ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2014

Воронеж 2014

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

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

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

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

докт. физ.-мат. наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.С. БАГДАСАРЯН (г. Москва)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.И. КУЗНЕЦОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, с.н.с.
И.И. МАЛЫШЕВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)
докт. техн. наук, проф.
А.П. ЯРЫГИН (г. Воронеж)

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

Выходит 4 раза в год.

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

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

Учредитель и издатель:

ОАО «Концерн «Созвездие»

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

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

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛ Уч.-изд. л. – 11,8
Тираж 200 экз. Заказ № 81
Подписано в печать 07.08.2014 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2014

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 3, 2014

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Новая технология, повышающая корректирующие способности модулярных кодов
И.А. Калмыков, М.И. Калмыков …… 5

Сравнение эффективности различных помех в динамичной электромагнитной обстановке
А.Д. Коробова, Е.А. Хромых …… 13

Архитектура распределенной системы управления телекоммуникационными сетями на основе технологии CORBA
В.П. Мочалов, С.В. Яковлев, Э.И. Ямбулатов …… 19

Эффективность поиска и обнаружения BPSK сигналов в аппаратуре потребителей ГНСС в условиях сигналоподобных помех
В.В. Неровный, П.Д. Коратаев, А.А. Летинский …… 27

Метод анализа временных характеристик неоднородной поглощающей конечной марковской цепи с непостоянными по длительности шагами переходов
С.Е. Орехов …… 32

Метод анализа временных характеристик однородной поглощающей конечной марковской цепи с непостоянными по длительности шагами переходов
С.Е. Орехов, С.А. Буланов …… 41

Многоканальный энергетический обнаружитель неизвестных квазидетерминированных радиосигналов
М.П. Сличенко …… 49

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Влияние взаимного расположения подвижного абонента системы «Иридиум» и источника помех на возможность ведения связи
М.В. Авдеев, А.И. Стиценко …… 57

Декомпозиция задачи синтеза модулярного цифрового фильтра
А.В. Велигоша …… 63

Разработка модели описания и обработки графической информации на основе систем итерируемых функций
А.В. Велигоша, Д.А. Велигоша ……. 70

Алгоритм временной синхронизации в прямом канале системы LTE
А.В. Гармонов, А.И. Сергиенко, В.В. Ливенцев ……. 76

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Исследование возможности применения антенн Вивальди, нагруженных сосредоточенными элементами, в качестве радиопоглощающей структуры
А.Ф. Латыпова …….. 84

РАЗНОЕ

Многофункциональный электронный модуль для мониторинга объектов и состояния техногенной среды
А.С. Багдасарян, А.В. Луканова, С.О. Николаева ……... 91

УДК 681.3

НОВАЯ ТЕХНОЛОГИЯ, ПОВЫШАЮЩАЯ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ СПОСОБНОСТИ МОДУЛЯРНЫХ КОДОВ

И.А. Калмыков, д.т.н., профессор, e-mail: kia762@yandex
М.И. Калмыков, студент, e-mail: zik@ncstu.ru
Сев.-Кав. федеральный ун-т

Возрастание требований к временным характеристикам современных систем цифровой обработки сигналов (ЦОС) привело к созданию вычислительных устройств, использующих параллельные вычисления. Повысить эффективность функционирования вычислительных устройств ЦОС возможно за счет применения алгебраических структур, обладающих свойством кольца и поля. Особое место среди них занимают модулярные непозиционные коды. В настоящей работе показана возможность организации ортогональной обработки сигналов с использованием полиномиальной системы классов вычетов (ПСКВ). Использование непозиционного кода позволяет не только повысить скорость обработки сигнала, но и обеспечить коррекцию ошибок, которые возникают из-за отказа оборудования. Показана возможность повышения корректирующих способностей непозиционного полиномиального кода за счет применения новой технологии обнаружения и исправления двукратных ошибок.

Ключевые слова: *цифровая обработка сигналов, ортогональные преобразования сигналов в кольце полиномов, модулярный полиномиальный код, коррекция ошибки, позиционные характеристики*.

NEW TECHNOLOGY IMPROVES CORRECTIVE CAPACITY MODULAR CODE

I.A. Kalmykov, D.D. in Engineering Sciences, professor, e-mail: kia762@yandex.ru
M.I. Kalmykov, student, e-mail: zik@ncstu.ru
North and Caucasian Federal University

Increase timing requirements of modern systems of digital signal processing (DSP) has led to the creation of computing devices using parallel computing. It is possible to improve the efficiency of computing devices DSP through the use of algebraic structures with the property rings and fields. Modular nonpositional codes have a special place among them. The possibility of organizing an orthogonal signal processing using a polynomial system of residue classes (PSRC) is shown in this paper. Using a nonpositional code improves not only the signal processing speed, but also ensures the correction of errors that can occur due to equipment failure. The possibility of increasing the corrective abilities nonpositional polynomial code through the use of new technology for twofold errors detecting and correcting is shown.

Keywords: *digital signal processing, orthogonal signals transformation in the ring of polynomials, modular polynomial code, correction of errors, positive institutional characteristics*.

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) находит все более широкое применение в современных системах передачи и обработки информации. При этом задачи цифровой обработки сигналов требуют выполнения в реальном масштабе времени больших объемов вычислений над большими массивами данных. Таким образом, возникает следующее противоречие: стремление обеспечить высокую скорость обработки данных приводит к необходимости использования параллельных вычислительных устройств, т.е. параллельных спецпроцессоров (СП) ЦОС, однако это ведет к значительному усложнению структуры вычислительных устройств, что, в конечном счете, влечет за собой увеличение числа отказов и сбоев оборудования. Разрешить данное противоречие возможно за счет придания свойства отказоустойчивости спецпроцессорам ЦОС.

Качественным скачком в решении вопроса является применение таких алгебраических структур, которые позволили бы обеспечивать не только параллельные вычисления, но и требуемый уровень отказоустойчивости вычислительного устройства цифровой обработки сигналов.

Постановка задачи исследования

Как отмечалось в работах [1–4] качественных изменений в производительности современных систем ЦОС можно достичь за счет применения новой математической модели ЦОС, под-

держивающей параллельные вычисления и обладающей свойством кольца и поля. Известно, что расширенное поле Галуа $GF(2^v)$ содержит 2^v-1 ненулевых элементов, которые образуют циклическую мультипликативную группу. Следовательно, в этой группе должен существовать хотя бы один элемент d, который являлся бы делителем. Если 2^v-1 представляет собой простое число, то значение $d=2^v-1$. Выбрав в качестве первообразного корня β, который является элементом порядка k в мультипликативной группе ненулевых элементов $GF(p^v)$. Тогда

$$X(l)=\sum_{j=0}^{d-1}x(j)\beta^{jl}, \qquad (1)$$

где $l=0,1,...,d-1$.

Выражение (1) описывает преобразование входной последовательности отсчетов $x(j)$, являющихся элементами расширенного поля Галуа $GF(p^v)$, в последовательность «частотных» составляющих $X(l)$, определенных над этим же полем.

Преобразование, обратное (1), т.е. эквивалентное множество уравнений, позволяющих определить входной вектор $x(j)$ через совокупность спектральных составляющих $X(l)$, определяется выражением

$$x(j)=d^*\sum_{l=0}^{d-1}X(l)\beta^{-jl}, \qquad (2)$$

где $j=0,1,...,d-1$; при этом d^* – целое число, удовлетворяющее условию

$$d\cdot d^*=p^v-1. \qquad (3)$$

Анализ выражений (1) и (2) показывает, что полученное преобразование аналогично дискретному преобразованию Фурье (ДПФ) комплексной области и действует в пространстве циклической группы порядка d, определенной полем $GF(p^v)$. Так как β^{jl} и $x(j)$ представляют собой целочисленные элементы расширенного поля Галуа, то при реализации выражений (1) и (2) будут полностью отсутствовать шумы округления. В результате этого оценка спектральных составляющих с помощью ортогональных преобразований будет более точной по сравнению с дискретным преобразованием Фурье.

Повысить скорость выполнения ортогональных преобразований сигналов можно на основе изоморфизма, порожденного китайской теоремой об остатках (КТО) для полиномов. Это позволяет использовать для цифровой обработки сигналов полиномиальную систему классов вычетов (ПСКВ) [1–4]. В данной алгебраической системе использование неприводимых полиномов $p_1(z)$, $p_2(z)$, …, $p_n(z)$ в качестве оснований позволяет однозначно представлять полиномы в виде набора остатков

$$A(z)=(\alpha_1(z),\alpha_2(z),...,\alpha_n(z)), \qquad (4)$$

где $\alpha_i(z)\equiv A(z) \bmod p_i(z); i=1,2,...,n.$ При этом такой полином должен удовлетворять условию

$$\deg A(z)<\deg P(z), \qquad (5)$$

где $P(z)=\prod_{i=1}^{n}p_i(z)$ – рабочий диапазон системы, $\deg P(z)$ – степень полинома.

Применение ПСКВ позволяет осуществлять ортогональные преобразования сигналов в кольце полиномов. В работах [1–4] показано, что цифровая обработка сигналов в ПСКВ будет определяться согласно выражению

$$\begin{cases} X_1(l)=\sum_{j=0}^{d-1}x_1(j)\beta_1^{jl} \bmod p_1(z) \\ \vdots \\ X_n(l)=\sum_{j=0}^{d-1}x_n(j)\beta_n^{jl} \bmod p_n(z), \end{cases} \qquad (6)$$

где $x_i(j)\equiv x(j) \bmod p_i(z)$; $\beta_i^{\pm jl}\equiv\beta^{\pm jl} \bmod p_i(z)$; $X_i(l)\equiv X(l) \bmod p_i(z)$; $\beta_i(z)$ – первообразный элемент порядка d для локального кольца, порожденного неприводимым полином $p_i(z)$.

Анализ выражения (6) показывает, что для организации цифровой обработки сигналов в ПСКВ необходимо произвести две немодульных процедуры. Первой является преобразование из позиционного кода в код классов вычетов. Вторая обязательная операция связана с необходимостью выполнения преобразования из полиномиального кода в позиционный код. В работах [5–7] достаточно подробно рассмотрены основные алгоритмы и схемные реализации, характеризующиеся минимальными временными или схемными затратами, необходимыми для выполнения этих операций.

Переход к параллельным вычислениям по основаниям ПСКВ не только является базой для увеличения скорости обработки данных, но и может служить основой для построения отказоустойчивых вычислительных систем. Для поиска и определения местоположения ошибок в кодах ПСКВ используют позиционные характеристики [8–14].

Для реализации процесса обнаружения и исправления ошибок в модулярном коде полинома $A(z)=\left(\alpha_1(z),\alpha_2(z),...,\alpha_n(z)\right)$ вводят избыточность. С этой целью выбирается одно контрольное основание $p_{n+1}(z)$, удовлетворяющее условию

$$\deg p_{n+1}(z) \geq \deg p_n(z). \qquad (7)$$

В прототипе доказано, что используя данное контрольное основание для вычисления двух проверочных остатков

$$\alpha_{n+1}(z)=\sum_{i+1}^{n}\alpha_i(z), \qquad (8)$$

$$\alpha_{n+2}(z)=\sum_{i+1}^{n}\left(i(z)\cdot\alpha_i(z)\right) \bmod p_{n+1}(z), \qquad (9)$$

где $i(z)$ – полиномиальная форма i-го порядкового номера, Σ – суммирование по модулю два, можно однозначно исправить однократную ошибку.

Под однократной ошибкой понимается искажение одного разряда в кодовой комбинации, представленной (2).

При работе данное устройство обрабатывает n информационных остатков $\alpha_1(z)\div\alpha_n(z)$ и два контрольных остатка $\alpha_{n+1}(z)$ и $\alpha_{n+2}(z)$.

Для обнаружения ошибки в переданной кодовой комбинации вычисляются значения

$$\alpha^*_{n+1}(z)=\sum_{i+1}^{n}\alpha_i(z), \qquad (10)$$

$$\alpha^*_{n+2}(z)=\sum_{i+1}^{n}\left(i(z)\cdot\alpha_i(z)\right) \bmod p_{n+1}(z). \qquad (11)$$

Полученные значения $\alpha^*_{n+1}(z)$ и $\alpha^*_{n+2}(z)$ используются для вычисления синдрома ошибки согласно

$$\delta_1(z)=\alpha_{n+1}(z)\oplus\alpha^*_{n+1}(z), \qquad (12)$$

$$\delta_2(z)=\alpha_{n+2}(z)\oplus\alpha^*_{n+2}(z), \qquad (13)$$

где $\oplus$ – суммирование по модулю два.

Если синдром ошибки $\delta_1(z)=0$ и $\delta_2(z)=0$, то данная комбинация не содержит ошибки. В противном случае, когда $\delta_1(z)\neq 0$ и $\delta_2(z)\neq 0$, принятая комбинация является запрещенной, т.е. ошибочной. По величине $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$ можно провести коррекцию однократной ошибки, т.е. определить местоположение ошибочного разряда и исправить его значение.

В табл. 1 приведены значения синдромов $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$, а также соответствующие им константы ошибки для рабочих оснований $p_1(z)=z+1,\ p_2(z)=z^2+z+1,\ p_3(z)=z^4+z^3+z^2+z+1$ и контрольного основания $p_4(z)=z^4+z+1$.

Таблица 1

Синдромы ошибок $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$

$\delta_1(z)$	$\delta_2(z)$	Константа ошибки $\Delta_{конст}$
0	0	(0, 0, 0, 0, 0)
1	1	(1, 0, 0, 0, 0)
1	z	(0, 1, 0, 0, 0)
z	z^2	(0, z, 0, 0, 0)
1	$z+1$	(0, 0, 1, 0, 0)
z	z^2+z	(0, 0, z, 0, 0)
z^2	z^3+z^2	(0, 0, z^2, 0, 0)
z^3	z^3+z+1	(0, 0, z^3, 0, 0)

Несмотря на то, что в предложенном алгоритме используется только одно избыточное основание, устройство исправления ошибок, использующее данный алгоритм, не в полной мере использует корректирующие способности модулярных кодов.

В настоящей работе предлагается алгоритм, который, используя два контрольных остатка $\alpha_{n+1}(z)$ и $\alpha_{n+2}(z)$, позволяет исправить и двукратные ошибки, т.е. ошибки, произошедшие в двух разрядах комбинации $A(z)=\left(\alpha_1(z),\alpha_2(z),...,\alpha_{n+1}(z),\alpha_{n+2}(z)\right)$ одновременно.

В табл. 2 приведены значения синдромов ошибки $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$ при всех возможных двукратных ошибках по рабочим основаниям $p_1(z)=z+1,\ p_2(z)=z^2+z+1,\ p_3(z)=z^4+z^3+z^2+z+1$.

Таблица 2

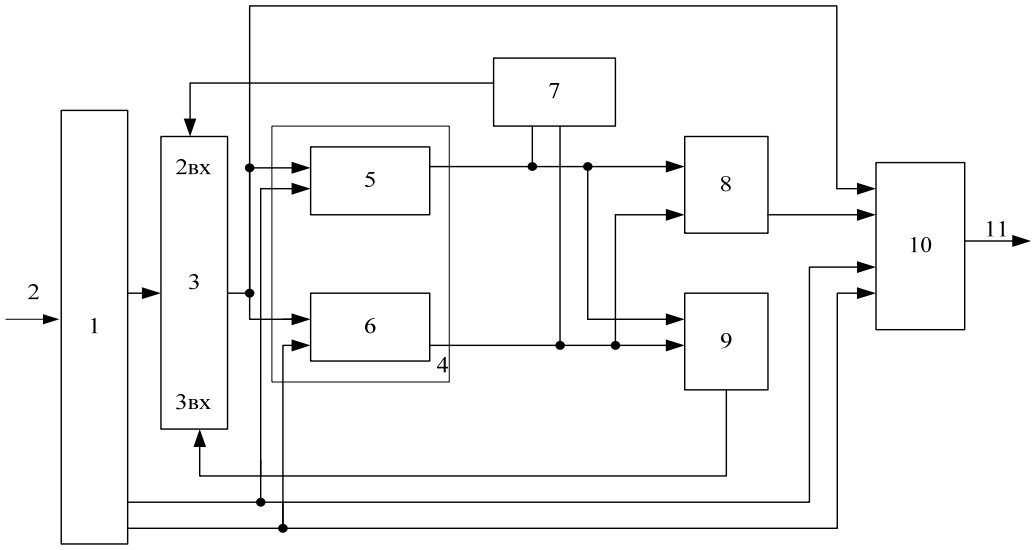
Значения синдромов ошибки $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$ при всех возможных двукратных ошибках по рабочим основаниям

№ п/п	Отказавший разряд 1-го основания	Отказавший разряд 2-го основания	δ_1	δ_2	$\Delta_{кор}$
1	$\alpha_1^0(z)=1$	$\alpha_2^0(z)=1$	0	$z+1$	(1, 1, 0, 0, 0)
2	$\alpha_1^0(z)=1$	$\alpha_2^1(z)=z$	$z+1$	z^2+1	коллизия
3	$\alpha_1^0(z)=1$	$\alpha_3^0(z)=1$	0	z	коллизия
4	$\alpha_1^0(z)=1$	$\alpha_3^1(z)=z$	$z+1$	z^2+z+1	коллизия
5	$\alpha_1^0(z)=1$	$\alpha_3^2(z)=z^2$	z^2+1	z^3+z^2+1	(1, 0, z^2, 0, 0)
6	$\alpha_1^0(z)=1$	$\alpha_3^3(z)=z^3$	z^3+1	z^3+z	(1, 0, z^3, 0, 0)
7	$\alpha_2^0(z)=1$	$\alpha_2^1(z)=z$	$z+1$	z^2+z	(0, $z+1$, 0, 0, 0)
8	$\alpha_2^0(z)=1$	$\alpha_3^0(z)=1$	0	1	(0, 1, 1, 0, 0)
9	$\alpha_2^0(z)=1$	$\alpha_3^1(z)=z$	$z+1$	z^2	(0, 1, z, 0, 0)
10	$\alpha_2^0(z)=1$	$\alpha_3^2(z)=z^2$	z^2+1	z^3+z^2+z	(0, 1, z^2, 0, 0)
11	$\alpha_2^0(z)=1$	$\alpha_3^3(z)=z^3$	z^3+1	z^3+1	(0, 1, z^3, 0, 0)
12	$\alpha_2^0(z)=1$	$\alpha_3^0(z)=1$	$z+1$	z^2+z+1	коллизия
13	$\alpha_2^0(z)=1$	$\alpha_3^1(z)=z$	0	z	коллизия
14	$\alpha_2^0(z)=1$	$\alpha_3^2(z)=z^2$	z^2+z	z^3	(0, z, z^2, 0, 0)
15	$\alpha_2^1(z)=z$	$\alpha_3^3(z)=z^3$	z^3+z	z^3+z^2+z+1	(0, z, z^3, 0, 0)
16	$\alpha_3^0(z)=1$	$\alpha_3^1(z)=z$	$z+1$	z^2+1	коллизия
17	$\alpha_3^0(z)=1$	$\alpha_3^2(z)=z^2$	z^2+1	z^3+z^2+z+1	(0, 0, z^2+1, 0, 0)
18	$\alpha_3^0(z)=1$	$\alpha_3^3(z)=z^3$	z^3+1	z^3	(0, 0, z^3+1, 0, 0)
19	$\alpha_3^1(z)=z$	$\alpha_3^2(z)=z^2$	z^2+z	z^3+z	(0, 0, z^2+z, 0, 0)
20	$\alpha_3^1(z)=z$	$\alpha_3^3(z)=z^3$	z^3+z	z^3+z^2+1	(0, 0, z^3+z, 0, 0)
21	$\alpha_3^1(z)=z$	$\alpha_3^3(z)=z^3$	z^3+z^2	z^2+z+1	(0, 0, z^3+z^2, 0, 0)

Проведенный анализ табл. 2 показывает, что совпадение пар значений $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$ не произошло, за исключением строк 2 и 16, 3 и 13, 4 и 12. Это означает, что устройство способно корректировать двукратные ошибки за исключением отмеченных совпадающих строк.

Чтобы обеспечить процедуру коррекции результата в условиях коллизии (совпадение синдрома $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$), в устройство введены блок управления, второй блок памяти, блок устранения коллизии.

Функциональная схема устройства представлена на рисунке. Она включает: регистр 1, вход 2, блок устранения коллизии 3, модуль вычисления синдрома ошибки 4, содержащий первый блок вычисления ошибки 5, второй блок вычисления синдрома ошибки 6, блок управления 7, первый блок памяти 8, второй блок памяти 9, сумматор 10, выход устройства 11.



Устройство для коррекции двукратных ошибок в кодах ПСКВ
1 – регистр; 2 – вход; 3 – блок устранения коллизии; 4 – модуль вычисления синдрома ошибки; 5 – первый блок вычисления синдрома; 6 – второй блок вычисления синдрома; 7 – блок управления; 8 и 9 – блоки памяти; 10 – сумматор; 11 – выход

Устройство работает следующим образом: на вход 2 поступает модулярный код полинома $A(z)=(\alpha_1(z),\alpha_2(z),...,\alpha_{n+1}(z),\alpha_{n+2}(z))$. Контролируемая комбинация записывается в регистр 1. На первый вход блока устранения коллизии 3 с первого выхода регистра 1 поступает значение $(\alpha_1(z),\alpha_2(z),...,\alpha_n(z))$. Если коллизия не обнаружена блоком управления 7, то на второй вход блока 3 поступает управляющая комбинация $y=0$. Одновременно с выхода второго блока памяти 9 на третий вход блока устранения коллизии 3 поступает четырехразрядная комбинация $x=0000$. Благодаря этому входная комбинация не изменяется и с выхода блока устранения коллизии 3 подается на первый вход первого блока 5 и второго блока 6 вычисления синдрома ошибки, входящих в состав модуля вычисления синдрома ошибки 4, а также на первый вход сумматора 10.

На второй вход первого блока вычисления синдрома ошибки 5 подается со второго выхода регистра 1 значение первого контрольного остатка $\alpha_{n+1}(z))$. Блок 5 реализует выражение (8).

На второй вход второго блока 6 вычисления синдрома ошибки 6 подается с третьего выхода регистра 1 значение второго контрольного остатка $\alpha_{n+2}(z))$. Блок 6 реализует выражение (9).

Величины $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$ в двоичном коде поступают на соответствующие входы первого 8 и второго 9 блоков памяти и в блок управления 7.

Если коллизия отсутствует (а это соответствует условию, когда контролируемая комбинация $A(z)=(\alpha_1(z),\alpha_2(z),...,\alpha_{n+1}(z),\alpha_{n+2}(z))$ не содержит ошибки либо имеет однократную или двукратную ошибку, за исключением случая, когда ошибка одновременно произошла в комбинациях $\alpha_1^0(z)$ и $\alpha_2^1(z)$; $\alpha_1^0(z)$ и $\alpha_3^0(z)$; $\alpha_1^0(z)$ и $\alpha_3^1(z)$; $\alpha_2^1(z)$ и $\alpha_3^0(z)$; $\alpha_2^1(z)$ и $\alpha_3^1(z)$; $\alpha_3^0(z)$ и $\alpha_3^1(z)$, где $\alpha_i^j(z)$ – j-й разряд i-го канала), то с выхода блока управления 7 поступает управляющий сигнал $y=0$ на второй вход блока устранения коллизии 3.

Если однократная ошибка произошла в нулевом разряде первого основания $\alpha_1^0(z)$, т.е. когда значение синдрома ошибки $\delta_1(z)=1$ и $\delta_2(z)=1$, то с выхода второго блока памяти 9 снимается комбинация $x=1000$, которая подается на третий вход блока устранения коллизии 3.

Если однократная ошибка произошла в первом разряде второго основания $\alpha_2^1(z)$, т.е. когда значение синдрома ошибки $\delta_1(z)=z$ и $\delta_2(z)=z^2$, то с выхода второго блока памяти 9 подается на третий вход блока устранения коллизии 3 комбинация $x=0100$.

Если однократная ошибка произошла в нулевом разряде третьего основания $\alpha_3^0(z)$, т.е.

когда значение синдрома ошибки $\delta_1(z)=1$ и $\delta_2(z)=z+1,$ то с выхода второго блока памяти 9 подается на третий вход блока устранения коллизии 3 комбинация $x=0010.$

Если однократная ошибка произошла в первом разряде третьего основания $\alpha_3^1(z)$, т.е. когда значение синдрома ошибки $\delta_1(z)=\mathrm{z}$ и $\delta_2(z)=z^2+z,$ то с выхода второго блока памяти 9 подается на третий вход блока устранения коллизии 3 комбинация $x=0001.$

В зависимости от величины $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$ с выхода первого блока памяти 8 выдается соответствующая константа ошибки $\Delta_{\text{конс}}$. Это значение поступает в сумматор 10, где суммируется с контролируемым значением комбинации $A(z)=\left(\alpha_1(z),\alpha_2(z),...,\alpha_{n+1}(z),\alpha_{n+2}(z)\right)$, которая подается в параллельном коде на первый, третий и четвертый входы сумматора 10. Исправленное значение $A(z)$ с выхода сумматора 10 подается на выход 11 устройства.

При возникновении коллизии (это соответствует ситуации, когда с выходов блоков 5 и 6 вычисления синдрома ошибки подаются значения $\delta_1(z)=z+1$ и $\delta_2(z)=z^2+1,$ $\delta_1(z)=0$ и $\delta_2(z)=z,$ $\delta_1(z)=z+1$ и $\delta_2(z)=z^2+z+1$), с выхода блока управления 7 на второй вход блока 3 поступает управляющий сигнал $y=1.$ В этом случае в блоке устранения коллизии происходит инверсия первого ошибочного разряда. В результате этого произойдет исправление первой однократной ошибки.

В результате контролируемая комбинация модулярного кода $A(z)=(\alpha_1(z),\alpha_2(z),...,$ $\alpha_{n+1}(z),\alpha_{n+2}(z))$ будет содержать только однократную ошибку. Эта ошибка будет обнаружена в модуле вычисления синдрома 4 по значениям $\delta_1(z)$ и $\delta_2(z)$. Эти значения подаются на входы первого блока памяти 8, с выхода которого выдается $\Delta_{\text{кор}}$, что позволяет исправить вторую ошибку в контролируемой комбинации.

Рассмотрим пример. Пусть в качестве информационных оснований ПСКВ выбраны следующие $n=3$ неприводимых полинома: $p_1(z)=z+1;$ $p_2(z)=z^2+z+1;$ $p_3(z)=z^4+z^3+$ $+z^2+z+1.$

Данные основания образуют рабочий диапазон

$$P_{\text{раб}}(z)=\prod_{i=1}^{3}p_i(z)=z^7+z^6+z^5+z^2+z+1.$$

В качестве контрольного основания выбирается неприводимый полином $p_3(z)=z^4+z+1$.

Пусть контролируемый полином $A(z)=$ $=z^5=\left(1,z+1,1\right),$ который удовлетворяет (1). Вычислим значения $\alpha_{n+1}(z)$ и $\alpha_{n+2}(z)$, используя выражения (6) и (7). Имеем

$$\alpha_4(z)=\sum_{i=1}^{3}\alpha_i(z)=1+z+1+1=z+1,$$

$$\alpha_5(z)=\sum_{i=1}^{3}\left(i(z)\cdot\alpha_i(z)\right)\bmod\left(z^4+z+1\right)=$$

$$=\left(1\cdot1+z\cdot(z+1)+(z+1)\cdot1\right)\bmod\left(z^4+z+1\right)=$$

$$=\left(1+z^2+z+z+1\right)\bmod\left(z^4+z+1\right)=z^2.$$

Тогда на вход устройства подается кодовая комбинация $A(z)=\left(1,z+1,1,z+1,z^2\right).$ Так как данная комбинация не содержит ошибку, то $\delta_1(z)=0$ и $\delta_2(z)=0.$

Пусть ошибка произошла в первом основании $\Delta\alpha_1(z)=1$. Тогда $A_1^*(z)=\left(0,z+1,1,z+1,z^2\right)$ поступает на вход устройства, записывается в регистр 1, а затем поступает на соответствующие входы первого 5 и второго 6 блоков вычисления синдрома, а также сумматора 10. При этом остатки $\alpha_1(z)-\alpha_3(z)$ по рабочим основаниям проходят через блок устранения коллизии 3 без изменения.

Первый блок вычисления синдрома ошибки 5 определяет значение $\alpha_4^*(z)$ согласно (6). Имеем $\alpha_4^*(z)=\sum_{i=1}^{3}\alpha_{\text{i}}(z)=0+z+1+1=z$.

Второй блок вычисления синдрома ошибки 6 определяет значение $\alpha_5^*(z)$ согласно (7). Имеем

$$\alpha_5^*(z)=\sum_{i=1}^{3}\left(i(z)\cdot\alpha_i(z)\right)\bmod\left(z^4+z+1\right)=$$

$$=\left(0\cdot1+z\cdot(z+1)+(z+1)\cdot1\right)\bmod\left(z^4+z+1\right)=$$

$$=z^2+1.$$

Тогда значения синдрома равно

$$\delta_1(z) = \alpha_4(z) + \alpha_4^*(z) = z + 1 + z = 1,$$

$$\delta_2(z) = \alpha_5(z) + \alpha_5^*(z) = z^2 + z^2 + 1 = 1.$$

Согласно табл. 1, ошибка произошла в первом основании и ее глубина $\alpha_0^1 = 1$. Одновременно с этим из второго блока памяти 9 в блок устранения коллизии 3 поступает сигнал $X = 1000$.

Пусть вторая ошибка произошла по второму основанию и ее глубина $\Delta\alpha_2 = z$. Для примера возьмем ту же полиномиальную комбинацию. Тогда ошибочный полином имеет вид $A_2^*(z) = \left(0, 1, 1, z+1, z^2\right)$. С выхода регистра 1 данная комбинация поступает на соответствующие входы первого 5 и второго 6 блоков вычисления синдрома ошибки, а также на вход сумматора 7.

Первый блок вычисления синдрома ошибки 5 определяет значение $\alpha_4^*(z)$ согласно (6). Имеем $\alpha_4^*(z) = \sum_{i=1}^{3} \alpha_i(z) = 0 + 1 + 1 = 0$.

Тогда значения $\delta_1(z) = \alpha_4(z) + \alpha_4^*(z) = z + 1 + 0 = z + 1$.

Второй блок вычисления синдрома ошибки 6 определяет значение $\alpha_5^*(z)$ согласно (7). Имеем

$$\alpha_5^*(z) = \sum_{i=1}^{3} \left(i(z) \cdot \alpha_i(z)\right) \bmod\left(z^4 + z + 1\right) =$$

$$= (1 \cdot 0 + z \cdot 1 + z + 1) \bmod\left(z^4 + z + 1\right) =$$

$$= (z + z + 1) \bmod\left(z^4 + z + 1\right) = 1.$$

Тогда значение $\delta_2(z) = \alpha_5(z) + \alpha_5^*(z) = z^2 + 1$.

Эти значения соответствуют коллизии, поэтому с выхода блока управления 7 на второй вход блока устранения коллизии 3 поступает управляющий сигнал $y = 1$. Тогда с выхода блока устранения коллизии 3 выдается комбинация $A^*(z) = (1, 1, 1)$, которая содержит одну ошибку по второму основанию. Тогда первый блок вычисления синдрома 5 определяет значение $\alpha_4^*(z)$ согласно (6). Имеем $\alpha_4^*(z) = \sum_{i=1}^{3} \alpha_i(z) = 1 + 1 + 1 = 1$.

Следовательно, значение $\delta_4(z) = \alpha_4(z) + \alpha_4^*(z) = z + 1 + 1 = z$.

Второй блок вычисления синдрома 6 определяет значение $\alpha_5^*(z)$ согласно (7). Имеем

$$\alpha_5^*(z) = \sum_{i=1}^{3} \left(i(z) \cdot \alpha_i(z)\right) \bmod\left(z^4 + z + 1\right) =$$

$$= \left(1 \cdot 1 + z \cdot 1 + (z+1) \cdot 1\right) \bmod\left(z^4 + z + 1\right) =$$

$$= (1 + z + z + 1) \bmod\left(z^4 + z + 1\right) = 0.$$

Следовательно, значение $\delta_5(z) = \alpha_5(z) + \alpha_5^*(z) = z^2$.

Согласно табл. 1, ошибка произошла по второму основанию $p_2(z) = z^2 + z + 1$, а ее глубина $\Delta\alpha_2 = z$. Следовательно, с выхода сумматора 11 будет снят результат коррекции

$$A_{\text{испр}}(z) = A^*(z) + \Delta_{\text{кор}} = \left(1, 1, 1, z+1, z^2\right) +$$

$$+ \left(0, z, 0, 0, 0\right) = \left(1, z+1, 1, z+1, z^2\right).$$

Таким образом, устройство произвело коррекцию двукратной ошибки при возникновении коллизии.

Заключение

Применение кодов ПСКВ позволяет не только повысить точность и скорость выполнения цифровой обработки сигналов, но и обеспечить отказоустойчивость вычислительных устройств. В настоящей работе приведен алгоритм, позволяющий повысить корректирующие способности кодов полиномиальной системы классов вычетов. Применение одного избыточного основания в полиномиальной системе классов вычетов позволило не только исправлять все однократные ошибки, но и за счет использования блока устранения коллизии корректировать ошибки более высокой степени кратности.

Литература

1. *Калмыков, И.А., Воронкин Р.А., Резеньков Д.Н., Емарлукова Я.В.* Генетические алгоритмы в системах цифровой обработки сигналов // Нейрокомпьютеры : разработка и применение. – 2011. – Вып. 5. – С. 20–27.

2. *Калмыков И.А., Зиновьев А.В., Емарлукова Я.В.* Высокоскоростные систолические отказоустойчивые процессоры цифровой обработки сигналов для инфотелекоммуникационных систем // Инфокоммуникационные технологии. Самара. – 2009. – № 2. – С. 31–37.

3. *Калмыков И.А., Зиновьев А.В., Резеньков Д.Н., Гахов В.Р.* Применение систолических ортогональных преобразований в полиномиальной системе классов вычетов для повышения эффективности

цифровой обработки сигналов // Инфокоммуникационные технологии. Самара. – 2010. – Т. 8, № 3. – С. 4–11.

4. *Калмыков И.А., Саркисов А.Б., Яковлева Е.М., Калмыков М. И.* Модулярный систолический процессор цифровой обработки сигналов с реконфигурируемой структурой // Вестник Сев.-Кав. федерального ун-та. – 2013. – Вып. 2. – С. 30–34.

5. *Чипига А.Ф., Калмыков И.А.* Структура нейронной сети для реализации цифровой обработки сигналов повышенной разрядности // Наука. Инновации. Технологии. – 2004. – Т. 38. – 46 с.

6. *Калмыков И.А., Лободин М.В.* Разработка алгоритма обратного преобразования для непозиционных для адаптивных средств защиты информации // Инфокоммуникационные технологии. Самара. – 2007. – Т. 5, № 2. – С. 156–159.

7. Пат. 2309535 Российская Федерация. Устройство для преобразования числа из полиномиальной системы классов вычетов в позиционный код с коррекцией ошибки : Калмыков И.А., Петлеванный С.В., Сагдеев А.К., Емарлукова Я.В. ; заявл. 31.03.06 ; опубл. 27.10.07, Бюл. № 30.

8. *Велигоша А.В.* Использование интервального номера числа для обнаружения и коррекции ошибок в непозиционных цифровых фильтрах // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – № 4. – С. 79–83.

9. Пат. 2300801 Российская Федерация. Устройство обнаружения и коррекции ошибок в кодах полиномиальной системы классов вычетов : Калмыков И.А., Гахов В.Р., Емарлукова Я.В. ; заявл. 30.06.05 ; опубл. 10.06.07, Бюл. № 16.

10. Пат. 2453902 Российская Федерация, МПК G06F 11/08. Устройство для коррекции ошибок в полиномиальной системе классов вычетов : Калмыков И.А., Щелкунова О.Ю., Барильская А.В., Кихтенко О.А., Дагаева О.И. ; заявитель и патентообладатель Сев.-Кав. гос. технич. ун-т (RU). – № 2010127391/08 ; заявл. 02.07.10 ; опубл. 20.06.12, Бюл. № 17. – 10 с. : ил.

11. Пат. 2393529 Российская Федерация, МПК G06F 11/08. Устройство для коррекции ошибок в полиномиальной системе классов вычетов с использованием псевдоортогональных полиномов : Калмыков И.А., Емарлукова Я.В., Резеньков Д.Н., Барильская А.В., Кихтенко О.А. ; заявитель и патентообладатель Сев.-Кав. гос. технич. ун-т (RU). – № 2008103420/09 ; заявл. 29.01.2008 ; опубл. 27.06.10, Бюл. № 18. – 11 с. : ил.

12. *Калмыков И.А., Хайватов А.Б.* Математическая модель отказоустойчивых вычислительных средств, функционирующих в полиномиальной системе классов вычетов // Инфокоммуникационные технологии. – 2007. – Т. 5, № 3. – С. 39–42.

13. *Калмыков И.А., Резеньков Д.Н., Зиновьев А.В., Хайватов А.Б.* Сравнительная оценка основных методов коррекции ошибок модулярными кодами для современных информационных систем управления // Успехи современного естествознания. – 2009. – № 4. – С. 39–40.

14. Пат. 2301441 Российская Федерация Устройство спектрального обнаружения и коррекции в кодах полиномиальной системы классов вычетов : Чипига А.А., Калмыков И.А., Лободин М.В. ; опубл. 20.06.07, Бюл. № 17.

Статья поступила в редакцию 26 февраля 2014 г.

УДК 681.3

СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ ПОМЕХ В ДИНАМИЧНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКЕ

А.Д. Коробова, доцент кафедры электроники, Воронежский гос. ун-т, тел.: (473) 252-79-25
Е.А. Хромых, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-08-33

Развивается методика оценки времени подавления линии связи в заданной динамичной электромагнитной обстановке средствами компьютерного моделирования. Задача конкретизирована для наземного узкополосного приёмного устройства. Динамичная электромагнитная обстановка создаётся тремя радиоэлектронными средствами: приёмным, передатчиком полезного (узкополосного) сигнала, находящимся на спутнике, и подвижными передатчиками помех, находящимися на поверхности Земли.

Ключевые слова: *компьютерное моделирование, динамичная электромагнитная обстановка, узкополосная линия связи, подвижная помеха.*

COMPARISON OF EFFICIENCY OF VARIOUS HINDRANCES IN DYNAMICAL ELECTROMAGNETIC CONDITIONS

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

The estimation technique of suppression time of the communication line in set dynamical electromagnetic conditions means of computer modelling is developing. The problem is concretized for a land narrow-band intake. Dynamical electromagnetic conditions are created by three radio-electronic means: receiving one, the useful (narrow-band) signal transmitter which is located on the companion and mobile hindrance transmitters located on the Earth surface.

Keywords: *computer modeling, dynamical electromagnetic conditions, narrow-band communication line, mobile hindrance.*

Для исследования динамических задач, связанных с моделированием электромагнитной обстановки (ЭМО) в группировках подвижных РЭС, разработана оригинальная компьютерная методика в среде MATHCAD[1]. Её применение позволяет наглядно оценить изменение мощности сигнала передатчика на выходе приёмной антенны. При этом учитываются до 15 параметров, характеризующих каждое РЭС (координаты, скорости и направления перемещения подвижных носителей, рабочие полосы и расстройки по частоте, формы и ориентации ДН антенн, затухание на радиотрассе и ряд других).

Дальнейшим развитием предложенного метода явилась интеграция результатов моделирования в среду MATLAB [2, 6]. В результате этого удалось осуществить моделирование динамичной ЭМО с учётом стандартных цепей формирования и обработки сигналов, применяемых в коммуникационных и помеховых каналах. В [5] приведена методика и результаты моделирования воздействия заградительной помехи на узкополосный канал связи в заданной динамичной ЭМО.

Целью настоящей статьи является разработка методики моделирования отклика приёмника узкополосного канала связи на свипирующую помеху в динамичной ЭМО и сравнение эффективности её применения с помехой типа *ограниченный по полосе белый шум*.

Пример динамичного помехового канала, использующего в качестве источника *ограниченный по полосе белый шум* (БШ-помеху), приведён на рис. 1 [5]. Здесь приведены результаты разработки функциональной схемы моделирования для конкретной динамичной ЭМО. Функциональная схема состоит из:

– ограниченного по полосе источника белого шума,

– фильтра-формирователя;

– буфера 3, согласующего цифровой поток с параметрами спектроанализатора;

– усилителя 4;

– перемножителя с двумя входами;

– блока внешних данных с записанными в нём параметрами динамичной ЭМО.

С выхода усилителя 4 сформированная заградительная помеха поступает на первый вход перемножителя 1.

Ширина полосы помехи и крутизна частотной характеристики задаются как параметры фильтра-формирователя. Начальная мощность помехи регулируется усилителем 4. Для примера, приведённого на рис. 1а, ширина полосы ~3 МГц.

На второй вход перемножителя поступает сигнал от блока внешних данных (с именем MIR1), в котором учтены характеристики помехового канала, а именно: начальные координаты помехового РЭС1 относительно приёмного РЭС0 в трехмерной области, траектория и скорость движения РЭС1, форма и ориентация трехмерных ДН применяемых передающей и приёмной антенны, частотные характеристики приемных и передающих устройств, чувствительность приемника РЭС0, мощность передатчика РЭС1, характеристики затухания на радиотрассе. Вид сигнала MIR1 на дисплее виртуального осциллографа приведён на рис. 1в.

Визуализированная ЭМО, соответствующая файлу MIR1 для начального момента времени, приведена на рис. 1г (наземное РЭС1, излучающее заградительную помеху, со штыревой антенной движется в сторону приёмного РЭС0 с изотропной ДН антенны со скоростью $v1 = 20$ м/с; более подробное описание динамичной ЭМО см. в [5]). Для контроля параметров сформированной динамичной заградительной помехи в схему включены осциллограф и спектроанализатор.

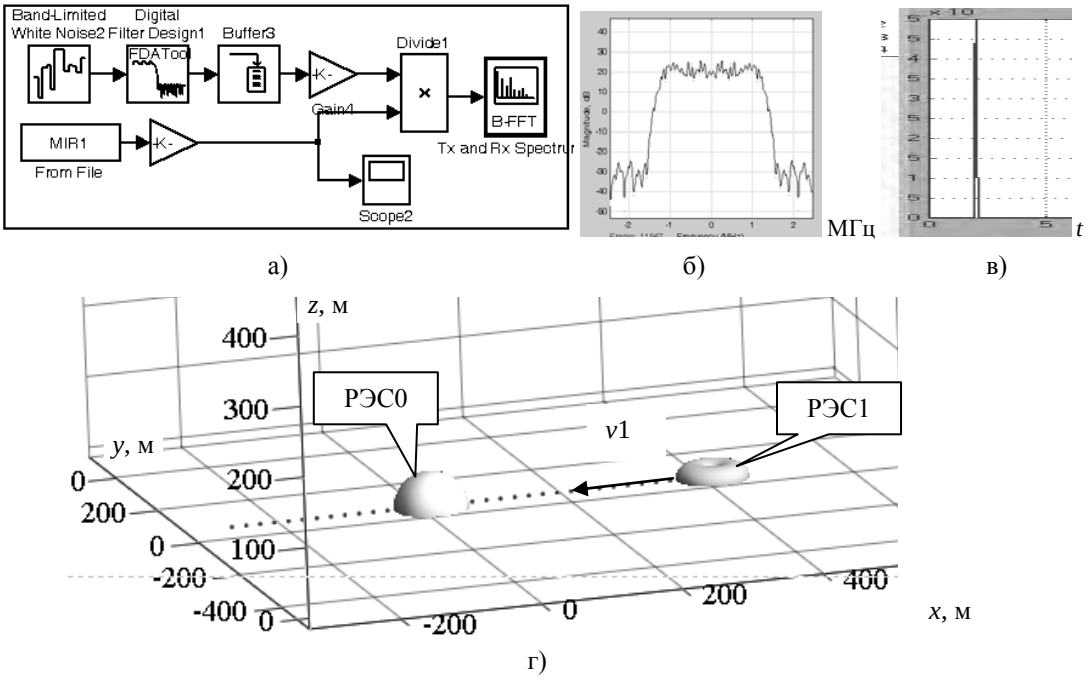


Рис. 1. Пример динамичного помехового канала: а) функциональная схема динамичного помехового канала (БШ-помеха); б) огибающая спектра заградительной помехи с полосой ~3 МГц; в) сигнал от блока внешних данных (MIR1); г) визуализированная ЭМО для начального момента времени, соответствующая MIR1

После перемножения двух сигналов формируется динамичная заградительная помеха, вид которой приведён на рис. 1б в момент окончания моделирования. Диапазон мощностей и скорость их изменения ограничен диапазоном чисел файла внешних данных и системным временем моделирования.

Практический интерес представляет моделирование и других способов формирования помех, в частности свипирования (перемещение с заданной частотой) в рабочей полосе частот системы связи квазигармонического колебания. Ниже приведена методика моделирования задачи, основанная на средствах MATLAB, а именно – на генераторе, управляемом напряжением (ГУН, или VCO).

Вариант функциональной схемы динамичного помехового канала, использующего в качестве источника свипирующую в полосе частот помеху, приведён на рис. 2. Он состоит из:

– источника пилообразного напряжения;

– усилителя 1 (коэффициент усиления равен 7);

– генератора, управляемого напряжением (ГУН, или VCO);

– усилителя 3;

– буфера 1;

– перемножителя с двумя входами;

– блока внешних данных с записанными в нём параметрами динамичной ЭМО. Содержимое блока внешних данных с именем MIR1 перемножается со сформированной ГУНом помехой. Использование одного и того же блока внешних данных необходимо для сравнения эффективности разных источников помех. Для этого они должны находиться в одинаковых условиях (одинаковой ЭМО). Для контроля параметров сформированной свипирующей помехи в схему включены осциллограф и спектроанализатор.

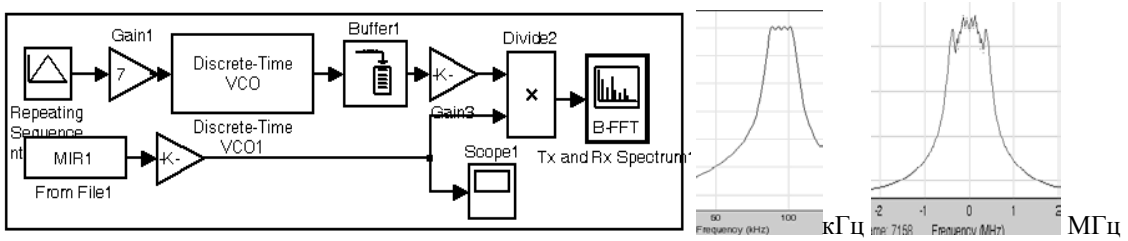


Рис. 2. Пример динамичного канала с ГУН-помехой а) функциональная схема динамичного помехового канала с ГУНом; б) огибающая спектра помехи шириной 20 кГц; в) рабочая полоса свипирования (1,5 МГц)

В приведённом на рис. 2 примере генератор «пилы» обеспечивает непрерывное изменение напряжения на управляющем входе блока VCO (ГУН), что приводит к генерации псевдогармонического колебания шириной ~20 кГц (рис. 2б) и его периодического перемещения (свипирования) в заданной полосе рабочих частот. Частота свипирования определяется частотой следования пилообразных импульсов. Ширина полосы рабочих частот определяется значением коэффициента усиления (Gain1) и параметра ГУНа – крутизне [Гц/В]. Для приведённого значения Gain1 = 7 и крутизны = 1000 Гц/В ширина полосы рабочих частот составляет ~1,5 МГц (рис. 2в). Буфер 1 обеспечивает согласование сформированного потока с характеристиками спектроанализатора. Усилители «К» являются масштабными и не участвуют в формировании структуры помехи.

Для сравнения и оценки эффективности подавления узкополосного канала связи БШ-помехой и ГУН-помехой используем известную модель спутникового канала связи с полосой ~40 кГц [6]. Неполнота моделирования заключается в отсутствии высокочастотных цепей (МШУ, смесители, гетеродины и т.п.), однако при их идеальной работе модель вполне адекватна поставленной задаче.

Критерием эффективности подавления является пороговое отношение $P_п/P_с$, при котором нарушается работа коммуникационной системы. Используя его в динамичной ЭМО, эффективность подавления можно оценить по времени, в течение которого нарушена работа системы связи.

Инструментом оценки эффективности подавления может служить BER-калькулятор. В BER-калькуляторе сравниваются два сигнала: эталонный, сформированный в передатчике источником сигнала и смесь сигнал + помеха, прошедшая по всем функциональным элементам модели и демодулированная в приёмнике. Число ошибочно принятых битов информации (на каждом интервале времени) BER-калькулятор делит на число переданных и выдаёт результат в виде процентного соотношения или вероятности ошибки. Таким образом, результаты вычисления в BER-калькуляторе являются интегральным показателем качества функционирования цифровых систем связи при воздействии помехи, и для простоты можно считать вероятность ошибки как вероятность подавления.

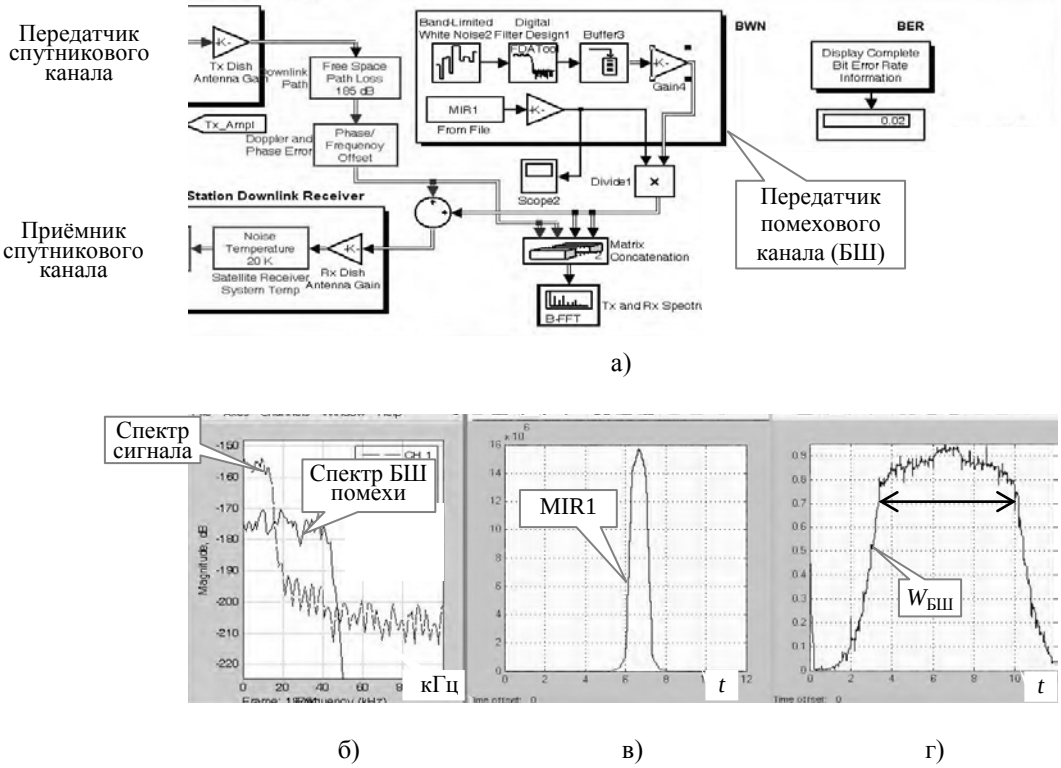
Схемы и результаты моделирования в среде MATLAB приведены ниже на рис. 3 и 4. Здесь канал связи (на рис. 3а и 4а приведена часть спутникового канала связи) состоит из MATLAB-моделей спутникового передатчика, свободного пространства и наземного приёмника. Модель канала связи состоит из основных функциональных элементов: источника информации, модулятора, фильтра ПЧ с полосой ~40 кГц, усилителя мощности, ослабителя сигнала, имитирующего затухание в свободном пространстве, приёмника со схемой АРУ, компенсаторов фазовых расстроек, фильтра, демодулятора и ряда других элементов.

Помимо модели канала связи здесь же приведены модели рассмотренных выше помеховых каналов (с полосой ~80 кГц) и BER-калькулятор, оценивающий эффективность подавления. Измеренная на коротком интервале времени вероятность ошибки (W) поступает на вход осциллографа и фиксируется на его дисплее на всём интервале моделирования в пределах от 0 до 1 (рис. 3г и 4г).

На рис. 3а приведена функциональная модель узкополосного канала связи и динамичного помехового канала, использующего ограниченный по полосе белый шум.

Сигнал от спутникового передатчика (ослабленный на радиотрассе до –155 дБ, см. рис. 3б) поступает на вход приёмника через сумматор. Через второй вход сумматора на вход приёмника поступает БШ – помеха с таким же примерно уровнем спектральной мощности в полосе ~80 кГц. Поскольку мощность помехи изменяется со временем в соответствии с рис. 3в, то кривые огибающих спектров на рис. 3б соответствуют окончанию моделирования (интервал времени моделирования равен 12 сек). На рис. 3г приведён результат вычисления ошибки при приёме сигнала и помехи на выходе демодулятора приёмника спутникового канала на всём интервале моделирования. Как следует из анализа кривой на рис. 3г, вероятность ошибки изменяется в пределах от 0 до 0,95, причём на интервале времени от 3,5 до 10 сек вероятность ошибки (подавления канала связи) больше 0,7. Другими словами, можно утверждать, что при заданной динамичной ЭМО узкополосный спутниковый канал будет «задавлен» с вероятностью $W_{БШ} > 0{,}7$ в течение 6,5 сек.

На рис. 4а приведена функциональная модель узкополосного канала связи и динамичного помехового канала, использующего ГУН. Здесь так же, как и на рис. 3а, сигнал от спутникового передатчика (ослабленный на радиотрассе до –155 дБ, см. рис. 4б) поступает на вход приёмника через сумматор. Через второй вход сумматора на вход приёмника поступает ГУН – помеха с таким же примерно уровнем спектральной мощности в полосе ~80 кГц. Поскольку мощность помехи изменяется со временем в соответствии с рис. 4в, то кривые огибающих спектров на рис. 4б соответствуют окончанию моделирования (интервал времени моделирования также равен 12 сек). На рис. 4г приведён результат вычисления ошибки при приёме сигнала и помехи на выходе демодулятора приёмника спутникового канала на всём интервале моделирования. Как следует из анализа кривой на рис. 4г, вероятность ошибки изменяется в пределах от 0 до 0,95, причём на интервале времени от 3,9 до 9,9 сек вероятность ошибки (подавления канала связи) больше 0,7. Другими словами, можно утверждать, что при заданной динамичной ЭМО узкополосный спутниковый канал будет «задавлен» ГУН-помехой с вероятностью $W_{ГУН} > 0{,}7$ в течение 6 сек.



а)

б) в) г)

Рис. 3. Схемы и результат моделирования в среде MATLAB: а) функциональная модель узкополосного канала связи и динамичного помехового канала, использующего ограниченный по полосе белый шум; б) спектры узкополосного сигнала и БШ-помехи; в) сигнал файла внешних данных (MIR1); г) зависимость вероятности ошибки при приёме сигнала и помехи от времени

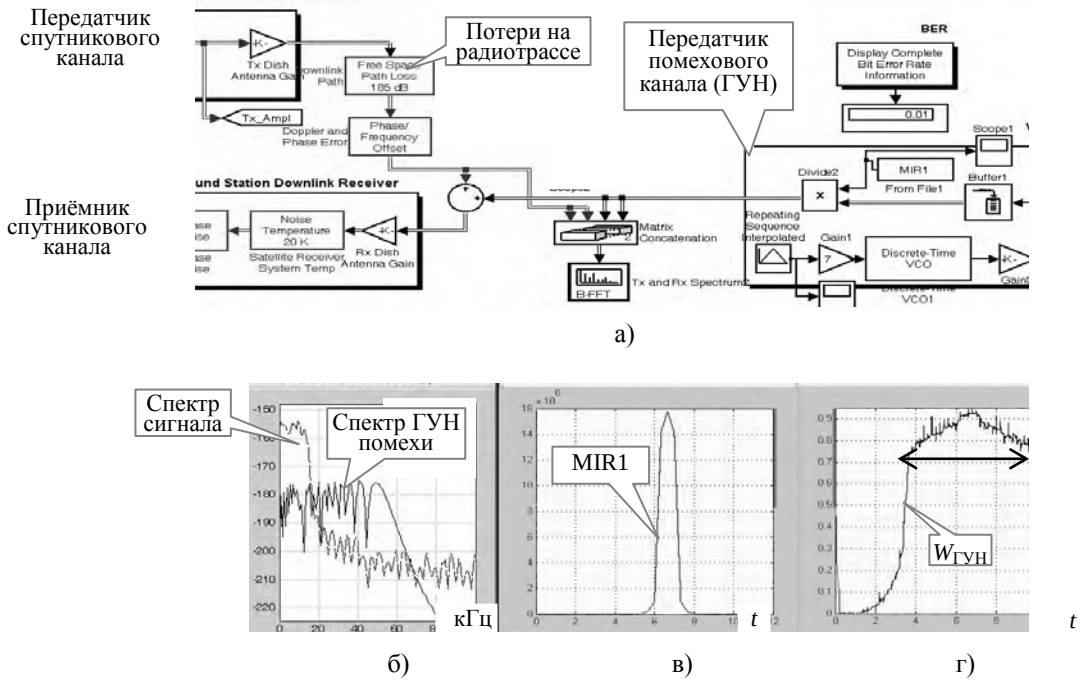


Рис. 4. Схемы и результат моделирования в среде MATLAB: а) функциональная модель узкополосного канала связи и динамичного помехового канала, использующего ГУН; б) спектры узкополосного сигнала и ГУН-помехи; в) сигнал файла внешних данных (MIR1); г) зависимость вероятности ошибки при приёме сигнала и ГУН-помехи от времени

Таким образом, для одной и той же динамичной ЭМО и канала связи (для вероятности ошибки 0,7) эффективность подавления узкополосного канала связи БШ-помехой выше, чем ГУН-помехой, так как время подавления БШ-помехи на 0,5 сек больше.

На рис. 5 приведены значения вероятностей для фиксированных значений Рп/Рс. Преимущество БШ-помехи над ГУН-помехой хорошо видно на рис. 5, особенно для области отрицательных значений отношения Рп/Рс.

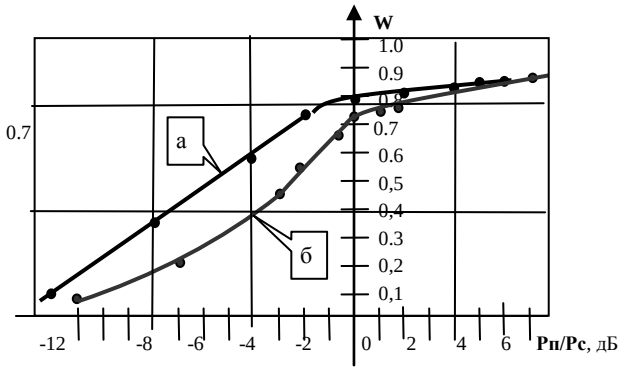


Рис. 5 Зависимость вероятности ошибки (подавления) от Рп/Рс для различных помеховых каналов:
а) узкополосный (спутниковый канал, полоса 40 кГц) канал связи и БШ-заградительная помеха;
б) узкополосный (спутниковый канал, полоса 40 кГц) канал связи и помеха, формируемая ГУНом

Использование в качестве критерия эффективности динамичной помехи *времени* подавления по заданному порогу удобно, так как при сложных траекториях движения носителей это время можно суммировать и давать более объективную оценку эффективности.

Выводы

- Для сравнения эффективности подавления узкополосного канала связи разработана методика формирования различных динамичных помеховых каналов и их применения для оценки времени подавления.
- Предложена и отработана функциональная схема помехового канала, формирующего свипирующую в рабочей полосе частот помеху, изменение мощности которой во времени определяется заданной ЭМО.
- Показано, что для заданных параметров применение БШ-помехи эффективнее ГУН-помехи.

Литература

1. *Коробова А.Д. и др.* Моделирование электромагнитной обстановки в группировках радиоэлектронных средств в трёхмерной области // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – 2008. – Вып. 3. – С. 71–78.

2. *Хромых Е.А., Коробова А.Д.* Учет временных зависимостей характеристик электромагнитной об-

становки в группировках подвижных радиоэлектронных средств // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – № 2. – С. 73–79.

3. *Хромых Е.А., Коробова А.Д.* Повышение эффективности методики компьютерного моделирования электромагнитной обстановки в группировке радиоэлектронных средств // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 1. – С. 79–83.

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

5. *Хромых Е.А., Коробова А.Д.* Моделирование динамичной электромагнитной обстановки для оценки времени подавления узкополосной линии связи заградительной помехой // Теория и техника радиосвязи. – 2014. – № 2. – С. 16–24.

6. *Дьяконов В.П.* MATLAB. R2006/2007/2008+ Simulink. Основы применения. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800 с.

Статья поступила в редакцию 24 марта 2014 г.

УДК 681.513

АРХИТЕКТУРА РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫМИ СЕТЯМИ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ CORBA*

В.П. Мочалов, зав. кафедрой
С.В. Яковлев, доцент
Э.И. Ямбулатов, аспирант
кафедра инфокоммуникаций, ФГАОУ ВПО «Сев.-кав. фед. ун-т», г. Ставрополь,
e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru

Рассмотрена архитектура распределенной системы управления на основе технологии CORBA. Предложена инженерная методика разработки системы управления. На основе формализмов раскрашенных сетей Петри разработана модель для анализа вероятностно-временных характеристик системы управления.

Ключевые слова: *телекоммуникации, CORBA, программный компонент, процессорный модуль, объектный брокер, интеграция.*

ARCHITECTURE OF DISTRIBUTED MANAGEMENT SYSTEM OF TELECOMMUNICATION NETWORKS BASED ON CORBA TECHNOLOGY

V.P. Mochalov, head of chair
S.V. Yakovlev, associate professor
E.I. Yambulatov, postgraduate
Infocommunication chair, North and Caucasian Federal University (Stavropol), e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru

The architecture of a distributed control system based on CORBA is considered. Engineering methodology management system development is proposed. Formalisms based on colored Petri nets model is developed for the analysis of probabilistic-time characteristics of the control system.

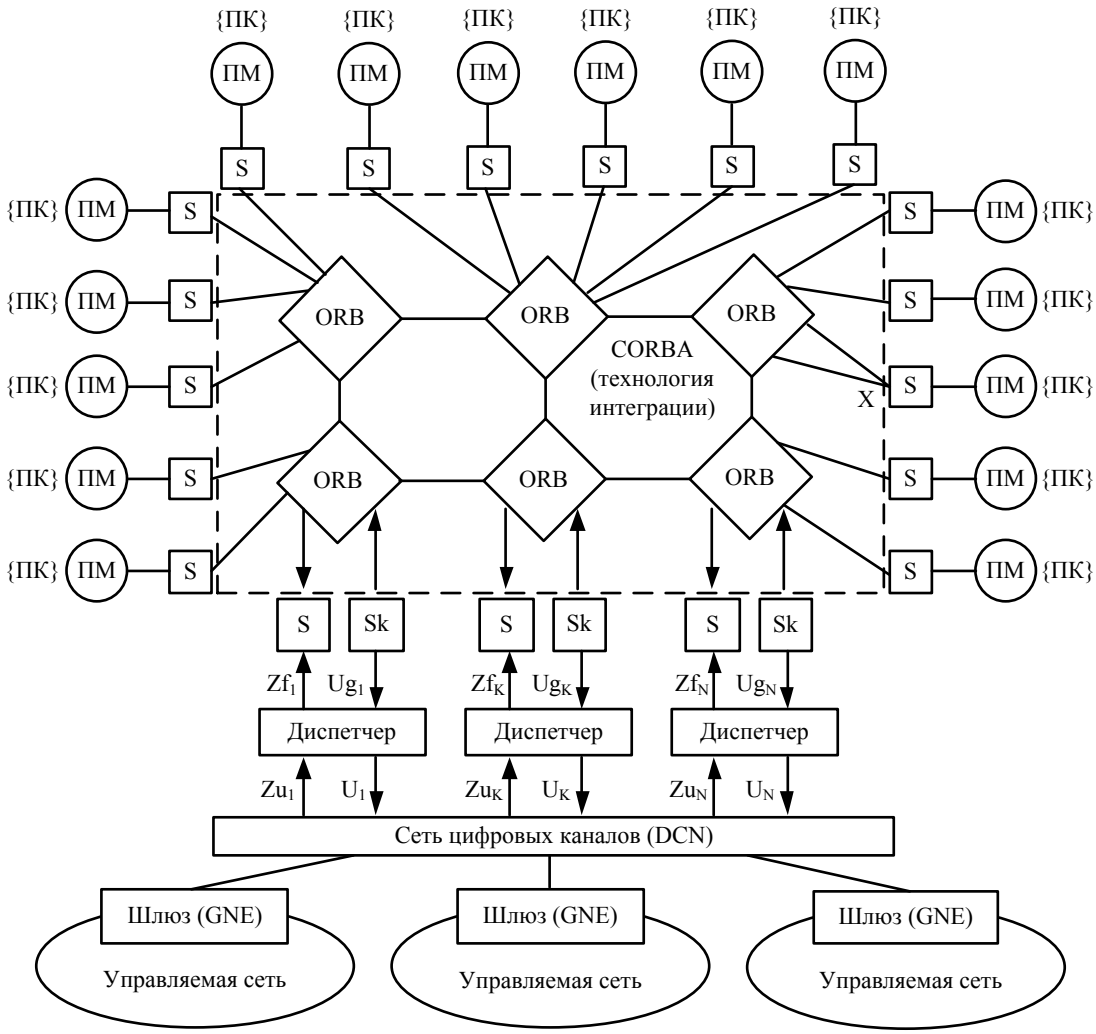
Key words: *telecommunications, CORBA, software component, processor module, object broker, integration.*

Реализованные системы управления телекоммуникационными сетями и услугами (TMN, OSS/BSS и др.) имеют существенные ограничения, сложно интегрируются с фрагментами сетей и не в полной мере соответствуют требованиям, предъявляемым к управлению качеством [1]. Устранить данные недостатки возможно путем построения распределенных систем управления (РСУ).

1. Содержательная постановка задачи

Функциональная модель распределенной системы управления представлена на рис. 1 в виде сетевой модели, состоящей из *N* узлов процессорных модулей (ПМ), *m* транзитных узлов (ТУ), *k* узлов диспетчеров. В состав внешнего окружения РСУ входят сетевые узлы различного типа и назначения, со стороны которых поступает множество входных сигналов $X = \{X_1 ..., X_N\}$; в качестве реакции РСУ вырабатывает множество выходных сигналов, выдаваемых во внешнее окружение. Элементами коммутационного оборудования являются коммутационные блоки, число и виды которых для конкретных РСУ могут быть различными. Задание, выполняемое РСУ, представляется в виде множества $U = \{U_i\}$, $i = \overline{1, K}$, программных компонентов (ПК), которые связаны между собой как зависимостью по данным, так и логикой выполнения. Распределение ПК по *N* процессорным модулям РСУ описывается двоичной матрицей $X = \left\| X_{ij} \right\|$, $i = \overline{1, K}$, $j = \overline{1, N}$, где $X_{ij} = 1$, если ПК P_i размещается в ПМ N_j, $X_{ij} = 0$ – в противном случае. Каждый ПК U_i, $i = \overline{1, L}$, размещен только в одном ПМ, т.е. $\sum_{j=1}^{N} X_{ij} = 1$, $i = \overline{1, L}$, а в каждом ПМ M_j, $j = \overline{1, N}$, размещен по крайней мере один ПК и не может быть размещено более чем *L* ПК, т.е. $1 \le \sum_{i=1}^{L} X_{ij} = L$, $j = \overline{1, N}$.

* Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 13-07-00130.



ПМ – процессорный модуль;
ORB – брокер объектных запросов;
Sk – скелетон;
S – клиентская заглушка;
Zf – запрос CORBA на формирование задания;
Ug – сформированное задание по ПК;
Zu – запрос на выполнение задания от пользователя;
U – выполнение задания;
{ПК} – множество программных компонент (ПК);
GNE – шлюз сетевого оборудования;
X – конфликт при обращении к одному и тому же ПМ при использовании одного и того же ПК различных заданий.

Рис. 1. Модель распределенной системы управления на основе технологии CORBA

Для любого задания $U = \{U_i\}$ может быть найдено минимальное время τ_m его выполнения. Достижение значения τ_m гарантируется в такой системе, где каждому ПМ назначен для решения только один ПК и, следовательно, число ПМ равно числу ПК, т.е. $N = L$. Величина времени выполнения задания τ оценивается для каждого заданного числа ПМ и каждого заданного распределения ПК с учетом времени ожидания каждым из ПК необходимых ему входных данных. При этом рассматривается только процесс однократного выполнения задания, т.е. такой процесс вычислений, при котором однократно выполняется каждая из процедур ПК и который начинается с выполнения некоторого начального ПК и заканчивается выполнением некоторого множества конечных ПК.

Порядок выполнения ПК определяется на множестве Ω функцией $E(U_1)=\omega_i$, задающей для каждого ПК U_i подмножество $\omega_i \in \Omega$ таких ПК, которые генерируют входные данные для этого ПК и, следовательно, должны быть выполнены до начала выполнения ПК U_i. Предполагается также, что входные данные ПК U_i, являющиеся выходными данными ПК $U_K \in \omega_i$, могут быть переданы от каждого из ПК U_K к ПК U_i только после завершения выполнения соответствующего ПК U_K [2]. Для каждого ПК $U_i \in \Omega$ известно время его выполнения τ_i и время передачи данных между ПК.

В качестве показателя производительности РСУ примем время τ выполнения задания, т.е. время от момента начала выполнения начального ПК множества Ω до момента завершения выполнения конечных ПК. Величина τ оценивается для каждого заданного числа ПМ и каждого распределения ПК с учетом времени ожидания каждым из ПК $U_i \in \Omega$ необходимых ему входных данных.

Качество функционирования РСУ оценивается набором значений времени выполнения всех процессов задания, т.е. $T=\{\tau_i\}$, $i=\overline{1,L}$. Требуется найти минимальное число N ПМ, распределение ПК X и расписание R их выполнения при целевой допустимости времени выполнения задания $\tau(N, S_0, X, R) \le \tau_{\text{доп}}$.

Неопределенность состояния элементов системы существенно затрудняет осуществление правильного выбора варианта ее построения, оценку этих показателей и приводит к необходимости разработки инженерной методики и инструментальных средств, ориентированных на анализ ее вероятностно-временных характеристик (ВВХ).

2. Решение задачи

На каждом сетевом элементе имеется набор ПК, реализующий элементы алгоритмов приложений. Наборы ПК на каждом из узлов сети могут отличаться. РСУ включает набор диспетчеров, выполняющих планирование процесса реализации управляющих воздействий, принимающих запросы на реализацию услуг связи, формирующих управляющие воздействия на элементы сети. Круг решаемых системой задач ограничен только набором ПК [3].

Процесс функционирования РСУ определяется процедурами взаимодействия между элементами системы – процедурами распределения заданий по ПК, интеграции ПК, маршрутизации, алгоритмами управления сетью сигнализации и сетевыми элементами.

На первом этапе диспетчеру поступает запрос Z_U на реализацию задания U. Диспетчер формирует запрос Z_f на формирование задания и определение распределенных объектов (ПК). Связь между диспетчером и ПМ устанавливается через функциональные компоненты среды CORBA, представленные на рис. 2.

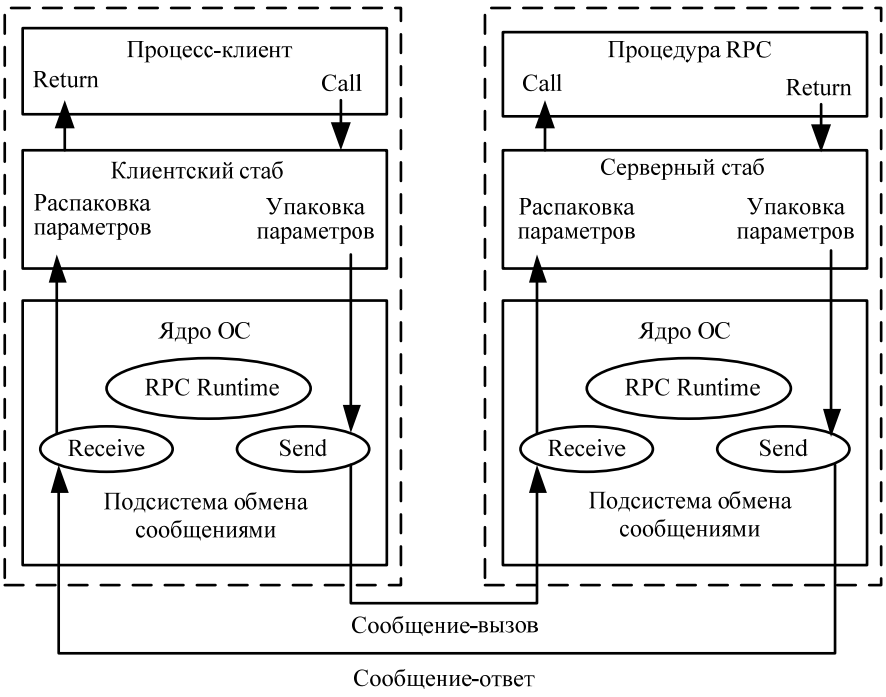


Рис. 2. Функциональные компоненты среды CORBA

На втором этапе от диспетчера поступает запрос в каждый ПМ, потенциально реализующий задание. После получения ответов от ПМ выполняется запрос об устранении конфликтов при использовании одного и того же ПК различными видами заданий. При возникновении конфликтной ситуации выполняется процедура разрешения конфликтов.

На третьем этапе в среде CORBA выполняется процедура объединения ПК в соответствии с зависимостью по данным и логикой выполнения.

Предлагаемый алгоритм функционирования представлен на рис. 3. Задача распределения ПК по ПМ решается в соответствии с алгоритмом, представленным на рис. 4.

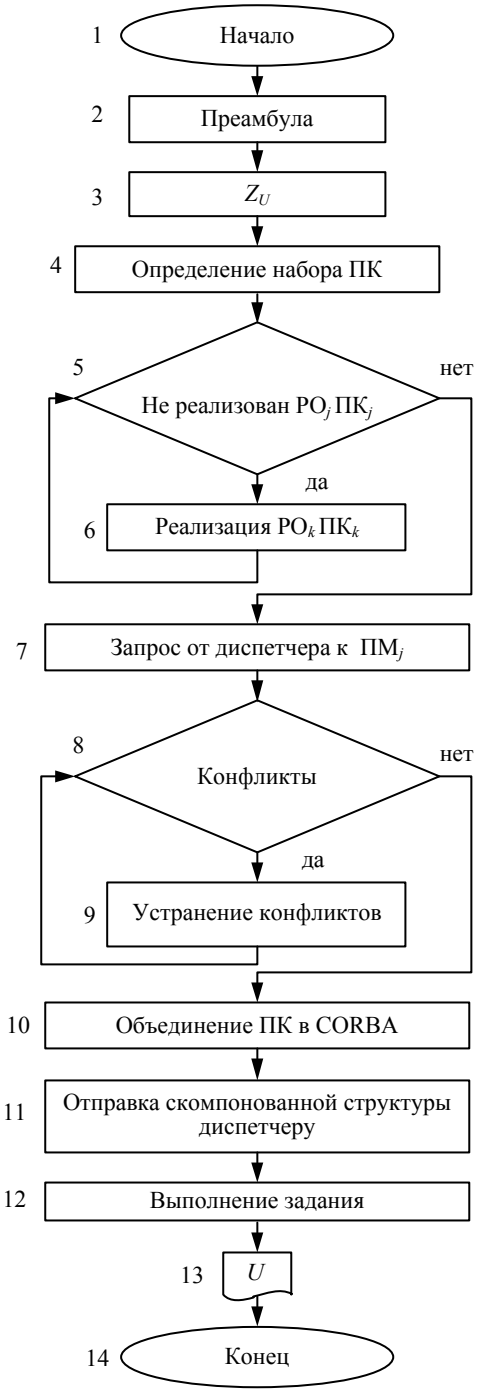


Рис. 3. Алгоритм функционирования РСУ

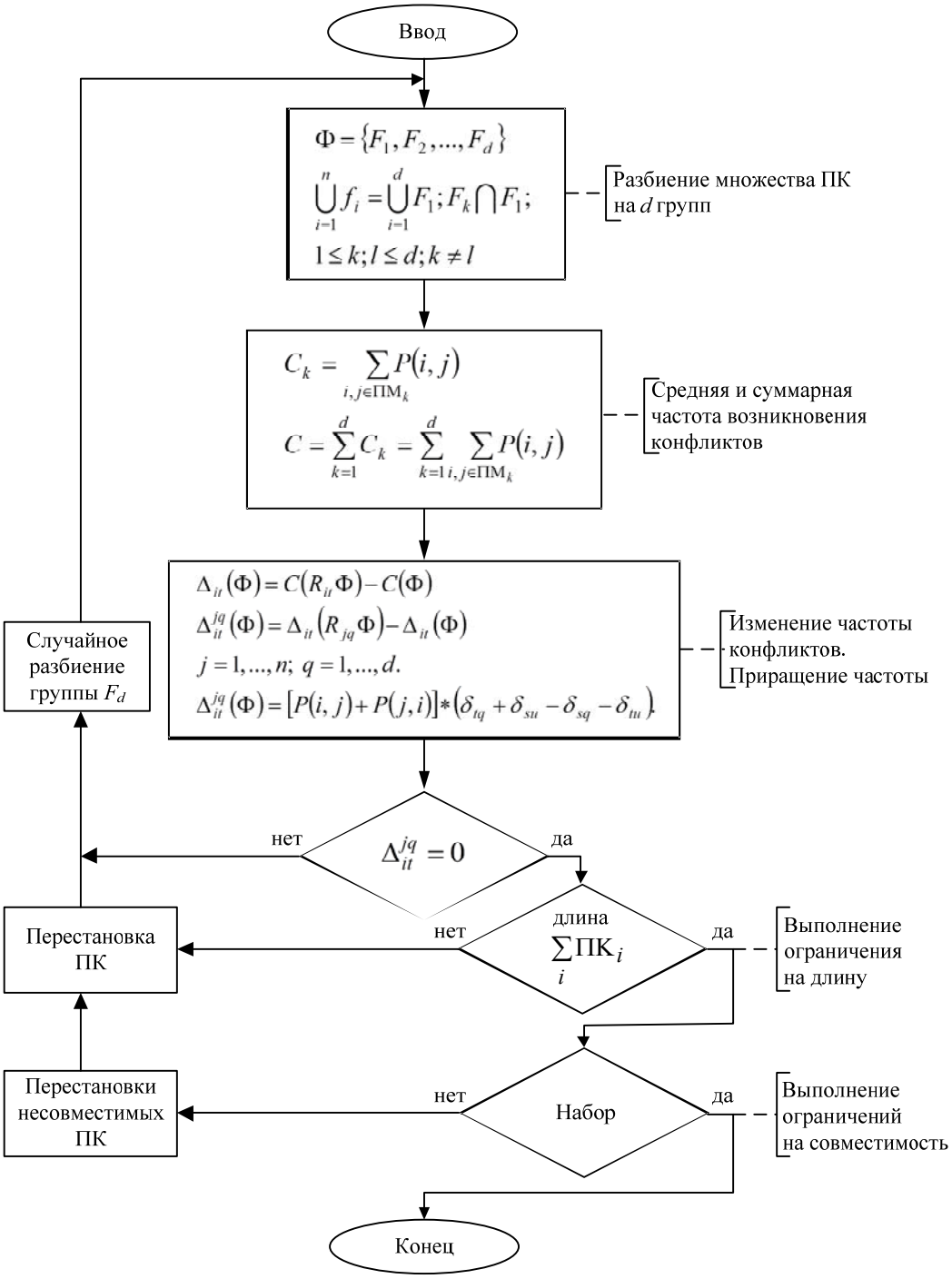


Рис. 4. Схема алгоритма субоптимального распределения ПК по ПМ

Считаем, что имеется n ПК $f_1,\ldots,f_n$ и d ПМ. Для любой пары ПК f_i и f_j известна частота $P(i,j)$, с которой к ним приходят соседние запросы.

Размещение n ПК по d ПМ задается разбиением множества всех ПК на d групп $\Phi = \{F_1, F_2, \ldots, F_d\}$, так, что

$$\bigcup_{i=1}^{n} f_i = \bigcup_{i=1}^{d} F_i \ \text{ и } \ F_k \bigcap F_l = \varnothing, \ k \ne l. \qquad (1)$$

Средняя частота возникновения конфликтов C_k на одном ПМ с номером k равна

$$C_k = \sum_{i,j} p(i,j). \qquad (2)$$

Суммарная частота возникновения конфликтов C при разбиении Ф равна

$$C = \sum_{k=1}^{d} C_k = \sum_{k=1}^{d} \sum_{i,j} p(i,j). \quad (3)$$

Оптимальное разбиение Ф минимизирует критерии C.

Алгоритм локальной оптимизации критерия состоит из последовательности одинаково построенных шагов. Изменение значения критерия при переносе ПК_i из группы F_s в группу F_t подсчитывается по формуле

$$\Delta C = \sum_{i \in \text{ПМ}_t} \left(P(i,j) + P(j,i)\right) - \sum_{i \in \text{ПМ}_s} \left(P(i,j) + P(j,i)\right). \quad (4)$$

Данный алгоритм за конечное число шагов сходится к точке локального минимума, при этом любой перенос файлов из группы в группу не приводит к увеличению критерия. При большом числе ПК вычисление величин ΔC на каждом шаге оказывается трудоемким. В соответствии с методом, изложенным в [4] приращения ΔC могут пересчитываться более эффективным рекуррентным способом. При этом для упорядочения всех возможных способов разбиения элементов ПК_i, $i = 1,\ldots,n$, на d групп вводят систему операторов $R = \{R_{it}, i = 1,\ldots,n;\ t = 1,\ldots,d\}$, означающих перенос ПК_i в класс t, т.е. выполняют операцию $R_{it}\Phi$. Тогда $\Delta_{it}(\Phi) = C(R_{it}\Phi) - C(\Phi)$, где $\Delta_{it}(\Phi)$ – приращение критерия (3).

Выражение (3) позволяет реализовать следующий рекуррентный способ вычисления Δ_{it}. Обозначим через $\Delta_{it}^{iq}(\Phi)$ приращение величин $\Delta_{it}(\Phi)$ при переходе к новому разбиению $R_{jq}(\Phi)$, где $R_{jq} \in R$:

$$\Delta_{it}^{jq}(\Phi) = \Delta_{it}\left(R_{jq}\Phi\right) - \Delta_{it}(\Phi),$$

$$i = 1,\ldots,n;\ q = 1,\ldots,d.$$

Тогда

$$\Delta_{it}\left(R_{jq}\Phi\right) = \Delta_{it}(\Phi) + \Delta_{it}^{jq}(\Phi);$$

$$\Delta_{it}^{jq}(\Phi) = \left[P(i,j) + P(j,i)\right]\left(\delta_{tq} + \delta_{su} - \delta_{sq} - \delta_{tu}\right),$$

где s, u – номера групп, в которых находились ПК f_i и f_j при разбиении; t, q – номера групп, в которые перенесены эти ПК; δ_{tq} – символ Кронекера: $\delta_{tq} = \begin{cases} 1, \text{ если } t = q; \\ 0, \text{ если } t \neq q \end{cases}$

Считаем, что последовательность запросов к ПК описывается процессом независимых испытаний с распределением $\left(P_1, P_2, ..., P_n\right), \sum_i P_i = 1$.

3. Имитационная модель

Для анализа процедуры интеграции ПК предлагается использовать формализмы раскрашенных сетей Петри (CPN). Соответствующая модель представлена на рис. 5.

Опишем параметры данной сети:

Множество цветов:

REQ = (Number, Data), где Number – целое неотрицательное число;

Data – строковый тип.

KEY – (Key_1, Key_2, …, Key_x), где Key_i, ($i \in [1, x]$) – целое неотрицательное число.

REP = (Data, KEY).

SET = (Number, KEY).

PC = (Key_i, pc_i), где pc_i – двоичный набор данных.

SetPC = (pc_1, pc_2, …, pc_x).

Множество позиций:

Рвх – позиция, наличие фишки в которой свидетельствует о наличии запроса на реализацию задания. Фишки в этой позиции характеризуются цветом REQ.

Repository – позиция, моделирующая хранилище ключей соответствующие ПК, в которой содержатся фишки цвета REP.

Ркл – позиция, в которой содержатся фишки, определяющие ключи соответствующие ПК. Фишки в этой позиции характеризуются цветом SET.

ПМ_1, ПМ_2, …, ПМ_M – позиции, моделирующие ПМ и содержащие ПК. Фишки в этой позиции характеризуются цветом PC.

ORB_1, ORB_2, …, ORB_L – позиции, фишки в которых определяют набор ПК и характеризуются цветом PC.

Рф_1, …, Рф_L – позиции, хранящие фишки цвета SET.

Рвых_1, …, Рвых_L – позиции, фишки в которых определяют результат работы механизма интеграции ПК. Цвета фишек позиций определяются как SetPC.

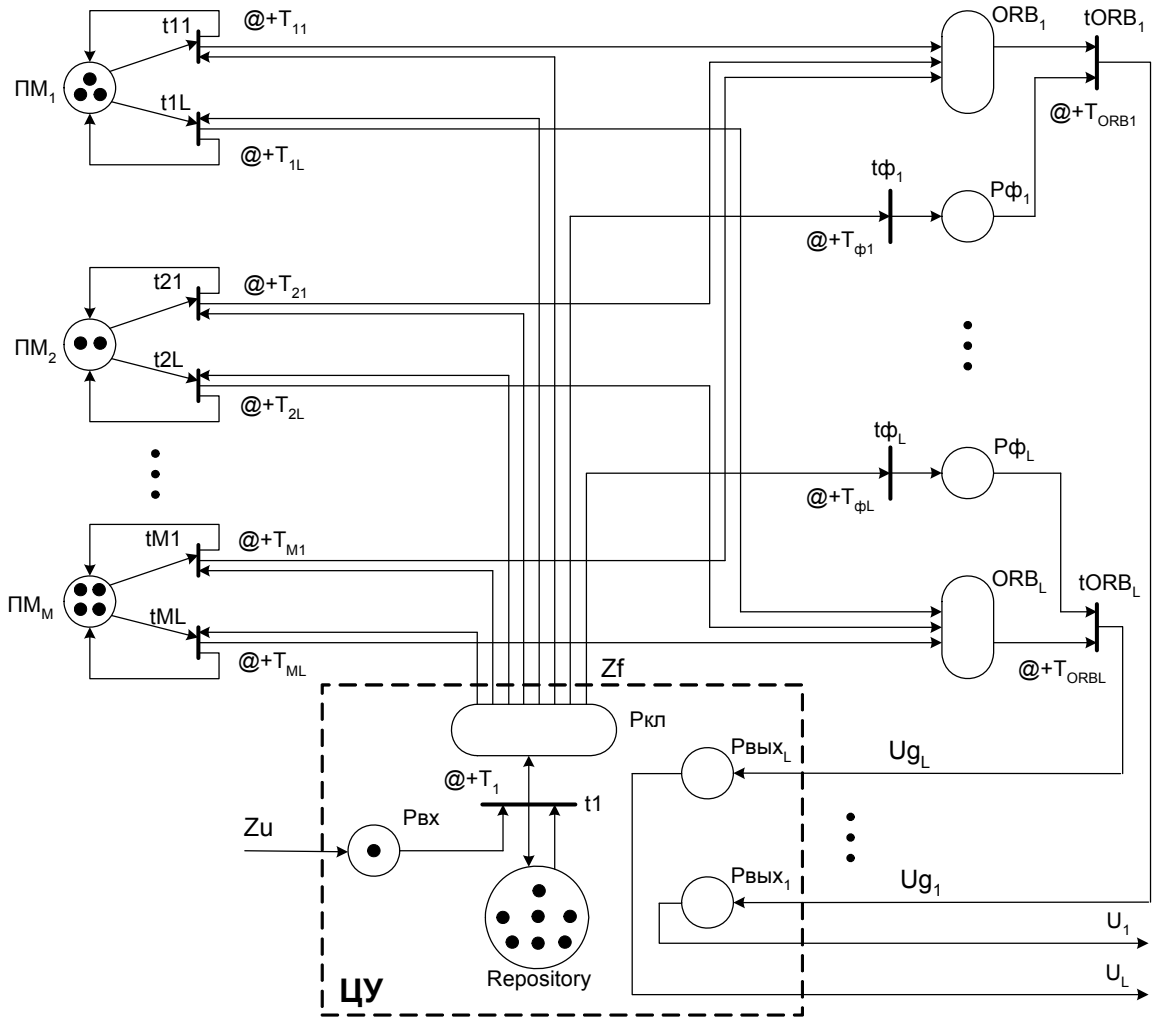


Рис. 5. Сеть Петри механизма интеграции ПК

Множество переходов и правила срабатывания для них:

t1 – переход выполняет анализ запроса как реализацию задания. Согласно значению Data из совокупности фишек, хранящихся в позиции Repository, выбирается фишка цвета REP, помещаемая в позицию Ркл.

{t11…t1L}, {t21…t2L},…, {tM1…tML} – переходы, моделирующие процесс выборки ПК, хранящихся на ПМ. В качестве требования к срабатыванию перехода выступает наличие фишек с соответствующим значением Key во входных позициях ПМ и Ркл.

$tф_1$,…, $tф_L$ – переходы срабатывают в случае наличия фишки цвета SET в позиции Ркл, причем компонента Number определяет номер tф.

$tORB_1$, …, $tORB_L$ – переходы, моделирующие формирование задания из отдельных ПК. Требованием к срабатыванию перехода является наличие в соответствующих входных позициях ORB и Рф фишек с одинаковым значением Key.

После срабатывания перехода в выходные позиции Рвых помещаются фишки цвета SetPC. Задержки на переходах сети указаны на рис. 5.

Поступление запроса Zu представляется помещением фишки цвета REQ = (Number, Date) в позицию Рвх. Первая компонента представляет собой порядковый номер поступления запроса. Вторая компонента содержит характеристику запроса, которая используется при выборе ресурсов из позиции Repository. В результате этого в позиции Ркл по истечении времени T_1 появляется фишка с параметрами SET = (Number, KEY), где компонента KEY представляет собой совокупность ключей Key_i, которые используются для выборки ПК. По истечении интервалов времени, необходимых для взаимодействия с ПМ, фишки цвета PC, соответствующие ПК, изымаются из позиции ПМ и помещаются в позиции ORB согласно параметру Number. Одновременно фишки цвета SET поступают в соответствующие позиции Рф. Компонента KEY

фишек в позиции Рф определяет порядок интеграции отдельных ПК, которые моделируются фишками, находящимися в позициях ORB. Результат интеграции ПК в виде фишек SetPC появляется после задержки по времени T_{ORB} в позициях Рвых.

Учитывая различные гипотезы о законах распределения вероятностей событий и время их выполнения, возможно получить вероятностно-временные характеристики моделируемого процесса.

Заключение

В данной статье рассмотрена архитектура распределенной системы управления телекоммуникационными сетями на основе технологии CORBA. Предложена инженерная методика разработки системы управления. На основе формализмов раскрашенных сетей Петри разработана имитационная модель для анализа вероятностно-временных характеристик распределенной системы управления телекоммуникационными сетями.

Литература

1. *Мочалов В.П.* Формализованное представление процесса анализа системы обслуживания заказов оператора связи (статья) // Наукоемкие технологии. – 2012. – № 7. – С. 66–71.

2. *Мочалов В.П.* Аналитическая модель обслуживания заказов оператора связи (статья) // Наукоемкие технологии. – 2012. – № 7. – С. 71–77.

3. *Мочалов В.П.* Метод расчета процессных систем управления OSS/BSS // Наукоемкие технологии. – 2012. – № 7. – С. 77–84.

4. *Антонов И.Г.* Теория систем и анализ. – М. : Наука, 1998. – 464 с.

Статья поступила в редакцию 26 февраля 2014 года

УДК 621.396.98

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОИСКА И ОБНАРУЖЕНИЯ *BPSK* СИГНАЛОВ В АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В УСЛОВИЯХ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

В.В. Неровный, доцент кафедры, тел.: 8-951-553-11-91
П.Д. Коратаев, соискатель, тел.: 8-920-412-47-14
А.А. Летинский, курсант, тел.: 8-919-249-49-77
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Приведен алгоритм поиска и обнаружения BPSK сигналов в условиях сигналоподобных помех. Представлены зависимости вероятности обнаружения BPSK сигналов за три цикла поиска от параметров сигналоподобных помех.

Ключевые слова: *сигналоподобные помехи, BPSK сигналы.*

BPSK SIGNALS SEARCH AND DETECTION EFFECTIVENESS IN GNSS USERS APPARATUS IN THE CONDITIONS OF SIGNAL-LIKE JAMMING

V.V. Nerovny, associate professor, tel.: 8-951-553-11-91
P.D. Koratayev, candidate, tel.: 8-920-412-47-14
A.A. Letinsky, student in a military academy, tel.: 8-919-249-49-77
Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

An algorithm of BPSK signals search and detection in the conditions of signal-like jamming is given. A dependence of BPSK signals detection probability during the three search cycles on the signal-like jamming parameters are presented.

Key words: *signal-like jamming, BPSK signals.*

Одной из задач первичной обработки, решаемых аппаратурой потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС), является поиск и обнаружение навигационных сигналов по задержке и частоте при воздействии помех различного вида.

Наиболее широко в ГНСС используются навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной технической литературе используется термин «*BPSK* сигналы»). Для поиска и обнаружения *BPSK* сигналов в АП ГНСС чаще всего используются циклические процедуры поиска. Особенность циклического поиска заключается в разбиении области неопределённости сигнала по задержке и частоте на ячейки разрешения с заданным шагом. Затем ячейки поочерёдно просматриваются (анализируются) в определённом порядке. При просмотре каждой ячейки решается классическая задача обнаружения сигнала с известной амплитудой и случайной начальной фазой [1]. В качестве критерия обнаружения чаще всего используется критерий Неймана-Пирсона [1]. Характеристики обнаружителя, реализующего критерий Неймана-Пирсона, были получены для случая гауссовской шумовой помехи (ГШП) и приведены в ряде работ [1, 2]. Однако поиск и обнаружение навигационного сигнала в реальных условиях может происходить при воздействии и других видов помех, например сигналоподобной помехи (СП). Таким образом, можно сделать вывод о необходимости доработки моделей и методик оценки эффективности поиска и обнаружения навигационных сигналов в АП ГНСС в условиях сигналоподобной помехи.

Цель настоящей работы – оценка эффективности поиска и обнаружения навигационных *BPSK* сигналов при воздействии сигналоподобной помехи.

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы поиска и обнаружения АП ГНСС, можно представить как [1]

$$y(t) = A_0 \cdot g(t-\tau) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \phi\right) + J(t), \qquad (1)$$

где A_0 – амплитуда сигнала, $g(t-\tau)$ – модулирующая ПСП, ω_0 – несущая частота, ϕ – случайная начальная фаза, $J(t)$ – помеха.

Сигналоподобную помеху, действующую на вход системы поиска и обнаружения АП ГНСС, можно представить как

$$J(t) = A_1 \cdot g_{\text{п}}\left(t - \tau_0\right) \cdot \cos\left(\left(\omega_0 + \omega_1\right)t + \phi_1\right), \quad (2)$$

где A_1 – амплитуда помехи, ω_1 – значение отстройки несущей частоты помехи от несущей частоты навигационного сигнала, ϕ_1 – случайная начальная фаза, $g_{\text{п}}\left(t - \tau_0\right)$ – модулирующая ПСП.

На выходе корреляторов АП ГНСС формируются синфазная и квадратурная компоненты [1]:

$$I = \int_0^T y(t) \cdot g\left(t - \tau_{\text{з}}\right) \cdot \cos\left(\omega_0 t\right) dt, \quad (3)$$

$$Q = \int_0^T y(t) \cdot g\left(t - \tau_{\text{з}}\right) \cdot \sin\left(\omega_0 t\right) dt, \quad (4)$$

где $\tau_{\text{з}}$ – задержка опорных сигналов; T – интервал накопления, в общем случае равный длительности навигационного сигнала.

Напряжение на выходе канала поиска навигационного сигнала определяется как [1]

$$U = \sqrt{Q^2 + I^2}. \quad (5)$$

По критерию Неймана-Пирсона уровень порога определяется как [1]

$$U_0 = U_{\text{п}} \sqrt{2\ln\left(1/F\right)}, \quad (6)$$

где U_0 – пороговый уровень; $U_{\text{п}}$ – значение напряжения помехи; F – вероятность ложной тревоги.

Решение о наличии навигационного сигнала принимается при выполнении условия

$$U \geq U_0. \quad (7)$$

В качестве показателя эффективности поиска навигационного сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла $P_{\text{об}}$ [3]:

$$P_{\text{об}} = \sum_{j=1}^{3} P_{\text{цпр}}\left(1 - P_{\text{ц}}\right)^{j-1}, \quad (8)$$

где $P_{\text{цпр}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением; $P_{\text{ц}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле.

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением определяется по формуле [3]

$$P_{\text{цпр}} = D \cdot (1 - F)^{L-1}, \quad (9)$$

где L – число ячеек неопределённости по задержке и частоте.

Вероятность окончания поиска на одном цикле определяется по формуле [3]

$$P_{\text{ц}} = 1 - (1 - D) \cdot (1 - F)^{L-1}, \quad (10)$$

где D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Под одним циклом поиска будем понимать один просмотр всех ячеек неопределённости по задержке и частоте. Для определения вероятности правильного обнаружения навигационного сигнала используем метод статистических испытаний. Тогда вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала определяется по формуле [4]

$$D = \frac{N}{M}, \quad (11)$$

где N – количество испытаний, в которых произошло правильное обнаружение навигационного сигнала; M – общее количество испытаний.

Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [4]. При доверительном интервале $\varepsilon = 0{,}05$ и доверительной вероятности 0,9 потребное количество испытаний для вероятности обнаружения 0,5 составляет около 300. Для определения вероятности окончания поиска правильным обнаружением за три цикла $P_{\text{об}}$ в среде *Simulink* разработана модель обнаружителя навигационного сигнала. При проведении расчётов в качестве *BPSK* сигналов рассмотрены навигационный СТ сигнал ГНСС ГЛОНАСС и С/А сигнал ГНСС *GPS*; длительность *BPSK* сигналов составляет 511 символов и 1023 символа соответственно. Параметры помехи: вид модулирующей ПСП – М-последовательность, длина ПСП – 2^{25} символов, тактовая частота ПСП, модулирующей помеху, равна тактовой частоте навигационного сигнала.

Основные результаты моделирования приведены на рис. 1–4. На рис. 1 и 2 приведены зависимости вероятности $P_{\text{об}}$ от значения частотной отстройки помех для СТ сигнала ГЛОНАСС и С/А сигнала *GPS*.

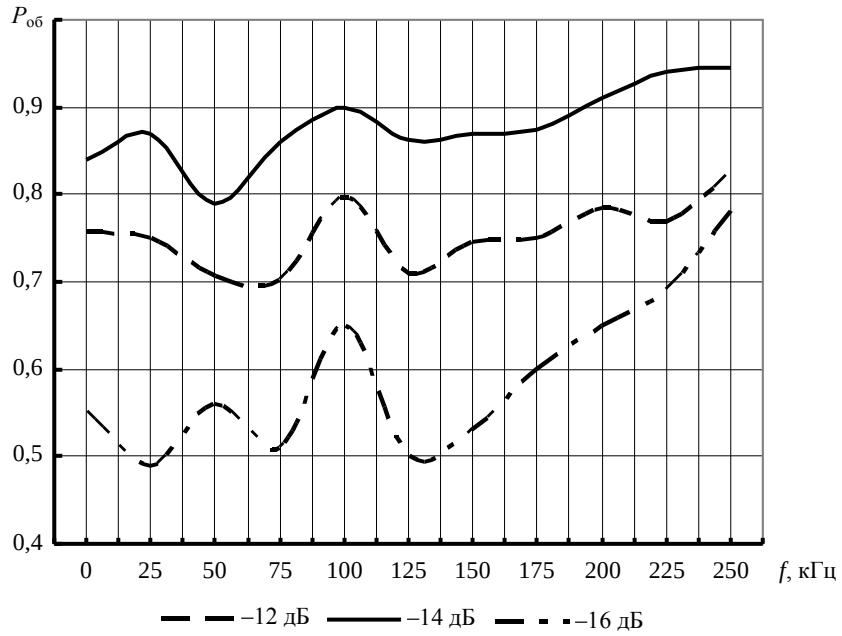


Рис. 1. Зависимости $P_{об}$ от значения частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха при $F = 10^{-5}$ для СТ сигнала ГЛОНАСС

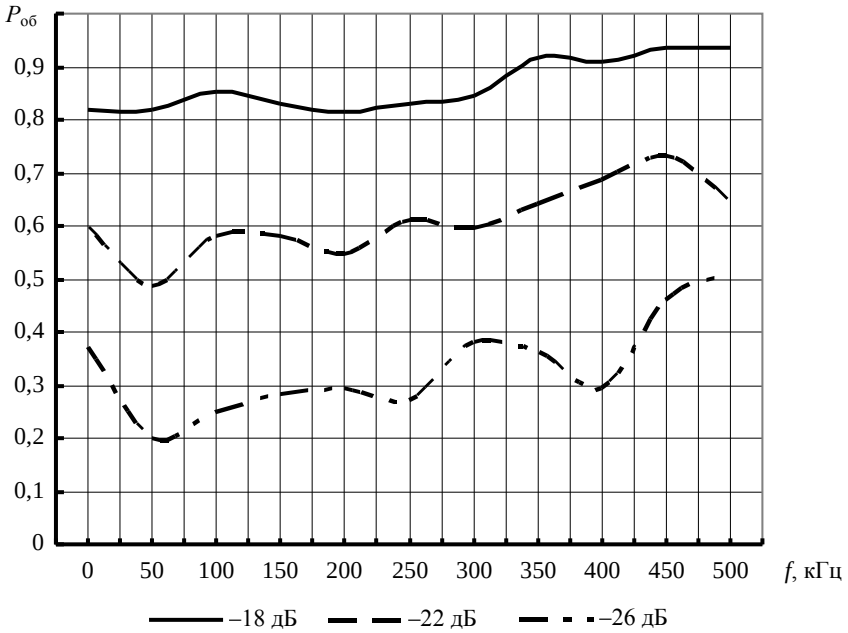


Рис. 2. Зависимости $P_{об}$ от значения частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха при $F = 10^{-5}$ для С/А сигнала GPS

По результатам анализа графиков, приведенных на рис. 1 и 2, можно сделать вывод о том, что существует такое оптимальное значение частотной отстройки помехи, при котором вероятность $P_{об}$ принимает наименьшее значение. Для СТ сигнала ГЛОНАСС оптимальное значение отстройки несущей частоты сигналоподобной помехи находится в пределах от 25 до 50 кГц, для С/А сигнала *GPS* оно составляет 50 кГц.

На рис. 3 и 4 приведены зависимости вероятности $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха для ГШП и СП при оптимальном значении отстройки несущей частоты.

Анализ графиков, приведенных на рис. 3 и 4, показывает, что сигналоподобная помеха при

оптимальном значении частотной отстройки несущей ухудшает помехоустойчивость поиска и обнаружения навигационных *BPSK* сигналов по сравнению с гауссовской шумовой помехой: ля СТ сигнала ГЛОНАСС – на 1…2 дБ, для С/А сигнала *GPS* – на 4…6 дБ.

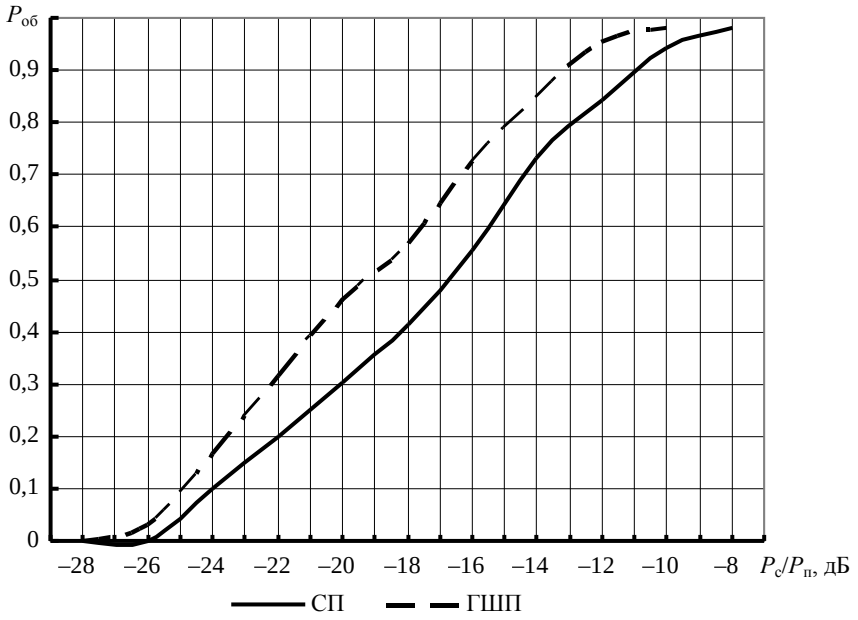


Рис. 3. Зависимости $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха при $F = 10^{-5}$ (СТ сигнал ГЛОНАСС) для ГШП и СП при оптимальном значении частотной отстройки несущей

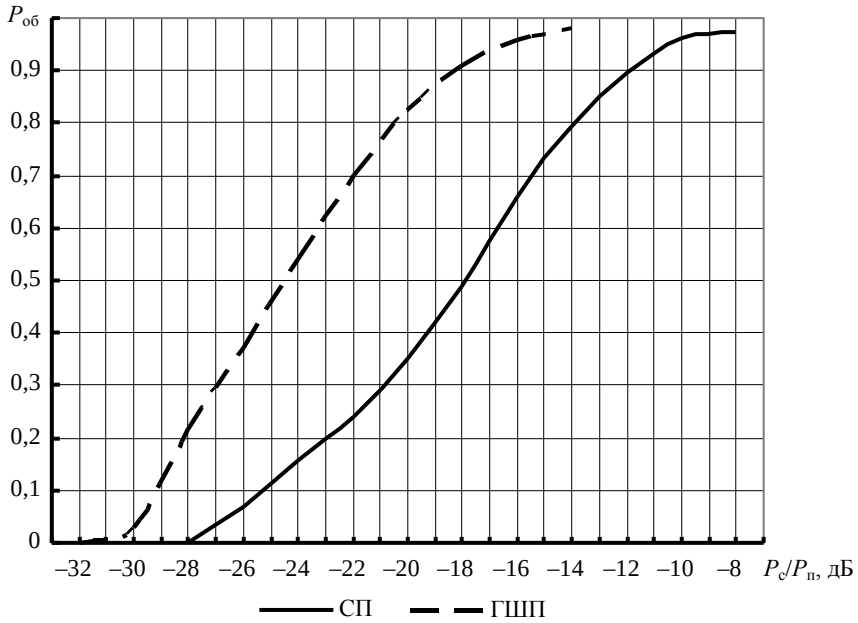


Рис. 4. Зависимости $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха при $F = 10^{-5}$ (С/А сигнал GPS) для ГШП и СП при оптимальном значении частотной отстройки несущей

Таким образом, с помощью предлагаемого метода можно оценить эффективность функционирования канала поиска и обнаружения *BPSK* сигналов АП ГНСС в условиях сигналоподобной помехи. Полученные результаты позволяют сделать вывод о снижении помехозащищённости канала поиска и обнаружения *BPSK* сигналов АП ГНСС в условиях сигналоподобной помехи по сравнению с гауссовской шумовой помехой.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – М. : Радиотехника, 2010. – 800 с.

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

3. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Сов. радио, 1975. – 296 с.

4. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. – М. : Высшая школа, 2001. – 315 с.

Статья поступила в редакцию 30 апреля 2014 года

УДК 621.39

МЕТОД АНАЛИЗА ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НЕОДНОРОДНОЙ ПОГЛОЩАЮЩЕЙ КОНЕЧНОЙ МАРКОВСКОЙ ЦЕПИ С НЕПОСТОЯННЫМИ ПО ДЛИТЕЛЬНОСТИ ШАГАМИ ПЕРЕХОДОВ

С.Е. Орехов, к.т.н., зам. начальника кафедры, филиал Военной академии РВСН, e-mail: majorose@mail.ru

Предложен метод анализа временных характеристик неоднородной поглощающей конечной марковской цепи с непостоянными по длительности шагами переходов. Количество шагов переходов может быть как неограниченным, так и ограничиваться заданным значением.

Ключевые слова: *поглощающая конечная марковская цепь, временные характеристики марковского процесса, неоднородные и непостоянные по длительности шаги переходов по марковской цепи.*

THE ANALYSIS METHOD OF THE HETEROGENEOUS MARKOV FINITE CHAIN TIME PERFORMANCE BASED ON CHANGEABLE CROSSING STEPS

S.E. Orekhov, Ph.D. in Engineering Sciences, deputy head of chair, the branch of the Strategic Rocket Force Military Academy, e-mail: majorose@mail.ru

The analysis method of the heterogeneous Markov finite chain time performance based on changeable crossing steps is offered. The quantity of crossing steps can be as unlimited, and limited to a preset value.

Keywords: *Markov finite chain, Markov chain time performance, non-equal and changeable crossing steps through the Markov chain.*

Для оценки качества обслуживания неинтерактивных абонентов в сети *TCP*/*IP*, использующей многомерную маршрутизацию пакетов [1], необходимо решить задачу нахождения временных характеристик (ВХ) доведения некоторого объема пользовательских данных (файлы, электронная почта) по параллельному сетевому тракту (ПСТ), а именно среднего времени и дисперсии времени доведения сообщения между абонентами. Функции обеспечения взаимодействия между абонентами при информационном обмене возлагаются на транспортный уровень стека *TCP*/*IP*, в частности протокол *TCP* [2]. Рассмотрим особенности информационного обмена на данном уровне.

TCP – это протокол, обеспечивающий надежную передачу данных на транспортном уровне [2]. В установленном *TCP*-соединении надежность передачи каждого сегмента подтверждается квитанцией получателя. В протоколе *TCP* используется частный случай квитирования – алгоритм скользящего окна. В соответствии с данным алгоритмом от одного абонента можно передавать другому без получения подтверждения несколько сегментов, количество которых определяется размерами окна. Передав определенное число сегментов, достаточное для заполнения окна, отправитель ожидает подтверждения (квитанции) приема первого сегмента получателем. Как только поступает подтверждение о приеме первого сегмента, окно смещается на один сегмент. Если размеры окна составляют h сегментов, то $(h + 1)$-й сегмент может быть передан с получением подтверждения на первый сегмент, а $(h + 2)$-й – с получением подтверждения на второй и т.д.

Основным способом, позволяющим решить проблему потери переданных сегментов данных, является применение тайм-аутов и повторных передач [2, 3]. Когда *TCP* посылает сегмент, он устанавливает таймер тайм-аута, ожидая, что с удаленного конца придет подтверждение на этот сегмент. Если подтверждение не получено по истечении тайм-аута, сегмент передается повторно. Для опознавания передаваемых сегментов используются их номера. В качестве квитанции получатель сегмента отсылает ответное сообщение (сегмент), в которое помещает число, на единицу превышающее номер полученного сегмента, тем самым указывая номер для следующего, ожидаемого от отправителя сегмента.

Получение отправителем квитанции с номером X означает, что все сегменты с предыдущими номерами уже приняты получателем. Если какой-то сегмент не был принят получателем, а следующие за ним сегменты успешно приняты, то получатель указывает в квитанции номер потерянного сегмента. Этим он показывает, что

 ISSN 1995-7009

ожидает сегмент именно с данным порядковым номером. Поэтому отправителю придется повторить передачу сегментов, начиная с того, который не был принят.

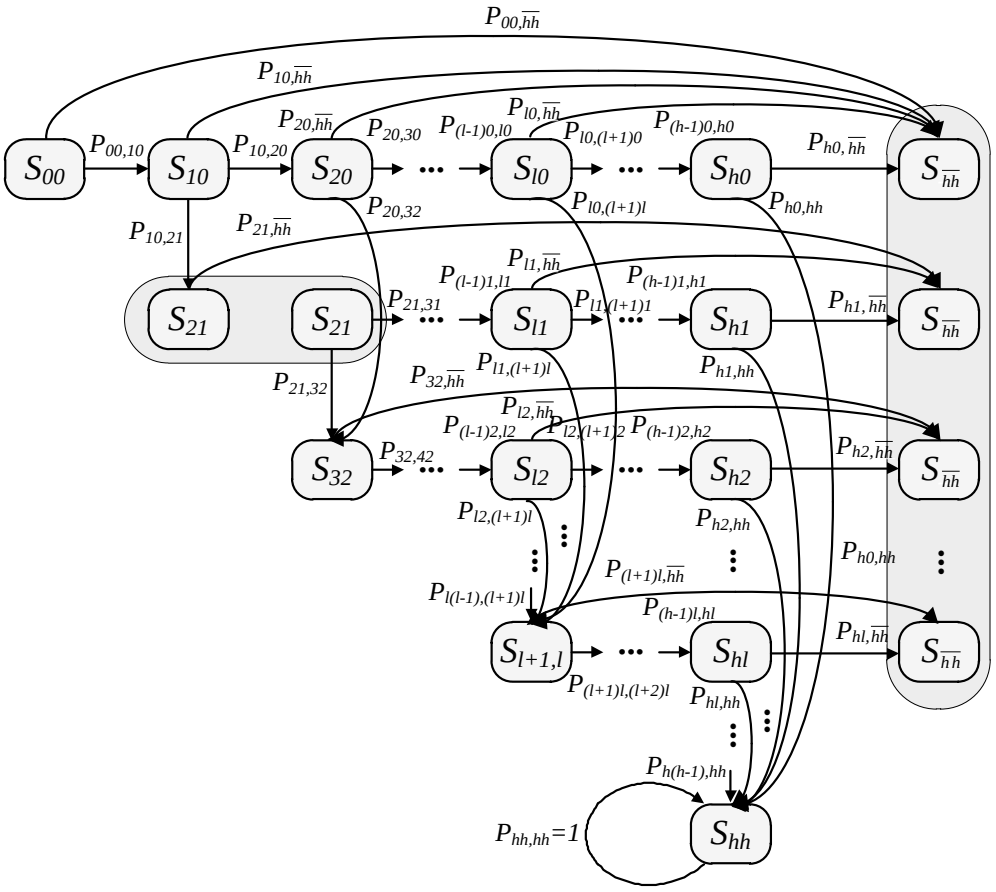
Исходя из изложенного, процесс информационного обмена по установленному *TCP*-соединению является случайным процессом с конечным множеством дискретных состояний и дискретным временем, т.к. состояния процесса изменяются в определенные моменты времени, а именно – при очередной передаче сегмента или выдаче квитанции о том, что сегмент (серия сегментов) принят. Такие процессы, с дискретными состояниями и временем, являются марковскими и хорошо описываются аппаратом конечных марковских цепей (КМЦ).

Случайный процесс, описываемый КМЦ [4, 5], имеет конечное множество состояний S_1, S_2,..., S_n и может переходить из одного состояния i в другое состояние j в дискретные моменты времени t_k (k = 0, 1,..., ∞) с переходными вероятностями p_{ij}. При этом если переходные вероятности p_{ij} ($i, j = \overline{1,n}$) не зависят от времени, то марковская цепь называется однородной.

Формально КМЦ можно представить в виде взвешенного ориентированного графа – графа переходов (см. рисунок). Возможные переходы по цепи показаны на графе при помощи ветвей, промаркированных соответствующими переходными вероятностями и длительностями переходов, измеряемыми в единицах времени.

Если среди состояний цепи имеется хотя бы одно поглощающее состояние, то такая КМЦ называется поглощающей (ПКМЦ). Поглощающая цепь непременно содержит в себе два множества: множество возвратных состояний (эргодическое множество), состоящее, по крайней мере, из одного поглощающего состояния, и множество невозвратных состояний.

В графе, изображенном на рисунке, состояния S_{hh} и $S_{\overline{hh}}$ являются поглощающими, а все остальные состояния – невозвратными.



Граф ПКМЦ процесса доведения h-сегментного окна
по параллельному сетевому тракту в сети связи с ММП

Важной характеристикой КМЦ является зависимость вероятностей ее состояний от количества шагов (переходов) по цепи. Такое изменение описывается известным уравнением Колмогорова – Чепмена (УКЧ) [5]

$$P_{s\langle n\rangle}^{(k)} = P_{s\langle n\rangle}^{(0)} P_{[n,n]}^{k} = P_{s\langle n\rangle}^{k-1} P_{[n,n]}, \qquad (1)$$

где

$$P_{s\langle n\rangle}^{(0)} = \left\langle P_{s_1}^{(0)}, P_{s_2}^{(0)}, ..., P_{s_i}^{\langle 0\rangle}, ..., P_{s_n}^{(0)} \right\rangle \qquad (2)$$

– вектор вероятностей состояний цепи на нулевом шаге;

$P_{s\langle n\rangle}^{k-1}$, $P_{s\langle n\rangle}^{(k)}$ – векторы вероятностей состояний цепи соответственно на $(k-1)$-м и k-м шагах;

$P_{[n,n]}$ – матрица переходных вероятностей (МПВ):

$$P_{[n,\,n]} = \begin{Vmatrix} p_{11} & \cdots & p_{1j} & \cdots & p_{1n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ p_{i1} & \cdots & p_{ij} & \cdots & p_{in} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ p_{n1} & \cdots & p_{nj} & \cdots & p_{nn} \end{Vmatrix}, \qquad (3)$$

где $p_{i,\,j}$ – переходные вероятности КМЦ $(i, j = \overline{1,n})$, каждая из которых есть вероятность перехода процесса из i-го состояния в j-е за один шаг.

В практических приложениях теории КМЦ часто необходимо знать, как меняется вероятность того или иного состояния процесса в реальном масштабе времени. Если длительность шага переходов для всей цепи одинакова и равна $t_{ш}$, то время «блуждания» случайного процесса в течение k шагов будет равно

$$t_k = k t_{ш}. \qquad (4)$$

Если имеет место неоднородность длительности шагов переходов по цепи, то задается матрица шагов переходов (МШП) [5], которая в дальнейшем будет использоваться при нахождении математического ожидания (МО) и дисперсии времени нахождения процесса в невозвратных состояниях:

$$T_{[n,\,n]} = \begin{Vmatrix} t_{11} & \cdots & t_{1j} & \cdots & t_{1n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ t_{i1} & \cdots & t_{ij} & \cdots & t_{in} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ t_{n1} & \cdots & t_{nj} & \cdots & t_{nn} \end{Vmatrix}. \qquad (5)$$

Данные характеристики марковского процесса обычно называют временными характеристиками (ВХ) [5]. Практическая ценность анализируемых величин заключается в том, что они позволяют оценить оперативность достижения случайным процессом эргодического множества и вероятность поглощения (для ПКМЦ) рассматриваемым эргодическим состоянием (состояниями) за определенное количество шагов процесса.

Найдем ВХ процесса, изображенного на рисунке. Представленный на рисунке граф ПКМЦ позволяет формализовать процесс информационного обмена по протоколу TCP, в частности процесс доведения скользящего окна из h сегментов. Отметим, что каждое состояние имеет двойной индекс. Первое число индекса означает, сколько сегментов подряд от начала скользящего окна было принято получателем. Второе число показывает, за какое количество принятых сегментов получены квитанции на стороне отправителя. Нумерация состояний графа изменяется следующим образом: первый индекс увеличивается при переходе по графу состояний слева направо, что соответствует увеличению количества принятых получателем сегментов, второй индекс – при переходе сверху вниз, что соответствует увеличению количества сегментов, за которые получены квитанции отправителем. При этом семантика состояний цепи следующая:

S_{00} – начало передачи сегментов скользящего окна. *TCP*-отправитель передает первый сегмент скользящего окна.

S_{10} – *TCP*-получатель принял первый сегмент от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении первого сегмента. *TCP*-отправитель передает второй сегмент скользящего окна и ожидает получения квитанции за принятый *TCP*-получателем первый сегмент от начала скользящего окна.

S_{20} – *TCP*-получатель принял второй подряд сегмент от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о приеме двух сегментов подряд. *TCP*-отправитель передает третий сегмент скользящего окна. Квитанция о приеме *TCP*-получателем первого сегмента от начала скользящего окна не получена.

S_{l0} – *TCP*-получатель принял l-й подряд сегмент от начала скользящего окна, передает квитанцию *TCP*-отправителю о приеме l сегментов подряд. *TCP*-отправитель передает $(l+1)$-й сегмент скользящего окна. Квитанция о приеме *TCP*-получателем первого сегмента от начала скользящего окна не получена.

S_{h0} – *TCP*-получатель принял *h*-й сегмент подряд от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о приеме *h* сегментов подряд. *TCP*-отправитель передал *h* сегментов скользящего окна. Так как число переданных сегментов сравнялось с числом сегментов скользящего окна, то передача сегментов *TCP*-отправителем остановлена. Квитанция о приеме *TCP*-получателем первого сегмента от начала скользящего окна не получена.

S_{21} – TCP-получатель принял второй сегмент подряд от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении двух сегментов подряд. *TCP*-отправитель получил квитанцию о приеме *TCP*-получателем одного сегмента от начала скользящего окна и передает третий сегмент скользящего окна.

S_{l1} – *TCP*-получатель принял *l*-й сегмент подряд от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении *l* сегментов подряд. *TCP*-отправитель получил квитанцию о приеме *TCP*-получателем одного сегмента от начала скользящего окна и передает (l + 1)-й сегмент скользящего окна.

S_{h1} – TCP-получатель принял *h*-й сегмент подряд от начала скользящего окна, передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении *h* сегментов подряд. *TCP*-отправитель передал *h* сегментов скользящего окна. Так как число переданных сегментов сравнялось с числом сегментов скользящего окна, то передача сегментов *TCP*-отправителем остановлена. Получена квитанция о приеме *TCP*-получателем одного сегмента от начала скользящего окна.

S_{32} – *TCP*-получатель принял третий сегмент подряд от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении трех сегментов подряд. *TCP*-отправитель получил квитанцию о приеме *TCP*-получателем двух подряд сегментов от начала скользящего окна и передает четвертый сегмент скользящего окна.

S_{l2} – *TCP*-получатель принял *l*-й сегмент подряд от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении *l* сегментов подряд. *TCP*-отправитель получил квитанцию о приеме *TCP*-получателем двух сегментов подряд от начала скользящего окна и передает (l + 1)-й сегмент скользящего окна.

S_{h2} – *TCP*-получатель принял *h*-й сегмент подряд от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении *h* сегментов подряд. *TCP*-отправитель передал *h* сегментов скользящего окна. Так как число переданных сегментов сравнялось с числом сегментов скользящего окна, то передача сегментов *TCP*-отправителем остановлена. Получена квитанция о приеме *TCP*-получателем двух сегментов подряд от начала скользящего окна.

$S_{l+1,l}$ – TCP-получатель принял (l + 1)-й сегмент подряд от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении (l + 1) сегментов подряд. *TCP*-отправитель получил квитанцию о приеме *TCP*-получателем *l* подряд сегментов от начала скользящего окна и передает (l + 2)-й сегмент скользящего окна.

S_{hl} – *TCP*-получатель принял *h*-й сегмент подряд от начала скользящего окна и передает квитанцию *TCP*-отправителю о получении *h* сегментов подряд. *TCP*-отправитель передал *h* сегментов скользящего окна. Так как число переданных сегментов сравнялось с числом сегментов скользящего окна, то передача сегментов *TCP*-отправителем остановлена. Получена квитанция о приеме *TCP*-получателем *l* сегментов подряд от начала скользящего окна.

S_{hh} – *TCP*-отправитель получил квитанцию о приеме *TCP*-получателем *h* сегментов подряд от начала скользящего окна. Так как число принятых сегментов сравнялось с числом сегментов скользящего окна, доведение сегментов скользящего окна завершено. Достигнуто поглощающее состояние.

$S_{\overline{hh}}$ – при передаче очередной сегмент (завершающая квитанция) потерян. Квитанция о получении данного сегмента *TCP*-получателем передана не будет. *TCP*-отправитель будет ожидать данную квитанцию до истечения времени таймера повторной передачи, после чего возобновит передачу сегментов скользящего окна, начиная с потерянного. Состояние тайм-аута – поглощающее состояние.

Для краткости будем обозначать передаваемый сегмент как *SGT*, а квитанцию – *ACK*. Вероятности переходов из одного состояния в другое (элементы МПВ) в общем виде будут определяться следующим образом. Переходные вероятности при движении процесса по ПКМЦ слева направо:

$$p_{00,10} = p_{SGT} = \left(1 - p_{0\text{ПСТ}}\right)^{L_{FRM}(SGT)}, \qquad (6)$$

$$p_{ij,\overline{hh}} = 1 - p_{SGT},\ i = \overline{0,h-1};\ j = \overline{0,h-1}, \qquad (7)$$

$$p_{ij,(i+1)j} = p_{SGT}\left(1 - p_{ACK}\right) =$$

$$= p_{SGT}\left(1 - \left(1 - p_{0M}\right)^{L_{FRM}(ACK)}\right),$$

$$i = \overline{1,h-1};\ j = \overline{0,h-1}, \qquad (8)$$

где $p_{0\text{ПСТ}}$ – минимальная приведенная вероятность ошибки на бит (ПВОБ) для данного ПСТ;

p_{0M} – приведенная вероятность ошибки на бит для маршрута передачи квитанций (*ACK*).

Минимальная ПВОБ для ПСТ находится путем решения задачи линейного программирования при известных значениях ПВОБ для m конкурентных маршрутов, составляющих ПСТ, $\{p_{0Mi}\}, i=\overline{1,m}$. Тогда минимум ПВОБ будет достигаться при некотором оптимальном распределении частот (вероятностей) ν_i появления сегмента (кадра) на интерфейсе, закрепленном за i-м маршрутом.

Приведенная ВОБ для i-го маршрута ПСТ или маршрута передачи квитанций (*ACK*) определяется выражением

$$p_{0M}=1-\prod_{j=1}^{rank(M)}\left(1-p_{0j}\right), \qquad (9)$$

где p_{0j} – вероятность ошибки на бит в j-м канале связи, образующем конкурентный маршрут передачи *ACK*.

Переходные вероятности при движении процесса по ПКМЦ сверху вниз:

$$p_{ij,(i+1)i}=p_{SGT}\cdot p_{ACK},\ i=\overline{1,h-1};\ j=\overline{0,h-1}; \qquad (10)$$

$$p_{hj,hh}=p_{ACK},\ j=\overline{0,h-1}. \qquad (11)$$

Вероятности переходов из поглощающих состояний ПКМЦ равны единице.

Переход анализируемого процесса из одного состояния в другое происходит через определенные промежутки времени, называемые шагами процесса (элементы МШП), при этом длительность шага равна либо времени передачи одного сегмента, либо времени передачи квитанции. Шаг процесса для рассматриваемой цепи является неоднородным по вероятности и по времени. Данное обстоятельство обусловлено передачей сегментов по конкурентным маршрутам ПСТ, в общем случае различающимся как вероятностью искажения элементарного символа, так и скоростью информационного обмена. Поэтому МПВ и МШП КМЦ с каждым шагом процесса могут менять значения своих элементов в соответствии с выбранным конкурентным маршрутом передачи сегмента.

Длительность шага процесса для заданного конкурентного маршрута равна времени передачи одного *PPP*-кадра с инкапсулированным в него *IP*-пакетом, который, в свою очередь, содержит один *TCP*-сегмент:

$$t_{\text{ПКМЦ}}=t_{SGT}=\frac{L_{FRM}(SGT)}{\upsilon_{\text{ПСТ}}}, \qquad (12)$$

где $\upsilon_{\text{ПСТ}}$ – пропускная способность ПСТ (бит/с):

$$\upsilon_{\text{ПСТ}}=\sum_{i=1}^{m}\upsilon_{Mi}, \qquad (13)$$

υ_{Mi} – пропускная способность i-го маршрута передачи *TCP*-сегментов (бит/с), определяемая минимальным значением на множестве битовых скоростей каналов связи υ_{Kj}, образующих данный маршрут:

$$\upsilon_{Mi}=\min\left\{\upsilon_{Kj}\right\},\ j=\overline{1,rank\left(M_i\right)}. \qquad (14)$$

Выражение для нахождения шага процесса справедливо при следующем условии:

$$t_{SGT}\geq t_{ACK}=\frac{L_{FRM}(ACK)}{\upsilon_{M}}, \qquad (15)$$

где υ_{M} – пропускная способность маршрута передачи *ACK* (бит/с).

Для удобства разработки программы расчета МПВ, отражающей в табличной форме ПКМЦ, необходимо осуществить свертку двойных индексов состояний графа lr в линейный натуральный индекс n. Правила свертки $S_{lh}\rightarrow S_n$ описываются следующими выражениями:

$$S_{00}\rightarrow S_1,\ S_{hh}\rightarrow S_{0,5h(h+1)+2},$$

$$S_{\overline{hh}}\rightarrow S_{0,5h(h+1)+3}; \qquad (16)$$

$$n(l+1,r)=0,5(2h-l)(l+1)-h+r+1,$$

$$l=\overline{0,h-1};\ r=\overline{l+1,h}. \qquad (17)$$

Известно, что ВХ однородного конечного марковского процесса с поглощающими состояниями и бесконечным количеством шагов можно найти с использованием подходов, приведенных в [5–7]. Однако данный математический аппарат не позволяет корректно оценить дисперсию полного времени, проводимого процессом до поглощения, а также найти искомые характеристики при заданном количестве шагов процесса для однородной ПКМЦ. Случай ПКМЦ, неоднородной по вероятности и времени переходов, в указанных источниках не рассматривался.

В настоящей статье приведен новый метод анализа ВХ рассматриваемого случайного процесса, разработанный автором и лишенный указанных выше недостатков, а в качестве объекта анализа используется ПКМЦ, неоднородная по вероятности и времени переходов.

Данный метод позволяет найти ВХ неоднородного марковского процесса, описываемого ПКМЦ с однородными и неоднородными (в том числе непостоянными) по длительности шагами переходов между состояниями цепи. При этом ВХ могут быть найдены как для неограниченного количества шагов «блуждания», так и для количества шагов, ограниченного заданным значением *k*.

Сущность метода раскроем через приводимые ниже лемму и теоремы.

Лемма о частичной неоднородной фундаментальной матрице $\tilde{N}(k)$, или частично обращенной матрице $I-\vec{Q}$:

$$\tilde{N}(k)=\sum_{i=0}^{k-1}\prod_{j=0}^{i}Q_{(j)}, \qquad (18)$$

где $\vec{Q}$ («ку-вектор») – обобщенное обозначение неоднородной матрицы переходных вероятностей для множества невозвратных состояний Ω;

$Q_{(j)}$ – матрица переходных вероятностей $\vec{Q}$ на *j*-м шаге процесса.

Доказательство. Исходя из свойств неоднородной ПКМЦ очевидно, что средняя длительность *i*-го шага, приводящего процесс в невозвратное состояние S_m, если он на начальном шаге находился в невозвратном состоянии S_n, равна значению вероятности состояния S_m на $(i-1)$-м шаге $P_{S_m}(S_n)_{(i-1)}$, умноженному на *m*-й элемент матрицы средних шагов выхода из невозвратных состояний:

$$\xi(m)=\overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\,T_{\hat{Q}(i)}}, \qquad (19)$$

где $P_{\hat{Q}(i)}$ – матрица переходных вероятностей *P* без строк, соответствующих множеству эргодических состояний $\tilde{\Omega}$, на *i*-м шаге процесса;

$T_{\hat{Q}(i)}$ – матрица шагов переходов *T* без строк, соответствующих множеству эргодических состояний $\tilde{\Omega}$, на *i* -м шаге процесса;

$\overrightarrow{AB}$ – операция выделения главной диагонали матрицы, полученной путем умножения двух матриц одинакового размера *A* и B^T.

Так как фундаментальная матрица *N* определяется при условии $\xi=1$, то с учетом уравнения Колмогорова–Чепмена для неоднородной ПКМЦ множество средних длительностей *i* шагов при $i=\overline{1,k}$ будет равно

$$\left\{t_i(n,m)\right\}_{\substack{i=\overline{1,k}\\ S_n\to S_m}}=\left\{P_{S_m}(S_n)_{(i-1)}\cdot 1\right\}=$$

$$=\left\{Q_{S(0)}(S_n)\times\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right\}, \qquad (20)$$

где $Q_{S(0)}(S_n)$ – вектор распределения вероятностей состояний случайного процесса на начальном этапе при заданном начальном состоянии $S(0)$.

Множество $\left\{Q_{S(0)}(S_n)\right\}_{\forall S_n\in\Omega}$ эквивалентно единичной матрице *I*. Здесь и далее будем рассматривать множества, элементами которых являются вектор-строка или вектор-столбец, как матрицы [4].

Так как $\left\{Q_{S(0)}(S_n)\right\}_{\forall S_n\in\Omega}=I$, то

$$\left\{t_i(n,m)\right\}_{\substack{i=\overline{1,k}\\ \forall S_n\to S_m}}=I\times\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}=\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}. \qquad (21)$$

Среднее время пребывания процесса в состоянии S_m за *k* шагов процесса, если он находился в состоянии S_n, для любых $S_n, S_m\in\Omega$ равно

$$\tilde{N}(k)=\left\{\sum_{i=1}^{k}t_i(n,m)\right\}_{\forall S_n,\,S_m\in\Omega}. \qquad (22)$$

Подставив (21) в (22), получим $\tilde{N}(k)=\sum_{i=1}^{k}\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}=\sum_{i=0}^{k-1}\prod_{j=0}^{i}Q_{(j)}$, что и требовалось доказать.

Так как $\tilde{N}(k)$ является *k*-й частичной суммой ряда, полученного разложением матрицы $N=\left(I-\vec{Q}\right)^{-1}$, то матрицу $\tilde{N}(k)$ назовем частичной неоднородной фундаментальной матрицей, или частично обращенной матрицей $I-\vec{Q}$.

Теорема 1. Математическое ожидание полного времени t (включая начальное положение), которое процесс проводит в невозвратных состояниях за k шагов, равно

$$\tilde{\tau}(k)=\sum_{i=1}^{k}\left[\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}T_{\hat{Q}(i)}}\right]. \qquad (23)$$

Доказательство. По определению

$$M_i\left[t_k\right]\overset{def}{=}\sum_{S_l\in\tilde{\Omega}}p_{il(1)}T_{il(1)}+$$

$$+\sum_{S_l\in\Omega}p_{il(1)}M_l\left[t_{k-1}+T_{il(1)}\right], \qquad (24)$$

откуда

$$M_i\left[t_k\right]=\sum_{S_l}p_{il(1)}T_{il(1)}+\sum_{S_l\in\Omega}p_{il(1)}M_l\left[t_{k-1}\right]. \qquad (25)$$

Покажем, что $\sum_{l=1}^{k}\left[\left(\prod_{j=0}^{l-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(l)}T_{\hat{Q}(l)}}\right]$ является решением уравнения (25), записанным в матричной форме:

$$\left\{M_i\left[t_k\right]\right\}=\overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}T_{\hat{Q}(1)}}+Q_{(1)}\times\left\{M_i\left[t_{k-1}\right]\right\}. \qquad (26)$$

Действительно, так как

$$\left\{M_i\left[t_k\right]\right\}=\sum_{l=1}^{k}\left[\left(\prod_{j=0}^{l-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(l)}T_{\hat{Q}(l)}}\right], \qquad (27)$$

то

$$\left\{M_i\left[t_{k-1}\right]\right\}=\overrightarrow{P_{\hat{Q}(2)}T_{\hat{Q}(2)}}+$$

$$+\sum_{l=2}^{k-1}\left[\left(\prod_{j=2}^{l}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(l+1)}T_{\hat{Q}(l+1)}}\right]. \qquad (28)$$

Подставим (27) и (28) в (26):

$$\sum_{l=1}^{k}\left[\left(\prod_{j=0}^{l-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(l)}T_{\hat{Q}(l)}}\right]=\overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}T_{\hat{Q}(1)}}+Q_{(1)}\times$$

$$\times\left(\overrightarrow{P_{\hat{Q}(2)}T_{\hat{Q}(2)}}+\sum_{l=2}^{k-1}\left[\left(\prod_{j=2}^{l}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(l+1)}T_{\hat{Q}(l+1)}}\right]\right). \qquad (29)$$

Выполним упрощение (29):

$$\overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}T_{\hat{Q}(1)}}+Q_{(1)}\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(2)}T_{\hat{Q}(2)}}+\ldots$$

$$+\left(\prod_{j=1}^{k-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(k)}T_{\hat{Q}(k)}}=$$

$$=\overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}T_{\hat{Q}(1)}}+Q_{(1)}\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(2)}T_{\hat{Q}(2)}}+\ldots$$

$$+\left(\prod_{j=1}^{k-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(k)}T_{\hat{Q}(k)}}, \qquad (30)$$

или

$$\sum_{l=1}^{k}\left[\left(\prod_{j=0}^{l-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(l)}T_{\hat{Q}(l)}}\right]\equiv$$

$$\equiv\sum_{l=1}^{k}\left[\left(\prod_{j=0}^{l-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(l)}T_{\hat{Q}(l)}}\right]. \qquad (31)$$

Анализ выражения (29) показал линейную зависимость $\left\{M_i\left[t_{k-1}\right]\right\}$ от $\left\{M_i\left[t_k\right]\right\}$, поэтому найденное решение является единственным.

Таким образом, доказано, что

$$\tilde{\tau}(k)=M\left[t_k\right]=\sum_{i=1}^{k}\left[\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}T_{\hat{Q}(i)}}\right].$$

Теорема 2. Дисперсия полного времени t (включая начальное положение), которое процесс проводит в невозвратных состояниях за k шагов, равна

$$\tilde{\tau}_2(k)=$$

$$=\begin{cases}\overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}T_{\hat{Q}(1)sq}}-\tilde{\tau}_{sq}(1), & k=1;\\ \sum_{i=1}^{k}\left(\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}T_{\hat{Q}(i)sq}}\right)+\\ +2\sum_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)}\cdot T_{Q(i)}\right]\times\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\tilde{\tau}(k-i)\right)-\\ -\tilde{\tau}_{sq}(k), & k>1,\end{cases} \qquad (32)$$

где $P_{\hat{Q}(1)}$ – матрица переходных вероятностей P без строк, соответствующих множеству эргодических состояний $\tilde{\Omega}$, на первом шаге процесса;

$T_{\hat{Q}(1)sq}$ – матрица шагов переходов T без строк, соответствующих множеству эргодических состояний $\tilde{\Omega}$, на первом шаге процесса, элементы которой возведены в квадрат;

$(\cdot)$ – операция поэлементного умножения матриц;

$T_{Q(i)}$ – матрица шагов переходов T для множества невозвратных состояний Ω на i-м шаге процесса.

Доказательство. По определению

$$\tilde{\tau}_2(k) \overset{def}{=} \left\{D_i\left[t_k\right]\right\} = \left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\} - \left\{M_i^2\left[t_k\right]\right\}. \quad (33)$$

Квадрат математического ожидания случайной величины t_k определен теоремой 1 и выражением

$$\left\{M_i^2\left[t_k\right]\right\} = \tilde{\tau}_{sq}(k). \quad (34)$$

Неизвестная величина $\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\}$ находится из уравнения, представленного в матричной форме:

$$\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\} = \overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\, T_{\hat{Q}(i)sq}} + Q_{(1)} \times$$

$$\times\left\{M_i\left[t_{k-1}^2\right]\right\} + 2\left[Q_{(1)} \cdot T_{Q(1)}\right] \times \tilde{\tau}(k-1). \quad (35)$$

Покажем, что

$$\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\} = \begin{cases} \overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}\, T_{\hat{Q}(1)sq}}, & k = 1; \\ \sum\limits_{i=1}^{k}\left(\left(\prod\limits_{j=0}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\, T_{\hat{Q}(i)sq}}\right) + 2\sum\limits_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)} \cdot T_{Q(i)}\right] \times \left(\prod\limits_{j=0}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \tilde{\tau}(k-i)\right), & k > 1 \end{cases} \quad (36)$$

является решением уравнения (35).

Действительно, $\left\{M_i\left[t_{k-1}^2\right]\right\} = \tilde{\tau}(k-1) = 0$ при $k = 1$.

Следовательно,

$$\left\{M_i\left[t_1^2\right]\right\} = \overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}\, T_{\hat{Q}(1)sq}}. \quad (37)$$

В случае, когда $k > 1$,

$$\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\} = \sum_{i=1}^{k}\left(\left(\prod_{j=0}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\, T_{\hat{Q}(i)sq}}\right) + 2\sum_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)} \cdot T_{Q(i)}\right] \times \left(\prod_{j=0}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \tilde{\tau}(k-i)\right), \quad (38)$$

и

$$\left\{M_i\left[t_{k-1}^2\right]\right\} = \sum_{i=2}^{k}\left(\prod_{j=0,2}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\, T_{\hat{Q}(i)sq}} + 2\sum_{i=2}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)} \cdot T_{Q(i)}\right] \times \left(\prod_{j=0,2}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \tilde{\tau}(k-i)\right). \quad (39)$$

Тогда, подставив (38) и (39) в (35), получим

$$\sum_{i=1}^{k}\left(\left(\prod_{j=0}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\, T_{\hat{Q}(i)sq}}\right) + 2\sum_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)} \cdot T_{Q(i)}\right] \times \left(\prod_{j=0}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \tilde{\tau}(k-i)\right) =$$

$$= \overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}\, T_{\hat{Q}(1)sq}} + Q_{(1)} \times \left(\sum_{i=2}^{k}\left(\prod_{j=0,2}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\, T_{\hat{Q}(i)sq}} + \right.$$

$$\left. + 2\sum_{i=2}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)} \cdot T_{Q(i)}\right] \times \left(\prod_{j=0,2}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \tilde{\tau}(k-i)\right)\right) + 2\left[Q_{(1)} \cdot T_{Q(1)}\right] \times \tilde{\tau}(k-1). \quad (40)$$

Упростим выражение (40):

$$\sum_{i=1}^{k}\left(\left(\prod_{j=0}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\, T_{\hat{Q}(i)sq}}\right) + 2\sum_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)} \cdot T_{Q(i)}\right] \times \left(\prod_{j=0}^{i-1} Q_{(j)}\right) \times \tilde{\tau}(k-i)\right) =$$

$$= \overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}\, T_{\hat{Q}(1)sq}} + Q_{(1)} \times \left(\overrightarrow{P_{\hat{Q}(2)}\, T_{\hat{Q}(2)sq}} + Q_{(2)} \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(3)}\, T_{\hat{Q}(3)sq}} + Q_{(2)} \times Q_{(3)} \times \right.$$

$$\left. \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(4)}\, T_{\hat{Q}(4)sq}} + \ldots + \left(\prod_{j=2}^{k-1} Q_{(j)}\right) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}(k)}\, T_{\hat{Q}(k)sq}} + 2\left[Q_{(2)} \cdot T_{Q(2)}\right] \times \tilde{\tau}(k-2) + \right.$$

$$+2\left[Q_{(3)}\cdot T_{Q(3)}\right]\times Q_{(2)}\times\tilde{\tau}(k-3)+\ldots+2\left[Q_{(k-1)}\cdot T_{Q(k-1)}\right]\times\left(\prod_{j=2}^{k-2}Q_{(j)}\right)\times\tilde{\tau}(1)\Bigg)+$$

$$+2\left[Q_{(1)}\cdot T_{Q(1)}\right]\times\tilde{\tau}(k-1)=\overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}\,T_{\hat{Q}(1)sq}}+Q_{(1)}\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(2)}\,T_{\hat{Q}(2)sq}}+$$

$$+Q_{(1)}\times Q_{(2)}\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(3)}\,T_{\hat{Q}(3)sq}}+\ldots+\left(\prod_{j=1}^{k-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(k)}\,T_{\hat{Q}(k)sq}}+$$

$$+2\left[Q_{(1)}\cdot T_{Q(1)}\right]\times\tilde{\tau}(k-1)+2\left[Q_{(2)}\cdot T_{Q(2)}\right]\times Q_{(1)}\times\tilde{\tau}(k-2)+$$

$$+2\left[Q_{(3)}\cdot T_{Q(3)}\right]\times Q_{(1)}\times Q_{(2)}\times\tilde{\tau}(k-3)+\ldots+2\left[Q_{(k-1)}\cdot T_{Q(k-1)}\right]\times$$

$$\times\left(\prod_{j=1}^{k-2}Q_{(j)}\right)\times\tilde{\tau}(1)=\sum_{i=1}^{k}\left(\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\,T_{\hat{Q}(i)sq}}\right)+2\sum_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)}\cdot T_{Q(i)}\right]\times\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\tilde{\tau}(k-i)\right). \quad (41)$$

То есть

$$\sum_{i=1}^{k}\left(\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}T_{\hat{Q}(i)sq}}\right)+2\sum_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)}\cdot T_{Q(i)}\right]\times\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{j}\right)\times\tilde{\tau}(k-i)\right)\equiv$$

$$\equiv\sum_{i=1}^{k}\left(\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}T_{\hat{Q}(i)sq}}\right)+2\sum_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)}\cdot T_{Q(i)}\right]\times\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{j}\right)\times\tilde{\tau}(k-i)\right). \quad (42)$$

Анализ выражения (40) показал линейную зависимость $\left\{M_i\left[t_{k-1}^2\right]\right\}$ от $\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\}$, поэтому найденное решение является единственным. Таким образом, с учетом выражений (33), (35) и (36) доказано, что

$$\tilde{\tau}_2(k)=\begin{cases}\overrightarrow{P_{\hat{Q}(1)}\,T_{\hat{Q}(1)sq}}-\tilde{\tau}_{sq}(1), & k=1;\\ \sum_{i=1}^{k}\left(\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}(i)}\,T_{\hat{Q}(i)sq}}\right)+2\sum_{i=1}^{k-1}\left(\left[Q_{(i)}\cdot T_{Q(i)}\right]\times\left(\prod_{j=0}^{i-1}Q_{(j)}\right)\times\tilde{\tau}(k-i)\right)-\tilde{\tau}_{sq}(k), & k>1.\end{cases}$$

Таким образом, сформирована методологическая основа для анализа ВХ процессов информационного обмена в сетях передачи данных, в том числе и в сетях связи с ММП, описываемых неоднородными (по вероятности и времени переходов) ПКМЦ с непостоянными по длительности шагами переходов между состояниями цепи. При этом количество шагов процесса может быть как неограниченным, так и ограничиваться заданным значением k.

Литература

1. *Орехов С.Е., Сысоев И.В.* Синтез структуры сети связи с многомерной маршрутизацией пакетов // Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова. – М. : Информпресс-94, 2012. – С. 265–267.

2. *Манн С.* Linux. Администрирование сетей TCP/IP : пер. с англ. – 2-е изд. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2008. – 672 с.

3. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. – СПб. : Питер, 2002. – 672 с.

4. *Кемени Д.Д., Снелл Дж.Л.* Конечные цепи Маркова ; пер. с англ. С.А. Молчанова, Н.Б. Левиной, Я.А. Когана ; под ред. А.А. Юшкевича. – М. : Наука, 1970. – 272 с.

5. *Цимбал В.А.* Качество информационного обмена в сетях передачи данных. Марковский подход: монография. – Серпухов : СВИ РВ, 2009. – 161 с.

6. *Косарева Л.Н., Перивалова Ю.А., Подлегаев А.В., Попов М.Ю., Попова Н.В.* Методика определения ВВХ, ВХ и критических этапов процесса работы оператора АСУ техническим процессом // Сборник докладов междунар. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий». – М. : Информпресс-94, 2013. – С. 70–74.

7. *Цимбал В.А., Вальваков А.М., Попов М.Ю.* Анализ характеристик конечных марковских цепей при разных шагах переходов // Известия института инженерной физики. – 2014. – № 1(31). – С. 53–56.

Статья поступила в редакцию 30 апреля 2014 года

УДК 621.39

МЕТОД АНАЛИЗА ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОДНОРОДНОЙ ПОГЛОЩАЮЩЕЙ КОНЕЧНОЙ МАРКОВСКОЙ ЦЕПИ С НЕПОСТОЯННЫМИ ПО ДЛИТЕЛЬНОСТИ ШАГАМИ ПЕРЕХОДОВ

С.Е. Орехов, к.т.н., зам. нач. кафедры, филиал Военной академии РВСН, e-mail: majorose@mail.ru
С.А. Буланов, инженер, филиал Военной академии РВСН, e-mail: sergejbulanov@rambler.ru

Предложен метод анализа временных характеристик однородной поглощающей конечной марковской цепи с непостоянными по длительности шагами переходов. Количество шагов переходов может быть как неограниченным, так и ограничиваться заданным значением.

Ключевые слова: *поглощающая конечная марковская цепь, временные характеристики марковского процесса, непостоянные по длительности шаги переходов по марковской цепи.*

THE ANALYSIS METHOD OF THE HOMOGENEOUS MARKOV FINITE CHAIN TIME PERFORMANCE BASED ON CHANGEABLE CROSSING STEPS

S.E. Orekhov, Ph.D. in Engineering Sciences, deputy head of chair, the branch of the Strategic Rocket Force Military Academy, e-mail: majorose@mail.ru
S.A. Bulanov, engineer, the branch of the Strategic Rocket Force Military Academy, e-mail: sergejbulanov@rambler.ru

The analysis method of the homogeneous Markov finite chain time performance based on changeable crossing steps is offered. The quantity of crossing steps can be as unlimited, and limited to a preset value.

Keywords*: Markov finite chain, Markov chain time performance, changeable crossing steps through the Markov chain.*

В теории случайных марковских процессов имеется большой класс процессов, называемый конечными марковскими цепями (КМЦ) [1, 2]. Случайный процесс, описываемый КМЦ, имеет конечное множество состояний S_1, S_2, ..., S_n и может переходить из одного состояния i в другое состояние j в дискретные моменты времени $t_k (k = 0, 1, ..., \infty)$ с переходными вероятностями p_{ij}. При этом если переходные вероятности $p_{ij}\left(i, j = \overline{1,n}\right)$ не зависят от времени, то марковская цепь называется однородной. Объектом исследования настоящей статьи являются марковские цепи именно этого типа.

Формально КМЦ можно представить в виде взвешенного ориентированного графа – графа переходов (рис. 1). Возможные переходы по цепи показаны на графе при помощи ветвей, промаркированных соответствующими переходными вероятностями и длительностями переходов, измеряемыми в единицах времени.

Если среди состояний цепи имеется хотя бы одно поглощающее состояние, то такая КМЦ называется поглощающей. Поглощающая цепь непременно содержит в себе два множества: множество возвратных состояний (эргодическое множество), состоящее, по крайней мере, из одного поглощающего состояния, и множество невозвратных состояний. В графе, изображенном на рис. 1, состояние S_3 является поглощающим, состояния S_1 и S_2 – невозвратными.

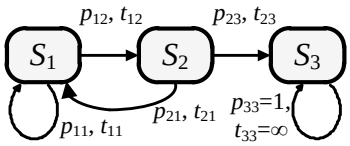


Рис. 1. Граф переходов для варианта ПКМЦ

Важной характеристикой КМЦ является зависимость вероятностей ее состояний от количества шагов (переходов) по цепи. Такое изменение описывается известным уравнением Колмогорова – Чепмена (УКЧ) [2]

$$P^{(k)}_{s\langle n\rangle} = P^{(0)}_{s\langle n\rangle} P^{k}_{[n,n]} = P^{k-1}_{s\langle n\rangle} P_{[n,n]}, \qquad (1)$$

где

$$P^{(0)}_{s\langle n\rangle} = \left\langle P^{(0)}_{s1}, P^{(0)}_{s2}, ..., P^{\langle 0\rangle}_{s_i}, ..., P^{(0)}_{s_n} \right\rangle \qquad (2)$$

– вектор вероятностей состояний цепи на нулевом шаге;

$P_{s\langle n\rangle}^{k-1}$, $P_{s\langle n\rangle}^{(k)}$ – векторы вероятностей состояний цепи соответственно на $(k-1)$-м и k-м шагах;

$P_{[n,n]}$ – матрица переходных вероятностей (МПВ):

$$P_{[n,n]} = \begin{Vmatrix} p_{11} & \cdots & p_{1j} & \cdots & p_{1n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ p_{i1} & \cdots & p_{ij} & \cdots & p_{in} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ p_{n1} & \cdots & p_{nj} & \cdots & p_{nn} \end{Vmatrix}, \qquad (3)$$

где $p_{i,j}$ – переходные вероятности КМЦ $\left(i, j = \overline{1,n}\right)$, каждая из которых есть вероятность перехода процесса из i-го состояния в j-е за один шаг.

В практических приложениях теории КМЦ часто необходимо знать, как меняется вероятность того или иного состояния процесса в реальном масштабе времени. Если длительность шага переходов для всей цепи одинакова и равна $t_{\text{ш}}$, то время «блуждания» случайного процесса в течение k шагов будет равно

$$t_k = kt_{\text{ш}}. \qquad (4)$$

Если имеет место неоднородность длительности шагов переходов по цепи, то задается матрица шагов переходов (МШП) [2], которая в дальнейшем будет использоваться при нахождении математического ожидания (МО) и дисперсии времени нахождения процесса в невозвратных состояниях:

$$T_{[n,n]} = \begin{Vmatrix} t_{11} & \cdots & t_{1j} & \cdots & t_{1n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ t_{i1} & \cdots & t_{ij} & \cdots & t_{in} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ t_{n1} & \cdots & t_{nj} & \cdots & t_{nn} \end{Vmatrix}. \qquad (5)$$

Данные характеристики марковского процесса обычно называют временными характеристиками (ВХ) [2]. Практическая ценность анализируемых величин заключается в том, что они позволяют оценить оперативность достижения случайным процессом эргодического множества и вероятность поглощения (для ПКМЦ) рассматриваемым эргодическим состоянием (состояниями) за определенное количество шагов процесса.

Найдем ВХ процесса, изображенного на рис. 1, для демонстрации основных принципов их расчета.

Следует отметить, что представленный на рис. 1 граф ПКМЦ, например, позволяет формализовать процесс доведения сообщения (пакета данных) по каналу связи с использованием алгоритма решающей обратной связи (РОС). При этом семантика состояний цепи следующая:

S_1 – отправитель осуществляет выдачу в канал связи сообщения длиной $L_{\text{С}}$ со скоростью $V_{\text{ПС}}$, что однозначно определяет длительность данного этапа информационного обмена:

$$t_{\text{ПС}} = \frac{L_{\text{С}}}{V_{\text{ПС}}}. \qquad (6)$$

S_2 – получатель, проверив контрольную сумму принятого сообщения, принимает решение о выдаче в обратный канал связи квитанции, подтверждающей достоверный прием переданного отправителем сообщения. Длительность данного этапа информационного обмена определяется выражением

$$t_{\text{ПКв}} = \frac{L_{\text{Кв}}}{V_{\text{ПКв}}}, \qquad (7)$$

где $L_{\text{Кв}}$ – длина квитанции в битах;

$V_{\text{ПКв}}$ – скорость передачи информации в обратном канале связи (бит/с).

S_3 – отправитель получил не искаженную помехами квитанцию и принимает решение о прекращении сеанса информационного обмена. Время пребывания рассматриваемого процесса в поглощающем состоянии не ограничено.

Исходя из изложенного, переходные вероятности (элементы МПВ) и соответствующие им длительности шагов (элементы МШП) находятся по выражениям (8)–(15):

$$p_{11} = 1 - \left(1 - p_{01}\right)^{L_{\text{С}}}, \qquad (8)$$

где p_{01} – вероятность искажения элементарного символа в прямом канале связи (отправитель–получатель);

$$p_{12} = \left(1 - p_{01}\right)^{L_{\text{С}}}; \qquad (9)$$

$$t_{11} = t_{12} = t_{\text{ПС}}; \qquad (10)$$

$$p_{21} = 1 - \left(1 - p_{02}\right)^{L_{\text{Кв}}}, \qquad (11)$$

где p_{02} – вероятность искажения элементарного символа в обратном канале связи (получатель-отправитель);

$$p_{23} = \left(1 - p_{02}\right)^{L_{\text{Кв}}}; \quad (12)$$

$$t_{21} = t_{23} = t_{\text{ПКв}}; \quad (13)$$

$$p_{33} = 1; \quad (14)$$

$$t_{33} = \infty. \quad (15)$$

Известно, что ВХ однородного конечного марковского процесса с поглощающими состояниями и бесконечным количеством шагов можно найти с использованием подходов, приведенных в [2–4]. Однако данный математический аппарат не позволяет корректно оценить дисперсию полного времени, проводимого процессом до поглощения, а также найти искомые характеристики при заданном количестве шагов процесса для однородной ПКМЦ.

В статье приведен новый метод анализа ВХ рассматриваемого случайного процесса, который был разработан кандидатом технических наук Ореховым С.Е. и лишен указанных выше недостатков. Данный метод позволяет найти ВХ однородного марковского процесса, описываемого ПКМЦ. При этом ВХ могут быть найдены как для неограниченного количества шагов «блуждания», так и для количества шагов, ограниченного заданным значением *k*.

Сущность метода раскроем через приводимые ниже лемму и теоремы.

Лемма о частичной однородной фундаментальной матрице $N(k)$, или частично обращенной матрице $I - Q$

$$N(k) = \sum_{i=0}^{k-1} Q^i, \quad (16)$$

где I – единичная матрица;

Q – матрица переходных вероятностей для множества невозвратных состояний Ω;

k – число шагов случайного процесса.

Доказательство. Из анализа свойств однородной ПКМЦ очевидно, что средняя длительность *i*-го шага, приводящего процесс в невозвратное состояние S_m, если он на начальном шаге находился в невозвратном состоянии S_n, равна значению вероятности состояния на $(i-1)$-м шаге $P_{S_m}\left(S_n\right)_{(i-1)}$, умноженному на средний шаг выхода из S_m, который определяется как

$$\xi_m = \overrightarrow{P_{\hat{Q}}(m) T_{\hat{Q}}(m)}, \quad (17)$$

где $P_{\hat{Q}}(m)$ – *m*-я строка матрицы переходных вероятностей P без строк, соответствующих множеству эргодических состояний $\tilde{\Omega}$;

$T_{\hat{Q}}(m)$ – *m*-я строка матрицы шагов переходов T без строк, соответствующих множеству эргодических состояний $\tilde{\Omega}$;

$\overrightarrow{AB}$ – операция выделения главной диагонали матрицы, полученной путем умножения двух матриц одинакового размера A и B^T.

Так как фундаментальная матрица N определяется при условии $\xi_m = 1$, то множество средних длительностей *i* шагов при $i = \overline{1,k}$ равно

$$\left\{t_i(n,m)\right\}_{\substack{i=\overline{1,k} \\ S_n \to S_m}} = \left\{P_{S_m}\left(S_n\right)_{(i-1)} \cdot 1\right\} = \left\{Q_{S(0)}\left(S_n\right) \times Q^{i-1}\right\}, \quad (18)$$

где $Q_{S(0)}\left(S_n\right)$ – вектор распределения вероятностей состояний случайного процесса на начальном этапе при заданном начальном состоянии $S(0)$.

Множество $\left\{Q_{S(0)}\left(S_n\right)\right\}_{\forall S_n \in \Omega}$ эквивалентно единичной матрице I. Здесь и далее будем рассматривать множества, элементами которых являются вектор-строка или вектор-столбец, как матрицы [1]. Следовательно, (18) примет вид

$$\left\{t_i(n,m)\right\}_{\substack{i=\overline{1,k} \\ \forall S_n \to S_m}} = I \times Q^{i-1} = Q^{i-1}. \quad (19)$$

Среднее время пребывания процесса в состоянии S_m за k шагов процесса, если он находился в состоянии S_n для любых $S_n, S_m \in \Omega$, равно

$$N(k) = \left\{\sum_{i=1}^{k} t_i(n,m)\right\}_{\forall S_n, S_m \in \Omega}. \quad (20)$$

Подставив (19) в (20), получим $N(k) = \sum_{i=1}^{k} Q^{i-1} = \sum_{i=0}^{k-1} Q^i$, что и требовалось доказать.

Так как $N(k)$ является k-й частичной суммой ряда, полученного разложением матрицы $N = (I - Q)^{-1}$, то матрицу $N(k)$ назовем частичной однородной фундаментальной матрицей, или частично обращенной матрицей $I - Q$.

Теорема 1. Математическое ожидание полного времени t (включая начальное положение),

которое процесс проводит в невозвратных состояниях за k шагов, равно

$$\tau(k) = N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}}}. \qquad (21)$$

Доказательство. По определению

$$M_i\left[t_k\right] \overset{def}{=} \sum_{S_l \in \tilde{\Omega}} p_{il}\, T_{il} + \sum_{S_l \in \Omega} p_{il}\, M_l\left[t_{k-1} + T_{il}\right], \qquad (22)$$

откуда

$$M_i\left[t_k\right] = \sum_{S_l} p_{il}\, T_{il} + \sum_{S_l \in \Omega} p_{il}\, M_l\left[t_{k-1}\right]. \qquad (23)$$

Покажем, что $N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}}}$ является решением уравнения (23), записанным в матричной форме:

$$\left\{M_i\left[t_k\right]\right\} = \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}}} + Q \times \left\{M_i\left[t_{k-1}\right]\right\}. \qquad (24)$$

Действительно, согласно лемме, $N(k) = \sum_{j=0}^{k-1} Q^j$, тогда (24) примет вид

$$\left[\sum_{j=0}^{k-1} Q^j\right] \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}}} = \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}}} +$$

$$+ Q \times \left(\left[\sum_{j=0}^{k-2} Q^j\right] \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}}}\right). \qquad (25)$$

разделим обе части уравнения (25) на $\overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}}}$:

$$\sum_{j=0}^{k-1} Q^j = I + Q \times \sum_{j=0}^{k-2} Q^j, \qquad (26)$$

или

$$\sum_{j=0}^{k-1} Q^j = I + Q + Q^2 + \ldots + Q^{k-1}, \qquad (27)$$

т.е.

$$\sum_{j=0}^{k-1} Q^j \equiv \sum_{j=0}^{k-1} Q^j. \qquad (28)$$

анализ выражения (25) показал линейную зависимость $\left\{M_i\left[t_{k-1}\right]\right\}$ от $\left\{M_i\left[t_k\right]\right\}$, поэтому найденное решение является единственным. Таким образом, доказано, что $\tau(k) = \left\{M_i\left[t_k\right]\right\} = N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}}}$.

Теорема 2. Дисперсия полного времени t (включая начальное положение), которое процесс проводит в невозвратных состояниях за k шагов, равна

$$\tau_2(k) = \begin{cases} \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}\,sq}} - \tau_{sq}(1), & k = 1; \\ N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}\,sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \sum_{j=0}^{k-2} \left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right) - \tau_{sq}(k), & k > 1, \end{cases} \qquad (29)$$

где $T_{\hat{Q}\,sq}$ – матрица шагов переходов T без строк, соответствующих состояниям из множества $\tilde{\Omega}$, элементы которой возведены в квадрат;

$\tau_{sq}(k)$ – матрица $\tau(k)$, элементы которой возведены в квадрат;

$(\cdot)$ – операция поэлементного умножения матриц;

T_Q – матрица шагов переходов для множества невозвратных состояний Ω.

Доказательство. По определению

$$\tau_2(k) \overset{def}{=} \left\{D_i\left[t_k\right]\right\} = \left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\} - \left\{M_i^2\left[t_k\right]\right\}. \qquad (30)$$

Квадрат математического ожидания случайной величины t_k определен теоремой 1 и выражением:

$$\left\{M_i^2\left[t_k\right]\right\} = \tau_{sq}(k). \qquad (31)$$

Определим неизвестную величину $\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\}$ при помощи аналогичных рассуждений, приведенных в доказательстве теоремы 1:

$$M_i\left[t_k^2\right] = \sum_{S_l \in \tilde{\Omega}} p_{il} T_{il}^2 + \sum_{S_l \in \Omega} p_{il} M_l\left[\left(t_{k-1} + T_{il}\right)^2\right], \qquad (32)$$

или

$$M_i\left[t_k^2\right] = \sum_{S_l \in \tilde{\Omega}} p_{il} T_{il}^2 +$$

$$+ \sum_{S_l \in \Omega} p_{il} M_l\left[\left(t_{k-1}^2 + 2t_{k-1} T_{il} + T_{il}^2\right)\right] = \sum_{S_l} p_{il} T_{il}^2 +$$

$$+ \sum_{S_l \in \Omega} p_{il} M_l\left[t_{k-1}^2\right] + 2 \sum_{S_l \in \Omega} p_{il} T_{il} M_l\left[t_{k-1}\right]. \qquad (33)$$

Запишем выражение (33) в матричной форме:

$$\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\} = \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}\, sq}} + Q \times \left\{M_i\left[t_{k-1}^2\right]\right\} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \tau(k-1). \quad (34)$$

Покажем, что

$$\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\} = \begin{cases} \overrightarrow{P_{\hat{Q}} T_{\hat{Q}\, sq}}, & \text{при } k = 1; \\ N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \sum\limits_{j=0}^{k-2}\left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right) & \text{при } k > 1 \end{cases} \quad (35)$$

является решением уравнения (34).

Действительно, $\left\{M_i\left[t_{k-1}^2\right]\right\} = \tau(k-1) = 0$ при $k = 1$. Следовательно,

$$\left\{M_i\left[t_1^2\right]\right\} = \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}}. \quad (36)$$

В случае, когда $k > 1$,

$$\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\} = N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \sum_{j=0}^{k-2}\left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right), \quad (37)$$

$$\left\{M_i\left[t_{k-1}^2\right]\right\} = N(k-1) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \sum_{j=0}^{k-3}\left(Q^j \times \tau\left(k-2-j\right)\right). \quad (38)$$

Тогда, подставив (37) и (38) в уравнение (34), получим

$$N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \sum_{j=0}^{k-2}\left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right) = \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + Q \times \left(N(k-1) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \sum_{j=0}^{k-3}\left(Q^j \times \tau\left(k-2-j\right)\right)\right) + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \tau(k-1). \quad (39)$$

Упростим выражение (39):

$$N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \sum_{j=0}^{k-2}\left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right) = \left(I + Q \times N(k-1)\right) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \left(\tau(k-1) + Q \times \sum_{j=0}^{k-3}\left(Q^j \times \tau\left(k-2-j\right)\right)\right). \quad (40)$$

Согласно лемме, $N(k) = \sum\limits_{j=0}^{k-1} Q^j$, или

$$N(k) = I + Q \times \sum_{j=0}^{k-2} Q^j = I + Q \times N(k-1). \quad (41)$$

Следовательно, с учетом (41) выражение (40) примет вид

$$N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \sum_{j=0}^{k-2}\left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right) = N(k) \times \overrightarrow{P_{\hat{Q}}\, T_{\hat{Q}sq}} + 2\left[Q \cdot T_Q\right] \times \left(\tau(k-1) + Q \times \sum_{j=0}^{k-3}\left(Q^j \times \tau\left(k-2-j\right)\right)\right) \Leftrightarrow \quad (42)$$

$$\sum_{j=0}^{k-2}\left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right) = \tau(k-1) + Q \times \sum_{j=0}^{k-3}\left(Q^j \times \tau\left(k-2-j\right)\right), \quad (43)$$

или

$$\sum_{j=0}^{k-2}\left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right) \equiv \equiv \sum_{j=0}^{k-2}\left(Q^j \times \tau\left(k-1-j\right)\right). \quad (44)$$

Анализ выражения (39) показал линейную зависимость $\left\{M_i\left[t_{k-1}^2\right]\right\}$ от $\left\{M_i\left[t_k^2\right]\right\}$, поэтому найденное решение является единственным. Таким образом, с учетом выражений (30), (31) и (35) доказано, что

$$\tau_2(k)=\begin{cases}\overrightarrow{P_{\hat{Q}}\,T_{\hat{Q}sq}}-\tau_{sq}(1), & k=1;\\ N(k)\times\overrightarrow{P_{\hat{Q}}\,T_{\hat{Q}sq}}+2\left[Q\cdot T_Q\right]\times\sum_{j=0}^{k-2}\left(Q^j\times\tau\left(k-1-j\right)\right)-\tau_{sq}(k), & k>1.\end{cases}$$

Верификация предлагаемых С.Е. Ореховым методов оценки ВХ случайных процессов осуществлялась аналитически (в процессе доказательств леммы и теорем), а также численно на программной модели, разработанной С.А. Булановым. Данная программа позволяет находить математическое ожидание и дисперсию попадания случайного процесса в поглощающее состояние при большом количестве шагов процесса, что стремится к математическому ожиданию и дисперсии «блуждания» случайного процесса в невозвратных состояниях [1].

Особенностью программы является формирование множества маршрутов, ведущих из каждого состояния процесса в любое другое, и оценка искомых характеристик попадания процесса из начального состояния в поглощающее на основе полного перебора длительностей и вероятностей выбора этих маршрутов.

Множество всех маршрутов, ведущих из любого состояния случайного процесса S_i в любое другое состояние S_j, можно разделить на маршруты, состоящие из одного шага перехода (одноранговый маршрут), двух, трех и т.д. до бесконечного количества шагов переходов.

Одноранговый маршрут можно получить, используя матрицу непосредственных связей $D_{[n,n]}=D^1=\left\|d_{i,j}^{(1)}\right\|$, элемент которой $d_{i,j}^{(1)}$ указывает на наличие связи (перехода) из состояния S_i в состояние S_j [5]. Если возвести матрицу D^1 в квадрат, получим $D^2=D^1\times D^1$. Тогда элемент такой матрицы будет иметь вид

$$d_{i,j}^{(2)}=\sum_{k=1}^{n}d_{i,k}^{(1)}\,d_{k,j}^{(1)}=$$

$$=d_{i,1}^{(1)}\,d_{1,j}^{(1)}+d_{i,2}^{(1)}\,d_{2,j}^{(1)}+\ldots+d_{i,n}^{(1)}\,d_{n,j}^{(1)}. \qquad (45)$$

Интерпретируя умножение как последовательное, а сложение – как параллельное соединения переходов, легко понять, что произведение $d_{i,k}^{(1)}\,d_{k,j}^{(1)}$ соответствует двухранговому маршруту (т. е. маршруту, проходящему через два перехода случайного процесса) из состояния S_i в состояние S_j через состояние S_k, а сумма произведений соответствует нескольким двухранговым маршрутам. Для практических расчетов такое суммирование будет не вполне корректным, т.к. необходимо учитывать каждый маршрут индивидуально. Поэтому вместо суммирования целесообразно будет формировать множество, содержащее произведения $d_{i,k}^{(1)}\,d_{k,j}^{(1)}$, как множество двухранговых маршрутов из состояния S_i в состояние S_j. В дальнейшем будем записывать такое множество как

$$\left\{d_{i,j}^{(2)}\mid d_{i,j}^{(2)}=d_{i,k}^{(1)}\,d_{k,j}^{(1)},\,k=\overline{1,n}\right\}, \qquad (46)$$

а мощность такого множества – как

$$card\left\{d_{i,j}^{(2)}\right\}. \qquad (47)$$

Тогда матрица D^2 будет иметь вид

$$D^2=\begin{Vmatrix}\left\{d_{1,1}^{(2)}\right\} & \ldots & \left\{d_{1,k}^{(2)}\right\} & \ldots & \left\{d_{1,n}^{(2)}\right\}\\ \vdots & & \vdots & & \vdots\\ \left\{d_{k,1}^{(2)}\right\} & \ldots & \left\{d_{k,k}^{(2)}\right\} & \ldots & \left\{d_{k,n}^{(2)}\right\}\\ \vdots & & \vdots & & \vdots\\ \left\{d_{n,1}^{(2)}\right\} & \ldots & \left\{d_{n,k}^{(2)}\right\} & \ldots & \left\{d_{n,n}^{(2)}\right\}\end{Vmatrix}. \qquad (48)$$

При возведении матрицы D в r-ю степень, учитывая указанные выше особенности, получим матрицу $D^r=D^{r-1}\times D^1$, элемент которой $\left\{d_{i,j}^{(r)}\right\}$ будет множеством r-ранговых «маршрутов» из состояния S_i в состояние S_j:

$$D^r=\begin{Vmatrix}\left\{d_{1,1}^{(r)}\right\} & \ldots & \left\{d_{1,k}^{(r)}\right\} & \ldots & \left\{d_{1,n}^{(r)}\right\}\\ \vdots & & \vdots & & \vdots\\ \left\{d_{k,1}^{(r)}\right\} & \ldots & \left\{d_{k,k}^{(r)}\right\} & \ldots & \left\{d_{k,n}^{(r)}\right\}\\ \vdots & & \vdots & & \vdots\\ \left\{d_{n,1}^{(r)}\right\} & \ldots & \left\{d_{n,k}^{(r)}\right\} & \ldots & \left\{d_{n,n}^{(r)}\right\}\end{Vmatrix}. \qquad (49)$$

Длительность таких маршрутов можно определить как сумму длительностей шагов переходов процесса из начального состояния в конечное через все промежуточные. Так, для одно-

рангового маршрута можно использовать МШП (5), которую обозначим T^1. Матрица длительностей двухранговых маршрутов T^2 будет сформирована по правилу

$$t_{i,j}^{(2)} = t_{i,k}^{(1)} + t_{k,j}^{(1)}, \qquad (50)$$

где элементы из множества $\left\{t_{i,j}^{(2)}\right\}$ будут получаться как суммы элементов, соответствующих элементам из множества $\left\{d_{i,j}^{(2)}\right\}$. Тогда матрица r-й степени T^r будет иметь вид

$$T^r = \begin{Vmatrix} \left\{t_{1,1}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{t_{1,k}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{t_{1,n}^{(r)}\right\} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \left\{t_{k,1}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{t_{k,k}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{t_{k,n}^{(r)}\right\} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \left\{t_{n,1}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{t_{n,k}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{t_{n,n}^{(r)}\right\} \end{Vmatrix}, \qquad (51)$$

а ее элементы равны

$$\left\{ t_{i,j}^{(r)} \mid t_{i,j}^{(r)} = \underbrace{t_{i,k}^{(1)} + t_{k,l}^{(1)} + \ldots + t_{m,j}^{(1)}}_{r \text{ слагаемых}} \right\}. \qquad (52)$$

Вероятности выбора маршрутов, ведущих из любого состояния случайного процесса S_i в любое другое состояние S_j, можно определить как произведение вероятностей последовательных переходов из состояния в состояние по цепочке, определенной в элементе $\left\{d_{i,j}^{(r)}\right\}$. Для одноранговых маршрутов можно воспользоваться матрицей переходных вероятностей (3), обозначаемой P^1, а для r-ранговых маршрутов матрица P^r будет иметь вид

$$P^r = \begin{Vmatrix} \left\{p_{1,1}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{p_{1,k}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{p_{1,n}^{(r)}\right\} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \left\{p_{k,1}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{p_{k,k}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{p_{k,n}^{(r)}\right\} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \left\{p_{n,1}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{p_{n,k}^{(r)}\right\} & \cdots & \left\{p_{n,n}^{(r)}\right\} \end{Vmatrix}, \qquad (53)$$

где элемент $p_{i,j}^{(r)}$ определяется выражением

$$\left\{ p_{i,j}^{(r)} \mid p_{i,j}^{(r)} = \underbrace{p_{i,k}^{(1)} \cdot p_{k,l}^{(1)} \times \ldots \times p_{m,j}^{(1)}}_{r \text{ множителей}} \right\}. \qquad (54)$$

В результате нахождения всех маршрутов из любого состояния S_i в любое другое состояние S_j и соответствующих им вероятностей и длительностей шагов переходов для достаточно большого количества шагов случайного процесса r получаем искомые математическое ожидание и дисперсию попадания случайного процесса из начального состояния в поглощающее. Математическое ожидание будет определяться по формуле

$$M\left[t_{1,n}\right] = \sum_{i=1}^{r}\left(\sum_{\forall d_{1,n}^{(i)} \in \left\{d_{1,n}^{(i)}\right\}} \left(t_{1,n}^{(i)}\, p_{1,n}^{(i)} \right) \right), \qquad (55)$$

где $t_{1,n}^{(i)}\, p_{1,n}^{(i)}$ – попарное произведение элемента из множества $\left\{t_{1,n}^{(i)}\right\}$ и соответствующего элемента из множества $\left\{p_{1,n}^{(i)}\right\}$, а дисперсия – по формуле

$$\begin{aligned} D\left[t_{1,n}\right] &= M\left[\left(t_{1,n}\right)^2\right] - M^2\left[t_{1,n}\right] = \\ &= \sum_{i=1}^{r}\left(\sum_{\forall d_{1,n}^{(i)} \in \left\{d_{1,n}^{(i)}\right\}} \left(\left(t_{1,n}^{(i)}\right)^2 p_{1,n}^{(i)} \right) \right) - \\ &- \left(\sum_{i=1}^{r}\left(\sum_{\forall d_{1,n}^{(i)} \in \left\{d_{1,n}^{(i)}\right\}} \left(t_{1,n}^{(i)}\, p_{1,n}^{(i)} \right) \right) \right)^2, \end{aligned} \qquad (56)$$

где $\left(t_{1,n}^{(i)}\right)^2 p_{1,n}^{(i)}$ – попарное произведение возведенного в квадрат элемента из множества $\left\{t_{1,n}^{(i)}\right\}$ и соответствующего элемента из множества $\left\{p_{1,n}^{(i)}\right\}$.

Для того чтобы вычислить ВХ для количества шагов, ограниченных заданным значением k, необходимо пересчитывать значения $p_{1,n}^{(i)}$ с учетом дополнительного условия

$$\sum_{i=1}^{k}\left(\sum_{\forall d_{1,n}^{(i)} \in \left\{d_{1,n}^{(i)}\right\}} p_{1,n}^{(i)} \right) = 1. \qquad (57)$$

Результаты, вычисленные в программной модели по формулам (55), (56) с учетом условия (57), совпадают с результатами вычислений ВХ по теоремам 1, 2. При этом точность значений,

полученных на основе рассмотренных подходов, составила менее 10^{-5}.

Таким образом, сформирована методологическая основа для анализа ВХ процессов информационного обмена в сетях передачи данных, описываемых однородными ПКМЦ, как для неограниченного количества шагов процесса, так и для количества шагов, ограниченного заданным значением k.

Литература

1. *Дж. Джон Кемени, Дж. Лори Снелл.* Конечные цепи Маркова. – М. : Изд-во «Наука», 1970. – 272 с. – Пер. с англ. С.А. Молчанова, Н.Б. Левиной, Я.А. Когана ; под ред. А.А. Юшкевича.

2. *Цимбал В.А.* Качество информационного обмена в сетях передачи данных. Марковский подход : Монография. – Серпухов : СВИ РВ, 2009. – 161 с.

3. *Косарева Л.Н., Косарева Л.Н., Перивалова Ю.А., Подлегаев А.В., Попов М.Ю., Попов Н.В.* Методика определения ВВХ, ВХ и критических этапов процесса работы оператора АСУ техническим процессом // Сборник докладов междунар. конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий». – М. : Информпресс-94, 2013. – С. 70–74.

4. *Цимбал В.А., Вальваков А.М., Попов М.Ю.* Анализ характеристик конечных марковских цепей при разных шагах переходов // Известия института инженерной физики. – 2014. – № 1(31). – С. 53–56.

5. *Лазарев В.Г., Лазарев Ю.В.* Динамическое управление потоками информации в сетях связи. – М. : Изд-во «Радио и связь», 1983. – 216 с.

Статья поступила в редакцию 30 апреля 2014 г.

УДК 537.86:519.2

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ НЕИЗВЕСТНЫХ КВАЗИДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

М.П. Сличенко, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: asp2010@mail.ru

Синтезировано решающее правило многоканального энергетического обнаружителя. Получены точные выражения для характеристик обнаружения детерминированных и квазидетерминированных радиосигналов на фоне гауссовских коррелированных канальных шумов.

Ключевые слова: *матрица ковариации, многоканальное энергетическое обнаружение, отношение сигнал–шум, решающая статистика, характеристики обнаружения.*

MULTICHANNEL ENERGY DETECTOR OF THE UNKNOWN QUASIDETERMINED RADIO SIGNALS

M.P. Slichenko, senior research engineer, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: asp2010@mail.ru

The solving rule of a multichannel energy detector is synthesized. Exact expressions for performances of detection of the determined and quasidetermined radio signals against the correlated gaussian channel noise are gained.

Key words: *correlation matrix, multichannel energy detection, signal-to-noise ratio, solving statistics, detection performances.*

В настоящее время теория энергетического обнаружения (ЭО) радиосигналов достаточно бурно развивается, о чем свидетельствуют многочисленные зарубежные [1–7] и отечественные [8–14] исследования. В указанных работах проанализирован закон распределения решающей статистики энергетического обнаружителя в условиях сложной помеховой обстановки и априорной неопределенности различного уровня. Рассмотрены случаи обнаружения как детерминированных, так и стохастических радиосигналов на фоне в общем случае коррелированного шума. Однако в большинстве работ рассматривается одноканальное ЭО.

Большинство реальных измерительных радиотехнических систем имеют несколько пространственно разнесенных каналов приема. В связи с этим исследования в области многоканального ЭО радиосигналов неизвестной формы являются актуальными и практически важными. Задачу многоканального ЭО зачастую решают методом декомпозиции, рассматривая систему из нескольких параллельно включенных ЭО. Например, в [14] данным методом решается задача ЭО сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Фильтр каждого канала обнаружителя настроен на свой частотный диапазон, соответствующий частотам группового набора [15]. При этом под многоканальным ЭО понимается обнаружение радиосигнала в каждом канале системы и формирование окончательного решения о наличии сигнала в соответствии с некоторым решающим правилом. Ввиду специфики класса обнаруживаемых сигналов данная структура многоканального ЭО является оправданной и способствует повышению эффективности обнаружения сигналов неизвестной формы [14–15].

Однако в общем случае использование указанного метода декомпозиции не является адекватным структуре реальной пространственно многоканальной измерительной системы, в частности при обнаружении неизвестного сигнала многоканальной системой, выходы антенной системы которой подключены ко входам многоканального радиоприемника с взаимно синфазными каналами [16–17]. Зачастую характеристики антенной системы в реальных условиях ее функционирования также являются неизвестными, а наличие шумовых эфирных излучений приводит к коррелированности канальных шумов [18]. В этом случае формирование решающей статистики вида суммы выходных напряжений канальных ЭО без учета элементов матрицы ковариации канальных шумов неадекватно реальной сигнально-помеховой обстановке и приводит к ухудшению характеристик обнаружения.

Целью настоящей работы является синтез решающего правила многоканального энергетического обнаружения радиосигналов с учетом взаимной корреляции канальных шумов и полу-

чение точных аналитических выражений для характеристик обнаружения.

Постановка задачи

Предположим, что имеется M пространственно разнесенных каналов приема, в каждом из которых находятся идентичные идеальные полосовые фильтры с прямоугольной передаточной характеристикой $\Pi(f)$ вида

$$\Pi(f)=\begin{cases}1, & |f-f_0|\le \Delta f/2,\\ 0, & |f-f_0|>\Delta f/2,\end{cases}$$

где f_0 и Δf – соответственно несущая частота и ширина полосы частот обнаруживаемого сигнала. Выходной сигнал полосового фильтра в m-м пространственном канале ($m=\overline{0,M-1}$) на r-м ($r=\overline{0,R-1}$) интервале времени наблюдения $\left[t_{0,r},\ t_{0,r}+T\right]$ представим в виде аддитивной смеси:

$$\dot{u}_m^{(r)}(t)=\vartheta\dot{s}_m^{(r)}(t)+\dot{n}_m^{(r)}(t),$$

$$t\in\left[t_{0,r},t_{0,r}+T\right], \qquad (1)$$

$$\dot{s}_m^{(r)}(t)=\dot{A}_r\dot{S}_m(t)\exp\left(2\pi f_0 t\right), \qquad (2)$$

где $\dot{A}_r=a_r\exp\left(j\phi_{0,r}\right)$; a_r и $\phi_{0,r}$ – соответственно амплитуда и начальная фаза сигнала на r-м интервале наблюдения;

$$\dot{S}_m(t)=\int_{-\infty}^{t}\dot{G}(\tau)\dot{h}_m(t-\tau)d\tau,$$

$\dot{G}(t)$ – комплексная огибающая радиосигнала на входе антенно-фидерных трактов многоканальной системы; $\dot{h}_m(t)$ – импульсная характеристика m-го канала приема; ϑ – бинарный индекс, совпадающий с индексом справедливой гипотезы о наличии (гипотеза H_1) либо отсутствии (гипотеза H_0) обнаруживаемого сигнала в смеси (1); $\dot{n}_m(t)$ – профильтрованный гауссовский белый шум m-го пространственного канала, имеющий постоянную в пределах полосы пропускания фильтра одностороннюю спектральную плотность мощности $N_{0,m}$.

Комплексная огибающая $\dot{U}_m^{(r)}(t)$ напряжения $\dot{u}_m^{(r)}(t)$ имеет финитный низкочастотный спектр Фурье, локализованный в области $\left[0,\Delta f/2\right)$. Ввиду финитности спектра огибающие входных смесей (1) на каждом интервале времени наблюдения в соответствии с теоремой отсчетов Котельникова полностью определяются совокупностью своих эквидистантных отсчетов $\dot{U}_m^{(r)}\left(q/\Delta f+t_{0,r}\right)$, где $q=\overline{0,Q-1}$, $Q=\left[T\Delta f\right]+1$, [*] – оператор взятия наименьшего ближайшего целого.

Шумы различных каналов будем считать стационарно связанными с функцией взаимной корреляции огибающих $\dot{B}_{m,p}(\tau)$, $m,p=\overline{0,M-1}$. Ввиду постоянства спектральной плотности мощности шума в полосе пропускания фильтра каждого m-го канала, значения функции автокорреляции в отсчетных точках $\dot{B}_{m,m}\left(k/\Delta f\right)=0$ для всех целых $k\ne 0$. Поэтому отсчеты $\dot{U}_m^{(r)}\left(q/\Delta f+t_{0,r}\right)$ каждого пространственного канала являются взаимно некоррелированными. Так как отсчеты $\dot{U}_m^{(r)}\left(q/\Delta f+t_{0,r}\right)$ являются гауссовскими величинами, то из их некоррелированности следует также статистическая независимость данных отсчетов.

В качестве наблюдаемых данных будем рассматривать совокупность $\mathfrak{R}=\left\{\dot{U}_r^{(q)}\right\}$ векторов $\dot{U}_r^{(q)}=\left\{\dot{U}_m^{(r)}\left(q/\Delta f+t_{0,r}\right)\right\}$, $m=\overline{0,M-1}$, отсчетов комплексных огибающих выходных напряжений фильтров всех пространственных каналов. Все векторы $\dot{U}_r^{(q)}$ являются одинаково распределенными с матрицей ковариации $\dot{\mathbf{K}}=\left\{B_{n,m}(0)\right\}$, $n,m=\overline{0,M-1}$. Элементы данной матрицы есть значения функций взаимной ковариации комплексных огибающих шумов различных пространственных каналов, вычисленные при нулевом относительном временном сдвиге.

Отсчеты напряжений на выходах фильтров различных каналов m и p, взятые в разные моменты времени, будем считать независимыми, что означает выполнение равенства $B_{m,p}\left(k/\Delta f\right)=0$ для всех целых $k\ne 0$. Тогда функции правдоподобия наблюдаемых данных $\mathfrak{R}$ для гипотез наличия (H_1) и отсутствия (H_0) обнаруживаемого радиосигнала в серии наблюдений имеют вид многомерных гауссовских плотностей распределения вероятности (ПРВ) [19]:

$$W\left(\Re\middle|\mathrm{H}_1\right)=\pi^{-MQR}\left|\dot{\mathbf{K}}\right|^{-QR}\ \mathrm{etr}\left[-\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{r=0}^{R-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}-\dot{A}_r\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}-\dot{A}_r\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^H\right], \quad (3)$$

$$W\left(\Re\middle|\mathrm{H}_0\right)=\pi^{-MQR}\left|\dot{\mathbf{K}}\right|^{-QR}\ \mathrm{etr}\left[-\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{r=0}^{R-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\right)^H\right], \quad (4)$$

где $\dot{\mathbf{S}}^{(m)}=\left\{\dot{S}_m\left(q/\Delta f+t_{0,r}\right)\right\}$ – вектор отсчетов огибающей обнаруживаемого сигнала в r-м интервале наблюдения, $m=\overline{0,M-1}$; $\left|\dot{\mathbf{K}}\right|$ – определитель матрицы $\dot{\mathbf{K}}$; $\mathrm{etr}[\cdot]\equiv\exp[\mathrm{Tr}(\cdot)]$, $\mathrm{Tr}(\cdot)$ и $(\cdot)^H$ – операторы следа и эрмитова сопряжения матрицы соответственно.

С учетом (3)–(4) логарифм функции $\Lambda(\Re)=W\left(\Re\middle|\mathrm{H}_1\right)/W\left(\Re\middle|\mathrm{H}_0\right)$ отношения правдоподобия наблюдаемых данных $\Re$ запишем как

$$\ln[\Lambda(\Re)]=$$
$$=-\sum_{r=0}^{R-1}\left|\dot{A}_r\right|^2\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^{\mathrm{H}}\right]+$$
$$+2\,\mathrm{Re}\left\{\sum_{r=0}^{R-1}\dot{A}_r\cdot\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\right)^{\mathrm{H}}\right]\right\}. \quad (5)$$

Правило принятия решения о наличии либо отсутствии обнаруживаемого сигнала в серии из R наблюдений предполагает сравнение с пороговым уровнем обнаружения логарифма отношения правдоподобия (5), максимизированного по комплексным параметрам $\dot{A}_r$. Нетрудно показать, что максимизированная по аргументам $\dot{A}_r$ правая часть (5) имеет вид

$$\max_{\arg(\dot{A})}\ln[\Lambda(\Re)]=$$
$$=-\sum_{r=0}^{R-1}\left|\dot{A}_r\right|^2\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^{H}\right]+$$
$$+2\sum_{r=0}^{R-1}\left|\dot{A}_r\right|\cdot\left|\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\right)^{H}\right]\right|. \quad (6)$$

Дифференцируя правую часть (6) и решая систему уравнений правдоподобия, нетрудно показать, что максимально правдоподобные оценки модуля параметров $\dot{A}_r$ имеют вид

$$\left|\dot{A}_r\right|=\frac{\left|\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\right)^{H}\right]\right|}{\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^{H}\right]}.$$

Подставляя найденные оценки в (6), получаем следующее выражение для максимума Ξ логарифма отношения правдоподобия:

$$\Xi=\max_{\dot{A}}\ln\left[\Lambda\left(\Re\right)\right]=$$
$$=\frac{\sum_{r=0}^{R-1}\left|\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\right)^{H}\right]\right|^2}{\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^{H}\right]}. \quad (7)$$

Многоканальное энергетическое обнаружение

С учетом свойств ядра разложения интерполяционного ряда Котельникова перепишем выражение (7) в интегральном виде:

$$\Xi=\frac{\sum_{r=0}^{R-1}\left|\sum_{q=0}^{Q-1}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\right)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right|^2}{\sum_{q=0}^{Q-1}\left(\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}}=$$
$$=\Delta f\frac{\sum_{r=0}^{R-1}\left|\int_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{U}}_r^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{S}}(t)\,dt\right|^2}{\int_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{S}}^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{S}}(t)\,dt}$$

или

$$\Xi=\Delta f\sum_{r=0}^{R-1}\left|\int_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{U}}_r^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1/2}\dot{\mathbf{\Psi}}_r(t)\,dt\right|^2. \quad (9)$$

Здесь $\dot{\mathbf{K}}^{-1/2}$ – матрица, удовлетворяющая равенству $\dot{\mathbf{K}}^{-1/2}\dot{\mathbf{K}}^{-1/2}=\dot{\mathbf{K}}^{-1}$; $\dot{\mathbf{\Psi}}_r(t)$ – вектор-функция опорного сигнала:

$$\dot{\boldsymbol{\Psi}}_r(t)=\frac{\dot{\mathbf{K}}^{-1/2}\dot{\mathbf{S}}(t)}{\sqrt{\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{S}}^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{S}}(t)dt}},$$

$$\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\boldsymbol{\Psi}}_r^{\mathrm{H}}(t)\dot{\boldsymbol{\Psi}}_r(t)dt=1. \qquad (10)$$

Ввиду априорной неопределенности формы обнаруживаемого сигнала вектор-функции (10) являются неизвестными. По аналогии с одноканальным энергетическим обнаружителем [7, 11, 14] в рассматриваемом многоканальном случае будем использовать следующую оценку функций (10):

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}}_r(t)=\frac{\dot{\mathbf{K}}^{-1/2}\dot{\mathbf{U}}_r(t)}{\sqrt{\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{U}}_r^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{U}}_r(t)dt}},$$

$$\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\boldsymbol{\Omega}}_r^{\mathrm{H}}(t)\dot{\boldsymbol{\Omega}}_r(t)dt=1. \qquad (11)$$

При подстановке в правую часть (9) вместо функций $\dot{\boldsymbol{\Psi}}_r(t)$ их оценки $\dot{\boldsymbol{\Omega}}_r(t)$ решающая статистика многоканального энергетического обнаружителя примет вид

$$\Xi=\Delta f\sum_{r=0}^{R-1}\left|\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{U}}_r^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1/2}\dot{\boldsymbol{\Omega}}_r(t)dt\right|^2=$$

$$=\Delta f\sum_{r=0}^{R-1}\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{U}}_r(t)\dot{\mathbf{U}}_r^{\mathrm{H}}(t)dt\right]. \qquad (12)$$

Следовательно, правило принятия решения о наличии обнаруживаемого сигнала пространственно многоканальной радиосистемой принимается в случае превышения статистикой (12) порогового уровня, выбранного в соответствии с заданным критерием оптимальности:

$$\Xi=\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\boldsymbol{\Sigma}}\right]\ge h_0, \qquad (13)$$

где $\dot{\boldsymbol{\Sigma}}$ – выборочная эрмитова матрица взаимных энергий:

$$\dot{\boldsymbol{\Sigma}}=\Delta f\sum_{r=1}^{R}\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{U}}_r(t)\dot{\mathbf{U}}_r^{H}(t)dt=\sum_{r=0}^{R-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\right)^{H}.$$

При выводе выражения (12) в качестве наблюдаемых данных рассматривалась совокупность $\Re$ векторов временных отсчетов комплексных огибающих $\dot{\mathbf{U}}_r(t)$. Для удобства практической реализации алгоритма многоканального энергетического обнаружения перепишем решающую статистику таким образом, чтобы она выражалась через измеряемые на практике высокочастотные напряжения (2) на выходах канальных фильтров.

Для этого представим выборочную корреляционную матрицу $\dot{\boldsymbol{\Sigma}}$ в виде

$$\dot{\boldsymbol{\Sigma}}=\Delta f\sum_{r=0}^{R-1}\sum_{m,n=0}^{M-1}\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\left[\dot{U}_m^{(r)}(t)\right]^{*}\left(\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right)_{m,n}\dot{U}_n^{(r)}(t)dt=$$

$$=\Delta f\sum_{r=0}^{R-1}\sum_{m,n=0}^{M-1}\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\left[\dot{u}_m^{(r)}(t)\right]^{*}\left(\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right)_{m,n}\dot{u}_n^{(r)}(t)dt$$

или

$$\dot{\boldsymbol{\Sigma}}=\sum_{r=0}^{R-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}\right)^{H}=$$

$$=\Delta f\sum_{r=1}^{R}\int\limits_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{u}}_r(t)\dot{\mathbf{u}}_r^{\mathrm{H}}(t)dt, \qquad (14)$$

где $\dot{\mathbf{u}}_r(t)=\left\{\dot{u}_m^{(r)}(t)\right\}$ – вектор-функция канальных напряжений (2), $m=\overline{0,M-1}$, $r=\overline{0,R-1}$.

В соответствии с выражениями (13)–(14) многоканальное энергетическое обнаружение радиосигналов неизвестной формы предполагает перемножение профильтрованных сигналов всех пар каналов, интегрирование выходных сигналов перемножителей на каждом интервале времени наблюдения и последующее взвешенное суммирование (14) выходных сигналов интеграторов $\dot{\boldsymbol{\Sigma}}$ в соответствии с элементами матрицы $\dot{\mathbf{K}}$ ковариации шума.

Характеристики многоканального обнаружения

Найдем характеристики многоканального энергетического обнаружения радиосигналов на фоне гауссовского коррелированного шума. Для этого используем аппарат одномерных характеристических функций (ХФ). С учетом свойства инвариантности дифференциала вероятности [10] ХФ решающей статистики (13) запишем как

$$\Theta(j\eta)=\pi^{-MQR}\left|\dot{\mathbf{K}}\right|^{-QR}\iiint\limits_{\Omega}\operatorname{etr}\left[-\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{r=0}^{R-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}-\dot{A}_r\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)\left(\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}-\dot{A}_r\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^H+j\eta\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{\Sigma}}\right]d\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}. \quad (15)$$

Здесь дифференциал $d\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}$ комплексного вектора $\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}$ понимается как произведение дифференциалов реальных и мнимых частей всех его компонент, а RQ-мерный интеграл берется в бесконечных пределах. С учетом (14) выражение в квадратных скобках можно переписать в виде

$$-\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{r=0}^{R-1}\sum_{q=0}^{Q-1}\left[\left(\dot{\alpha}\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}-\dot{\alpha}^{-1}\dot{A}_r\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)\left[\dot{\alpha}^*\dot{\mathbf{U}}_r^{(q)}-\left(\dot{\alpha}^*\right)^{-1}\dot{A}_r\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right]^H+\left(1-\dot{\alpha}^2\right)\left|\dot{A}_r\right|^2\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^H\right], \quad (16)$$

где введен комплексный параметр $\dot{\alpha}$, такой, что $\dot{\alpha}=\sqrt{1-j\eta}$.

Вычисляя интеграл в правой части (15) методом замены переменных и учитывая свойства нормировки многомерной гауссовской ПРВ, ХФ решающей статистики запишем как

$$\Theta(j\eta)=\left(\dot{\alpha}^2\right)^{-MRQ}\times$$

$$\times\operatorname{etr}\left[-\left(1-\dot{\alpha}^{-2}\right)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\sum_{r=0}^{R-1}\left|\dot{A}_r\right|^2\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\left(\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^H\right]$$

или

$$\Theta(j\eta)=\exp\left[\frac{j\eta\lambda}{1-j\eta}\right](1-j\eta)^{-MRQ}, \quad (17)$$

где параметр нецентральности

$$\lambda=\vartheta\sum_{r=0}^{R-1}\left|\dot{A}_r\right|^2\sum_{q=0}^{Q-1}\left(\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}\right)^{\mathrm{H}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{S}}_r^{(q)}=$$

$$=\vartheta\Delta f\sum_{r=0}^{R-1}\int_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{s}}_r^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{s}}_r(t)\,dt, \quad (18)$$

$\dot{\mathbf{s}}_r(t)=\left\{\dot{s}_m^{(r)}(t)\right\}$ – вектор-функция сигнальных напряжений (2), $m=\overline{0,M-1}$.

Таким образом, решающая статистика многоканального энергетического обнаружителя имеет обобщенное распределение хи-квадрат [8, 11] с числом степеней свободы $2MRQ$, параметром нецентральности $\lambda=\vartheta\Delta f\sum_{r=0}^{R-1}\int_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{s}}_r^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{s}}_r(t)\,dt$ и дисперсиями гауссовских компонент $\sigma^2=1/2$. Согласно (17), одномерная ПРВ статистики (13) имеет следующее точное аналитическое представление:

$$W_{\Xi}(x)=2w_{\chi^2}(2x;2MRQ,\lambda), \quad (19)$$

где

$$w_{\chi^2}(x;n,\lambda)=$$

$$=\exp\left(-\frac{\lambda}{2}\right)\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(\lambda/2)^k}{k!}w_{\chi^2}(x;n+2k)$$

– ПРВ нецентрального закона хи-квадрат с числом степеней свободы n и параметром нецентральности λ;

$$w_{\chi^2}(x;n)=\frac{\exp(-x/2)x^{n/2-1}}{2^{n/2}\Gamma(n/2)}$$

– ПРВ центрального закона хи-квадрат, $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция.

Вероятности ложной тревоги (P_F) и правильного обнаружения (P_T) имеют вид:

$$P_F=1-2\gamma(MRQ,x), \quad (20)$$

$$P_T=1-2\exp(-\lambda/2)\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(\lambda/2)^k}{k!}\gamma(MRQ+k,x), \quad (21)$$

где $\gamma(n,x)$ – нормированная неполная гамма-функция [20].

Вероятность правильного обнаружения квазидетерминированных радиосигналов

Выражения (19) и (21) получены в предположении, что обнаруживаемый сигнал является детерминированным. Однако в большинстве практически важных случаев [например, 2, 4–5, 8, 11] амплитуда и начальная фаза радиосигнала

в каждом наблюдении являются случайными величинами. Согласно выражению (13) алгоритм многоканального энергетического обнаружения предполагает формирование выборочной корреляционной матрицы $\dot{\mathbf{\Sigma}}$ взаимных энергий. Элементы данной матрицы не зависят от начальных фаз сигналов в каждом наблюдении. Следовательно, анализ многоканального энергетического обнаружения квазидетерминированных радиосигналов сводится к рассмотрению случая обнаружения сигнала, федингующего по амплитуде. Данный факт является одним из основополагающих в теории одноканального энергетического обнаружения.

В случае обнаружения квазидетерминированного радиосигнала ПРВ (19) решающей статистики (13) будем считать условной ПРВ относительно вектора-столбца $\mathbf{A}=\{|\dot{A}_r|\}$ модулей амплитуд радиосигнала в серии из R наблюдений:

$$\tilde{W}_{\Xi}\left(x\middle|\mathbf{A}\right)=2w_{\chi^2}\left[2x;2RMQ,\lambda(\mathbf{A})\right], \qquad (22)$$

где

$$w_{\chi^2}\left[x;n,\lambda(\mathbf{A})\right]=$$

$$=\exp\left[-\lambda(\mathbf{A})/2\right]\sum_{k=0}^{\infty}\frac{\left[\lambda(\mathbf{A})/2\right]^k}{k!}w_{\chi^2}\left(x\middle|n+2k\right).$$

Безусловную ПРВ $\tilde{W}_{\Xi}(x)$ решающей статистики многоканального энергетического обнаружителя квазидетерминированных радиосигналов найдем посредством усреднения условной ПРВ (19) по закону распределения вектора A случайных амплитуд:

$$\tilde{W}_{\Xi}(x)=\int_0^{\infty}\tilde{W}_{\Xi}\left(x\middle|A\right)W_A^{(R)}(A)\,dA, \qquad (23)$$

где $W_A^{(R)}(A)$ – ПРВ вектора A. Ввиду статистической независимости амплитуд сигнала в различных интервалах серии наблюдений имеет место факторизация ПРВ $W_A^{(R)}(A)$ по ПРВ $W_A\left(|\dot{A}_r|\right)$ амплитуд в каждом измерении: $W_A^{(R)}(\mathbf{A})=\prod_{r=0}^{R-1}W_A\left(|\dot{A}_r|\right)$. Тогда ПРВ решающей статистики многоканального ЭО квазидетерминированных радиосигналов имеет следующий вид:

$$\tilde{W}_{\Xi}(x)=2\sum_{k=0}^{\infty}\wp_k w_{\chi^2}\left[2x;2\left(MRQ+k\right)\right], \qquad (24)$$

где

$$\wp_k=\frac{1}{k!2^k}\int_0^{\infty}\left(\sum_{r=0}^{R-1}\mathfrak{I}_r^2x_r^2\right)^k\times$$

$$\times\exp\left[-\frac{1}{2}\sum_{r=0}^{R-1}\mathfrak{I}_r^2x_r^2\right]\prod_{r=0}^{R-1}W_A\left(x_r\right)dx_r \qquad (25)$$

– коэффициенты разложения, удовлетворяющие условию полноты $\sum_{k=0}^{\infty}\wp_k=1$; $\mathfrak{I}_r^2=\vartheta\Delta f\times$ $\times\int_{t_{0,r}}^{t_{0,r}+T}\dot{\mathbf{S}}^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{S}}(t)\,dt$ – параметры обнаружения в каждом наблюдении серии.

С учетом (24) вероятность $\tilde{P}_T$ правильного многоканального ЭО квазидетерминированного радиосигнала запишем как

$$\tilde{P}_T=1-2\sum_{k=0}^{\infty}\wp_k\,\gamma\left(MRQ+k,x\right). \qquad (26)$$

Анализ выражения (24) позволяет сделать вывод о том, что независимо от закона флуктуации случайной амплитуды обнаруживаемого квазидетерминированного радиосигнала решающая статистика многоканального ЭО подчиняется бесконечномерному центральному обобщенному полираспределению хи-квадрат. От закона федингa амплитуды радиосигнала зависят величины коэффициентов разложения ПРВ в ряд (24) с ядром вида ПРВ центрального закона хи-квадрат.

Рассмотрение частных случаев

Предположим, что решение о наличии обнаруживаемого сигнала производится по однократному наблюдению ($R=1$). Тогда выборочная матрица $\dot{\mathbf{\Sigma}}$ взаимных энергий (14) примет вид

$$\dot{\mathbf{\Sigma}}=\Delta f\int_{t_0}^{t_0+T}\dot{\mathbf{u}}_0(t)\dot{\mathbf{u}}_0^{\mathrm{H}}(t)\,dt=\sum_{q=0}^{Q-1}\dot{\mathbf{U}}_0^{(q)}\left(\dot{\mathbf{U}}_0^{(q)}\right)^H. \qquad (27)$$

Следовательно, решающая статистика многоканального энергетического обнаружителя детерминированных радиосигналов представляет собой случайную величину, распределенную по закону хи-квадрат с ПРВ

$$W_{\Xi}(x) = 2w_{\chi^2}\left(2x;\ 2MQ,\lambda\right) \qquad (28)$$

и параметром нецентральности

$$\lambda = \vartheta\Delta f \int_{t_0}^{t_0+T} \dot{\mathbf{s}}_0^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{s}}_0(t)dt =$$

$$= \vartheta\left|\dot{A}_0\right|^2 \int_{t_0}^{t_0+T} \dot{\mathbf{S}}^{\mathrm{H}}(t)\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{S}}(t)dt\,, \qquad (29)$$

численно равным энергетическому отношению сигнал/шум на выходе пространственно многоканальной системы.

Предположим, что шумы в различных пространственных каналах являются статистически независимыми. Тогда матрица ковариации $\dot{\mathbf{K}}$ является диагональной матрицей с элементами $N_{0,m}\Delta f$, а решающая статистика (13) преобразуется к виду

$$\Xi = \mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\boldsymbol{\Sigma}}\right] = \left(N_{0,m}\right)^{-1} \int_{t_0}^{t_0+T} \left|\dot{\mathbf{U}}_{0,m}(t)\right|^2 dt =$$

$$= 2\sum_{m=0}^{M-1}\left(E_T\left[\dot{u}_m(t)\right]/N_{0,m}\right), \qquad (30)$$

где $E_T\left[\dot{u}_m(t)\right]$ – энергия реализации $\dot{u}_m(t)$ в m-м канале на интервале времени $\left[t_0, t_0+T\right]$; $N_{0,m}$ – односторонняя спектральная плотность мощности гауссовского шума. Следовательно, в отсутствие межканальной статистической связи решающая статистика многоканального энергетического обнаружителя представима в виде суммы выходных решающих статистик одноканальных энергетических обнаружителей. Данный факт согласуется с результатами исследований [14] в области многоканального обнаружения при отсутствии статистической связи между шумами различных каналов.

В случае одного пространственного канала ($M = 1$) решающая статистика многоканального энергетического обнаружителя детерминированных радиосигналов распределена по закону хи-квадрат с $2Q$ степенями свободы, дисперсиями гауссовских компонент $\sigma^2 = 1/2$ и параметром нецентральности

$$\lambda = \vartheta\frac{\left|\dot{A}_0\right|^2}{N_{0,0}} \int_{t_0}^{t_0+T} \left|\dot{S}_0(t)\right|^2 dt =$$

$$= 2\,\vartheta E_T\left[\dot{s}_0(t)\right]/N_{0,0}\,, \qquad (31)$$

где $E_T\left[\dot{s}_0(t)\right]$ – энергия сигнальной компоненты $\dot{s}_0(t)$ входной реализации на интервале времени $\left[t_0, t_0+T\right]$ длительностью T. Данный факт полностью согласуется с результатами теории одноканального энергетического обнаружения радиосигналов [1–13].

В случае обнаружения квазидетерминированных радиосигналов ПРВ (24) решающей статистики (13) примет вид

$$\tilde{W}_{\Xi}(x) = 2\sum_{k=0}^{\infty} \wp_k w_{\chi^2}\left[2x; 2\left(MRQ+k\right)\right], \qquad (32)$$

где коэффициенты разложения $\wp_k$ совпадают с полученными в [8].

Выводы

Получено выражение для решающей статистики многоканального энергетического обнаружителя детерминированных и квазидетерминированных радиосигналов. Показано, что многоканальное энергетическое обнаружение радиосигналов неизвестной формы предполагает формирование выборочной корреляционной матрицы межканальных взаимных энергий, ее перемножение с матрицей, обратной матрице ковариации канальных шумов, и сравнение следа полученной матрицы с пороговым уровнем. Решающая статистика в случае обнаружения детерминированных сигналов подчиняется нецентральному обобщенному закону хи-квадрат с параметром нецентральности, численно равным энергетическому отношению сигнал/шум на выходе многоканальной системы. В случае обнаружения квазидетерминированного радиосигнала решающая статистика имеет бесконечномерное центральное полираспределение хи-квадрат. Точные аналитические выражения для вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения детерминированных и квазидетерминированных радиосигналов выражаются через нормированную неполную гамма-функцию. От параметров закона фединга амплитуды радиосигнала зависят лишь значения коэффициентов разложения плотности вероятности решающей статистики в ряд с ядром разложения вида плотности распределения вероятности центрального закона хи-квадрат.

Литература

1. *Hossain Md.S., Rashid M.M., Islam Md.N. et al.* Study the One-bit Hard Combination Scheme on Cognitive Radio Users // Computer Network and Information Security, 2013. – № 2. – 51 p.

2. *Vaidya O.S., Kulkarni V.M.* Analysis of Energy Detection based Spectrum Sensing over Wireless Fading Channels in Cognitive Radio Network // International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering. – 2013. – Vol. 3, № 3. – 645 p.

3. *Pavankumar R., Bandak S.* Energy Aware Architecture Using Spectrum Sensing Technique in Cognitive Radio Network // International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology. – 2012. – Vol. 1, № 7. – 270 p.

4. *Atapattu S., Tellambura C., Jiang H.* Representation of Composite Fading and Shadowing Distributions by Using Mixtures of Gamma Distributions // IEEE Trans. – 2010. – Vol. WC-9, № 3. – 2116 p.

5. *Kostylev V.I.* Energy detection of a signal with random amplitude // Proc. IEEE Int. Conf. Communications : ICC'02. 28 Apr.-2 May 2002. N. Y. : IEEE, 2002. – Vol. 3. – 1606 p.

6. *Witrisal K.* Noncoherent Ultra-Wideband Systems // IEEE Signal Processing Mag. – 2009. – 48 p.

7. *Urkowitz H.* Energy Detection of Unknown Deterministic signals // Proc. IEEE. – 1967. – Vol. 55. – Pp. 523–531.

8. *Костылев В.И., Сличенко М.П.* Адаптивное энергетическое обнаружение квазидетерминированных радиосигналов на фоне негауссовского шума // РЭ. – 2011. – Т. 56, № 6. – С. 698–704.

9. *Костылев В.И., Сличенко М.П.* Энергетическое обнаружение частично поляризованных радиосигналов на фоне гауссовского шума // Известия вузов. Радиофизика. – 2010. – Т. 53, № 12. – С. 803–814.

10. *Костылев В.И., Сличенко М.П.* Энергетическое обнаружение радиосигналов на фоне негауссовского шума неизвестной интенсивности // Известия вузов. Радиофизика. – 2009. – Т. 52, № 11. – С. 910–920.

11. *Сличенко М.П.* Статистический анализ энергетического обнаружения радиосигналов в условиях сложной помеховой обстановки : Дис…канд. физ.-мат. наук ; Воронеж. гос. ун-т, 2012. – 216 с.

12. *Сличенко М.П.* Алгоритм многократного измерения информационных параметров источника радиоизлучения при наличии контрпомех // Вестник Воронеж. гос. ун-та. Сер. Системный анализ и информационные технологии. – 2008. – № 2. – С. 18–24.

13. *Радзиевский В.Г., Сличенко М.П.* Многопозиционная система определения координат источников радиоизлучения по измерениям амплитуды на фоне гауссовских узкополосных помех и белого шума // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – № 1. – С. 48–56.

14. *Борисов В.И. [и др.].* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширение спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. – М. : Радио и связь, 2000.

15. *Борисов В.И. [и др.].* Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи. – М. : Радиософт, 2008.

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

17. *Виноградов А.Д., Дмитриев И.С., Ильин М.Ю., Сличенко М.П.* Многосигнальный максимально правдоподобный алгоритм обнаружения и оценивания направлений прихода и амплитуды напряженности поля плоских монохроматических радиоволн с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации // Антенны. – 2012. – № 4. – С. 55–65.

18. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Особенности функционирования максимально правдоподобного алгоритма обнаружения и оценивания параметров плоской монохроматической радиоволны в условиях сложной помеховой обстановки // Радиотехника. – 2013. – № 3. – С. 62–68.

19. *Андерсон Т.* Введение в многомерный статистический анализ. – М. : Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1963. – 500 с.

20. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / Под ред. М. Абрамовица, И.М. Стиган. – М. : Наука, 1979. – 832 с.

Статья поступила в редакцию 12 мая 2014 г.

УДК 621.396.98

ВЛИЯНИЕ ВЗАИМНОГО РАСПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНОГО АБОНЕНТА СИСТЕМЫ «ИРИДИУМ» И ИСТОЧНИКА ПОМЕХ НА ВОЗМОЖНОСТЬ ВЕДЕНИЯ СВЯЗИ

М.В. Авдеев, нач. группы 403 военного представительства МО, тел.: 8-910-341-52-99
А.И. Стиценко, науч. сотрудник ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»

Предложена имитационная модель оценки влияния взаимного расположения ПАб СПСС и ИП на возможность ведения связи, учитывающая динамику изменения наблюдаемого созвездия ИСЗ-ретрансляторов связи. Проведена оценка влияния взаимного расположения ПАб СПСС «Иридиум» и ИП на возможность ведения связи.

Ключевые слова: *системы подвижной спутниковой связи, абонентские терминалы, орбитальная группировка, подвижный абонент.*

SYSTEM «IRIDIUM» MOBILE SUBSCRIBER POSITIONAL RELATIONSHIP AND INTERFERENCE SOURCE INFLUENCE ON COMMUNICATION POSSIBILITY

M.V. Avdeyev, head of group 403, military representative office, Dept. of Defense, tel.: 8-910-341-52-99
A.I. Stitsenko, research engineer, Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

The simulation model which estimates the mutual arrangement of mobile subscribers of satellite communication systems and interference sources impact on communication possibility, taking into account the dynamics of the observed constellation satellite communication repeater is proposed. The estimation influence of the mutual arrangement of mobile subscribers of satellite communication systems «Iridium» and interference sources on communication possibility is made.

Keywords: *systems of mobile satellite communications, subscriber terminals, orbital group, mobile subscriber.*

В настоящее время широкое распространение получили системы подвижной спутниковой связи (СПСС), использующие в качестве космического сегмента многоспутниковую низкоорбитальную группировку. Достоинством данных систем спутниковой связи (СпС) является то, что подвижный абонент (ПАб) имеет возможность воспользоваться услугами связи в любой точке земного шара и в любое время суток. Небольшие габариты абонентских терминалов (АТ), обусловленные малой мощностью передающего устройства и всенаправленной антенной, делают их использование удобным в различных условиях. Примером СПСС, предоставляющей услуги связи на территории Российской Федерации, является система «Иридиум».

Многоспутниковая низкоорбитальная СПСС строится так, что качество услуг связи, получаемых ПАб и доступ к ним определяются не только техническими характеристиками искусственного спутника Земли – ретранслятора (ИСЗ-ретранслятора) и АТ. Особую роль в обеспечении качества связи играют параметры орбитальной группировки (ОГ) – число ИСЗ и параметры их орбит. Указанные параметры наряду с техническими характеристиками (мощность передатчика, коэффициент усиления антенны) будут определять зону покрытия. Например, в системе «Иридиум» ОГ построена так, что обеспечивается глобальная зона покрытия независимо от времени суток [1].

В реальных условиях при предоставлении услуг связи может иметь место ситуация, когда в зоне обслуживания ПАб находится источник непреднамеренных помех (ИП), работающий в полосе частот приема ИСЗ-ретранслятора. Воздействие помех на приемную систему ИСЗ-ретранслятора, обслуживающего ПАб, при определенных условиях (при определенном значении технических характеристик ИП) может либо снизить качество предоставляемых услуг связи, либо привести к невозможности установления и поддержания связи.

Целью настоящей работы является оценка влияния взаимного расположения ПАб СПСС «Иридиум» и ИП на возможность ведения связи. Получение такой оценки позволит продвинуться в решении проблемы минимизации воздействия помехи путем корректировки взаимного расположения ИП и ПАб.

Положим, что в зоне обслуживания ПАб находится ИП с ненаправленным излучением

помехового сигнала. Будем считать параметры помехового сигнала такими, что при его воздействии на приемную систему ИСЗ-ретранслятора связи работа по обслуживанию ПАб нарушается с вероятностью, стремящейся к единице. Если на вход ИСЗ-ретранслятора приходит только связной сигнал, то ИСЗ будем считать «рабочим», если сигнал и помеха – «нерабочим».

Число «рабочих» и «нерабочих» ИСЗ-ретрансляторов в наблюдаемом ПАб созвездии будет зависеть от времени (так как при постоянных значениях параметров орбит конфигурация созвездия ИСЗ есть функция времени) и направления распространения помехового сигнала.

Мера качества связи (с позиции ПАб) в условиях воздействия помехи будет определяться величиной $t_{\Sigma\,\mathrm{ср}}$ – среднесуточной суммарной продолжительностью временных отрезков, в течение которых в зоне радиовидимости ПАб находился хотя бы один «рабочий» ИСЗ СПСС:

$$t_{\Sigma\,\mathrm{ср}} = \frac{\sum_{i=1}^{m} t_{\Sigma k}}{m}\%,$$

где $t_{\Sigma k}$ – суммарная продолжительность временных отрезков, в течение которых в зоне радиовидимости ПАб находился хотя бы один «рабочий» ИСЗ СПСС, для k-х суток наблюдения за ОГ, выраженная в процентах от продолжительности суток; m – продолжительность наблюдения за ОГ в сутках.

Необходимость проводить усреднение значения $t_{\Sigma k}$ за несколько суток обусловлена тем, что значение $t_{\Sigma k}$ для смежных суток будет различным из-за особенностей построения ОГ. В наилучших для ПАб условиях время $t_{\Sigma\,\mathrm{ср}}$ будет максимальным и составит 100% от времени суток независимо от значения m.

При наличии в зоне обслуживания ПАб источника помех с определенными техническими характеристиками, а также при неблагоприятных условиях местности (наличие препятствий на пути распространения радиоволн, уменьшающих зону радиовидимости ПАб) значение $t_{\Sigma\,\mathrm{ср}}$ будет менее 100%. Ситуацию, при которой значение времени $t_{\Sigma\,\mathrm{ср}}$ менее 100%, будем считать ухудшением качества предоставляемых услуг связи. Степень этого ухудшения будет определяться значением времени $t_{\Sigma\,\mathrm{ср}}$: чем оно меньше относительно 100%, тем ниже качество предоставляемых услуг связи.

При расчете времени $t_{\Sigma k}$ не будем учитывать особенности организации радиоинтерфейса в системе связи на линии АТ – ИСЗ-ретранслятор, что является удовлетворительной моделью наихудшей для системы связи ситуации, когда единственным условием негативного влияния ИП на линию связи будет его оптическая видимость в точке расположения ИСЗ-ретранслятора.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

– разработать математическую модель оценки значения величины $t_{\Sigma k}$ для ПАб СПСС «Иридиум»;

– получить зависимость значения времени $t_{\Sigma\,\mathrm{ср}}$ от дальности размещения ИП (при различных значениях высоты подъема ИП над уровнем моря);

– на основе полученных зависимостей дать оценку минимально допустимого удаления ИП от ПАб, при котором система связи будет обеспечивать заявленное качество предоставляемых услуг связи.

Для оценки значения времени $t_{\Sigma k}$ используем имитационную модель движения ИСЗ орбитальной группировки СПСС «Иридиум» относительно неподвижного ПАб, в основе которой лежат законы невозмущенного кеплеровского движения ИСЗ [2]. Данная математическая модель позволяет проследить изменение координат каждого ИСЗ ОГ СПСС «Иридиум» за заданный отрезок времени и с требуемой точностью оценить значение $t_{\Sigma k}$ в зависимости от местоположения ПАб и ИП.

В качестве исходных данных в модели задаются следующие параметры:

– время начала и окончания наблюдения за ОГ СПСС – t_1 и t_2 соответственно, причем разность $(t_2 - t_1)$ должна быть равна 24 часам;

– шаг дискретизации времени наблюдения – Δt секунд, значение которого влияет на точность оценки времени $t_{\Sigma k}$: чем меньше значение Δt, тем меньше погрешность определения $t_{\Sigma k}$;

– параметры ОГ, описывающие ее состояние в момент времени t_1 (для каждого ИСЗ ОГ: наклон орбиты, высота орбиты в перигее и апогее, долгота восходящего узла, аргумент перигея);

– параметры эллипсоида, аппроксимирующего земную поверхность;

– угловая скорость вращения Земли вокруг своей оси;

– географические координаты местоположения ПАб СПСС «Иридиум»: широта, долгота, высота над уровнем моря;

– географические координаты местоположения ИП: широта, долгота, высота над уровнем моря;

– угол маски для АТ, характеризующий условия распространения связного сигнала в точке его местоположения, – $\beta_{\min \text{АТ}}$;

– угол маски для ИП, характеризующий условия распространения помехи в точке его местоположения, – $\beta_{\min \text{ИП}}$.

Угол маски, как для ПАб, так и для ИП, есть минимальное значение угла между плоскостью местного горизонта, проведенной через геометрический центр антенны, и направлением на ИСЗ, проведенным из геометрического центра антенны, при котором на трассе распространения еще отсутствуют непрозрачные для радиоволн препятствия.

Для упрощения расчетов примем следующие допущения:

– значение угла маски для ПАб и ИП не зависит от азимутального направления;

– угловая скорость вращения Земли вокруг своей оси постоянна.

Оценка значения $t_{\Sigma k}$ производится по следующей процедурной схеме:

1. Используя исходные данные, для моментов времени $t_1 + j \cdot \Delta t$, где $j = 0...n$, $n = \left[t_2 - t_1 / \Delta t \right]$, а $[\cdot]$ – целая часть числа, по формулам, приведенным в [3], вычисляем прямоугольные геоцентрические координаты каждого ИСЗ ОГ.

2. Рассчитанные координаты ИСЗ ОГ преобразуем с учетом вращения Земли в прямоугольные координаты ИСЗ относительно точки местоположения неподвижного наблюдателя на поверхности Земли (ПАб).

3. По формулам, приведенным в [4], вычисляем прямоугольные геоцентрические координаты ПАб и ИП.

4. Для каждого ИСЗ ОГ для моментов времени $t_1 + j \cdot \Delta t$ вычисляем угол $\beta_{\text{АТ}_{i,j}}$, где $i = 0...N_{\text{ИСЗ}}$, $N_{\text{ИСЗ}}$ – число ИСЗ в ОГ, $j = 0...n$. Угол $\beta_{\text{АТ}_{i,j}}$ есть угол между направлением на i-й ИСЗ ОГ и плоскостью местного горизонта, проведенной через геометрический центр антенны АТ Паб. Угол $\beta_{\text{АТ}_{i,j}}$ может принимать значения от 0 до 90°, если ИСЗ ОГ находится над плоскостью местного горизонта, или значения от 0 до –90°, если ИСЗ ОГ находится под плоскостью местного горизонта.

5. Для каждого ИСЗ ОГ применительно к моментам времени $t_1 + j \cdot \Delta t$ вычисляем угол $\beta_{\text{ИП}_{i,j}}$. Угол $\beta_{\text{ИП}_{i,j}}$ есть угол между направлением на i-й ИСЗ ОГ и плоскостью местного горизонта, проведенной через геометрический центр передающей антенны ИП. Угол $\beta_{\text{ИП}_{i,j}}$ может принимать такие же значения, как и угол $\beta_{\text{АТ}_{i,j}}$.

6. Формируем матрицу $\boldsymbol{N}$ размерностью $(i \times j)$. Значение элементов матрицы $N_{i,j}$ вычисляем по следующему правилу:

– если выполняется условие $\beta_{\text{АТ}_{i,j}} \geq \beta_{\min \text{АТ}}$ и $\beta_{\text{ИП}_{i,j}} \geq \beta_{\min \text{ИП}}$ или $\beta_{\text{АТ}_{i,j}} < \beta_{\min \text{АТ}}$ и $\beta_{\text{ИП}_{i,j}} \geq \beta_{\min \text{ИП}}$, то $N_{i,j} = 0$;

– если выполняется условие $\beta_{AT_{\text{i,j}}} \geq \beta_{\min AT}$ и $\beta_{\text{ИП}_{\text{i,j}}} < \beta_{\min \text{ИП}}$, то $N_{i,j} = 1$.

7. Формируем вектор-строку M_j по правилу: если сумма $\sum_{i=0}^{N_{\text{ИСЗ}}} N_{i,j} > 0$, то $M_j = 1$; если сумма $\sum_{i=0}^{N_{\text{ИСЗ}}} N_{i,j} = 0$, то $M_j = 0$. Вектор-строка определяет число «рабочих» ИСЗ для каждого момента времени $t_1 + j \cdot \Delta t$. Единичные элементы вектора-строки M_j указывают временные интервалы, на протяжении которых в зоне радиовидимости ПАб находился хотя бы один «рабочий» ИСЗ.

8. Вектор-строка M_j позволяет с требуемой точностью оценить значение времени $t_{\Sigma k}$ по формуле

$$t_{\Sigma k} = \sum_{j=0}^{n} M_j \cdot \Delta t \cdot \frac{100}{86400} \ \%.$$

Дадим пояснения. Проверяя выполнение указанных неравенств, мы для каждого момента

времени $t_1 + j \cdot \Delta t$ производим разделение всех ИСЗ ОГ на две группы:

а) Группа ИСЗ, которые находятся в зоне радиовидимости только ПАб («рабочие» ИСЗ). Им присваивается значение «1».

б) Группа ИСЗ, которые либо одновременно находятся в зоне радиовидимости ПАб и ИП, либо не находятся в зоне радиовидимости ПАб («нерабочие» ИСЗ). «Нерабочим» ИСЗ присваивается значение «0».

Таким образом, для оценки значения $t_{\Sigma k}$ вычисляется сумма элементов вектора-строки M_j. Далее полученное значение умножается на шаг дискретизации Δt. Если все элементы вектора-строки M_j равны 1, то $t_{\Sigma k} = 100\,\%$, т.е. исследуемый ИП не влияет на качество ведения связи в точке расположения ПАб.

Покажем, как удаление ИП от ПАб будет влиять на значение величины $t_{\Sigma k}$. Рассмотрим несколько случаев. Описывающие их исходные данные сведем в таблицу и проведем оценку значений времени $t_{\Sigma k}$ для каждого случая в зависимости от значения угла маски для ИП $\beta_{\min ИП}$. Продолжительность наблюдения за ОГ – 1 сутки, т.е. $t_{\Sigma\,ср} = t_{\Sigma}$.

Таблица

Исходные данные для проведения расчетов

Номер варианта исходных данных	**Исходных данные для проведения расчетов**	
	Параметр	**Значение**
№ 1	Координаты подвижного абонента	80º с.ш., 38º в.д.
	Высота подвижного абонента над уровнем моря	100 метров
	Угол маски для подвижного абонента	8,1º
	Местоположение ИП относительно подвижного абонента	100, 300, 500, 1000 км южнее подвижного абонента
	Высота ИП над уровнем моря	100 метров
	Шаг дискретизации Δt	15 секунд
№ 2	Координаты подвижного абонента	80º с.ш., 38º в.д.
	Высота подвижного абонента над уровнем моря	100 метров
	Угол маски для подвижного абонента	8,1º
	Местоположение ИП относительно подвижного абонента	100, 300, 500, 1000 км южнее подвижного абонента
	Высота ИП над уровнем моря	6000 метров
	Шаг дискретизации Δt	15 секунд
№ 3	Координаты подвижного абонента	10º с.ш., 38º в.д.
	Высота подвижного абонента над уровнем моря	100 метров
	Угол маски для подвижного абонента	8,1º
	Местоположение ИП относительно подвижного абонента	100, 300, 500, 1000 км южнее подвижного абонента
	Высота ИП над уровнем моря	100 метров
	Шаг дискретизации Δt	15 секунд
№ 4	Координаты подвижного абонента	10º с.ш., 38º в.д.
	Высота подвижного абонента над уровнем моря	100 метров
	Угол маски для подвижного абонента	8,1º
	Местоположение ИП относительно подвижного абонента	100, 300, 500, 1000 км южнее подвижного абонента
	Высота ИП над уровнем моря	6000 метров
	Шаг дискретизации Δt	15 секунд

На основе исходных данных с применением имитационного моделирования получены зависимости времени t_Σ от значения угла маски для ИП $\beta_{\min ИП}$: рис. 1 – для вариантов исходных данных № 1 и 3, рис. 2 – для вариантов исходных данных № 2 и 4.

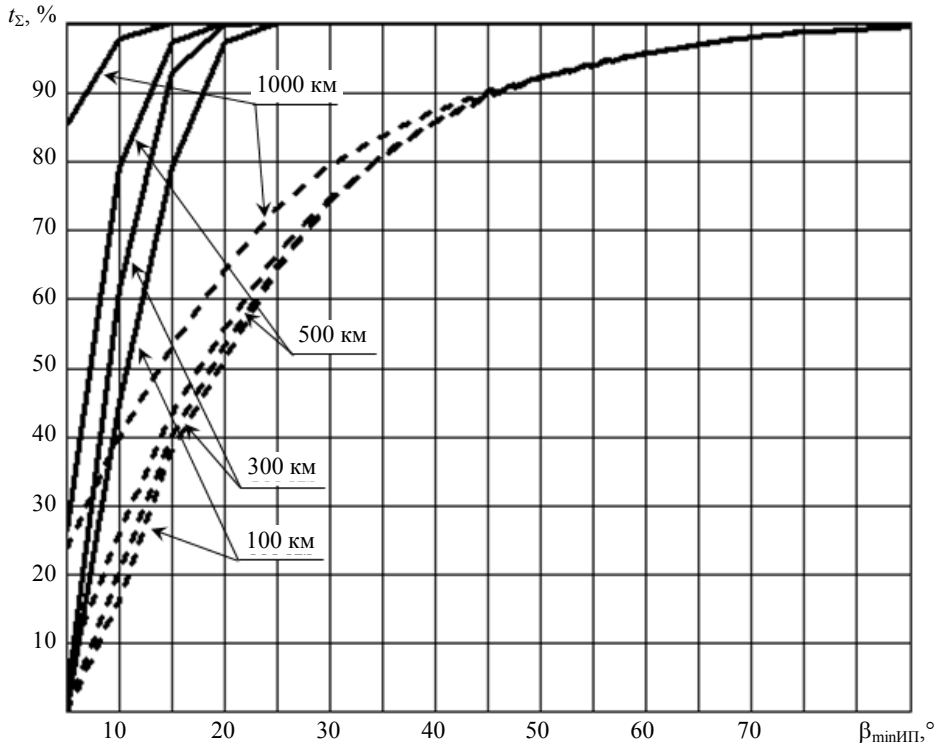


Рис. 1. Зависимость t_Σ от значения угла маски для ИП $\beta_{\min ИП}$, построенная по результатам моделирования, для вариантов исходных данных № 1 и 3

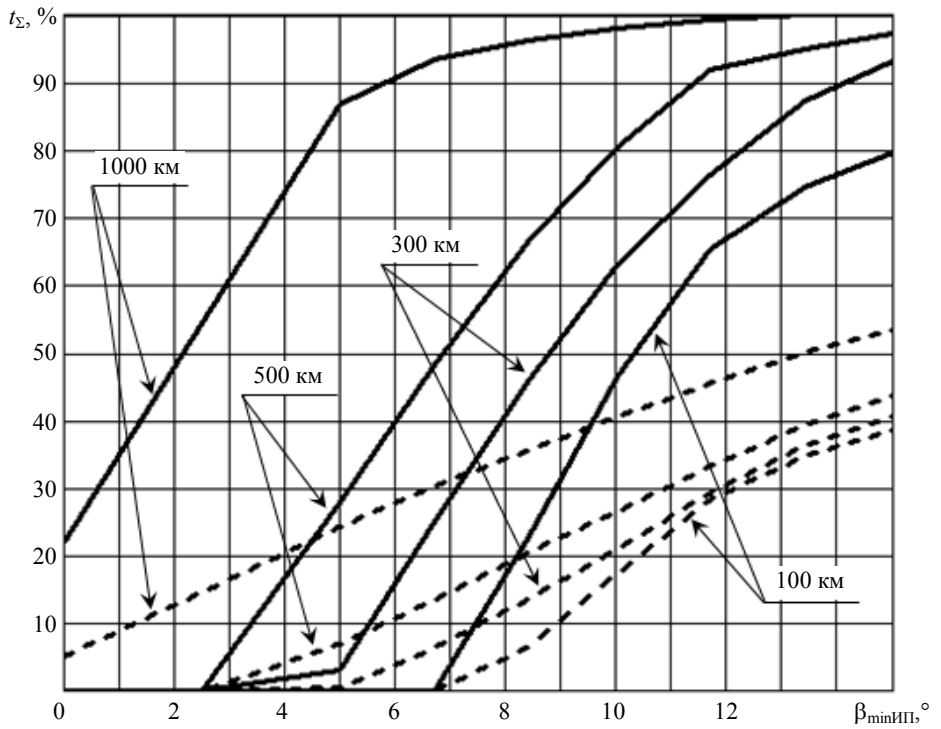


Рис. 2. Зависимость t_Σ от значения угла маски для ИП $\beta_{\min ИП}$, построенная по результатам моделирования, для вариантов исходных данных № 2 и 4

Анализ зависимостей приведенных на рис. 1 и 2, показывает следующее:

1. При смещении ПАб от экватора к полюсу наблюдается снижение влияния ИП на возможность ведения связи независимо от высоты ИП над уровнем моря.

2. На 80 градусах с.ш. влияние ИП, расположенного южнее ПАб на 100 км, можно полностью исключить, если обеспечить значение $\beta_{\min ИП} \geq 25°$.

3. При расположении абонента на 10 градусах с.ш. исключить влияние ИП на удалениях 100…1000 км нельзя, что объясняется повышением плотности ИСЗ в районах полюсов и ее снижением в районе экватора из-за характерного для системы наклона плоскости орбит ИСЗ (орбита близка к полярной).

4. Увеличение высоты размещения ИП над уровнем моря негативно сказывается на возможности ведения связи независимо от широты ПАб. Данный факт объясняется тем, что ИП, будучи высоко поднятым над уровнем моря, имеет большую по площади зону радиовидимости относительно ПАб и имеет возможность нарушать связь, даже находясь на значительном удалении от ПАб.

Таким образом, разработанная имитационная модель оценки влияния взаимного расположения ПАб СПСС и ИП на возможность ведения связи, учитывающая динамику изменения наблюдаемого созвездия ИСЗ-ретрансляторов, может найти применение для разработки норм территориального разноса средств связи и источников помех.

Литература

1. *Челышев В.Д., Якимовец В.В.* Радиоинтерфейсы спутниковых систем персонального радиосервиса : Учеб. пособие. – СПб. : ВУС, 2003. – 364 с.

2. *Дубошин Г.Н.* Справочное руководство по небесной механике и астродинамике. – М. : Наука. Глав. ред. физ.-мат. лит., 1976. – 864 с.

3. *Луповка В.А., Луповка Т.К.* Основы космической геодезии с элементами фотограмметрии : Учеб. пособие. – Ч. 1. – 2-е изд., испр. – М. : МИИГАиК, 2002. – 80 с.

4. *Машбиц Л.М.* Зоны обслуживания систем спутниковой связи. – М. : Радио и связь, 1982. – 168 с.

Статья поступила в редакцию 20 мая 2014 года

УДК 621.3

ДЕКОМПОЗИЦИЯ ЗАДАЧИ СИНТЕЗА МОДУЛЯРНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент кафедры информационных систем, Ставропольский ин-т управления, e-mail: aveligosha@mail.ru

Представлены предъявляемые к цифровым фильтрам требования, обеспечивающие их заданные показатели качества и пути достижения этих показателей. Проведена ее декомпозиция задачи синтеза модулярных цифровых фильтров на совокупность частных задач.

Ключевые слова: *адаптивный цифровой фильтр, система адаптации, величина ошибки; входной, выходной, требуемый сигнал; коэффициент адаптации, итерация, модуль, обработка данных.*

TASK PARTITION OF MODULAR DIGITAL FILTER SYNTHESIS

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Information Systems Chair, Stavropol Management Institute, e-mail: aveligosha@mail.ru

The requirements for digital filters ensuring their quality indicators defined ways to achieve required quality indicators are presented. Formulation of the problem conducted modular synthesis of digital filters and held its decomposition into a set of individual tasks.

Keywords: *adaptive digital filter, adaptation system, error value, required signal, input, output, adaptation rate, iteration, module, date processing.*

Существующее сегодня противоречие между требованиями, предъявляемыми к цифровой фильтрации, и возможностями существующих методов реализации цифровых фильтров (ЦФ) вызывает необходимость поиска путей разрешения данного противоречия. Одним из таких путей является применение модулярных кодов при реализации алгоритмов цифровой фильтрации [1–3].

Для определения показателей качества, используемых для проведения оценки эффективности организации и функционирования цифровых фильтров при использовании модулярного кодирования информации, необходимо определить требования, предъявляемые к ним.

В [4] показано, что существующие способы синтеза цифровых фильтров не обеспечивают их устойчивость по сравнению с аналоговым фильтром-прототипом и заданную точность вычислений, что приводит к значительному отличию амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) синтезированного фильтра от требуемой характеристики. Современные условия функционирования цифровых фильтров в различных устройствах цифровой обработки сигналов определяют необходимость обеспечения всей совокупности функциональных требований в частотной области [5]. Поэтому основными требованиями к частотным характеристикам цифрового фильтра являются [1, 6, 7]:

– АЧХ фильтра должна иметь максимально достижимую прямоугольность в полосе пропускания;

– АЧХ фильтра должна обеспечивать максимальное подавление побочных составляющих спектра сигнала в полосе задерживания;

– АЧХ фильтра должна иметь минимальную неравномерность в полосе пропускания, что обеспечивает улучшение воспроизведения формы обрабатываемого сигнала;

– ФЧХ фильтра должна быть линейной.

Нелинейность фазочастотной характеристики (ФЧХ) фильтра приводит к искажению сигнала, и это надо учитывать, поскольку, например, при когерентной обработке искажения фазы недопустимы. Как показано в [7–9] нерекурсивный цифровой фильтр с симметричной относительно оси симметрии импульсной характеристикой всегда имеет линейную ФЧХ.

Общей задачей реализации цифровой обработки сигналов (ЦОС) является обеспечение требуемой скорости и точности обработки входных сигналов при минимальных массогабаритных характеристиках, энергопотреблении и стоимости.

Как показано в [4, 6, 7], различают программный, аппаратный и аппаратно-программный способы реализации ЦОС и алгоритмов цифровой фильтрации. К программной реализации относится обработка сигналов в нереальном времени, включающая также моделирование алго-

ритмов и систем ЦОС. Такая реализация не предполагает взаимодействия с устройствами внешнего ввода–вывода сигналов и не может быть применима при обработке сигналов в цифровых средствах связи.

Аппаратно-программный способ реализации алгоритмов цифровой фильтрации основан на использовании типовых микропроцессорных средств и специализированных процессоров ЦОС [10].

Аппаратный способ реализации алгоритмов цифровой фильтрации основан на применении процессоров ЦОС или программируемых логических интегральных схем (ПЛИС); они обеспечивают относительно высокое быстродействие системы, но не обладают необходимой функциональной гибкостью, так как жестко привязаны к конкретной решаемой задаче и реализуемому алгоритму обработки. Частично это ограничение снимается при использовании ПЛИС, относящихся к современным средствам аппаратной реализации процессоров ЦОС, но их применение неэффективно с точки зрения обеспечения требуемого быстродействия.

Реализация систем ЦОС на основе микропроцессорных средств общего назначения включает разработку их программного обеспечения, которая выполняется на языке ассемблера, обеспечивающем наибольшую скорость обработки сигналов. Программированию микропроцессорных систем цифровой фильтрации сигналов предшествует разработка реализационного алгоритма обработки, который учитывает особенности архитектуры и системы команд микропроцессора и представляется в виде граф-схемы или программы на гипотетическом языке высокого уровня. Реальное быстродействие нерекурсивных цифровых фильтров НЦФ на основе микропроцессоров общего применения получается очень низким [10]. Оно может быть повышено использованием средств аппаратной поддержки, что увеличивает время вычислений и стоимость НЦФ.

Более обоснованным является применение для цифровой фильтрации сигналов специально ориентированных на это цифровых сигнальных процессоров. Цифровые сигнальные процессоры – это класс микропроцессорных средств, аппаратно и программно ориентированных (оптимизированных) на задачи ЦОС, которые решаются в следующих областях их применения [11]:

1. Коммуникационное оборудование:

– уплотнение каналов передачи данных,

– кодирование аудио- и видеопотоков данных.

2. Системы гидро- и радиолокации.

3. Распознавание речи и изображений.

4. Речевые и музыкальные синтезаторы.

5. Анализаторы спектра.

6. Управление технологическими процессами.

Эффективность цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) и их реализационные возможности характеризуются также оценками времени выполнения ими базовых и специальных тестовых алгоритмов ЦОС [11]. Эти оценки наряду с другими показателями учитываются при обосновании выбора типа ЦСП для реализации требуемого алгоритма цифровой фильтрации.

В табл. 1.1 приведена оценка времени обработки одного отсчета входного сигнала фильтра на один отвод, рассчитанная для различных типов сигнальных процессоров [12–14]. Быстрое выполнение операций умножения с последующим суммированием имеет важное значение для реализации цифровых фильтров реального времени. Для работы в реальном масштабе времени ЦСП должен быть рассчитан на выполнение всех шагов в программе фильтрации в пределах промежутка времени, соответствующего одному такту дискретизации входного сигнала.

В соответствии с табл. 1 высокопроизводительный универсальный ЦСП с фиксированной точкой ADSP-2189 способен выполнить операцию умножения с накоплением при реализации одного каскада НЦФ за 13,3 нс. Данный тип ЦСП затрачивает $N + 5$ инструкций при реализации фильтра с количеством каскадов N (5 инструкций требуется на дополнительные операции). Для 100-каскадного фильтра полное время вычисления составляет 1,4 мкс. Это соответствует максимально возможной частоте дискретизации 714 кГц, ограничивая, таким образом, ширину полосы частот обрабатываемого сигнала несколькими сотнями килогерц, что не удовлетворяет предъявляемым требованиям. Необходимо отметить важный факт, связанный с ограничением ширины полосы частот обрабатываемого сигнала: что в цифровых системах, даже с высокой степенью избыточной дискретизации, требуется наличие аналоговых фильтров нижних частот перед аналого-цифровым преобразователем и после цифро-аналогового преобразователя для устранения эффекта наложения спектра. Более того, с ростом частоты сигналы выходят за

рамки возможностей доступных аналого-цифровых преобразователей, и цифровая фильтрация становится невозможной. Это обусловлено тем, что имеют место ограничения при работе в реальном масштабе времени (вычисление одного выходного отсчета должно быть завершено в течение интервала дискретизации) и для выполнения предъявляемых к цифровой фильтрации требований необходимы высокопроизводительные аналого-цифровые, цифро-аналоговые преобразователи и цифровые сигнальные процессоры [14].

Таблица 1

Сравнительные характеристики ЦСП

ЦСП, тип арифметики	Тактовая частота, МГц	Время цикла, нс	Комплексный КИХ-фильтр, нс/отвод	Вещественный КИХ-фильтр, нс/отвод	Комплексное 256-точечное БПФ, мкс
1	2	3	4	5	6
Dsp56311 (фт)	150	6,7	19	6,3	58
Tms320c6701(пт)	167	6	11,5	2,5	21
Adsp-21065 (пт)	50	20	40,5	13,5	-
Adsp-21160 (пт)	100	10	15,5	5,7	-
Tms320c6203 (фт)	300	3,3	–	1	0,9
Msc8101 (фт)	300	3,3	–	0,5	6
Tms320c64xx (фт)	600	1,67	–	0,3	–
Adsp-ts201s (фт, пт)	600	1,67	–	0,83	1,5

Ограничение на число звеньев синтезируемого фильтра, реализующего подпрограммы нерекурсивной фильтрации на ЦСП в реальном масштабе времени, определяется, прежде всего, длительностью процессорного цикла, частотой дискретизации и требуемым объемом других вычислений. Однако чем больше звеньев включает фильтр, тем в большей степени выполняются требования по прямоугольности его АЧХ. Таким образом, существует противоречие между требованиями к алгоритму цифровой фильтрации по быстродействию и АЧХ реализуемого цифрового фильтра и вычислительными возможностями существующих ЦСП различных типов.

Проведенный анализ вычислительных возможностей ЦСП (табл. 1) и процессоров ADSP-2106, ADSP-2116X, TIGERSHARC™, обрабатывающих 16 и 32-разрядные данные с фиксированной и плавающей точкой, показал, что все они имеют быстродействие одного порядка. Таким образом, можно сделать вывод о том, что реализация цифровых фильтров существующими способами и ЦСП не обеспечивает выполнение требований по быстродействию и точности вычислений выходных отсчетов.

В табл. 2 приведены требования, предъявляемые к НЦФ, которые необходимо обеспечить с целью повышения эффективности обработки сигналов в цифровых системах связи.

Определение требований, предъявляемых к алгоритмам цифровой фильтрации, позволяет сформулировать общую задачу синтеза модулярного ЦФ, имеющего требуемые показатели качества (табл. 2).

Задача улучшения показателей качества ЦФ на основе использования модулярной арифметики может быть сформулирована следующим образом.

Известны алгоритм функционирования ЦФ, показатели качества его функционирования, порядок фильтра, его импульсная характеристика, структура, тип выбранной модулярной арифметики. На значение ряда параметров наложены следующие ограничения:

1. Точность вычисления выходных отсчетов ЦФ должна быть не хуже, чем точность вычисления при использовании ПСС, т.е. $\varphi_с < \varphi_п$, где $\varphi_с$ и $\varphi_п$ – соответственно погрешности вычисления выходных отсчетов при использовании модулярной арифметики и ПСС.

2. АЧХ ЦФ должна иметь более выгодную прямоугольность, чем АЧХ ЦФ, функционирующего в ПСС, т.е. $\varepsilon_с(\omega) > \varepsilon_п(\omega)$.

3. Модулярный ЦФ должен обеспечивать обработку отсчетов импульсной характеристики, имеющих отрицательный знак.

4. Аппаратные затраты на реализацию модулярного ЦФ должны быть в заданных пределах $K_{цф}^{с} K_{цф}^{п}$.

Таблица 2

Требования, предъявляемые к НЦФ

Требования	Значения, обеспечиваемые существующими ЦСП	Требуемые значения для проектируемых фильтров	Пути достижения
1	2	3	4
Требования к АЧХ фильтра: 1) максимально возможная прямоугольность АЧХ цифрового фильтра; 2) минимальная неравномерность АЧХ в полосе пропускания; 3) максимальный уровень подавления помех в полосе задерживания.	Зависят от ошибок квантования входных отсчетов, коэффициентов фильтра, округления (усечения) промежуточных результатов вычислений в звеньях ЦФ конкретного типа ЦСП и от порядка фильтра. Минимизация ошибок их представления.	1) степень прямоугольности АЧХ выше на 10–15%, чем у традиционных ЦФ 2) менее 0,1 дБ 3) не менее –90 дБ	Минимизация ошибок квантования, округления (усечения), представления при обработке. Обеспечивается за счет модулярного кодирования обрабатываемых данных.
Требования к ФЧХ	Линейная ФЧХ	Линейная ФЧХ	Использование КИХ-фильтров
Требования к быстродействию (время вычисления одного выходного отсчета)	0,8–1,5 мкс в зависимости от типа ЦСП и длины КИХ-фильтра	На порядок и выше	Модулярное кодирование обрабатываемых данных
Требования к точности вычисления выходных отсчетов	Определяется аппаратными средствами ЦСП	Точность вычислений ЦФ СОК на порядок и более выше, чем существующих цифровых фильтров	Модулярное кодирование обрабатываемых данных
Требования к аппаратным затратам на реализацию фильтра	Используются КИХ-фильтры порядка $N = 100$ и более	Порядок фильтра <100	Повышение точности представления входных отсчетов, коэффициентов и промежуточных результатов вычислений фильтра
Требования к времени выполнения операции умножения с накоплением	3–15 нс	Менее 1 нс	Табличная арифметика при модулярном кодировании

Требуется разработать алгоритмические и аппаратные структуры ЦФ, функционирующего на основе использования модулярной арифметики, обеспечивающие повышение его быстродействия, требуемые частотные и точностные характеристики и наименьшее время определения значения минимально допустимой ошибки при подстройке вектора коэффициентов в системе адаптации адаптивного цифрового фильтра (АЦФ) при условии выполнения заданных ограничений.

Математическую постановку задачи исследования можно представить в следующем виде:

$$\varepsilon_{\text{с}}(\omega),\ \varphi_{\text{с}} = F(E_{\text{с}}),\ \varepsilon_{\text{с}}(\omega) \to \max,\ \varphi_{\text{с}} \to \min,\ \varphi_{\text{п}} > \varphi_{\text{с}},$$

$$K^{\text{с}}_{\text{цф}} K^{\text{п}}_{\text{цф}},\ \varepsilon_{\text{с}}(\omega) > \varepsilon_{\text{п}}(\omega),\ T_i(E_{\text{с}}),\ t_{\text{ош аф}},\ t_{\text{во с}} \to \min, \quad (1)$$

где $t_{\text{во с}}$ – время вычисления выходного отсчета модулярного ЦФ; $E_{\text{с}}$ – вектор алгоритмов обработки сигналов в ЦФ, реализованных на основе применения модулярной арифметики, влияющих на показатели качества непозиционных цифровых фильтров; $T_i(E_{\text{с}})$ – время выполнения – i-го алгоритма в модулярном коде; $\varphi_{\text{п}}$ и $\varphi_{\text{с}}$ – погрешность вычисления выходных отсчетов в ЦФ ПСС и СОК соответственно; $K^{\text{с}}_{\text{цф}}$ и $K^{\text{п}}_{\text{цф}}$ – аппаратные затраты, необходимые на реализацию модулярных и позиционных ЦФ соответственно; $\varepsilon_{\text{с}}(\omega)$, $\varepsilon_{\text{п}}(\omega)$ – степень прямоугольности АЧХ цифровых фильтров СОК и ПСС, $t_{\text{ош аф}}$ – время определения значения минимально допустимой ошибки при подстройке вектора коэффициентов в системе адаптации АЦФ.

Для оценки эффективности применения модулярной арифметики в ЦФ при решении задачи (1) применять обобщенный показатель нецелесообразно, т.к. он будет неинформативен. В этом

случае целесообразно решать задачи (1), непосредственно определяя группу показателей качества ЦФ при использовании модулярного кодирования и оценивать эффективность применения модулярных кодов путем их сравнения с аналогичными показателями качества ЦФ, функционирующих в ПСС.

Для решения общей задачи исследования используется подход, который позволяет решение задачи (1) свести к решению совокупности взаимосвязанных простых частных задач, т.е. провести ее декомпозицию, которые должны отвечать следующим требованиям [15]:

1. Последовательность постановки должна осуществляться от простой задачи к более сложной задаче.

2. Решаемые задачи должны соответствовать логике процесса синтеза непозиционного ЦФ.

3. Должна выдерживаться иерархия «вложенных» одна в другую задач.

Следовательно, общую задачу исследований можно декомпозировать на следующие частные задачи:

1. Разработка математических основ организации функционирования арифметических устройств непозиционных ЦФ и синтез их структуры.

2. Разработка математической модели функционирования системы адаптации непозиционных адаптивных ЦФ и синтез её структуры.

3. Разработка математической модели метода представления отрицательных чисел в модулярном коде.

4. Разработка алгоритма сопряжения модулярных и позиционных ВУ и синтез их структуры.

5. Разработка алгоритма выбора системы оснований модулярной арифметики в ЦФ.

6. Синтез отказоустойчивой структуры ВУ цифрового фильтра и разработка метода повышения достоверности вычислений непозиционного ЦФ в условиях пересечения интервалов ошибочных результатов в полном диапазоне представления чисел в модулярном коде.

7. Синтез структуры непозиционного адаптивного ЦФ с улучшенными показателями качества функционирования.

8. Разработка методики организации и функционирования адаптивного ЦФ с улучшенными показателями качества для применения в радиотехнических устройствах различного назначения.

Решение первой частной задачи позволяет разработать математическую модель организации вычислений в арифметическом устройстве ЦФ и синтезировать структуру вычислительных каналов фильтра по выбранным основаниям модулярного кода. На основании полученной математической модели проводится синтез структуры арифметического устройства. Полученные математические соотношения для вычисления промежуточных отсчетов в звене фильтра, выходных отсчетов в вычислительном канале позволяют обеспечить вычисление выходных отсчетов за один модульный такт работы вычислительного устройства ЦФ в конвейерном режиме при значительном уменьшении аппаратных затрат, требуемых на реализацию арифметического устройства фильтра.

Решение второй частной задачи позволяет разработать эффективный алгоритм функционирования системы адаптации адаптивного ЦФ, которая обеспечивает подстройку его коэффициентов с минимальными временными затратами, что позволяет получить требуемые его частотные характеристики. При этом обеспечивается заданная точность вычисления выходных отсчетов фильтра. Результаты решения данной задачи позволяют провести синтез структуры системы адаптации АЦФ, функционирующего на основе использования модулярной арифметики.

Решение третьей частной задачи позволяет разработать новый эффективный алгоритм определения знака результата вычислений в ЦФ, который не требует дополнительных временных и аппаратных затрат по сравнению с существующими способами и является более эффективным. Решение этой задачи обусловлено тем, что в ЦФ отсчеты импульсной характеристики могут принимать отрицательные значения, а существующие способы представления отрицательных чисел в модулярном коде имеют высокую вычислительную сложность, уменьшают рабочий диапазон представления данных в два раза и не приспособлены для организации конвейера вычислений.

Решение четвертой частной задачи обеспечивает разработку эффективных аппаратных и алгоритмических структур сопряжения модулярных и позиционных вычислительных устройств ЦФ. В результате разработки математических основ выполнения процедур сопряжения модулярных и позиционных вычислительных устройств ЦФ обеспечивается значительное уменьшение времени их выполнения и согласование скорости ввода и вывода данных в непозиционных ЦФ со скоростью вычислений в их арифметических устройствах.

В результате решения пятой частной задачи определяются рациональные системы оснований модулярной арифметики, которые обеспечивают представление данных в заданном диапазоне и требуемую достоверность результатов вычислений. Что, в свою очередь, обеспечивает более высокую надежность модулярных ЦФ по сравнению с позиционными фильтрами. Последнее обстоятельство обусловлено возможностью варьировать точность (количество вычислительных каналов ЦФ) вычислений в зависимости от предъявляемых требований.

Решение шестой частной задачи позволяет разработать новый эффективный алгоритм обнаружения ошибок вычислений с учетом использования предложенного способа представления отрицательных чисел и синтезировать отказоустойчивую структуру вычислительного устройства непозиционного ЦФ.

Решение седьмой задачи позволяет синтезировать структуру адаптивного непозиционного ЦФ с улучшенными показателями качества и провести сравнительную оценку эффективности непозиционных и позиционных цифровых фильтров.

Решение восьмой частной задачи позволяет разработать методику организации и функционирования непозиционных ЦФ с улучшенными показателями качества и сформировать предложения по их применению в существующих и перспективных радиотехнических системах.

Решение первой, второй, третьей и пятой частных задач позволяет обеспечить высокое быстродействие, требуемые точностные и частотные характеристики непозиционного ЦФ.

Решение четвертой частной задачи позволяет обеспечить конвейер вычислений и согласовать время ввода и вывода данных в ЦФ и время вычисления выходных отсчетов фильтра в их вычислительных устройствах.

Решение шестой частной задачи позволяет разработать новый эффективный алгоритм обнаружения и коррекции ошибок вычислений в условиях пересечения интервалов чисел, в которых расположены ошибочные числа, по разным основаниям выбранной системы оснований модулярного кода.

На основе решения первой–шестой частных задач разрабатывается алгоритм синтеза структуры непозиционного ЦФ, синтезируется его структура, обладающая требуемыми показателями качества. Полученные решения являются результатом решения седьмой частной задачи.

В результате решения первой–седьмой частных задач разрабатывается методика организации и функционирования нового класса непозиционных ЦФ, обладающих более высокими показателями качества, чем позиционные ЦФ. Порядковые номера представленных частных задач отражают последовательность их решения.

Таким образом, декомпозиция общей задачи исследования на совокупность актуальных частных задач позволяет решить задачу создания на основе модулярного кодирования информации алгоритмических и аппаратных структур вычислительных устройств непозиционных ЦФ параллельно-конвейерного типа и синтезировать на их основе новый класс высокоскоростных цифровых фильтров с требуемыми точностными, частотными характеристиками и быстродействием.

Литература

1. *Велигоша А.В., Калмыков И.А.* Использование системы счисления в остаточных классах при разработке цифровых фильтров. Деп. в в/ч 11520. – Вып. 26, сер. В, 1994, № 2449.

2. *Велигоша А.В.* Оптимизация структуры и алгоритмов функционирования непозиционного цифрового фильтра // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 4. – С. 82–88.

3. *Велигоша А.В.* Обоснование и выбор эффективного метода реализации адаптивных цифровых фильтров // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 1. – С. 66–72.

4. *Карпенков А.С., Гришанович Ю.В., Потехин Д.С., Тетерин Е.П.* Методика расчета целочисленного цифрового селекторного нерекурсивного фильтра с заданными добротностью и уровнем подавления / Вестник Нижегородского ун-та им. Н.И. Лобачевского. – 2009. – № 6 (1). – С. 79–85.

5. *Бугров В.Н.* Проектирование цифровых фильтров методами целочисленного нелинейного программирования / Вестник Нижегородского ун-та им. Н.И. Лобачевского. – 2009. – № 6 (1). – С. 71–78.

6. *Брунченко А.В., Бутыльский Ю.Т., Гольденберг Л.М., Матюшкин В.Д., Поляк М.К.* Цифровые фильтры в радиосвязи и радиотехнике. – М. : Радио и связь, 1982. – 244 с.

7. *Гольденберг Л.М., Матюшкин В.Д., Поляк М.К.* Цифровая обработка сигналов. – М. : Радио и связь, 1990. – 256 с.

8. *Гольденберг Л.М., Бутыльский Ю.Т., Поляк М.К.* Цифровые устройства на микросхемах. – М. : Связь, 1979. – 232 с.

9. *Голд Б., Рейдер Ч.* Цифровая обработка сигналов. – М. : Советское радио, 1973. – 367 с.

10. *Глинченко А.С.* Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 2-е изд., переработанное и доп. – Красноярск : ИПЙ КГТУ, 2005. – 164 с.

11. *Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А.* Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. – СПб. : БХВ-Петербург, 2001. – 464 с.

12. *Шипулин С.Н., Храпов В.Ю.* ПЛИС фирмы Altera // Chip News. – 1996. – № 2. – 44 с.

13. *Шипулин С.Н., Храпов В.Ю.* Особенности проектирования цифровых схем на ПЛИС // Chip News. – 1996. – № 5. – 40 с.

14. *Джиган В.И.* Адаптивная фильтрация сигналов : теория и алгоритмы. – М. : Техносфера, 2013. – 521 с.

15. *Качала В.В.* Основы теории систем и системного анализа. – М. : Горячая линия–Телеком, 2007. – 216 с.

Статья поступила в редакцию 26 февраля 2014 г.

УДК 621.394.74

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ОПИСАНИЯ И ОБРАБОТКИ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ СИСТЕМ ИТЕРИРУЕМЫХ ФУНКЦИЙ

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент кафедры информационных систем, Ставропольский ин-т управления, e-mail: aveligosha@mail.ru
Д.А. Велигоша, к.т.н., зам. нач. отд. ЦСКО ОАО «Сбербанк России», e-mail: aveligosha@mail.ru

Предложена модель описания и обработки графической информации на основе систем итерируемых функций, используемая для разработки нового метода ее сжатия.

Ключевые слова: *графическая информация, вэйвлет-преобразование, вэйвлет-функция, вэйвлет-коэффициенты.*

A DEVELOPMENT MODEL OF GRAPHIC INFORMATION DESCRIPTION AND PROCESSING ON BASIS OF ITERATED FUNCTION SYSTEMS

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Information Systems Chair, Stavropol Management Institute, e-mail: aveligosha@mail.ru
D.A. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, deputy head of department, Sberbank of Russia (Stavropol), e-mail: aveligosha@mail.ru

A model of graphic information description and processing based on iterated function systems used to develop a new method of its compressing is given.

Key words: *graphic information, the wavelet transform, wavelet function, wavelet coefficients.*

Цифровая обработка сигналов (ЦОС), в том числе и графической информации, в отличие от аналоговой является эффективным способом выполнения заданных требований к качеству их обработки и обеспечивает более высокую точность, миниатюрность и технологичность устройств преобразования изображений различных типов.

Характерными для систем обработки изображений являются восстановление и улучшение изображений с помощью инверсной свертки, обработка массивов отсчетов с помощью алгоритмов быстрого преобразования Фурье. При восстановлении трехмерной структуры объектов применяются методы пространственно-частотной фильтрации. Другим классом алгоритмов обработки изображений являются преобразование контрастности, выделение контуров, статистическая обработка. Для сжатия графической информации наиболее эффективны ортогональные преобразования Фурье, Адамара и Уолша. Требуемая производительность оценивается величинами 100–1000 MIPS, массивы данных – от 10^5 до 10^6 отсчетов [1].

Существующие аппаратные средства ЦОС не обеспечивают требуемого качества обработки графической информации, при этом возникает противоречие между возможностями существующих методов ее сжатия и требованиями, предъявляемыми к ним. Суть данного противоречия заключается в том, что для эффективной передачи графической информации в телекоммуникационных системах необходимо увеличивать степень ее сжатия. Однако увеличение степени сжатия графической информации приводит к значительному снижению качества ее восстановления, что является недопустимым [2].

Преобразованная после сжатия и передачи по каналам связи графическая информация может дополнительно обрабатываться устройствами ЦОС, в том числе и адаптивными цифровыми фильтрами. Если восстановленная после сжатия графическая информация имеет минимальные искажения, то и процесс ее обработки в цифровых фильтрах будет эффективнее, и в первую очередь с точки зрения быстродействия: так, потребуется меньше времени на подстройку коэффициентов импульсной характеристики адаптивного цифрового фильтра. Во-вторых, будут выполнены требования по точности вычисления выходных отсчетов, что возможно достичь путем реализации алгоритма цифровой фильтрации на основе применения модулярных систем счисления [3].

Сегодня вопрос разрешения выявленного противоречия имеет большую актуальность, и разработка высокоэффективного метода сжатия графической информации является одной из

 ISSN 1995-7009

важнейших задач теории и практики ее обработки. Одним из этапов решения данной задачи является разработка модели описания и обработки графической информации на основе систем итерируемых функций и вэйвлет-преобразований [4].

Вэйвлет-преобразование характеризуется небольшой вычислительной сложностью $O(N)$ и соответствует (для базиса Хаара) конструкции консервативного каскада (N – число отсчетов исследуемого сигнала) [5]. Следует отметить, что масштабные свойства базиса вэйвлетов позволяют учесть особенности самоподобных процессов. Вэйвлеты представляют собой аппроксимацию преобразования Карунена–Лоэва для $1/f$ процессов [6, 7], включая фрактальное броуновское движение и фрактальный гауссов шум. Сигналы, характеризующиеся значительной корреляцией при больших сдвигах и обладающие долгосрочной зависимостью, становятся практически некоррелированными в области вэйвлетов. Это свойство вэйвлет-преобразования является основным при его использовании для анализа фрактальных сигналов и процессов с долгосрочной зависимостью [8].

Дискретное вэйвлет-преобразование обеспечивает многоуровневое представление одномерного случайного сигнала $C(t)$ в виде измененных и расширенных версий прототипа вэйвлет-функции (t) и измененных версий функции масштабирования (t). Для специально выбранных базисных функций (t) и (t) множество их измененных версий для различных масштабов будет иметь следующий вид [9]:

$$\psi_{j,k}(t) := 2^{j/2}\psi\left(2^j t - k\right),$$
$$\varphi_{j,k}(t) := 2^{j/2}\varphi\left(2^j t - k\right)_{j,k}, \qquad (1)$$

где $\psi_{j,k}(t)$ – вэйвлет-функция для масштаба j и сдвига k; $\varphi_{j,k}(t)$ – масштабирующая функция для масштаба j и сдвига k.

Данные функции формируют ортонормированный базис для масштаба j. На основе введенных функций исследуемый случайный сигнал может быть представлен следующим образом:

$$C(t) = \sum_k U_{j_0,k}\varphi_{j_0,k}(t) + \sum_{j=j_0}^{\infty}\sum_k W_{j,k}\psi_{j,k}(t). \qquad (2)$$

В выражении (2), как и ранее, $W_{j,k}$ представляют собой вэйвлет-коэффициенты, а $U_{j,k}$ – масштабирующие коэффициенты:

$$W_{j,k} = \left\langle \psi_{j,k}(t), C(t) \right\rangle = \int C(t)\psi_{j,k}(t)dt, \qquad (3)$$

$$U_{j,k} = \left\langle \varphi_{j,k}(t), C(t) \right\rangle = \int C(t)\varphi_{j,k}(t)dt. \qquad (4)$$

В этом представлении k – индекс, характеризующий пространственное размещение анализируемого элемента сигнала $C(t)$, а j определяет масштаб или разрешение вэйвлет-анализа: больший j соответствует более высокому разрешению, а случаю $j = j_0 = 0$ соответствует самый крупный масштаб или самое низкое разрешение анализируемого сигнала. На практике мы работаем с конечным множеством масштабов, поэтому для представления $C(t)$ заменяем бесконечную сумму в выражении (2) суммой по конечному числу масштабов: $0 \le j \le n-1$; n принадлежит Z.

Как показал проведенный анализ на основе конструкции инверсного каскада, описание параметров исследуемого процесса обработки графической информации целесообразно проводить на основе вэйвлетов Хаара. Масштабирующая и вэйвлет-функция Хаара представлены выражениями

$$\phi(t) = \begin{cases} 1, \text{ если } 0 \le t < 1; \\ 0, \text{ если } t \ge 1; \end{cases} \qquad (5)$$

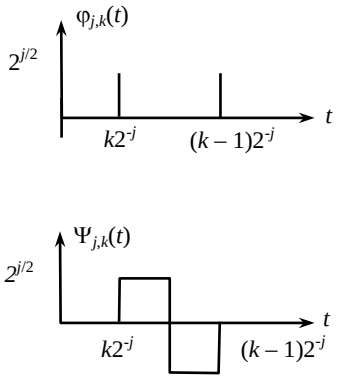
$$\psi(t) = \begin{cases} 1, \text{ если } 0 \le t < 1/2; \\ 0, \text{ если } t \ge 1; \\ -1, \text{ если } 1/2 \le t < 1. \end{cases} \qquad (6)$$

Таким образом, $\phi_{j,k}(t)$ – прямоугольная функция, а масштабирующие коэффициенты Хаара $U_{j,k}$ представляют локальные средние значения сигнала в интервалах времени $\left[k^{-j}; (k+1)2^{-j}\right]$ и формируют дискретное по времени приближение $C(t)$ с разрешением (масштабом) j (рис. 1а). Это делает естественным использование для вычисления масштабирующих и вэйвлет-коэффициентов процедуры, ориентированной на конструкцию двоичного дерева (рис. 1б) [10]. Из рисунка видно, что узлы на более низких горизонтальных уровнях в дереве соответствуют представлениям сигнала с более хорошим разрешением. Вэйвлет-преобразование Хаара исходного сигнала может быть вычислено на основе рекурентных выражений, начиная с описания сигнала на уровне с самым высоким разрешением. Соответствующие коэффициенты вычисляются следующим образом:

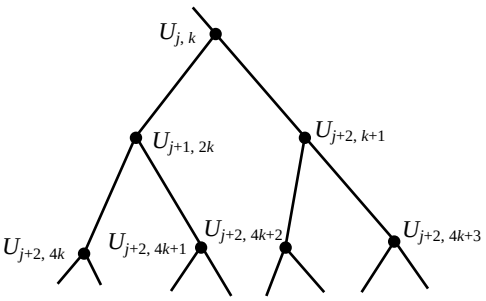
$$U_{j-1,k} = 2^{-1/2}\left(U_{j,2k} + U_{j,2k+1}\right), \quad (7)$$

$$W_{j-1,k} = 2^{-1/2}\left(U_{j,2k} - U_{j,2k+1}\right). \quad (8)$$

Данные выражения описывают процесс продвижения по двоичному дереву и обеспечивают сохранение в вэйвлет-коэффициентах Хаара $W_{j,k}$ подробной информации, потерянной при продвижении от масштабов с высоким разрешением к масштабам с грубым разрешением [10].



а)



б)

Рис. 1. Дискретное по времени приближение $C(t)$ (а) и конструкция двоичного дерева (б)

Обратное вэйвлет-преобразование Хаара определяется с помощью выражений [10]

$$U_{j,2k} = 2^{-1/2}\left(U_{j-1,k} + U_{j-1,k}\right), \quad (9)$$

$$U_{j,2k+1} = 2^{-1/2}\left(U_{j-1,k} - W_{j-1,k}\right). \quad (10)$$

Обратное преобразование эквивалентно перемещению вниз по дереву коэффициентов масштабирования для получения представления сигнала с высоким уровнем разрешения. Из рис. 2 видно, что прямое и обратное вэйвлет-преобразования Хаара N-точечного сигнала могут быть вычислены за $O(N)$ операций с использованием выражений (7) – (10).

Четыре различных сигнала: непрерывный во времени сигнал $C(t)$, его интеграл $D(t)$, дискретное по времени приближение $C^{(n)}[k]$ и $Y(t)$ – можно связать между собой с помощью выражения [10]

$$C^{(n)}[k] := \int_{k2^{-n}}^{(k+1)2^{-n}} C(t)dt =$$

$$= D\left((k+1)2^{-n}\right) - D\left(k2^{-n}\right) =$$

$$= Y\left((k+1)2^{-n}\right) - Y\left(k2^{-n}\right), \quad (11)$$

где $C(t)$ и $D(t)$ существуют на отрезке [0;1], а $C^{(n)}[k]$ – значение процесса на отрезке длиной 2^{-n} дискретного по времени сигнала. Таким образом, имеется только один масштабирующий коэффициент $U_{0,0}$ в выражении (10), то есть одиночное дерево масштабирующих коэффициентов.

Следовательно, $C^{(n)}[k]$ на уровне разрешения (масштабе) n может быть определено с помощью масштабирующих коэффициентов [11]

$$C^{(n)}[k] = 2^{-n/2} Ua_{n,k} \quad k = 0,1,\ldots,2^n - 1. \quad (12)$$

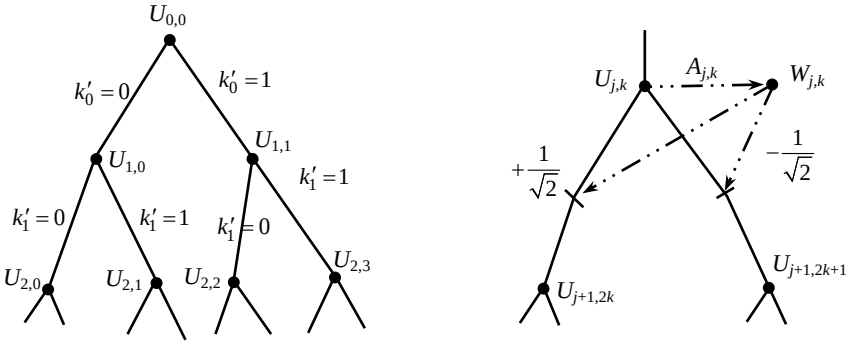
На основе выражения (12) получим следующее соотношение:

$$2^{-n/2} W_{n,k_n} = \mu\left(I_{2k_n}^{n+1}\right) - \mu\left(I_{2k_n+1}^{n+1}\right) =$$

$$= \left(M_{2k_n}^{n+1} - M_{2k_n+1}^{n+1}\right) \prod_{i=0}^{n} M_{k_i}^{i}. \quad (13)$$

При построении модели неотрицательного случайного процесса $C(t)$, обладающего долгосрочной зависимостью, на практике приходится иметь дело с дискретным во времени сигналом $C^{(n)}[k]$, который аппроксимирует $C(t)$ с разрешающей способностью 2^{-n} [12]. Используем выражение (13) для определения ограниченного набора уровней разрешения (масштабов) $0 \le j < n$. Чтобы использовать данное выражение, необходимо знать значения масштабирующих коэффициентов на низшем уровне разрешения $j_0 = 0$. Для древовидной структуры, представленной на рис. 2, выражение (13) упрощается за счет того, что вместо первой суммы будет

присутствовать только один член $U_{0,0}\cdot\phi_{0,0}$, т.е. будет соответствовать простому дереву для масштабирующих коэффициентов, аппроксимирующему $C(t)$ на интервале [0,1]. В более сложном случае, при наличии R коэффициентов $U_{0,k}$, $k=\overline{0,R-1}$, необходимо строить R деревьев, и процесс $C(t)$ будет определен на интервале [0, R].



а) б)

Рис. 2. Древовидная структура, определяемая выражением (10)

Учитывая то, что одним из основных свойств модели наряду с адекватностью является простота, необходимо разработать модель, которая обеспечивала бы быстрый алгоритм синтеза отсчетов исследуемого процесса, обладающего мультифрактальными свойствами. Это становится возможным при использовании простой вэйвлет-конструкции Хаара, имеющей низкую вычислительную сложность $O(N)$ [13].

Так как необходимо получать только неотрицательные отсчеты $C(t)\geq 0$, накладываются ограничения на значения масштабирующих и вэйвлет-коэффициентов [11]. В частности, $U_{j,k}\geq 0\ \forall\ j,k$. Это условие вытекает из того, что масштабирующий коэффициент представляет собой локальное среднее сигнала для конкретного масштаба, и он положителен, только если сам сигнал положителен. Кроме того, $\left|W_{j,k}\right|\leq U_{j,k}\forall\ j,k$. С учетом сказанного, на основе выражений (12), (13) вэйвлет-коэффициенты будут получены следующим образом:

$$W_{j,k}=A_{j,k}\cdot U_{j,k}, \qquad (14)$$

где $A_{j,k}$ представляют собой независимые случайные величины, определенные на интервале [–1, 1]. Таким образом, моделирование значений неотрицательного случайного процесса можно проводить в следующей последовательности:

1. Зафиксировать масштаб с наиболее низким разрешением (самый грубый масштаб) j = 0 и рассчитать масштабирующие коэффициенты $U_{0,0}$.

2. Для исследуемого масштаба с разрешением j > 0 сгенерировать случайные величины $A_{j,k}$ и на их основе рассчитать значения вэйвлет-коэффициентов $W_{j,k}$, $k=0,\ 1,\ 2,...,2^j-1$.

3. Для масштаба j > 0, используя значения $W_{j,k}$ и $U_{j,k}$, произвести расчет масштабирующих коэффициентов для масштаба j + 1 $U_{j+1,2k}$ и $U_{j+1,2k+1}$ и $k=0,\ 1,\ 2,...,2^j-1$.

4. Итеративно повторять шаги 2 и 3 данного алгоритма для масштабов j и j + 1, вплоть до масштаба с требуемым разрешением j = n.

На основе описанного выше алгоритма производится моделирование значений масштабирующих и вэйвлет-коэффициентов. Вычисленные масштабирующие коэффициенты для масштаба с наилучшим разрешением служат основой для определения $C^{(n)}[k]=2^{-n/2}U_{n,k}$, $k=0,\ 1,\ 2,...,2^j-1$.

Учитывая достаточно простую структуру преобразования Хаара, шаги 2 и 3 описанного алгоритма объединим следующим образом:

$$U_{j+1,2k}=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1+A_{j,k}\right)U_{j,k}, \qquad (15)$$

$$U_{j+1,2k+1}=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1-A_{j,k}\right)U_{j,k}. \qquad (16)$$

Весь процесс моделирования процесса, обладающего мультифрактальными свойствами,

сводится к рекуррентной схеме, которая связывает масштабирующие коэффициенты для масштаба с грубым разрешением $j = 0$ с их потомками на масштабах с более высоким разрешением $j > 0$. При этом для $j > 0$ переменные индексирования k_j определяют возможное местоположение потомков масштабирующего коэффициента $U_{0,0}$ при уровне разрешения 2^{-j}. Иными словами, можно связать сдвиг k_j масштабирующего коэффициента с местоположением (сдвигом) двух его прямых потомков: $k_{j+1} = 2k_j + k'_j$, причем $k'_j = 0$ соответствует левому потомку, а $k'_j = 1$ – правому. Выразим k_j как функцию от k'_j [14]:

$$k_j = \sum_{i=0}^{j-1} k'_j \cdot 2^{j-1-i}, \qquad (17)$$

то есть $k_j = \left[\frac{k_{j+1}}{2}\right]$, а $k'_j = k_{j+1} - 2\left[\frac{k_{j+1}}{2}\right]$. Отметим, что определение значения k'_j фиксирует не только k_j, но и значения всех коэффициентов-потомков U_{i,k_i} $(i = 0,..., j)$ от $U_{0,0}$ до U_{j,k_j}.

С учетом вышеизложенного масштабирующие и вэйвлет-коэффициенты Хаара несложно определить через случайные переменные $A_{j,k}$, определенные на интервале [–1, 1], используя следующие выражения:

$$U_{j,k_j} = 2^{-j/2} U_{0,0} \prod_{i=0}^{j-1} \left(1 + (-1)^{k'_j} A_{i,k_i}\right), \qquad (18)$$

$$W_{j,k_j} = 2^{-j/2} A_{j,k_j} U_{0,0} \prod_{i=0}^{j-1} \left(1 + (-1)^{k'_j} A_{i,k_i}\right). \qquad (19)$$

На основе выражений (18)–(19) можно определить значения $C^{(n)}[k]$:

$$C^{(n)}[k] = 2^{-n} U_{0,0} \prod_{i=0}^{n-1} \left(1 + (-1)^{k'_j} A_{i,k_i}\right). \qquad (20)$$

В результате выполнения всех вышеприведенных операций получается последовательность отсчетов, характеризующих шумовую составляющую графической информации, появляющуюся при ее обработке. Схема генерации самоподобной последовательности показана на рис. 3.

Предложенная разработанная структурная схема, приведенная на рис. 3, обязательно должна быть использована для генерации самоподобной последовательности из невещественных коэффициентов, описывающих графическую информацию и полученных в результате применения генератора консервативного каскада.

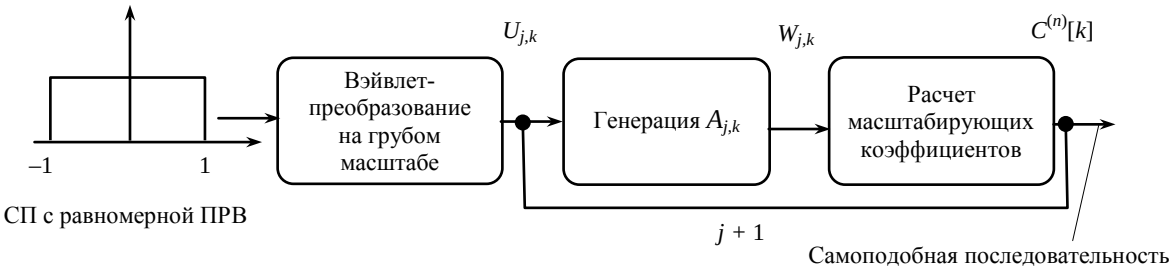


Рис. 3. Схема генерации самоподобной последовательности

Таким образом, разработка модели описания и обработки графической информации при наличии шумовой составляющей, характеризуемой фрактальными и мультифрактальными свойствами, позволяет определить подходы к разработке метода ее фрактального сжатия с возможностью реализации стеганографических функций. При этом разработка данной модели вызвана необходимостью снятия ряда ограничений, используемых в настоящее время (наиболее спорной из которых представляется характер аддитивного шума), зачастую не выполняющихся в реальных условиях, так как для полного статистического описания случайных процессов необходимо оценить моменты высших порядков с учетом многоточечных корреляций. Резкое возрастание сложности и объема вычислений при ухудшении их точности ставит под сомнение само описание случайных процессов их средними величинами. Альтернативой статистическому описанию являются оценки фрактальных размерностей различных, связанных с процессом геометрических объектов, которые имеют определенный физический

смысл и относятся к перспективному направлению исследований.

Для разработки модели, учитывающей фрактальный характер собственно графической информации и мультифрактальный характер ее шумовой составляющей, использован класс мультипликативных ветвящихся процессов – консервативные каскады. При этом каскад представляет собой мультипликативный процесс, разбивающий заданное множество на все меньшие и меньшие части согласно некоторому геометрическому правилу. Он одновременно делит меру этих частей согласно другому (детерминированному или случайному) правилу. В общем случае выделяют три возможных вида каскадов: случайные, детерминированные и консервативные. Случайный каскад сохраняет массу исходного множества только в среднем, а при построении детерминированного каскада каждому субинтервалу, независимо от номера ступени в каскадной конструкции, присваиваются фиксированные массы. Случайные каскады соответствуют физическим моделям турбулентности, однако не сохраняют исходную массу, а детерминированные каскады обладают свойством сохранения массы, но не учитывают стохастический характер процесса. Таким образом, описание процессов, обладающих мультифрактальными характеристиками, потребовало компромисса между гибким случайным и жестким детерминированным каскадами. Для того чтобы решить обе задачи, а именно – сохранить массу и стохастичность, в модели использовано полуслучайное правило, т.е. структура консервативного каскада.

Литература

1. *Тропченко А.Ю., Тропченко А.А.* Цифровая обработка сигналов. Методы предварительной обработки : Учеб. пособие. – СПб. : СПбГУ ИТМО, 2009. – 100 с.

2. *Велигоша Д.А.* Алгоритм сжатия изображений на основе вэйвлет-преобразований // Информационные системы и технологии. – Орел, 2010. – № 5. – С. 13–16.

3. *Велигоша А.В.* Обоснование и выбор эффективного метода реализации адаптивных цифровых фильтров // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 1. – С. 66–72.

4. *Велигоша Д.А.* Модель сжатия изображений на основе вэйвлет-преобразований // Вестник СевКавГТУ. – Ставрополь, 2010. – № 3. – С. 112–117.

5. *Woods J.W., O`Neil S.D.* Sub-band coding of images // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Proc. – May 1986. – 34(5). – Pp. 1278–1288.

6. *Гихман И.И., Скороход А.В.* Введение в теорию случайных процессов. – М. : Наука, 1965. – 260 с.

7. *Norros A.* A storage model with self-similar input // Queueing Systems. – 1994. – Vol. 16. – Pp. 387–396.

8. *Riedel K.S.* Optimal data-based kernel estimation of evolutionary spectra // IEEE Trans. Signal Proc. – July 1993. – 41(7). – Pp. 2439–2447.

9. *Gilbert A.C., Willinger W., Feldmann A.* Scaling analysis of conservative cascades, with applications to network traffic // IEEE Trans. Info. Theory, Special Issue on Multiscale statistical signal analysis and its applications». – April 1999. – Vol. 45, № 3. – Pp. 971–992.

10. *Мала С.* Вэйвлеты в обработке сигналов: пер. с англ. – М. : Мир, 2005. – 671 с.

11. *Cox D.R.* Long-range dependence: A review / Statistics: An Appraisal / H.A. David, H.T. David. – Iowa State University Press, Ames, Iowa, 1984. – Pp. 55–74.

12. *Wohlberg B., De Jager G.* A review of the fractal image coding literature // IEEE Transactions on Image Processing. – 1999. – Vol. 8, № 12. – Pp. 1716–1729.

13. *Федер Е.* Фракталы : пер. с англ. – М. : Мир, 1991. – 254 с.

14. *Creutzburg R., Ivanov E.* Fast algorithm for computing fractal dimensions of image segments // Recent Issues in Pattern Analysis and Recognition. Lecture Notes in Computer Science 399 / Cantoni V.S., Levialdi R., Creutzburg G. Wolf (Eds.). – Springer-Verlag : Berlin-Heidelberg 1989. – Pp. 42–51.

Статья поступила в редакцию 26 февраля 2014 г.

УДК 621.391.037.372

АЛГОРИТМ ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В ПРЯМОМ КАНАЛЕ СИСТЕМЫ LTE

А.В. Гармонов, к.т.н., директор программ, e-mail: avg@wipline.ru
А.И. Сергиенко, к.т.н., в.н.с., e-mail: a.sergienko_53@mail.ru
В.В. Ливенцев, к.т.н., с.н.с., e-mail: vlivencev@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложен алгоритм поиска идентификатора соты и временной синхронизации для прямого канала системы LTE (Long Term Evolution). Методом компьютерного имитационного моделирования проведен анализ данного алгоритма и получены его статистические характеристики.

Ключевые слова: *система LTE, прямой канал, временная синхронизация, решающее правило, некогерентная обработка, выходная статистика.*

ALGORITHM FOR DOWNLINK TIME SYNCHRONIZATION FOR LTE SYSTEM

A.V. Garmonov, Ph.D. in Engineering Sciences, program director, e-mail: avg@wipline.ru
A.I. Sergienko, Ph.D. in Engineering Sciences, leading research engineer, e-mail: a.sergienko_53@mail.ru
V.V. Liventsev, Ph.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, e-mail: vlivencev@mail.ru
JSC «Sozvezdie»Concern»

The algorithm for cell identity search and time synchronization for the 3GPP LTE downlink is proposed. Performance analysis of proposed algorithm is carried out by simulation. Statistical characteristics of this algorithm are received.

Keywords: *LTE system, downlink, time synchronization, decision rule, noncoherent processing, output statistics.*

В настоящее время беспроводной широкополосный доступ представляет собой одно из наиболее динамично развивающихся направлений в сфере телекоммуникационных услуг. Развитие данного направления сопровождается непрерывной сменой технологий, в основе которых лежат стандарты сотовой связи GSM (Global System for Mobile Communications – глобальный цифровой стандарт для мобильной сотовой связи с временным разделением частотного ресурса канала) и CDMA (Code Division Multiple Access – множественный доступ с кодовым разделением каналов), а также семейство стандартов систем передачи данных IEEE 802.xx [1]. В связи с постоянно растущими требованиями конечных пользователей к объему и качеству предоставляемых услуг (сотовая связь, передача данных, видео, мобильное ТВ, высокоскоростной мобильный интернет, многопользовательские игры и др.) в рамках проекта по сотрудничеству при создании сетей третьего поколения 3GPP (3G Partnership Project) был разработан перспективный стандарт широкополосного доступа четвертого поколения (4G) – LTE (Long Term Evolution – «долгосрочное развитие»).

Спецификации стандарта LTE [2] описывают радиоинтерфейс, в основу которого положена технология множественного доступа с ортогональным частотным разделением в прямом канале OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) и технология множественного доступа с частотным разделением каналов и одной несущей в обратном канале SC-FDMA (Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access). При передаче данных этот интерфейс позволяет реализовать как высокую спектральную эффективность, так и устойчивость характеристик в каналах с частотно-селективными замираниями.

В то же время хорошо известно [2], что OFDM-системы весьма чувствительны к ошибкам временной и частотной синхронизации. Поэтому для качественного приема данных и обеспечения работоспособности систем LTE требуется выполнение точной синхронизации. При этом необходимо отметить, что процедура временной синхронизации, как правило, предшествует процедуре частотной синхронизации и является приоритетной при осуществлении доступа абонентского устройства (АУ) в систему LTE.

Вопросам временной и частотной синхронизации в системах LTE посвящено значительное число работ. Так, в [2–4] достаточно подробно описан способ формирования последова-

 ISSN 1995-7009

тельностей сигналов для процедуры синхронизации в системе LTE, приведено обоснование целесообразности использования этих сигналов в процедурах поиска соты и синхронизации и исследованы их характеристики. К сожалению, в указанных работах предлагаемые авторами алгоритмы синхронизации предполагают априорное знание таких характеристик физического уровня, как режим дуплекса (TDD – временной дуплекс и FDD – частотный дуплекс) и тип циклического префикса (ЦП) – стандартный или расширенный. В то же время на практике при выполнении процедуры доступа АУ в сеть системы LTE указанные параметры, как правило, априори неизвестны.

В связи с этим разработка алгоритмов временной синхронизации для прямого канала системы связи LTE, не требующего априорного знания типа дуплекса и типа циклического префикса, является актуальной задачей. Целью настоящей работы является разработка такого алгоритма и оценка его характеристик.

Для процедуры поиска соты и выполнения временной синхронизации в системах связи LTE предусмотрено использование сигналов первичной (PSS – Primary Synchronization Signal) и вторичной (SSS – Secondary Synchronization Signal) синхронизации. Процедура синхронизации выполняется АУ в два этапа: на первом этапе используется сигнал первичной синхронизации PSS, на втором этапе – сигнал вторичной синхронизации SSS с учетом результатов первого этапа.

Структура сигнала первичной синхронизации PSS такова, что его обработка позволяет оценить не только временное положение слота в пределах радиофрейма, но и значение идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$ в пределах соты [2, 5].

Согласно спецификации [5] последовательность $d_M(n)$ для сигнала первичной синхронизации PSS формируется на основе последовательностей Задова–Чу с корнями $M \in \{29, 34, 25\}$ в частотной области следующим образом:

$$d_M(n) = \begin{cases} \exp\left[-j\dfrac{\pi M n(n+1)}{63}\right], & n = 0,1,...,30; \\ \exp\left[-j\dfrac{\pi M (n+1)(n+2)}{63}\right], & n = 31,32,...,61. \end{cases} \quad (1)$$

Соответствие возможных значений идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$ значениям индексов корневой последовательности Задова–Чу M задается в табл. 1.

Таблица 1

Связь значений идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$ и индексов корневой последовательности Задова–Чу M

$N_{ID}^{(2)}$	Индекс корневой последовательности M
0	25
1	29
2	34

Сигнал первичной синхронизации PSS передается в шести центральных ресурсных блоках, что соответствует 72-м поднесущим. При этом сигнал первичной синхронизации PSS формируется в частотной области путем отображения последовательности $d_M(n)$ на 62 центральные поднесущие, расположенные симметрично относительно поднесущей нулевой частоты, которая не используется. Такая структура сигнала PSS позволяет АУ обрабатывать этот сигнал, используя дискретное преобразование Фурье длиной 64, и выполнять синхронизацию в сети без априорного знания выделенной для системы полосы частот [5]. Структура сигнала PSS в частотной области представлена на рис. 1.

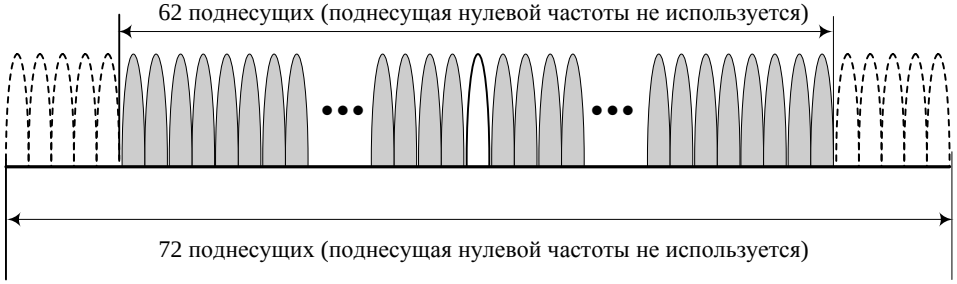


Рис. 1. Формирование структуры PSS сигнала в частотной области

Временное представление сигналов PSS можно получить, используя обратное дискретное преобразование Фурье длиной 64 от значений последовательности (1), отображенной на поднесущие. Для этого к 62-м символам последовательности (1) необходимо добавить справа и слева по элементу с нулевым значением амплитуды.

Следует отметить, что выбор последовательностей Задова–Чу для сигналов первичной синхронизации PSS обусловлен тем, что как сами последовательности, так и их преобразования Фурье имеют постоянную амплитуду и «идеальные» автокорреляционные функции [2]. Указанный набор корней для последовательностей Задова–Чу (табл. 1) выбран по результатам оптимизации формы частотно-временной функции неопределенности сигналов PSS. Для данного набора корней сечение функции неопределенности в области максимума по оси частот слабо зависит от величины частотной расстройки, что позволяет при выполнении процедуры начальной временной синхронизации легко обнаруживать эти сигналы при частотных расстройках вплоть до ±7,5 кГц.

Структура сигналов вторичной синхронизации SSS такова, что их обработка позволяет АУ оценить не только временное положение начала радио фрейма, но и значение идентификатора соты N_{ID}^{cell}, режим дуплекса (TDD или FDD), а также тип циклического префикса (стандартный или расширенный) [5].

Согласно спецификации [5] элементы последовательностей SSS сигнала формируются следующим образом:

$$d(2n)=\begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) \text{ в субфрейме 0,} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) \text{ в субфрейме 5;} \end{cases} \quad (2)$$

$$d(2n+1)=$$

$$=\begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) \text{ в субфрейме 0,} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) \text{ в субфрейме 5,} \end{cases} \quad (3)$$

$$n=0,1,...,30,$$

где последовательности $s_0^{(m_0)}(n)$ и $s_1^{(m_1)}(n)$ формируются из последовательности $\tilde{s}(i)=1-2x(i)$, $i=0,1,...,30$, $x(0)=0$, $x(1)=0$, $x(2)=0$, $x(3)=0$, $x(4)=1$, $x(\bar{i}+5)=\left(x(\bar{i}+2)+x(\bar{i})\right)\bmod 2$, $\bar{i}=0,1,...,25$ путем двух различных ее циклических сдвигов согласно выражениям

$$s_0^{(m_0)}(n)=\tilde{s}\left((n+m_0)\bmod 31\right), \quad (4)$$

$$s_1^{(m_1)}(n)=\tilde{s}\left((n+m_1)\bmod 31\right), \quad (5)$$

а значения индексов $m_0\in\{0,1,...,29\}$ и $m_1\in\{1,2,...,30\}$ связаны со значением идентификатора группы $N_{ID}^{(1)}$ следующими соотношениями:

$$m_0=m'\bmod 31,$$

$$m_1=\left(m_0+\lfloor m'/31\rfloor+1\right)\bmod 31,$$

$$m'=N_{ID}^{(1)}+q(q+1)/2,$$

$$q=\left\lfloor \frac{N_{ID}^{(1)}+q'(q'+1)/2}{30}\right\rfloor,\ q'=\lfloor N_{ID}^{(1)}/30\rfloor. \quad (6)$$

Здесь $\lfloor */k\rfloor$ – ближайшее целое, не превосходящее частного от деления $*/k$; $a\bmod b$ – целое число, остаток от деления целого числа a на целое число b.

Значения индексов m_0 и m_1, рассчитанные с помощью вышеприведенных формул, приведены в [5].

Согласно спецификации [5] скремблирующие последовательности $c_0(n)$ и $c_1(n)$ определяются в зависимости от значения идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$ следующим образом:

$$\begin{aligned} c_0(n)&=\tilde{c}\left((n+N_{ID}^{(2)})\bmod 31\right), \\ c_1(n)&=\tilde{c}\left((n+N_{ID}^{(2)}+3)\bmod 31\right), \end{aligned} \quad (7)$$

$\tilde{c}(i)=1-2x(i)$, $i=0,1,...,30$, $x(0)=0$, $x(1)=0$, $x(2)=0$, $x(3)=0$, $x(4)=1$, $x(\bar{i}+5)=\left(x(\bar{i}+3)+\right.$ $\left.+x(\bar{i})\right)\bmod 2$, $\bar{i}=0,1,...,25$.

Скремблирующие последовательности $z_1^{(m_0)}(n)$ и $z_1^{(m_1)}(n)$ формируются согласно формулам [5]

$$\begin{aligned} z_1^{(m_0)}(n)&=\tilde{z}\left(\left(n+\left(m_0\bmod 8\right)\right)\bmod 31\right), \\ z_1^{(m_1)}(n)&=\tilde{z}\left(\left(n+\left(m_1\bmod 8\right)\right)\bmod 31\right), \end{aligned} \quad (8)$$

$\tilde{z}(i)=1-2x(i)$, $i=0,1,...,30$, $x(0)=0$, $x(1)=0$, $x(2)=0$, $x(3)=0$, $x(4)=1$, $x(\bar{i}+5)=\left(x(\bar{i}+4)+\right.$ $\left.+x(\bar{i}+2)+x(\bar{i}+1)+x(\bar{i})\right)\bmod 2$, $\bar{i}=0,1,...,25$.

Сигнал вторичной синхронизации SSS, как и сигнал первичной синхронизации PSS,

передается в шести центральных ресурсных блоках, что соответствует 72-м поднесущим. При этом сигнал вторичной синхронизации SSS формируется в частотной области путем отображения последовательностей $d(2n)$ и $d(2n+1)$, $n=0,1,...,30$, на 62 центральных поднесущих, расположенных симметрично относительно поднесущей нулевой частоты, которая не используется. Структура сигнала SSS в частотной области представлена на рис. 2. На этом рисунке через SSS_1 и SSS_2 обозначены последовательности, сформированные из последовательностей $d(2n)$ и $d(2n+1)$ для субфреймов с индексом 0 и 5 соответственно.

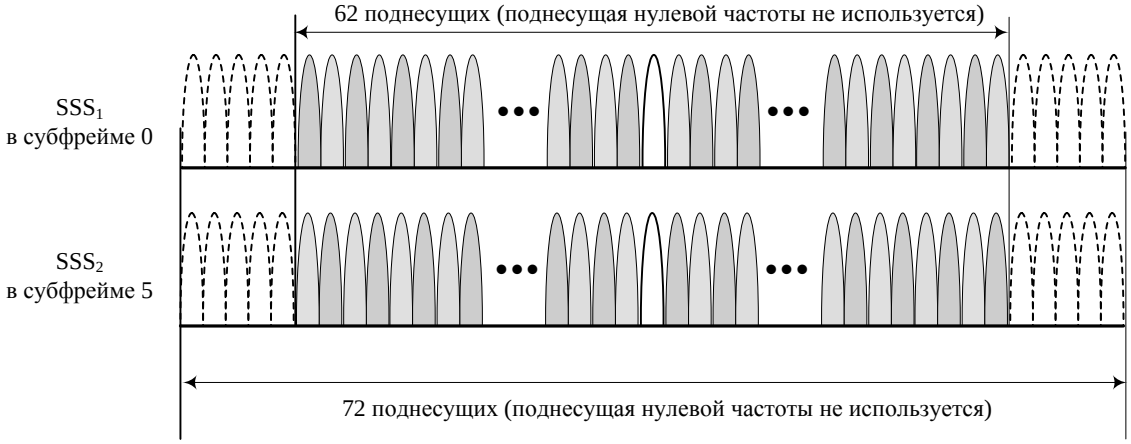


Рис. 2. Формирование структуры сигнала SSS в частотной области

Временное представление сигналов SSS можно получить аналогично случаю сигналов PSS, используя обратное дискретное преобразование Фурье длиной 64 от значений последовательностей (2), (3), отображенных на соответствующие поднесущие. Для этого к 62-м символам двух последовательностей (2), (3) необходимо добавить справа и слева по одному элементу с нулевым значением.

Для выполнения процедуры синхронизации стандартом LTE [5] предусмотрена специальная структура радиофрейма, в которую включены сигналы PSS и SSS во временной области. Взаимное расположение сигналов PSS и SSS на интервале одного радиофрейма для режимов частотного (FDD) и временного (TDD) дуплекса представлено соответственно на рис. 3 и 4.

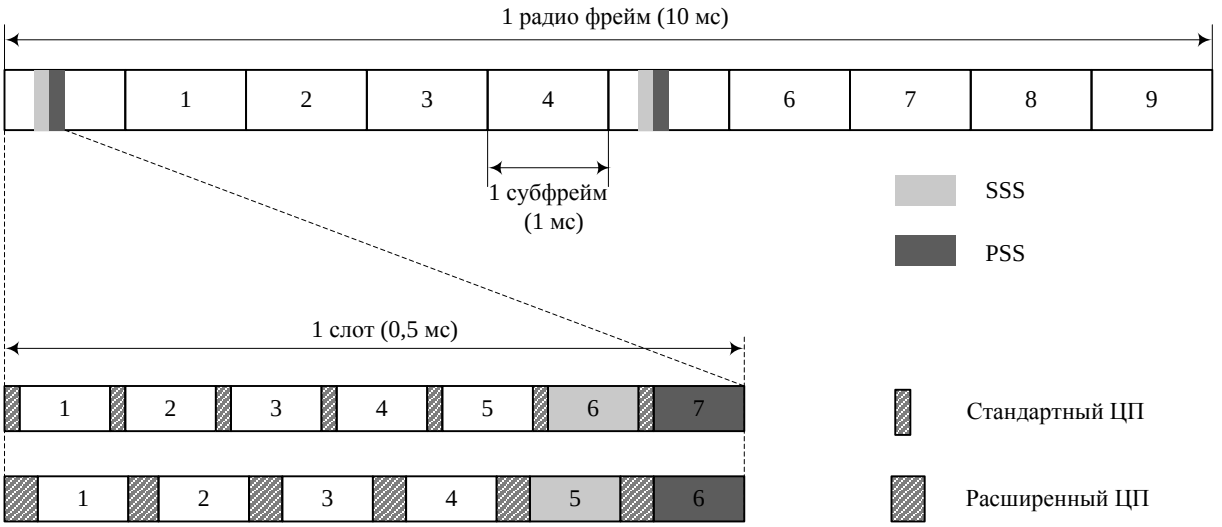


Рис. 3. Временная структура радиофрейма во временной области для случая частотного дуплекса (FDD)

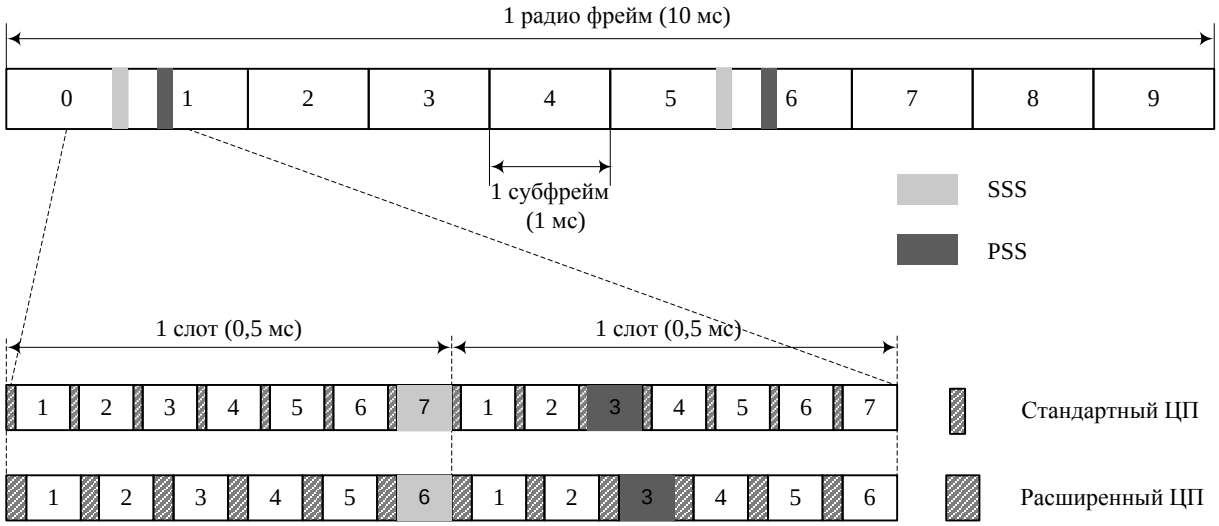


Рис. 4. Временная структура радиофрейма во временной области для случая временного дуплекса (TDD)

Первый этап процедуры синхронизации – оценка временного положения слота и идентификатора сектора (Sector-ID) $N_{ID}^{(2)}$ – выполняется некогерентно с помощью сигналов первичной синхронизации PSS [2]. Необходимо отметить, что данная процедура в силу структуры сигнала PSS оказывается инвариантной к типу (длине) циклического префикса и позволяет определить временное положение слота и тем самым начало радиофрейма с неопределенностью до половины радиофрейма (см. рис. 3, 4).

Решающее правило для определения временного положения слота и идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$, полученное с использованием критерия максимального правдоподобия, имеет вид

$$\hat{m}_{\hat{M}} = \arg\max_{m,M}\left|\sum_{i=0}^{N-1} Y(i+m)S_M^*(i)\right|,\ M=29,34,25, \quad (9)$$

где $\hat{m}_{\hat{M}}$ – индекс отсчета, соответствующего временному положению окончания сигнала PSS, i – временной индекс отсчета, m – временное смещение в отсчетах, N – длина сигнала первичной синхронизации PSS во временной области (в отсчетах), $Y(i)$ – i-й отсчет принимаемого сигнала, $S_M(i)$ – i-й отсчет копии сигнала первичной синхронизации PSS с корнем M во временной области, $(\cdot)^*$ – символ операции комплексного сопряжения. При этом сама процедура оценки на основе решающего правила (9) может быть реализована, например, с помощью корреляторов. Следует отметить, что опорные последовательности Задова–Чу с корнями 29 и 34 являются комплексно сопряженными по отношению друг к другу. Поэтому их обработка возможна с применением одного коррелятора, что позволяет снизить ее сложность.

Второй этап синхронизации – оценка временного положения начала радиофрейма, идентификатора соты, режима дуплекса и типа циклического префикса – выполняется по сигналам вторичной синхронизации SSS с учетом результатов первого этапа.

Возможны два варианта обработки сигнала SSS. Первый основан на прямом переборе всех возможных вариантов последовательностей сигнала SSS. Второй вариант основан на использовании структурных особенностей этих сигналов и предполагает наличие априорной информации о длине циклического префикса и режиме дуплекса, используемых в соте [6].

Точное расположение сигнала SSS в радиофрейме зависит от используемой в данной соте длины циклического префикса и режима дуплекса [5]. При обнаружении сигнала SSS длина циклического префикса и режим дуплекса в соте АУ, как правило, априори неизвестны. Поэтому АУ должно выполнять «слепое» обнаружение сигнала SSS путем проверки его расположения относительно обнаруженного на первом этапе сигнала PSS с учетом используемых в соте априори неизвестных длительности циклического префикса и режима дуплекса (FDD или TDD). Таким образом, в общем случае должны быть проверены четыре возможных варианта расположения сигнала SSS относи-

тельно оцененного временного положения сигнала PSS (см. рис. 3, 4).

Отметим, что, в то время как структура сигналов PSS остается неизменной в каждом передаваемом субфрейме радиофрейма, структура сигналов SSS изменяется специальным образом, что позволяет АУ установить начало радиофрейма.

Алгоритм совместной оценки временного положения начала радиофрейма, идентификатора соты, режима дуплекса и типа циклического префикса основан на методе максимального правдоподобия. При этом решающее правило для определения временного положение начала радиофрейма, значения идентификатора соты N_{ID}^{cell} [5], режима дуплекса (TDD или FDD) и типа циклического префикса имеет вид

$$\left\{\hat{n},\hat{J},\hat{I}\right\} = \arg\max_{n,I,J}\left|\sum_{i=0}^{N-1} Y\left(i+\hat{m}_{\hat{M}}-K_I\right)\left(S_J^{(n)}(i)\right)^*\right|,$$

$$I=1,2,3,4,\ \ J=0,1,...,167,\ n=0,5, \qquad (10)$$

где i – временной индекс отсчета, $\hat{m}_{\hat{M}}$ – оценка временного положения окончания сигнала PSS, найденная на первом этапе с помощью решающего правила (9); K_I – априори известное временное смещение в отсчетах сигнала SSS относительно сигнала PSS для I-й комбинации типа циклического префикса (стандартный или расширенный) и режима дуплекса (FDD или TDD); N – длина сигнала вторичной синхронизации SSS во временной области (в отсчетах); $Y(i)$ – i-й отсчет принимаемого сигнала; $S_J^{(n)}(i)$ – i-й отсчет копии J-го опорного сигнала вторичной синхронизации SSS во временной области для n-го субфрейма. При этом сама процедура оценки на основе решающего правила (10), как и в случае решающего правила (9) для первого этапа синхронизации, может быть реализована, например, с помощью корреляторов.

Отметим, что опорные сигналы $S_J^{(n)}(i)$, $J=0,1,...,167$, $n=0,5$ формируются в частотной области в соответствии с процедурой, описанной выше, и преобразуются во временную область с использованием обратного быстрого преобразования Фурье. При этом при формировании указанных опорных сигналов используется оцененное на первом этапе с помощью сигналов PSS значение идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$.

Ввиду математической сложности вычисления экстремумов многомерных функций в решающих правилах (9), (10) нахождение статистических характеристик оценок параметров, определяемых на первом и втором этапах процедуры синхронизации, в аналитическом виде не представляется возможным. Поэтому исследование этих характеристик было выполнено методом имитационного компьютерного моделирования. Для этого была разработана цифровая имитационная модель, реализующая процедуры оценки и синхронизации первого и второго этапов [7]. Модель согласно спецификации [5] состоит из следующих блоков: блока формирования временных и частотных отсчетов радиофрейма, включающего сигналы PSS и SSS; блока генерирования отсчетов импульсной характеристики многолучевого канала распространения; блока формирования отсчетов аддитивного белого гауссовского шума; блоков, реализующих решающие правила (9), (10); блоков накопления и обработки выходной статистики.

Имитационное компьютерное моделирование было выполнено в соответствии со спецификацией для технологии LTE [8] для трех принятых профилей задержек модели радиоканала: для случая пешехода (EPA), для случая мобильного пользователя в транспортном средстве (EVA) и для случая типовой городской застройки (ETU). Дополнительно для верификации полученных результатов была использована модель канала с аддитивным белым гауссовским шумом. В табл. 2–4 приведены профили многолучевых задержек моделируемых каналов распространения, а в табл. 5 – максимальные значения доплеровского сдвига частот для каждого профиля.

Таблица 2

Модель канала распространения для случая пешехода (EPA)

№ луча	Задержка сигнала луча, нс	Относительная мощность сигнала луча, дБ
1	0	0
2	30	–1.0
3	70	–2.0
4	90	–3.0
5	110	–8.0
6	190	–17.2
7	410	–20.8

Таблица 3

Модель канала распространения для случая транспортного средства (EVA)

№ луча	Задержка сигнала луча, нс	Относительная мощность сигнала луча, дБ
1	0	0
2	30	–1.5
3	150	–1.4
4	310	–3.6
5	370	–0.6
6	710	–9.1
7	1090	–7.0
8	1730	–12.0
9	2510	–16.9

Таблица 4

Модель канала распространения для случая типовой городской застройки (ETU)

№ луча	Задержка сигнала луча, нс	Относительная мощность сигнала луча, дБ
1	0	–1.0
2	50	–1.0
3	120	–1.0
4	200	0.0
5	230	0.0
6	500	0.0
7	1600	–3.0
8	2300	–5.0
9	5000	–7.0

Таблица 5

Максимальные значения доплеровского сдвига частот $f_д$ для профилей каналов EPA, EVA и ETU

Тип многолучевого профиля	Максимальные значения доплеровского сдвига частот $f_д$, Гц
EPA	5
EVA	5; 70
ETU	70; 300

Результаты статистического имитационного компьютерного моделирования получены для системы LTE с полосой частот 20 МГц с частой дискретизации 30,72 МГц при использовании объема исходной статистики [9], достаточного для обеспечения необходимой точности оценки исследуемых параметров, и приведены на рис. 5–7. На рис. 5 представлены значения вероятности правильного определения идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$ в зависимости от отношения сигнал–шум (ОСШ) для разных каналов распространения. Треугольниками изображены значения для канала с аддитивным белым гауссовским шумом, квадратами – для канала с профилем EPA при $f_д = 5$ Гц, звездочками – для канала с профилем ETU при $f_д = 70$ Гц, ромбами – для канала с профилем ETU при $f_д = 300$ Гц, крестиками – для канала с профилем EVA при $f_д = 5$ Гц, кружками – для канала с профилем EVA при $f_д = 70$ Гц. На рис. 6 представлены значения вероятности правильного совместного определения комплекса параметров радиофрейма (временного положения начала радиофрейма, идентификатора соты, режима дуплекса и типа циклического префикса) в зависимости от ОСШ для разных каналов распространения. На рис. 7 представлены значения дисперсии оценки временного положения сигнала PSS в зависимости от ОСШ для указанных каналов распространения. Обозначения на рис. 6, 7 соответствуют обозначениям на рис. 5.

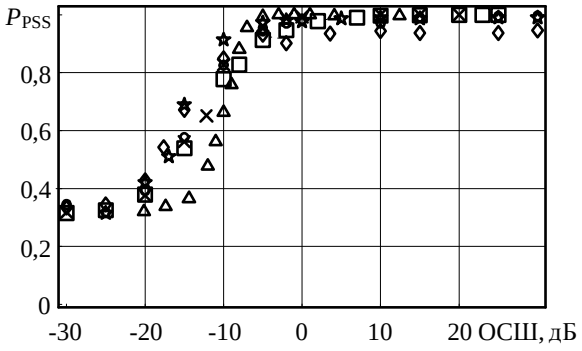


Рис. 5. Вероятность правильного определения идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$

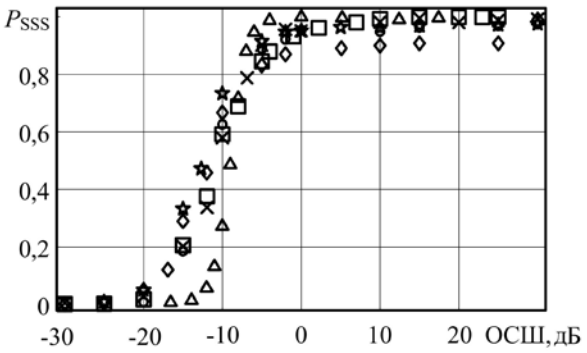


Рис. 6. Вероятность правильного совместного определения комплекса параметров радиофрейма

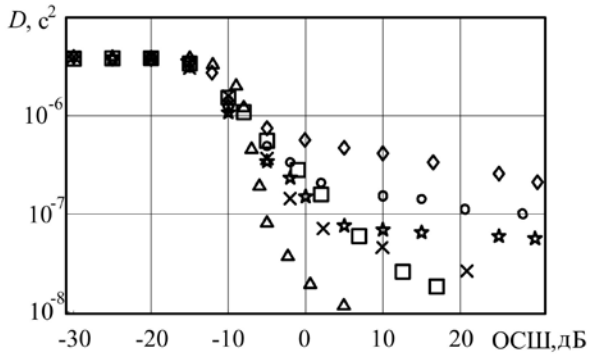


Рис. 7. Дисперсия оценки временного положения сигнала PSS

Анализ результатов имитационного компьютерного моделирования, представленных на рис. 5–7, показывает, что поведение статистических характеристик рассмотренного алгоритма синхронизации – вероятность правильного определения идентификатора сектора $N_{ID}^{(2)}$, вероятность правильного совместного определения комплекса параметров радиофрейма и оценка временного положения сигнала PSS радиофрейма P_{SSS} – имеют типичный вид. Из представленных рисунков следует, что для трех принятых профилей задержек модели радиоканала [8] при увеличении ОСШ входного сигнала имеет место монотонное увеличение значений вероятностей P_{PSS}, P_{SSS} и уменьшение дисперсии оценки временного положения сигнала PSS. При этом наблюдается закономерное ухудшение полученных характеристик в сравнении с аналогичными характеристиками в канале с аддитивным белым гауссовским шумом. Такое поведение результатов моделирования легко объясняется при сравнении рассеивающих свойств (по времени и частоте) рассмотренных многолучевых радиоканалов [10, 11]. Следует отметить, что характеристики алгоритма в части обнаружения сигнала PSS, полученные при имитационном компьютерном моделировании, достаточно точно совпадают с аналогичными результатами, приведенными в [12]. Это позволяет сделать вывод об адекватности данной имитационной модели системе временной синхронизации прямого канала LTE.

Результаты компьютерного моделирования исследуемой системы временной синхронизации LTE можно использовать для оценки потенциальных или требуемых характеристик, а значения соответствующих параметров – применять в качестве рабочих в реальной системе синхронизации.

Литература

1. *Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В.* Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.

2. *Sesia Stefania, Toufik Issam, Baker Matthew*. LTE, The UMTS Long Term Evolution : From Theory to Practice. – Wiley, 2009. – 648 p.

3. *Yinigmin Tsai and Guodong Zhang*. Time and Frequency Synchronization for 3GPP LTE Long Term Evolution Systems // IEEE Vehicular Technology Conference, 65th VTC2007-Spring, April 2007.

4. *SU Huan, Zhang Jian-hua*. Cell search algorithms for the 3G long-term evolution // The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, June 2007. – Vol. 14, Issue 2.

5. 3GPP TS 36.211 : Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Physical Channels and Modulation (Release 10).

6. *Manolakis K., Gutierrez Estevez D.M., Jungnickel V., Xu Wen, Drewes C.* A Closed Concept for Synchronization and Cell Search in 3GPP LTE Systems // In : Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference WCNC 2009. – Pp. 1–6.

7. А. с. 2014612365. О государственной регистрации программы для ЭВМ. Заявка № 2013662492. Программное обеспечение имитационной модели процедуры временной синхронизации в прямом канале системы связи LTE / А.И. Сергиенко, В.В. Ливенцев, О.В. Беспалов (Российская Федерация). Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25 февраля 2014 г.

8. 3GPP TS 36.104 : Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 9).

9. *Савинков А.Ю.* Моделирование и оптимизация в САПР систем цифровой обработки сигналов. – Воронеж : Изд-во Воронеж. гос. ун-та, 2006. – 212 с.

10. *Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С.* Системы цифровой радиосвязи : базовые методы и характеристики : Учебн. пособие. – М. : Эко-Тренд, 2005. – 392 с.

11. *Rappaport T.S.* Wireless Communicanions (Principles and Practice) – NY Prentice Hall PRT, 1996. – 641 p.

12. *Setiawan H., Kurosaki M., Ochi H.* LTE Physical Layer Identity Detection : Frequency vs Time Domain Schemes // In : Proc. IEEE International Conference on Communications ICC 2011, June, 2011.

Статья поступила в редакцию 30 апреля 2014 г.

УДК 621.396.67

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АНТЕНН ВИВАЛЬДИ, НАГРУЖЕННЫХ СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ, В КАЧЕСТВЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ

А.Ф. Латыпова, аспирант ВГТУ, конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: aolay@yandex.ru

Рассмотрен подход к созданию радиопоглотителей, основанный на применении антенных решеток из сверхширокополосных плоских антенн с согласованными нагрузками в виде резисторов. В качестве примера выбрана антенна Вивальди, обладающая удовлетворительными согласованием и ДН в широком диапазоне частот. Произведен выбор оптимального расстояния между элементами радиопоглощающей структуры. Исследовано влияние длины щели и угла падения плоской волны на коэффициент отражения от радиопоглощающей структуры. В результате проведенного исследования сделан вывод о возможности использования решеток из антенн Вивальди в качестве радиопоглощающих структур.

Ключевые слова: *антенна Вивальди, коэффициент отражения, радиопоглощающая структура, ячейка Флоке, коэффициент перекрытия.*

STUDY POSSIBILITY OF USING VIVALDI ANTENNAS LOADED LUMPED ELEMENTS AS RADAR ABSORBER

A.F. Latypova, graduate, Voronezh State Engineering University, designer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: aolay@yandex.ru

The approach to create radar absorber based on the use of antenna arrays of ultra band antennas with matched loaded resistors is considered. As an example Vivaldi antenna having a good matching and radiation pattern in the wide frequency range is selected. The choice of optimal distance between the elements of the radar absorber is carried out. The effect of slot length and angle of incidence wave on the reflectivity of radar absorber is studied. A conclusion that possibility of using arrays of antennas Vivaldi as radar absorbers made.

Keywords: *antenna Vivaldi, reflectivity, radar absorber, unit cell Floquet, overlap ratio.*

В настоящее время за рубежом активно ведутся работы, направленные на разработку вооружения и военной техники, имеющих малую заметность в радиолокационных диапазонах длин волн.

Основные достижения в области снижения радиолокационной заметности связаны прежде всего с использованием радиопоглощающих материалов (РПМ) и структур.

В определенных диапазонах частот, с учетом ограничений по массогабаритным и эксплуатационным характеристикам, используются материалы и конструкции различной структуры, геометрии и химической природы, в частности композиционные материалы с электропроводящими и магнитными включениями, магнитодиэлектрические, профилированные электропроводящие материалы [1]. В последнее время разрабатываются широкополосные РПМ на основе наноструктурированных композиционных тонкопленочных материалов. Широкий спектр подходов к созданию РПМ обусловлен, прежде всего, принципиальным ограничением, связывающим толщину материала, необходимую для достижения функциональности, с эффективной длиной волны и дисперсией диэлектрической и магнитной проницаемостей, что требует поиска компромиссных решений.

Возможен другой подход к разработке поглотителя, который, насколько нам известно, ранее не использовался. Этот подход предполагает использовать в качестве радиопоглотителей антенны, согласованные с нагрузкой. Рассеянное антенной поле разделяется на две составляющие по характеру возникновения. Первую составляющую называют антенной составляющей рассеяния, так как ее диаграмма направленности (ДН) совпадает с ДН антенны, а ее амплитуда зависит от коэффициента отражения от нагрузки [2, 7]. Вторая составляющая не связана с антенной спецификой и появляется в результате дифракции падающей волны на «внешних» элементах антенны [2]. В общем случае обе составляющие присутствуют одновременно, но в направлении главного максимума и вблизи него можно уменьшить антенную составляющую рассеянного поля [2].

 ISSN 1995-7009

В качестве таких антенн предлагается использовать плоские печатные сверхширокополосные антенны на основе электродинамического подобия или сверхширокополосные излучатели. В настоящей работе в качестве примера исследована структура на основе нагруженной антенны Вивальди, оптимизированной по согласованию и параметрам диаграммы направленности.

Исследование одиночной антенны Вивальди

Антенна Вивальди, как известно, представляет собой сверхширокополосный печатный излучатель, построенный на основе расширяющейся щелевой линии. Данный вид антенн ранее неоднократно исследовался в других работах [3–6]. Один из вариантов антенны Вивальди с экспоненциальной щелью представлен на рис. 1.

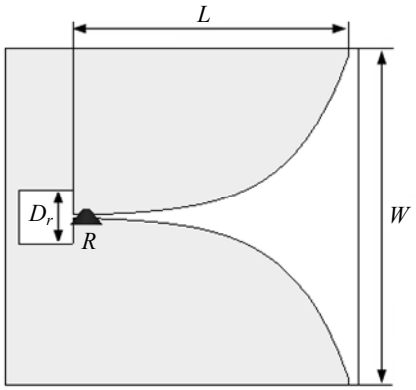


Рис. 1. Геометрия антенны Вивальди с экспоненциальной щелью

Антенна выполнена в виде двух полосковых проводников, расположенных на стеклотекстолитовой подложке. Размеры антенны следующие: $L = 25{,}38$ мм, $D_r = 4{,}32$ мм, $W = 27$ мм. Возбуждение антенны осуществлялось дискретным портом с внутренним сопротивлением $R = 88$ Ом.

Для исследования характеристик антенны Вивальди проведено электродинамическое моделирование методом конечного интегрирования при ее возбуждении электромагнитным сигналом в полосе частот 4,5–11 ГГц. На рис. 2 представлена частотная зависимость коэффициента стоячей волны исследованной антенны Вивальди, возбуждаемой идеальным гармоническим источником ЭДС с внутренним сопротивлением $R = 88$ Ом. Величина 88 Ом является оптимальной для согласования антенны с указанными выше размерами в выбранном диапазоне частот.

Как видно из рис. 2, антенна Вивальди обладает удовлетворительным согласованием в рассматриваемом диапазоне частот.

Далее на рис. 3 представлены сечения диаграммы направленности в Е-плоскости в полярной системе координат в исследуемом диапазоне частот с шагом в 1 ГГц.

Из представленных диаграмм видно, что ширина ДН разработанной антенны Вивальди в Е-плоскости достигает значений углов, лежащих в диапазоне $60 \div 240^{\circ}$. Дальнейшее увеличение частоты приводит к сужению главного лепестка ДН (рис. 3з). Поэтому исследуемый частотный диапазон сверху ограничен частотой 11 ГГц.

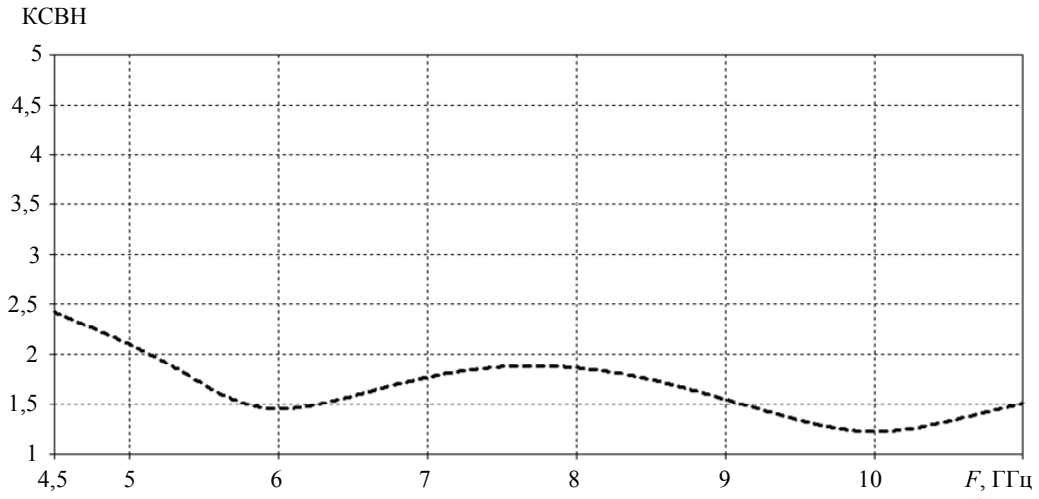
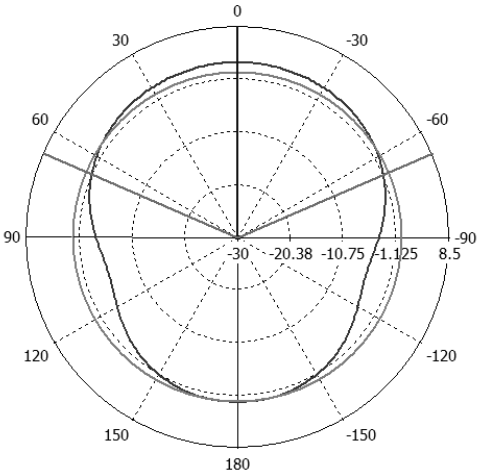
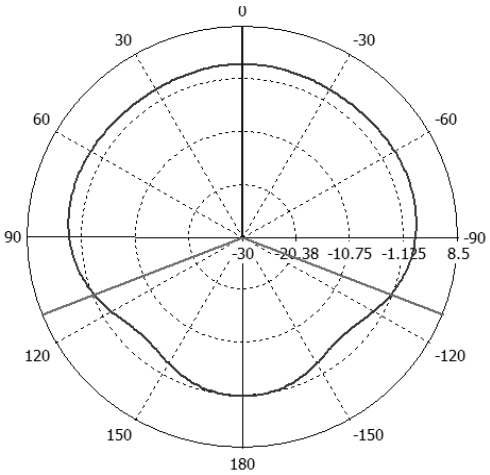


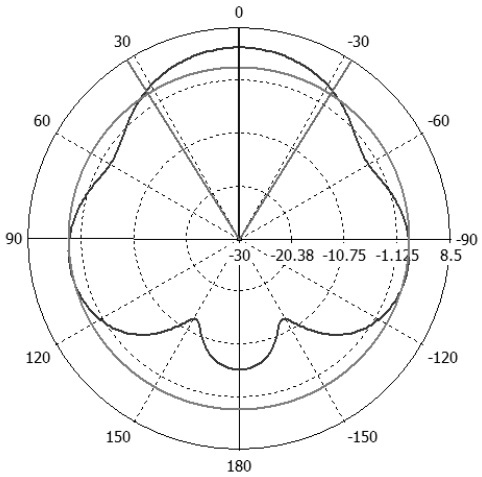
Рис. 2. Частотная зависимость КСВ разработанной антенны Вивальди



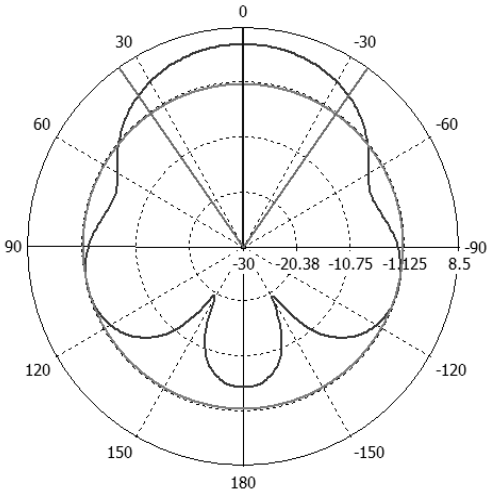
а) $f = 4$ ГГц



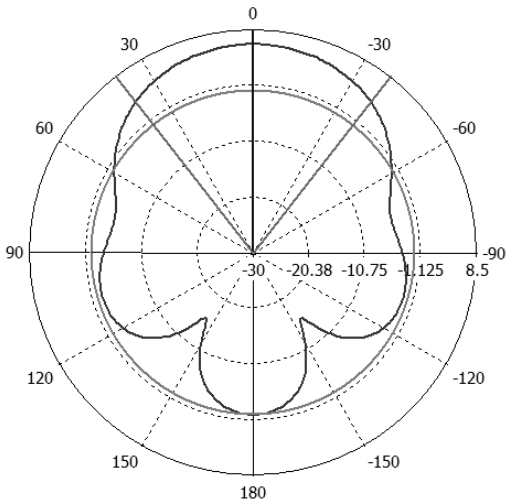
б) $f = 5$ ГГц



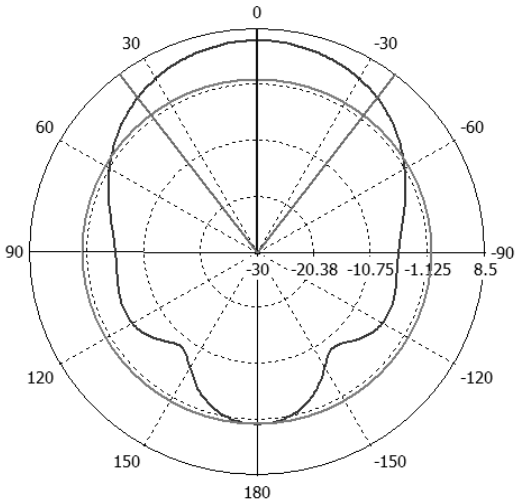
в) $f = 6$ ГГц



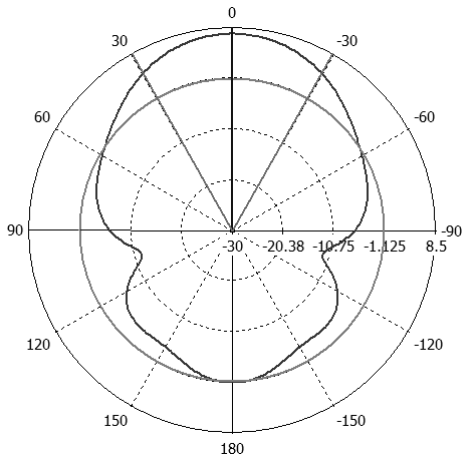
г) $f = 7$ ГГц



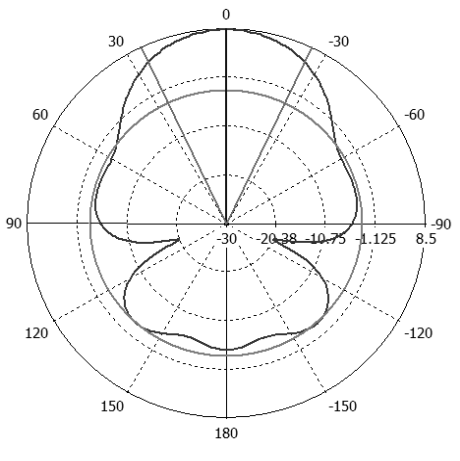
д) $f = 8$ ГГц



е) $f = 9$ ГГц



ж) f = 10 ГГц



з) f = 11 ГГц

Рис. 3. Сечения диаграммы направленности антенны Вивальди в Е-плоскости

Исследование радиопоглотителя на основе решетки нагруженных антенн Вивальди

Поглотитель представляет собой решетку из антенн Вивальди, нагруженных на резисторы с оптимальным по согласованию сопротивлением 88 Ом. Данная решетка расположена на металлическом экране для устранения обратного излучения.

Основной электродинамической характеристикой радиопоглотителя является коэффициент отражения, определяемый как отношение напряженности поля отраженной волны к напряженности поля падающей волны:

$$S = E_{\text{отр}} \big/ E_{\text{пад}} . \qquad (1)$$

Расчет коэффициента отражения радиопоглотителя на основе структуры в виде антенны Вивальди проводился с помощью электродинамического моделирования структуры в виде бесконечной равноамплитудной периодической решетки с использованием метода конечных элементов. Поле над элементами было описано с помощью модели канала Флоке [8]. Под каналом Флоке понимается часть пространства, ограниченная вертикальными стенками, на которых установлены периодические условия. В бесконечной периодической структуре поле в свободном пространстве имеет вид гармоник Флоке, каждая из которых является плоской волной, распространяющейся в пространстве под определенным углом. Анализ бесконечной структуры при этом сводится к анализу одного периода структуры (элементарной ячейки) [8]. Поле в ячейке Флоке было представлено фундаментальным типом волны Флоке TE(0,0), что соответствует падающей плоской волне линейной поляризации, совпадающей с поляризацией антенны Вивальди. Элементарная ячейка Флоке представлена на рис. 4.

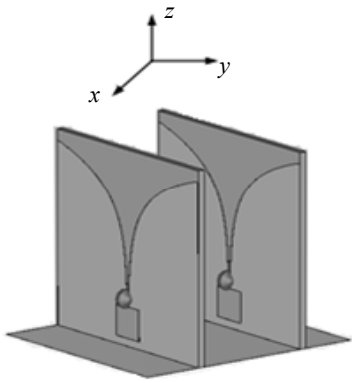


Рис. 4. Элементарная ячейка Флоке радиопоглотителя на основе антенны Вивальди

В ходе моделирования исследовалась структура, не порождающая дифракционных максимумов в своей ДН.

Известно [7], что для отсутствия дополнительных дифракционных максимумов, искажающих ДН решетки, допустимое расстояние d между ее элементами должно удовлетворять следующему условию:

$$\frac{d}{\lambda} \le 1 \big/ \left(\sin\theta_{\max} + 1\right), \qquad (2)$$

где λ – длина волны, $\theta_{\max}$ – максимальный угол отклонения луча в плоскостях XOZ или XOY.

Условие (2) справедливо для решеток из ненаправленных элементов. Для решетки из направленных элементов условие (2) может быть смягчено. Шаг решетки в Е-плоскости был выбран минимально возможным и равным ширине раскрыва W антенны Вивальди.

С целью исследования особенностей поведения модуля коэффициента отражения радиоволны от исследуемой структуры в зависимости от частоты и угла падения в Н-плоскости радиоволны проведен параметрический анализ. В качестве параметра были выбраны шаг решетки d и длина щели L. Шаг решетки d для $\theta_{max} = \pi/2$ для средней частоты диапазона $f = 7{,}5$ ГГц, как следует из условия (2), должен быть не более 20 мм. Результаты для случая нормального падения радиоволны на структуру представлены на рис. 5.

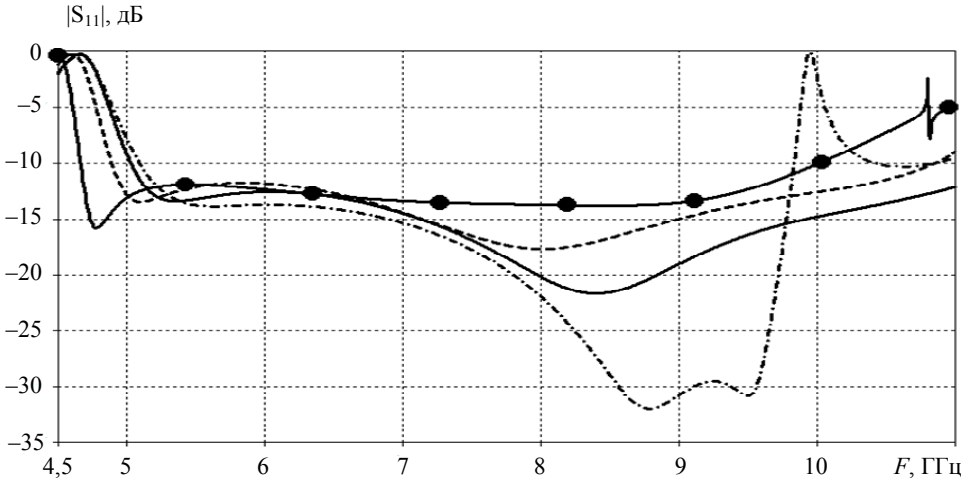


Рис. 5. Частотная зависимость коэффициента отражения для различных значений расстояния d: $d = 5$ мм (сплошная линия с точками), $d = 10$ мм (пунктирная линия), $d = 15$ мм (сплошная линия), $d = 20$ мм (штрихпунктирная линия)

Одним из критериев радиопоглотителя является широкая полоса поглощения. Для оценки широкополосности радиопоглощающей структуры вводится коэффициент перекрытия по частоте, под которым понимается отношение верхней f_{max} и нижней f_{min} частот полосы. Значения коэффициента перекрытия по уровню –10 дБ для каждого расстояния представлены в табл. 1.

Таблица 1

Расстояние между элементами d, мм	5	10	15	20
Коэффициент перекрытия K_f	2,15	2,2	2,19	1,9

Как видно из табл. 1, коэффициент перекрытия имеет слабую зависимость от шага. С целью минимизации взаимного влияния элементов решетки выбрано максимально возможное расстояние $d = 15$ мм, при котором коэффициент перекрытия по частоте еще близок к своему максимальному значению.

При расстоянии между элементами $d = 15$ мм и постоянной ширине антенны Вивальди исследовано влияние длины щели L на коэффициент отражения. Полученные зависимости представлены на рис. 6.

Выбор оптимальной длины щели производился с точки зрения большого коэффициента перекрытия по частоте (табл. 2).

Таблица 2

Длина щели L, мм	0,65λ	0,98λ	1,3λ
Коэффициент перекрытия K_f	2,19	1,99	1,4 и 1,56

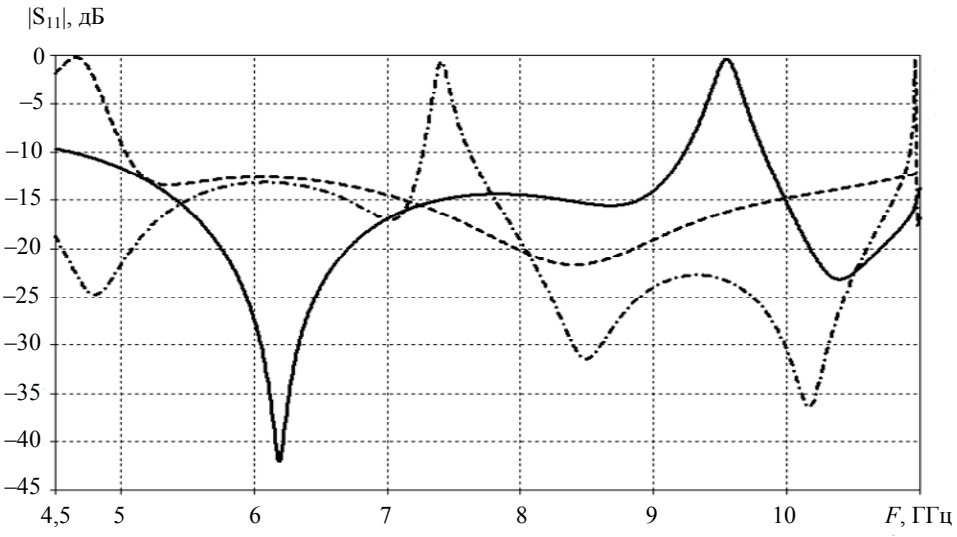


Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента отражения для различных значений L:
$L = 0{,}65\lambda$ мм (пунктирная линия), $L = 0{,}98\lambda$ мм (сплошная линия), $L = 1{,}3\lambda$ (штрихпунктирная линия)

Увеличение длины щели с 0,65 до 0,98λ (табл. 2) приводит к небольшому уменьшению коэффициента перекрытия и сдвигу резонанса коэффициента отражения в область низких частот (рис. 6). Дальнейшее увеличение длины щели ($L > 0{,}98\lambda$) в исследуемом частотном диапазоне приводит к разбиению частотного диапазона на поддиапазоны, каждый из которых обладает небольшим перекрытием по частоте.

На рис. 7 представлена зависимость коэффициента отражения радиопоглощающей структуры при разных углах падения θ плоской волны для длины щели $L = 0{,}65\lambda$ и шага решетки $d = 15$ мм.

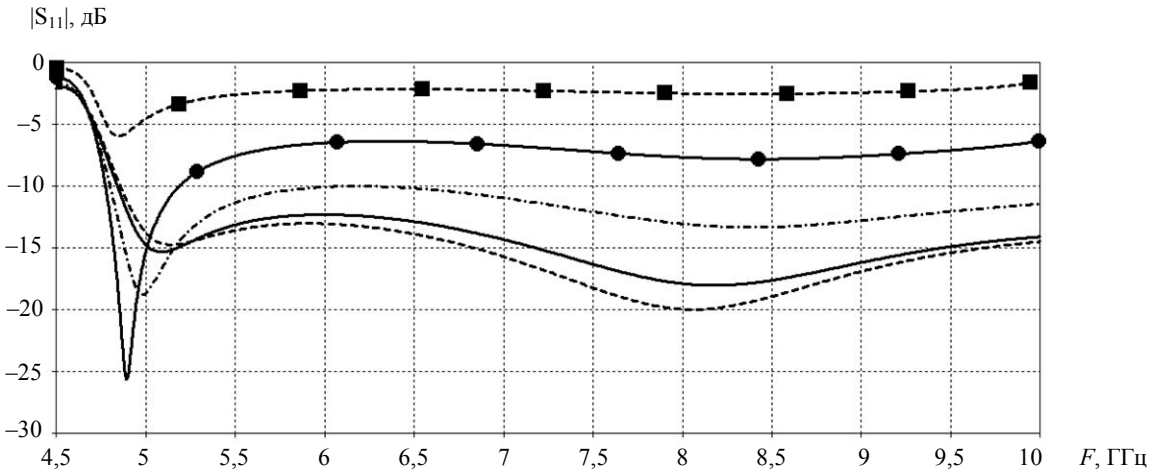


Рис. 7. Частотная зависимость коэффициента отражения при различных значениях угла θ:
θ = 0º (пунктирная линия), θ = 20º (сплошная линия), θ = 40º (штрихпунктирная линия),
θ = 60º (сплошная линия с точками), θ = 80º (пунктирная линия с квадратиками)

Как видно из рис. 7, при углах падения θ от 0 до 40º коэффициент отражения от радиопоглотителя сохраняется в пределах –10 дБ; при θ = 60º коэффициент отражения увеличивается до –6 дБ, при этом полоса поглощения остается практически неизменной. Дальнейшее увеличение угла падения плоской волны (θ > 60º) приводит практически к полному отражению.

Такое поведение коэффициента отражения связано как с тем, что в режиме передачи у антенны Вивальди в исследуемом диапазоне частот главный лепесток ДН в основном расположен в диапазоне углов $-35 \div 35$º, в пределах которого сохраняется антенный эффект радиопоглотителя, так и с оптимальным расположением элементов в решетке радиопоглощающей структуры.

Моделирование антенной решетки из сверхширокополосных излучателей Вивальди, обеспечивающей ослабление отраженной электромагнитной волны на 10 дБ в сверхширокой полосе частот 5–11 ГГц, показало возможность ее использования в качестве радиопоглощающей структуры [7].

Исходя из проведенных исследований, можно сделать вывод о правомерности постановки вопроса об использовании антенных решеток Вивальди в качестве радиопоглощающих структур.

Литература

1. *Казанцева Н.Е., Рывкина Н.Г., Чмутин И.А.* Перспективные материалы для поглотителей электромагнитных волн сверхвысокочастотного диапазона // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 2. – С. 196–209.

2. *Кобак В.О.* Радиолокационные отражатели. – М. : Сов. радио, 1975. – 248 с.

3. *Gazit E.* Improved Design of the Vivaldi Antenna // IEEE Proceedings. – 1999. – Vol. 135, № 2. – Pp. 89–92.

4. *Li Ying, Chen Ai-xin* Design and application of Vivaldi antenna array // Antennas, Propagation and EM Theory : ISAPE 2008, 8th International Symposium, 2–5 November 2008. – Pp. 267–270.

5. *Li Tianming, Rao Yuping, Niu Zhongxia* Analysis and Design of UWB Vivaldi Antenna // Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications : International Symposium, 16–17 August 2007. – Pp. 579–581.

6. *Schaubert D.H., Kasturi S., Boryssenko A.O., Elsallal W.M.* Vivaldi Antenna Arrays for Wide Bandwidth and Electronic Scanning // Antennas and Propagation : EuCAP 2007, The Second European Conference, 11–16 November 2007. – Pp. 1–6.

7. *Воскресенский Д.И.* Устройства СВЧ и антенны : учеб. для вузов. – М. : Радиотехника, 2008. – 384 с.

8. *Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч.* Теория и анализ фазированных антенных решёток. – М. : Изд-во «Мир», 1974. – 455 с.

Статья поступила в редакцию 9 июля 2014 года

УДК 621.396

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ОБЪЕКТОВ И СОСТОЯНИЯ ТЕХНОГЕННОЙ СРЕДЫ

А.С. Багдасарян, д.т.н., профессор, академик НАН Армении, г.н.с., ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, e-mail: bagdassarian@mail.ru
А.В. Луканов, инженер, ОАО «Концерн» Созвездие», e-mail: ank@sozvezdie.su
С.О. Николаева, аспирант, ВГТУ

Рассматриваются вопросы применения технологии авторизованной радиочастотной идентификации для ликвидации последствий природных катастроф; снижения дальности действия системы радиочастотной идентификации (РЧИД) за счет осаждения на радиометку фрагментов полупроводящей среды (осадки, угольная пыль, селевые потоки и др.), образующихся в результате природных и техногенных катастроф. Определены граничные значения дальности считывания радиометки в зависимости от относительной скорости движения объекта. Предлагается устройство обнаружения пострадавших с применением энергонезависимых пассивных радиометок на ПАВ.

Ключевые слова: *радиочастотная идентификация, радиоэлектронный эффект, радиометки.*

MULTIFUNCTIONAL ELECTRONICS PACKAGE FOR OBJECT AND ENVIRONMENT ANTHROPOGENIC CONDITION MONITORING

A.S. Bagdasaryan, D.D. in Engineering Sciences, professor, academician NAS RA, principal research engineer, RAS Kotelnikov Radio Electronics Institute, e-mail: bagdassarian@mail.ru
A.V. Lukanov, engineer, JSC Sozvezdie Concern, e-mail: ank@sozvezdie.su
S.O. Nikolaeva, graduate, Voronezh State Engineering University

The problems of authorized RF unit identification technology application for destruction of nature disaster consequences; action range reduction of RFID system by RFID-tag fragments deposition of semiconducting medium (precipitations, powdered coal, cloudburst floods et al.), appearing as a result of nature and anthropogenic disasters are considered. The boundary values of RFID-tag distance pickup in dependence on relative speed object motion are determined. The victim detection device with the use of nonvolatile inactive RFID-tags on SAW.

Key words: *RF unit identification, radio-electronic effect, RFID-tags.*

Ликвидация последствий природных и техногенных катастроф, поиск и спасение пострадавших при этом людей представляют собой актуальную проблему.

Задача настоящей работы будет состоять в решении обозначенной выше проблемы для двух направлений: горнодобывающая промышленность – поиск пострадавших при аварии в шахтах; туризм, альпинизм – поиск людей, попавших в лавину (сель).

Для оказания своевременной помощи пострадавшим необходимо максимально сократить время поиска в тяжелых условиях окружающей среды. При этом поиск должен осуществляться преимущественно автоматизированно, что значительно облегчит работу спасателям, устранит фактор человеческой усталости. Также устройство, осуществляющее поиск, должно быть максимально простым в использовании (для возможности работы с ним непрофессионального спасателя) и отвечать следующим требованиям:

1. Прибор должен быть компактным и не требующим электропитания, т.е. энергонезависимым.

2. Обеспечивать длительное время работы в условиях пониженной температуры.

3. Быть защищенным или выдерживать негативное воздействие снега, влаги, агрессивных сред.

Одним из перспективных вариантов решения данной задачи является использование технологии радиочастотной идентификации (RFID – Radio Frequency IDentification) на поверхностно-акустических волнах (ПАВ), которая позволяет обнаруживать и идентифицировать объект поиска на удаленном расстоянии по радиоканалу [1–5].

Рассмотрим более подробно структуру и принцип действия РЧМД метки на ПАВ (рис. 1).

Физический принцип работы меток на ПАВ основан на прямом и обратном пьезоэлектрическом эффекте. Считыватель посылает по радиоканалу радиочастотный импульс на ан-

тенну метки. Сигнал от антенны метки возбуждает ПАВ на встречно-штыревом преобразователе (ВШП) затем генерирует импульс ПАВ вследствие пьезоэлектрического эффекта. Поверхностная акустическая волна проходит вдоль поверхности пьезоэлектрического кристалла. Отражения ПАВ от специальных наборов отражателей порождают импульсы, которые кодируются как идентификационный номер. Кодированный импульс проходит обратно к ВШП. Обратный пьезоэлектрический эффект генерирует ответный сигнал на антенне метки, который возвращается к считывателю как радиоволна [6, 7].

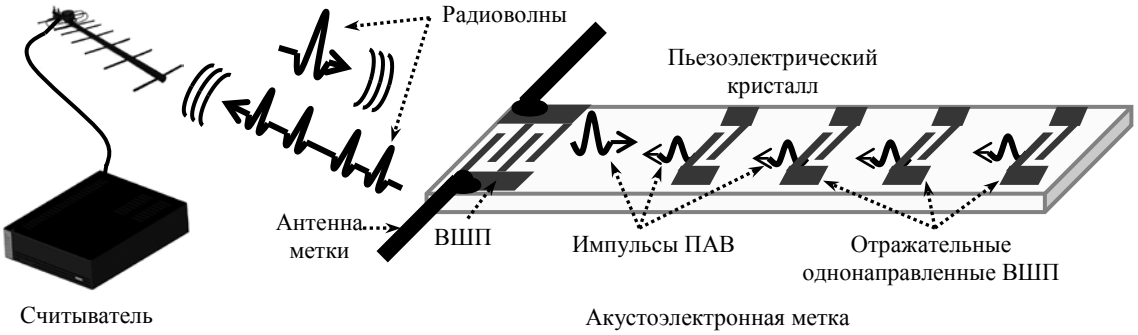


Рис. 1. Принцип считывания кода с радиочастотных меток на ПАВ

Наиболее важной характеристикой системы радиочастотной идентификации (РЧИД), реализуемой на основе поверхностных акустических волн, является дальность достоверного считывания радиометки.

Для оценки дальности считывания метки на ПАВ воспользуемся уравнением радиолокации, которое представлено в виде [8]:

$$d = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{и}} G_w^2 G_n^2 \lambda^4 t_i}{kT_0 F \frac{S}{N} I_L}}. \qquad (1)$$

Здесь k – постоянная Больцмана; T_0 – шумовая температура; F – мощность шума приемника считывателя; $\frac{S}{N}$ – необходимое соотношение сигнал/шум на входе считывателя; t_i – время интегрирования (накопления) ответного сигнала метки; λ – длина волны; S – полезный сигнал от метки на входе считывателя; N – мощность шума на входе считывателя; I_L – коэффициент затухания в метке; $P_{\text{и}}$ – импульсная мощность передатчика; G_w, G_n – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн.

На рис. 2 представлены расчетные зависимости дальности считывания метки $d(m)$ от длительности интегрирования ответного сигнала метки t_i (сек) для трех значений мощности передатчика: 10, 100, 1000 мвт.

Из рисунка видно, что дальность считывания метки d возрастает пропорционально корню четвертой степени из произведения излучаемой импульсной мощности ($P_{\text{и}}$) и времени интегрирования (t_i), достигая 10 метров за время $t_i = 0{,}1$ сек и мощности 100 мвт. Время интегрирования при считывании меток имеет принципиальное значение, и в первую очередь для железнодорожного и автомобильного транспорта. Критерием достаточности времени интегрирования является временной интервал перемещения подвижного объекта на заданной скорости, который должен быть значительно больше двойного времени прохождения поверхностной акустической волны, возбужденной запросным импульсом считывателя, структуры метки (ВШП и отражающих рефлекторов) считывателя, выполненной на пьезокристаллической подложке.

При больших скоростях движения ($V_0 > 100$ км/ч) это условие обычно не выполняется, тогда величина t_i определяется по формуле

$$t_i = t_{i0}\left(1 - V_0 / V_a\right), \qquad (2)$$

где t_{i0} – длительность интегрирования при $V_0 = 0$; V_a – скорость акустической волны в пьезоэлектрической подложке.

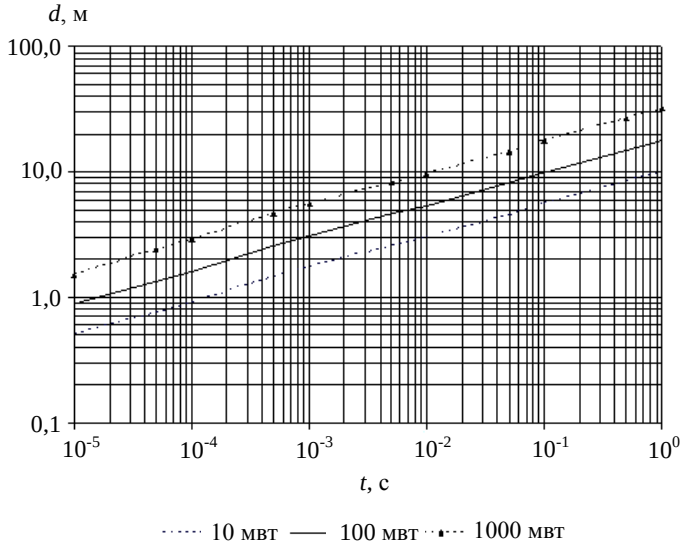


Рис. 2. Зависимость дальности считывания метки d от длительности интегрирования ответного сигнала метки t_i

Воспользуемся результатами расчетов по формуле (1), выполненных в работе [9], касающихся дальности действия радиоканала системы РЧИД, и построим зависимость распределения энергопотенциала при мощности $P_и = 1$ Вт (30 дБм) по основным компонентам радиоканала на дальности 10 и 2,5 м на частоте 860 МГц (рис. 3) [10].

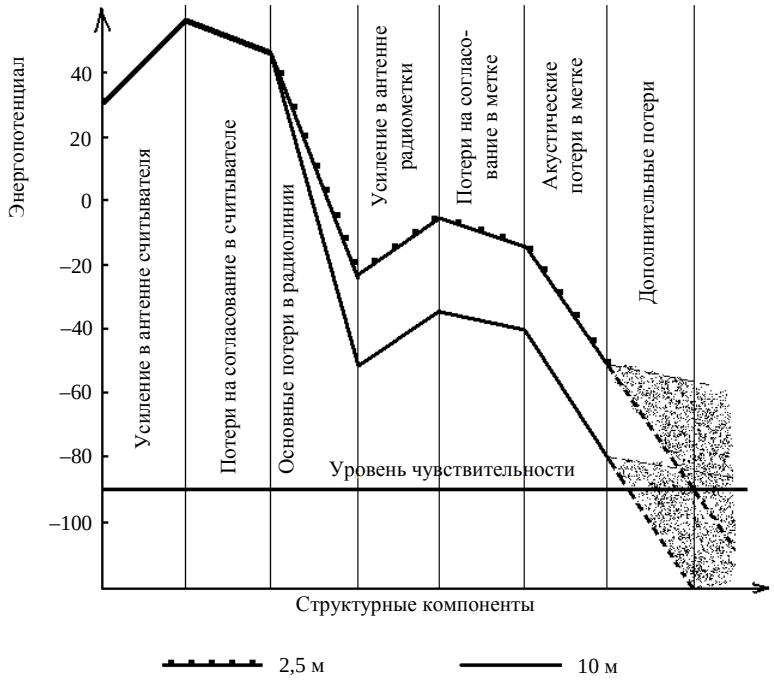


Рис. 3. Распределение энергопотенциала системы РЧИД между структурными компонентами на частоте 860 МГц для 2,5 и 10 м

Здесь показан уровень усиления и потерь в антенно-фидерном тракте считывателя и радиометки, основные потери в радиолинии (12 дБ на октаву) и акустические потери в радиометке (35 дБ). Энергопотенциал радиоканала составляет 120 дБ при уровне чувствительности приемника считывателя – 90 дБ.

Приведенные результаты справедливы при нахождении метки в открытом пространстве. В процессе эксплуатации, а также в случае техно-

генных воздействий метка может подвергаться влиянию полупроводящей среды в виде метеорологических осадков (снега, дождя, льда, пыли, грязи, селевых наносов и др.), в том числе в системах обеспечения противолавинной и противооползневой безопасности. В случае эксплуатации в горнодобывающей промышленности метка может подвергаться воздействию руды, угля и угольной пыли. При этом качество и дальность считывания в указанных условиях могут значительно снижаться за счет поглощения электромагнитных волн полупроводящими средами (на рис. 3 они представлены как дополнительные потери).

Для оценки снижения дальности считывания воспользуемся соотношением для расчета затухания электромагнитной волны в полупроводящей среде [8]:

$$E(L) = E(0)\exp[-2aL]. \qquad (3)$$

Здесь $E(0)$ – поле в отсутствие полупроводящей среды; L – толщина слоя полупроводящей среды; α – коэффициент затухания радиоволны в среде [1/м].

Численный коэффициент 2 соответствует двойному прохождению слоя.

Для вычисления коэффициента затухания воспользуемся известной зависимостью для комплексной диэлектрической проницаемости ε'_m для полупроводящей среды [8]:

$$\varepsilon'_m = \varepsilon_m - j60\lambda\sigma. \qquad (4)$$

Здесь ε_m – относительная диэлектрическая проницаемость, $\varepsilon_m = \dfrac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$ (ε – абсолютная диэлектрическая проницаемость), $\varepsilon_0 = \dfrac{10^{-9}}{36\pi}$ Ф/м – диэлектрическая проницаемость воздуха; λ – длина волны в воздухе; σ – проводимость среды [см/м].

Тогда удельный коэффициент затухания вычисляется по формуле [11]:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon_m^2 + (60\lambda\sigma)^2} - \varepsilon_m}{2}}. \qquad (5)$$

Сводные результаты анализа литературных источников по параметрам σ и ε в частотном диапазоне 1–3000 МГц представлены в работах [12, 13].

Дальнейшие расчеты проведем на выделенной для реализации систем РЧИД частоте порядка 900 МГц. Соответствующие значения σ и ε_m для данной частоты для различных полупроводящих сред сведены в таблице.

Таблица

Значения σ и ε для частоты 900 МГц

	Снег		Лед	Сель	Влажн. земля	Уголь		
	–1°С	–10°С				бур.	кам.	антрацит
ε_m	2	3	1,2	5–10	10	10	15	15
σ	10^{-6}	10^{-4}	10^{-4}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}

На рис. 4 представлены результаты расчета дальности считывания метки в зависимости от длительности накопления ответного сигнала метки для указанных полупроводящих сред и мощности $P_и$ = 1 Вт. Кривая (1) отражает дальность считывания в воздухе.

Компонента «дополнительные потери» на рис. 3 отражает указанные потери в полупроводящих средах.

Результаты проведенной оценки показывают, что наличие снежного покрова на метке практически не сказывается на дальности ее считывания (показано кривыми 2 и 3 в сопоставлении с кривой 1). При влажном уплотненном снеге наблюдается снижение дальности на 2%. Наличие селевых наносов на радиометке приведет к более значительному снижению дальности и займет место между кривой 1 и кривой 4 (влажная земля).

Наибольшее снижение дальности будет иметь место при размещении метки под слоем рудоносных пород и каменного угля (кривые 5 и 6).

Обращаясь к рис. 3, видим, что при дальности 2,5 м основные потери в энергопотенциале снижаются до 30 дБ, что позволит, соответственно, перераспределить энергопотенциал на дополнительные потери и тем самым обеспечить работоспособность радиометки практически во всех полупроводящих средах, кроме каменного угля.

Существенного снижения основных потерь до 45 дБ можно добиться переходом к активным меткам, но при этом, конечно, теряя основное преимущество – энергонезависимость радиометки. Определенного выигрыша можно добиться за счет снижения акустических потерь.

Вернемся к рис. 3. Поскольку все составляющие радиометки, в целом, уже оптимизированы и практически резервов нет, оценим возмож-

ности снижения потерь ПАВ в самой метке. Для этого рассмотрим возможные структурные схемы построения меток для формирования кодовых последовательностей: на основе ВШП, металлических полосок и канавок в пьезоэлектрической подложке.

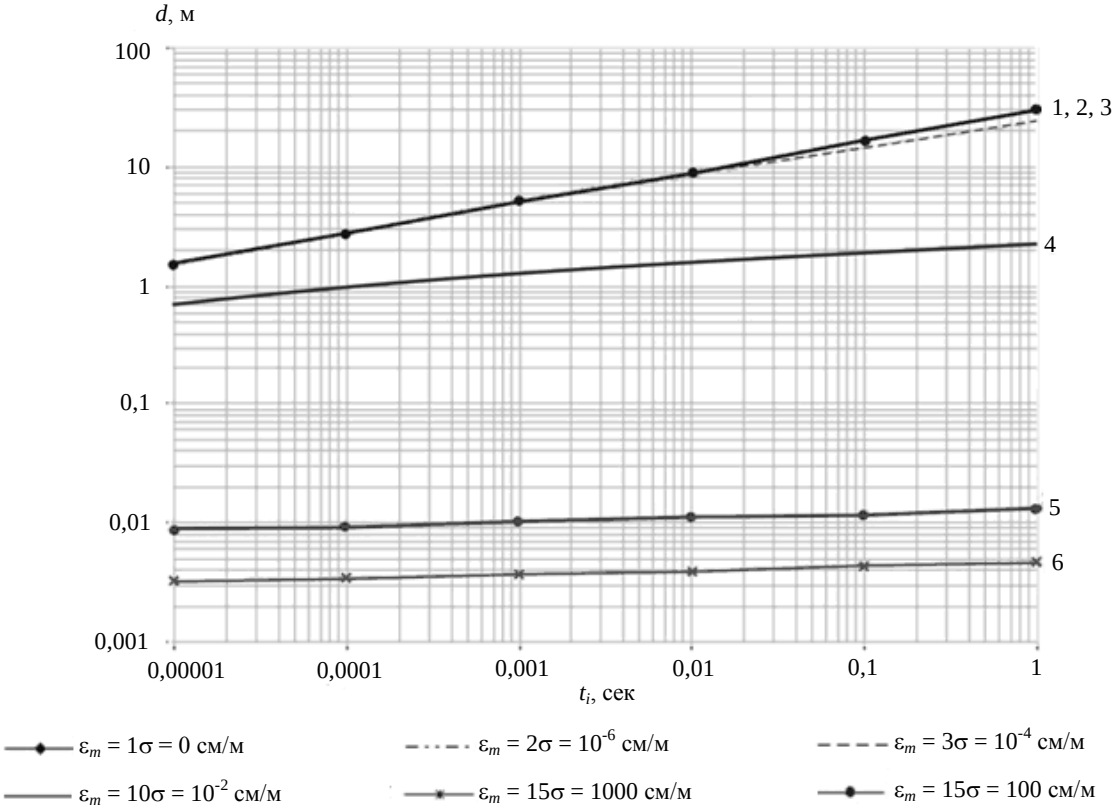


Рис. 4. Зависимость дальности считывания метки от длительности накопления для различных полупроводящих сред ($P_и$ = 1 Вт)

При кажущейся простоте радиометки с отражателями на канавках (металлических полосках) возникают технологические трудности, касающиеся их построения, при реализации регулируемого коэффициента отражения (изменение толщины металла или глубины канавок), особенно при создании кодовых последовательностей большой битности. Более технологичной в изготовлении будет радиометка, в которой в качестве кодирующих отражателей используются ВШП, поэтому в дальнейшем более подробно рассматривается этот вариант построения радиометки.

Лучшая технологичность (простота изготовления) радиометок с кодирующим ВШП объясняется тем, что при изготовлении подложек первичное напыление металла (алюминия) ведется постоянным слоем по всей пластине из ниобата лития известными способами, описанными в [14], а необходимая кодировка осуществляется путем травления подложки с помощью специального кодирующего фотошаблона. При этом необходимое выравнивание коэффициентов отражения по мере удаления кодирующих ВШП от приемопередающего ВШП обеспечивается фазовой подстройкой путем относительного смещения электродов кодирующих ВШП.

На рис. 5 представлен чертеж 52-битной РЧИД-метки.

Рис. 5. 52-битная РЧИД-метка

Она состоит из однонаправленного приемопередающего ВШП с внутренними отражателями и 16 групп кодирующих отражателей. В каждой группе содержится по 4 одинаковых отражателя. Каждый отражатель в группе состоит из двух ВШП, содержащих три электрода, расстояние между которыми подобрано таким образом, чтобы коэффициент отражения возрастал по мере удаления от приемопередающего ВШП.

При этом кодировка производилась с помощью специального кодирующего фотошаблона. Этот фотошаблон состоит из окон, через которые удаляются лишние отражатели. В кодирующем фотошаблоне в каждой из 16 групп содержатся 4 окна. Таким образом, после кодирования метка содержит не более 16 отражателей (по одному на каждую группу).

Метки изготавливались на подложках ниобата лития групповым методом на диске ниобата лития диаметром 76 мм. На групповом фотошаблоне, с которого изготавливались метки, содержались все отражатели. Затем с помощью группового кодирующего фотошаблона метки кодировались путем стравливания лишних отражателей. После кодирования на каждой метке оставалось по 16 или менее отражателей.

Далее было проведено исследование РЧИД меток, в которых толщина напыления алюминиевых пленок ВШП и отражателей имела разную толщину.

Толщина напыления оказала влияние на электрические параметры метки.

Исследование проводилось при помощи измерителя комплексных коэффициентов передачи «Обзор-103»

На рис. 6–8 показаны импульсные отклики радиометок, в которых в каждой группе сформировалось по одному отражателю (всего 16 отражателей) на основе ВШП. Толщина первичного напыления металла составляла 1100, 1350, 550 ангстрем.

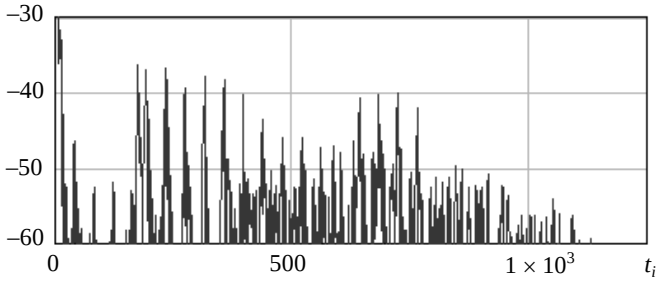


Рис. 6. Метка М94 с отражателями в виде ВШП, толщина напыления 1350 ангстрем

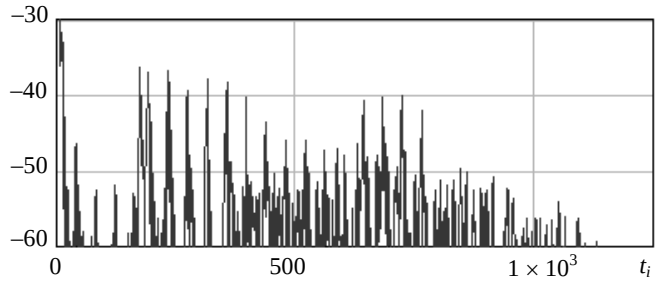


Рис. 7. Метка М94 с отражателями в виде ВШП, толщина напыления 1100 ангстрем

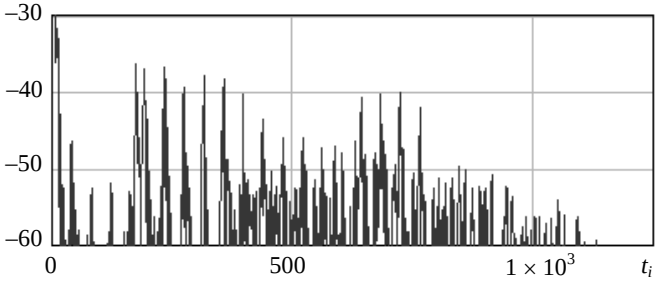


Рис. 8. Метка М94 с отражателями в виде ВШП, толщина напыления 550 ангстрем

Из сравнения этих импульсных откликов видно, что когда отражатели выполнены в виде ВШП при толщинах 1350 и 1100 импульсные отклики претерпевают значительные искажения из-за внутренних переотражений и неравномерность становится более 3 дБ. Более или менее

равными импульсный отклик становится при толщине напыления 550 ангстрем. При этом вносимые потери не превышают 40 дБ. Но при толщине напыления 550 ангстрем к ВШП невозможно приварить золотую проволоку.

При уменьшении числа отражателей импульсные отклики получаются с неравномерностью не более 3 дБ даже при толщинах 1100 и 1350 ангстрем, так как внутренние переотражения в этом случае не сильно искажают импульсный отклик из-за малого числа отражателей.

На рис. 9 и 10 показаны импульсные отклики метки с кодировкой, содержащей 5 отражателей (метка М100).

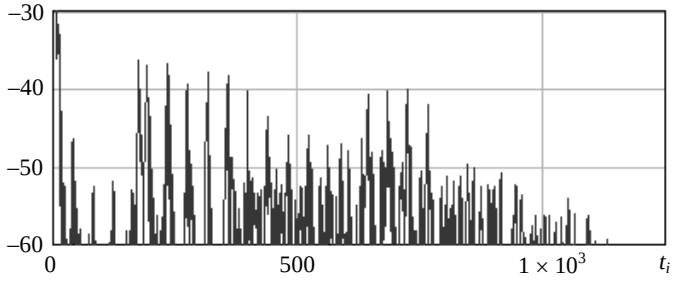


Рис. 9. Метка М100 с отражателями в виде ВШП, толщина напыления 1350 ангстрем

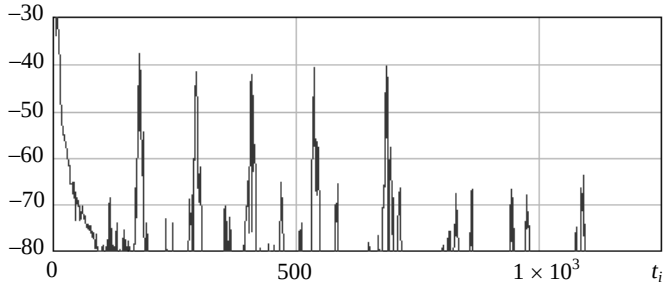


Рис. 10. Метка М100 с отражателями в виде ВШП, толщина напыления 1100 ангстрем

Как видно из сравнения импульсных откликов, при толщине напыления 1100 ангстрем импульсный отклик получается значительно чище, но динамический диапазон метки с толщиной напыления 1350 ангстрем – около 17 дБ. Поэтому наиболее предпочтительно для меток с малым числом отражателей использовать толщину напыления 1350 ангстрем, так как вносимые потери меток с толщиной напыления 1350 ангстрем не превышает 35–36 дБ, а вносимые потери меток с толщиной напыления 1100 ангстрем равны 38–42 дБ.

Как видно, для меток с 8 отражателями (рис. 11, 12) наиболее предпочтительной оказывается толщина напыления 1100 ангстрем, поскольку динамический диапазон при толщине напыления 1350 ангстрем уменьшается на 12–13 дБ.

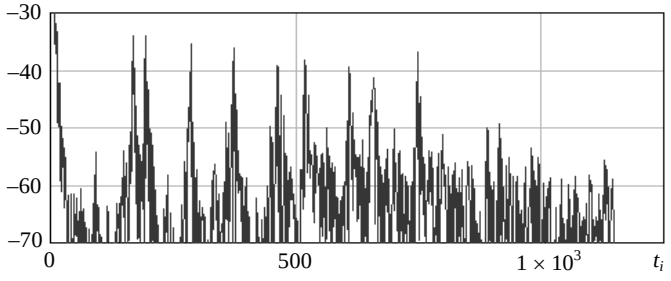


Рис. 11. Метка М99 с отражателями в виде ВШП, толщина напыления 1350 ангстрем

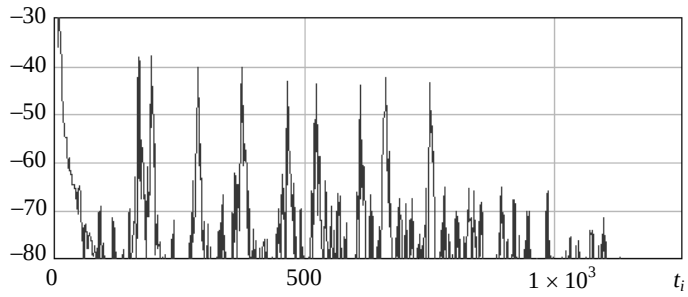


Рис. 12. Метка М99 с отражателями в виде ВШП, толщина напыления 1100 ангстрем

Таким образом, толщина напыления зависит от числа отражателей в метках и подбирается так, чтобы обеспечить минимальные вносимые потери и максимальный динамический диапазон. Радиометки, выполненные на ниобате лития с отражателями на основе ВШП, являются более технологичными при производстве, имеют вносимое затухание 35 дБ, динамический диапазон 17–20 дБ и неравномерность импульсных откликов 3 дБ.

Литература

1. *Гуляев Ю.В., Бутенко В.В., Багдасарян А.С., Кащенко Г.А., Семенов Р.В.* Радиочастотная идентификация: современное состояние, области применения и тенденции развития // Информация и безопасность. – 2007. – Т. 10, № 2. – С. 199–222.

2. *Гуляев Ю.В., Багдасарян С.А.* Радиочастотная идентификация с использованием технологии ПАВ // Наука и технологии в промышленности. – 2005. – № 1. – 54 с.

3. *Багдасарян С.А.* ПАВ-технологии в системах радиочастотной идентификации // Электронная промышленность. – 2004. – № 3. – 170 с.

4. *Багдасарян А.С., Кащенко Г.А., Семенов Р.В., Щербаков В.Б.* Создание автоматизированных систем контроля безопасности объектов на базе технологии радиочастотной идентификации // Информация и безопасность. – 2006. – Т. 9, № 2. – С. 83–85.

5. *Гуляев Ю.В., Багдасарян А.С., Кащенко Г.А., Семенов Р.В.* Автоматизация процессов обработки и защиты информации в информационно-телекоммуникационных системах // Информация и безопасность. – 2008. – Т. 11, № 1. – С. 31–38.

6. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принцип работы, расчета и проектирования / под ред. Ю.В. Гуляева. – М. : Радиотехника, 2012. – 567 с.

7. *Гуляев Ю.В., Багдасарян А.С., Багдасарян С.А., Кащенко Г.А., Семенов Р.В.* Аутентификация в беспроводных локальных сетях на основе устройств радиочастотной идентификации // Информация и безопасность. – 2007. – Т. 10, № 3. – С. 395–402.

8. *Багдасарян С.А., Подшивалова Г.В., Семенов Р.В., Николаева С.О.* Оценка дальности действия систем радиочастотной идентификации в условиях природных и техногенных катастроф // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 4. – С. 11–16.

9. *Бутенко В.В., Багдасарян С.А., Семенов Р.В., Николаева С.О.* Принцип построения систем радиочастотной идентификации на основе ПАВ-технологии с повышенной дальностью действия // Радиотехника. – 2013. – № 3. – С. 37–41.

10. *Багдасарян А.С., Николаева С.О., Анциферов Е.Г.* Оценка энергопотенциала в радиоканале систем радиочастотной идентификации на ПАВ в экстремальных условиях // Материалы 20-й междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2014. – Т. 2. – С. 797–801.

11. *Грудинская Г.П.* Распространение радиоволн. – М. : Высшая школа, 1976. – 243 с.

12. Recommendation ITU. – R P. 527 – 3. Electrical characteristics of the surface of the Earth. – 1992.

13. *Шерин Е.А., Эквист Б.В.* Применение георадаров для определения мощности вскрышных пород угля // Научный вестник Московского гос. горного ун-та. – 2011. – № 7. – С. 131–139.

14. *Белянин А.Ф., Гуляев Ю.В., Самойлович М.И. Багдасарян А.С.* Оборудование для формирования пленок алмаза и алмазоподобных материалов для акустоэлектроники // Наука и технологии в промышленности. – 2006. – № 4. – 19 с.

Статья поступила в редакцию 14 июля 2014 года

От редакции

Редакция приносит свои извинения авторам статьи «Комплексное канальное представление для декодирования широкополосного сигнала нейронной сетью при управлении удаленными объектами» С.В. Артыщенко, П.А. Головинскому, Р.А. Чернову за допущенную в предыдущем номере журнала (2014/2) ошибку. В указанном номере в содержании и в колонтитулах на страницах 27 и 29 вместо **Е.А. Кучин** читать **Р.А. Чернов**.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
ОАО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел. (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: office@sozvezdie.su