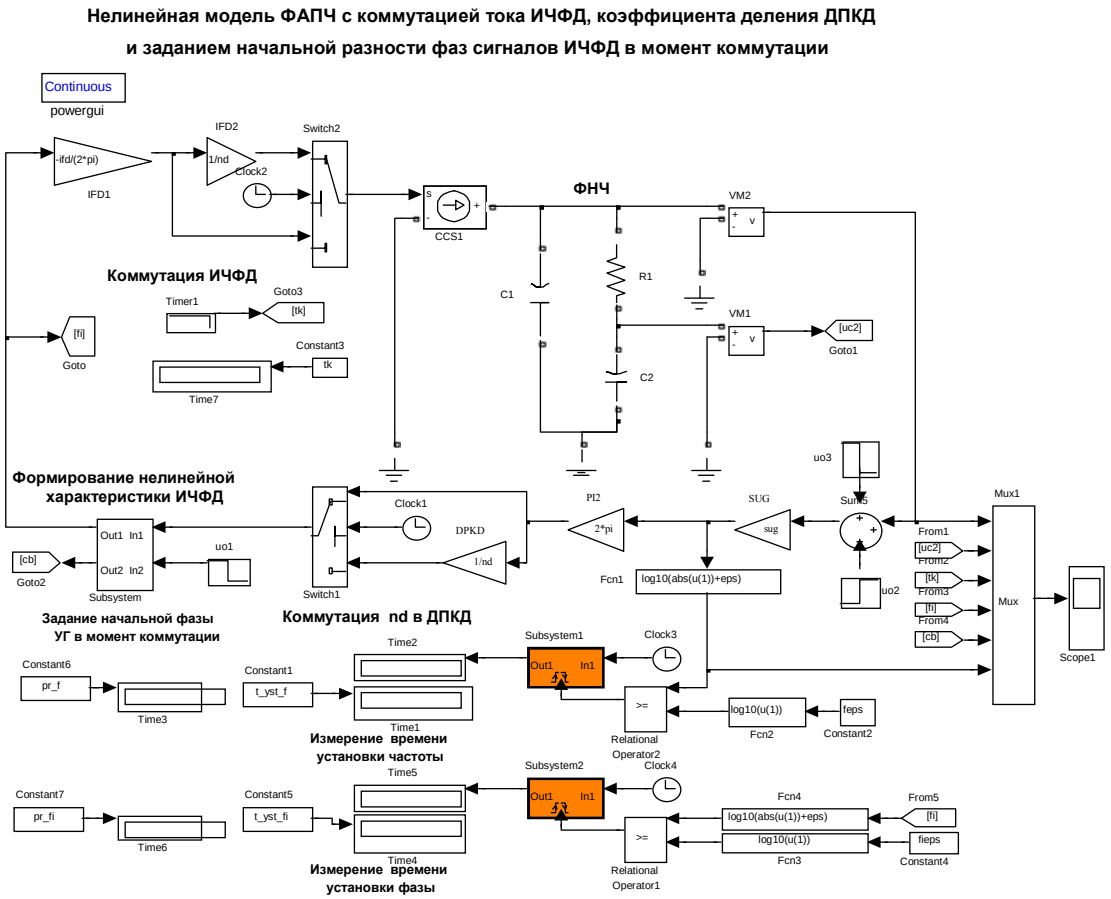


Рис. 7. Модель в Simulink/MATLAB системы ФАПЧ3 с коммутируемыми ТПЧ и током накачки ЧФД

Сравнение результатов расчетов длительностей $П_{пр}$ на этой модели и по разработанной приближенной методике показало возможность использования полученных формул для $СЧ_{ФАПЧ3}$ с двумя коммутируемыми ТПЧ и током накачки ЧФД с достаточной для инженерной практики точностью ~ 5…10%.

Литература:

1. *Шапиро Д.Н.* Основы теории синтеза частот / Д.Н. Шапиро, А.А. Паин. – М.: Радио и связь, 1981. – 264 с.

2. Пат. US 7,701,299B2 (США) Low phase noise PLL synthesizer / Oleksandr Chenakin.

3. Методика определения быстродействия синтезаторов частот с коммутацией токов накачки и постоянных времени ФНЧ / С.К. Романов [и др.]. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2010. – № 3. – С. 79 – 93.

4. *Медведев В.*С. Control System Toolbox / В.С. Медведев, В.Г. Потемкин. – М.: Диалог МИФИ, 1999. – 287 с.

5. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты / В.А. Левин [и др.]. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.

Статья поступила в редакцию 18 сентября 2012 г.

УДК 537.868

СИНТЕЗ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В.И. Каганов, профессор, e-mail: Kaganovwil@yandex.ru
А.В. Антонов, аспирант, e-mail: Antonov2477@yandex.ru
Московский государственный технический университет (МГТУ МИРЭА)

Рассматривается способ формирования периодической последовательности импульсов без применения ключевых элементов путем суммирования непрерывных высокочастотных колебаний. Проводится компьютерное моделирование предлагаемого способа и рассматривается возможная схема его технической реализации.

Ключевые слова: *импульс, высокочастотный генератор, синхронизация, ряд Фурье.*

SYNTHESIS OF HIGH-POWER PULSES WITH THE HELP OF HIGH-FREQUENCY GENERATORS

V.I. Kaganov, professor, e-mail: Kaganovwil@yandex.ru
A.V. Antonov, post graduate, e-mail: Antonov2477@yandex.ru
Moscow State Technical University

Formation method of pulse periodic sequence without key element usage by adding the continuous high-frequency oscillation is considered. Computer simulation of the proposed method is given. Possible scheme for its technical implementation is considered.

Key words: *pulse, high frequency generator, synchronization, Fourier series.*

Постановка задачи

Импульсные сигналы используются как в радиотехнических системах, так и для формирования сильных и сверхсильных магнитных полей, при синтезе материалов с новыми свойствами, для очистки воды и в других случаях [1–3].

Генератор импульсов состоит обычно из трех основных частей: высоковольтного источника постоянного напряжения или тока, накопителя электрической энергии емкостного или индуктивного типа, а также в виде искусственной линии, и ключей, рассчитанных на коммутацию токов значительной величины. В подобных установках генерация импульсов осуществляется путем относительно длительного времени накопления электрической энергии и ее быстрого разряда посредством коммутации электрической цепи. Электронный ключ при коммутации токов большой величины является в таких импульсных генераторах наименее надежным элементом.

Вместе с тем, как следует из рассмотрения разложения в ряд Фурье периодической функции, формировать периодическую последовательность импульсов можно и без коммутации цепи, т.е. без электронного ключа, а путем синтеза непрерывных колебаний при соблюдении определенных соотношений между их параметрами [4]. Остановимся более подробно на данном методе, приведя сначала известные соотношения по разложению в ряд Фурье периодического сигнала, а затем по обратной процедуре – синтезу такого периодического сигнала из непрерывных колебаний синусоидальной и прямоугольной формы. Определим энергетические показатели при таком преобразовании энергии непрерывных высокочастотных колебаний в энергию импульсов.

Формирование периодической последовательности импульсов с помощью непрерывных синусоидальных колебаний

Периодическую последовательность прямоугольных импульсов можно определить с помощью функции

$$\Phi(t) = 0.5U_0\left[\operatorname{sign}\left[\cos\left(2\pi\frac{t}{T}\right) - \cos\left(\pi\frac{t}{\tau}\right)\right] + 1\right], \quad (1)$$

где T – период следования импульсов, τ – длительность импульса, U_0 – амплитуда импульса.

Разложим в ряд Фурье функцию (1) и приведем известные соотношения, необходимые для дальнейшего анализа [4]. Коэффициенты ряда Фурье:

 ISSN 1995-7009

$$A_0 = \frac{1}{T}\int_0^T \Phi(t)\,dt,$$

$$A_k = \frac{2}{T}\int_0^T \Phi(t)\cos\left(2\pi k\frac{t}{T}\right)dt. \qquad (2)$$

Синтезируем сигнал, суммируя N гармоник исходного колебания $\Phi(t)$:

$$S(t) = \sum_{k=1}^{N} A_k \cos\left(2\pi k\frac{t}{T}\right). \qquad (3)$$

В качестве примера графики функций $\Phi(t)$ и $S(t)$ при $T = 1$ мс, $\tau = 50$мкс, $U_0 = 1$ и числе гармоник $N = 15$, 50 и 200, рассчитанные с помощью компьютерной программы, приведены на рис. 1.

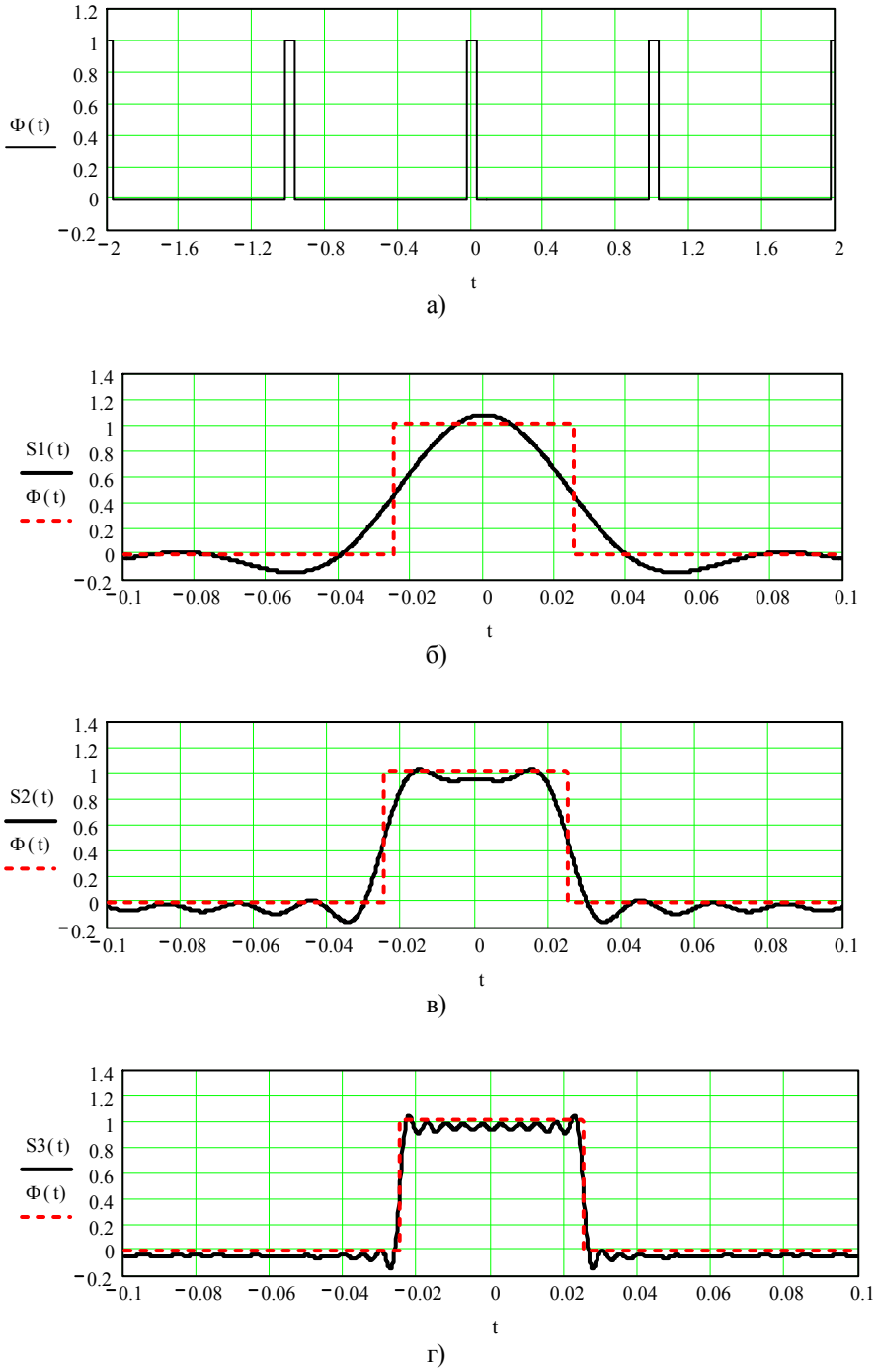


Рис. 1. Импульсный сигнал: оригинал (а) и при числе синусоидальных гармоник $N = 15$ (б), $N = 50$ (в), $N = 200$ (г)

Согласно рис. 1 синтезированный сигнал $S(t)$ приближается к своему оригиналу $\Phi(t)$ только при значительном числе учитываемых гармоник, в рассматриваемом случае при $N > 100$. Поэтому практически воспользоваться данным методом формирования импульсного сигнала можно только при допустимости его формы, близкой к экспоненциальной, чему соответствует относительно небольшое значение N.

Приведем необходимые энергетические показатели при рассматриваемом методе синтеза импульсного сигнала.

Средняя мощность сигнала $\Phi(t)$ за период T:

$$P_{\mathrm{T}} = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\Phi(t)\right]^2 dt \Big/ R, \qquad (4)$$

где R – сопротивление нагрузки.

Мощность одного импульса сигнала $\Phi(t)$ длительностью τ:

$$P_{\tau} = \frac{1}{\tau}\int_{-0.5\tau}^{0.5\tau} \left[\Phi(t)\right]^2 dt \Big/ R. \qquad (5)$$

Мощность сигнала $S(t)$ за период T, как сумма мощностей N генераторов синусоидальных колебаний:

$$P_G = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N} (A_k)^2 \Big/ R. \qquad (6)$$

Мощность одного импульса сигнала $S(t)$:

$$P_I = \frac{1}{\tau_i}\int_{-0.5\tau_i}^{0.5\tau_i} \left[S(t)\right]^2 dt \Big/ R, \qquad (7)$$

где τ_i – длительность сформированного импульса.

Формирование периодической последовательности импульсов с помощью непрерывных прямоугольных колебаний

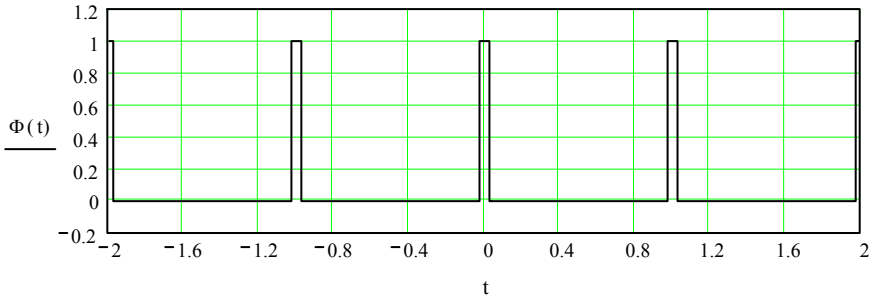
Для формирования импульсных сигналов помимо колебаний синусоидальной формы можно использовать ансамбль непрерывных сигналов и иного вида, например прямоугольного – меандров. Для описания последних применим функцию

$$F_k(t) = B_k \operatorname{sign}\left[\cos\left(2\pi k \frac{t}{T}\right)\right]. \qquad (8)$$

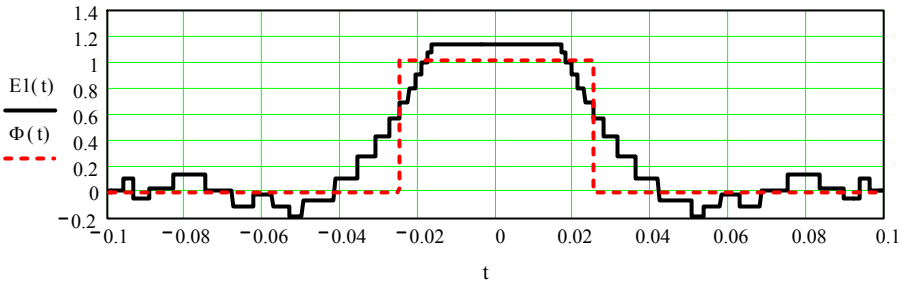
Будем считать на 1-м этапе амплитуды $B_k = A_k$ определенными при разложении исходной функции (1) в ряд Фурье. Для синтезированного сигнала при использовании N гармоник запишем:

$$E(t) = \sum_{k=1}^{N} B_k \operatorname{sign}\left[\cos\left(2\pi k \frac{t}{T}\right)\right]. \qquad (9)$$

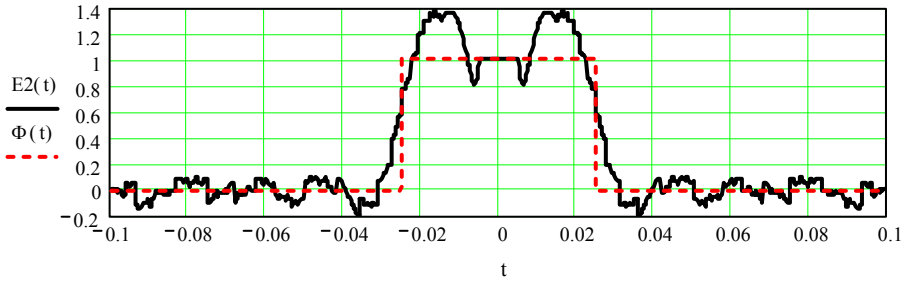
В качестве примера графики функций $\Phi(t)$ и $E(t)$ при $T = 1$ мс, $\tau = 50$мкс, $U_0 = 1$ и числе гармоник $N = 15$, 50 и 200, рассчитанные с помощью компьютерной программы, приведены на рис. 2.



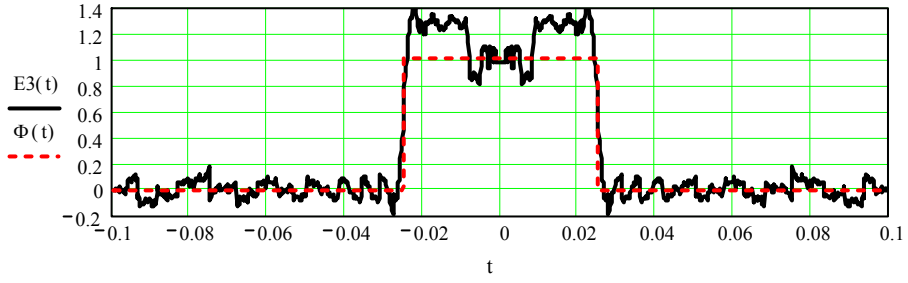
а)



б)



в)



г)

Рис. 2. Импульсный сигнал: оригинал (а) и при числе прямоугольных гармоник $N = 15$ (б), $N = 50$ (в), $N = 200$ (г)

Мощность сигнала $E(t)$ за период T есть сумма мощностей N генераторов прямоугольных колебаний:

$$P_G = \sum_{k=1}^{N} \left(B_k\right)^2 \Big/ R. \qquad (10)$$

Мощность одного импульса сигнала $E(t)$:

$$P_I = \frac{1}{\tau_i} \int_{-0.5\tau_i}^{0.5\tau_i} \left[E\left(t\right)\right]^2 dt \Big/ R, \qquad (11)$$

где τ_i – длительность сформированного импульса.

Пример расчета

Для исходного сигнала $\Phi(t)$, приведенного на рис. 1а, график синтезированного сигнала $S(t)$ (функция (3)) при числе суммируемых синусоидальных гармоник $N = 15$ приведен на рис. 1б, а график синтезированного сигнала $E(t)$ (функция (9)) при том же числе гармоник прямоугольной формы – на рис. 2б.

Результаты расчета мощности колебаний, сопутствующих формированию импульсных сигналов, согласно (4) – (11) по двум рассмотренным способам при нагрузке $R = 50$ Ом, числе учитываемых гармоник $N = 15$, амплитуде импульса $U_0 = 1000$ В, длительности импульса $\tau = 50$мкс и периоде их повторения $T = 1$ мс приведены в таблице.

Таблица

Вид сигнала	P_T	P_τ	P_G	P_I	P_I/P_G	T	τ	τ_i
	кВт	кВт	кВт	кВт		мс	мкс	мкс
$S(t)$	1	20	0,84	9,8	11,6		50	80
$E(t)$	1	20	1,69	8,7	5,66	1	50	90

Таким образом, согласно рис. 1 и 2 , а также данным таблицы с помощью N непрерывных сигналов, связанных между собой определенными соотношениями, полученными при разложении в ряд Фурье периодической последовательности импульсов, можно синтезировать короткие импульсы с импульсной мощностью P_I. В зависимости от числа учитываемых гармоник N и скважности $q = T/\tau$ импульсная мощность P_I может существенно превышать сумму мощностей непрерывных сигналов P_G. В рассматриваемом примере при исходной скважности $q = 20$, длительности

импульса $\tau = 50$ мкс и числе гармоник $N = 15$ мощность в импульсе P_I превышает суммарную мощность непрерывных синусоидальных колебаний P_G в 11 раз и почти в 5 раз – при прямоугольных. При этом происходит и некоторое расширение длительности импульса – в рассмотренном примере соответственно до 80 и 90 мкс.

Уменьшение побочных импульсов в случае синтеза импульса с помощью непрерывных прямоугольных колебаний

Рассмотрим возможность снижения амплитуды побочных импульсов, располагаемых между основными импульсами (рис. 2б) путем оптимального выбора амплитуд суммируемых колебаний. Воспользуемся компьютерным методом параметрической оптимизации путем поиска экстремума целевой функции [5]. Варьируемые параметры – в рассматриваемом случае амплитуды гармоник B_k – соберем в вектор $\mathbf{Y} = [B_0, B_1, B_2, \ldots B_k]$. Непрерывную функцию $E(t)$ заменим дискретной:

$$G\left(t_n, B_k\right) = \sum_{n=0}^{M}\left\{\sum_{k=0}^{N} B_k \operatorname{sign}\left[\cos\left(2\pi k \frac{t_n}{T}\right)\right]\right\}. \quad (12)$$

Функцию цели, отображающую получение максимума амплитуды основных импульсов и минимума побочных (рис. 2б), представим в виде

$$F\left(B_k\right) = \frac{\sum_{n=0}^{100}\left(G_n\right)^2 + \sum_{n=901}^{1000}\left(G_n\right)^2}{\sum_{n=101}^{900}\left(G_n\right)^2}. \quad (13)$$

В процессе поиска в k-мерном пространстве $\mathbf{R^k}$ среди множества векторов $\mathbf{Y}$ следует найти такой, при котором функция цели максимальна. Этот поиск можно осуществлять с помощью алгоритма Maximize в среде Mathcad [5].

Техническая реализация

Возможная структура импульсного генератора по реализации предложенного способа формирования периодической последовательности мощных импульсов приведена на рис. 3.

Здесь Γ_k – генераторы с частотой $f_k = kf_1 = k/\mathrm{T}$, k – целое число от 1 до N. Входящий в структуру синтезатор служит для формирования стабильной сетки частот f_k, а синхронизатор – для точной синхронизации фаз суммируемых сигналов генераторов. Последовательно с каждым генератором включен полосно-пропускающий фильтр Φ_k, настроенный на ту же частоту f_k.

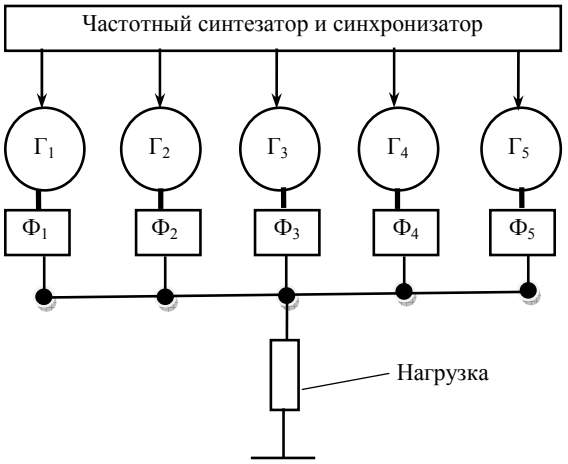


Рис. 3. Структурная схема импульсного генератора

Фильтры необходимы для исключения взаимного влияния генераторов друг на друга. В простом случае такой фильтр представляет собой контур последовательного типа. Сигналы от всех генераторов подводятся к общей нагрузке.

Заключение

Проведенное компьютерное моделирование подтверждает теоретические основы способа синтеза периодической последовательности импульсов путем суммирования непрерывных высокочастотных колебаний.

Такой метод позволяет избавиться от коммутирующих элементов, что особенно важно при формировании мощных импульсов. При ограниченном числе суммируемых колебаний форма импульсов близка к экспоненциальной. Прямоугольную форму импульсов можно получить только при значительном числе таких колебаний, что ограничивает возможности практической реализации данного способа.

Литература:

1. *Месяц Г.А.* Импульсная энергетика и электроника / Г.А. Месяц. – М.: Мир, 2004.

2. *Месяц Г.А.* Введение в импульсную энергетику и электронику / Г.А. Месяц, И.В. Пепель. – М.: ФИАН, 2009.

3. *Лагутин А.С.* Сильные импульсные магнитные поля в физическом эксперименте / А.С. Лагутин, В.И. Ожогин. – М.: Энергоатомиздат, 1988.

4. *Каганов В.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. Компьютеризированный курс / В.И. Каганов. – М.: Форум, 2005.

5. *Каганов В.И.* Радиотехника+компьютер+Mathcad / В.И. Каганов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001.

Статья поступила в редакцию 10 января 2013 г.

УДК 539.216.2

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СТРУКТУРЫ С ВЫСОКОЙ ОТКРЫТОЙ ПОРИСТОСТЬЮ В ПЛЕНКАХ AL–AL_2O_3

Д.Б. Омороков, инженер, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: saref@list.ru
Г.В. Меркулов, инженер, кафедра физики, тел.: (473) 246-76-33
Е.К. Белоногов, профессор, кафедра физики, тел.: (473) 246-76-33
Е.В. Шведов, профессор, кафедра физики, e-mail: karl12@yandex.ru
К.С. Соловьев, доцент, кафедра физики, тел.: (473) 278-38-86
Воронежский гос. тех. ун-т

Исследован процесс роста микрокристаллов алюминия при магнетронном напылении пленочной системы Al-Al_2O_3. Построена математическая модель роста микрокристаллов Al, основанная на диффузионном переносе Al по подложке и боковой поверхности кристалла. Установлено, что микрокристаллы алюминия формируются на крупных кластерах Al и растут вследствие притока атомов с поверхности подложки и растущего кристалла в результате поверхностной диффузии атомов Al.

Ключевые слова: *нитевидные кристаллы, кинетика формирования, поверхностная диффузия, тонкая пленка, открытая пористость, поверхностные акустические волны.*

CHARACTERISTICS OF STRUCTURE FORMATION WITH HIGH OPEN POROSITY IN AL–AL_2O_3 FILMS

D.B. Omorokov, engineer, JSC « Sozvezdie» Concern», e-mail: saref@list.ru
G.V. Merkulov, engineer, tel.: (473) 246-76-33
E.K. Belonogov, professor, tel.: (473) 246-76-33
E.V. Shvedov, professor, e-mail: karl12@yandex.ru
K.S. Solovyev, associate professor, tel.: (473) 278-38-86
Voronezh State Engineering University

The process of Al microcrystal growth (when magnetron deposition of the film system Al-Al_2O_3 takes place) is investigated. The mathematical model of Al microcrystal growth based on Al diffusion transfer along the crystal substrate and lateral surface is constructed. It has been established that Al microcrystals form on the large clusters of Al and grow as a result of atoms inflow from the substrate surface and the growing crystal as a result of the Al atom surface diffusion.

Key words: *whisker crystals, kinetics of forming, surface diffusion, thin film, open porosity, surface acoustic wave.*

Введение

С точки зрения как фундаментальной науки, так и практики нитевидные кристаллы (усы) являются одним из наиболее перспективных материалов с уникальным комплексом свойств. Они, как правило, имеют совершенное, почти идеальное бездислокационное строение, что исключает обычные механизмы пластической деформации и приближает их прочность к теоретическому для данного вещества порогу. Усы в десятки и даже сотни раз прочнее обычных кристаллов, они обладают поразительной гибкостью, коррозионной стойкостью и кристаллографической анизотропией свойств. Получение усов сверхчистых металлов, алмаза и кремния стало классикой современной химии функциональных наноматериалов. Большинство из них применяется для создания конструкционных композитных материалов с улучшенными механическими свойствами (SiC, Al_2O_3), при этом объемы производства достигают значительных величин. Также развивается направление, связанное с практическим использованием классических кремниевых нитевидных кристаллов в качестве острий для атомно-силовой, магнито-силовой микроскопии и АСМ для биологических применений. В последнее время нитевидные кристаллы находят все большее применение в устройствах наноэлектроники.

Однако, наряду с практическим применением в радиотехнике, усы могут препятствовать созданию и нормальной работе радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Нитевидные кристаллы, растущие на оловянных припоях, соединяющих радиосхемы, могут быть причиной коротких замыканий. В некоторых технологических процессах наличие на поверхности нитевидных кристаллов недопустимо. Например, при создании радиочастотной метки на поверхностных

активных волнах (ПАВ) осуществляют вакуумную конденсацию Al на какой-либо пьезокристалл, выполняющий роль подложки. При этом идеально гладкую поверхность получить не удается, поскольку на ней формируется массив нитевидных кристаллов. Это приводит к затуханию ПАВ и ухудшению свойств радиочастотной метки.

Таким образом, необходимы исследования, позволяющие установить, при каких режимах и каким образом происходит зарождение и рост нитевидных кристаллов. Такие данные, с одной стороны, позволяют наладить их массовое производство, а с другой – избавиться от них в тех случаях, когда это необходимо.

1. Методика и результаты эксперимента

Формирование пленок Al-Al_2O_3 проводили методом магнетронного реактивного распыления Al в присутствии кислорода на установке УВН-71. В качестве мишени использовали пластину высокоочищенного алюминия, в качестве рабочего газа – смесь Ar и O_2. Соотношение долей газов в смеси контролировали по отношению исходных давлений газов, поступающих на газонапускное устройство. В технологических процессах синтеза пористых пленочных композиций методом магнетронного реактивного распыления алюминиевой мишени доля реакционноспособного газа (кислорода) задавалась в пределах 1–5%. Напуск рабочей смеси газов в вакуумную камеру производили после откачки последней до вакуума (10^{-4} Па) и прогрева держателя подложки при температуре 300 °С в течение 0.5 часа. В процессе распыления давление рабочего газа составляло $(7–20)\cdot10^{-2}$ Па, температура подложки $T_п$ = 200–600 °С, скорость осаждения Al-Al_2O_3 0,03–0,5 мкм/мин. В указанных технологических режимах синтезировались композиционные пористые покрытия толщиной от 0,1 до 120 мкм. Микрофотография и электронограмма тонкой пленки Al-Al_2O_3 представлены на рис. 1.

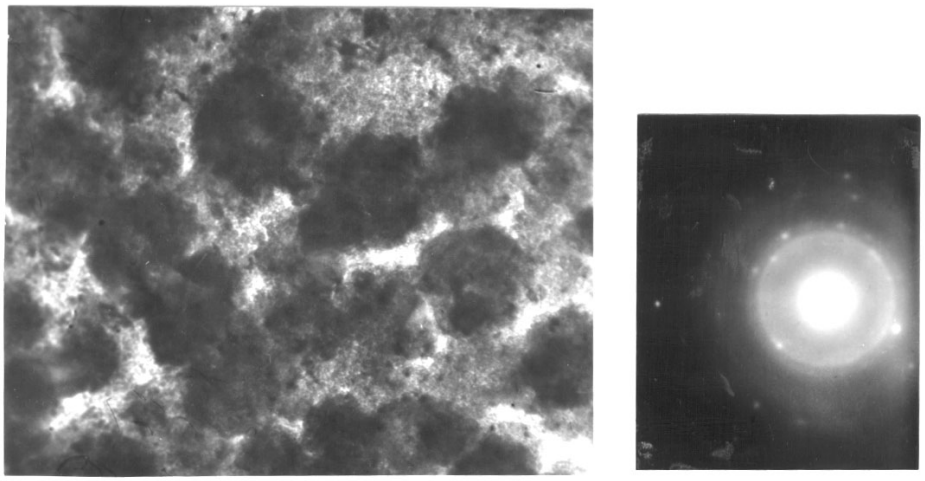


Рис. 1. Субструктура пленки Al-Al_2O_3 толщиной менее 1 мкм

При различных технологических способах получения тонкие пленки, как правило, формируются по одному из трех, ставших уже классическими, механизмов роста: островковые пленки (системы со слабой связью *конденсат–подложка*) растут по механизму Фольмера и Вебера; пленки *металл–металл* (системы с сильной связью) дают пример послойного роста, или роста по механизму Франка и Ван-дер-Мерве, и наибольшее число систем растут по самому интересному с физической точки зрения механизму Крастанова–Странского.

В рассматриваемом случае реактивного осаждения двухкомпонентных пленок Al-Al_2O_3 при магнетронном распылении алюминиевой мишени в атмосфере аргона и кислорода затруднительно точно определить механизм формирования тонкопленочной композиции и, тем более, описать детально кинетику процесса конденсации. Большую роль здесь могут играть электростатические эффекты, нагрев подложки падающим потоком электронов, химические реакции образования окислов алюминия. Тем не менее, общие закономерности формирования тонких пленок можно успешно использовать для объяснения факта появления микрокристаллов алюминия.

На рис. 2 схематично показаны процессы, в которых могут участвовать поступающие на подложку атомы алюминия.

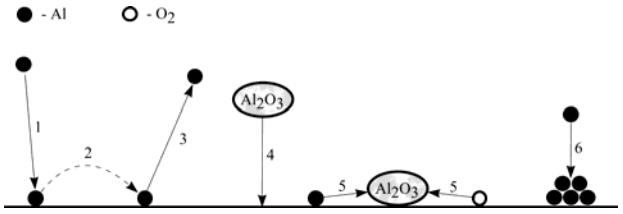


Рис. 2. Схематическое изображение атомных процессов при формирования пленочной композиции Al-Al_2O_3

Поступающие на поверхность подложки атомы алюминия (1) могут мигрировать по поверхности (2) или десорбироваться обратно в газовую фазу (3). Атомы алюминия могут образовывать кластеры на поверхности подложки (6) или вступать в химическую реакцию с кислородом как в газовой фазе (4), так и на поверхности подложки (5).

Как свидетельствуют экспериментальные данные, образующаяся в процессе осаждения окись алюминия Al_2O_3 является аморфной. Процесс формирования пленочной композиции Al-Al_2O_3 можно рассматривать в первом приближении как процесс конденсации двухкомпонентной островковой пленки [1–3], в котором одним компонентом является атом алюминия, а вторым – молекула окисла Al_2O_3. С точки зрения кинетики эти два компонента сильно отличаются друг от друга главным параметром – энергией активации диффузии (миграции) по поверхности подложки. Частицы окисла можно считать практически неподвижными, в то время как атомы алюминия при используемых в эксперименте температурах 200–600°С обладают очень большой подвижностью. При конденсации такой двухкомпонентной пленки образуется смесь из мелкодисперсных кластеров малоподвижного (тугоплавкого) компонента Al_2O_3, смешанных кластеров различного размера и относительно небольшого количества крупных островков подвижного (легкоплавкового) компонента (Al). При осаждении из плазмы в пленках алюминия могут происходить вторичные процессы: рекристаллизация, плавление и агломерация жидкоподобных зародышей в большие островки. Математически описать кинетику формирования пористой пленки Al-Al_2O_3 в настоящее время не представляется возможным.

В экспериментах была отмечена интересная особенность формирования пористой структуры. На поверхности толстых пленок формируются нитевидные микрокристаллы алюминия длиной до 20 мкм и диаметром 0,2–0,4 мкм. Их плотность составляет 10^4–10^6 $см^{-2}$. Следует отметить, что аномально высокая пористость получаемых пленок Al-Al_2O_3 определяется не только наличием микрокристаллов алюминия, хотя их появление вызывает интерес и нуждается в объяснении. На рис. 3 представлена электронно-микроскопическая фотография (профильное изображение) пленочной гетеросистемы Al-Al_2O_3 толщиной 20 мкм, полученной при $T_п$ = 500 °С на металлической фольге. Одновременный рост кристаллической (микрокристаллы алюминия) и аморфной (оксид алюминия) фаз обеспечивает формирование высокой открытой пористости пленочной композиции.

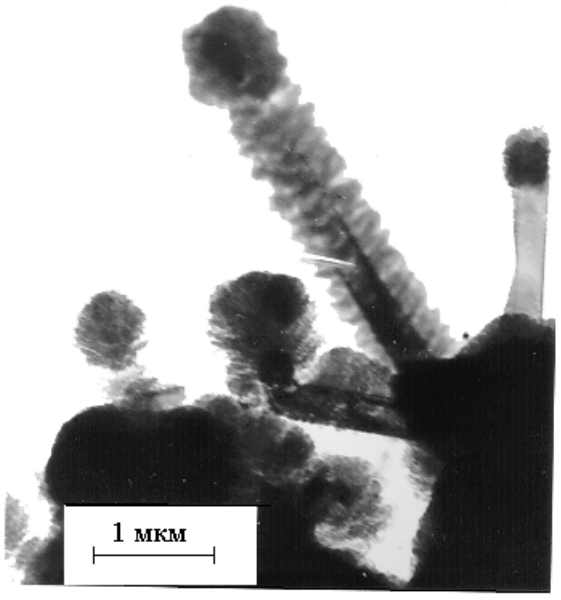


Рис. 3. Электронно-микроскопическая фотография (профильное изображение) фрагмента пленочной гетеросистемы Al-Al_2O_3

На рис. 4 приведена микрофотография поверхности пленки Al-Al_2O_3, полученная на сканирующем электронном микроскопе, дающая представление о плотности и размерах микрокристаллов алюминия.

С учетом скорости роста пленочной композиции линейная скорость роста микрокристаллов алюминия лежит в пределах 0,3 ~ 3,0 мкм/мин. Следует отметить, что их появление может быть обусловлено случайными (или локальными) изменениями таких величин, как температура подложки и плотность атомов алюминия и кислорода.

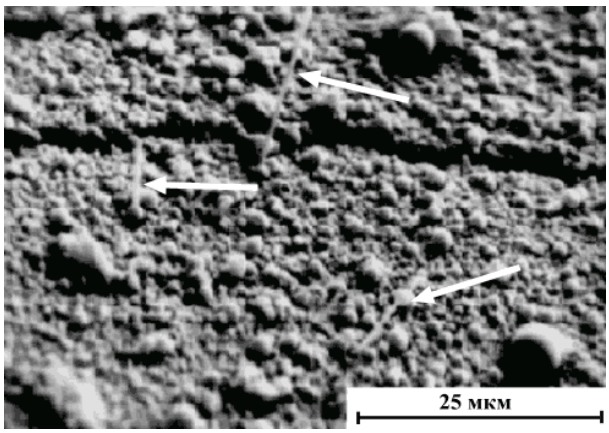


Рис. 4. Микрофотография поверхности пленки Al-Al_2O_3, полученная в сканирующем электронном микроскопе

Микрофотография фрагмента микрокристалла Al приведена на рис. 5.

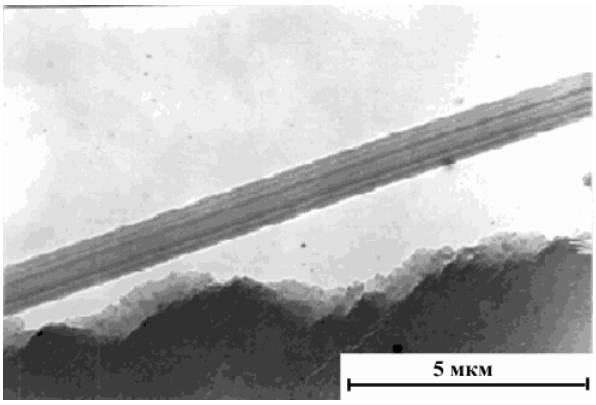


Рис. 5. Микрофотография фрагмента микрокристалла Al

В представленной модели именно крупные островки атомов алюминия являются зародышами кристаллов.

Возникновение градиента температуры при росте пленки приводит к кристаллизации островков алюминия. Кристаллизация начинается снизу, в месте контакта жидкоподобного островка с подложкой. Вполне возможен и обратный вариант – градиент температуры приводит к началу плавления островка в верхней его части. Конкретный вариант определяется значением температуры подложки и градиента температуры на начальной стадии конденсации. Реализуется механизм роста, аналогичный механизму роста нитевидных кристаллов *пар – жидкость – кристалл* (ПЖК), за исключением стадии диффузии через жидкость к фронту кристаллизации. Поскольку рост такого микрокристалла происходит в присутствии небольшого количества кислорода, то боковая поверхность будет покрываться окисной пленкой. Атомы алюминия, обладающие при высоких температурах большой подвижностью, диффундируют по боковой поверхности до жидкой фазы, встраиваясь в дальнейшем в кристаллическую решетку. Атомы кислорода, падающие из потока непосредственно на поверхность жидкой капли, образуют с алюминием молекулы Al_2O_3 и их скопления. Частицы окисла диффундируют по поверхности жидкости до границы *жидкость–кристалл*, где образуют аморфные конгломераты, растущие в боковом направлении за счет притоков молекул алюминия и кислорода из пара.

2. Кинетика роста нитевидных микрокристаллов

Как известно, в процессе роста нитевидных кристаллов (НК) по механизму ПЖК между газовой средой и кристаллом существует жидкий слой, в котором идет растворение и диффузия кристаллизуемого материала [4, 5]. Согласно существующей теории, ПЖК состоит из 4-х основных шагов: 1 – перенос массы НК из паровой фазы к границе *пар–жидкость*, 2 – химическая реакция на границе *пар–жидкость*, 3 – растворение и диффузия через жидкую фазу, 4 – осаждение на границе *жидкость–кристалл*. Перенос массы из газовой фазы к жидкой капле на фронте роста может осуществляться путем прямого попадания на нее или диффузией материала с боковой поверхности НК. В первом случае для расчета кинетики роста НК определяется скорость диффузии материала в объеме жидкой капли и по ее поверхности. Во втором случае нахождение скорости удлинения НК возможно при решении соответствующих дифференциальных уравнений роста, как показано ниже.

Рост нитевидных кристаллов вследствие притока атомов по боковой поверхности растущего кристалла в результате диффузии описан в монографии С.З. Бокштейна [6].

Согласно модели Сирса [7] рост нитевидного кристалла определяется процессами соударения атомов из пересыщенной газовой фазы с боковой поверхностью кристалла, физической адсорбцией, поверхностной диффузией этих атомов к вершине нитевидного кристалла и десорбцией тех атомов, которые за время жизни τ в адсорбированном кристалле не достигли вершины кристалла. Этот вопрос был исследован применительно к росту нитевидных кристаллов сапфира, когда состав газовой фазы отличается

от состава кристалла. Характерная кинетическая кривая роста усов сапфира при 1350 °С приведена на рис. 6. Можно выделить три стадии роста: начальную с возрастающей скоростью, линейную с постоянной скоростью роста и стадию затухания.

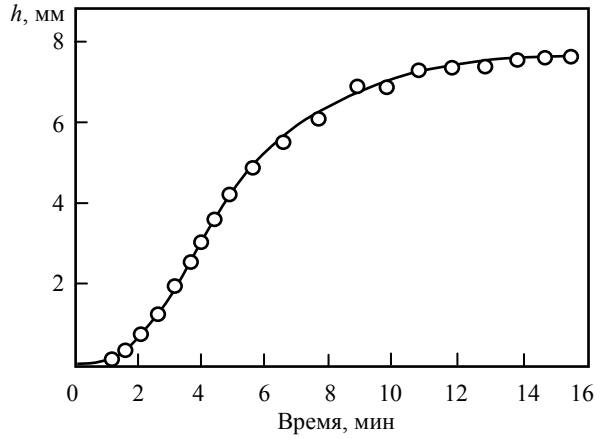


Рис. 6. Кинетическая кривая роста нитевидных кристаллов сапфира (α-Al_2O_3) [7]

В первые минуты роста длина нитевидного кристалла h меньше λ – длины диффузионного блуждания адсорбированного атома (или молекулы), и все адсорбированные на поверхности атомы успевают достичь вершины кристалла. На второй, линейной стадии $h > \lambda$, и усы растут с максимальной скоростью. Это означает, что только те атомы, которые адсорбируются на боковой поверхности площадью $2\pi R\lambda$, успевают за время жизни в адсорбированном состоянии достичь вершины. Остальные молекулы переходят обратно в пар. Отклонение от линейности на стадии затухания обусловлено началом процесса утолщения нитевидных кристаллов.

Предполагается, что переход от экспоненциального роста к линейному происходит при $h \geq \lambda = (2D_s t)^{1/2}$, где D_s – коэффициент поверхностной диффузии. Авторы не рассматривают часть поверхности подложки радиусом R_0 как зону питания нитевидного кристалла, как это сделано в нашей работе, однако качественно это не меняет ситуацию. Кроме этого, в нашей работе не происходит утолщения нитевидных кристаллов Al_2O_3 в процессе роста.

Диттмар и Нойман решали одномерную диффузионную задачу для роста нитевидного кристалла калия. Ими было получено следующее уравнение для концентрации атомов n в любой точке x по оси кристалла:

$$\frac{dn}{dt} = A\left(1 - \frac{n}{z}\right) - B_n + D_s \frac{d^2 n}{dx^2}, \qquad (1)$$

где $n(x,t)$ (см^2) – поверхностная концентрация адсорбированных атомов в точке x в момент времени t, которая определяется, с одной стороны, процессами обмена с паровой фазой, а с другой – притоком и оттоком вещества в процессе поверхностной диффузии; z – плотность узлов решетки (см^2); A – число соударений частиц с поверхностью (см^{2}с$^{-1}$); B_n – скорость десорбции; D_s – коэффициент поверхностной диффузии (см^{2}с$^{-1}$).

Уравнение (1) также записывается в общепринятой форме следующим образом:

$$\frac{dn(x,t)}{dt} = D_s \frac{d^2 n(x,t)}{dx^2} - \frac{n(x,t)}{\tau_s} + J, \qquad (2)$$

где J – число частиц, осаждающихся из пара (см$^{-2}$с$^{-1}$); $t_s = 1/\omega$ – время жизни атома в адсорбированном состоянии, причем частота десорбции $\omega = \nu \exp\{-\Delta H_{des}/kT\}$, где ν – частота колебаний поверхностных атомов, ΔH_{des} – энергия активации для десорбции.

К обычным членам уравнения диффузии здесь добавлены член n/t_s, учитывающий десорбцию адатомов, и член J, учитывающий осаждение атомов из пара.

График, иллюстрирующий закон удлинения нитевидных кристаллов при лимитировании процесса роста поверхностной диффузией, приведен на рис. 7.

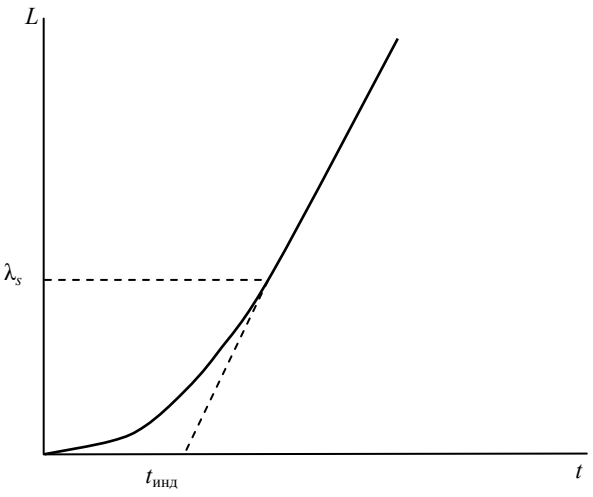


Рис. 7. Закон удлинения нитевидных кристаллов при лимитировании процесса роста поверхностной диффузией [8]

На рисунке λ_s – средняя длина диффузионного пробега адатома до испарения. Отчетливо выделяются две области роста – экспоненциальная и линейная. Сирс, а также Диттмар и Нойман объясняют это следующим образом. На начальной стадии, в соответствии с представлениями, попадающие на боковые грани нитевидного кристалла атомы успевают продиффундировать к его вершине, где и происходит их встраивание. В этом случае весь кристалл служит «участком сбора» для атомов, т.е. скорость удлинения *dL/dt* приблизительно пропорциональна *L,* и рост подчиняется экспоненциальному закону.

Экспоненциальный рост должен прекратиться, если атомы, осаждающиеся у основания, не имеют возможности достичь вершины. В таком случае участком сбора для роста вершины служит уже не весь кристалл. Это может случиться по одной из двух причин:

1. Если условия таковы, что скорость диффузии велика по сравнению со скоростью удлинения нитевидного кристалла, то экспоненциальный рост может прекратиться при $L > \lambda_s$ из-за того, что адатомы, начинающие диффундировать от основания кристалла, реиспаряются, не достигая вершины. Следовательно, концентрация адатомов у основания в дальнейшем перестает заметно возрастать, ибо они уже не встраиваются на вершине, а просто испаряются. В этом случае вероятность зарождения новых слоев на боковых гранях мала, и линейный рост происходит примерно с такой же скоростью, как и к концу стадии экспоненциального роста.

2. Если условия таковы, что испарение адатомов несущественно, то экспоненциальный рост может прекратиться из-за того, что атомы, осаждающиеся у основания, не успевают догонять растущую вершину.

2.1. Математическое описание модели

Для описания процесса роста кристалла будем использовать модель [9], схема которой представлена на рис.8. Рост кристалла идет в направлении вертикальной оси *x*. Поверхность подложки, на которую конденсируются атомы алюминия, кислорода и окиси алюминия и где возникают микрокристаллы алюминия, можно разбить на зоны питания для каждого из них. Радиус такой зоны можно рассчитать, исходя из плотности расположения микрокристаллов, которая определяется экспериментально. Будем считать внешнюю границу зоны питания непроницаемой для атомов, т.е. диффузионный поток через нее равен нулю: $\frac{\partial C_1}{\partial r}\Big|_{r=R} = 0$. В рамках предложенной модели будем рассматривать одну зону питания, в центре которой идет зарождение и рост микрокристалла алюминия. В процессе роста в присутствии кислорода поверхность подложки и боковая поверхность растущего кристалла покрываются тонким слоем окиси алюминия Al_2O_3, по поверхности которого чистый алюминий диффундирует к зоне кристаллизации на верхней части микрокристалла, поэтому изменением толщины кристалла по высоте можно пренебречь. Радиус растущего кристалла обозначим R_0.

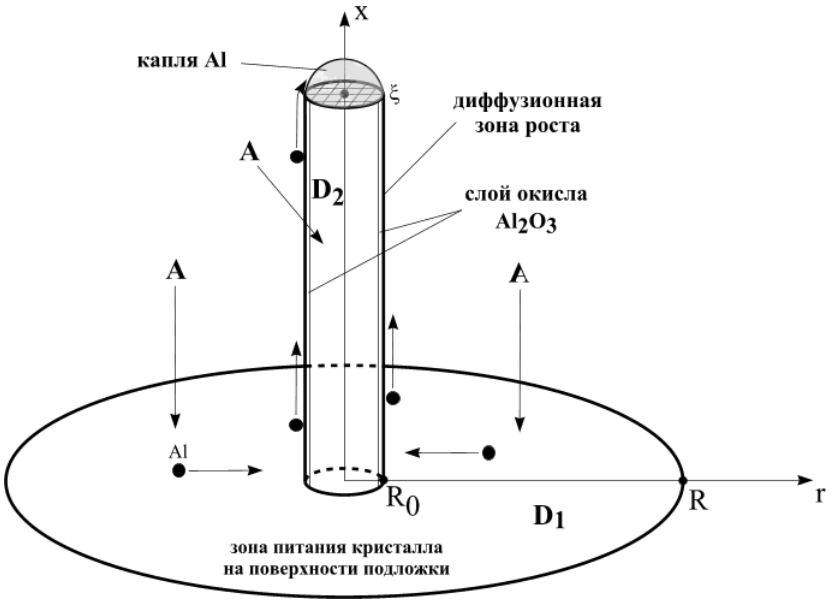


Рис. 8. Модель роста микрокристалла алюминия

Попадая в зону питания (1) площадью πR^2, атомы алюминия диффундируют по поверхности подложки с коэффициентом диффузии D_1 (диффузия по алюминиевой подложке или слою окисла на поверхности пленки). При достижении атомом границы $r = R_0$ он переходит на боковую поверхность растущего кристалла (зона роста (2)), по которой он будет диффундировать с коэффициентом диффузии D_2 (диффузия по слою окисла Al_2O_3 на стенке микрокристалла). Возможен и обратный переход атома из зоны (2) в зону (1) в связи со случайным характером диффузионных перескоков.

При достижении атомами алюминия верхней границы $x = \xi$ растущего кристалла его высота будет увеличиваться, т.к. атомы достигают капли жидкого алюминия на вершине микрокристалла, где происходит кристаллизация, и атомы встраиваются в свою кристаллическую решетку. Необходимо отметить, что атомы из газовой фазы (поток А) попадают как в диффузионную зону питания на поверхности подложки $R_0 < r < R$ (1), так и в зону роста (боковая поверхность микрокристалла) $0 < x < \xi$ (2), способствуя дополнительному увеличению скорости роста кристалла V. На рис. 8. представлена модель роста микрокристалла алюминия, где D_1 и D_2 – коэффициенты диффузии в соответствующих зонах, A – падающий поток атомов, R_0 и R – радиусы столбика и зоны (1) соответственно, ξ – координата верхней границы зоны (2).

На рис. 9 схематично показано ожидаемое распределение концентраций C_1 и C_2 по осям x и r, причем в данной модели эти оси взаимно продолжают друг друга, соединяясь в точке R_0. Эта особенность позволяет рассматривать диффузию по поверхности подложки и кристалла вдоль одной общей оси координат. При этом на границе диффузионных зон в точке R_0 должно выполняться условие непрерывности концентрационного профиля, в точке $x = \xi$ концентрация равна нулю вследствие того, что верхняя граница кристалла, перемещаясь, является бесконечным стоком для атомов алюминия.

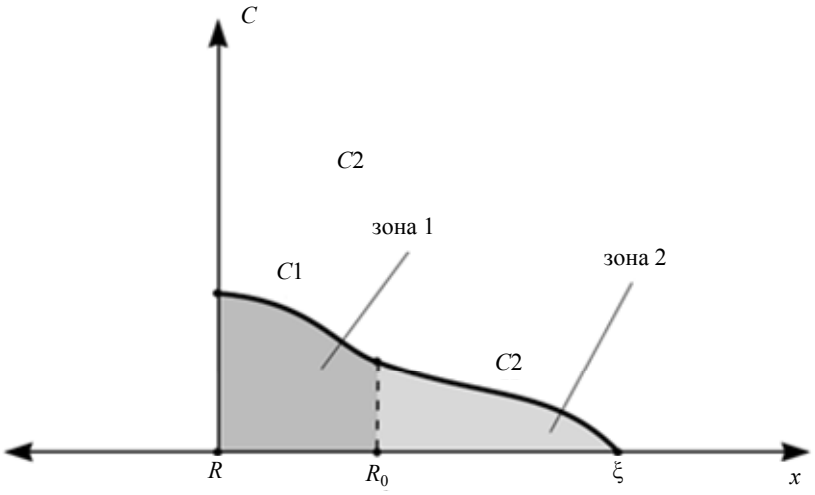


Рис. 9. Ожидаемое распределение концентраций C_1 и C_2 по осям x и r в процессе роста кристалла

Задача определения концентрации атомов алюминия C_1 и C_2 в диффузионных зонах (1) и (2) соответственно в зависимости от параметров осаждения формулируется с помощью системы дифференциальных уравнений второго порядка в частных производных следующим образом:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial C_1}{\partial t} = D_1\left[\dfrac{\partial^2 C_1}{\partial r^2} + \dfrac{1}{r}\dfrac{\partial C_1}{\partial r}\right] + A, \quad r \in [R_0; R], \\ \dfrac{\partial C_2}{\partial t} = D_2\dfrac{\partial^2 C_2}{\partial x^2} + A, \quad x \in [0; \xi(t)]. \end{cases} \tag{3}$$

Первое уравнение в системе (3) описывает распределение концентрации атомов алюминия в диффузионной зоне (1) на поверхности подложки $R_0 < r < R$ в цилиндрических координатах, второе уравнение описывает распределение концентрации атомов по высоте растущего микрокристалла алюминия $0 < x < \xi$ в диффузионной зоне (2). Введением величины A во втором уравнении учитывается приток атомов алюминия из газовой фазы непосредственно на слой окисла Al_2O_3 в зону (2).

В рамках поставленной задачи граничные условия формулируются в следующем виде:

$$\frac{\partial C_1}{\partial r}\Big|_{r=R} = 0, \tag{4}$$

$$D_1 \frac{\partial C_1}{\partial r}\Big|_{r=R0} = -D_2 \frac{\partial C_2}{\partial x}\Big|_{x=0}, \tag{5}$$

$$C_1\big|_{r=R0} = C_2\big|_{x=0}, \tag{6}$$

$$C_2\Big|_{x=\xi} = 0. \tag{7}$$

Здесь (4) – условие непроницаемости внешней границы зоны питания, т.е. диффузионной зоны (1), в точке $r = R$;

(5) – условие равенства диффузионных потоков на границе между зонами (1) и (2) в точке $r = R_0$ и $x = 0$;

(6) – условие непрерывности профиля концентрации атомов алюминия (в точке $r = R_0$ и $x = 0$);

(7) – условие равенства нулю концентрации атомов C_2 на вершине кристалла. В точке $x = \xi$ концентрация $C_2 = 0$ вследствие того, что верхняя граница кристалла является бесконечным стоком для атомов алюминия.

Уравнение для определения скорости вертикального роста микрокристалла алюминия V записывается в виде

$$\pi R_0^2 \frac{d\xi}{dt} C^* = -2\pi R_0 D_2 \frac{\partial C_2}{\partial x}\Big|_{x=\xi}, \tag{8}$$

или, после сокращения на πR_0,

$$R_0 \frac{d\xi}{dt} C^* = -2D_2 \frac{\partial C_2}{\partial x}\Big|_{x=\xi}, \tag{9}$$

где C^* – концентрация атомов в одном монослое растущего кристалла.

Коэффициенты диффузии алюминия в зонах (1) и (2) можно считать одинаковыми: $D_1 = D_2 = D$ (диффузия алюминия по слою окисла). Различие в коэффициентах диффузии будет наблюдаться на начальных стадиях конденсации, когда поверхность алюминиевой подложки еще не окислена. Кроме того, будем считать распределение концентраций в каждой из диффузионных зон мгновенно-стационарным. С учетом этих приближений получаем систему уравнений для определения скорости роста микрокристалла и нахождения концентраций C_1 и C_2 в соответствующих диффузионных зонах:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial C_1}{\partial t} = D\left[\dfrac{\partial^2 C_1}{\partial r^2} + \dfrac{1}{r}\dfrac{\partial C_1}{\partial r}\right] + A, \\ \dfrac{\partial C_2}{\partial t} = D\dfrac{\partial^2 C_2}{\partial x^2} + A, \\ R_0 \dfrac{d\xi}{dt} C^* = -2D\dfrac{\partial C_2}{\partial x}\Big|_{x=\xi}. \end{cases} \tag{10}$$

В результате замены переменных $D = \dfrac{k^2}{2}$, $r = kq$, $x = ky$, $\eta = k\xi$ система приводится к виду

$$\begin{cases} \dfrac{\partial C_1}{\partial t} = \dfrac{1}{2}\left[\dfrac{\partial^2 C_1}{\partial q^2} + \dfrac{1}{q}\dfrac{\partial C_1}{\partial q}\right] + A, \quad q \in \left[\dfrac{R_0}{k}; \dfrac{R}{k}\right] \\ \dfrac{\partial C_2}{\partial t} = \dfrac{1}{2}\dfrac{\partial^2 C_2}{\partial y^2} + A, \quad y \in [0; \eta(t)], \\ \dfrac{d\eta}{dt} = -\dfrac{1}{R_0 C^*}\dfrac{\partial C_2}{\partial x}\Big|_{y=\eta}. \end{cases} \tag{11}$$

Для того, чтобы избавиться от члена A в правой части уравнений, проведем еще одну замену переменных $C_1 = AL_1$, $C_2 = AL_2$. Тогда

$$\begin{cases} \dfrac{\partial L_1}{\partial t} = \dfrac{1}{2}\left[\dfrac{\partial^2 L_1}{\partial q^2} + \dfrac{1}{q}\dfrac{\partial L_1}{\partial q}\right] + 1, \quad q \in \left[\dfrac{R_0}{k}; \dfrac{R}{k}\right], \\ \dfrac{\partial L_2}{\partial t} = \dfrac{1}{2}\dfrac{\partial^2 L_2}{\partial y^2} + 1, \quad y \in [0; \eta(t)], \\ \dfrac{d\eta}{dt} = -\dfrac{A}{R_0 C^*}\dfrac{\partial L_2}{\partial x}\Big|_{y=\eta}. \end{cases} \tag{12}$$

При $t = 0$ $L_1 = L_2 = \xi = 0$ начальные и граничные условия для системы дифференциальных уравнений (12) записываются следующим образом:

$$\frac{\partial L_1}{\partial q}\Big|_{q=\frac{R}{k}} = 0, \tag{13}$$

$$\frac{\partial L_1}{\partial q}\Big|_{q=\frac{R_0}{k}} = -\frac{\partial L_2}{\partial y}\Big|_{y=0}, \tag{14}$$

$$L_1\Big|_{q=\frac{R_0}{k}} = L_2\big|_{y=0}, \tag{15}$$

$$L_2\Big|_{y=\eta} = 0. \tag{16}$$

Для расчета $\xi(t)$ требуются значения следующих величин:

– R_0 и R – радиусы растущего кристалла и его зоны питания соответственно, определяемые экспериментально;

– D – коэффициент диффузии алюминия по поверхности окисла, рассчитываемый по формуле

$$D = D_0 e^{\frac{-Ed}{kT}} = \frac{1}{2} a^2 \nu \eta e^{\frac{-Ed}{kT}}, \qquad (17)$$

где a – постоянная решетки; ν – частота тепловых колебаний (10^{12}–10^{13}с$^{-1}$); η – вероятность того, что новое место адсорбции диффундирующего атома свободно (в случае поверхностной диффузии можно принять η = 1); A – поток атомов, падающий при магнетронном распылении на зону питания кристалла; C^* – количество атомов в одном монослое растущего кристалла.

Данная система не имеет аналитического решения, поэтому скорость роста V определялась численным методом с использованием ЭВМ.

2.2. Результаты расчетов

На рис. 10 приведен график зависимости скорости роста кристалла от коэффициента диффузии D, построенный по результатам численного решения системы дифференциальных уравнений. Прослеживается зависимость $V \sim \sqrt{D}$, которая характерна для диффузионно-лимитированных процессов роста кристаллов.

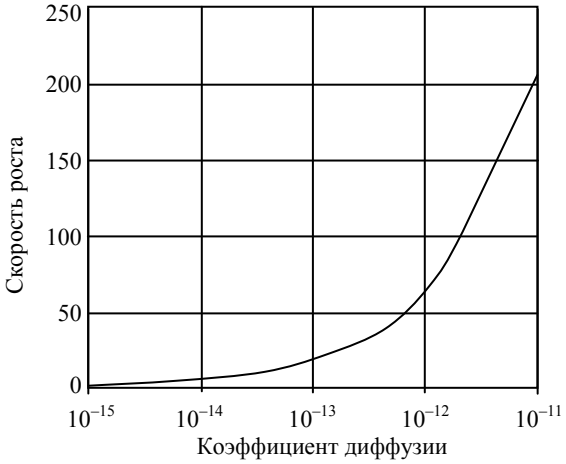


Рис. 10. График зависимости скорости роста кристалла V (мкм/мин) от коэффициента диффузии D (м^{2}с$^{-1}$) при $R = 10^{-5}$ м, $R_0 = 10^{-6}$ м

Расчеты по формуле (12) показывают, что скорости роста микрокристалла алюминия 20 мкм/мин соответствует энергия активации поверхностной диффузии E_d = 0.7 эВ при температуре подложки 300 °С. При повышении температуры подложки до 600 °С предельное значение энергии активации, при которой все атомы алюминия прибывают в зону кристаллизации, повышается до E_d = 1 эВ. Расчетные значения E_d хорошо согласуются с экспериментальными данными по поверхностной диффузии алюминия на различных подложках.

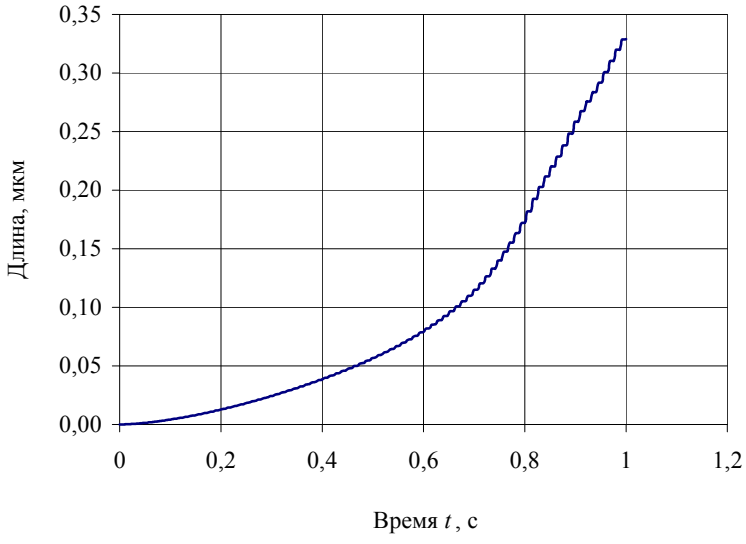


Рис. 11. График зависимости длины микрокристалла алюминия ξ от времени конденсации t на начальной стадии роста кристалла при $R = 10^{-5}$ м, $R_0 = 10^{-6}$ м, $D = 10^{-13}$ м^{2}с$^{-1}$

Как видно из графика, наблюдаются две стадии роста кристалла – экспоненциальная с возрастающей скоростью и линейная с постоянной скоростью. Такой вид кинетической кривой

удлинения характерен для роста нитевидных кристаллов при условии лимитирования процесса роста поверхностной диффузией [6–8].

На начальной стадии роста в силу небольшой длины кристалла все атомы, переходящие из питания (1), будут достигать зоны роста (2) и встраиваться на его вершине. При дальнейшем росте участком для сбора атомов служит уже не весь кристалл, и скорость роста стабилизируется.

График, отражающий линейную зависимость длины микрокристалла от времени $\xi(t)$, приведен на рис. 12.

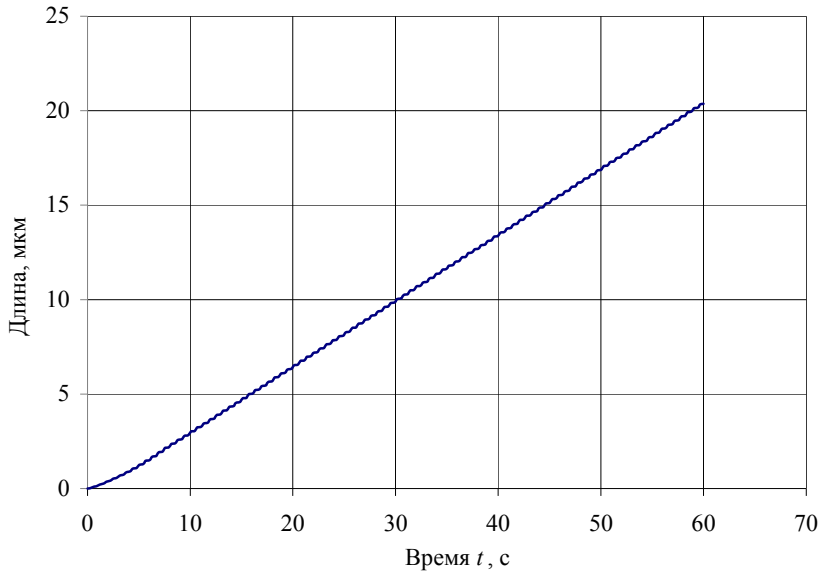


Рис. 12. График зависимости длины микрокристалла ξ от времени t при $R = 10^{-5}$ м, $R_0 = 10^{-6}$ м, $D = 10^{-13}$ м^{2}с$^{-1}$

Как видно на графике, микрокристалл алюминия в предложенной модели растет с постоянной скоростью. Для используемых в модели значений радиусов кристалла и зоны захвата, коэффициента диффузии и плотности падающего потока атомов скорость роста в соответствии с рис. 12 составляет 20 мкм/мин.

Уменьшение радиуса R_0 на порядок до значения 10^{-7} м приводит к увеличению скорости роста кристалла, как показано на рис. 13. В связи с меньшей площадью участка для стока атомов на вершине кристалла он будет расти с большей скоростью. Скорость роста также будет повышаться при увеличении радиуса зоны питания R, как показано на рис. 14.

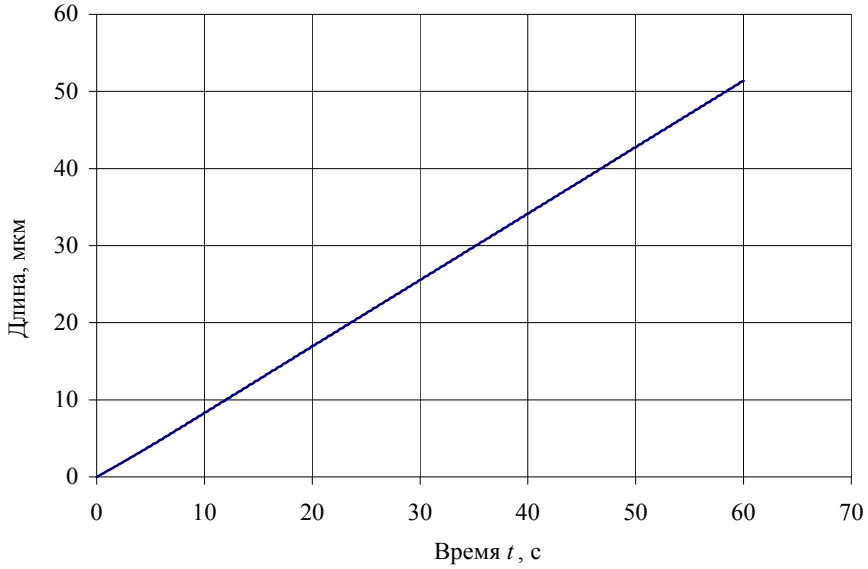


Рис. 13. График зависимости длины кристалла ξ от времени t при $R = 10^{-5}$ м, $R_0 = 10^{-7}$ м, $D = 10^{-13}$ м^{2}с$^{-1}$

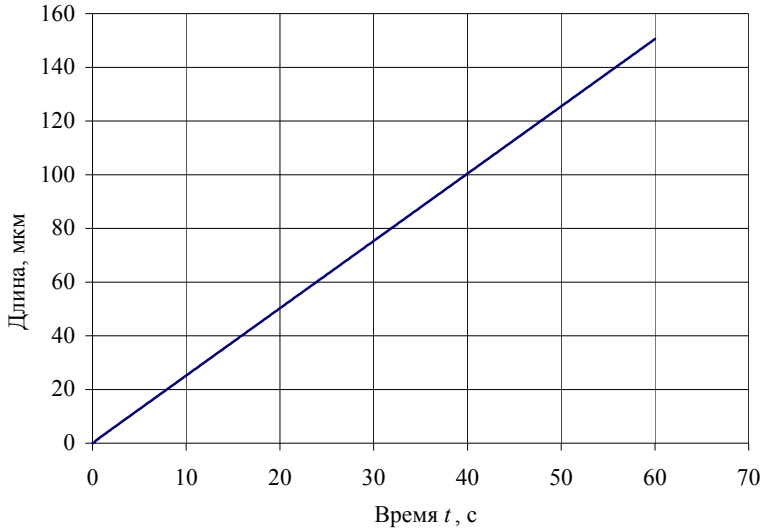


Рис. 14. График зависимости длины кристалла ξ от времени t при $R = 10^{-4}$ м, $R_0 = 10^{-6}$ м, $D = 10^{-13}$ м^{2}с$^{-1}$

Выводы

1. При магнетронном распылении алюминия в присутствии кислорода при $T_п$ около 500°С на металлической фольге образуется высокодисперсная пленка с развитой поверхностью, состоящая из зерен Al и Al_2O_3, на которой образуются микрокристаллы алюминия длиной до 20 мкм и диаметром 0,2–0,4 мкм.

2. Микрокристаллы алюминия образуются на крупных кластерах Al и растут вследствие притока атомов с поверхности подложки и растущего кристалла в результате поверхностной диффузии атомов Al, что подтверждается результатами проведенных расчетов.

3. Значение коэффициента поверхностной диффузии атомов алюминия для реализации данного механизма лежит в пределах $10^{-13} – 10^{-12}$ м^{2}с$^{-1}$. Значение энергии активации поверхностной диффузии атомов алюминия E_d для обеспечения скорости роста кристалла 20 мкм/мин лежит в интервале 0.6–1 эВ для интервала температур конденсации 200 – 600°С.

4. Установлено, что при росте микрокристаллов алюминия отсутствует третья стадия роста (стадия затухания), что свидетельствует о постоянстве толщины кристалла.

Литература

1. *Ievlev V.M.* Determination of the Regions of the Layer and the Island Film Growth at Vacuum Condensation / V.M. Ievlev, E.V.Shvedov, D.E. Andrusevitch // Phys. Low-Dim. Struct. – 1999. – № 11/12. – Pp. 107–114.

2. *Шведов Е.В.* Кинетика конденсации двухкомпонентных металлических пленок / Е.В. Шведов, Д.Е. Андрусевич // Вестник ВГТУ. Сер. Материаловедение. – Воронеж, 1999. – Вып. 1.6. – С. 69–72.

3. Кинетика зарождения и распределение по размерам нанокластеров двухкомпонентных пленок металлов с ограниченной взаимной растворимостью / В.М. Иевлев [и др.] // Вестник ВГТУ. Сер. Материаловедение. – Воронеж, 2001. – Вып. 1.10. – С. 18–23.

4. Особенности кинетики роста нитевидных кристаллов кремния / А.А. Щетинин [и др.] // Расширенные тезисы 8-й Всесоюзной конференции по росту кристаллов. – Харьков, 1992. – Т. 1. – С. 98–101.

5. Выращивание регулярных систем нитевидных кристаллов кремния с воспроизводимыми свойствами / А.А. Щетинин [и др.] // Расширенные тезисы 8-й Всесоюзной конференции по росту кристаллов. – Харьков, 1992. – Т. 1. – С. 102–105.

6. *Бокштейн С.З.* Диффузия и структура металлов / С.З. Бокштейн // Металлургия. Сер. Успехи современного металловедения. – М., 1973. – 208 с.

7. *Sears G.W.* The origin of screw dislocations – role of colloidal particles / G.W. Sears // Acta Metallurgica. – 1955. – V. 3. – P. 361.

8. *Гиваргизов Е.И.* Рост нитевидных и пластинчатых кристаллов из пара / Е.И. Гиваргизов. – М. : Наука, 1977. – 304 с.

9. О кинетике диффузионного роста нитевидных кристаллов Al / Е.К. Белоногов [и др.] // Труды XIX Всероссийского совещания по температуроустойчивым функциональным покрытиям. – СПб., 2003. – Т. 1. – С. 40–43.

10. Migration of an Al adatom on the clean, H-terminated, or partly H-terminated diamond (001) surfaces / Hoshino T. [et al.] // PRB. – 1999. – V. 60, num. 7. – Pp. 4810–4815.

11. Migration process of an Al adatom on the Si (111) surface / Hoshino T. [et al.] // Surf. Sci. – 1999. – V. 423. – Pp. 117–126.

12. *Feibelman Peter J.* Diffusion path for an Al adatom on Al (001) / Peter J. Feibelman // PR Letters. – 1990. – V. 65, № 6. – Pp. 729–732.

Статья поступила в редакцию 3 октября 2011 г.

УДК 623.624.2

РАЦИОНАЛЬНЫЕ СПОСОБЫ СЕТЕЦЕНТРИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ СИЛАМИ И СРЕДСТВАМИ ТАКТИЧЕСКИХ ФОРМИРОВАНИЙ РЭБ

М.Л. Артемов, зам. директора представительства ОАО «Концерн «Созвездие» в г. Москве – директор НТЦ «РЭБ и спецсвязь» ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-39-90

И.В. Линник, зам. начальника отдела, тел.: 8-910-344-27-00
Д.В. Хрипушин, начальник отдела, тел.: (473) 244-78-02
А.М. Черный, с.н.с., тел.: (473) 244-78-02

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Проведены генерация и сравнительный анализ возможных способов управления силами и средствами тактических формирований РЭБ, отличающихся степенью централизации принятия решений по применению средств помех. Показано, что по большинству показателей, вытекающих из требований к управлению радиоэлектронной борьбой, предпочтительны децентрализованный и смешанный способы управления. В случаях, когда применение сил и средств РЭБ, строго согласованное с действиями обеспечиваемых войск (сил), является критически важным, целесообразно использование централизованного способа управления.

Ключевые слова: *радиоэлектронная борьба, способы управления, сетецентрические принципы, экспертные оценки.*

RATIONAL METHODS OF NET-CENTRIC CONTROL OF EW TACTICAL FORMATIONS FORCES AND MEANS

M.L. Artemov, deputy head of the JSC «Sozvezdie» Concern» representative office in Moscow – head of «EW and special communication» scientific and technical center of JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 252-39-90

I.V. Linnik, deputy head of the bureau, tel.: 8-910-344-27-00
D.V. Khripushin, head of the bureau, tel.: (473) 244-78-02
A.M. Cherny, senior research engineer, tel.: (473) 244-78-02

Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

The article concerns generating and comparative analysis of all possible techniques of EW forces and means control characterized by different degrees of decision-making centralization concerning the use of electronic countermeasures. It's shown that according to the majority of indicators, resulting from EW management requirements, decentralized and mixed control methods are more preferable. In cases, when the use of EW forces and means strictly coordinated with the troops' actions, is of critical importance, the centralized method of control is more appropriate.

Key words: *electronic warfare, control methods, net-centric principles, expert judgements.*

Доминирующей тенденцией развития современных систем управления войсками (силами), оружием, и в том числе разведкой и радиоэлектронной борьбой (РЭБ), является переход от иерархического принципа боевого управления к сетевым (или «сетецентрическим»), обеспечивающим увеличение боевой мощи группировок войск (сил) за счет создания единой информационно-коммуникационной среды, связывающей источники данных об обстановке, органы (пункты) управления и исполнительные элементы. Вероятный противник широко внедряет названные принципы управления в рамках концепции так называемых «сетевых войн» (Network Centric Warfare), предусматривающей преобразование воинских формирований в единые модульные распределенные силы и управление ими на основе многоуровневой распределенной сети информационного обмена. При этом достижение успеха в вооруженной борьбе ожидается не за счет преимуществ в численности и огневой мощи воинских формирований, а за счет превосходства в управлении и информационном обеспечении. Реализация сетецентрических принципов позволяет существенно ускорить процессы управления войсками (силами), оружием, и в том числе силами и средствами РЭБ, повысить эффективность радиоэлектронного поражения (подавления) элементов систем управления противника и уровень самосинхро-

 ISSN 1995-7009

низации боевых действий и действий по РЭБ [1]. Это обусловливает актуальность исследования и обоснования рациональных способов сетецентрического управления силами и средствами РЭБ в боевых действиях, при которых необходимо обеспечивать синхронизацию работы до долей секунд при большом объеме информации, что значительно превышает требования к синхронизации действий общевойсковых подразделений, частей и соединений.

Целью настоящей статьи является обоснование рациональных способов сетецентрического управления силами и средствами РЭБ, для которых вследствие малой продолжительности циклов управления войсками (силами) и оружием эффекты радиоэлектронного поражения (подавления) элементов систем управления противника в наибольшей степени влияют на ход и исход боя.

В основу разработки предложений по способам управления силами и средствами РЭБ в ТЗУ, реализующим принципы сетецентрического управления, были положены требования:

– неразрывной взаимосвязи предлагаемых способов сетецентрического управления силами и средствами РЭБ в тактическом звене со способами управления, реализуемыми в оперативном (оперативно-стратегическом) и стратегическом звеньях;

– непротиворечивости предлагаемых способов управления положениям руководящих документов [2, 3], определяющих функционирование органов (пунктов) управления РЭБ объединений (соединений) видов ВС, КП соединений, частей (ПУ подразделений) РЭБ при подготовке и в ходе ведения современных операций (боевых действий).

В качестве минимальных структурных элементов сил и средств РЭБ в ТЗУ – объектов сетецентрического управления – рассматривались подразделения помех. Это обусловлено тем, что они, как правило, имеют на вооружении те или иные комплексы помех, элементы которых связаны между собой в единое целое общим алгоритмом функционирования, управления и взаимодействия. Это делает нецелесообразным дальнейшее членение сил и средств РЭБ на более мелкие структурные элементы, так как вмешательство в алгоритмы внутрикомплексного функционирования техники РЭБ, даже с благими целями реализации сетецентрического управления, представляет собой самостоятельную серьезную техническую проблему и вряд ли на данном этапе оправдано экономически.

Необходимым условием реализации сетецентрического управления является наличие единой информационно-управляющей среды, организованной по сетевому принципу [1]. Это дает новое качество – интегральное представление о текущей оперативной (оперативно-тактической), радиоэлектронной обстановке и действиях войск (сил) на боевом пространстве, обеспечивает возможность формирования управляющих воздействий в реальном времени и их доведения непосредственно до исполнительных элементов, минуя промежуточные звенья. Тем самым совокупность ранее разрозненных боев (ударов) тактических группировок войск (сил) трансформируется в единую целостную операцию. При этом известный в военном искусстве принцип сосредоточения усилий реализуется не путем физической концентрации войск (сил) на избранном направлении, а путем массированного и строго скоординированного применения средств огневого и радиоэлектронного поражения (подавления) из рассредоточенных позиционных районов. В результате значительно повышается живучесть и устойчивость группировок своих войск (сил). Важным условием реализации сетецентрических операций в войнах будущего является наличие в воинских формированиях средств дальнего огневого и радиоэлектронного поражения (подавления) [1]. Именно это позволяет оперативно сосредотачивать усилия, в т.ч. по РЭБ, на важнейших объектах в системах управления противника в пределах боевого пространства без перемещения (передислокации) частей и подразделений. В результате маневр войск (сил) заменяется согласованным перенацеливанием средств поражения (подавления), при этом резко сокращается время реагирования на изменения оперативной (оперативно-тактической) и радиоэлектронной обстановки, исчезают (сводятся к минимуму) оперативные паузы, в полной мере реализуются боевые возможности войск (сил).

В тактическом звене управления наибольший эффект достигается при координации действий посредством разнотипной техники РЭБ, размещенной на наземных и воздушных носителях. Совместное согласованное применение наземных комплексов радиоподавления, находящихся на нашей территории, и размещенных на БЛА РЭБ передатчиков помех, вынесенных на территорию противника, позволяет рассматривать их

как единую систему пространственно разнесенных передатчиков помех (т.к. они воздействуют на одни и те же объекты).

Реализовать принципы сетецентрического управления возможно следующим образом. В части данных радиоэлектронной обстановки вся информация сосредоточивается на узле (сервере) ПУ наземного комплекса РЭБ, где осуществляется оптимальное целераспределение объектов подавления между наземной и воздушной составляющей. В части авиационной (пространственной) составляющей вся информация сосредоточивается на узле (сервере) авиабазы (авиачасти) и используется при оптимальном выборе зон барражирования БЛА РЭБ с учетом установленных по условиям безопасности полетов авиации высот, воздушных коридоров. В данном случае происходит децентрализация управления, которая позволит снизить время принятия решения и повысить эффективность применения средств РЭБ. Совместное применение наземных комплексов и БЛА РЭБ увеличивает зону радиоподавления до оперативно-тактического звена управления.

Основными средствами дальнего радиоэлектронного поражения (подавления) в войсках РЭБ обладают бригады РЭБ военных округов, имеющие в своем составе батальоны РЭБ, вооруженные комплексами радиоподавления КВ и спутниковой связи, которые во взаимодействии с авиационными подразделениями, оснащенными вертолетными комплексами РЭБ, способны решать задачи РЭБ на пространстве ТВД. Анализ способов управления силами и средствами РЭБ, реализующих сетецентрические принципы управления, осуществим применительно к управлению подразделениями бригад РЭБ военных округов. Для других тактических формирований РЭБ они аналогичны.

Вместе с тем с принятием на вооружение АКП соединения (части) РЭБ появится техническая возможность взаимодействия и автоматизированного информационного обмена АКП с КСА пунктов управления РЭБ КП мотострелковых (танковых) бригад, а через них – с ПУ рот РЭБ в рамках подсистемы РЭБ ЕСУ ТЗ. Это позволит повысить уровень информационной обеспеченности органов (пунктов) управления РЭБ в тактическом звене, достичь единой для них ситуационной осведомленности о складывающейся радиоэлектронной обстановке и на этой основе повысить оперативность и обоснованность принятия решений по РЭБ.

Поскольку системе РЭБ ВС РФ, включающей в т.ч. силы и средства РЭБ, в целом присущи такие свойства, как отсутствие строгого математического описания процесса функционирования, стохастичность, нестационарность, недостаточная воспроизводимость (или недопустимость) экспериментов и др., ее в полной мере можно отнести к так называемым сложным системам (сложным объектам управления [4]). Существенное влияние на показатели качества управления такими системами – оперативность, достоверность (обоснованность принимаемых решений по управлению силами и средствами РЭБ), надежность и др. – оказывает степень централизованности принятия управляющих решений. С повышением степени централизованности обоснованность принимаемых решений возрастает, поскольку увеличивается общий объем информации, используемой при их формировании. Однако при этом снижаются оперативность и надежность управления из-за возрастания временных затрат на передачу и обработку информации, а также увеличения количества структурно-функциональных связей – потенциальных объектов деструктивных воздействий со стороны противника.

В перспективной системе управления РЭБ, реализующей сетецентрические принципы управления, наличие единой информационно-управляющей среды позволит децентрализовать управление без существенной потери качества (обоснованности) управляющих решений, так как общий объем информации, используемой при их формировании в органах (на пунктах) управления РЭБ различных звеньев, будет, по сути, один и тот же. Единая информационно-управляющая среда позволит легко осуществлять, в случае необходимости, управление через инстанцию (или через несколько инстанций) и тем самым сократить длительности циклов управления. Кроме того, сетевая структура информационно-управляющей среды более устойчива к деструктивным воздействиям противника, чем традиционная (так называемая «стволовая») архитектура системы управления.

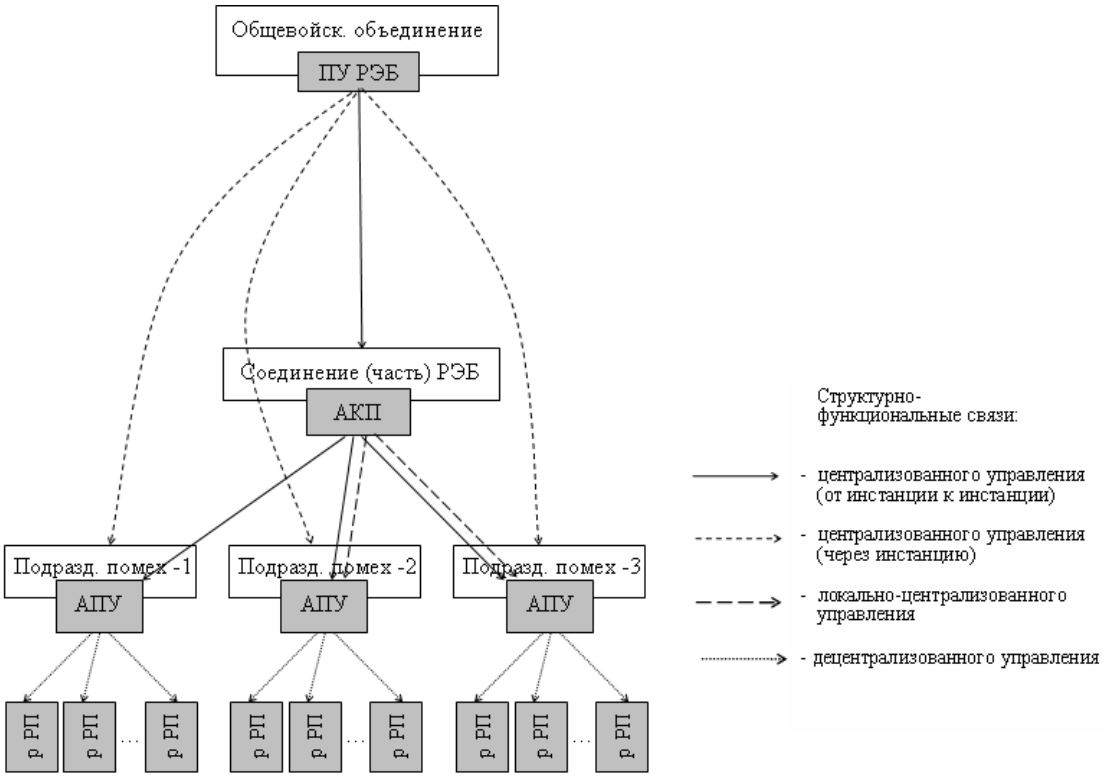
С учетом изложенного возможна реализация нескольких способов управления силами и средствами тактических формирований РЭБ, различающихся степенью централизации управления.

Эти способы можно условно обозначить как централизованный, локально-централизованный, децентрализованный, смешанный. Варианты структурно-функциональных связей между управляющими и управляемыми объектами при реализации названных способов управления силами и средствами РЭБ в ТЗУ представлены на рисунке.

При *централизованном способе управления* управляющие решения принимаются на верхнем уровне системы управления – на ПУ РЭБ КП ОСК (ВО) и доводятся до управляемых объектов – подразделений обр РЭБ. Способ доведения может быть традиционным (последовательная постановка задач от инстанции к инстанции), либо управляющие решения с использованием сетевой структуры информационно-управляющей среды могут доводиться, минуя промежуточные инстанции, непосредственно до КП подразделений (ПУ комплексов РЭБ), минуя АКП обр РЭБ. В этих случаях возможно значительное сокращение длительностей циклов управления.

При *локально-централизованном способе управления* право принятия управляющих решений делегируется нижним уровням системы управления РЭБ, например АКП обр РЭБ, в рамках общего замысла ведения РЭБ в операции (боевых действиях). Способы доведения управляющих решений в этом случае аналогичны описанным выше.

При *децентрализованном способе управления* управляющие решения по РЭБ вскрытых радиоэлектронных объектов в системах управления противника принимаются непосредственно на ПУ подразделений РЭБ в рамках поставленных задач РЭБ на операцию (боевые действия).



Структурно-функциональные связи между управляющими и управляемыми объектами при различных способах сетецентрического управления силами и средствами тактических формирований РЭБ

При *смешанном способе управления* часть сил и средств РЭБ управляется централизованно, а часть – локально-централизованно или децентрализованно.

Аналогично могут управляться и другие тактические формирования РЭБ.

Предложенные способы управления в совокупности обеспечивают:

– адаптивное управление силами и средствами РЭБ в ТЗУ с учетом складывающейся оперативно-тактической и радиоэлектронной обстановки;

– динамическое формирование контуров управления имеющимися силами и средствами РЭБ для выполнения возникающих задач РЭБ;

– непрерывную оптимизацию процесса управления, структуры системы управления РЭБ и контуров управления силами и средствами РЭБ в ТЗУ в процессе управления;

– возможность распараллеливания процесса управления для ускорения работы системы управления РЭБ и сокращения на этой основе времени реагирования на внезапные изменения оперативно-тактической и радиоэлектронной обстановки в ходе боевых действий.

Сравнительный анализ предложенных способов управления силами и средствами РЭБ в ТЗУ проведен методом экспертных оценок по следующим показателям, вытекающим из требований к управлению радиоэлектронной борьбой, определенных руководящими документами [2]: устойчивость управления, оперативность реагирования на изменения РЭО, обоснованность принятия решений по применению сил и средств РЭБ, скрытность. При этом под устойчивостью (надежностью) управления понималась способность непрерывно отслеживать изменения обстановки, принимать решения и доводить до сил и средств РЭБ команды, сигналы боевого управления в условиях деструктивного воздействия противника на элементы системы управления. Под оперативностью реагирования на изменения РЭО понималась средняя длительность циклов управления силами и средствами РЭБ (чем она выше, тем оперативность реагирования ниже). Обоснованность принятия решений по применению сил и средств РЭБ полагалась находящейся во взаимно-однозначном соответствии с уровнем информационной обеспеченности органов (пунктов) управления РЭБ. Скрытность полагалась обратно пропорциональной количеству задействованных структурно-функциональных связей (объектов разведки со стороны противника) при реализации того или иного способа управления.

В ходе сравнения определялась степень предпочтительности предложенных способов управления по названным показателям (высокая, средняя, низкая). Результаты сравнения представлены в таблице.

Из таблицы следует, что по совокупности оцениваемых показателей предпочтительны способы управления, характеризуемые возможно меньшей степенью централизации: децентрализованный, смешанный. Вместе с тем, в случаях, когда применение сил и средств РЭБ, строго согласованное с действиями обеспечиваемых войск (сил) в условиях меняющейся РЭО, является критически важным, целесообразно использование способов управления с более высокой степенью централизации: централизованного, локально-централизованного.

Таблица

Способ управления	Степень предпочтительности способа управления по показателям			
	Устойчивость управления	Оперативность реагирования на изменения РЭО	Обоснованность принятия решений по РЭБ	Скрытность управления
Централизованный	низкая	низкая	высокая	низкая
Локально-централизованный, смешанный	средняя	средняя	средняя	средняя
Децентрализованный	высокая	высокая	низкая	высокая

Реализация сетецентрических принципов управления применительно к тактическим формированиям РЭБ, обладающим средствами дальнего радиоэлектронного поражения, позволит заменить маневр рассредоточенных сил и средств РЭБ их согласованным перенацеливанием, сократить время реагирования на изменения оперативно-тактической и радиоэлектронной обстановки, в полной мере реализовать боевые возможности тактических формирований РЭБ. При наличии развитой информационно-телекоммуникационной среды, организованной по сетевому принципу, возможна реализация нескольких способов сетецентрического управления силами и средствами тактических формирований РЭБ, различающихся степенью централизации управления: централизованного, локально-централизованного, децентрализованного, смешанного. По большинству показателей, вытекающих из требований к управлению радиоэлек-

тронной борьбой, предпочтительны децентрализованный и смешанный способы управления. Вместе с тем, в случаях, когда применение сил и средств РЭБ, строго согласованное с действиями обеспечиваемых войск (сил) в условиях меняющейся РЭО, является критически важным, целесообразно использование способов управления с более высокой степенью централизации.

Литература

1. Современные тенденции развития теории и практики «сетецентрических войн (операций)» и их влияние на строительство и применение Вооруженных Сил РФ // Материалы межведомственной научно-практической конференции ВАГШ, 22.12.2010 г. – М., 2010.

2. Наставление по обеспечению военных действий ВС РФ. Радиоэлектронная борьба. – М. : МО, 2005.

3. Боевой устав воинских частей радиоэлектронной борьбы. Ч. 1 : Полк, батальон, рота / МО. – М., 2006.

4. *Растригин Л.А.* Современные принципы управления сложными объектами / Л.А. Растригин. – М. : Сов. радио, 1980. – 232 с.

Статья поступила в редакцию 7 августа 2012 г.

УДК 519.711.2

ОПЫТ РАЗРАБОТКИ АРХИТЕКТУРЫ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ САПР ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ

А.В. Вишняков, инженер-программист, ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: 8-920-212-28-46
С.В. Зотов, инженер-конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: wildlynx@mail.ru
С.В. Кручинин, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: 8-908-145-95-60
М.Ю. Кручинина, студентка, Воронежский ин-т высоких технологий, e-mail: siblis@yandex.ru

Проанализированы возникающие при проектировании программного обеспечения для обслуживания систем связи вопросы и способы их решения. Авторы на личном опыте разработки графического редактора для проектирования системы связи проводят анализ верных и неверных решений, которые могут возникнуть в процессе построения архитектуры САПР вычислительных сетей. Описываемый опыт касается небольшой системы проектирования специализированных сетей, но может быть экстраполирован для случаев проектирования более сложных САПР, предназначенных для подготовки вычислительных сетей. Уделяется внимание компромиссу между универсализацией и специализацией, формату хранения настроечных данных, графическому представлению и способу хранения данных на информационных носителях.

Ключевые слова: *САПР (системы автоматизированного проектирования), вычислительные сети, топология вычислительных сетей, криптомаршрутизатор, язык разметки XML, архитектура программного обеспечения, теория графов, МСТС (мобильные сети транспортных средств), язык разметки карты связи mapML.*

DEVELOPMENT EXPERIENCE OF CAD SOFTWARE ARCHITECTURE OF COMPUTER NETWORKS

A.V. Vishnyakov, part-programming engineer, JSC « Sozvezdie» Concern», tel.: 8-920-212-28-46
S.V. Zotov, design engineer, JSC « Sozvezdie» Concern», e-mail: wildlynx@mail.ru
S.V. Kruchinin, senior staff scientist, JSC « Sozvezdie» Concern», tel.: 8-908-145-95-60
M.Yu. Kruchinina, student, Voronezh Institute for High Technologies, e-mail: siblis@yandex.ru

Problems and their solutions that arise in the software designing for communications systems maintenance are analyzed. The authors according to personal experience of graphical editor development for designing communication systems analyze right and wrong decisions that may arise in the process of construction of architectural computer-aided design and drafting (CADD) computer networks. Described experience concerns the small system of specialized networks design, but can be extrapolated for design cases of more complex CADD, intended to prepare computer networks. Attention is paid to compromise between universality and specialization, customization data storage format, graphical representation and the data storage technique on data carriers.

Keywords: *CAD (computer-aided design), CADD (computer-aided design and drafting), computer networks, network topology, cryptorouter, XML (extensible markup language), software architecture, graph theory, VANET (vehicular ad-hoc network), mapML (markup language).*

Исследования в области разработки программного обеспечения и сопровождения специализированных вычислительных сетей ведутся коллективом авторов с 2007 года по настоящее время. За этот период был получен значительный опыт как в проектировании компьютерных сетей, так и в разработке программного обеспечения, призванного автоматизировать основные процессы, происходящие в жизненном цикле вычислительных сетей с участием пользователя.

Отметим, что речь идет не о любых вычислительных сетях, а об узком классе, обозначенном авторами как мобильные сети транспортных средств (МСТС, VANET) [1], основное применение которых – военная связь, хотя они могут применяться и в иных целях, прежде всего там, где необходимо оперативное развертывание системы связи в отсутствие опорной сети, – в районах Крайнего севера, полярных экспедициях и других нестандартных областях применения.

На момент начала разработки авторы столкнулись с проблемой проектирования компьютерных сетей, построенных на специфических, низкоскоростных криптомаршрутизаторах (далее – КМ), поддерживающих в стабильной работе только статические маршрутные таблицы в спе-

 ISSN 1995-7009

цифическом формате, не совместимые со стандартами маршрутизации, принятыми в сети Интернет. Более того, само оборудование КМ было нестандартным, имелось более 16 его разновидностей различных конфигураций, с различными параметрами (число каналов, доступная скорость передачи данных и т.д.), разных производителей и с разными языками настройки.

Настройка заключалась в генерации настроечных данных для программного обеспечения (ARP-таблицы, Ethernet-интерфейсы, таблицы пользователей, настройки ОС Linux и т.д.) и для КМ. Для настройки программного обеспечения авторами было разработано программное обеспечение «Генератор настроечной информации» (ПО ГНИ)[2]. Данная программа имела табличный интерфейс и позволяла вводить данные в режиме текстового ввода. Настройки, содержащие статичные таблицы маршрутизации (маршрутно-адресную информацию) для КМ, составлялись вручную на языке, специфичном для каждого из КМ.

В связи с тем, что процедура создания настроек для комплектов подобных устройств была довольно трудоемка, коллективом авторов было принято решение разработать программное обеспечение, позволяющее создавать топологию проектируемой сети, состоящей из КМ и линий связи между ними в графическом виде (по аналогии с графическим редактором Microsoft Visio), в виде визуальной схемы (карты) связи, а на основе разработанной схемы генерировать настроечные данные для каждого из типов КМ автоматизированно.

Стоит отметить, что в процессе создания телекоммуникационных сетей часто уделяется недостаточное внимание разработке программного обеспечения и его роли в телекоммуникационной системе. В то же время ручная разработка непроизводительна, требует больше временных затрат и денежного обеспечения на оплату труда и командировочные расходы. Правильно разработанное программное обеспечение позволяет ускорить процесс создания настроечных данных, что приводит к экономии и денег, и времени.

Так, для рассматриваемого в статье случая ручная настройка двух единиц аппаратуры для работы друг на друга окажется быстрее, чем настройка их же с помощью описанного программного обеспечения в силу того, что в указанном случае маршрутные таблицы крайне малы и будут включать в себя только адрес каждого из абонентов в каждом КМ.

Если же для настройки аппаратуры воспользоваться указанным программным обеспечением, то необходимо будет составить схему в системе автоматизированного проектирования, сформировать настроечную информацию и автоматизировано ввести ее в каждый экземпляр аппаратуры.

Однако если компьютерная сеть будет состоять из 10 комплектов аппаратуры, то процесс формирования настроечной информации многократно усложнится в силу того, что настраивать придется уже 10 единиц аппаратуры. При этом стоит отметить, что даже для такой небольшой схемы настройщику необходимо будет спроектировать сеть вручную, разработать адресацию и только после этого начать настройку каждого комплекта аппаратуры.

Если рассмотреть простейший вариант, когда сеть полносвязна, то маршрутные таблицы в каждой единице аппаратуры увеличатся в 10 раз, по сравнению со схемой из 2 абонентов. Ввод такой длинной маршрутно-адресной информации (далее – МАИ) вручную занимает много времени и сил. К тому же многократно возрастает возможность совершения ошибок.

Для компьютерной сети из 10 компьютеров, работающих через КМ, ручная настройка займет 110 минут: 10 минут – на разработку адресации данной сети + 10 минут на ручную настройку каждого КМ.

При этом автоматизированная настройка аппаратуры для такой же сети займет 30 минут: 10 минут – проектирование сети в системе автоматизированного проектирования + 2 минуты на автоматизированную настройку каждого КМ.

При этом если провести замер времени в реальных условиях, то разница будет значительно больше, что связано с особенностью ручной настройки таких больших объемов МАИ и неизбежными ошибками.

В случае же реальной сети примерно из 40 абонентов с разнесенными каналами и абонентами, разными КМ и разной ключевой информацией разница увеличится многократно и составит, по экспериментальным замерам, 2 – 3 суток на настройку данной сети вручную 1 человеком и 3 – 4 часа на автоматизированную настройку 1 человеком.

Итак, рассмотрим основные проблемы, которые сопровождали разработку.

Назначение

Стоит отметить, что сразу при проектировании надо обозначить место программного обеспечения. Невозможно сделать универсальный редактор для настройки и программного обеспечения и средств, в основе которых положена динамическая маршрутизация. Такие средства должны быть не автоматизированными, а настраиваться автоматически, с помощью алгоритмов маршрутизации и DNS [3]. Автоматизировать можно только то, что не подлежит автоматизации и решается только тяжелыми ручными методами. Там, где возможно добиться автоматического функционирования, необходимо создание автоматических методов самонастройки.

Форма представления информации

Как уже было сказано выше, было предложено оформить интерфейс в виде всем привычного Visio-подобного стиля. Подобное решение было подсказано тем, что перед настройкой инженеры ОАО «Концерн «Созвездие» разрабатывали схемы связи именно в Microsoft Visio. Сама схема представляет собой граф, соединяющий несколько разнородных КМ. Каждый КМ мыслился как блок, имеющий несколько каналов (в зависимости от модели сами каналы могли объединяться в многоточки).

Само приложение должно быть настольным, предназначенным для внутреннего пользования и применяться для упрощения генерации МАИ для разнородных КМ в формате, специфичном для каждой модели.

Выбор метода хранения данных

Так как программное обеспечение настольное и не подразумевает подключения нескольких клиентов, нет смысла хранить данные в виде СУБД, тем более реляционное. Лучшим вариантом будет не использование Postgres или Линтер, а хранение в виде структурированных файлов. Файлы легко копируются, резервируются, переносятся с одного компьютера на другой. Упрощается установка программного обеспечения, так как нет необходимости устанавливать ПО СУБД, загружать базу данных или ее фрагменты.

Выбор между универсализмом и специализацией

Возможны разные варианты проектирования программного обеспечения. В то время как универсальные решения сложны в использовании и требуют настройки, специализированные решения требуют перекомпиляции программы в случае появления нового типа оборудования.

Так как количество КМ велико и появляются новые, несовместимые виды, было предложено разделить процесс создания настроечных данных для КМ на два этапа: создание визуальной схемы и генерация МАИ для КМ. Редактор предложено сделать универсальным, простым, позволяющим создавать объекты, для которых можно создать набор свойств и их значений. При появлении нового КМ создается новый объект, для которого задаются определенные свойства. Объект сохраняется как шаблон, который может быть вставлен в разрабатываемую схему. Сами же генераторы МАИ пишутся отдельно для каждого нового типа КМ. В результате уменьшается стоимость поддержки. Перекомпилировать редактор в случае создания нового КМ (дополнительно к созданию генератора МАИ для КМ) может высококвалифицированный специалист со знанием языков программирования и специальным высшим образованием. Создать шаблон в редакторе для нового КМ может работник со средним или средне-специальным образованием, владеющий навыками работы в Microsoft Visio. Помимо этого каждый генератор может быть написан на скриптовом языке, а не быть интегрированным в C++ код редактора. Появляется большой выбор языков для написания генератора МАИ для КМ – bash, perl, python.

Выбор структуры хранения данных

Как уже было сказано выше, было принято решение о хранении данных в виде файлов. Описываемые данные являются графом. Для хранения данных выбран расширяемый язык разметки XML [4]. Графы плохо описываются реляционной структурой, зато имеются опыты успешного представления их в виде XML-нотаций. Универсальным языком для представления графов является язык GraphML [5]. Еще более универсальным является язык SVG (Scalable Vector Graphics), предназначенный для хранения векторной графики [6]. Существуют и коммерческие решения для представления графов, такие как yWorks[7] и ubigraph [8].

Авторами было принято решение разработать несложный язык представления сети, являющийся подмножеством XML. Авторы обозначили язык представления карт (схем) связи как mapML (network map markup language).

Каждый XML-документ, хранящий схему связи, имеет расширение .map.xml и в общем виде соответствует следующей схеме:

```
<?xml version="1.0"encoding="UTF-8" ?>
<map>
 <object type="..." id=".." g_x=".." g_y=".." key_nameX="nameX" ... key_nameN="nameN">

   <label g_x=".." g_y=".." property="key_nameX" />
   ...
   <label g_x=".." g_y=".." property ="key_nameN" />
   ...
    <object ... >
       <channel g_x=".." g_y=".." .. />
       …
    </object>
    ...
 </object>
....
</map>
```

Корневым элементом языка разметки mapML является элемент <map>, в который вложены все остальные элементы. Основным же элементом разработанного языка является объект, задаваемый тегом <object>. В элемент <object> могут быть вложены другие элементы <object>, в элемент <map> может быть вложено несколько элементов <object>. Он может содержать атрибуты type, содержащие символьное наименование КМ для опознания генератором КМ, id – уникальный идентификатор каждого объекта (что также может быть необходимо для генератора МАИ), пользовательские атрибуты, специфичные для генератора МАИ. Атрибуты, которые задают графическое положение и устанавливаются редактором, имеют префикс g: например, g_x, g_y – графические координаты, задаваемые в пикселях относительно области просмотра (если элемент вложен в <map>) либо относительно родительского элемента (если элемент вложен в <object>. Пользовательские атрибуты, которые можно добавлять в шаблонах непосредственно в редакторе и которые уже разбираются самим генератором данных для КМ, имеют префикс key: например, key_speed – скорость, key_ip – IP-адрес для новых устройств, поддерживающих протокол IP.

В элемент <object> вкладываются элементы <channel> по числу каналов. Для каждого из каналов также задаются как атрибуты редактора (g_x, g_y), так и атрибуты пользователя (например, тип канала, витая пара, радиоканал и т.д., скорость, наличие туннельного IP-адреса при необходимости и т.д.). Кроме того, и элементы object, и элементы channel обладают свойством id для связи объектов между собой (прежде всего, для того чтобы установить, какой канал с каким связан).

Если какой-то атрибут с префиксом key_ для элементов <object> или <channel> необходимо отображать на экране, то в этот элемент для каждого такого атрибута задавался вложенный непарный элемент <label>, который обладал параметрами g_x, g_y, а также параметром property, значение которого принимало имя того атрибута, который надо выводить на экран.

Элементы <channel> связывались путем непосредственного указания у каждого id связанного с ним другого элемента <channel>. Путь линии в редакторе выстраивался автоматически методом поиска свободного маршрута, в файле маршрут линии не сохранялся. В дальнейшем было принято решение задавать маршрут пользователем, что позволило создавать более наглядные схемы (сгенерированный автоматически маршрут не всегда был наиболее оптимально проложен), но усложнило способ хранения и генерации. В случае задания маршрута пользователя понадобилось выполнять обход графа и пересчет значений параметра id у элементов <channel>.

Таким образом, формат получается универсальным. Он может использоваться для хранения шаблонов устройств, для хранения самих схем, для передачи готовых схем в места расположения объектов связи, использоваться генераторами настроечных данных для КМ как входная информация (выходная – МАИ – настроечные данные для КМ на специфическом языке КМ).

На основе разработанной объектной модели авторами была разработана графическая библиотека для редактирования объектов. Один из его

фрагментов (с возможностью сохранения маршрута линии) был зарегистрирован [9]. Но использование самой библиотеки не подразумевает следование принципам, изложенным здесь. Так, с помощью библиотеки возможно создать ПО, которое зависимо от типов поддерживаемого оборудования (требуется перекомпиляция при вводе в эксплуатацию нового типа КМ, не совместимого по параметрам с существующими), хранит данные в БД, а не в виде файлов и т.д.

Использование редактора схем связи

Наиболее наглядный способ представления концепции программного обеспечения – продемонстрировать порядок работы в разработанном ПО.

Вид основного экрана диктуется практической необходимостью рисования схем, поэтому является общим для всего класса редакторов визуальных схем (рис. 1). Самая большая область окна представляет собой область редактирования схемы. Для нее доступен элемент управления масштабом, который позволяет выбрать как увеличенный (больше 100%), так и уменьшенный масштаб просмотра.

Доступные кнопки управления: «New» (создать новую схему), «Load» (загрузить схему), «Save» (сохранить открытую схему), «Copy to file» (копировать схему в файл), «Copy from file» (загрузить схему из файла), «Print» (печатать), поле редактирования и две вкладки – «Новые» и «Шаблоны». Функция «копировать схему в файл» позволяла многократно использовать разработанный фрагмент схемы или устройства как шаблон. Функция «копировать схему из файла» позволяла вставлять готовые элементы как шаблоны, по аналогии с ПО MS Visio.

Вкладка «Новые» задавала стандартные элементы, такие как «Unit» и «Complex» – транспортные средства или стационарные единицы для размещения оборудования, «Normal device» и «Radio device» – соответственно проводное или беспроводное устройство, «Connector» – канал связи и ассоциированный с ним порт или разъем. На рис. 1 хорошо видны устройства типа «Normal device» с пятью портами «Connector» (от x0 до x4). При сохранении в XML все объекты, кроме типа «Connector», сохраняются как элементы «Object», объекты же «Connector» сохраняются как элементы «Channel».

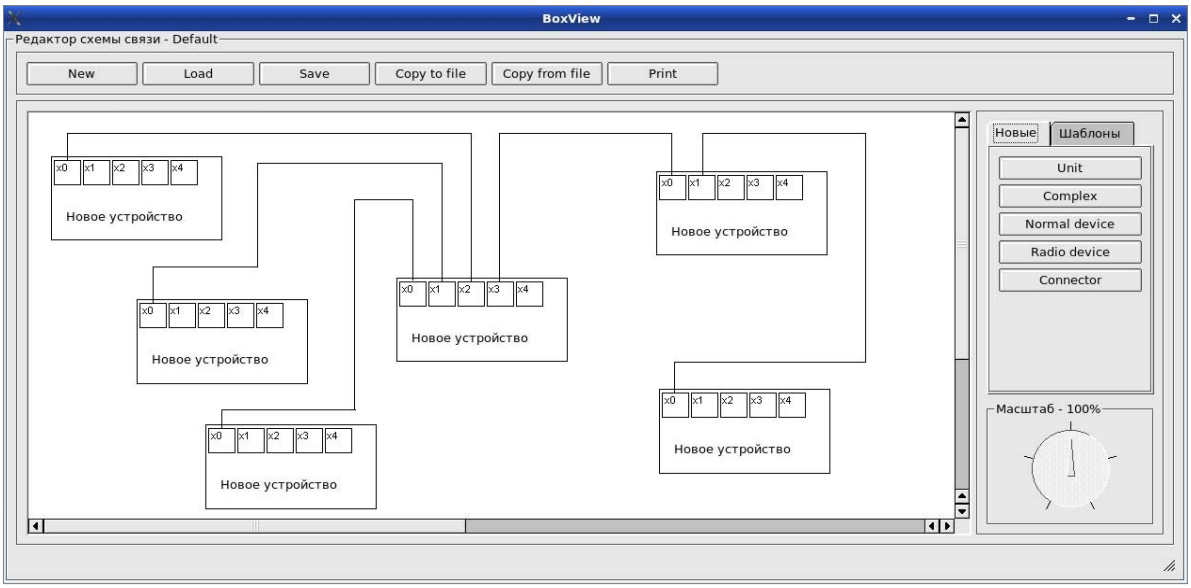


Рис. 1. Общий вид окна редактора схем

Если же открыть вкладку «Шаблоны», в ней перечисляются файлы из папки «Templates», каждый из них имеет предустановленные свойства. Каждый из шаблонов хранится в виде отдельного файла, имя которого и определяет имя шаблона (в соответствии с [10] описанное верно не только для html, но и для набора xml-файлов). Так как ПО написано для Linux, а файловая система ext3 позволяет хранить имена файлов в UTF-8, перекодирование русских символов для данного случая не нужно.

При нажатии на вкладку «Шаблоны» происходит чтение папки «шаблоны», в результате всегда имеется актуальная информация о дос-

тупных шаблонах (чего не произошло бы, если бы индекс шаблонов хранился в БД; в таком случае информация будет избыточной, и станет возможно нарушение целостности индекса, когда данные в БД не совпадают с данными в папке «Templates»).

Рассмотрим теперь механизм создания шаблона устройства.

Создается объект типа «Normal device» или «Radio device».

Затем созданный объект выделяется на схеме, и добавляется нужное число элементов типа «Connector». К примеру, необходимо создать четырехпортовый маршрутизатор. Создается «Normal device», добавляются 4 порта внешней сети и 1 порт внутренней сети (рис. 2).

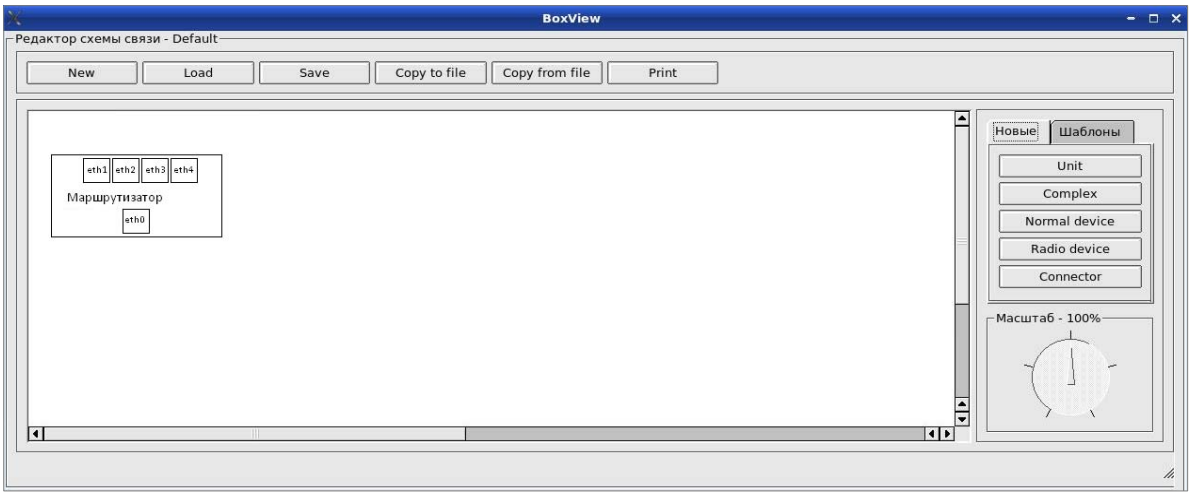


Рис. 2. Создание шаблона устройства

Затем для устройства задаются наборы свойств. Каждое свойство обладает именем, значением и признаком видимости. Если свойство видимо, то создается вложенный элемент <label>, у которого есть атрибут property, в котором указано имя свойства родительского объекта, значение которого выводится на экран. На рис. 2 таковым свойством является свойство name (имя).

Заданный набор свойств у шаблона затем заполняется для каждого устройства, созданного на основе шаблона и затем разбирается генератором-разборщиком.

Для разбираемого примера можно задать следующие свойства (помимо наименования): IP (адрес IP), mask (маска сети), protocol (используемый протокол маршрутизации). В map.xml файле каждое из них сохраняется с префиксом «key_», например: «key_mask» для «mask».

Затем шаблон сохраняется с помощью кнопки «Copy to file» и появляется в списке шаблонов. Затем можно создать схему связи с использованием нескольких устройств такого типа, задавая уже не набор свойств, а сами значения свойств. Более того, можно создавать шаблоны групп устройств (например, «узел связи» с типовым оборудованием, или «аппаратная»).

После созданная схема сохраняется как xml-файл, и на ее основе генерируется настроечный файл, содержащий МАИ в формате, поддерживаемом КМ, с помощью соответствующего генератора КМ.

Итак, подведем некоторые итоги.

Основными чертами предложенного подхода являются:

1) узнаваемый, интуитивно-понятный Visio-подобный интерфейс;

2) разделение алгоритма создания схем на два этапа – собственно подготовка схемы пользователем в редакторе и генерация МАИ для каждого типа КМ, что позволяет универсализировать сам графический редактор, потому что его модификация является более сложной (из-за сложности объектно-ориентированной структуры ПО), чем написание консольных генераторов настроечных данных;

3) хранение данных в виде XML-файлов, а не в БД;

4) составление списка шаблонов на основе списка XML-файлов, хранящихся в соответствующей директории.

Достоинства предложенной архитектуры:

– приложение легко устанавливается, нет необходимости устанавливать СУБД;

– приложение легко в использовании, так как при появлении новых типов устройств достаточно создать новый шаблон, прописать набор свойств и написать новый генератор, само ПО редактора не модифицируется и не требует перекомпиляции и переустановки;

– шаблоны легко копируются, так как представляют собой стандартные папки с файлами;

– шаблоны легко добавляются во вкладку «Шаблоны» ПО, так как для этого достаточно добавить скопированные файлы в папку «Templates»;

– готовые схемы также легко копируются и могут быть перенесены на другой ЭВМ или непосредственно на рабочие станции настраиваемой сети.

Как показывает опыт, в ряде случаев можно существенно ускорить работу пользователей, разработав визуальную систему, позволяющую автоматизировать ряд рутинных операций. По нашему мнению, предложенный подход может быть использован при проектировании систем САПР. Это позволит избежать встречающихся при разработке САПР ошибок, с которыми авторам довелось встречаться на практике при интеграции, и получить понятную, простую и дешевую в обслуживании систему.

Литература:

1. *Кручинин С.В.* К вопросу о терминологии в области мобильных сетей транспортных средств / С.В. Кручинин // Теория и техника радиосвязи. – 2011. – № 1. – С. 117–120.

2. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ «Генератор настроечной информации» / С.В. Кручинин, С.В. Зотов и др. – № 2007613777, 2007 г.

3. *Кручинин С.В.* Особенности построения системы доменных имен (DNS) в мобильных Ad Hoc сетях / С.В. Кручинин // Теория и техника радиосвязи. – 2011. – № 2. – С. 79–83.

4. Extensible Markup Language (XML) 1.1 (Second Edition) W3C Recommendation, 2006. – (http://www.w3.org/TR/2006/REC-xml11-20060816/).

5. GraphML homepage. – (http://graphml.graphdrawing.org).

6. Scalable Vector Graphics. – (http://www.w3.org/Graphics/SVG/).

7. yWorks. The diagramming company. – (http://www.yworks.com/en/index.html).

8. UBIGRAPH. – (http://ubietylab.net/ubigraph/index.html).

9. Свидетельство о регистрации программы «Библиотека графических примитивов» / С.В. Кручинин, А.М Кузнецов и др. – № 2011613834, 2011 г.

10. *Кручинин С.В.* Ссылочная целостность индекса html файлов (тезисы) / С.В. Кручинин, Ю.Т. Свиридов // Всероссийская научно-практическая конференция «Современные проблемы борьбы с преступностью» : сборник материалов (радиотехнические науки) / Воронежский институт МВД России. – Воронеж, 2005 – С. 91–92.

Статья поступила в редакцию 4 декабря 2012 г.

УДК 654.078

ОПТИМИЗАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ РЕГИОНАЛЬНЫХ ОРГАНОВ ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ ВЛАСТИ

Я.Е. Львович, зав. кафедрой САПРИС, ВГТУ, e-mail: office@vivt.ru
Д.А. Недосекин, начальник отдела, ДИТИС Воронежской области, e-mail: ndmitry@fromru.com

Рассматривается блок вопросов совмещения векторов развития информационно-коммуникационных технологий и процессов осуществления полномочий исполнительных органов власти субъекта Российской Федерации. Актуальность проблемы объясняется необходимостью создания в рамках правового поля Российской Федерации конкурентоспособных условий развития инфокоммуникаций, а также обеспечения технологического прорыва в использовании информации во всех сферах жизни, в том числе и путем трансформации процессов государственного управления.

Ключевые слова: *инфокоммуникации, информация, технологический прорыв, трансформация.*

OPTIMIZATION OF INFOCOMMUNICATION COMPONENT INFLUENCE ON ACTIVITY EFFICIENCY OF REGIONAL BODIES OF EXECUTIVE POWER

Ya.E. Lvovich, head of CADIS chair, Voronezh State Technical University, e-mail: office@vivt.ru
D.A. Nedosekin, chief of the bureau, Department of information technologies and communication of the Voronezh region, e-mail: ndmitry@fromru.com

Question block on vector combination of information-communication technology development and of authority exercise process of Russian Federation region executive bodies of power is considered. The problem arises due to the creation necessity of infocommunication development competitive conditions, and of technological break maintenance when information is used in all spheres of life, including state administration transformation processes within the limits of the Russian Federation legal field.

Key words: *infocommunications, information, technological break, transformation.*

Инфокоммуникационная отрасль стремительно развивается в направлении создания на ее базе сферы жизнедеятельности человека. Вопросу определения направлений развития информационно - коммуникационной отрасли посвящено значительное количество источников: нормативных правовых документов Российской Федерации, Организации Объединенных Наций, публикаций и научных трудов, публичных корпоративных документов.

В то же время понятие информационно-коммуникационные технологии (ИКТ) зачастую принимается как само собой разумеющееся явление, и определение данного термина, необходимое для создания единой нормативной правовой базы, в научных кругах не обсуждается.

Основные этапы развития правового регулирования в области использования ИКТ, терминологическая база понятия «информационно-коммуникационные технологии» рассмотрены в статье «О развитии правового регулирования в области использования информационно-коммуникационных технологий» Куняева Н.Н., заместителя начальника Управления – начальника Департамента информационного документационного обеспечения Управления Президента Российской Федерации по кадровым вопросам и государственным наградам Администрации Президента Российской Федерации, заведующего кафедрой Московской финансово-юридической академии. Согласно его выводам ИКТ – это процессы, методы поиска, сбора, формирования, хранения, обработки, предоставления, передачи, распространения информации и способы осуществления таких процессов и методов с применением средств вычислительной техники и средств телекоммуникации [1].

ИКТ создают уникальные возможности для экономического роста и человеческого развития и предназначаются для повышения эффективности широкого круга прикладных технологий: от электронной торговли до доступа к финансовым рынкам; от создания рабочих мест до обеспечения предпринимателям условий для инвестиций, в частности мелким и средним предприятиям; от повышения производительности труда в сель-

ском хозяйстве и обрабатывающей промышленности до расширения прав и возможностей всех слоев общества; от заочного обучения до телемедицины; от природоохранной деятельности и мониторинга до предотвращения и преодоления последствий стихийных бедствий.

В декларации министров «Развитие и международное сотрудничество в XXI веке: роль информационной технологии в контексте, основанной на знаниях глобальной экономики», принятой Экономическим и Социальным Советом 7 июля 2000 года [2], отмечается следующее:

– революция в области ИКТ открывает новые широкие возможности для экономического роста и социального развития и в то же время ставит новые задачи и несет в себе риск, наряду с существенными экономическими и социальными благами она может привести к дальнейшему увеличению неравенства между странами и внутри стран;

– крайне необходимо на национальном, региональном и международном уровнях срочно предпринять согласованные действия по преодолению «цифровой пропасти», расширению возможностей использования цифровой технологии и применению ИКТ в интересах всеобщего развития.

При этом подчеркивается, что меры по содействию внедрению ИКТ должны не подменять собой усилия по обеспечению развития и модернизации базовых отраслей экономики, а дополнять и повышать их эффективность. Рыночные силы имеют существенно важное значение, но их одних недостаточно для того, чтобы поставить ИКТ на службу развитию. Эффективное и конструктивное сотрудничество при участии правительств, многосторонних учреждений развития, двусторонних доноров, частного сектора, гражданского общества и других заинтересованных сторон является необходимым условием повышения эффективности воздействия ИКТ на процесс развития.

Указанным документом рекомендовано включать в национальные программы развития ИКТ ряд организационно-технических мероприятий, в том числе стратегическое планирование развития базовой инфраструктуры, применение ИКТ в органах управления разного уровня и у иных бюджетополучателей, обеспечение доступа населения к ИКТ, повышение экономической привлекательности и привлечение инвестиций; кадровое, образовательное и научное обеспечение и т.д.

В «Декларации тысячелетия» Организации Объединенных Наций, принятой резолюцией 55/2 Генеральной Ассамблеи Организации Объединенных Наций от 8 сентября 2000 года, государства-члены постановили принять меры к тому, чтобы все могли пользоваться благами новых технологий, особенно в области информации и коммуникации [3].

Признавая ценность ИКТ для работы системы Организации Объединенных Наций, Генеральная Ассамблея 20 декабря 2002 года приняла резолюцию 57/295, названную «Использование информационно-коммуникационных технологий в целях развития», в которой к Генеральному секретарю в качестве Председателя Координационного совета руководителей Организации Объединенных Наций (КСР) была обращена просьба «разработать всеобъемлющую стратегию в области информационно-коммуникационных технологий для системы Организации Объединенных Наций». Как отмечалось в докладах Генерального секретаря, представленных во исполнение резолюции 57/295 (A/58/568 и A/59/563), общую стратегическую деятельность системы направляют Комитет высокого уровня по вопросам управления и Комитет высокого уровня по программам КСР, а технической работой занимается Сеть координаторов по вопросам ИКТ, представляющая собой общесистемную рабочую группу управляющих и директоров по вопросам ИКТ [4].

Стратегия развития информационного общества в Российской Федерации, утвержденная Президентом Российской Федерации 07.02.2008 № Пр-212 [5], характеризует информационное общество как общество, обладающее высоким уровнем развития информационных и телекоммуникационных технологий и их интенсивным использованием гражданами, бизнесом и органами государственной власти. Согласно этому документу на основе использования информационных и телекоммуникационных технологий будет достигаться повышение качества жизни граждан, обеспечение конкурентоспособности России, развитие экономической, социально-политической, культурной и духовной сфер жизни общества, совершенствование системы государственного управления.

Для достижения указанных целей в сферах государственного и муниципального управления должны быть решены следующие задачи:

1. Формирование современной информационной и телекоммуникационной инфраструкту-

ры, предоставление на ее основе качественных услуг и обеспечение высокого уровня доступности для населения информации и технологий.

2. Технологическое обеспечение повышения эффективности государственного управления и местного самоуправления, взаимодействия гражданского общества и бизнеса с органами государственной власти, качества и оперативности предоставления государственных услуг.

3. Повышение качества образования, медицинского обслуживания, социальной защиты населения на основе развития и использования информационных и телекоммуникационных технологий.

4. Совершенствование системы государственных гарантий конституционных прав человека и гражданина в информационной сфере.

Учитывая тезис о том, что меры по содействию внедрению ИКТ должны не подменять собой усилия по обеспечению развития и модернизации базовых отраслей экономики, а дополнять и повышать их эффективность, в Стратегии названы 24 основных направления ее реализации в части непосредственного развития ИКТ по всем основным векторам.

Проведенный анализ показал, что стратегические и технологические направления развития сектора ИКТ тесно взаимосвязаны друг с другом. Первые являются форсайтом перспектив спроса, вторые – предложениями в отрасли ИКТ. При этом в обоих случаях достоверность может определяться, исходя из логики и научно-технических перспектив.

Необходимо учитывать, что перспективы спроса зависят от развития потребительских предпочтений, возможностей, моды и культуры, а перспективы предложения целесообразно рассматривать не только с учетом научно-технических трендов, но и принимая во внимание экономическую целесообразность, включая эффективность как ранее произведенных инвестиций, так и планируемых, а также развитие рынков связанных товаров и технологий. Большое значение, как показали события мирового финансового кризиса 2008 года, имеют политические факторы, движение капитала и инерция.

С учетом вышесказанного целесообразно принять во внимание анализ международного опыта развития отрасли информационных технологий, проведенный Ассоциацией предприятий компьютерных и информационных технологий [6], который показал, что во многих странах (Япония, США, Китай, Индия, Турция, Бразилия, Мексика, Аргентина, Чили, Колумбия, Испания, Франция, Великобритания, Португалия, Канада) действуют пакеты специализированных мер государственного стимулирования, направленных на достижение лидирующих позиций, технологического прорыва, увеличения численности как непосредственно работающих в этой сфере, так и населения, имеющего доступ и использующего ИКТ.

В результате анализа указанных выше документов к перспективным направлениям ИКТ следует отнести:

– технологии высокопроизводительных вычислений;

– «зеленые ИТ-технологии»;

– развитие интерфейса «человек-машина»;

– технологии общения с компьютером на естественном языке, без использования языка команд;

– технологии распознавания речи и изображений;

– облачные вычисления (cloud computing);

– вычислительные системы нового поколения;

– технологии электронной медицины;

– устройства, сохраняющие всю информацию, которую человек получает при жизни;

– мобильную связь, включая связь, с использованием технологий широкополосного доступа;

– доступ в Интернет;

– конвергенцию сетевых решений (протоколов), сервисов и технологий;

– Сервисную Архитектуру Нового Поколения (Next Generation Service Architecture);

– расширение внедрения IP-протокола (включая VoIP, IPTV);

– развитие медиатехнологий, цифрового телевещания, интерактивности;

– повышение КПД в секторе передачи данных;

– электронную коммерцию;

– электронное правительство;

– дистанционное обучение;

– технологии беспроводного доступа в Интернет, в том числе через спутники нового поколения;

– аутсорсинг (сервисную модель).

В состав направлений развития также необходимо отнести развитие специализаций поставщиков оборудования, программного обеспечения и услуг в сфере ИКТ. С учетом ускоряю-

щегося роста объемов информации и развития технологий далее будут диверсифицироваться и специализации разработчиков. При этом особое значение приобретает экономический закон роста издержек при развитии и углублении проекта. Это означает, что инновационное развитие ИКТ, а оно является инновационным по факту отнесения ИКТ к инновационному сектору экономики, будет сопровождаться вовлечением в этот процесс нарастающего количества узких специалистов, также использующих ИКТ в своей работе. Исходя из этого, целесообразно выделить внешние «фронтальные» направления развития ИКТ и внутренние «сервисные». В стратегии развития информационного общества в Российской Федерации рассмотрен именно фронтальный сектор направлений развития ИКТ. В то же время в результате рассмотренных процессов будет стремительно развиваться сервисный сектор. Экстраполируя опыт человечества в различных отраслях, можно сделать вывод о нелинейной пропорциональности роста доли сервисных направлений ИКТ:

– новые электронные технологии разработки новой компонентной базы;

– новые электронные технологии конструкторских работ;

– новые технологии разработки программного обеспечения;

– расширение доли ИКТ в производственных процессах;

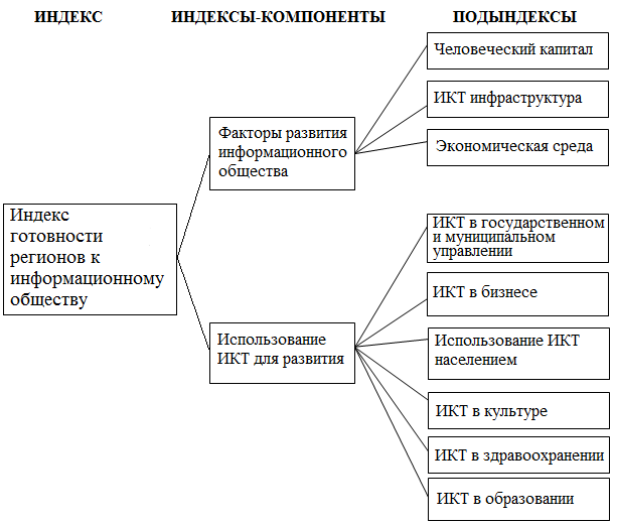
– новые технологии планирования разработок;

– новые технологии обеспечения эффективности.

Меры по содействию внедрению ИКТ являются одним из направлений повышения эффективности усилий по обеспечению развития и модернизации базовых отраслей экономики.

В качестве одного из критериев оценки степени подготовленности регионов к широкомасштабному использованию ИКТ для социально-экономического развития используется Индекс готовности регионов России к информационному обществу. Согласно предложенной Институтом развития информационного общества методике построения индекса готовности регионов к информационному обществу [7] в нем учитываются показатели, характеризующие три ключевых фактора электронного развития (человеческий капитал, экономическая среда, ИКТ-инфраструктура), а также показатели доступа и использования ИКТ в шести сферах деятельности – в государственном и муниципальном управлении, бизнесе, образовании, здравоохранении, культуре, а также использование ИКТ домохозяйствами и населением (см. рис.). Индекс строится на основе агрегирования значений показателей, причем агрегирование происходит на нескольких уровнях, позволяя строить рейтинги регионов по отдельным направлениям и факторам развития информационного общества с различной степенью детализации.

При этом расчет показателей основывается на данных Министерства связи и массовых коммуникаций РФ, Министерства культуры РФ, Министерства образования и науки РФ, данных Росстата и данных опросов населения в регионах, осуществляемых Фондом «Общественное мнение» (проект «Георейтинг»), а также на основе результатов оценки веб-сайтов региональных органов власти. Таким образом, при составлении рейтингов используются полные наборы данных по всем показателям, достоверность которых обеспечивается принятыми в Российской Федерации механизмами наблюдения. Для оценки индекса используются 77 параметров, из которых 28 посвящены подключению к сети Интернет, 23 – количеству персональных компьютеров, 9 – использованию ЛВС, 6 – телефонизации, включая мобильную.



Структура индекса готовности регионов к информационному обществу

Участие в индексе органов местного самоуправления объясняется не только вертикальной взаимосвязанностью развития регионов и входящих в них территорий местного самоуправления, но и установленным действующим законодательством функционалом исполнительных ор-

ганов государственной власти субъектов Российской Федерации по реализации межмуниципальных проектов в сфере развития инфраструктуры.

В целях развития информационных технологий в деятельности исполнительных органов власти Воронежской области принят ряд нормативных правовых актов. Отдельные отношения в сфере информатизации, связанные с обеспечением информационного взаимодействия между органами государственной власти Воронежской области, иными государственными органами Воронежской области, органами местного самоуправления муниципальных образований Воронежской области, территориальными органами федеральных органов государственной власти, регулируются Законом Воронежской области от 12.03.2008 № 13-ОЗ «О регулировании отдельных отношений в сфере информатизации в Воронежской области» [8].

Воронежская область предпринимает все необходимые усилия по обеспечению развития ИКТ в соответствии с федеральными приоритетами и передовыми инновационными тенденциями, что нашло свое отражение в Стратегии [9] и Программе социально-экономического развития Воронежской области [10] (занимает по данным 2010 года 46-е место в Российской Федерации). За счет строительства в 2011 году волоконно-оптических линий связи более чем в 160 населенных пунктах Воронежской области в 2012 году прогнозируется существенный рост показателей.

В целях повышения эффективности государственного управления в Воронежской области на основе использования информационно-телекоммуникационных технологий постановлением Правительства Воронежской области от 19.11.2009 № 990 принята областная целевая программа «Информатизация Воронежской области на 2010 – 2014 годы», решающая 5 задач создания «электронного правительства», определенных «Концепцией формирования в Российской Федерации электронного правительства до 2010 года» [11]. Реализация основной цели указанной программы достигается решением следующих задач, которые нашли свое отражение в 24 программных мероприятиях [12]:

– создание условий для качественного и эффективного информационного обеспечения граждан, государственных органов Воронежской области, органов местного самоуправления муниципальных образований области, организаций и общественных объединений;

– создание и развитие государственных информационных систем Воронежской области на основе обеспечения их совместимости и взаимодействия с федеральными и муниципальными информационными системами;

– формирование государственных информационных ресурсов, направленных на удовлетворение информационных потребностей граждан и организаций;

– создание условий для развития информационно-телекоммуникационной инфраструктуры Воронежской области;

– создание и совершенствование системы привлечения инвестиций и механизма разработки и реализации проектов в сфере информатизации Воронежской области.

Уполномоченным в области разработки и реализации государственной политики Воронежской области в сфере информационных технологий и связи исполнительным органом государственной власти Воронежской области является департамент информационных технологий и связи Воронежской области [13].

В целях повышения эффективности планирования, создания и использования ИКТ в деятельности исполнительных органов государственной власти Воронежской области, иных государственных органов Воронежской области утверждены Правила подготовки планов информатизации государственных органов Воронежской области, которые устанавливают порядок, сроки, содержание и формы подготовки органами государственной власти Воронежской области планов информатизации органов государственной власти Воронежской области. Указанный проект плана информатизации составляется ежегодно на основе областной целевой программы информатизации Воронежской области и программы информатизации государственного органа (при ее наличии) и включает в себя мероприятия по использованию ИКТ в деятельности государственных органов, планируемые к осуществлению в установленный период, и размеры финансовых потребностей, необходимых для реализации этих мероприятий [14].

Выполняя указанные планы, исполнительные органы государственной власти Воронежской области на регулярной основе вводят в эксплуатацию различные информационные системы; по состоянию на 01.11.2011 их насчитывается 353 единицы [15], из которых в 2011 году были внедрены 45, в 2010 г. – 59, а остальные – в предшествующие годы, что объясняется целена-

правленной политикой по экономии бюджетных средств в приложении к долгосрочному планированию использования информационных систем, примененному на стадии формирования технических требований к ней.

В качестве примеров выполнения программы «Информатизация Воронежской области на 2010 – 2014 годы» за 2011 год [16] можно привести:

– создание городского сегмента информационно-телекоммуникационной сети Воронежской области;

– создание проекта инженерной инфраструктуры Центра обработки данных;

– внедрение и адаптацию лицензионного программного обеспечения Microsoft Lync 2010 в правительстве области, исполнительных органах государственной власти области и муниципальных районах области;

– выполнение НИОКР по созданию системы межведомственного электронного взаимодействия исполнительных органов государственной власти Воронежской области;

– выполнение работ по монтажу транспортной информационно-телекоммуникационной инфраструктуры управления ЗАГС области.

Анализ показателей эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации [17], произведенный в разрезе прямого применения ИКТ в процессе государственного управления, позволяет утверждать, что их развитие окажет влияние на следующие основные параметры социально-экономического развития:

– объем валового регионального продукта (будет прирастать за счет хозяйствующих субъектов, действующих в сфере ИКТ);

– реальная среднемесячная начисленная заработная плата работников в сравнении с предыдущим годом (будет прирастать за счет персонала, работающего в сфере ИКТ);

– доля населения с денежными доходами ниже региональной величины прожиточного минимума (будет снижаться за счет высокого уровня заработной платы персонала, работающего в сфере ИКТ, а также роста его численности);

– уровень безработицы в среднем за год (будет снижаться за счет привлечения новых работников в сферу ИКТ);

– средняя продолжительность временной нетрудоспособности в связи с заболеванием в расчете на одного работающего (будет снижаться за счет отсутствия вредных условий труда, в большинстве случаев, у работников в сфере ИКТ);

– удовлетворенность населения медицинской помощью (будет расти за счет непосредственного применения ИКТ);

– удельный вес лиц, сдавших единый государственный экзамен, от числа выпускников, участвовавших в едином государственном экзамене (будет расти за счет расширения применения ИКТ в учебном процессе);

– удовлетворенность населения качеством общего, начального и среднего профессионального образования (будет расти за счет непосредственного применения ИКТ);

– доля убыточных организаций жилищно-коммунального хозяйства (будет снижаться за счет непосредственного применения ИКТ);

– время от подачи заявки на предоставление земельного участка для строительства до получения разрешения на строительство (будет снижаться за счет непосредственного применения ИКТ);

– уровень криминогенности (будет снижаться за счет непосредственного применения ИКТ, своевременной профориентации молодежи, престижности работы и высокого уровня заработной платы в сфере ИКТ);

– доля среднесписочной численности работников (без внешних совместителей) малых предприятий в среднесписочной численности работников (без внешних совместителей) всех предприятий и организаций (будет расти за счет увеличения числа малых предприятий в сфере ИКТ с увеличением количества их работников);

– доля продукции, произведенной малыми предприятиями, в общем объеме валового регионального продукта (будет расти за счет увеличения числа хозяйствующих субъектов в сфере ИКТ, роста объемов продукции в сфере ИКТ);

– удовлетворенность населения деятельностью органов исполнительной власти субъекта Российской Федерации, в том числе их информационной открытостью (будет расти за счет непосредственного применения ИКТ, «внедрения электронного правительства», роста заработной платы и численности населения, занятого в сфере ИКТ).

Литература

1. Куняев Н.Н. О развитии правового регулирования в области использования информационно-коммуникационных технологий / Н.Н. Куняев. // б.м.: Юридический мир. – 2010. – № 7. – С. 22 – 25.

2. ООН. Декларация министров на этапе заседания ЭКОСОС высокого уровня «Развитие и международное сотрудничество в XXI веке: роль информационной технологии». – 2000 г. – http://www.un.org/russian/esa/ict/ecosoc_decl2000.htm.

3. Организация объединенных наций. Информационно-коммуникационные технологии. – 2010 г. [цитировано 30.05.2011]. – http://www.un.org/ru/development/ict/.

4. Декларация тысячелетия Организации объединенных наций. – 2000 г. [цитировано 30.05.2011]. – http://www.un.org/ru/documents/decl_conv/declarations/summitdecl.shtml.

5. «Стратегия развития информационного общества в Российской Федерации» (утв. Президентом РФ 07.02.2008 № Пр-212). // Российская газета». – 16.02.2008. – № 34.

6. АП КИТ. О стратегических направлениях развития ИТ-индустрии в России. – http://www.apkit.ru/files/APKIT_Strategy_Report_2010.doc.

7. Методика индекса [электронный ресурс]. – [2011]. – URL: http://eregion.ru/metodologiya-indeksa.

8. Воронежская область. Законы. О регулировании отдельных отношений в сфере информатизации в Воронежской области [Текст]: Закон Воронежской области от 12.03.2008 № 13-ОЗ: [принят Воронежской областной Думой 28.02.2008]: Собрание законодательства Воронежской области. – 2008, № 3.

9. Воронежская область. Законы. О Стратегии социально-экономического развития Воронежской области на долгосрочную перспективу [Текст]: Закон Воронежской области от 30.06.2010 № 65-ОЗ: [принят Воронежской областной Думой 23.06.2010]: Собрание законодательства Воронежской области. – 2010, № 6 (часть I).

10. Воронежская область. Законы. О программе социально-экономического развития Воронежской области на 2010 – 2014 годы [Текст]: Закон Воронежской области от 24.12.2010 № 134-ОЗ: [принят Воронежской областной Думой 23.12.2010]: Собрание законодательства Воронежской области. – 2010, № 12 (часть I).

11. Российская Федерация. Распоряжения правительства Российской Федерации. О Концепции формирования в Российской Федерации электронного правительства до 2010 года [Текст]: Распоряжения правительства РФ от 06.05.2008 № 632-р: Собрание законодательства РФ. – 2008, № 219.

12. Воронежская область. Постановления правительства. Об утверждении областной целевой программы «Информатизация Воронежской области на 2010 – 2014 годы» [Текст]: Постановление Правительства Воронежской обл. от 19.11.2009 № 990: Собрание законодательства Воронежской области. – 2010, № 11.

13. Воронежская область. Постановления правительства. «Об утверждении Положения о департаменте информационных технологий и связи Воронежской области» [Текст]: Постановление Правительства Воронежской обл. от 14.07.2011 № 594: Молодой коммунар. – 2011, № 79.

14. Воронежская область. Постановления правительства. О координации мероприятий по использованию информационно-коммуникационных технологий в деятельности государственных органов Воронежской области [Текст]: Постановление Правительства Воронежской обл. от 24.01.2011 № 47: Собрание законодательства Воронежской области. – 2011, № 1.

15. Единый реестр государственных информационных систем воронежской области [электронный ресурс]. – 2011. – http://www.govvrn.ru/wps/portal/AVO/wcmContent?WCM_QUERY=/voronezh/avo/main/authorities/other+executive+power/machinery+of+administration5/doc040809905&presentationtemplate=vrnOneDocumentPt.

16. Пояснительная записка к отчету о реализации областной целевой программы «Информатизация Воронежской области на 2010 – 2014 годы» за 2011 год [электронный ресурс]. – 2012. – http://www.govvrn.ru/wps/wcm/connect/0b430b804a296691a838fdbcce887c43/Poyasnenie.doc?MOD=AJPERES&CACHEID=0b430b804a296691a838fdbcce887c43.

17. Российская Федерация. Указы Президента. Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации [Текст]: Указ Президента РФ от 28.06.2007 № 825: Собрание законодательства РФ. – 2007, № 27.

Статья поступила в редакцию 22 ноября 2012 г.

УДК 621.396.6

ОБНАРУЖЕНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ ИОНОСФЕРНЫХ ОБРАЗОВАНИЙ С ПОМОЩЬЮ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В.П. Пашинцев, в.н.с., МОУ «Институт инженерной физики», e-mail: pashintsevp@mail.ru
С.А. Коваль, ст. преподаватель, филиал Военной академии РВСН, e-mail: _bober_@mail.ru
В.И. Стрекозов, преподаватель, филиал Военной академии РВСН, e-mail: vowa.strekozov@yandex.ru
М.Ю. Бессмертный, с.н.с., МОУ «Институт инженерной физики»

Разработан способ обнаружения искусственных ионосферных образований с помощью спутниковых радионавигационных систем.

Ключевые слова: *искусственные ионосферные образования, полное электронное содержание, интенсивность неоднородностей, спутниковые радионавигационные системы, двухчастотный приемник.*

ARTIFICIAL IONOSPHERIC FORMATION DETECTION BY MEANS OF SATELLITE RADIONAVIGATION SYSTEMS

V.P. Pashintsev, leading research engineer, MEA «Engineering physics institute», e-mail: pashintsevp@mail.ru
S.A. Koval, senior lecturer, branch of the Strategic Rocket Force military academy, tel.: 8-916-363-25-24
V.I. Strekozov, lecturer, branch of the Strategic Rocket Force military academy, e-mail: vowa.strekozov@yandex.ru
M.Yu. Bessmertny, senior research engineer, MEA «Engineering physics institute»

The way of artificial ionospheric formation detection by means of satellite radionavigation systems is developed.

Keywords: *artificial ionospheric formations, full electronic contents, discontinuity intensity, satellite radionavigation systems, two-frequency receiver.*

Известно [1], что при воздействии мощного излучения (уровня 1 МВт и выше) коротковолнового диапазона на ионосферу в ней происходит ряд эффектов, важнейшим из которых является возникновение искусственных ионосферных образований (ИИО).

Характерной особенностью ИИО является то, что они имеют вид неоднородностей электронной концентрации (ЭК), вытянутых вдоль магнитного поля Земли. Причем поперечные размеры неоднородностей ИИО лежат в очень широком диапазоне значений: от 0,1...30 м до 1…10 км.

Неоднородности ЭК с наименьшими характерными размерами l_S = 0,1…30 м обнаруживаются благодаря эффекту ракурсного рассеяния радиоволн метрового диапазона [1]. Поэтому в настоящее время основным способом обнаружения ИИО является регистрация рекурсного рассеяния радиоволн на неоднородностях ЭК самых малых размеров l_S = 0,1…30 м.

Недостатком данного способа являются большие затраты на его реализацию, обусловленные необходимостью применения мощных передатчиков и антенн с высокими характеристиками направленности.

Намного менее затратным и к тому же глобальным представляется способ обнаружения ИИО с помощью спутниковых радионавигационных систем (СРНС). Принципиальная возможность разработки такого способа имеется благодаря наличию навигационных двухчастотных приемников, позволяющих принимать сигналы навигационных космических аппаратов (НКА) и определять по ним параметры ионосферы [2]. Однако СРНС ранее не использовались для определения неоднородностей ионосферы.

Целью настоящей статьи является разработка способа обнаружения ИИО на основе определения параметров неоднородностей ионосферы с помощью СРНС.

Известно [1], что важнейшей особенностью ИИО является их способность интенсивно рассеивать волны метрового диапазона. Специфика рассеяния радиоволн на неоднородностях размером l_S = 0,1…30 м, ориентированных вдоль магнитного поля Земли, состоит в том, что сигналы распространяются только в определённых направлениях, которые образуют ракурсный конус (рис. 1).

Так как рассеяние энергии сигнала в ракурсном конусе происходит в основном в космическое пространство и лишь малая часть энергии достигает земной поверхности, образуя там ха-

 ISSN 1995-7009

рактерный ракурсный контур (рис. 1), необходимо применение радиолокаторов с очень мощными передатчиками (15…20 кВт) и антеннами с узкими диаграммами направленности.

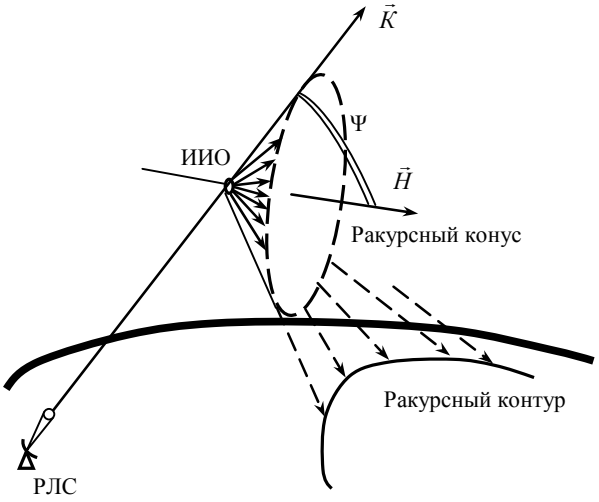


Рис. 1. Геометрия ракурсного рассеяния волн на неоднородностях ИИО с наименьшими характерными размерами (l_S = 0,1…30 м)

Проанализируем возможность обнаружения с помощью СРНС более крупных неоднородностей с размерами l_S ~ 100…1000 м. Их относят к классу мелкомасштабных неоднородностей (ММН), или неоднородностей френелевского масштаба (т.е. сравнимого с размерами первой зоны Френеля (~1 км) для спутниковой радиолинии). Эти неоднородности согласно [2, 3] оказывают наиболее сильное влияние на распространение радиоволн, поскольку вызывают диффузную многолучевость (*F*-рассеяние) и мерцания (иначе – замирания, флуктуации амплитуды) принимаемых радиосигналов. Кроме того, они обуславливают флуктуации фазовых путей распространения сигнала в радиолиниях СРНС.

Известно [3], что радионагрев локальной области ионосферы сопровождается возрастанием интенсивности ее ММН $\beta_и \sim \Delta N/\langle N\rangle$, т.е. ростом флуктуаций (перепадов) ЭК ΔN в ионосфере относительно ее среднего (фонового) значения $\langle N\rangle$. В нормальной ионосфере интенсивность ММН мала ($\beta_и = 10^{-3}\ldots10^{-2}$), а в условиях радионагрева и ИИО в слое *F* ионосферы она может существенно возрастать – до $\beta_и = 10^{-2}\ldots10^{-1}$.

Отсюда следует, что ЭК ионосферы в общем случае описывается совокупностью регулярной $\langle N\rangle$ и флуктуационной ΔN составляющих: $N = \langle N\rangle + \Delta N$. Однако при нормальной ионосфере, когда $\beta_и \approx \Delta N/\langle N\rangle \approx 10^{-3}\ldots10^{-2}$, флуктуации ΔN намного меньше среднего значения $\langle N\rangle$, и ими можно пренебречь (т.е. $N = \langle N\rangle$), т.е. считать N постоянной (неслучайной) величиной на любой высоте ионосферы h.

Если в качестве навигационной аппаратуры потребителя использовать двухчастотный приемник (ДЧ ПРМ) СРНС, он будет измерять полное электронное содержание (ПЭС) ионосферы (рис. 2а), зависящее от изменения ЭК по высоте $N(h)$, как [2]

$$N_\text{Т} = \int_0^{h_\text{НКА}} N(h)\,dh \approx \int_0^{\infty} N(h)dh\,, \qquad (1)$$

где $h_\text{НКА}$ – высота навигационного космического аппарата (НКА). Поскольку обычно $h_\text{НКА} \approx 20000$ км, т.е. намного больше верхней границы ионосферы (~ 1000 км), верхний предел интегрирования в (1) можно заменить на бесконечность.

При нормальной ионосфере на выходе ДЧ ПРМ измеренные значения $N_\text{Т}$ [м$^{-2}$] в течение суток будут изменяться. Пример суточных вариаций ПЭС показан на рис. 2б.

При ИИО ионосферы, когда $\beta_и = 10^{-2}\ldots10^{-1}$, пренебречь ΔN нельзя. Следовательно, пространственные ($h, \rho = (x, y)$) неоднородности ПЭС в ИИО будут иметь регулярную (среднюю) и флуктуационную составляющие (рис. 3а):

$$N(\rho, h) = \langle N(h)\rangle + \Delta N(\rho, h)\,. \qquad (2)$$

Поэтому согласно (1) ПЭС в ИИО, принимаемое ДЧ ПРМ, будет также иметь регулярную $\langle N_\text{Т}\rangle$ и флуктуационную $\Delta N_\text{Т}(\rho)$ составляющие (рис. 3б):

$$N_\text{Т}(\rho) = \int_0^{\infty} N(\rho, h)dh = \langle N_\text{Т}\rangle + \Delta N_\text{Т}(\rho), \qquad (3)$$

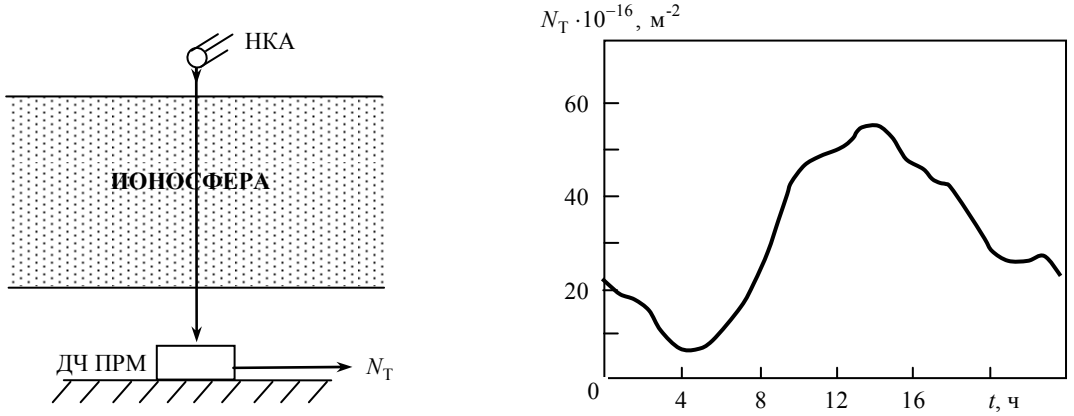
где

$$\langle N_\text{Т}\rangle = \int_0^{\infty} \langle N(h)\rangle dh\,; \qquad (4)$$

$$\Delta N_\text{Т}(\rho) = \int_0^{\infty} \Delta N(\rho, h)dh \qquad (5)$$

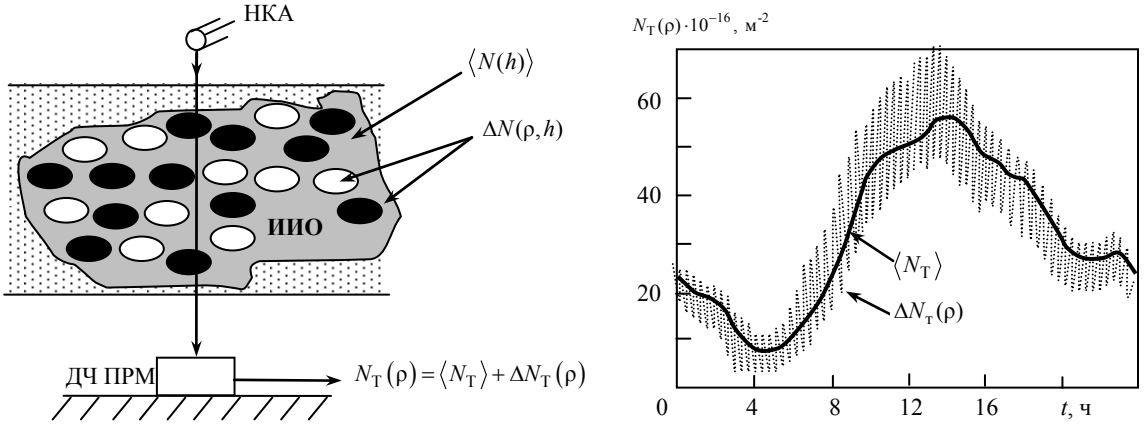
– регулярная и флуктуационная составляющие ПЭС соответственно.

Скорость изменения флуктационной составляющей ПЭС $\Delta N_{\mathrm{T}}(\rho)$ во времени t характеризуется интервалом корреляции $\Delta t_{\mathrm{к}}$. Последний приближенно определяется отношением [3] $\Delta t_{\mathrm{к}} \approx l_S/\upsilon_S$ характерного размера неоднородностей ЭК $\rho = l_S \sim 10^2 ... 10^3$ м к скорости их перемещения в ионосфере $\upsilon_S \sim 100$ м/с и составляет $\Delta t_{\mathrm{к}} \sim 1...10$ с.



а) б)

Рис. 2. Геометрия измерения ПЭС (а) и его суточные вариации на выходе двухчастотного приемника при нормальной ионосфере (б)



а) б)

Рис. 3. Геометрия измерения ПЭС и его изменения на выходе двухчастотного приемника при ИИО

Известно [4], что среднеквадратическое отклонение (СКО) флуктуаций ПЭС в ионосфере определяется выражением

$$\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}} = \sqrt{\left\langle \Delta N_{\mathrm{T}}^2(\rho) \right\rangle} = \beta_{\mathrm{и}} \left\langle N_m \right\rangle (\sqrt{\pi} l_S h_{\mathrm{э}})^{0,5}, \qquad (6)$$

где $\beta_{\mathrm{и}}$ – интенсивность ионосферных неоднородностей; $\left\langle N_m \right\rangle$ – максимальное среднее значение ЭК в ионосфере ($\sim 10^{11} ... 10^{12}$ м$^{-3}$); $h_{\mathrm{э}}$ – эквивалентная толщина ионосферы (~ 500 км); l_S – характерный (средний) масштаб ионосферных неоднородностей (~ 400 м).

Из (6) следует выражение для оценки интенсивности ионосферных неоднородностей в зависимости от отношения $\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}} / \langle N_{\mathrm{T}} \rangle$ СКО флуктуаций интегральной ЭК к ее среднему значению:

$$\beta_{\mathrm{и}} = \frac{\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}}}{\bar{N}_m (\sqrt{\pi} l_S h_{\mathrm{э}})^{0,5}} = \frac{\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}}}{\langle N_{\mathrm{T}} \rangle} \left(\frac{h_{\mathrm{э}}}{\sqrt{\pi} l_S} \right)^{0,5}, \qquad (7)$$

где $\langle N_{\text{Т}} \rangle = \langle N_m \rangle h_{\text{э}}$.

При наклонном распространении радиоволн через ионосферу под углом α интенсивность ионосферных неоднородностей можно определить согласно (7) путем замены $h_{\text{э}}$ на $h_{\text{э}} \cos ec\alpha$:

$$\beta_{\text{и}} = \frac{\sigma_{\Delta N_{\text{Т}}}}{\langle N_{\text{Т}} \rangle} \left(\frac{h_{\text{э}} \cos\text{ec}\,\alpha}{\sqrt{\pi} l_S} \right)^{0,5}. \qquad (8)$$

Выражение (8) позволяет разработать новый способ обнаружения ИИО на основе измерения интенсивности ионосферных неоднородностей (рис. 4) с помощью СРНС, используя двухчастотный приемник и несколько ($n = 1 \ldots N$) НКА.

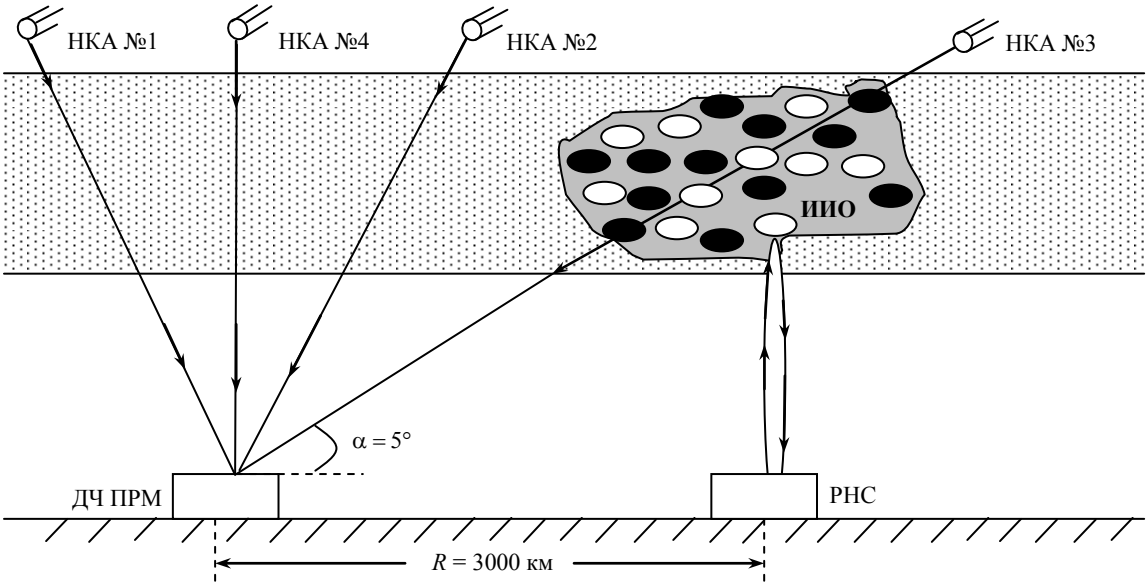


Рис. 4. Способ обнаружения ИИО с помощью двухчастотного приемника СРНС

Обнаружение ИИО с помощью СРНС можно осуществить согласно следующему алгоритму:

1) в ДЧ ПРМ производится оценка ПЭС ионосферы $\Delta N_{T(n)}(\rho)$ на трассе каждого НКА$_n$ в текущий момент времени;

2) производится оценка интенсивности неоднородностей ионосферы $\beta_{\text{и}(n)}$ с учетом угла наклона трассы (8) для каждого НКА;

3) производится сравнение полученных значений $\beta_{\text{и}(1)},\ldots,\beta_{\text{и}(N)}$ с некоторым пороговым значением $\beta_{\text{и(пор)}}$.

Анализ рис. 4 показывает, что величина интенсивности неоднородностей на трассе от НКА № 3 до ДЧ ПРМ проходит через ИИО и будет значительно больше, чем интенсивность неоднородностей невозмущенной ионосферы на трассах распространения радиоволн (РРВ) других НКА (например, НКА № 1, 2, 4).

Для выбора порогового значения необходимо учесть, что в нормальной ионосфере интенсивность неоднородностей мала и составляет $\beta_{\text{и}} = 0{,}1 \ldots 1\%$ [5], а в условиях ИИО она может заметно возрастать [3, 4] – до $\beta_{\text{и}} = 1 \ldots 20\%$. Исходя из этого значение порогового уровня целесообразно выбирать равным $\beta_{\text{и(пор)}} = 1\%$.

Реализацию данного алгоритма можно осуществить с помощью устройства обнаружения ИИО (рис. 5), которое состоит из двухчастотного приемника (ДЧ ПРМ), блока вычисления интенсивностей неоднородностей (БВИН) и порогового устройства (ПУ).

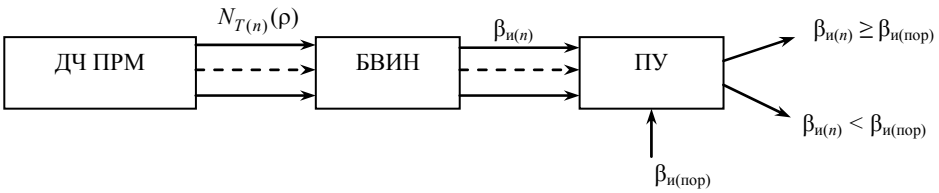


Рис. 5. Структурная схема устройства обнаружения ИИО

Обнаружение ИИО осуществляется путем сравнения интенсивностей неоднородностей ионосферы на трассах РРВ всех видимых НКА с пороговым значением: $\beta_{и(n)} \geq \beta_{и(пор)} = 1\%$.

Таким образом, на базе выражения (8) разработан новый способ обнаружения ИИО (рис. 4 и 5) – путем сравнения интенсивностей неоднородностей ионосферы на трассах РРВ от всех навигационных космических аппаратов с пороговым значением – и устройство для его реализации.

Практическая значимость разработанного способа (см. рис. 4) состоит в том, что он позволяет обнаружить ИИО радионагревного стенда (РНС) с помощью НКА с низким углом возвышения ($\alpha = 5°$) на расстоянии $R \approx 3000$ км. Сравнение рис. 4 и рис. 1 показывает, что предложенный способ обнаружения ИИО является глобальным и менее затратным по сравнению с применением радиолокаторов, использующих эффект ракурсного рассеяния.

Литература:

1. *Лобанов Б.С.* Исследование возможности создания в ионосфере объемных образований, эффективно взаимодействующих с электромагнитным излучением в сверхширокоом диапазоне частот / Б.С. Лобанов // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – № 3. – С. 16–24.

2. *Афраймович Э.Л.* GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.П. Перевалова. – Иркутск, 2006. – 480 с.

3. *Гершман Б.Н.* Волновые явления в ионосфере и космической плазме / Б.Н. Гершман, Л.М. Ерухимов, Ю.Я. Яшин. – М.: Наука. 1984. – 392 с.

4. *Пашинцев В.П.* Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации : (монография) / В.П. Пашинцев, М.Э. Солчатов, Р.П. Гахов. – М.: Гос. изд. физ.-мат. лит., 2006. – 191 с.

5. *Альперт Я.Л.* Распространение электромагнитных волн и ионосфера / Я.Л. Альперт. – М.: Наука, 1972. – 563 с.

Статья поступила в редакцию 12 ноября 2012 г.

От редакции

Редакция приносит свои извинения К. Пядуховой, автору статьи «Аналитическая модель процессов обнаружения объектов противника с использованием боевой разведывательной машины», напечатанной в № 4 за 2012 г., за допущенную ошибку. Вместо приведенного в конце статьи (стр. 61) неправильного списка литературы ниже приводится правильный.

Литература

1. *Бородакий Ю.В.* Информационные технологии в военном деле (основы теории и практического применения) / Ю.В. Бородакий, Ю.Г. Лободинский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008.
2. ГОСТ РВ 51987-02. Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Типовые требования и показатели качества функционирования информационных систем. Общие положения. – М.: Изд-во стандартов, 2002.
3. Методическое руководство по оценке качества функционирования информационных систем / 3 ЦНИИ Минобороны России. – М., 2003.
4. http://www.minotor-service.com/ru/2t-stalker-combat-vehicle-reconnaissance.html
5. *Травникова Н.П.* Эффективность визуального поиска / Н.П. Травникова. – М.: Машиностроение, 1985.
6. *Бронштейн И.Н.* Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М.: Гос. изд. физ.-мат. лит., 1959. – С. 571–584.

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 (для редакции)
E-mail: office@sozvezdie.su