ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 2/2017

Воронеж 2017

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., академик НАН РА
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., 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)

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 АО «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:

АО «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
в Каталоге российской прессы
№ 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 11,5
Тираж 200 экз. Заказ № 112
Подписано в печать 2.06.2017

© АО «Концерн «Созвездие», 2017

СОДЕРЖАНИЕ

№ 2, 2017

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Методика идентификации моделей канала КВ радиосвязи
В.А. Баранов, Р.Н. Калинин …….…….. 5

Помехоустойчивость системы слежения за фазой навигационного QPSK сигнала с совместной обработкой компонент
В.В. Неровный ……... 12

Помехоустойчивость системы слежения за частотой навигационного QPSK сигнала с совместной обработкой компонент
В.В. Неровный, А.В. Коровин …….……..……..…..……..… 17

Алгоритмы временной и частотной синхронизации сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Ч. 1. Вхождение в синхронизм
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров ……..…… 23

Алгоритмы временной и частотной синхронизации сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Ч. 2. Удержание синхронизации
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров ……..…… 33

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Точность определения координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем
В.В. Кирюшкин, Д.А. Черепанов, Е.А. Дьяконов …….……..……..… 37

Повышение стойкости КМОП–КНИ–АЦП к воздействию тяжелых заряженных частиц космического происхождения
В.С. Кононов, А.В. Шунулин …….……. 48

Анализ потенциальных возможностей увеличения скорости передачи информации при ретрансляции в УКВ диапазоне
А.Ю. Беккиев, В.А. Маковий, А.Н. Голубинский …….. 59

Повышение точности дифференциальной коррекции расстояний в длинноволновой системе определения местоположения
И.И. Малышев, А.В. Журавлев, В.Г. Маркин ……..…… 68

К вопросу о синтезе автоматической системы управления в комплексах критических приложений
И.Н. Малышева, Ю.Л. Козирацкий, С.А. Панов …… 72

Роль и место широкополосных сигналов в наземных средствах СВЧ радиосвязи
И.Р. Сиваков, И.И. Малышев, Н.М. Савоськин, Н.Н. Авдеев …… 78

Математическое моделирование семейств псевдослучайных последовательностей и анализ их корреляционных свойств в рамках обобщенного объектно-ориентированного подхода
Р.И. Струков …….. 86

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Рекомендации по размещению антенн в подкрышевом пространстве вагона
В.И. Николаев, Б.В. Сосунов, Р.Ю. Бородулин, Н.О. Лукъянов ……..…… 90

РАЗНОЕ

Математическая модель потока заявок на обслуживание потоков уплотняемых источников в мультиплексорах с динамическим уплотнением каналов
Р.Н. Калинин, К.С. Щуров ……..……..…….. 93

Система управления заказами в научно-производственном предприятии с номенклатурным характером производства продукции
И.Л. Калюжный, Т.В. Калюжная, В.Б. Лазарев, В.В. Дудчак ……..……..…… 97

О характеристиках сети по запросу в системе с множественным доступом с распределенным временным разделением
И.В. Корчагин ……..…. 108

Адаптивный компенсатор помех для пакетной радиостанции
В.А. Маковий, С.А. Чупеев ……. 115

УДК 621.391

МЕТОДИКА ИДЕНТИФИКАЦИИ МОДЕЛЕЙ КАНАЛА КВ РАДИОСВЯЗИ

© Авторы, 2017

В.А. Баранов, д.т.н., доцент, профессор кафедры радиосвязи
Р.Н. Калинин, адъюнкт, e-mail: kalinin.roman.n.@mail.ru
Академия ФСО России

Представлена оригинальная методика идентификации моделей канала КВ радиосвязи, основанная на отличиях в законах распределения шумовой составляющей сигнала. Определены способы получения параметров зашумленного сигнала, необходимых для однозначной кластеризации признакового пространства.

Ключевые слова: *канал связи, декаметровый диапазон, модель КВ канала, методика идентификации, кластеризация признакового пространства.*

A METHOD FOR IDENTIFYING HF RADIO CHANNEL MODELS

V.A. Baranov, Dr. Sci. (Eng.), Associate Professor, Full Professor of Radiocommunication Department
R.N. Kalinin, Postgraduate, e-mail: kalinin.roman.n.@mail.ru
The Academy of Federal Security Guard Service of the Russian Federation

The paper presents an original method for identifying the models of HF radio channel based on the differences in signal's noise component distribution laws. Ways of obtaining the parameters of noise-contaminated signal needed for unambiguous clustering of feature space are defined.

Keywords: *communication channel, HF range, HF channel model, identification method, feature space clusterization.*

Современные методы описания процессов в системах передачи информации (СПИ) разнообразны и имеют различное смысловое содержание в применении к инженерной практике. Среди них традиционно выделяют теоретико-вероятностные методы, основанные на стохастической трактовке протекающих в СПИ процессов. Круг проблем, для которых получены конструктивные решения на основе вероятностного подхода, достаточно широк. В области анализа и синтеза сетей связи разработаны продуктивные математические модели каналов связи, что позволило сформировать на их основе методы эффективного оценивания параметров и решать задачи по целенаправленному управлению элементами СПИ.

В процессе исследования реальных преобразований, происходящих в каналах связи, весьма важным является обоснование их математических моделей. При этом возникает необходимость указания функции распределения, характеризующей канал наблюдения. Однако выбранная при решении практических задач функция определяется эвристически, что не всегда соответствует реальным процессам, протекающим в СПИ [1]. Одним из возможных подходов является поиск компромиссных решений по выбору простых и в то же время содержательных моделей с минимальным числом настраиваемых параметров в ходе решения интересующих задач.

Как показывают экспериментальные данные [2], наблюдаемые на практике помехи в КВ каналах весьма сложно интерпретируются с помощью методов статистического анализа, характерных для установившихся режимов работы. Наиболее спорным из ограничений используемых в настоящее время гауссовских моделей, зачастую не выполняющимся в реальных условиях, представляется характер аддитивного шума [3,4]. Однако в ДКМ диапазоне значительное место занимают шумы, характеристики которых весьма далеки от гауссовских, в частности различного рода импульсные и станционные помехи. Чтобы получить удовлетворительные результаты при имитации каналов с такими помехами, необходимо учесть в модели действительный закон распределения помехи, а в некоторых случаях и такие её особенности, как нестационарность. Кроме того, применение классических методов для синтеза моделей, в основе которых лежит использование интегральных характеристик, не только не приносит ощутимых результатов, но и зачастую их искажает [5].

Одним из возможных путей устранения сформулированного недостатка следует считать путь, в основе которого лежит использование представления шумовой составляющей сигнала в виде пяти основных функций плотности распределения вероятностей (ПРВ) (рис. 1). Такой подход позволил не по сути, а по форме моделировать шумовую составляющую канала наблюдения.

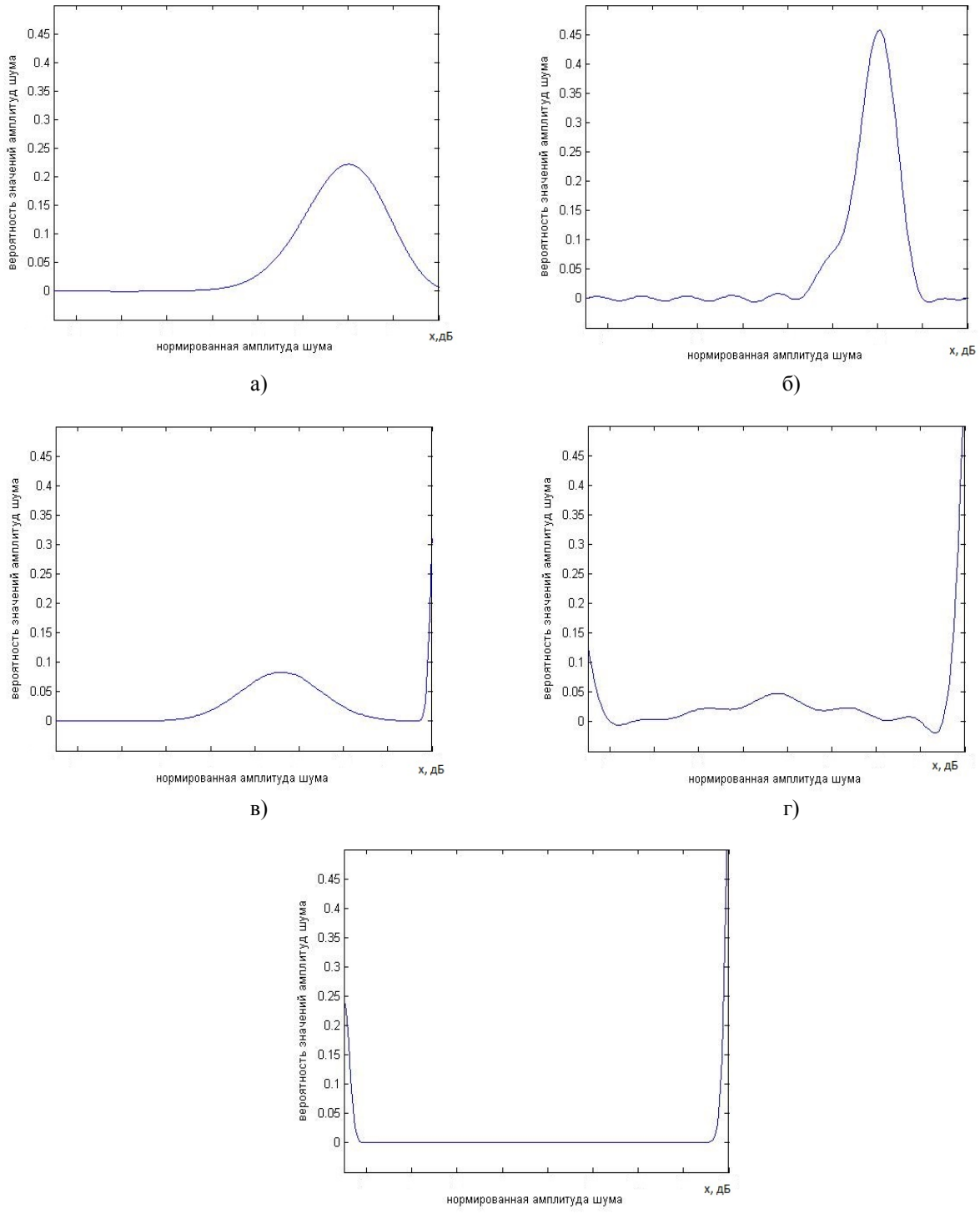


Рис. 1. Вид плотностей распределения вероятностей амплитуд шумовой компоненты

Несомненно, такое деление не является достаточным и требует определенного осмысления. Однако предложенные ПРВ, как правило, покрывают все множество моделей. На рис. 1: а – гауссовское распределение; б – негауссовское распределение (характеризует случай появления корреляции и взаимного влияния между элементами сигнала); в–д – плотности распределения вероятности, характеризующие случаи присутствия сигналов с высокой энергетикой в соседних полосах приема. При этом все варианты (за исключением первого) следует рассматривать как источник возникновения памяти в канале наблюдения.

Анализ результатов исследования моделей, где в основу были положены пять распределений ПРВ, позволил сделать предположение об их адекватности в большинстве случаев процессам, протекающим в канале КВ радиосвязи, и, как следствие, о полном охвате при их использовании всех возможных ситуаций, возникающих в канале связи.

С использованием сформулированного подхода в качестве базового предположения предложена методика идентификации канала наблюдения для систем КВ радиосвязи, включающая этапы, представленные на рис. 2.

На начальном этапе определено, что функции, наилучшим образом аппроксимирующие ПРВ амплитуд шума реальных каналов системы радиосвязи КВ диапазона, имеют следующий вид:

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{N} c_k \eta_k(t). \qquad (1)$$

Здесь $f(t)$ – функциональная зависимость, аппроксимирующая ПРВ каждой шумовой составляющей, представленной на рис. 1.

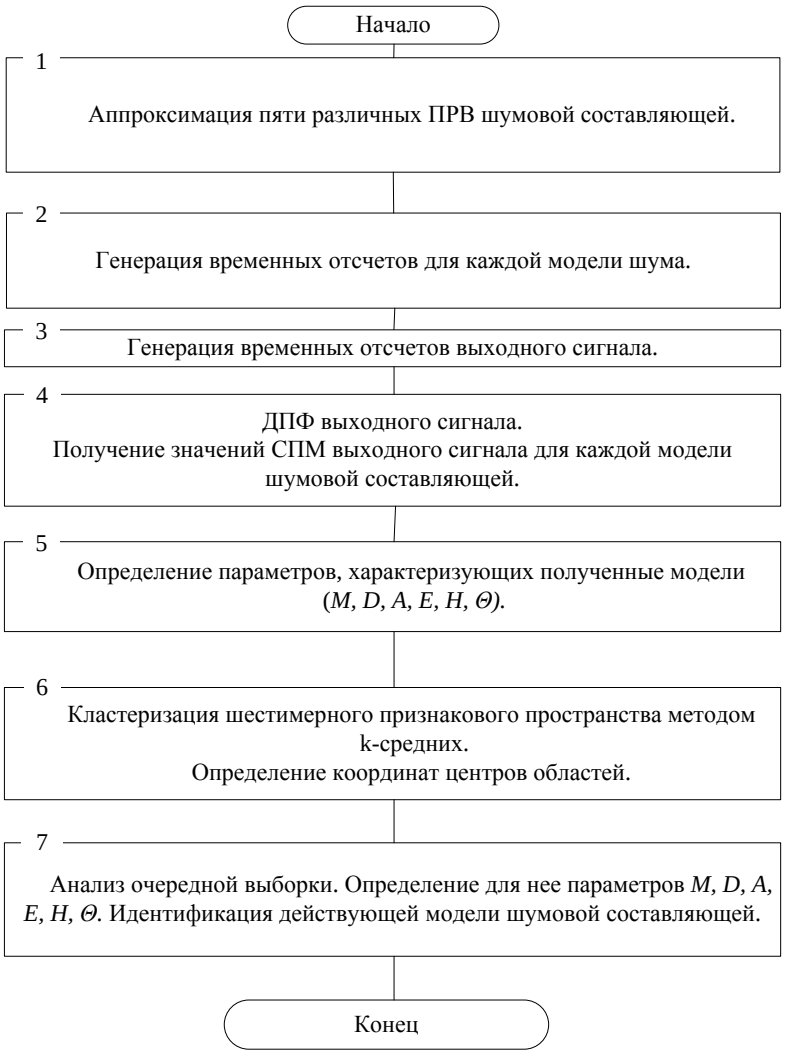


Рис. 2. Методика идентификации КВ канала

На следующем этапе для каждой модели шума в соответствии с полученными функциями, описывающими ПРВ, с использованием датчика случайных чисел генерируются значения отсчетов шума во временной области (рис. 3).

На третьем этапе к известному модулированному сигналу подмешивается шум, имеющий ПРВ, которая соответствует одной из предложенных моделей (рис. 4):

$$Z_i(t) = S_a(t) + n_i(t). \qquad (2)$$

Здесь $Z_i(t)$ – множество выходных сигналов, $S_a(t)$ – полезная составляющая принятой смеси, $n_i(t)$ – аддитивная помеха, имеющая соответствующую ПРВ.

Далее к полученному выходному сигналу применяется дискретное преобразование Фурье и для каждой модели строится числовой ряд, содержащий значения максимумов спектральных составляющих для каждой реализации. На рис. 5 представлены нормированные значения ПРВ спектральной плотности мощности (СПМ) для различных моделей. На рис. 5: а – СПМ гауссовского распределения, б – СПМ негауссовского распределения, в–д – СПМ случаев присутствия сигналов с высокой энергетикой в соседних полосах.

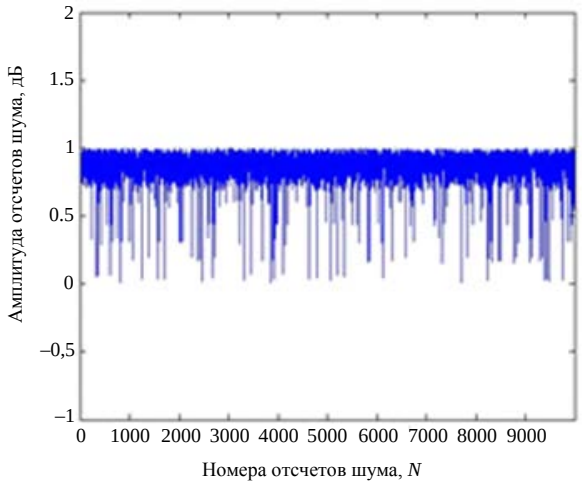
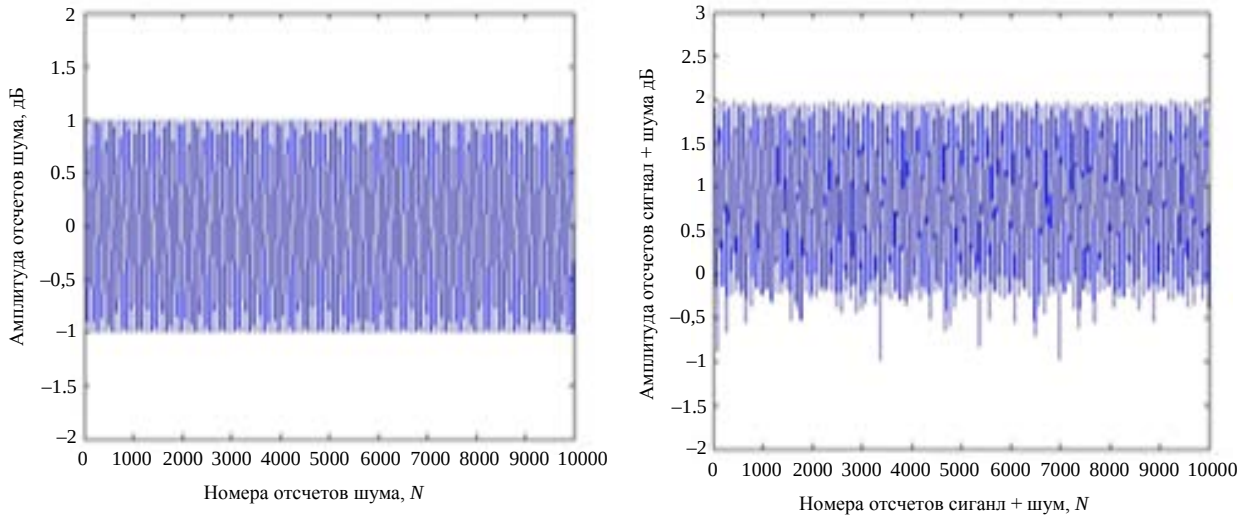
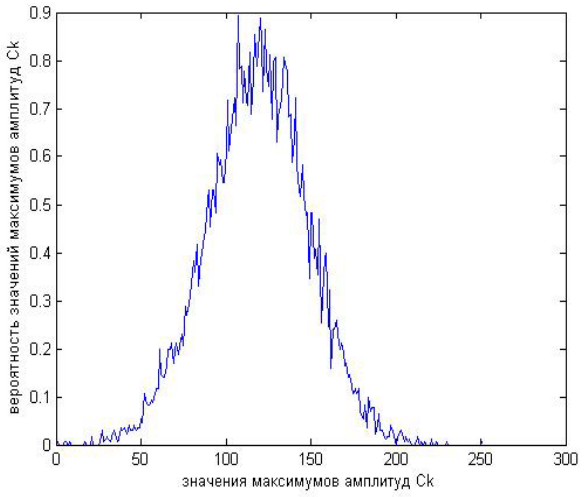


Рис. 3. Пример значений отсчетов шума для одной из возможных ПРВ

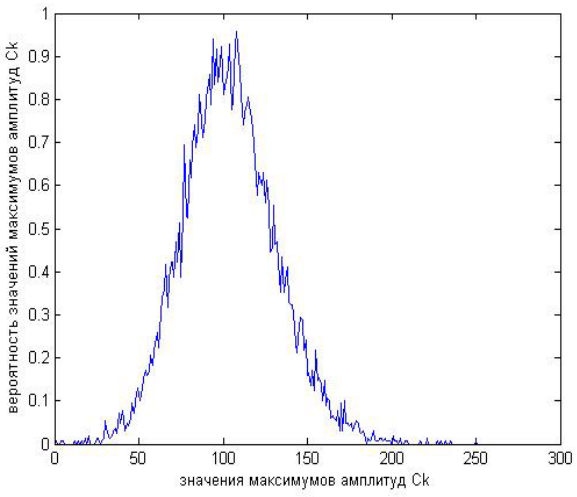


а) б)

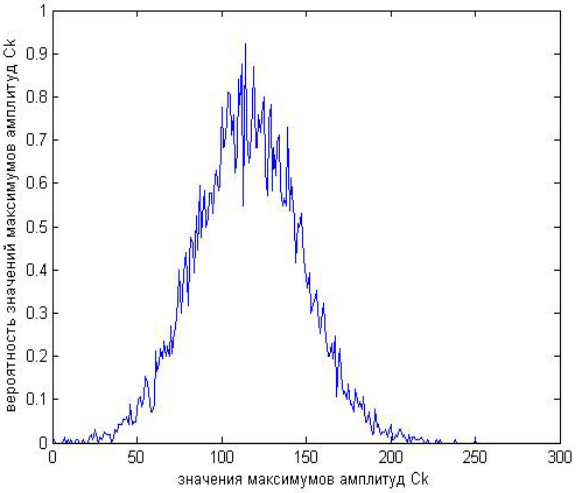
Рис. 4. Немодулированный сигнал (а) и смесь сигнал+шум (б)



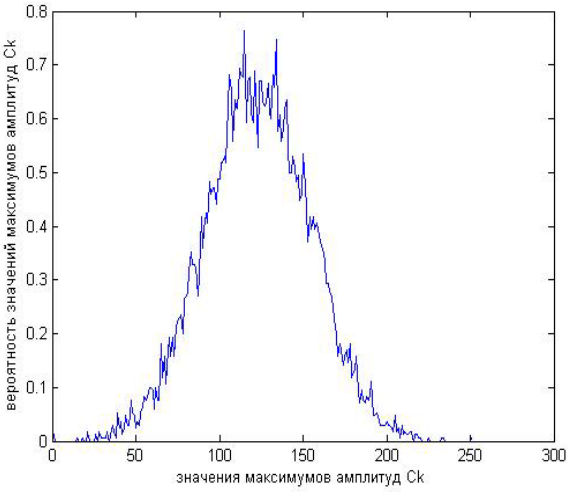
а)



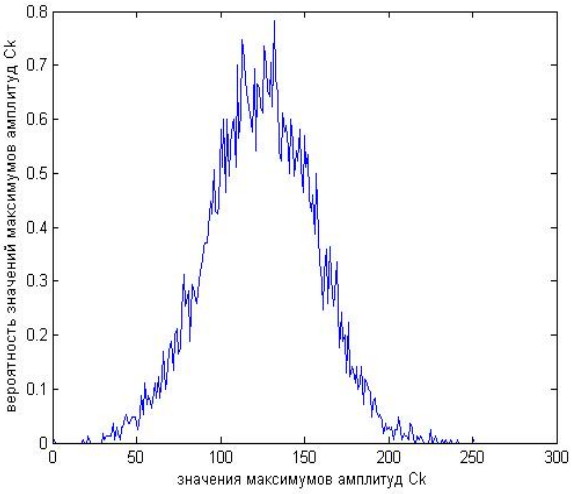
б)



в)



г)



д)

Рис. 5. СПМ для различных моделей

На следующем этапе для полного описания полученных моделей определено шесть параметров, наиболее полно их характеризующих: математическое ожидание $C^k_{max} - M$; дисперсия $C^k_{max} - D$; асимметрия – A; эксцесс – E; энтропия – $H = -\sum_i p_i \cdot \ln(p_i)$; энтропийный коэффициент качества – $\Theta = \frac{e^H}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma}}$. Примерные средние нормированные значения приведенных параметров для различных моделей (в заданных условиях) представлены в таблице.

С целью разделения полученных моделей с использованием озвученных параметров произведена кластеризация признакового пространства на 5 областей методом *k*-средних и определены координаты их центров в шестимерном пространстве.

В качестве примера на рис. 6 представлено трехмерное изображение полученных областей в системе координат D, M, Θ.

Таблица

N модели/параметр	*M*	*D*, 10^{-5}	*A*	*E*	*H*	Θ, 10^3
1	0,877	0,25	1,0	1,5	3,4	22
2	0,757	1,0	0,7	–0,5	3,5	11
3	0,643	0,25	0,8	–0,7	3,4	21
4	0,649	1,0	0,8	–0,5	3,5	10
5	0,648	2,0	0,6	–0,2	3,6	6

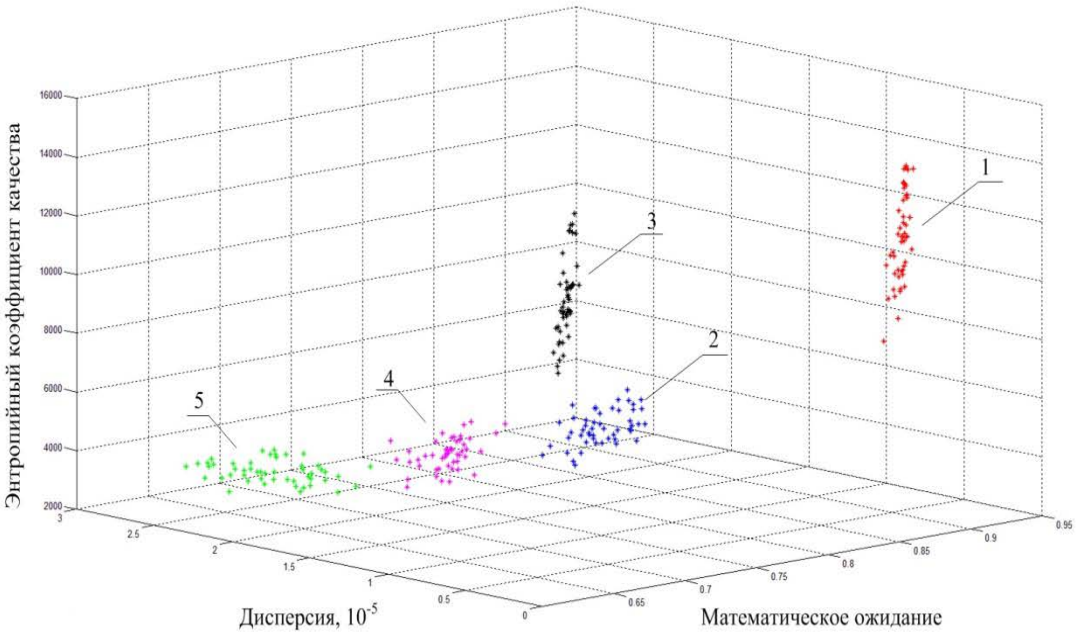


Рис. 6. Пример кластеризации трехмерного признакового пространства

Здесь номерами обозначены точки в соответствующем трехмерном пространстве, принадлежащие разных шумовым моделям (1 – первая, 2 – вторая, 3 – третья, 4 – четвертая, 5 – пятая). Результатом работы методики является отнесение действующей модели шумового воздействия для любой контрольной выборки к соответствующей эталонной.

Результаты, полученные в ходе синтеза методики идентификации моделей канала КВ радиосвязи, позволили сделать вывод о том, что возможно надежно разделять шумовые составляющие в КВ канале по виду огибающей и относить их к одной из пяти моделей, представленных в шестимерном признаковом пространстве.

Литература

1. *Баранов В.А., Крюков О.В., Конышев М.Ю., Щербаков В.С., Царев М.С.* Модели потоков мультимедийного трафика // Системы управления и информационные технологии. 2014. № 1 (55). С. 82–86.

2. *Комарович В.Ф., Сосунов В.Н.* Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с.

3. *Кловский Д.Д., Сойфер В.А.* Обработка пространственно-временных сигналов. М.: Связь, 1976. 207 с.

4. *Кловский Д.Д.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.

5. *Калинин Р.Н., Попов В.И.* Современные подходы к моделированию каналов радиосвязи декаметрового диапазона // Техника радиосвязи. Омск, 2016. №1 (28). С. 45–53.

Статья поступила в редакцию 21 ноября 2016 года

УДК 621.396.98

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗОЙ НАВИГАЦИОННОГО *QPSK* СИГНАЛА С СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКОЙ КОМПОНЕНТ

© Автор, 2017

В.В. Неровный, к.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: val.nerownyj@yandex.ru

Разработаны фазовые дискриминаторы с совместной обработкой синфазной и квадратурной компонент навигационного QPSK сигнала. Приведены результаты расчётов помехоустойчивости систем слежения за фазой с разработанными дискриминаторами в условиях гауссовской шумовой помехи.

Ключевые слова: *вероятность срыва слежения, фазовый дискриминатор, навигационный QPSK сигнал.*

THE NOISE IMMUNITY OF A NAVIGATIONAL *QPSK* SIGNAL PHASE TRACKING SYSTEM WITH COMPONENTS CO-PROCESSING

V.V. Nerovniy, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: val.nerownyj@yandex.ru

The phase discriminators with the co-processing of in-phase and quadrature components of a navigational QPSK signal have been developed. The noise immunity evaluation results for such a system using the developed discriminators and in a Gaussian noise environment are given.

Keywords*: cycle skip probability, phase discriminator, navigational QPSK signal.*

Основными видами сигналов, используемых в глобальных навигационных спутниковых системах (ГНСС), являются навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (в англоязычной литературе используется термин «*BPSK* сигналы»). Однако в ГНСС ГЛОНАСС кроме *BPSK* сигналов на частоте *L*3 планируется использование нового вида навигационных сигналов – сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной литературе используется термин «*QPSK* сигналы») [1]. Навигационный *QPSK* сигнал состоит из суммы двух компонент: пилотной и информационной. Компоненты представляют собой *BPSK* сигналы, у которых начальные фазы несущей отличаются на 90°.

При приёме *QPSK* сигнала, как правило, используется раздельная обработка пилотной и информационной компонент [2]. Основным недостатком раздельной обработки пилотной и информационной компонент *QPSK* сигнала является то, что теряется половина мощности сигнала. Потеря половины мощности *QPSK* сигнала при раздельной обработке компонент приводит к ухудшению помехоустойчивости.

Таким образом, разработка алгоритмов и методов приёма *QPSK* сигнала с совместной обработкой компонент, которая позволит использовать полную мощность сигнала, является актуальной задачей.

Цель работы: разработка фазового дискриминатора с совместной обработкой компонент и проведение расчёта помехоустойчивости системы слежения за фазой *QPSK* сигналов с предлагаемым дискриминатором.

Для оценки помехоустойчивости системы слежения за фазой (ССФ) в условиях помех воспользуемся методом, который приведен в работах [3, 4]. Сущность данного подхода заключается в определении статистических характеристик фазового дискриминатора с использованием метода математического моделирования. В качестве показателя эффективности функционирования ССФ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [3, 4]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за фазой за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССФ. Вероятность срыва слежения вычисляется как отношение числа опытов, в которых произошел выход мгновенного значения ошибки слежения за апертуру дискриминационной характеристики, к общему числу опытов. После того, как выбран показатель

 ISSN 1995-7009

эффективности функционирования ССФ в условиях помех, необходимо задать математические модели навигационного сигнала и помехи, а также алгоритм слежения за фазой.

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы ССФ АП ГНСС, можно представить как [3]

$$y(t) = S(t) + n(t), \qquad (1)$$

где $S(t)$ – навигационный *QPSK* сигнал; $n(t)$ – гауссовский шум, ограниченный полосой частот навигационного приёмника.

Навигационный *QPSK* сигнал можно представить в виде суммы двух *BPSK* [2]:

$$S(t) = AG_{\text{ДК1}}(t-\tau)G_{\text{НС1}}(t-\tau)\times \\ \times\cos(\omega_0 t+\varphi_0) + AG_{\text{ДК2}}(t-\tau)\times \\ \times G_{\text{НС2}}(t-\tau)\sin(\omega_0 t+\varphi_0), \qquad (2)$$

где $G_{\text{ДК1}}(t), G_{\text{ДК2}}(t)$ – дальномерные коды синфазной и квадратурной компонент; $G_{\text{НС1}}(t)$, $G_{\text{НС2}}(t)$ – значения символов передаваемых навигационных сообщений синфазной и квадратурной компонент; A – амплитуда синфазной и квадратурной компонент; ω_0 – несущая частота; φ – начальная фаза синфазной и квадратурной компонент; τ – задержка.

Представим навигационный *QPSK* сигнал в виде

$$S(t) = AG_{\text{ДК1}}(t-\tau)G_{\text{НС1}}(t-\tau)\cos(\omega_0 t+\varphi_0) + \\ + AG_{\text{ДК2}}(t-\tau)G_{\text{НС2}}(t-\tau)\cos(\omega_0 t+\varphi_1), \qquad (3)$$

где $\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$ – начальная фаза квадратурной компоненты.

При разработке алгоритмов слежения за фазой *QPSK* сигнала предполагается, что амплитуда и задержка известны. Тогда функция правдоподобия с учётом формы представления *QPSK* сигнала (3) и цифровой обработки в аппаратуре потребителей может быть представлена в виде

$$p(\mathbf{Y}\,|\,\varphi, G_{\text{НС1}}, G_{\text{НС2}}) = \\ = c\cdot\exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\left(G_{\text{ДК1}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_0) + G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_1)\right)\right\}, \qquad (4)$$

где $\mathbf{Y} = \left| y_{k-1,0} \quad y_{k-1,1} \quad \ldots \quad y_{k-1,N-1} \right|$ – вектор отсчётов входного наблюдения (1) на интервале времени $\left[t_{k-1};\ \ t_k\right]$.

Представим выражение для функции правдоподобия в виде

$$p(\mathbf{Y}\,|\,\varphi, G_{\text{НС1}}, G_{\text{НС2}}) = \\ = c\cdot\exp\left\{\sum_{i=1}^{N}\left(y(t_{k-1,i})\left(G_{\text{ДК1}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_0\right)\right) + \sum_{i=1}^{N}\left(y(t_{k-1,i})\left(G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_1\right)\right)\right\}. \qquad (5)$$

Преобразуем выражение к виду

$$p(\mathbf{Y}\,|\,\varphi, G_{\text{НС1}}, G_{\text{НС2}}) = c\cdot\exp(I_I + I_Q) = \\ = c\cdot\exp(I_I)\cdot\exp(I_Q). \qquad (6)$$

Величины I_I и I_Q формируются в корреляторах АП ГНСС в соответствии с аналитическими соотношениями

$$I_I = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})G_{\text{ДК1}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\times \\ \times\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_0), \qquad (7)$$

$$I_Q = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\times \\ \times\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_1). \qquad (8)$$

После усреднения функции правдоподобия по символам навигационных сообщений $G_{\text{НС1}}$ и $G_{\text{НС2}}$ получим

$$p(\mathbf{Y}\,|\,\varphi) = \frac{1}{4}c\times \\ \times(\exp(I_I)+\exp(-I_I))\cdot(\exp(I_Q)+\exp(-I_Q)). \qquad (9)$$

Выражение (9) можно преобразовать с использованием соотношения $ch(x) = \frac{(\exp(x)+\exp(-x))}{2}$, и в результате чего получим окончательное выражение для функции правдоподобия:

$$p(\mathbf{Y}\,|\,\varphi) = \tilde{c}\cdot ch(I_I)\cdot ch(I_Q). \qquad (10)$$

Выражение для напряжения на выходе оптимального фазового дискриминатора (ФД) с совместной обработкой компонент (СОК) можно получить, продифференцировав выражение (10) по фазе:

$$U_{\text{Д},\varphi} = \frac{\partial p(\mathbf{Y}\,|\,\varphi)}{\partial\varphi}\Big|_{\varphi=\tilde{\varphi}} =$$

$$= -ch(I_Q)\cdot th(I_I)\cdot Q_I - ch(I_I)\cdot th(I_Q)\cdot Q_Q. \qquad (11)$$

Величины Q_I и Q_Q, входящие в выражение (11), формируются в корреляторах АП ГНСС в соответствии с аналитическими соотношениями

$$Q_I = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})G_{\text{ДК1}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\times$$

$$\times\sin(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_0), \qquad (12)$$

$$Q_Q = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\times$$

$$\times\sin(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_1). \qquad (13)$$

При малых значениях аргумента функцию гиперболического косинуса можно представить как $ch(x)\approx 1$, тогда выражение (11) можно упростить:

$$U_{\text{Д},\varphi} = -th(I_I)\cdot Q_I - th(I_Q)\cdot Q_Q. \qquad (14)$$

При больших отношениях сигнал/помеха функцию гиперболического тангенса приблизительно можно заменить: $th(x)\approx sign(x)$. Тогда выражение для напряжения на выходе ФД с СОК можно представить в виде

$$U_{\text{Д},\varphi} = -sign(I_I)Q_I - sign(I_Q)Q_Q. \qquad (15)$$

При рассматриваемом отношении сигнал/помеха с большой вероятностью можно полагать [5]

$$sign(I_I) = G_{\text{HC1}}. \qquad (16)$$

Тогда, при отсутствии модуляции навигационным сообщением синфазной компоненты $G_{\text{HC1}} = 1$, выражение (15) можно представить как

$$U_{\text{Д},\varphi} = -Q_I - sign(I_Q)Q_Q. \qquad (17)$$

Анализ выражения (17) показывает, что первое слагаемое представляет собой напряжение на выходе ФД синфазной компоненты без модуляции навигационным сообщением, а второе слагаемое – напряжение на выходе ФД квадратурной компоненты с модуляцией навигационным сообщением. Таким образом, напряжение на выходе ФД с СОК представляет собой сумму напряжений синфазной и квадратурной компонент с выходов фазовых дискриминаторов.

При использовании для слежения за фазой только синфазной компоненты напряжение на выходе ФД можно представить соотношением

$$U_{\text{Д},\varphi} = -Q_I. \qquad (18)$$

Для проведения сравнительного анализа помехоустойчивости ССФ с различными видами дискриминаторов воспользуемся методикой определения статистических характеристик оптимальных дискриминаторов следящих систем, приведенной в работе [5]. В соответствии с данной методикой для оценки помехоустойчивости дискриминаторов необходимо определить их дискриминационные и флуктуационные характеристики.

Для определения дискриминационных и флуктуационных характеристик дискриминаторов (17) и (18) синфазные и квадратурные составляющие на выходе корреляторов I_{I}, Q_{I} и I_{Q}, Q_{Q} можно представить в виде

$$Q_I \approx \frac{q}{2}\sin(\varepsilon) + n_1, \qquad (19)$$

$$I_I \approx \frac{q}{2}\cos(\varepsilon) + n_2, \qquad (20)$$

$$Q_Q \approx \frac{q}{2}\sin(\varepsilon) + n_3, \qquad (21)$$

$$I_Q \approx \frac{q}{2}\cos(\varepsilon) + n_4, \qquad (22)$$

где $\varepsilon=\hat{\varphi}-\varphi$ – ошибка оценки фазы; φ – значение фазы принимаемого сигнала, $\hat{\varphi}$ – оценка фазы; n_1, n_2, n_3, n_4 – независимые гауссовские

случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией q; q – отношение сигнал/помеха.

Дискриминационная характеристика фазового дискриминатора определяется как [5]

$$U(\varepsilon_\varphi) = M[u_{Д\varphi,k}]. \quad (23)$$

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле [5]

$$S_\varphi = \partial U(\varepsilon_\varphi)/\partial \varepsilon_\varphi \,|\, \varepsilon_\varphi = 0. \quad (24)$$

Дискриминационная характеристика ФД с СОК определяется как

$$U(\varepsilon_\varphi) = M[\frac{q}{2}\sin(\varepsilon) + n_1 + \frac{q}{2}\sin(\varepsilon) + n_3] = \\ = q\sin(\varepsilon). \quad (25)$$

Тогда крутизну дискриминационной характеристики ФД с СОК можно представить в виде

$$S_\varphi = q. \quad (26)$$

Дискриминационная характеристика ФД (21) определяется как

$$U(\varepsilon_\varphi) = M[\frac{q}{2}\sin(\varepsilon) + n_1] = \frac{q}{2}\sin(\varepsilon). \quad (27)$$

Крутизна дискриминационной характеристики фазового дискриминатора (18) определяется как

$$S_\varphi = \frac{q}{2}. \quad (28)$$

Флуктуационная характеристика фазового дискриминатора определяется как [5]

$$D_\varphi = M[(u_{Д\varphi,k} - M[u_{Д\varphi,k}])^2] \,|\, \varepsilon_\varphi = 0. \quad (29)$$

Для определения дисперсии, пересчитанной к входу дискриминатора, воспользуемся методикой линеаризации, приведенной в [5]:

$$D = D_\varphi / S_\varphi^2, \quad (30)$$

где D – дисперсия, пересчитанная к входу дискриминатора; S_φ – крутизна дискриминационной характеристики.

Дисперсия ошибки фильтрации σ_φ^2 определяется как [5]

$$\sigma_\varphi^2 = 2 \cdot D \cdot T \cdot \Delta f_{ССФ}, \quad (31)$$

где $\Delta f_{ССФ}$ – шумовая полоса пропускания ССФ.

В качестве показателя эффективности функционирования ССФ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [4]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за фазой σ_φ за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССФ.

В качестве показателя помехоустойчивости системы ССФ выбрана вероятность срыва слежения за интервал накопления T, в общем случае равный длительности сигнала. Под срывом слежения в данном случае понимается событие, при котором мгновенное значение ошибки фильтрации σ_φ выходит за апертуру дискриминационной характеристики.

Наиболее простым методом вычисления вероятности срыва слежения является использование метода статистических испытаний (метод Монте–Карло).

Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [6]

$$P_С = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} \delta_k(\sigma_{\varphi k}), \quad (32)$$

где $P_С$ – вероятность срыва слежения, N – общее количество опытов; $\sigma_{\varphi k}$ – значение статистики, пересчитанной к входу фазового дискриминатора в k-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(\sigma_{\varphi k}) = 1$, если $\sigma_{\varphi k} \geq A_{ДХ}$, и $\delta_k(\sigma_{\varphi k}) = 0$, если $\sigma_{\varphi k} < A_{ДХ}$; $A_{ДХ}$ – раскрыв апертуры дискриминационной характеристики.

При проведении оценки помехоустойчивости ССФ с различными дискриминаторами в качестве навигационного сигнала рассмотрен сигнал *QPSK* (10), характеристики которого приведены в [7].

На рис. 1 приведены зависимости вероятности $P_С$ от отношения *j/s* для ССФ с $\Delta f_{ССФ} = 50$ Гц. На рис. 2 приведены зависимости вероятности $P_С$ от отношения *j/s* для ССФ с $\Delta f_{ССФ} = 2$ Гц.

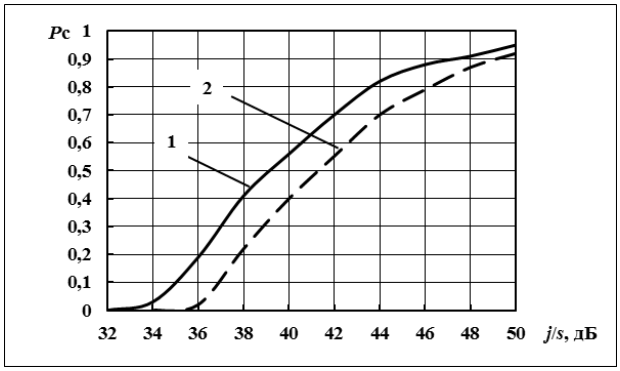


Рис. 1. Зависимости вероятности P_C от отношения *j/s* при $\Delta f_{ССФ} = 50$ Гц:
1 – дискриминатор с обработкой одной компоненты;
2 – дискриминатор с совместной обработкой двух компонент

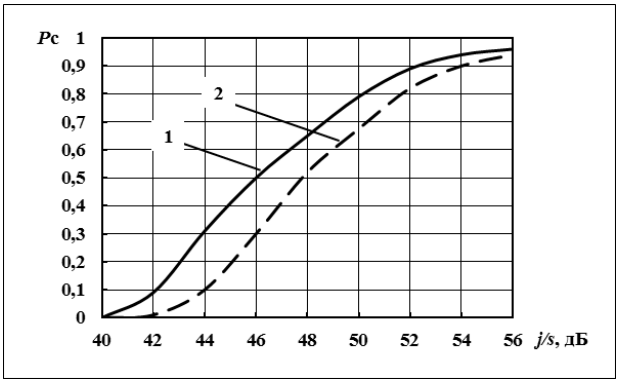


Рис. 2. Зависимости вероятности P_C от отношения *j/s* при $\Delta f_{ССФ} = 2$ Гц:
1 – дискриминатор с обработкой одной компоненты;
2 – дискриминатор с совместной обработкой двух компонент

Анализ графиков, приведенных на рис. 1 и 2, показывает, что ССФ с дискриминатором, использующим совместную обработку компонент *QPSK* сигнала, имеет на 1,5 … 2 дБ лучшую помехоустойчивость в сравнении с ССФ с дискриминатором, использующим обработку только синфазной компоненты. Лучшая помехоустойчивость ССФ с дискриминатором, использующим совместную обработку компонент *QPSK* сигнала, объясняется тем, что при приёме используется мощность двух компонент, в отличие от раздельной обработки пилотной и информационной компонент *QPSK* сигнала.

По результатам анализа графиков, приведенных на рис. 1 и 2, можно сделать вывод о том, что уменьшение шумовой полосы пропускания 50 Гц до 2 Гц, которое достигается за счёт комплексирования ССФ с инерциальной навигационной системой, повышает помехоустойчивость ССФ с рассматриваемыми дискриминаторами на 7–8 дБ.

Полученные результаты оценки помехоустойчивости ССФ, использующей дискриминатор с совместной обработкой компонент, могут быть применены при разработке современной отечественной аппаратуры потребителей ГНСС с *QPSK* сигналами.

Литература

1. *Перов А.И.* Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 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. *Перов А.И., Болденков Е.Н., Григоренко Д.А.* Упрощенная аналитическая методика оценки потенциальной помехоустойчивости оптимальных следящих систем приёмников спутниковой навигации // Радиотехника. 2003. № 7. С. 78–87.

4. *Неровный В.В., Коровин А.В., Новиков А.А.* Математическая модель оценки помехоустойчивости системы ФАПЧ аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей *BPSK* сигналы // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С. 51–55.

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

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

7. *Перов А.И.* Методы и алгоритмы оптимального приёма сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

Статья поступила в редакцию 23 сентября 2016 года

УДК 621.396.98

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ НАВИГАЦИОННОГО *QPSK* СИГНАЛА С СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКОЙ КОМПОНЕНТ

© Авторы, 2017

В.В. Неровный, к.т.н., доцент, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
А.В. Коровин, к.т.н., доцент, e-mail: korovin.alexey@mail.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Разработан частотный дискриминатор с совместной обработкой синфазной и квадратурной компонент навигационного QPSK сигнала. Приведены результаты расчётов помехоустойчивости системы слежения за частотой с разработанным дискриминатором в условиях гауссовской шумовой помехи.

Ключевые слова: *система слежения за частотой, частотный дискриминатор, навигационный QPSK сигнал.*

THE NOISE IMMUNITY OF A NAVIGATIONAL *QPSK* SIGNAL FREQUENCY TRACKING SYSTEM WITH COMPONENTS CO-PROCESSING

V.V. Nerovny, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
A.V. Korovin, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, e-mail: korovin.alexey@mail.ru
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

A frequency discriminator with the co-processing of in-phase and quadrature components of a navigational QPSK signal has been developed. The noise immunity evaluation results for such a system using the developed discriminator and in a Gaussian noise environment are given.

Keywords*: frequency tracking system, frequency discriminator, navigational QPSK signal.*

Аппаратура потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС) использует когерентную и некогерентную обработку навигационных сигналов [1]. При когерентной обработке оценивается фаза принимаемого сигнала, а при некогерентной – несущая частота. Основным достоинством когерентной обработки сигналов в АП ГНСС является возможность получения высокой точности навигационно-временных определений. Достоинством использования некогерентной обработки в АП ГНСС является более высокая помехоустойчивость [1].

В настоящее время в ГНСС широко используются навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (в англоязычной литературе используется термин «*BPSK* сигналы»). Однако в ГНСС ГЛОНАСС, кроме *BPSK* сигналов, на частоте *L*3 планируется использование нового вида навигационных сигналов – сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной литературе используется термин «Q*PSK* сигналы») [2]. Навигационный Q*PSK* сигнал состоит из суммы двух компонент: пилотной и информационной. Компоненты представляют собой *BPSK* сигналы, начальные фазы несущей которых отличаются на 90°. При приёме Q*PSK* сигнала, как правило, используется раздельная обработка пилотной и информационной компонент [3]. Основным недостатком раздельной обработки пилотной и информационной компонент Q*PSK* сигнала является то, что теряется половина мощности сигнала. Потеря половины мощности Q*PSK* сигнала при раздельной обработке компонент приводит к ухудшению помехоустойчивости.

Таким образом, разработка алгоритмов и методов некогерентного приёма Q*PSK* сигнала с совместной обработкой компонент, которая позволит использовать полную мощность сигнала, является актуальной задачей.

Цель работы – разработка частотного дискриминатора с совместной обработкой компонент *QPSK* сигнала и расчёт помехоустойчивости системы слежения за частотой с предлагаемым дискриминатором.

Для определения помехоустойчивости ССЧ в условиях помех воспользуемся методом, приведенным в работе [4]. Сущность данного метода заключается в определении статистических характеристик частотного дискриминатора с ис-

пользованием метода математического моделирования. В качестве показателя эффективности функционирования ССЧ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [4]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за частотой за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССЧ. Вероятность срыва слежения вычисляется как отношение числа опытов, в которых произошел выход мгновенного значения ошибки слежения за апертуру дискриминационной характеристики, к общему числу опытов.

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

$$y(t) = S(t) + n(t), \qquad (1)$$

где $S(t)$ – навигационный *QPSK* сигнал; $n(t)$ – гауссовский шум, ограниченный полосой частот навигационного приёмника.

Навигационный *QPSK* сигнал представляется в виде суммы синфазной и квадратурной компонент, которые можно условно рассматривать как сумму двух *BPSK* сигналов [2]:

$$\begin{aligned} S(t) = {} & AG_{\text{ДК1}}(t-\tau)G_{\text{НС1}}(t-\tau)\times \\ & \times\cos((\omega_0+\omega_{\text{Д}})t+\varphi_0)+ \\ & +AG_{\text{ДК2}}(t-\tau)G_{\text{НС2}}(t-\tau)\times \\ & \times\sin((\omega_0+\omega_{\text{Д}})t+\varphi_0), \end{aligned} \qquad (2)$$

где $G_{\text{ДК1}}(t), G_{\text{ДК2}}(t)$ – дальномерные коды синфазной и квадратурной компонент; $G_{\text{НС1}}(t)$, $G_{\text{НС2}}(t)$ – значения символов передаваемых навигационных сообщений синфазной и квадратурной компонент; A – амплитуда синфазной и квадратурной компонент; ω_0 – несущая частота; $\omega_{\text{Д}}$ – доплеровское смещение частоты; φ_0 – начальная фаза синфазной и квадратурной компонент; τ – задержка.

Представим навигационный *QPSK* сигнал в виде

$$\begin{aligned} S(t) = {} & AG_{\text{ДК1}}(t-\tau)G_{\text{НС1}}(t-\tau)\times \\ & \times\cos((\omega_0+\omega_{\text{Д}})t+\varphi_0)+ \\ & +AG_{\text{ДК2}}(t-\tau)G_{\text{НС2}}(t-\tau)\times \\ & \times\cos((\omega_0+\omega_{\text{Д}})t+\varphi_1), \end{aligned} \qquad (3)$$

где $\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$ – начальная фаза квадратурной компоненты.

Частотный дискриминатор QPSK сигнала с совместной обработкой компонент (СОК)

В выражении (3) информационным параметром является доплеровское смещение частоты $\omega_{\text{Д}}$, а неинформационным параметром – начальная фаза φ. После усреднения по фазе получим следующее выражение для функции правдоподобия с учётом формы представления *QPSK* сигнала (3):

$$p(\mathbf{Y} \mid \omega) = c_1 \cdot I_0(X_{QPSK}(T, \omega_{\text{Д}})), \qquad (4)$$

где c_1 – нормировочная константа; $I_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка; $\mathbf{Y} = \left| y_{k-1,0} \quad y_{k-1,1} \quad \ldots \quad y_{k-1,N-1} \right|$ – вектор отсчётов входного наблюдения (1) на интервале времени $[t_{k-1};\ t_k]$.

Огибающую навигационного *QPSK* сигнала $X_{QPSK}(T, \omega_{\text{Д}})$ можно представить как сумму огибающих синфазной и квадратурной компонент:

$$X_{QPSK}(T, \omega_{\text{Д}}) = X_I(T, \omega_{\text{Д}}) + X_Q(T, \omega_{\text{Д}}). \qquad (5)$$

Огибающие синфазной и квадратурной компонент $X_I(T, \omega_{\text{Д}})$ и $X_Q(T, \omega_{\text{Д}})$ соответственно определяются как

$$X_I(T, \omega_{\text{Д}}) = \sqrt{I_I^2 + Q_I^2}, \qquad (6)$$

$$X_Q(T, \omega_{\text{Д}}) = \sqrt{I_Q^2 + Q_Q^2}. \qquad (7)$$

Синфазные и квадратурные составляющие в выражениях (6) и (7) формируются в корреляторах аппаратуры потребителей и с учётом цифровой обработки определяются как

$$\begin{aligned} I_I = {} & \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК1}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k)\times \\ & \times\cos(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \end{aligned} \qquad (8)$$

$$\begin{aligned} Q_I = {} & \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК1}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k)\times \\ & \times\sin(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \end{aligned} \qquad (9)$$

$$\begin{aligned} I_Q = {} & \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК2}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k)\times \\ & \times\cos(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \end{aligned} \qquad (10)$$

$$Q_Q = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК2}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d). \quad (11)$$

Математическое выражение для напряжения на выходе частотного дискриминатора можно получить, продифференцировав выражение (4) по доплеровской частоте $\omega_\text{Д}$:

$$U_{\text{Д},\omega} = \frac{I_1(X_I(T,\omega_\text{Д}) + X_Q(T,\omega_\text{Д}))}{I_0(X_I(T,\omega_\text{Д}) + X_Q(T,\omega_\text{Д}))} \times$$
$$\times \frac{\partial(X_I(T,\omega_\text{Д}) + X_Q(T,\omega_\text{Д}))}{\partial\omega_\text{Д}}, \quad (12)$$

где $I_1(x)$ – функция Бесселя первого порядка. При малых значениях отношения сигнал/помеха выражение (12) преобразуется к виду [1]

$$U_{\text{Д},\omega} \approx \frac{X_I(T,\omega_\text{Д}) + X_Q(T,\omega_\text{Д})}{2} \times$$
$$\times \frac{\partial(X_I(T,\omega_\text{Д}) + X_Q(T,\omega_\text{Д}))}{\partial\omega_Д} \approx$$
$$\approx \frac{1}{2}\left[I_I \frac{\partial I_I}{\partial\omega_\text{Д}} + Q_I \frac{\partial Q_I}{\partial\omega_\text{Д}} \right] +$$
$$+ \frac{1}{2}\left[I_Q \frac{\partial I_Q}{\partial\omega_\text{Д}} + Q_Q \frac{\partial Q_Q}{\partial\omega_\text{Д}} \right]. \quad (13)$$

Выражение (13) сложно реализовать в реальной аппаратуре потребителей, поэтому разработчики идут на различные упрощения алгоритма. Например, в реальной аппаратуре потребителей чаще всего используется дискриминатор с временным сдвигом синфазных и квадратурных компонент:

$$u_{\text{Дω}} = I_I(k)Q_I(k-1) - I_I(k-1)Q_I(k) +$$
$$+ I_Q(k)(Q_Q(k-1) - I_Q(k-1)Q_Q(k). \quad (14)$$

Тогда в корреляторе для моментов времени t_k и t_{k-1} формируются квадратурные и синфазные составляющие:

$$I_I(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК1}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \quad (15)$$

$$Q_I(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК1}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \quad (16)$$

$$I_I(k) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК1}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \quad (17)$$

$$Q_I(k) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК1}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \quad (18)$$

$$I_Q(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \quad (19)$$

$$Q_Q(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \quad (20)$$

$$I_Q(k) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК2}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \quad (21)$$

$$Q_Q(k) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК2}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin(\omega_0 t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d). \quad (22)$$

Представим синфазные и квадратурные составляющие в виде

$$Q_I(k-1) \approx q\sin(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T) + n_1, \quad (23)$$

$$I_I(k-1) \approx q\cos(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T) + n_2, \quad (24)$$

$$Q_I(k) \approx q\sin(\varphi_k + \varepsilon_\omega T) + n_3, \quad (25)$$

$$I_I(k) \approx q\cos(\varphi_k + \varepsilon_\omega T) + n_4, \quad (26)$$

$$Q_Q(k-1) \approx q\sin(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T) + n_5, \quad (27)$$

$$I_Q(k-1) \approx q\cos(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T) + n_6, \quad (28)$$

$$Q_Q(k) \approx q\sin(\varphi_k + \varepsilon_\omega T) + n_7, \quad (29)$$

$$I_Q(k) \approx q\cos(\varphi_k + \varepsilon_\omega T) + n_8, \quad (30)$$

где $\varepsilon_\omega T = \varphi_k - \varphi_{k-1}$ – ошибка оценки доплеровского смещения частоты; φ_k – значение фазы сигнала в момент времени t_k; φ_{k-1} – значение фазы сигнала в момент времени t_{k-1}; $n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6, n_7, n_8$ – независимые гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией q.

Дискриминационная характеристика частотного дискриминатора определяются как [1]

$$U(\varepsilon_\omega) = M[u_{Д\omega}]. \quad (31)$$

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле [1]

$$S_\omega = \partial U(\varepsilon_\omega)/\partial \varepsilon_\omega \,|_{\varepsilon_\omega=0}. \quad (32)$$

Вычислим значения $M[I_I(k)Q_I(k-1)]$, $M[I_I(k-1)Q_I(k)]$, $M[I_Q(k)Q_Q(k-1)]$ и $M[I_Q(k-1)Q_Q(k)]$:

$$M[I_I(k)Q_I(k-1)] =$$

$$= q^2(\sin(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T)\cdot\cos(\varphi_k + \varepsilon_\omega T)) =$$

$$= \frac{q^2}{2}[\sin(\varphi_{k-1} - \varphi_k) + \sin(\varphi_{k-1} + \varphi_k + 2\varepsilon_\omega T)], \quad (33)$$

$$M[I_I(k-1)Q_I(k)] =$$

$$= q^2(\sin(\varphi_k + \varepsilon_\omega T)\cdot\cos(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T)) =$$

$$= \frac{q^2}{2}[\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \sin(\varphi_{k-1} + \varphi_k + 2\varepsilon_\omega T)], \quad (34)$$

$$M[I_Q(k)Q_Q(k-1)] =$$

$$= \frac{q^2}{2}[\sin(\varphi_{k-1} - \varphi_k) + \sin(\varphi_{k-1} + \varphi_k + 2\varepsilon_\omega T)], \quad (35)$$

$$M[I_Q(k-1)Q_Q(k)] =$$

$$= q^2(\sin(\varphi_k + \varepsilon_\omega T)\cdot\cos(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T)) =$$

$$= \frac{q^2}{2}[\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \sin(\varphi_{k-1} + \varphi_k + 2\varepsilon_\omega T)]. \quad (36)$$

Тогда после математических преобразований получим окончательное выражение для дискриминационной характеристики:

$$U(\varepsilon_\omega) = -2q^2 \sin\varepsilon_\omega T. \quad (37)$$

Крутизну дискриминационной характеристики частотного дискриминатора можно представить в виде

$$S_\omega = 2q^2. \quad (38)$$

Частотный дискриминатор QPSK сигнала с обработкой одной синфазной компоненты (ОСК)

После усреднения по фазе математическое выражение для функции правдоподобия при обработке синфазной компоненты *QPSK* сигнала можно представить в виде

$$p(\mathbf{Y} \mid \omega) = c_3 \cdot I_0(X_I(T, \omega_Д)), \quad (39)$$

где c_3 – нормировочная константа.

Значение огибающей синфазной компоненты *QPSK* сигнала в данном случае определяется в соответствии с выражением (6), а синфазные и квадратурные составляющие определяются в соответствии с выражениями (8) и (9).

Окончательное выражение для частотного дискриминатора с обработкой синфазной компоненты *QPSK* сигнала имеет вид

$$u_{Д\omega} = I_I(k)Q_I(k-1) - I_Q(k-1)Q_Q(k). \quad (40)$$

Синфазные и квадратурные составляющие определяются выражениями (15)–(18).

Для определения дискриминационной характеристики представим синфазные и квадратурные составляющие (15)–(18) в виде

$$Q_I(k-1) \approx q\sin(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T) + n_9, \quad (41)$$

$$I_I(k-1) \approx q\cos(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T) + n_{10}, \quad (42)$$

$$Q_I(k) \approx q\sin(\varphi_k + \varepsilon_\omega T) + n_{11}, \quad (43)$$

$$I_I(k) \approx q\cos(\varphi_k + \varepsilon_\omega T) + n_{12}, \quad (44)$$

где $n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}$ – независимые гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией q.

Вычислим значения $M[I_I(k)Q_I(k-1)]$, $M[I_I(k-1)Q_I(k)]$:

$$M[I_I(k)Q_I(k-1)] =$$

$$= q^2(\sin(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T)\cdot\cos(\varphi_k + \varepsilon_\omega T)) =$$

$$= \frac{q^2}{2}(-\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \sin(\varphi_k + \varphi_{k-1} + 2\varepsilon_\omega T)), \quad (45)$$

$$M[I_I(k-1)Q_I(k)] =$$

$$= q^2(\sin(\varphi_k + \varepsilon_\omega T)\cdot\cos(\varphi_{k-1} + 2\varepsilon_\omega T)) =$$

$$= \frac{q^2}{2}(\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \sin(\varphi_k + \varphi_{k-1} + 2\varepsilon_\omega T)). \quad (46)$$

После преобразований получим окончательное выражение для дискриминационной характеристики:

$$U(\varepsilon_\omega) = -q^2 \sin\varepsilon_\omega T. \quad (47)$$

Крутизну дискриминационной характеристики частотного дискриминатора можно определить как

$$S_\omega = q^2. \quad (48)$$

Для наиболее полного описания алгоритма функционирования ССЧ необходимо определить кроме дискриминационной характеристики также и флуктуационную характеристику [1]. Флуктуационная характеристика дискриминатора определяется как

$$D_{\omega} = M[(u_{\text{Д}\omega} - M[u_{\text{Д}\omega}])^2] \,|\, \varepsilon_{\omega} = 0 . \qquad (49)$$

Для определения дисперсии, пересчитанной к входу дискриминатора, воспользуемся методикой линеаризации, приведенной в [1]:

$$D = D_{\omega} \big/ S_{\omega}^2 , \qquad (50)$$

где D – дисперсия, пересчитанная к входу дискриминатора; S_{ω} – крутизна дискриминационной характеристики.

Дисперсия ошибки фильтрации σ_{ω}^2 определяется как [1]

$$\sigma_{\omega}^2 = 2 \cdot D \cdot T \cdot \Delta f_{\text{ССЧ}} , \qquad (51)$$

где $\Delta f_{\text{ССЧ}}$ – шумовая полоса пропускания ССЧ.

В качестве показателя эффективности функционирования ССЧ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время T (время длительности навигационного сигнала) [3]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за частотой σ_{ω} за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССЧ. Для дискриминаторов ССЧ, которые описываются соотношениями (14) и (40), ширина апертуры дискриминационной характеристики $A_{\text{ДХ}}$ лежит в пределах от $-1/T$ до $1/T$ [1]. Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [5]

$$P_c = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \delta_k(\sigma_{\omega}) , \qquad (52)$$

где P_c – вероятность срыва слежения; N – общее количество опытов; σ_{ω} – значение статистики, пересчитанной ко входу частотного дискриминатора в k-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(\sigma_{\omega}) = 1$, если $\sigma_{\omega} \geq A_{\text{ДХ}}$, и $\delta_k(\sigma_{\omega}) = 0$, если $\sigma_{\omega} < \text{A}_{\text{ДХ}}$.

При проведении оценки помехоустойчивости ССЧ с различными дискриминаторами в качестве навигационного сигнала рассмотрен сигнал *QPSK*, характеристики которого приведены в [6].

На рис. 1 приведены зависимости вероятности P_c от отношения *j*/*s* для автономной ССЧ с дискриминаторами, использующими ОСК и СОК. На рис. 2 приведены зависимости вероятности P_c от отношения *j*/*s* для комплексированной ССЧ с дискриминаторами, использующими ОСК и СОК.

Анализ графиков, приведенных на рис. 1, показывает, что помехоустойчивость автономной ССЧ с дискриминатором, использующим ОСК, на 1–2 дБ хуже, чем ССЧ с дискриминатором, использующим СОК. Анализ графиков, приведенных на рис. 2, показывает, что помехоустойчивость комплексированной ССЧ с дискриминатором, использующим ОСК, на 1,5–2 дБ хуже, чем ССЧ с дискриминатором, использующим СОК. Увеличение помехоустойчивости ССЧ с дискриминатором, использующим СОК, объясняется тем, что для обработки используется мощность не только одной синфазной, но и квадратурной компоненты *QPSK* сигнала, что приводит к повышению отношения сигнал/помеха до 2 дБ.

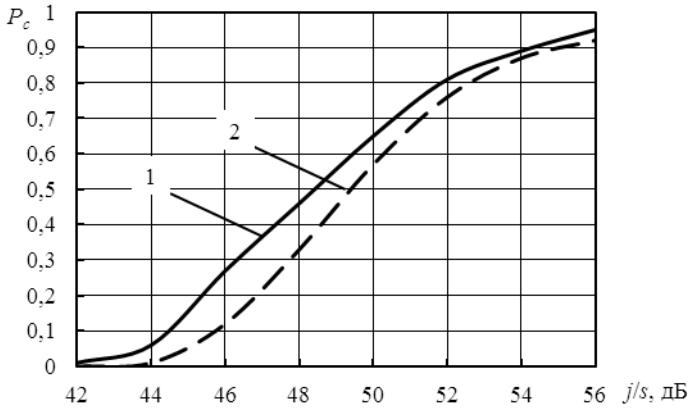


Рис. 1. Зависимости вероятности P_c от отношения *j*/*s* для автономной ССЧ:
1 – с дискриминатором, использующим ОСК; 2 – с дискриминатором, использующим СОК

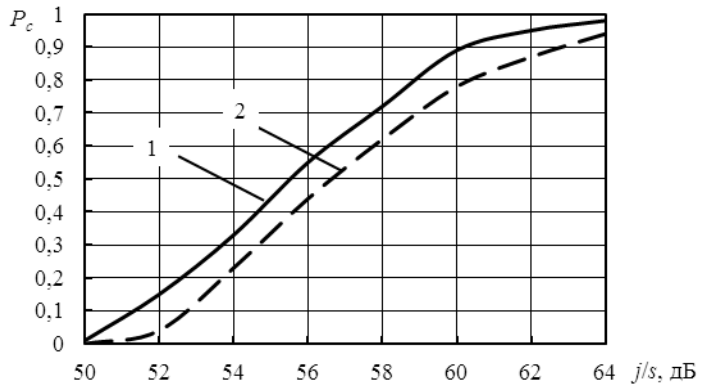


Рис. 2. Зависимости вероятности P_c от отношения *j/s* для комплексированной ССЧ:
1 – с дискриминатором, использующим ОСК; 2 – с дискриминатором, использующим СОК

Анализ графиков, приведенных на рис. 1 и 2, показывает, что комплексирование ССЧ с инерциальной навигационной системой повышает помехоустойчивость ССЧ с дискриминатором, использующим ОСК, на 7 дБ, а ССЧ с дискриминатором, использующим СОК, – на 8 дБ.

Таким образом, полученные результаты оценки помехоустойчивости ССЧ *QPSK* сигнала с различными дискриминаторами могут быть использованы при разработке мер защиты от помех в отечественной аппаратуре потребителей ГНСС.

Литература

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

2. *Перов А.И.* Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

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

4. *Неровный В.В.* Математическая модель оценки помехоустойчивости системы слежения за частотой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей *BPSK* сигналы // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С. 46–50.

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

6. *Перов А.И.* Методы и алгоритмы оптимального приёма сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

Статья поступила в редакцию 23 сентября 2016 года

УДК 621.391.372

АЛГОРИТМЫ ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СИГНАЛОВ С ППРЧ ЧАСТЬ 1. ВХОЖДЕНИЕ В СИНХРОНИЗМ

© Авторы, 2017

Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
С.Ю. Алехин, начальник НТУ
Е.В. Григорьев, начальник сектора
А.Е. Лимарев, ведущий конструктор
В.Е. Прохоров, начальник отдела
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматривается синхронизация радиолинии по сигналам ППРЧ своих радиостанций. Основное внимание уделяется грубой синхронизации (захвату) по частоте. Приведены одноуровневые и двухуровневые алгоритмы захвата и методика оценки их эффективности. Приводятся варианты схем удержания синхронизма.

***Ключевые слова**: захват сигнала, одноуровневая схема захвата, двухуровневая схема захвата, удержание синхронизма.*

ALGORITHMS OF TIME AND FREQUENCY SYNCHRONIZATION OF FH SIGNALS PART 1. SYNCHRONISM INITIALIZATION

D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
S.Yu. Alehin, Head of the Directorate of Science and Technology
E.V. Grigoriev, Head of Sector
A.E. Limarev, Leading Designer
V.E. Prokhorov, Head of Department
JSC «Concern «Sozvezdie»

This paper considers a radio link synchronization by FH signals of its radio stations. Most of the focus is on coarse frequency synchronization (grabbing).One- and two-level grabbing algorithms and a method for estimating their efficiency are provided. Various versions of the schemes to hold synchronism are presented.

***Keywords:** signal grabbing, one-level grabbing scheme, two-level grabbing scheme, synchronism holding.*

В данной работе рассматривается синхронизация радиолинии по сигналам с ППРЧ своих радиостанций. В приемнике устранение скачков частоты достигается путем умножения принятого сигнала на опорный сигнал приемника. В результате формируется функция корреляции двух сигналов (принятого и опорного). Однако из-за неопределенности по частоте и времени она может иметь малую величину. Задача синхронизации заключается в максимизации функции корреляции путем совмещения по частоте и времени принятой и опорной последовательности сигналов с ППРЧ. Очевидный метод решения, направленный на обнаружение сигнала с последующим его совмещением с опорным сигналом, может оказаться нереализуем, т.к. обнаружение слабых сигналов на фоне шумов при отсутствии программы перестройки частот во времени, является трудноразрешимой задачей [1, 2]. Альтернативой может служить обнаружение с одновременной оценкой параметров (времени и частот). При этом неопределенность в значении задержки может оказаться больше, чем ширина основного пика корреляционной функции. Отсюда следует, что синхронизацию следует проводить в два этапа: на первом – установить положение главного пика корреляционной функции, т.е. обнаружить сигнал и оценить значение задержки (осуществить захват сигнала), на втором требуется сохранить синхронизм, т.е. осуществить режим подстройки параметров. Обобщенная структурная схема подсистемы синхронизации приведена в [1, 2] (рис. 1).

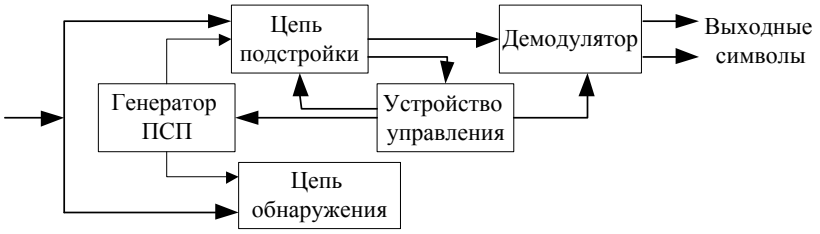


Рис. 1. Обобщенная структурная схема подсистемы синхронизации

На этапе захвата может применяться как последовательный поиск одноканальным корреляторм или согласованным фильтром, так и последовательно-параллельный поиск с использованием многоканального коррелятора или согласованного фильтра [1, 2]. Многоканальный согласованный фильтр осуществляет захват за более короткое время на более коротком, чем при одноканальном, отрезке последовательности ППРЧ.

В мобильных системах нарушение синхронизма происходит из-за доплеровского смещения и нестабильности опорных генераторов. В системах связи каждый узел имеет свое локальное время. Это время может дрейфовать до секунд в сутки. Физически компьютерные часы состоят из кристаллического осциллятора и регистра-счетчика, который считает число колебаний, генерируемых кристаллом с заданной частотой. Девиация частоты при этом может составлять около 0.001%, что, в свою очередь, приводит к временной ошибке до секунд в сутки. Обозначим через t точное (реальное) время, через $H_i(t)$ – локальное время i-го пользователя, а скорость нарастания времени – через dH_i/dt. При $dH_i/dt=1$ локальное время совпадает с точным, при $dH_i/dt>1$ локальное время быстрее, а при $dH_i/dt<1$ локальное время медленнее. Стабильность частоты зависит от возраста кристалла, температуры, скачков атмосферного давления и воздействия магнитных полей. Однако вместе с тем существуют такие значения ρ и δ, при которых выполняются условия [3]

$$1-\rho \le \frac{dH_i}{dt} \le 1+\rho \qquad (1)$$

и

$$\left|H_i(t)-H_j(t)\right| \le \delta \ \text{ для всех } i, j\,. \qquad (2)$$

Несмотря на то, что вопросам помехозащищенности систем радиосвязи с ППРЧ посвящено много статей и ряд монографий [1, 2], вопросы синхронизации систем связи с ППРЧ затронуты лишь частично. В периодических зарубежных и отечественных изданиях отсутствуют статьи, посвященные систематическому изложению вопросов синхронизации систем связи с ППРЧ, а рассматриваются лишь частные решения некоторых практических задач. Поэтому *целью настоящей работы* является анализ и систематизация подходов к синхронизации систем связи с ППРЧ по зарубежным и отечественным публикациям. Работа состоит из двух частей: в первой рассматривается захват сигнала, во второй – удержание синхронизма.

1. Синхронизация частоты

1.1. Захват согласованным фильтром сигнала с ППРЧ [4–9]. *Структура согласованного фильтра для шаблона ППРЧ с адаптивным выбором порога*

При захвате согласованным фильтром в качестве шаблона выбирается последовательность следующих друг за другом N частот $f_1, f_2,\ldots,f_N$, которые и определяют фрагмент последовательности ППРЧ (шаблон), используемый для захвата. Для построения согласованного с данной последовательностью фильтра конструируется N согласованных с отдельными скачками фильтров, каждый из которых состоит из смесителя частот, полосового фильтра и квадратурного детектора огибающей (рис. 2). После детектирования в зависимости от условий применения выделенная энергия скачка либо суммируется, либо сравнивается с порогом. Если энергия скачка в k-м канале превышает порог, то $d_k(t)=1$, иначе $d_k(t)=0$. Времена задержек выбираются таким образом, чтобы при появлении искомой комбинации частот на выходе системы появлялся максимальный отклик (рис. 2). При отсутствии сосредоточенных по спектру помех функция времени $D(t)$, поступающая на вход компаратора, является числом частот принятого шаблона ППРЧ в момент времени t (рис. 3а).

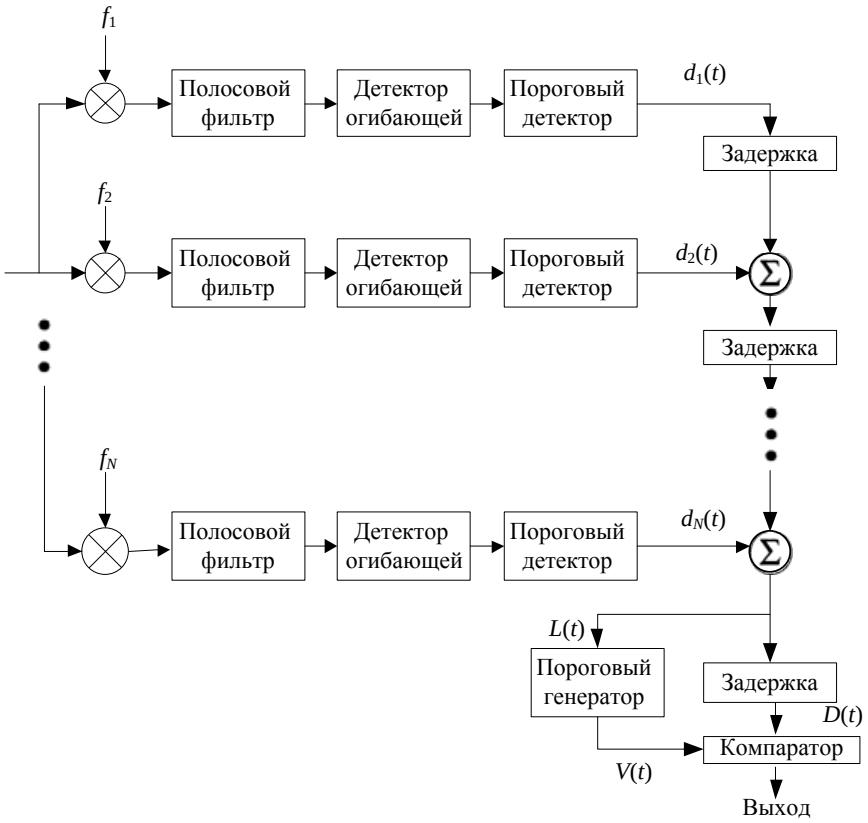


Рис. 2. Система с вхождением в синхронизм с использованием согласованного фильтра

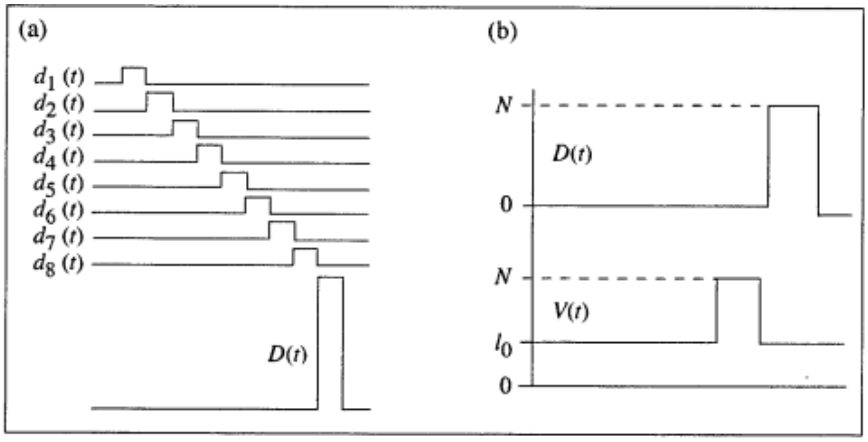


Рис. 3. Формы сигналов идеальной системы вхождения в синхронизм: (a) формирование $D(t)$ при $N = 8$ и (b) сравнение $D(t)$ и $V(t)$

Дискретно-значная функция времени аналитически может быть записана следующим образом:

$$D(t) = \sum_{k=1}^{N} d_k \left[t - (N - k + 1) T_h \right], \qquad (3)$$

где T_h – длительность скачка частоты. Графики функций $d_k(t)$ и $D(t)$ приведены на рис. 3а для N=8. На вход порогового генератора поступает величина

$$L(t) = D(t + T_h). \qquad (4)$$

Захват объявляется завершенным, если $D(t) \geq V(t)$, где $V(t)$ – адаптивный порог, зависящий от функции $L(t)$:

$$V_1(t) = \min[L(t) + l_0 / N], \qquad (5а)$$

$$V_2(t) = [l_0 + L(t)(1 - l_0 / N)], \qquad (5б)$$

где l_0 – положительное целое. Если шумы и преднамеренные помехи отсутствуют, то $L(t)$=0

и $V(t)=l_0$ в течение всего интервала скачков. При $D(t)=N$ объявляется захват. Если j из N частотных каналов поражены помехой в части полосы или скачками не из выбранного шаблона и при этом превысили порог обнаружения, то $L(t)=j$ и $V(t)=j+l_0$ в течение временного интервала, когда $j \le N-l_0$, но в этом случае $D(t)=j$. Следовательно, $V(t) \ge D(t)$, и согласованный фильтр не объявляет о захвате.

1.2. Выбор порога в каналах

Адаптивный выбор порога делает данный обнаружитель робастным к воздействию сосредоточенных по спектру, в том числе и гармонических помех. Обозначим через P_F *и* P_D соответственно вероятности ложного и правильного захвата синхрошаблона схемой синхронизации, использующей согласованный фильтр.

Метод 1

Традиционно нормированный канальный порог $\eta = \eta' / \sigma_n$ выбирается из условия заданного уровня ложного захвата P_F в отсутствие преднамеренных помех и при известных значениях спектральной плотности мощности шума N_0. По заданной глобальной вероятности ложного захвата P_F находится вероятность ложной тревоги для каждого из каналов P_f , по которой и определяется нормированный порог в каналах.

Случай 1

Рассмотрим вначале случай отсутствия преднамеренных помех. Воздействует только тепловой шум с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$. В этом случае на выходе полосового фильтра k-го канала будет наблюдаться сигнал плюс белый гауссовский шум (гипотеза H_1) или только шум (гипотеза H_0), т.е. на выходе полосового фильтра в канале имеем

$$r_k(t) = \begin{cases} n(t) & \text{при } H_0, \\ s_k(t) + n(t) & \text{при } H_1, \end{cases} \qquad (6)$$

где $n(t)$ – гауссовский шум. Известно [1], что на выходе детектора огибающая $z_k(t)$ будет иметь распределение Рэлея при отсутствии сигнала и Райса при его наличии. Таким образом, вероятность ложной тревоги и правильного обнаружения можно записать следующим образом:

$$P_f = P_{00} = P_r\left\{z_k > \eta' \middle| H_0\right\} = e^{-\eta^2/2}, \qquad (7)$$

$$P_d = P_{10} = P_r\left\{z_k > \eta' \middle| H_1\right\} = Q(\sqrt{2\gamma}, \quad \eta), \qquad (8)$$

где $\eta = \eta' / \sigma_n$ – нормированный порог обнаружения, $\sigma_n{}^2 = WN_0$ – мощность шума; $W = 1/T_h$ – ширина полосы канала; $\gamma = \dfrac{E_h}{N_0} = \dfrac{P_s}{\sigma_n{}^2}$ – отношение сигнал/шум по энергии, которое в данном случае для одного скачка совпадает с отношением сигнал/шум по мощности, т.к. $WT_h=1$; $Q(a,b)$ – Q – функция Маркума [1]:

$$Q(a,b) = \int_b^\infty x \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_0(ax)\,dx, \qquad (9)$$

$I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. По заданной вероятности ложной тревоги в канале P_f после логарифмирования (7) и преобразований получим значение порога

$$\eta' = \sigma_n \sqrt{-2\ln(P_f)}\,. \qquad (10)$$

Случай 2

Предположим, что кроме теплового шума на систему связи с ППРЧ воздействует помеха в части полосы мощности J, которая поражает q частотных каналов. В этом случае мощность помехи, попавшей в k-й канал, равна $\sigma_J{}^2 = J/q$. Суммарная мощность помехи в таком канале

$$\sigma^2 = \sigma_n{}^2 + \sigma_J{}^2 = \sigma_n{}^2 + J/q = \sigma_n{}^2(1+K), \qquad (11)$$

где $K = J/(q\sigma_n{}^2) = J/(qP_s)\cdot(P_s/\sigma_n{}^2)$.

Вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения при помехе в части полосы по аналогии с (7), (8) вычисляются следующим образом:

$$P_f = P_{01} = P_r\left\{z_k > \eta' \middle| H_0\right\} = \exp\left\{-\frac{\eta^2}{2(1+K)}\right\}, \qquad (12)$$

$$P_d = P_{11} = P_r\left\{z_k > \eta' \middle| H_1\right\} = Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma}{1+K}}, \quad \frac{\eta}{\sqrt{1+K}}\right), \qquad (13)$$

Отсюда получается выражение для порога обнаружения в условиях воздействия помехи в части полосы:

$$\eta' = \sigma_n \sqrt{-2(1+K)\ln(P_f)}\,. \qquad (14)$$

Случай воздействия на каналы гармонических помех подробно рассмотрен в [9, 10], и результаты из-за ограниченности объема статьи здесь не приводятся.

Представленная на рис. 2 система объявляет захват, если $D(t)$ превышает глобальный порог $V(t)$. Порог $V(t)$ будет превышен, если число каналов, в которых был обнаружен скачок ППРЧ, превосходит $V(t)$. Вероятность такого события может быть найдена по формуле Бернулли:

$$P_F = \sum_{l=V(t)}^{N} C_N^l P_f^l (1-P_f)^{N-l} \qquad (15)$$

и

$$P_D = \sum_{l=V(t)}^{N} C_N^l P_d^l (1-P_d)^{N-l}, \qquad (16)$$

где C_N^l – число сочетаний из N по l; вероятности P_f *и* P_d определяются согласно (7), (8) при воздействии только теплового шума или согласно (12), (13) при воздействии помехи в части полосы.

Метод 2

Другой метод выбора порогов предложен в [9]. При этом подходе значения пары порогов (η, l_0) выбираются из условия максимума P_D при заданных значениях m, отношении сигнал–шум и вероятности ложной тревоги P_F. Другими словами, пороги находятся из решения оптимизационной задачи максимума P_D при ограничениях на ложную тревогу P_F. Например, для $m = 8$, $P_F = 10^{-7}$ и отношении сигнал–шум 10 дБ канальный нормированный порог $\eta = 3.186$ и $l_0 = 4$ [9].

Другой подход к выбору порогов состоит в нахождении пары (η, l_0), которая максимизирует разницу между вероятностью правильного захвата и ложной тревоги $P_D - P_F$ при заданном отношении сигнал–шум 10 дБ в отсутствие преднамеренных помех. Значения порогов для этого критерия равны (3.20, 3) для $V_1(t)$ и (2.86, 4) для $V_2(t)$ [9].

Замечание

В частном случае вместо многоканальной схемы (рис. 2) можно использовать единичный коррелятор или согласованный фильтр (рис. 4), осуществляющий последовательный поиск при захвате сигнала с ППРЧ. Последовательное повторение процедуры позволяет снизить сложность и стоимость, но тем самым увеличить время синхронизации [1, 2].

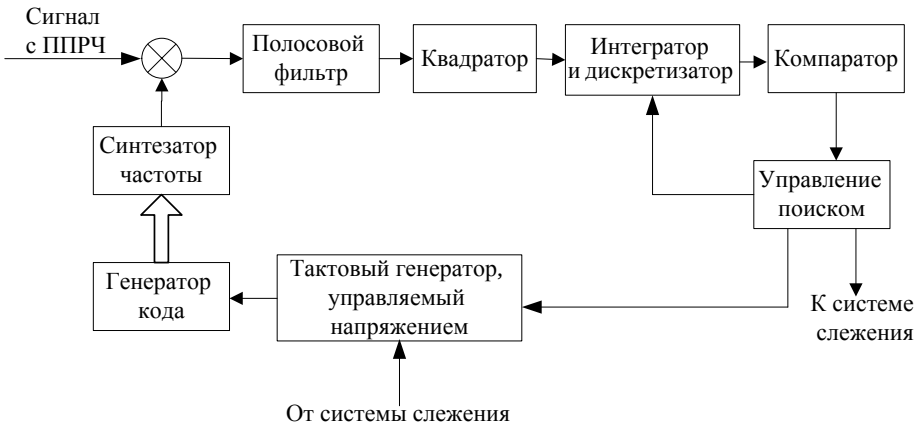


Рис. 4. Схема последовательного поиска при захвате сигнала с ППРЧ

2. Двухуровневая схема быстрого захвата [11–14]

Эта схема использует две стадии решений. На первой стадии применяются пассивные корреляторы, которые осуществляют быстрый поиск в реальном времени, но принимают решение с ограниченной достоверностью. На втором этапе (контрольном) используются активные корреляторы с более длинным временем интегрирования и более надежным принятием решения. Использование в тандеме двух стадий позволяет получить быстрый захват в реальном времени с достоверным решением. Двухуровневая схема на первом этапе обнаруживает согласованным фильтром короткий сегмент частотной последовательности специального кода (префикса). Обнаружение префикса активирует коррелятор с длинным сегментом для принятия достоверного решения. Наиболее простая двухуровневая схема изображена на рис. 5 [12, 13]. Она содержит

один согласованный фильтр или пассивный коррелятор (рис. 6) для обнаружения префикса и один активный коррелятор (рис. 7). Как видно из рис. 7, активный коррелятор отличается от пассивного наличием генератора программной перестройки частоты, который по команде пассивного коррелятора стартует сразу после обнаружения шаблона на первом этапе. Кроме этого, в интеграторе увеличено время интегрирования. Если на первом этапе обнаружен правильный шаблон, то активный коррелятор будет генерировать локальную последовательность ППРЧ, синхронную принимаемой, и на каждом скачке будет присутствовать сигнал. В этом случае с высокой вероятностью будет превышен порог активного коррелятора и захват сигнала будет произведен. Однако для принятия достоверного решения на первом этапе порог обнаружения выбирается низким, что приводит к высокой вероятности ложных тревог. В случае ложного обнаружения шаблона на первом этапе активный коррелятор генерирует асинхронную принимаемой последовательность, и на каждом скачке наблюдается только шум. В это же время пассивные корреляторы осуществляют поиск и обнаруживают правильный шаблон. В данной ситуации сгенерированный пассивным коррелятором старт-сигнал будет проигнорирован активным коррелятором, т.к. он занят проверкой предыдущего. В результате будет пропущена правильная кодовая последовательность. Поэтому более эффективной может быть система с банком активных корреляторов (рис. 8) (на практике достаточно двух–трех активных корреляторов [12, 13]).

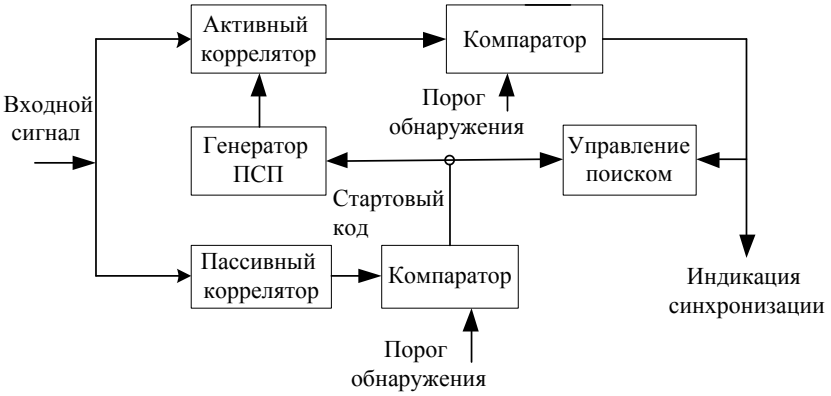


Рис. 5. Двухуровневая схема быстрого захвата с одним активным коррелятором

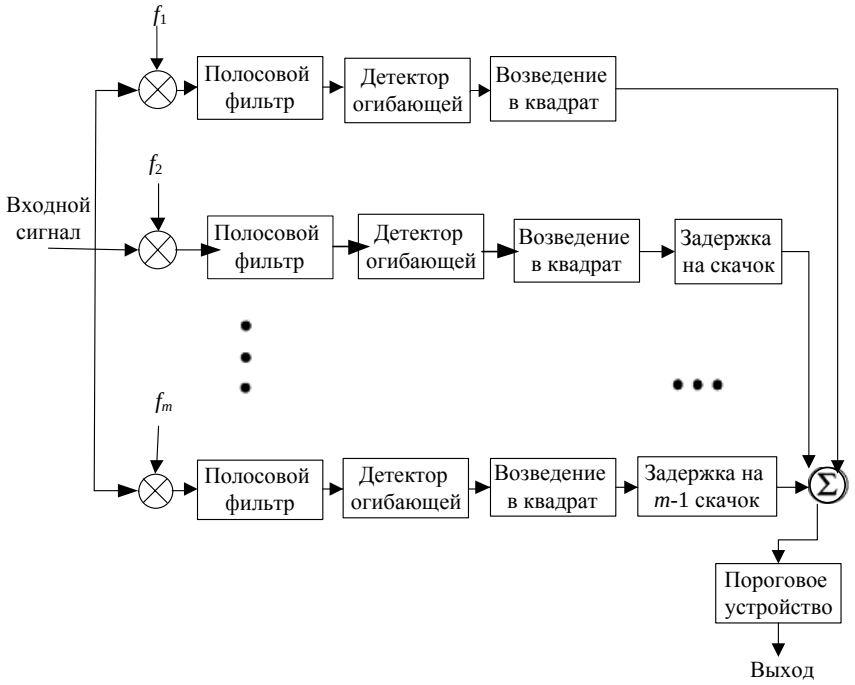


Рис. 6. Схема пассивного коррелятора для сигнала с ППРЧ

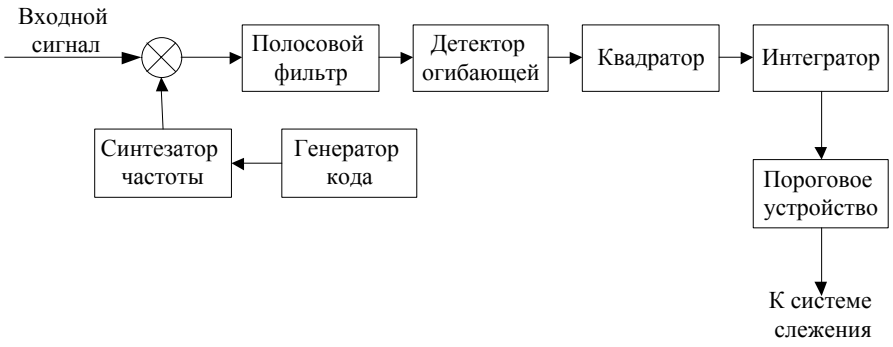


Рис. 7. Схема активного коррелятора для захвата ППРЧ

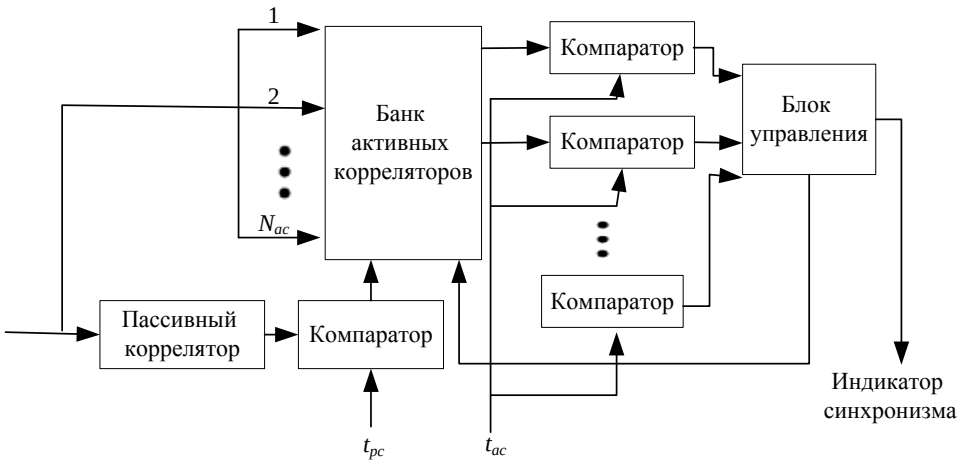


Рис. 8. Схема приемника быстрого захвата с банком активных корреляторов

Приемник двухуровневой схемы захвата состоит из двух основных частей: пассивного коррелятора (согласованного фильтра) и банка из N_{ac} активных корреляторов (рис. 8). Пассивный коррелятор использует для обнаружения преамбулу, состоящую из L скачков. Пассивный коррелятор согласован с соответствующим относительно коротким синхропрефиксом, состоящим из m скачков. Интервал интегрирования длительностью m скачков в пассивном корреляторе задается посредством скользящего окна. Для целей анализа предполагается, что решения о наличии префикса, согласованного с данным пассивным коррелятором, выносятся со скоростью следования скачков. Когда выход пассивного коррелятора превышает порог t_{pc}, генерируется код стартового сигнала. Каждый код стартового сигнала активирует любой (один) активный коррелятор, находящийся на холостом ходу. Время интегрирования в активном корреляторе устанавливается равным длительности k скачков ($k>m$). В пассивном корреляторе для увеличения вероятности правильного обнаружения на коротком интервале времени выбирается низкий уровень порога. Однако такой порог повышает частоту ложных срабатываний. При частых ложных срабатываниях может оказаться, что более одного активного коррелятора интегрируют на интервале k скачков. Если код стартового сигнала находит все активные корреляторы занятыми, то он игнорируется. Это единственный путь, на котором синхропрефикс может быть пропущен.

После завершения k скачков выход активного коррелятора сравнивается со вторым порогом t_{ac}. Если второй порог превышен, захват считается завершенным, и начинается этап удержания синхронизма. Активный коррелятор, как и остальные, переходит в холостой режим.

Характеристики двухуровневой схемы захвата

Фиксация порога определяет две вероятности: ложного захвата P_F и пропуска преамбулы P_m (вероятность того, что синхропрефикс не был обнаружен, хотя фактически он был).

Для нахождения указанных вероятностей обозначим через P_{d1} и P_{f1} вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги пассивного коррелятора. Аналогично, вероятности правильного и ложного обнаружения активным корреля-

тором обозначим через P_{d2} и P_{f2} соответственно. Предположим, что ложные тревоги на первом этапе образуют простейший поток с интенсивностью λ (среднее число ложных тревог в единицу времени) [15]. В рассматриваемом случае λ есть средняя скорость, с которой пассивный коррелятор генерирует ложный код стартового сигнала. Таким образом,

$$\lambda = P_{f1} / T_h . \qquad (17)$$

Используя теорию массового обслуживания [15], банк активных корреляторов можно рассматривать как многоканальную систему с отказами, где число каналов равно числу активных корреляторов N_{ac} с фиксированным временем обслуживания, равным kT_h . Величина приведенной интенсивности потока входных заявок определяется следующим образом:

$$\alpha = \lambda k T_h = k P_{f1} . \qquad (18)$$

Вероятность того, что код стартового сигнала найдет все активные корреляторы занятыми (блокированными), находится по формуле Эрланга [15]:

$$P_{\text{отк}} = b(n,\alpha) = \frac{\alpha^n}{n!} / \sum_{k=0}^{n} \frac{\alpha^k}{k!} , \qquad (19)$$

где $n=N_{ac}$. Ложный захват возникает в ситуации, когда блок управления устанавливает, что код синхронизации приобретен, хотя этого не случилось. Это имеет место при одновременном выполнении трех событий (произведения):

а) ложная тревога имела место у пассивного коррелятора;

б) хотя бы один активный коррелятор был не занят в момент получения кода стартового сигнала;

в) активный коррелятор, получивший код стартового сигнала, выдал ложную тревогу.

Перечисленные события независимы. Поэтому вероятность ложного захвата P_F равна произведению вероятностей указанных событий:

$$P_F = P_{f1}\left[1 - b(N_{ac},\alpha)\right] P_{f2} . \qquad (20)$$

Пропуск синхронизации возникает, когда блок управления захватом устанавливает, что синхропосылки нет, хотя фактически она была. Условия пропуска синхропосылки состоят в выполнении хотя бы одного из указанных следующих событий (объединении):

а) пассивный коррелятор не обнаружил (пропустил) синхропрефикс;

б) пассивный коррелятор обнаружил синхропрефикс, но все активные корреляторы были заняты и, следовательно, игнорировали код стартового сигнала;

в) пассивный коррелятор обнаружил синхропрефикс, и хотя бы один активный коррелятор свободен, но выход активного коррелятора не превысил порог. Вероятность такого события равна

$$P_m = (1 - P_{d1}) + P_{d1} b(N_{ac},\alpha) + \\ + P_{d1}\left[1 - b(N_{ac},\alpha)\right](1 - P_{d2}) . \qquad (21)$$

Из анализа формулы (20) следует, что применение второго уровня проверки может на несколько порядков уменьшить вероятность ложного захвата по сравнению с использованием только пассивных корреляторов. Однако, как следует из (21), вероятность пропуска при этом может только возрасти. При этом граница снизу для вероятности пропуска определяется главным образом средним слагаемым в (21), а конкретно – вероятностью отказа (блокировки) $b(N_{ac},\alpha)$, которая убывает с ростом числа активных корреляторов.

Для проведения численных расчетов по (20), (21) необходимо вычислять вероятности P_{d1}, P_{f1} и P_{d2}, P_{f2}. С этой целью рассмотрим схемы активного (рис. 7) и пассивного (рис. 6) корреляторов. Выход активного коррелятора совпадает с выходом энергетического обнаружителя, детально рассмотренного в [1]. Согласно [1] нормированная к мощности шума статистика на выходе активного коррелятора в случае правильного обнаружения на первом этапе синхропрефикса имеет нецентральное хи-квадрат распределение с $2k$ степенями свободы и параметром нецентральности $\lambda_a = 2kE_h / N_0$ и центральное хи-квадрат распределение в противном случае. Аналогично, как следует из рис. 6, статистика на выходе пассивного коррелятора равна сумме квадратов m независимых величин, распределенных по закону Райса при наличии сигнала и по закону Рэлея при его отсутствии. В итоге, как и в предыдущем случае, нормированная к мощности шума выходная статистика при наличии сигнала во всех каналах имеет нецентральное хи-квадрат распределение с $2m$ степенями свободы и параметром нецентральности $\lambda_p = 2mE_h / N_0$. Перечисленные выше вероятно-

сти удобно вычислить через обобщенную *Q*-функцию Маркума [1]:

$$Q_M(a,b) = \int_b^\infty x\left(\frac{x}{a}\right)^{M-1} \times$$

$$\times \exp(-\left[x^2 + a^2\right]/2) I_{M-1}(ax)dx, \qquad (22)$$

где $I_{M-1}(x)$ – функция Бесселя первого рода M–1 порядка. С учетом введенных обозначений искомые вероятности можно записать следующим образом:

$$P_{d1} = Q_m(\sqrt{\lambda_p}, \sqrt{t_{pc}^*}),\ P_{f1} = Q_m(0, \sqrt{t_{pc}^*}), \quad (23)$$

$$P_{d2} = Q_k(\sqrt{\lambda_a}, \sqrt{t_{ac}^*}),\ P_{f2} = Q_k(0, \sqrt{t_{ac}^*}), \quad (24)$$

где $t_{pc}^* = t_{pc}/\sigma_n$ и $t_{ac}^* = t_{ac}/\sigma_n$ – нормированные пороги обнаружения пассивного и активного корреляторов. Системы уравнений (17)–(24) позволяют рассчитать вероятность ложного захвата (20) и вероятность пропуска синхропосылки (21) для двухуровневой схемы. Проведенные вычисления для m=3; 5; 10 и k=30 показывают, что при вероятностях ложного захвата $P_{f1} = 10^{-4}$, $P_{f2} = 10^{-4}$, согласно (20), вероятность ложного захвата $P_F = 0.997 * 10^{-8}$ для N_c=1 и $P_F = 0.9999 * 10^{-8}$ для N_c=2, т.е. практически не зависит от числа активных корреляторов и на четыре порядка ниже, чем исходная. На рис. 9 тонкими линиями обозначены зависимости вероятности пропуска синхропосылки m-канальным пассивным коррелятором от отношения сигнал–шум на одном скачке $\gamma = E_h / N_0$. Жирными линиями обозначены вероятности пропуска двухуровневой системой для *Nc*=1 и *Nc*=2. Как видно из рис. 9, жирные кривые имеют горизонтальные асимптоты, соответствующие вероятностям отказа $b(1,\alpha) = 0.299 * 10^{-2}$ и $b(2,\alpha) = 0.448 * 10^{-5}$.

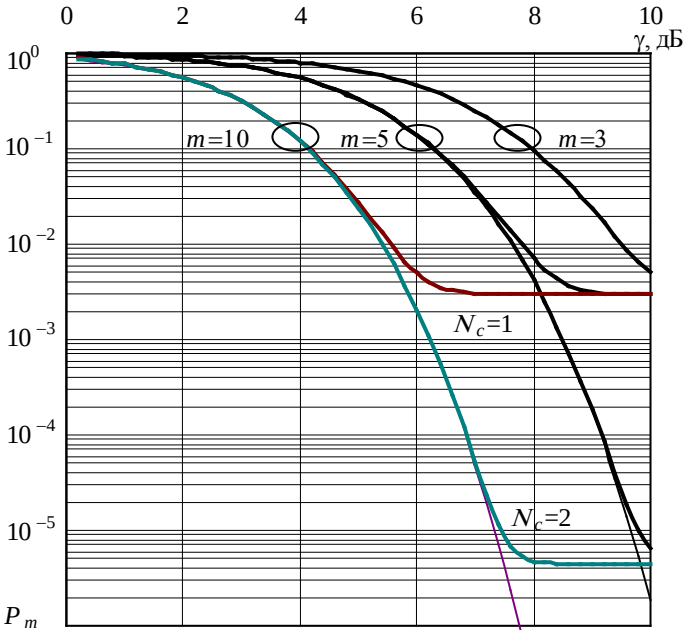


Рис. 9. Вероятность пропуска синхропосылки двухуровневой схемой

Из рис. 9 также следует, что с ростом числа каналов пассивного коррелятора уменьшается вероятность пропуска. Это объясняется тем, что отношение сигнал–шум на выходе пассивного коррелятора при правильном захвате синхропрефикса пропорционально числу каналов.

Анализ публикаций показал, что синхронизация сигналов с ППРЧ осуществляется в два этапа. На первом этапе происходит захват сигнала, а затем удержание синхронизма. Из всей последовательности частот сигнала с ППРЧ на этапе синхронизации выделяется короткий префикс, который обнаруживается согласованным с ним фильтром или коррелятором (пассивным). В зависимости от возможной помеховой ситуации структура пассивного коррелято-

ра может быть различной: выходы каналов корреляторa суммируются, и результат сравнивается с порогом – либо в каждом канале выносятся решения, и суммарный результат сравнивается с порогом. Вторая структура предпочтительнее при воздействии на каналы гармонических помех. При этом пороги выбираются из решения оптимизационных задач (минимум вероятности пропуска синхро-префикса при заданной вероятности ложного захвата). Однако из-за высокой частоты ложного захвата одного согласованного фильтра может оказаться недостаточно. Поэтому применяется двухуровневая схема захвата с дополнительной проверкой с помощью банка активных корреляторов.

Литература

1. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Шестопалов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.

2. *Коломиец А.С., Жученко А.С., Барда А.П.* Синхронизация в системах радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. 2006. № 2 (14). С. 10–14.

3. *Huovinen J.* Implementation of Frequency Hopping Code Phase Synchronization Method for Ad Hoc Networks / University of Oulu, Department of Electrical and Information Engineering. Master's Thesis, 2008. 78 p.

4. *Block F.J., Huang E.W.* Packet acquisition performance of frequency-hop spread-spectrum systems in partial-band interference // IEEE Military Communication Conference. Florida, USA. Oct. 2007. Pp. 1–7.

5. *Putman C.A., Rappaport S.S., Schilling D.* A Comparison of Schemes for Coarse Acquisition of Frequency-Hopped Spread-Spectrum Signals // IEEE Trans. Communication. 1983. Vol. COM-31, №2. Pp. 183–189.

6. *Putman C.A., Rappaport S.S., Schilling D.L.* Comparison of Strategies for Serial Acquisition of Frequency-Hopped Spread-Spectrum Signals // IEE Proc. F. 133. April 1986. Pp. 129–137.

7. *Torrieri D.J.* Frequency-Hopping Communication Systems / Army Research Laboratory. 2003. 172 p.

8. *Simon M.K., Omura J.K., Scholtz R.A., Levitt B.K.* Spread Spectrum Communications Handbook. New York: McGraw-Hill, Inc. 2002. Pp. 758–1017.

9. *Miller L.E., Lee J.S., French R.H., Torrieri D.J.* Analysis of an Anti-jam FH Acquisition Scheme // IEEE Trans. Commun. January 1992. No. 40. Pp. 160–170.

10. *Chen Y.D., Li S.Q., Cheng Y.F., Wu G.* A Robust Acquisition Scheme for FH Signal in Adverse Environments // Journal of Electronic Science and Technology of China. 2009. Vol. 7, No. 2. Pp. 110–114.

11. *Rappaport S.S., Schilling D.L.* A Two-Level Coarse Code Acquisition Scheme for Spread Spectrum Radio // IEEE Trans. Comm. 1980.Vol. COM-28, No. 9. Pp. 1734–1742.

12. *Rappaport S.S.* Rapid Code Acquisition Schemes for Spread Spectrum Packet Signals // SPIE. Communications Networking in Dense Electromagnetic Environments. 1988. Vol. 876. Pp. 68–73.

13. *Wilson N. D., Rappaport S.S., Vasudevan M.M.* Rapid Acquisition Scheme for Spread Spectrum Radio in a Fading Environment // IEE Proc. Pt. F. 1988. Vol. 135, No. 1. Pp. 95–103.

14. *Poisel R.* Modern Communications Jamming Principles and Techniques. Second Edition. Boston – London, Artech House, 2011.

15. *Хинчин А.Я.* Работы по математической теории массового обслуживания / Под ред. Б.В. Гнеденко. М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1963. 237 с.

Статья поступила в редакцию 13 декабря 2016 года

УДК 621.391.372

АЛГОРИТМЫ ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СИГНАЛОВ С ППРЧ
Ч. 2. УДЕРЖАНИЕ СИНХРОНИЗМА

© Авторы, 2017

Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
С.Ю. Алехин, начальник НТУ
Е.В. Григорьев, начальник сектора
А.Е. Лимарев, ведущий конструктор
В.Е. Прохоров, начальник отдела
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматривается удержание синхронизма сигналов ППРЧ своих радиостанций. Приводятся варианты схем подстройки временного и частотного рассогласования.

***Ключевые слова**: удержание синхронизма, схема опережения–запаздывания.*

ALGORITHMS OF TIME AND FREQUENCY SYNCHRONIZATION OF FH SIGNALS
PART 2. SYNCHRONISM HOLDING

D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
S.Yu. Alehin, Head of the Directorate of Science and Technology
E.V. Grigoriev, Head of Sector
A.E. Limarev, Leading Designer
V.E. Prokhorov, Head of Department
JSC «Concern «Sozvezdie»

This paper considers holding the synchronism of FH signals of own radio stations. Various versions of the schemes to fine-tune time and frequency errors are presented.

***Keywords:** synchronism holding, lead-lag scheme.*

Данная работа является продолжением статьи [1], в которой рассматриваются алгоритмы вхождения в синхронизм сигналов с ППРЧ. Здесь рассматриваются схемы удержания синхронизма и возможные варианты их реализации.

Структурная схема подстройки по времени

После захвата для поддержания синхронного состояния приемника ППРЧ используются схемы автоматической подстройки частоты и времени. Ниже рассмотрим синхронизацию по времени [2, 3] на основе цепи обратной связи опережение–запаздывание (рис. 1).

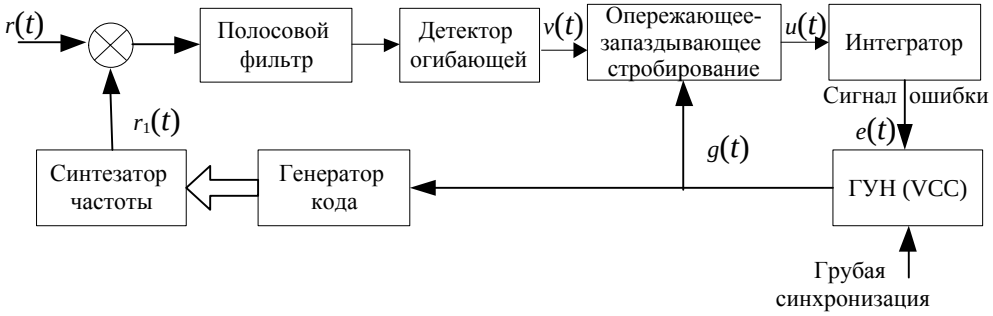


Рис. 1. Цепь подстройки по времени с опережением–запаздыванием

Система вхождения в синхронизм (захват) гарантирует, что синтезированный в приёмнике шаблон ППРЧ выровнен по времени с принятым шаблоном с точностью до доли длительности скачка частоты. Система слежения должна обеспечивать более точную синхронизацию, умень-

шая остаточное смещение по времени после вхождения в синхронизм.

Цепь подстройки по времени (рис. 1) работает следующим образом. В отсутствие шума на выходе детектора огибающей будет наблюдаться положительный отклик $v(t)$ только тогда, когда принятый сигнал ППРЧ $r(t)$ и генерируемый приемником ППРЧ локальный сигнал $r_1(t)$ будут отличаться только на промежуточную частоту f_0 (рис. 2). Стробирующий сигнал $g(t)$ (меандр с переходами от –1 до 1) с выхода управляемого напряжением тактового генератора (VCC – voltage controlled clock), с одной стороны, осуществляет управление скачками частоты в синтезаторе для опорного сигнала $r_1(t)$, с другой стороны, он выступает как множитель в устройстве опережающего и запаздывающего стробирования (рис. 1). Выход устройства стробирования $u(t)$ является произведением стробирующего сигнала $g(t)$ и выхода с детектора огибающей $v(t)$. Сигнал ошибки, согласно цепи подстройки, является интегралом по времени от $u(t)$ и зависит от τ_ε (задержки по времени опорного сигнала $r_1(t)$ относительно принятого $r(t)\times(r_1(t-\tau_\varepsilon))=r(t)$). Сигнал ошибки может быть представлен как дискриминационная характеристика $e(\tau)$, где τ – ошибка задержки (рис. 3). Для приведенных на рис. 2 эпюр нормализованная ошибка δ положительна и, следовательно, дискриминационная характеристика $e(\delta)$ положительна. В этом случае тактовый генератор VCC увеличивает скорость перехода в стробирующем сигнале, приводя тем самым к уменьшению временного рассогласования между $r_1(t)$ и $r(t)$.

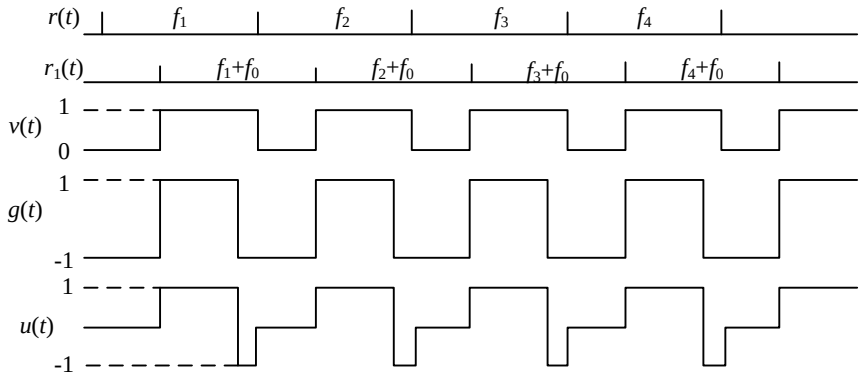


Рис. 2. Эпюры напряжений в узлах схемы

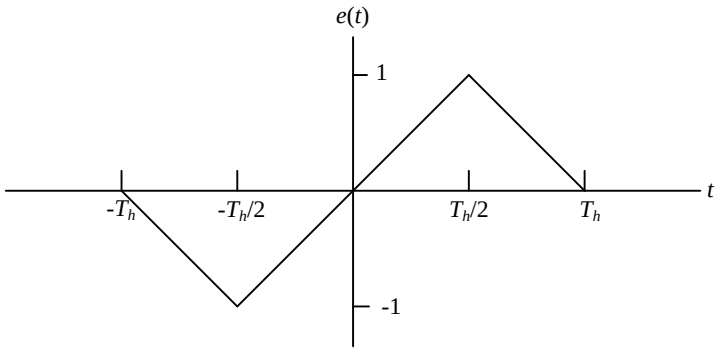


Рис. 3. Характеристики дискриминатора

Ошибка рассогласования по времени является случайной величиной с нулевым средним и дисперсией [3]

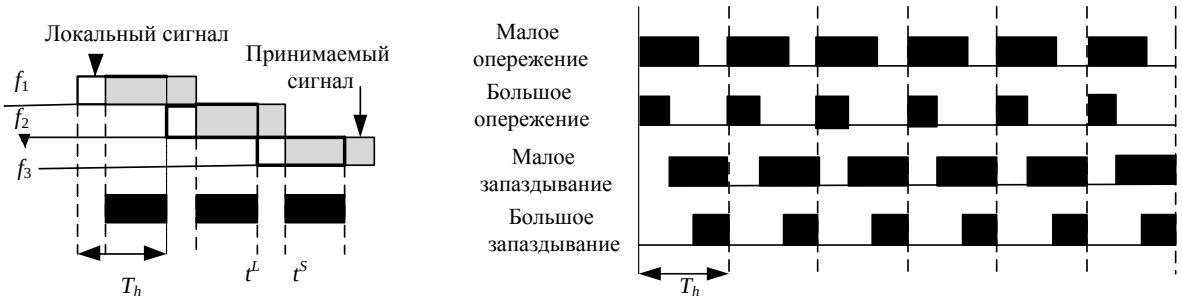
$$\sigma_T^2=\frac{T_h^2}{8N_hE_h/N_0}, \qquad (1)$$

где N_h – число скачков в периоде интегрирования интегратора схемы (рис. 1).

Варианты реализации

Варианты удержания синхронизма с применением фильтров опережения–запаздывания для спутниковой связи рассмотрены в [4]. Другой

вариант реализации с низкой сложностью предложен в [5]. Суть метода состоит в следующем. Между принятым и опорным сигналом существует временное рассогласование $\Delta t = t^L - t^s$, где t^L – локальное время генератора опорного сигнала, t^s – локальное время принимаемого сигнала рис. 4а. Существует четыре возможных варианта рассогласования во времени между принятым и опорным сигналом (на (рис. 4) закрашены выходы детектора огибающей в отсутствие шумов): 1) малое опережение опорного сигнала принятым; 2) большое опережение; 3) малое запаздывание; 4) большое запаздывание. Как следует из приведенных рисунков, в случае рассогласования энергия принятого сигнала неравномерно распределена на скачке частоты опорного сигнала. Опережение входным сигналом локального приводит к преобладанию энергии в первой половине скачка. В противном случае – наоборот. Таким образом, в зависимости от разности энергий можно ускорять или замедлять опорный сигнал.



а) б)

Рис. 4. Варианты рассогласования во времени между локальным (опорным) и принятым сигналом: а – принятый запаздывает (опорный опережает принятый), б – возможные варианты

Предположим, что на выходе полосового фильтра в течение длительности одного скачка частоты T_h наблюдаются N отсчетов аддитивной смеси сигнала с шумом при гипотезе H_1 или только шума при гипотезе H_0:

$$x(i) = \begin{cases} n(i) & \text{при } H_0, \\ s(i) + n(i) & \text{при } H_1, \end{cases} \quad (2)$$

где $s(i)$ – отсчеты сигнала, $n(i)$ – гауссовские величины с нулевым средним и дисперсией, равной мощности шума. Отсчеты наблюдаемого процесса представим как вектор

$$X = \{x(0), x(1), ..., x(N-1)\}.$$

Зададим две суммы, которые определяют энергии первой $P_{LEAD}(\Delta t)$ и второй $P_{LAG}(\Delta t)$ половины скачка:

$$P_{LEAD}(\Delta t) = \sum_{i=o}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1} x^2(i),$$

$$P_{LAG}(\Delta t) = \sum_{i=\lfloor N/2 \rfloor}^{N-1} x^2(i). \quad (3)$$

Из рис. 4 видно, что эти энергии равны тогда и только тогда, когда ошибка синхронизации $\Delta t = t^L - t^S$ равна нулю. Поэтому удержание синхронизма сводится к минимизации квадратичной функции штрафа:

$$J(\Delta t) = (E\{P_{LEAD}(\Delta t)\} - E\{P_{LAG}(\Delta t)\})^2, \quad (4)$$

где $E\{.\}$ означает операцию усреднения. Градиентный алгоритм минимизации (4) (получения статистической оценки для временной задержки t^L) может быть записан следующим образом:

$$t^L{}_n = t^L{}_{n-1} - \mu_{n-1} \frac{\partial J(\Delta t)}{\partial \Delta t} = t^L{}_{n-1} -$$

$$-2\mu_{n-1}(E\{P_{LEAD}(\Delta t)\} - E\{P_{LAG}(\Delta t)\}), \quad (5)$$

где μ_{n-1} – шаг адаптации. Заменяя в градиенте средние значения одной реализацией, получим алгоритм временной подстройки, аналогичный стохастическому градиенту:

$$t^L{}_n = t^L{}_{n-1} - 2\mu_{n-1}(P_{LEAD}(\Delta t) - P_{LAG}(\Delta t)). \quad (6)$$

Например, в случае опережения опорным сигналом принятого, как это изображено на рис. 4а, $P_{LAG}(\Delta t) > P_{LEAD}(\Delta t)$, и происходит увеличение $t^L{}_n$, что, в свою очередь, приводит к уменьшению временного рассогласования. Во-

просы выбора шага адаптации и сходимости алгоритма подробно рассмотрены в книгах по адаптации (перечень которых можно найти в [6]).

Литература

1. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Алгоритмы временной и частотной синхронизации сигналов с ППРЧ. Ч. 1. Вхождение в синхронизм // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 2. С. 23–32.

2. *Torrieri D.J.* Frequency-Hopping Communication Systems / Army Research Laboratory. 2003. 172 p.

3. *Putman C.A., Rappaport S.S., Schilling D.L.* Tracking of Frequency-Hopped Spread-Spectrum Signals in Adverse Environments // IEEE Trans. Commun. August 1983. Vol. 31. Pp. 955–963.

4. *Mason L.J.* Estimation of Fine-Time Synchronization Error in FH FDMA Satcom Systems Using The Early-Late Filter Technique // IEEE Trans. Commun. February/march/april 1994. Vol. 42, No. 2/3/4. Pp. 1254–1263.

5. *Mi-Kyung Oh, Byunghoo Jung, Dong-Jo Park* Low-Complexity Hop Timing Synchronization in Frequency Hopping Systems. [Эл. ресурс]. Режим доступа: ieeexplore.ieee.org/document/1693017.

6. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

Статья поступила в редакцию 22 декабря 2016 года

УДК 621.396.98

ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ НАБЛЮДЕНИЯ С ВНЕШНИМ ПОДСВЕТОМ СИГНАЛАМИ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

© Авторы, 2017

В.В. Кирюшкин, к.т.н., доцент, начальник кафедры, e-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru
Д.А. Черепанов, к.т.н., преподаватель, e-mail: areo102rsno-DC@yandex.ru
Е.А. Дьяконов, адъюнкт
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Исследовано влияние геометрических условий просветной локации на возможность и точность определения координат воздушной цели в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник», использующей перспективную полную группировку спутников GPS, ГЛОНАСС, GALILEO и COMPASS, и определена зона действия такой системы наблюдения.

***Ключевые слова**: многопозиционная система наблюдения, глобальная навигационная спутниковая система, геометрические условия наблюдения, определение координат воздушной цели.*

AIR TARGET POSITIONING ACCURACY IN THE MLAT SYSTEM WITH EXTERNAL SIGNALS RADIATED BY GLOBAL POSITIONING SATELLITE SYSTEMS

V.V. Kiryushkin, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Head of Department, e-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru
D.A. Cherepanov, Ph.D. (Eng.), Lecturer, e-mail: areo102rsno-DC@yandex.ru
E.A. Dyakonov, Postgraduate
Zhukovsky – Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

In this paper we investigate the influence of forward-scatter detection geometrical conditions on the possibility and accuracy of air target positioning in the MLAT «navigation satellites – air target – ground receiver» system, which uses a perspective full group of GPS, GLONASS, GALILEO and COMPASS satellites. We also estimated the radar operative range.

***Keywords:** MLAT system, Global navigating satellite system, observation geometrical conditions, air target positioning.*

В настоящее время значительный интерес проявляется к многопозиционным неизлучающим системам наблюдения воздушных целей с внешним подсветом сигналами глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) [1–9]. Этому вопросу посвящены как теоретические [2–3, 6–9], так и экспериментальные работы [4–5]. Так, в [2] теоретически была исследована возможность детектирования воздушных целей с использованием системы GPS в качестве бистатического радара. В [2–3] изложены принципы построения перспективного просветного радара, использующего сигналы *L*5 *GPS* для подсвета воздушных целей, проведена численная оценка отношения сигнал/шум для сигналов, отраженных от различных целей, а также рассчитано время некогерентного накопления рассеянного сигнала в приемнике, необходимое для уверенного детектирования воздушных целей.

В [4–5] приводятся результаты натурных экспериментов по обнаружению сигналов ГНСС, отраженных от транспортных объектов. В [5] с использованием узконаправленных антенных систем, исключающих прием навигационных сигналов прямого распространения, обеспечен прием отраженного от низколетящего самолета навигационного сигнала и выделены его устойчивые сигнальные признаки.

В [6] теоретически исследована энергетика навигационных сигналов, рассеянных воздушной целью, и обоснована возможность приема рассеянных сигналов в современном навигационном приемнике наряду с навигационными сигналами прямого распространения. В [7] предложен способ обнаружения рассеянного сигнала на основе алгоритма компенсационного приема полезного сигнала на фоне структурно-детерминированной

помехи (сигнала прямого распространения), а также устройство, его реализующее, как вариант модернизации современного навигационного приемника для многопозиционной системы наблюдения «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник».

В [8–9] разработан способ определения координат воздушной цели как основа построения канала вторичной обработки модернизированного навигационного приемника многопозиционной системы наблюдения «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник». Показано, что при условии постоянства точности дальномерных измерений точность определения координат воздушной цели в такой системе будет соизмерима с точностью определения собственных координат приемника ГНСС.

Однако контроль выполнения условий просветной локации в [10] показал, что количество спутников, удовлетворяющих просветным бистатическим условиям [1] в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник», даже при совместном использовании ГНСС *GPS* и ГЛОНАСС, уменьшается до 1–2 в результате изменения геометрических условий наблюдения цели в ходе ее динамичного полета. В этом случае одним из путей обеспечения функционирования многопозиционной системы наблюдения является увеличение созвездия навигационных спутников, для чего необходимо включить в состав системы полную группировку навигационных спутников всех развернутых и формируемых ГНСС: *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS*.

Целью настоящей работы является исследование с учетом условий просветной локации влияния геометрических условий наблюдения на возможность и точность определения координат воздушной цели в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник», использующей перспективную полную группировку спутников *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS*.

1. Постановка задач

В многопозиционной неизлучающей системе наблюдения «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» для подсвета воздушных целей используются сигналы навигационных спутников ГНСС C_j (j = 1, 2, …, N, где $N \geq 4$) с координатами $\left(x_j, y_j, z_j\right)$ (рис. 1). При выполнении условий просветной локации [1] в наземном приемнике П с известными координатами $\left(x_{\text{П}}, y_{\text{П}}, z_{\text{П}}\right)$ наряду с навигационными сигналами прямого распространения принимаются навигационные сигналы, рассеянные воздушной целью Ц с неизвестными координатами $\left(x, y, z\right)$, находящейся в зоне действия многопозиционной системы наблюдения.

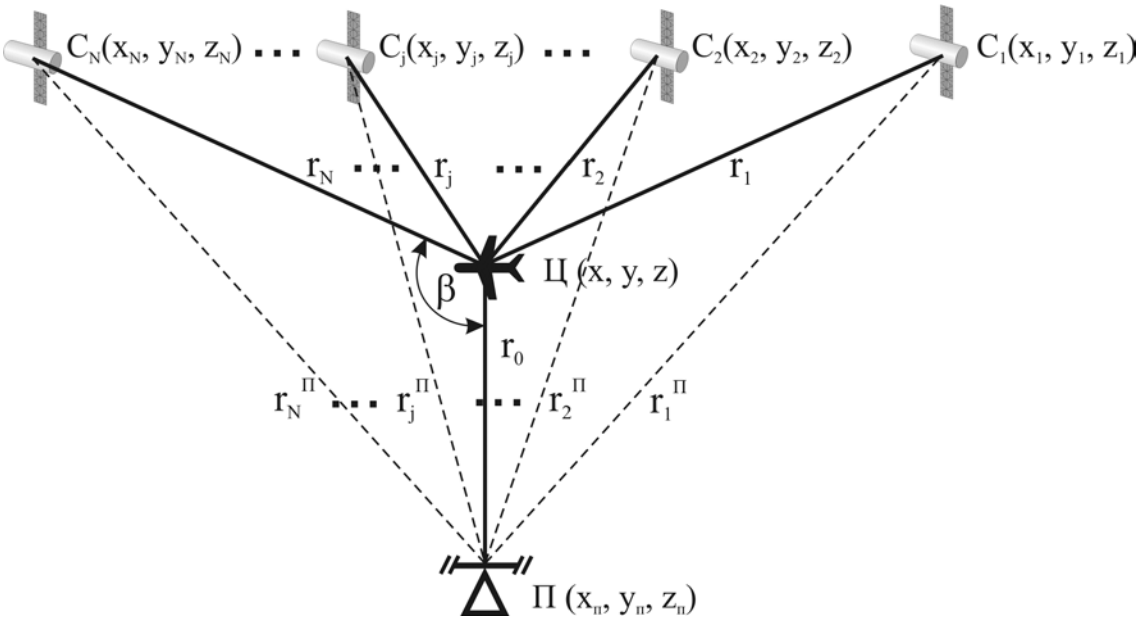


Рис. 1. Многопозиционная система наблюдения
«навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник»

Навигационные сигналы, рассеянные воздушной целью, выделяют на фоне навигационных сигналов прямого распространения одним из оценочно-корреляционно-компенсационных методов [7, 11]. По рассеянным сигналам осуществляется измерение дальностей r_j^{P} вдоль пути распространения «*j*-й навигационный спутник – воздушная цель – наземный приемник»:

$$r_j^{\text{P}} = r_j + r_0 + \delta_{\text{п}} + \varepsilon, \qquad (1)$$

где $r_j = \left[(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2 \right]^{1/2}$ – дальность пути «*j*-й навигационный спутник – воздушная цель»,

$r_0 = \left[(x_{\text{П}} - x)^2 + (y_{\text{П}} - y)^2 + (z_{\text{П}} - z)^2 \right]^{1/2}$ – дальность пути «воздушная цель – наземный приемник»,

$\delta_{\text{п}}$ – систематическая погрешность измерения дальности, обусловленная смещением шкалы времени приемника относительно бортовой шкалы времени спутников ГНСС,

ε – случайная погрешность измерения дальности.

В канале вторичной обработки приемника на основе измеренных дальностей r_j^{P} с использованием модифицированного разностно-дальномерного метода [8–9] определяется вектор $\hat{\mathbf{q}} = \left[\hat{x}\ \hat{y}\ \hat{z}\right]^T$ оценок геоцентрических координат воздушной цели, а также корреляционная матрица погрешностей этих оценок $\mathbf{K}_q$. Для реализации разностно-дальномерного метода необходимо, чтобы количество радиовидимых спутников, для которых выполняется условие просветной локации, было не менее 4 [8, 12]. В этом случае есть возможность не только определить координаты воздушной цели, но и оценить точность получаемого решения с учетом геометрического фактора, характерного для наблюдаемого созвездия спутников.

Таким образом, для достижения поставленной цели необходимо в ходе имитационного моделирования полета воздушной цели в зоне действия многопозиционной системы наблюдения исследовать количество радиовидимых спутников различных систем ГНСС, удовлетворяющих условиям просветной локации (минимальное значение бистатического угла $\beta_{\min} = 130°$ [1], см. рис. 1), при этом оценить возможность и точность определения координат воздушной цели, а также оценить влияние суточного движения навигационных спутников на точность просветной локации.

2. Методика исследования

Исследование возможности и точности оценки координат воздушной цели было проведено методом имитационного моделирования. Структурная схема имитационной модели приведена на рис. 2.

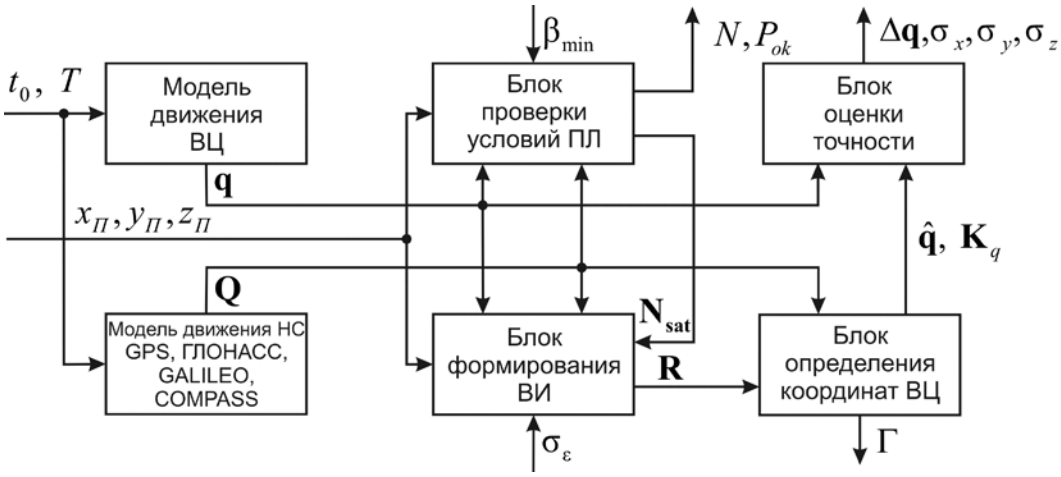


Рис. 2. Структурная схема методики исследования

В состав имитационной модели входят: модель движения воздушной цели (ВЦ), модель движения навигационных спутников (НС) ГНСС *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS*, блок проверки условий просветной локации (ПЛ), блок формирования вектора измерения (ВИ), блок определения вектора координат ВЦ и блок оценки точности (определения координат ВЦ).

В качестве модели движения воздушной цели использована траектория полета самолета, сформированная в среде авиасимулятора *FlightGear* в виде массива значений вектора $\mathbf{q}$ истинных координат ВЦ. Время начала t_0 и длительность T полета ВЦ являются исходными данными модели.

В основу модели движения НС положена модель невозмущённого движения спутников ГНСС *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS* [13–14], исходными данными для которой являются начальные значения орбитальных элементов, а на выходе модели в каждый момент полета воздушной цели формируется матрица $\mathbf{Q}$ координат НС ГНСС.

В блоке проверки условий просветной локации для каждого j-го радиовидимого спутника на основании заданных координат приемника $(x_{\Pi}, y_{\Pi}, z_{\Pi})$ и сформированных вектора $\mathbf{q}$ и матрицы $\mathbf{Q}$ в каждый момент времени вычисляется значение бистатического угла «j-й навигационный спутник – воздушная цель – наземный приемник» (рис. 1):

$$\beta_j = \arccos\left[\frac{r_0^2 + r_j^2 - \left(r_j^{\Pi}\right)^2}{2 \cdot r_0 \cdot r_j}\right], \qquad (2)$$

где $r_j^{\Pi} = \left[(x_j - x_{\Pi})^2 + (y_j - y_{\Pi})^2 + (z_j - z_{\Pi})^2\right]^{1/2}$ – дальность траектории прямого распространения навигационного сигнала «j-й навигационный спутник – наземный приемник». Проверка условий просветной локации осуществляется путем сравнения полученного значения β_j с заданным минимальным значением бистатического угла:

$$\beta_j \geq \beta_{\min}. \qquad (3)$$

На выходе блока в каждый момент времени формируется значение N количества спутников, удовлетворяющих условию (3), а также вектор $\mathbf{N_{sat}}$ номеров таких спутников. По окончании моделирования на выходе блока формируется значение вероятности успешного решения задачи по определению координат воздушной цели на заданном интервале времени T:

$$P_{ok} = \frac{T_{\Pi\Pi}}{T}, \qquad (4)$$

где $T_{\Pi\Pi}$ – длительность интервала, на котором условие просветной локации (3) выполняется для $N \geq 4$ спутников.

Блок формирования вектора измерений формирует (N–1)-мерный вектор $\mathbf{R}$ для навигационных спутников, номера которых составляют вектор $\mathbf{N_{sat}}$. Элементами вектора являются разностно-дальномерные измерения [8–9]:

$$\Delta r_{j1}^{P} = r_j^{\mathrm{P}} - r_1^{\mathrm{P}} =$$
$$= \left[(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2\right]^{1/2} -$$
$$- \left[(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2\right]^{1/2} + \varepsilon. \qquad (5)$$

При этом считается, что случайные составляющие погрешности измерения дальности ε представляют собой гауссовские шумы с нулевым математическим ожиданием и заданным СКО σ_{ε}, соответствующим точностным характеристикам алгоритмов первичной обработки рассеянных навигационных сигналов в модернизированном приемнике ГНСС [6].

Блок определения вектора координат ВЦ на основе вектора разностно-дальномерных измерений $\mathbf{R}$ и матрицы координат навигационных спутников $\mathbf{Q}$ формирует оценку $\hat{\mathbf{q}}$ вектора координат ВЦ и ковариационной матрицы погрешностей $\mathbf{K}_q$ методом наименьших квадратов [8–9, 12]. При этом вычисляется значение геометрического фактора [12], характерного для созвездия спутников, удовлетворяющих условию просветной локации:

$$\Gamma = \sigma_{\varepsilon}^{-1}\sqrt{Sp\left(\mathbf{K_q}\right)}, \qquad (6)$$

где $Sp(\cdot)$ – след матрицы.

Блок оценки точности определения координат обеспечивает сравнение полученной оценки $\hat{\mathbf{q}}$ с истинным вектором состояния $\mathbf{q}$ и формирование вектора абсолютных ошибок оценки координат:

$$\Delta\mathbf{q} = \hat{\mathbf{q}} - \mathbf{q}. \qquad (7)$$

Сравнение векторов осуществляется отдельно по каждой координате и представляется в виде графиков временных зависимостей абсолютных ошибок $\Delta x = \hat{x} - x$, $\Delta y = \hat{y} - y$, $\Delta z = \hat{z} - z$, на которых также отражается динамика изменения СКО формируемой оценки по соответствующим координатам $2\sigma_x$, $2\sigma_y$, $2\sigma_z$, где σ_x^2, σ_y^2, σ_z^2 – диагональные элементы формируемой ковариационной матрицы $\mathbf{K}_q$ погрешностей.

Кроме того, в этом же блоке формируется график временной зависимости абсолютной радиальной погрешности определения координат ВЦ $\Delta R = \left[(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2 + (\hat{z} - z)^2 \right]^{1/2}$, на котором отражается динамика изменения СКО формируемой радиальной погрешности $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 \right]^{1/2}$.

3. Результаты исследований

Результаты исследований, выполненных в соответствии с изложенной методикой, приведены на рис. 3–13. На рис. 3 показана геометрия численных экспериментов, где жирной кривой обозначена истинная 3-*D* траектория полета воздушной цели типа *F*-35 в геодезической системе координат (*B* – широта, *L* – долгота, *h* – высота).

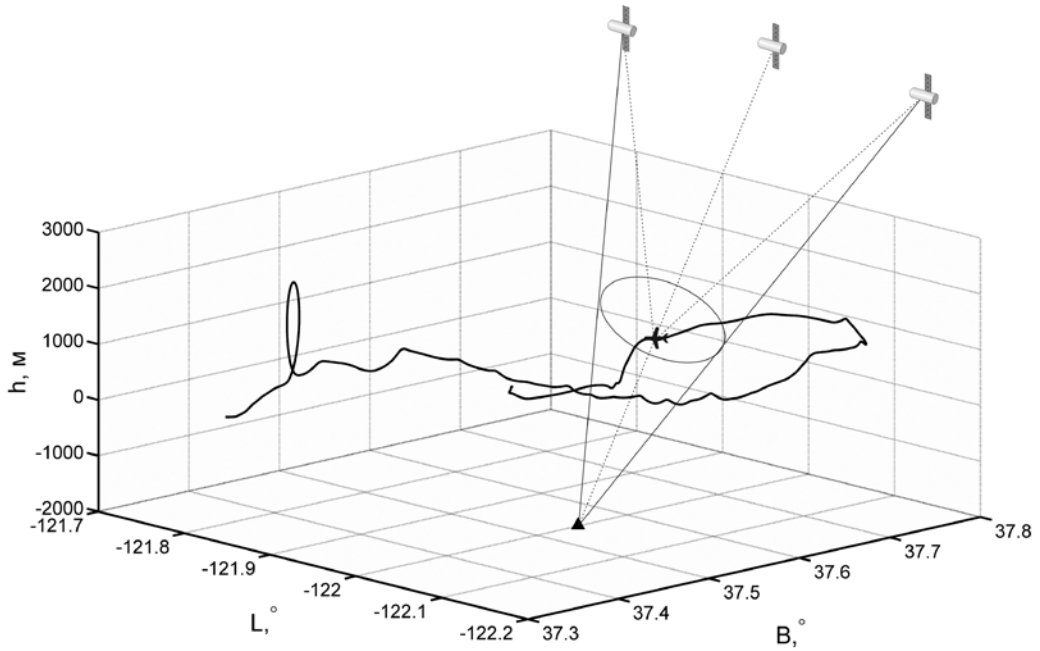


Рис. 3. Геометрия численных экспериментов

Полет воздушной цели осуществлялся в районе аэродрома, расположенного в средних широтах, на удалении не более 40 км и на высоте не более 3 км от контрольной точки аэродрома в течение $T \approx 10$ мин. На этом же рисунке жирным треугольником показано место установки наземного приемника многопозиционной системы наблюдения. Местоположение приемника было выбрано условно, так, чтобы обеспечить равноудаленность от него крайних точек траектории полета цели. Координаты наземного приемника (x_Π, y_Π, z_Π) использовались в качестве начального приближения при определении координат ВЦ. СКО случайной ошибки разностно-дальномерных измерений было выбрано $\sigma_\varepsilon = 5$ м и для простоты считалось постоянным на протяжении всего сеанса измерений.

Результаты проведенного численного эксперимента для времени взлета $t_0 = 36000$ с и минимального бистатического угла $\beta_{\min} = 130°$ показаны на рис. 4–9.

На рис. 4 приведен график погрешности получаемой оценки Δx (тонкая линия), а также показана динамика изменения СКО формируемой оценки по соответствующей координате $\pm 2\sigma_x$ (жирная линия). Аналогично, графики погрешностей Δy и Δz, а также СКО погрешности формируемых оценок показаны на рис. 5 и 6 соответственно.

Временная зависимость абсолютной радиальной погрешности определения координат ВЦ ΔR показана на рис. 7 (тонкая линия). На этом же рисунке жирной линией показана динамика изменения СКО формируемой оценки $2\sigma_R$, значение которой пропорционально величине геометрического фактора Г.

Анализ рис. 4–7 позволяет сделать заключение, что точность формируемых оценок варьируется в очень широких пределах – от единиц до сотен метров: до 100 м по осям *X* и *Y*, до 300 м по оси *Z* и по радиальному удалению.

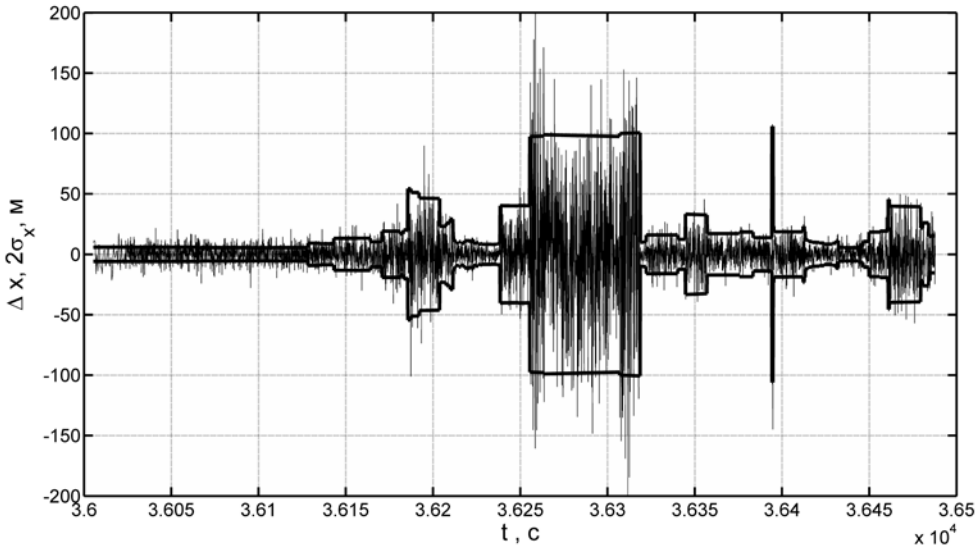


Рис. 4. Динамика ошибки оценки местоположения воздушной цели по координате *x*

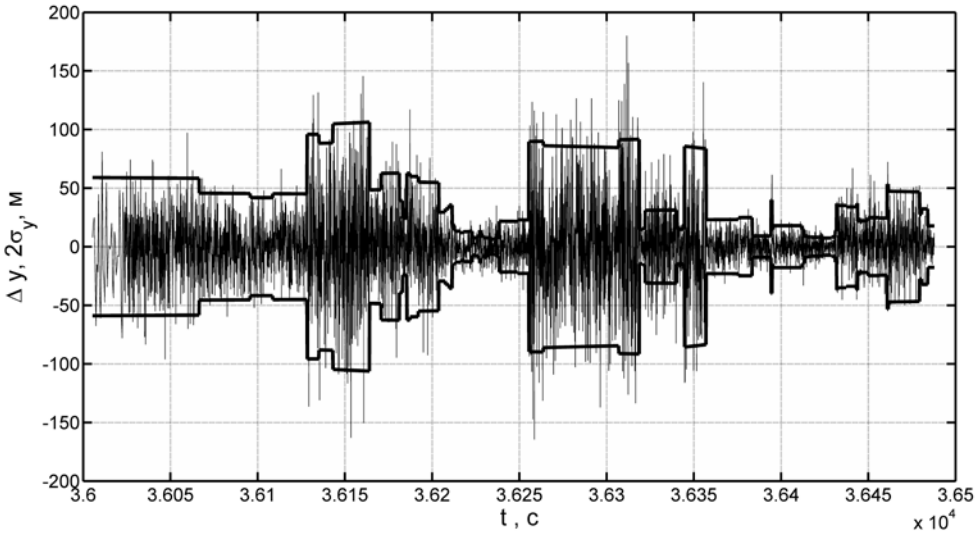


Рис. 5. Динамика ошибки оценки местоположения воздушной цели по координате *y*

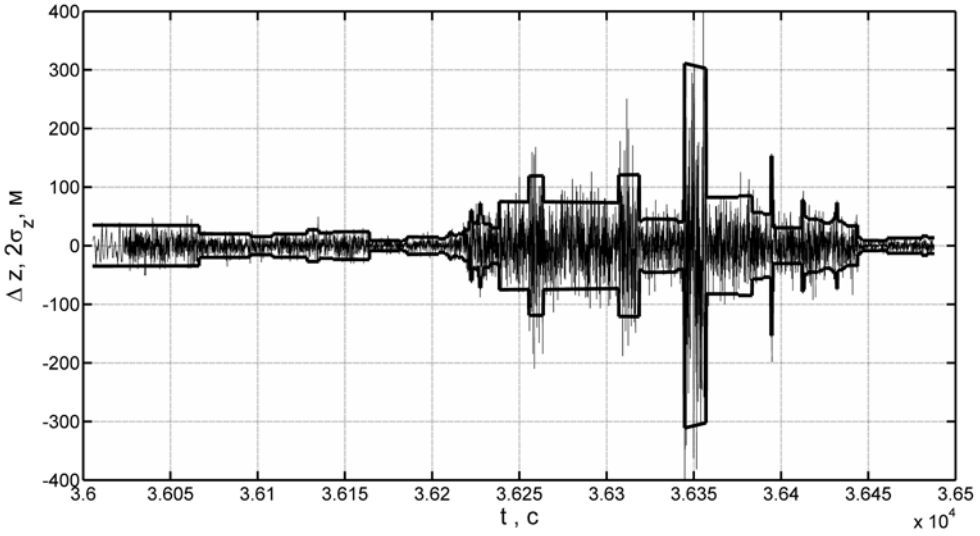


Рис. 6. Динамика ошибки оценки местоположения воздушной цели по координате *z*

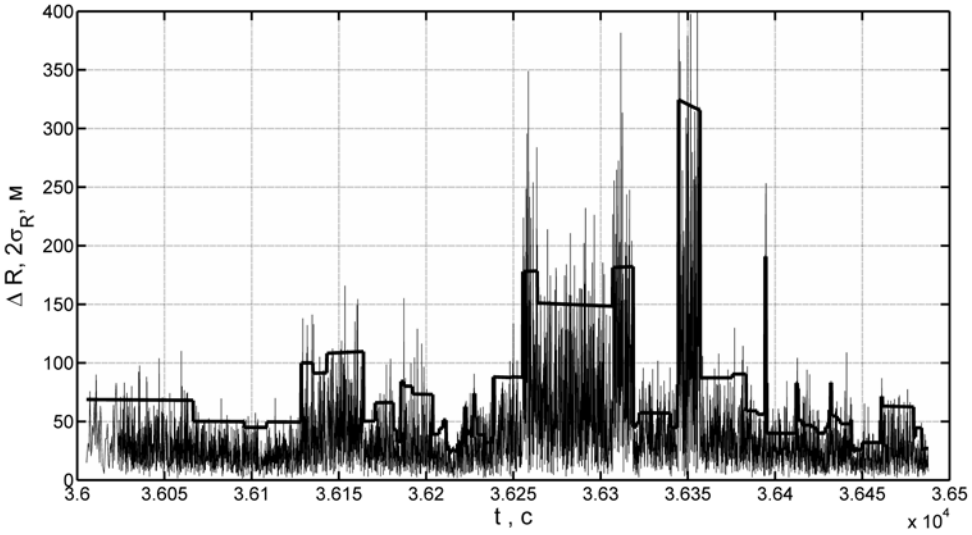


Рис. 7. Временная зависимость радиальной погрешности оценки местоположения воздушной цели

Наиболее вероятной причиной таких изменений погрешности является изменение геометрических условий наблюдения. При этом, поскольку за $T \approx 10$ мин геометрия созвездия НС практически не меняется, главным фактором изменений геометрии наблюдения является динамика движения самой ВЦ. Подтверждение этому можно увидеть на рис. 8–9.

На рис. 8 показано изменение геометрического фактора Г в течение всего полета ВЦ. Видно, что значение геометрического фактора меняется от 3 до 33, что вполне согласуется с приведенной на рис. 9 динамикой изменения количества N спутников, удовлетворяющих бистатическим условиям и участвующих в определении координат ВЦ. Значение N изменяется от 14 до 5. При этом в результате уменьшения количества спутников до 5 значение геометрического фактора увеличивается до 18–33. Именно в эти интервалы времени погрешности Δx, Δy, Δz и ΔR возрастают до сотен метров.

Однако само расположение доступных для просветной локации спутников также сильно влияет на точность определения координат. Так, на интервале 36250–36330 с при наличии 7–8 доступных спутников (рис. 9) значение геометрического фактора изменяется от 15 до 18 (рис. 8). Частично это объясняется малым значением угла места $\theta \approx 5°$ ВЦ относительно приемника на этом интервале ее наблюдении (рис. 10), однако на интервале 36000–36100 с при таком же значении угла места, но для других значений азимута ϕ ВЦ при 7–8 доступных спутниках значение геометрического фактора лежит в пределах 5–7.

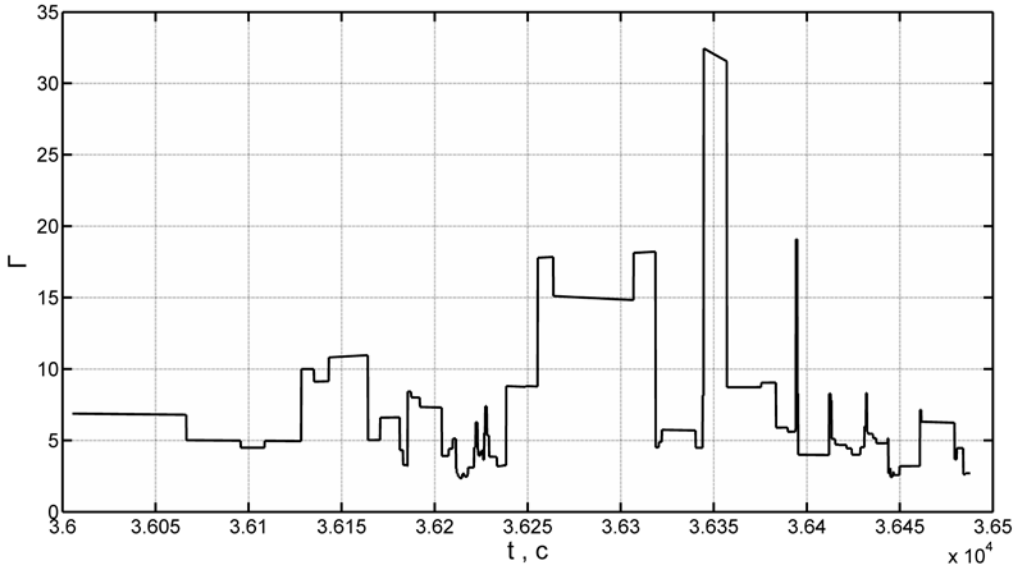


Рис. 8. Изменение геометрического фактора Г в течение полета воздушной цели

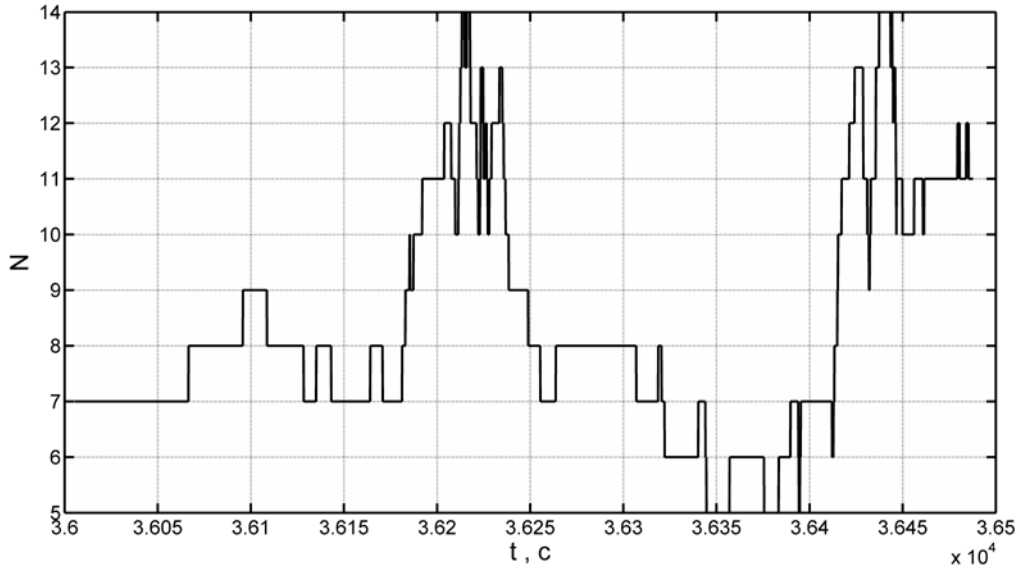


Рис. 9. Динамика изменения количества *N* спутников, удовлетворяющих бистатическим условиям

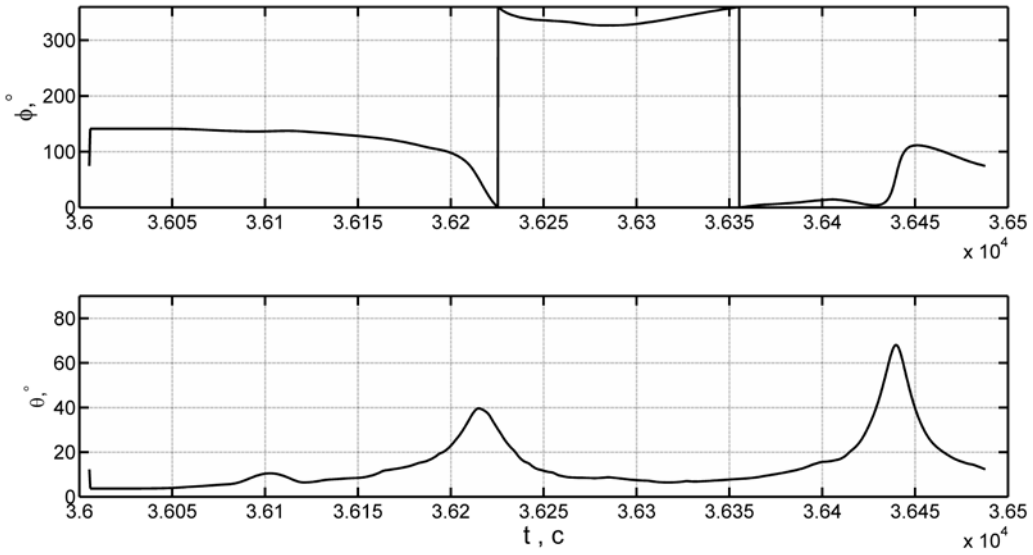


Рис. 10. Динамика значений азимута ϕ и угла места θ луча зрения на воздушную цель относительно приемника

Предположительно, решающим условием увеличения значения геометрического фактора является количество и взаимное расположение спутников, попадающих в узкий диапазон телесных углов, образуемых конусом с вершиной в точке расположения приемника и центром основания, совпадающим с местом положения ВЦ (схематично показано на рис. 3). При этом значение телесного угла определяется бистатическими условиями (β_{min}), а положение конуса будет изменяться в процессе полета ВЦ.

Такой конус можно рассматривать как «луч диаграммы направленности антенны» полученной системы наблюдения. Тогда, задавшись временем эксперимента $t_0 = 36000$ с и высотой полета цели h = 2000 м и изменяя азимут ϕ и угол места θ наблюдения цели из местоположения наземного приемника, получаем зависимости геометрического фактора Г (рис. 11) и количества N спутников, удовлетворяющих бистатическим условиям (рис. 12), от направления «луча диаграммы направленности антенны» ϕ и θ.

Видно, что для заданного времени при значениях азимута $\phi = 0 - 120°$ и $\phi = 300 - 360°$ количество $N < 4$ наблюдается при углах места до $\theta = 30°$. Для значений угла места

$\theta = 30 - 40°$ количество спутников возрастает до 5–6, но при этом конфигурация созвездия такова, что значение геометрического фактора остается более 100, что приводит к недопустимому увеличению погрешности определения координат цели.

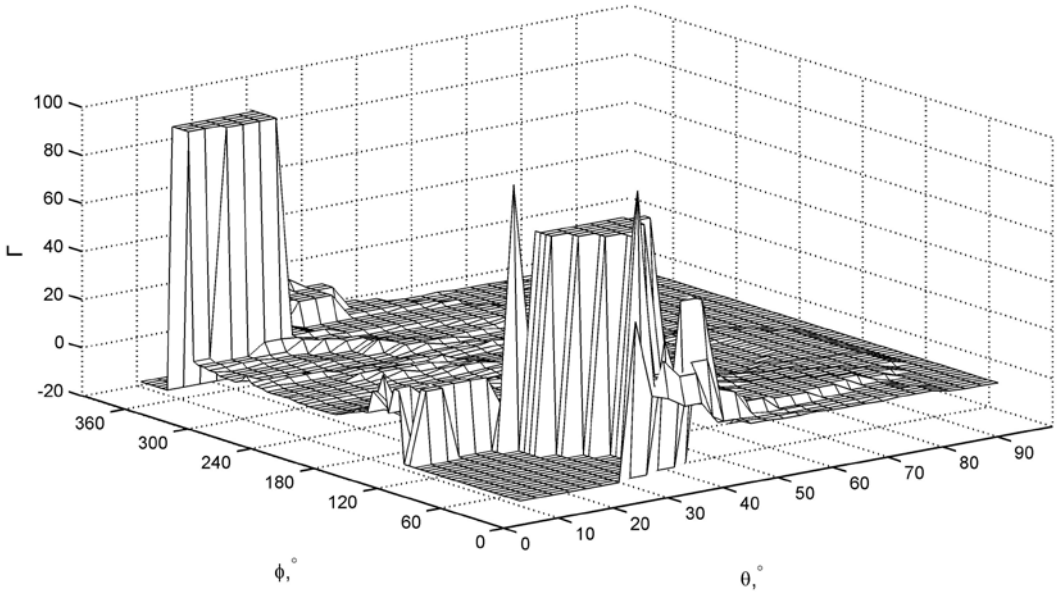


Рис. 11. Зависимость геометрического фактора Г от азимута ϕ и угла места θ наблюдения цели

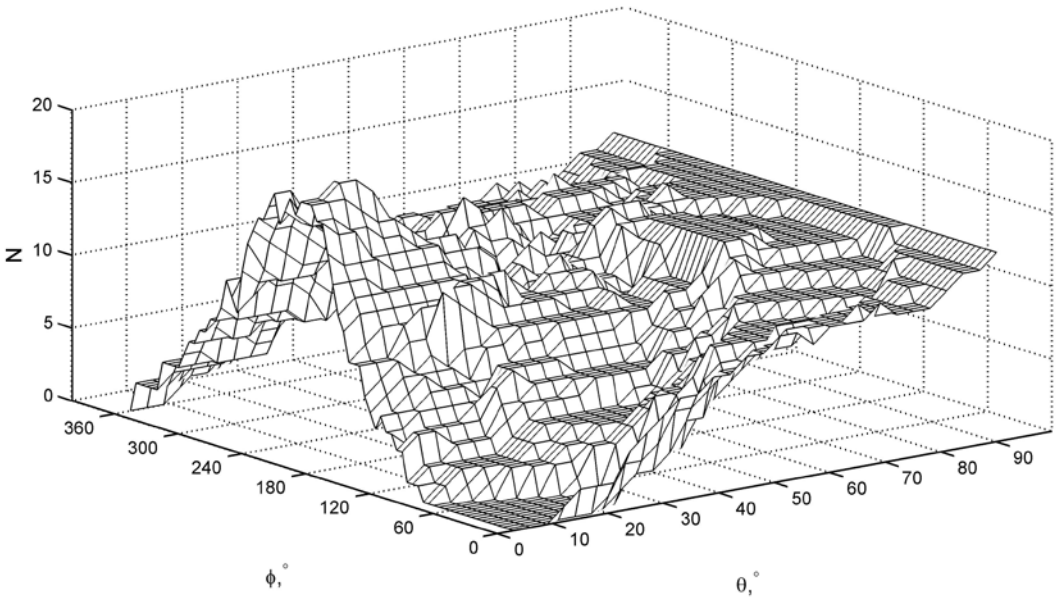


Рис. 12. Зависимость количества *N* спутников, удовлетворяющих бистатическим условиям, от азимута ϕ и угла места θ наблюдения цели

Введя параметр *D* и задавшись граничными условиями $N \geq 4$ и Г < 100, при выполнении которых считалось, что система наблюдения работоспособна (*D* = 1, иначе *D* = 0), получаем график зоны действия системы наблюдения $D(\phi,\theta)$ (рис. 13).

Анализ зоны действия полученной системы наблюдения показал, что такая конфигурация системы наблюдения, когда используется только один наземный приемник, даже при полной перспективной группировке спутников не обеспечивает надежное определение координат ВЦ. Для решения этой задачи необходимо использовать сеть из нескольких (4 и более) наземных приемников с возможностью централизованной обработки данных наблюдения.

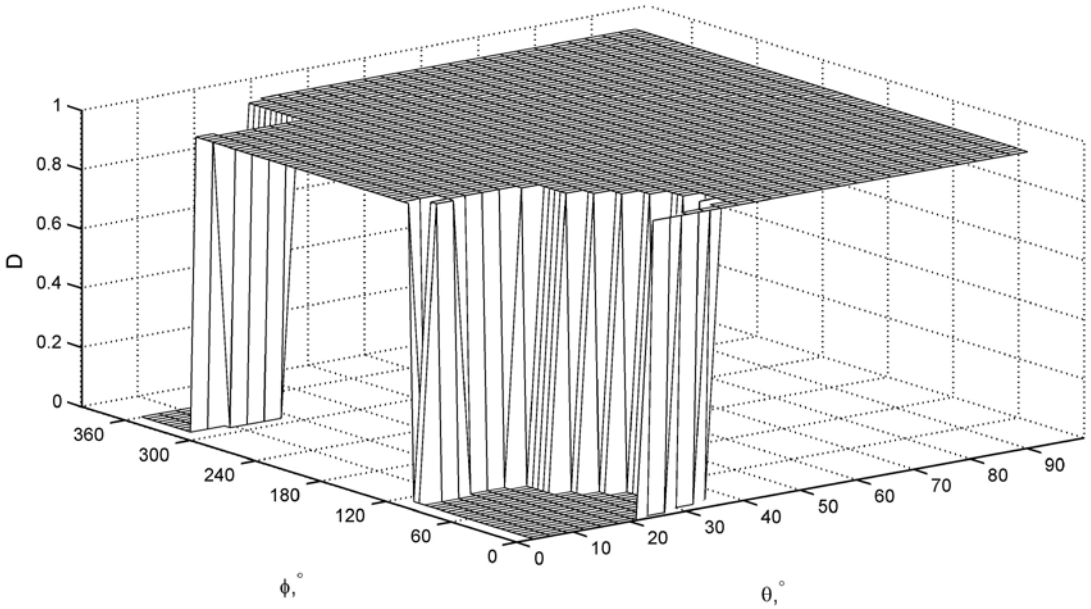


Рис. 13. График зоны действия многопозиционной системы наблюдения $D(\phi,\theta)$

Заключение

Таким образом, проведенные исследования показали, что точность определения координат воздушной цели в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» изменяется в очень широких пределах: от единиц до 300 метров. Это связано с изменением количества и взаимного расположения спутников, попадающих в узкий диапазон телесных углов, образуемых конусом с вершиной в точке расположения приемника и центром основания, совпадающим с местоположением воздушной цели. Зона действия системы наблюдения, использующей только один наземный приемник, даже при полной перспективной группировке спутников *GPS*, ГЛОНАСС, *GALILEO* и *COMPASS* не обеспечивает надежное определение координат воздушной цели. Для решения этой задачи необходимо использовать сеть из нескольких (4 и более) наземных приемников с возможностью централизованной обработки данных наблюдения.

Литература

1. *Черняк В.С.* Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

2. *Glennon E.P., Dempster A.G., Rizos C.* Feasibility of Air Target Detection Using GPS as a Bistatic Radar // Journal of Global Positioning Systems. 2006. Vol. 5, No. 1–2. Pp. 119–126.

3. *Behar V., Kabakchiev C., Rohling H.* Air Target Detection using Navigation Receivers Based on GPS L5 Signals // Proceedings of International Radar Symposium. 2013. Pp. 212–217.

4. *Ксендзук А.В, Фатеев В.Ф., Попов С.А.* Неизлучающая радиолокационная система, основанная на приёме отражённых сигналов навигационных систем ГЛОНАСС и GPS // Труды ОАО «МАК «Вымпел». Сборник статей. М.: Радиотехника, 2009. С. 60–66.

5. *Донец С.К.* Исследование возможности использования ГНСС для пассивной радиолокации низколетящих объектов: магистерская диссертация / Алматинский университет энергетики и связи; руководитель диссертации Шабельников Е.А. Алма-Аты, 2013. 69 с.

6. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А.* Бистатическая локация воздушных целей сигналами спутниковых радионавигационных систем // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. Том 6, №11. С. 33–38.

7. Способ обнаружения и оценки радионавигационных параметров сигнала космической системы навигации, рассеянного воздушной целью, и устройство его реализации: патент на изобретение / Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дисенов А.А., Ткаченко С.С. №2014101847 (002722) от 21.01.2014.

8. *Кирюшкин В.В., Дьяконов Е.А.* Моделирование канала вторичной обработки приемника многопозиционной системы наблюдения // Материалы XVI Международной конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии», г. Воронеж, 11–12 февраля 2016 г.; под ред. Н.А. Тюкачева, А.А. Крыловецкого / ВГУ. Воронеж, 2016. Т. 5. С. 133–138.

9. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А.* Определение координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 2. С. 29–35.

10. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Костылев В.И.* Влияние геометрических условий наблюдения на возможность и точность оценки координат воздушной цели в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // XXII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация и связь». Воронеж, 2016. Т. 2. С. 1395–1408.

11. *Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н.* Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.

12. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Под ред. П.П. Дмитриева, В.С. Шабшеевича. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.

13. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. 3-е изд., перераб. М.: Радиотехника, 2005. 688 с.

14. Current and planned global and regional navigation satellite systems and satellite-based augmentation systems. International Committee on Global Navigation Satellite Systems Providers' Forum. UNITED NATIONS. New York, 2010.

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2016 года

УДК 681.324.687

ПОВЫШЕНИЕ СТОЙКОСТИ КМОП-КНИ-АЦП К ВОЗДЕЙСТВИЮ ТЯЖЕЛЫХ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ КОСМИЧЕСКОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ

© Авторы, 2017

В.С. Кононов, к.т.н., АО «Специализированное конструкторско-технологическое бюро электронных систем», e-mail: casandra1983@mail.ru
А.В. Шунулин, к.т.н., директор НТЦ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: shun-san@rambler.ru

Проведена сравнительная оценка вероятности возникновения отказов КМОП-КНИ-АЦП с бесконденсаторной и конденсаторной архитектурами под воздействием тяжелых заряженных частиц. Обоснована необходимость использования резервных блоков. Рассмотрена техника фоновой калибровки основных и резервных блоков и их взаимного замещения в процессе калибровки и при парировании отказов. Приведены схемотехнические решения блоков распознавания отказов.

***Ключевые слова**: КМОП, АЦП, ТЗЧ, стойкость, резервирование, калибровка.*

HARDENING CMOS-SOI-ADC TO THE IMPACT OF COSMIC RAYS

V.S. Kononov, Ph.D. (Eng.), JSC «SKTB ES», e-mail: casandra1983@mail.ru
A.V. Shunulin, Ph.D. (Eng.), director of Scientific and Technical Centre, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: shun-san@rambler.ru

Comparative estimation of failure probability for CMOS-SOI-ADC with capacitor and no-capacitor architectures when affected by heavy charged particles is carried out. The need for reserve units is justified. A method of basic and reserve units' background gauge and their mutual substitution during calibration and failure management is studied. Diagrammatic solutions for fault recognition units are presented.

***Keywords:** CMOS, ADC, HCP, resistance, reservation, calibration.*

К наиболее опасным частицам космического происхождения, с точки зрения их влияния на бортовую аппаратуру, относят электроны, протоны и тяжелые ионы, которые принято называть тяжелыми заряженными частицами (ТЗЧ) [1]. В зависимости от пространственной принадлежности к естественным радиационным поясам Земли, солнечным и галактическим космическим лучам (СКЛ и ГКЛ) эти частицы отличаются величинами потоков и энергий, определяющих характер радиационных эффектов в КМОП-микросхемах, и в частности в КМОП-АЦП. Так, например, потоки электронов и протонов могут достигать достаточно большой величины, порядка 10^9–10^{10} см$^{-2}$, что при типовых энергиях, соответственно 0,04–7 МэВ и 0,1–400 МэВ, приводит к возникновению интегральных радиационных эффектов. В КМОП-микросхемах эти эффекты вызывают изменение пороговых напряжений и образование каналов утечки тока, механизмы возникновения которых достаточно хорошо изучены [2–5] и учтены в специализированных программах электрического моделирования микросхем.

Потоки ТЗЧ проникают в околоземное пространство вместе с СКЛ и ГКЛ. По имеющимся данным [6] они не превышают 10^6 см$^{-2}$, что составляет в среднем не более одной частицы, пролетающей через поверхность площадью 100 мкм^2. Для современных КМОП-микросхем с проектными нормами 0,13–0,18 мкм такие потоки можно рассматривать как набор одиночных частиц с вероятностью попадания в активные области отдельных МОП-транзисторов, конденсаторов или иных компонентов меньше единицы. При этом сам факт попадания ТЗЧ в активную область компонента принято связывать с возможностью возникновения одиночного радиационного эффекта (ОРЭ), который может привести к временному сбою и даже к катастрофическому отказу микросхемы.

В [1] приведен обзор ОРЭ, наиболее характерных для КМОП-микросхем (табл. 1).

В целом, считается, что на качественном уровне все физические механизмы, лежащие в основе этих ОРЭ и определяющие чувствительность к ним КМОП-микросхем, изучены доста-

 ISSN 1995-7009

точно хорошо [7–12]. Однако из-за вероятностного характера ОРЭ результаты качественного анализа не удается конвертировать в стандартные программы электрического моделирования микросхем. В итоге проблема прогнозирования и повышения стойкости проектируемых КМОП-микросхем к ОРЭ остается актуальной и требует поиска приемлемого решения.

Целью данной статьи является разработка метода повышения стойкости КМОП-АЦП со структурой «кремний на изоляторе» (КНИ) к ОРЭ на этапе проектирования.

Таблица 1

Классификация одиночных радиационных эффектов

Вид отказа	Наименование эффекта	Обозначение эффекта	Описание Эффекта
Катастрофический	Вторичный пробой	SEB (Single Event Burnout)	Вторичный пробой *pn*-перехода, приводящий к его разрушению
	Прокол	SESB (Single Event Snapback)	Вторичный пробой, обусловленный действием паразитной биполярной структуры в МОП-транзисторе
	Разрушение подзатворного окисла	SEGR (Single Event Gate Rapture)	Пробой подзатворного диэлектрика вдоль трека ядерной частицы
	Тиристорный эффект	SEL (Single Event Latchup)	Включение паразитной *pnpn*-структуры, приводящее к резкому увеличению тока в цепи питания
Остаточный	Одиночный сбой	SEU (Single Event Upset)	Инверсия логического состояния ячейки памяти или триггера
	Многократные сбои	MBU (Multi Bit Upset)	Инверсия логического состояния нескольких соседних ячеек памяти или триггеров
	Одиночное функциональное прерывание	SEFI (Single Event Functional Interrupt)	Инверсия логического состояния ячейки памяти или триггера управления, приводящая к нарушению хода выполнения программы
Переходной	«Иголка»	DSET (Digital Single Event Transient)	Кратковременный импульс на выходе элемента цифровой микросхемы
		ASET (Analog Single Event Transient)	Кратковременный импульс на выходе элемента аналоговой микросхемы

Оценка вероятности отказа КМОП-КНИ-АЦП под воздействием ТЗЧ на этапе проектирования

При оценке чувствительности микросхем к воздействию ТЗЧ обычно оперируют понятиями критической энергии, сечения эффекта и других характеристик ОРЭ, которые определяют в результате испытаний. Делаются попытки использовать аналогичные характеристики при прогнозировании отказоустойчивости сложных микросхем типа «система на кристалле», которые проектируются путем компиляции функциональных блоков, производимых ранее по одной технологии в виде отдельных микросхем с установленными в процессе испытаний значениями этих характеристик. Поэтому вполне естественным является желание некоторых разработчиков распространить такой подход на так называемый транзисторный уровень, чтобы иметь возможность оценивать привычным способом отказоустойчивость микросхем уже на этапе проектирования. Однако большинство разработчиков микросхем, глубоко вникающих в физику процессов, связанных с возникновением ОРЭ, скептически относятся к возможности его осуществления.

В данной статье рассматривается подход, основанный на использовании понятий энергии ТЗЧ, их потока и чувствительности компонентов к воздействию ТЗЧ.

Будем считать, что КМОП-КНИ-АЦП состоит из множества компонентов с различной чувствительностью к ОРЭ:

$$\sum_{i=1}^{l} M_{\text{К}} = \sum_{i=1}^{m} M_{\text{ЧК}} + \sum_{i=1}^{n} M_{\text{НК}}, \qquad (1)$$

где $\bigcup_{i=1}^{l} M_{\text{К}}$ – общее множество компонентов, численность которых равна l; $\bigcup_{i=1}^{m} M_{\text{ЧК}}$ – множество компонентов, чувствительных к ОРЭ; $\bigcup_{i=1}^{n} M_{\text{НК}}$ – множество компонентов, нечувствительных к ОРЭ, а $l = m + n$.

Основными компонентами КМОП-КНИ-АЦП, чувствительными к ОРЭ, являются МОП-транзисторы обоих типов (PMOП и NMOП), конденсаторы со структурой «металл–окисел–металл» и диоды на основе прямосмещенных *pn*-переходов, которые используются при построении источников опорных напряжений (ИОН), и обратносмещенных *pn*-переходов, необходимых для защиты МОП-транзисторов, подключенных к внешним выводам микросхемы. Диффузионные резисторы с обратносмещенными *pn*-переходами также можно отнести к компонентам, чувствительным к ОРЭ. Однако такие резисторы при проектировании КМОП-КНИ-АЦП обычно не используются.

Предположение о чувствительности конденсаторов со структурой «метал–окисел–металл» к воздействию ТЗЧ возникло при интерпретации результатов радиационных испытаний КМОП-АЦП, которые нашли приемлемое объяснение только с учетом изменения собственного зарядового состояния и линейности конденсаторов. Это предположение требует отдельного анализа, который выходит за рамки данной статьи. Однако в рассматриваемом случае оно явилось основанием считать такие конденсаторы чувствительными к ОРЭ компонентами.

К компонентам, нечувствительным к ОРЭ, относятся тонкопленочные резисторы (в основном поликремниевого типа) и металлизация, включая межслойные контактные соединения. В последнем случае речь идет только о первичной, то есть непосредственной, чувствительности металлизации к воздействию ТЗЧ. Вторичные эффекты, связанные со сбором заряда на паразитных емкостях длинных металлических шин и возникновением бросков емкостных токов, приводящих к ОРЭ типа SEU, или с перегоранием металлизации в результате срабатывания ОРЭ типа SEL или SESB, здесь не рассматриваются.

Распределение компонентов по площади кристалла в общем случае зависит от типа микросхемы. Например, в статическом КМОП-ОЗУ подавляющую часть площади кристалла занимают МОП-транзисторы, которые, как было отмечено выше, чувствительны к ОРЭ. В КМОП-КНИ-АЦП, как показывает практика, соотношение площадей, занимаемых чувствительными ($S_{\text{ЧК}}$) и нечувствительными ($S_{\text{НК}}$) к ОРЭ компонентами, составляет

$$S_{\text{ЧК}} / S_{\text{НК}} \approx 0{,}55 - 0{,}65. \qquad (2)$$

В результате, полагая поток ТЗЧ однородным в пределах площади кристалла, а их энергию достаточной для возникновения ОРЭ в любом чувствительном компоненте при попадании в него одиночной частицы, можно считать

$$P_{\text{О}} \approx \Phi S_{\text{ЧК}} / \Phi_0 S_{\text{КР}}, \qquad (3)$$

где $P_{\text{О}}$ – вероятность возникновения отказа АЦП, Ф – поток ТЗЧ, $\Phi_0 = 10^6$ см$^{-2}$ – предельная величина потока ТЗЧ [6], а $S_{\text{КР}} = S_{\text{ЧК}} + S_{\text{НК}}$ – площадь кристалла микросхемы.

На самом деле, даже при $\Phi = \Phi_0$

$$P_{\text{О}} < S_{\text{ЧК}} / S_{\text{КР}}, \qquad (4)$$

так как размеры чувствительных областей МОП-транзисторов и конденсаторов обычно меньше реальных размеров этих компонентов, а энергии налетающих частиц не всегда достаточно для возникновения ОРЭ. Поэтому выражения (3), (4) соответствуют наихудшему случаю, который по практическим соображениям является наиболее важным при проведении оценки вероятности возникновения отказа.

На рис. 1 для примера приведены сечения NMOП-транзисторов двух распространенных типов и одного конденсатора со структурой «металл–окисел–металл».

Как видно из этого рисунка, при практически одинаковых размерах NMOП-транзисторов (L_p) размеры их чувствительных областей ($L_{\text{чО}}$) существенно отличаются друг от друга. Например, при использовании проектных норм 0,18 мкм можно получить: $L_{p\min}$ = 1,86 мкм, $L_{\text{чО}\min}$ = 1,22 мкм (для структуры на рис. 1 а); $L_{p\min}$ = 1,54 мкм, $L_{\text{чО}\min}$ = 0,18 мкм (для структуры на рис. 1 б), что дает почти семикратное уменьшение размеров чувствительной области в структуре на рис. 1б по сравнению со структурой на рис. 1а.

Такое уменьшение размеров оказалось возможным благодаря примыканию *n*+-областей к боковому и скрытому диэлектрикам, что позволяет сократить линейные размеры *pn*-переходов в плоскости сечения на рис. 1 б до толщины *p*-пленки над скрытым диэлектриком, которая составляет ~ 0,19 мкм.

Аналогичные расчеты для структуры конденсатора (рис. 1в) с проектными нормами 0,18 мкм дают

$$L_{\text{ЧО}} \cong L_p - 0{,}64 \text{ мкм}. \quad (5)$$

На основе проведенных расчетов выражение (4) можно модифицировать, если вместо $S_{\text{ЧК}}$ использовать общую площадь чувствительных областей компонентов

$$S_{\text{ЧО}} \approx \sum_{i=1}^{m} S_{\text{ЧО}i},$$

где m – количество компонентов, чувствительных к ОРЭ. Тогда

$$P_{\text{О}} < S_{\text{ЧО}} / (S_{\text{ЧК}} + S_{\text{НК}}). \quad (6)$$

Проведем сравнительную оценку вероятности возникновения отказа в КМОП-КНИ-АЦП с бесконденсаторной [13–15] и типовой конденсаторной [16] архитектурами с определенным количеством МОП-транзисторов и конденсаторов со структурой, как на рис. 1 в, в последней. В обоих случаях будем использовать МОП-транзисторы со структурой, как на рис. 1 б, для каждого из которых площадь чувствительной области

$$S_{\text{ЧО}} \le S_{\text{МОП}} \cdot L_{\text{ЧО}} / L_p, \quad (7)$$

где $S_{\text{МОП}}$ – полная площадь МОП-транзистора.

Кроме того, можно считать, что подавляющая часть МОП-транзисторов в КМОП-КНИ-АЦП имеет одинаковые значения $L_{\text{ЧО}}$ и $L_{\text{р}}$, отличаясь друг от друга только шириной каналов.

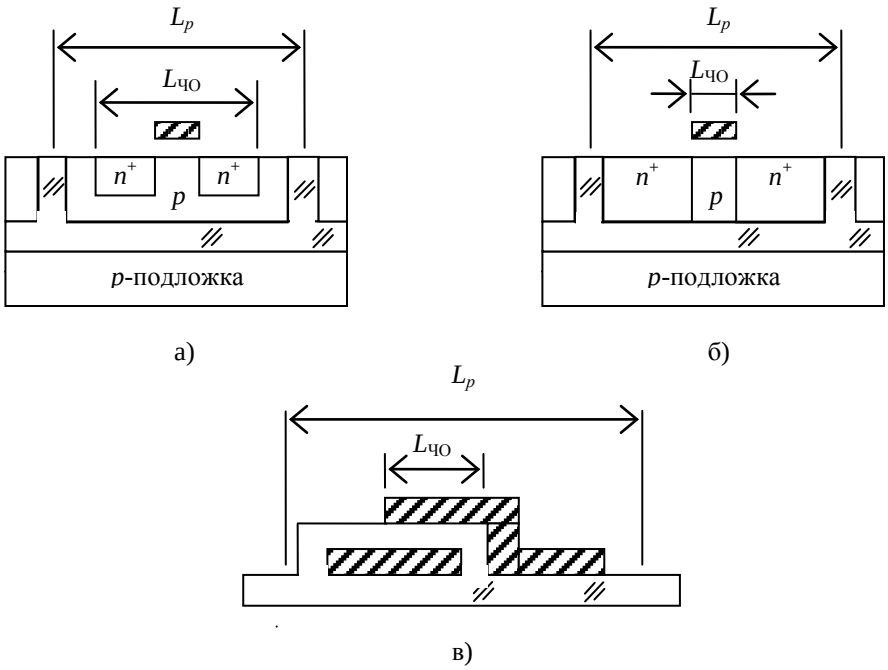


Рис. 1. Наиболее распространенные структуры NMOП-транзисторов (а, б) и конденсатора (в)

В итоге, пренебрегая наличием на кристалле диодов, количество которых ничтожно мало по сравнению с МОП-транзисторами, и конденсаторами, для бесконденсаторного КМОП-КНИ-АЦП с учетом (6) и (7) найдем

$$P_{\text{О}} < 1 / \left[\left(L_p / L_{\text{ЧО}} \right) \left(1 + S_{\text{НК}} / S_{\text{МОП}\Sigma} \right) \right],$$

где $S_{\text{МОП}\Sigma} \approx \sum_{i=1}^{m} S_{\text{МОП}i}$ – общая площадь, занимаемая всеми МОП-транзисторами.

Так как согласно (2) $S_{\text{НК}} / S_{\text{МОП}\Sigma} \cong 1{,}5 - 1{,}8$, то с учетом сделанных выше оценок для L_p и $L_{\text{ЧО}}$ окончательно получим

$$P_{\text{О}} < 0{,}041 - 0{,}047. \quad (8)$$

Для конденсаторных КМОП-КНИ-АЦП выражение (6) можно переписать в виде

$$P_{\text{О}} < \left(S_{\text{ЧОМОП}\Sigma} + S_{\text{ЧОС}\Sigma} \right) / \left(S_{\text{МОП}\Sigma} + S_{C\Sigma} + S_{\text{НК}} \right), \quad (9)$$

где $S_{\text{ЧОМОП}\Sigma}$ и $S_{\text{ЧОС}\Sigma}$ – площади чувствительных областей всех МОП-транзисторов и конденсаторов с общей площадью соответственно $S_{\text{МОП}\Sigma}$ и $S_{C\Sigma}$.

По аналогии с (7) для чувствительной области отдельного конденсатора можно записать

$$S_{\text{ЧО}} \le S_C \cdot L_{\text{ЧО}} / L_p, \quad (10)$$

где S_C – полная площадь конденсатора.

Для удобства дальнейших вычислений введем обозначение

$$S_{\text{МОП}\Sigma} / S_{C\Sigma} = k \qquad (11)$$

и будем считать, что во всех конденсаторах значения $L_{\text{ЧО}}$ и L_p одинаковые.

При этом условии с учетом (10) получим

$$S_{\text{ЧОС}\Sigma} / S_{C\Sigma} = L_{\text{ЧО}} / L_p. \qquad (12)$$

В итоге с учетом (7) и (10–12) выражение (9) преобразуется к виду

$$P_{\text{О}} < \left(k \cdot L_{\text{ЧОТ}} / L_{pT} + L_{\text{ЧОС}} / L_{pC}\right) \Big/ \left(k+1\right)\left[1 + S_{\text{НК}} / \left(S_{\text{МОП}\Sigma} + S_{C\Sigma}\right)\right],$$

где индексы T и C определяют принадлежность соответственно к МОП-транзисторам и конденсаторам.

Так как согласно (2) для конденсаторного КМОП-КНИ-АЦП выполняется условие

$$S_{\text{НК}} / \left(S_{\text{МОП}\Sigma} + S_{C\Sigma}\right) \approx 1{,}5 - 1{,}8,$$

то с учетом (5) и $L_{\text{ЧОТ}} = 0{,}18$ мкм, $L_{pT} = 1{,}54$ мкм найдем

$$P_{\text{О}} < \left(0{,}36 \div 0{,}4\right)\left(1 + 0{,}117k - 0{,}64 / L_{pC}\right) / \left(k+1\right),$$

где размерность L_{pC} задана в микронах.

Если принять $k = 1$ и $L_{pC} \approx 5$ мкм, что близко к реальной практике, то окончательно получим

$$P_{\text{О}} < 0{,}18 - 0{,}2. \qquad (13)$$

В итоге, сравнивая (8) и (13), приходим к выводу, что вероятность возникновения отказа конденсаторного КМОП-КНИ-АЦП под воздействием ТЗЧ в 3,8–5 раз выше по сравнению с бесконденсаторным АЦП аналогичной разрядности. Однако даже в случае (8) вероятностью такого отказа пренебрегать нельзя. Более того, невозможно пересмотреть критерий (8) в сторону уменьшения максимальных значений $P_{\text{О}}$ путем обычного уточнения размеров компонентов в процессе электрического моделирования АЦП с использованием стандартных программ. Причины такого ограничения уже отмечались выше. Поэтому для повышения устойчивости КМОП-КНИ-АЦП к воздействию ТЗЧ необходимо использовать резервные блоки с учетом возможности фоновой калибровки основных и резервных блоков в процессе их взаимного замещения.

Резервирование основных блоков КМОП-КНИ-АЦП

Один из вариантов резервирования был рассмотрен в статье [14]. В данной статье предлагается комплексный подход, основанный на индивидуальной технике резервирования блоков с учетом возможности автоматической калибровки блоков и КМОП-КНИ-АЦП в целом. С использованием такого подхода разработана модель бесконденсаторного 1-ГГц КМОП-КНИ-АЦП с возможностью программирования разрядности (12 или 16 бит) и выходного интерфейса (2 LVDS-порта или 4 КМОП-порта).

КМОП-КНИ-АЦП построен на основе двухсекционной архитектуры с однотипными и во многом похожими (за исключением входных компараторов) секциями [15] (рис. 2).

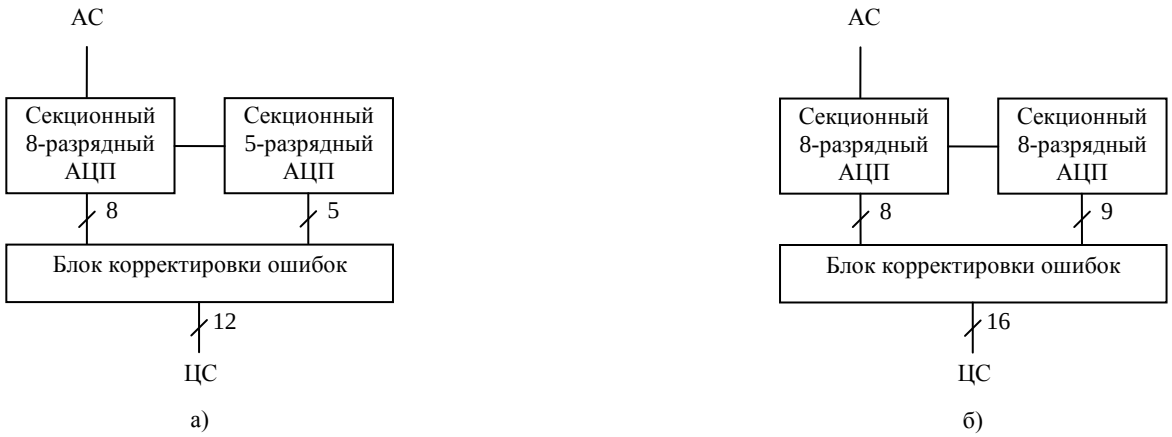


Рис. 2. Блок-схемы многоразрядных бесконденсаторных КМОП-КНИ-АЦП:
АС – аналоговый сигнал; ЦС – цифровой сигнал

Основными блоками такого АЦП являются:

– блок формирования внутренних тактовых сигналов для 1, 2 и 3 ступеней в обоих секциях и выходных тактовых сигналов для синхронизации выдачи цифрового кода;

– блоки входных компараторов в первых ступенях каждой секции (по 24 компаратора в одном блоке);

– источники опорного (ИОН) и стабилизированного (ИСН) напряжений для питания опорных цепочек компараторов;

– блоки свертывания и реверсирования информации во 2 и 3 ступенях каждой секции;

– блок преобразования термокода на выходе 3 ступени 2 секции в двоичный код и передачи его в выходные порты LVDS- или КМОП-типа;

– операционный усилитель (ОУ) на выходе 1 секции преобразования (не путать с 1 ступенью).

Кроме перечисленных блоков в состав КМОП-КНИ-АЦП входят резервные блоки и блоки, обеспечивающие автоматическую калибровку преобразователя. Именно этим блокам посвящается дальнейший анализ. Обязательным условием, предшествующим такому анализу, является возможность фоновой автокалибровки КМОП-КНИ-АЦП в процессе эксплуатации.

Блок формирования тактовых сигналов

Формирование тактовых сигналов осуществляется в соответствии с блок-схемой (рис. 3).

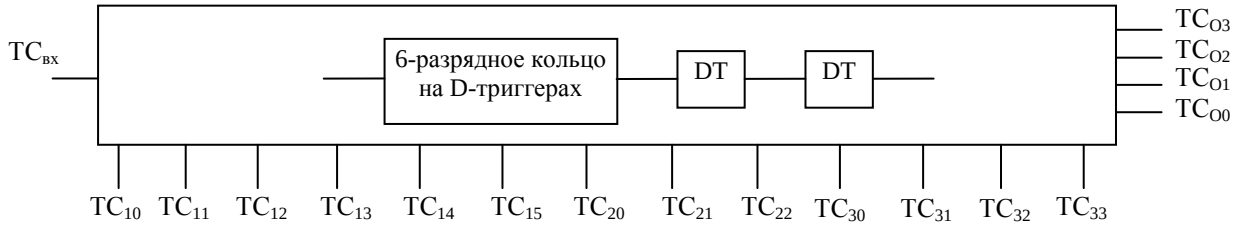


Рис. 3. Блок-схема формирования тактовых сигналов

На рис. 3 обозначены внутренние тактовые сигналы первой ($ТС_{10}$–$ТС_{15}$), второй ($ТС_{20}$–$ТС_{22}$) и третьей ($ТС_{30}$–$ТС_{33}$) ступеней и выходные тактовые сигналы $ТС_{О0}$–$ТС_{О3}$.

Для противодействия ОРЭ предусмотрено резервирование по схеме (рис. 4).

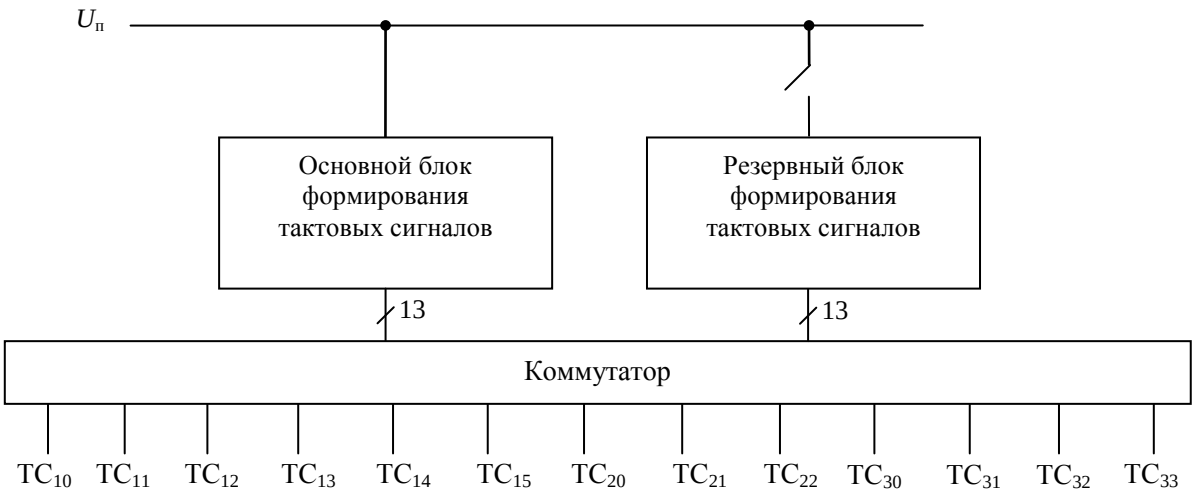


Рис. 4. Схема подключения резервного блока формирования тактовых сигналов

Выбрана такая схема, потому что в блок-схеме (рис. 3) может произойти отказ любого триггера или любого выходного многовентильного повторителя (на рис. 3 не показаны) с практически одинаковой вероятностью, а процедура их выявления и замещения резервными элементами аналогичного типа чрезвычайно сложна. Поэтому при отказе основного блока

формирования тактовых сигналов целесообразно сразу заменить его резервным блоком.

Для диагностики отказа основного блока формирования тактовых сигналов и перевода резервного блока в активное состояние можно использовать четыре аналогичные схемы (рис. 5), которые отличаются друг от друга только входными тактовыми сигналами и выходными напряжениями.

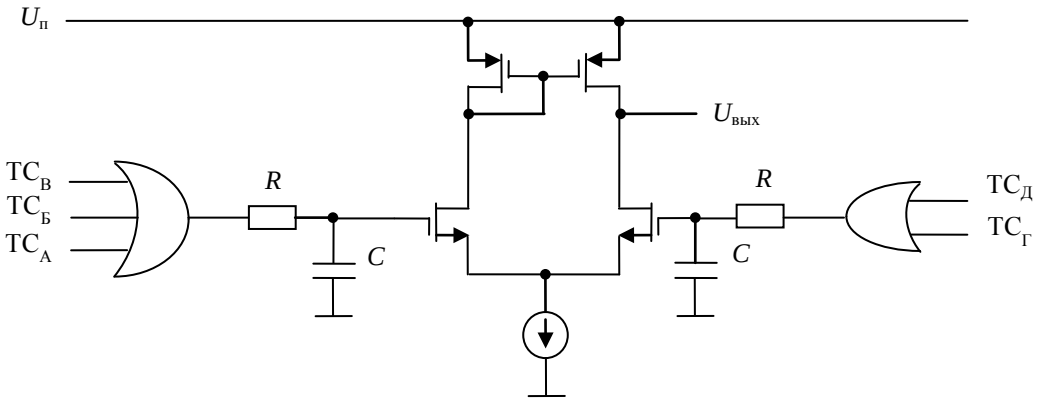


Рис. 5. Одна из четырех схем регистрации отказа блока формирования тактовых сигналов: *R* и *C* – компоненты зарядовой помпы

Взаимосвязь тактовых сигналов и выходных напряжений приведена в табл. 2.

Таблица 2

Взаимосвязь тактовых сигналов и выходных напряжений

$ТС_А$	$ТС_Б$	$ТС_В$	$ТС_Г$	$ТС_Д$	$U_{вых}$
$ТС_{10}$	$ТС_{13}$	$ТС_{20}$	$ТС_{30}$	$ТС_{32}$	$U_{вых1}$
$ТС_{11}$	$ТС_{14}$	$ТС_{20}$	$ТС_{30}$	$ТС_{32}$	$U_{вых2}$
$ТС_{12}$	$ТС_{15}$	$ТС_{30}$	$ТС_{31}$	$ТС_{33}$	$U_{вых3}$
$ТС_{20}$	$ТС_{21}$	$ТС_{22}$	$ТС_{31}$	$ТС_{33}$	$U_{вых4}$

При правильной работе блока формирования тактовых сигналов на выходах $U_{вых1}$–$U_{вых4}$ в установившемся режиме будет диагностироваться код в соответствии с табл. 3.

Таблица 3

Диагностируемый код

$U_{вых1}$	$U_{вых2}$	$U_{вых3}$	$U_{вых4}$
0	1	0	0

Следовательно, любой другой код, отличный от приведенного в табл. 3, будет означать, что наступил отказ.

Входные компараторы

При построении блока входных компараторов использовалась техника резервирования на основе постоянно подключенных (по входам), но не потребляющих энергию дублирующих компараторов, каждый из которых переходит в активное состояние автоматически после отказа основного компаратора (рис. 6). Кроме таких (резервных) компараторов потребовался еще один (дополнительный) компаратор, назначение которого станет понятным позже.

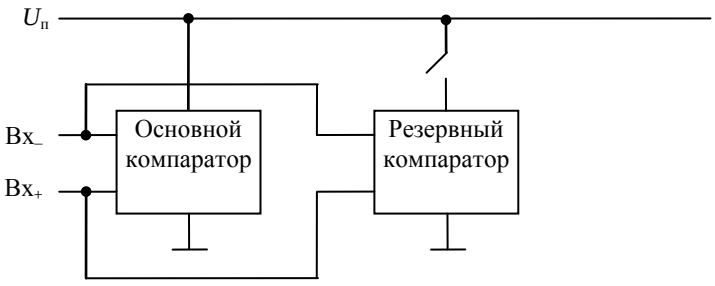


Рис. 6. Схема подключения резервного компаратора

Идея использования дублирующих компараторов на первый взгляд может показаться не совсем удачной, так как в этом случае занимаемая на кристалле площадь вырастает в 2 раза. Однако главным достоинством такого подхода является возможность реализации фоновой автокалибровки напряжения смещения каждого компаратора.

Процедура фоновой автокалибровки реализуется в следующей последовательности:

1) калибровка основных компараторов при включении питания;

2) калибровка резервных компараторов в процессе работы основных компараторов;

3) калибровка основных компараторов путем их замещения резервными компараторами, прошедшими предварительную калибровку (производится периодически до наступления отказа основного компаратора, что наиболее вероятно, так как продолжительность работы основных компараторов значительно больше времени калибровки);

4) скользящая калибровка резервных компараторов после замещения ими основных компараторов, в которых произошел отказ; при этом функции резервных компараторов последовательно передаются упомянутому выше дополнительному компаратору на время калибровки, а сам дополнительный компаратор всякий раз предварительно калибруется подобно резервному компаратору в каждой паре с нормально функционирующим основным компаратором.

В описанной процедуре не отражен момент наступления отказа и его регистрации. А между тем это обстоятельство является ключевым при обеспечении своевременного подключения резервного компаратора вместо отказавшего. Необходимо иметь в виду, что отказ компаратора может быть спровоцирован попаданием ТЗЧ в активную область любого составляющего МОП-транзистора, и в этом смысле его развитие предсказать невозможно. Но что точно можно сделать, так это зарегистрировать сам факт наступления отказа, при котором компаратор перестанет реагировать на изменение входного напряжения. В данном случае совсем необязательно, чтобы момент регистрации отказа совпадал с моментом наступления физического отказа. Например, при плавном нарастании входного напряжения компараторы будут переходить в состояние лог. 1, которое по стечению обстоятельств может не отличаться от состояния отказавшего компаратора, и, таким образом, отказ останется незамеченным. И только при спаде входного напряжения отказавший компаратор будет распознан при сравнении его состояния с состояниями соседних компараторов. Для этого достаточно использовать схему (рис. 7), которая реагирует на несовпадение входных логических уровней.

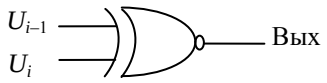


Рис. 7. Блок-схема диагностики отказа *i*-го компаратора: U_{i-1} и U_i – напряжения на выходах соответственно предыдущего и диагностируемого компараторов

Выбор такой схемы предполагает, что входное напряжение между соседними отсчетами изменяется плавно.

ИОН и ИСН

В бесконденсаторном КМОП-КНИ-АЦП используются похожие схемотехнические решения для ИОН и ИСН, которые можно схематично представить в виде блок-схем (рис. 8, 9). Как показывает практика применения подобных ИОН и ИСН в различных аналого-цифровых микросхемах, такие источники не предполагают калибровку в процессе эксплуатации. Однако это обстоятельство вовсе не означает, что они не подвержены отказам при воздействии ТЗЧ.

Для парирования отказов используются резервные ИОН и ИСН (по одному источнику каждого типа) (рис. 10). Схема соединения этих источников с основными, показанная на рис. 10, предполагает наличие маломощной нагрузки на выходах ИОН и ИСН, при которой размеры выходных РМОП-транзисторов в этих источниках незначительно отличаются от размеров внутренних транзисторов. Поэтому вероятность возникновения ОРЭ у всех транзисторов, включая выходные РМОП-транзисторы, будет одинаковой.

Из рис. 10 следуют 3 возможные комбинации подключения источников при парировании отказов.

Например, если отказ произошел в ИОН1, то вместо ИОН1 + ИСН1 подключается резервная пара ИОН2 + ИСН2 (приоритет №1) или ИОН1 замещается ИОН2 (приоритет №2). В дальнейшем при возникновении отказа ИСН1 или ИСН2 осуществляется взаимное замещение одного источника на другой (приоритет №3).

Аналогичным образом происходит подключение источников при возникновении отказа ИСН1 (до отказа ИОН1).

Перечисленные комбинации определяются кодом {EN1,1; EN1,2; EN2,1; EN2,2}, который формируется в процессе распознавания отказов.

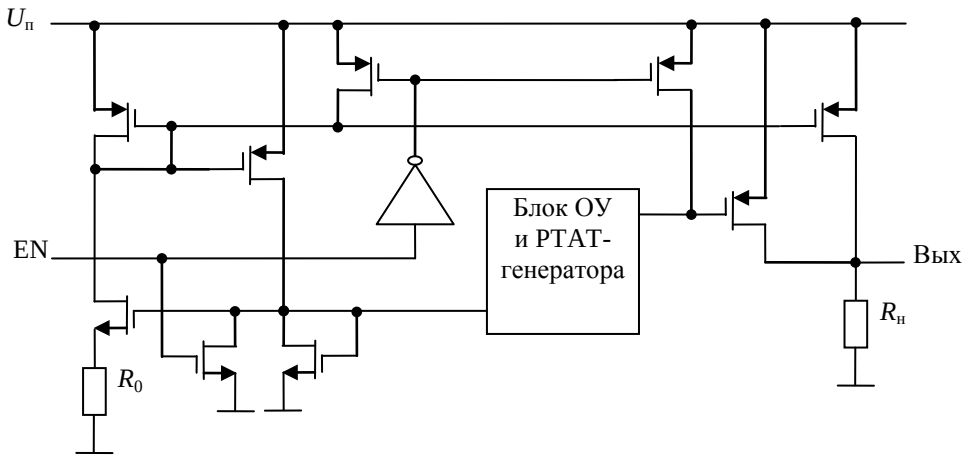


Рис. 8. Блок-схема ИОН:
РТАТ – генератор напряжения, пропорционального абсолютной температуре;
EN – сигнал блокировки источника; R_0 – токозадающий резистор; $R_н$ – нагрузочный резистор

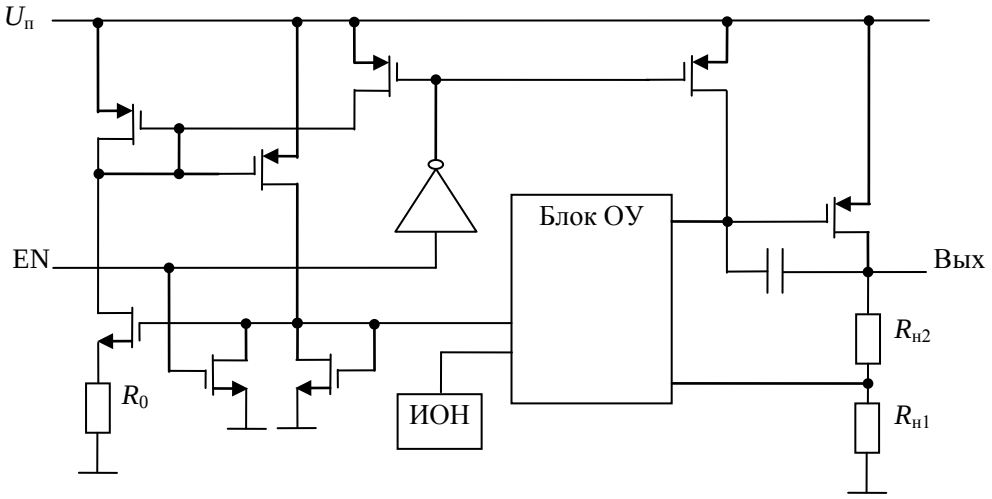


Рис. 9. Блок-схема ИСН:
EN – сигнал блокировки источника; R_0 – токозадающий резистор; $R_{н1}$, $R_{н2}$ – нагрузочные резисторы

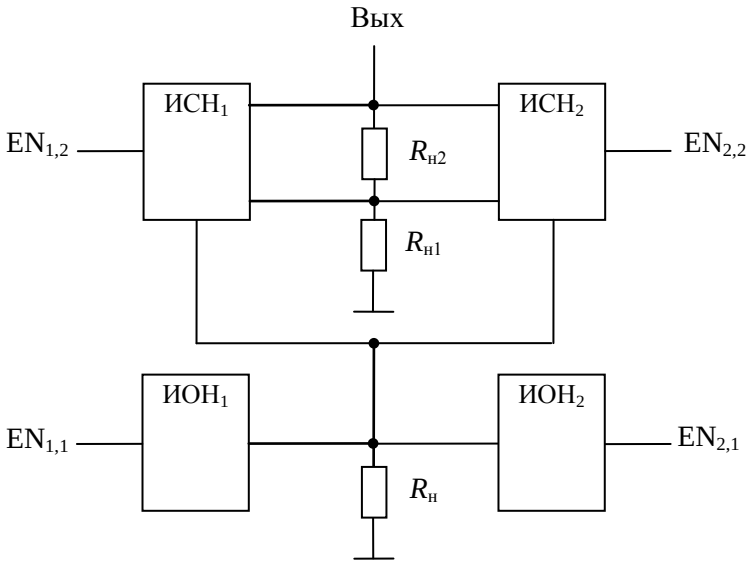


Рис. 10. Блок-схема соединения основных (ИОН1 и ИСН1) и резервных (ИОН2 и ИСН2) источников

Для распознавания отказов источников используются схемы на рис. 11, 12.

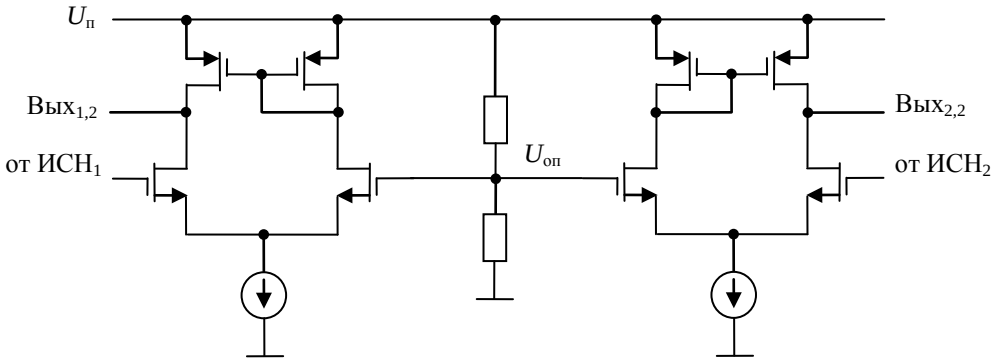


Рис. 11. Блок-схемы распознавания отказов ИСН1, ИСН2:
$U_п$ = 1,8 В ± 5%; $U_{оп}$ = 1,6 В ± 5%

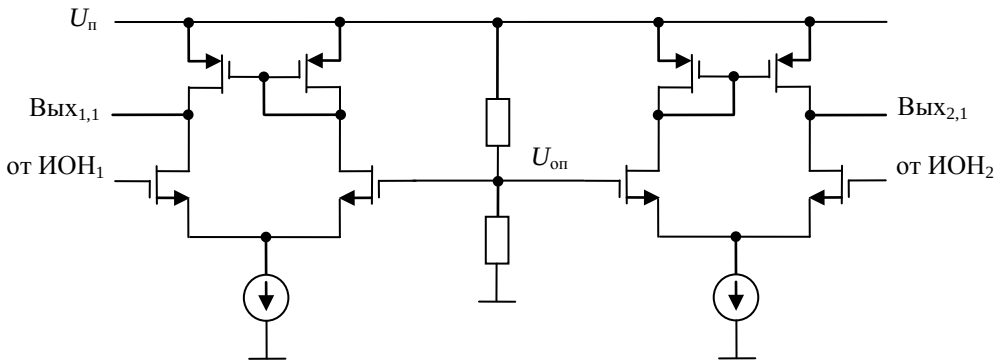


Рис. 12. Блок-схемы распознавания отказов ИОН1, ИОН2:
$U_п$ = 1,8 В ± 5%; $U_{оп}$ = 1,2 В ± 5%

Схемы на рис. 11, 12 работают следующим образом.

При отказе любого источника на рис. 10 на входе соответствующего усилителя может появиться напряжение, существенно отличающееся от $U_{оп1}$ или $U_{оп2}$. В результате на выходе этого усилителя появится напряжение равное $U_п$ или «Земле». И наоборот, при нормальной работе источника на входе усилителя установится напряжение, которое с точностью до 5% (точность поддержания $U_п$) будет соответствовать $U_{оп1}$ или $U_{оп2}$, а на его выходе появится напряжение $U_{вых} \approx U_п - U_{0р}$. Здесь предполагается, что $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$ при $U_п$ = 1,8 В равны соответственно напряжениям на выходах источников ИСН1, ИСН2 (1,6 В) и ИОН1, ИОН2 (1,2 В). Кроме того, крутизна транзисторов в дифференциальных парах выбирается таким образом, чтобы при 5%-м расхождении напряжений на их затворах не происходило заметного отклонения выходного напряжения от $U_{вых} \approx U_п - U_{0р}$. Обеспечить выполнение данного условия не составляет большого труда.

В заключение отметим, что рассмотренные выше схемы распознавания отказов являются наиболее типичными с точки зрения их построения и принципа работы. Аналогичным образом построены схемы распознавания отказов других блоков, дальнейший анализ которых не представляет особой ценности.

Выводы

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы:

1. Сравнительная оценка вероятности возникновения отказов КМОП-КНИ-АЦП под воздействием тяжелых заряженных частиц показывает, что бесконденсаторные АЦП отказывают в среднем в 4 раза реже по сравнению с типовыми конденсаторными АЦП аналогичной разрядности. Однако этот вывод не дает оснований для пренебрежения такими отказами в случае бесконденсаторных АЦП.

2. Применение резервных блоков и аппаратных средств для автоматического замещения отказавших блоков и фоновой калибровки точ-

ностных характеристик позволяет увеличить время активного функционирования бортовой аппаратуры космических аппаратов, в которой используются КМОП-КНИ-АЦП.

Литература

1. *Анашин В.С., Бодин В.В., Герасимов В.Ф.* [и др.] Ионизирующие излучения космического пространства и их воздействие на бортовую аппаратуру космических аппаратов / Под науч. ред. докт. техн. наук, проф. Г.Г. Райкунова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2013. 256 с.

2. *Schwank Y.* Total Dose Effects in MOS Devices // IEEE NSREC Short Course. 2002. Pp. 111–123.

3. *Holms C.R., Poindexter E.H.* The Silicon-Silicon-Dioxide System: Its Microstructure and Imperfections // Rep. Prog. Phys. 1994. No. 57. Pp. 791–852.

4. *Warren W.L., Shaneyfelt M.R.* [at al] Microscopic Nature of Border Traps in MOS Devices // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1994. Vol. 41, No. 57. Pp. 1817–1827.

5. *Fleetwood D.M.* Border Traps in MOS Devices // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1992. Vol. 39, No. 2. Pp. 169–271.

6. *Ныммик Р.А.* К вопросу об особенностях химического состава солнечных космических лучей // Космические исследования. 2011. Т. 49, №2. С. 1–7.

7. *Dodd P.E., Massengill L.W.* Basic mechanisms and modeling of single-event upset in digital microelectronics // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2003. Vol. 50. Pp. 583–602.

8. *May T.C., Woods M.H.* Alpha-particle-induced soft errors in dynamic memories // IEEE Trans. Electron Devices. 1979. Vol. NS-26. Pp. 2–9.

9. *Dodd P.E.* [et al] Impact of technology trends on SEU in CMOS SRAMs // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1996. Vol. NS-43, No. 6. Pp. 2797–2804.

10. *Sexton F.W.* Destructive single-event effects in semiconductor devices and ICs // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2003. Vol. 50, No. 3. Pp. 603–621.

11. *Allenspach M.* [et al.] Evaluation of SEGR threshold in power MOSFETs // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1994. Vol. 41. Pp. 2160–2166.

12. *Ochoa A.* [et al] Snap-back: A stable regenerative breakdown mode of MOS devices // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1983. Vol. 30. Pp. 4127–4130.

13. *Рембеза С.И., Кононов В.С.* Высокоскоростной бесконденсаторный КМОП-АЦП с интерполирующими защелками и реверсируемым тактированием // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8, №2. С. 23–26.

14. *Кононов В.С.* Метод повышения точности и радиационной стойкости бесконденсаторных КМОП-КНИ-АЦП космического назначения // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2016. Т. 12, №1. С. 61–64.

15. *Кононов В.С.* Архитектуры бесконденсаторных КМОП-КНИ-АЦП для космического применения // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2016. Т. 12, №1. С. 70–73.

16. *Кестер У.* Аналого-цифровое преобразование: монография / Пер. с англ. Е.Б. Володина. М.: Техносфера, 2007. 1016 с.

17. *Baker R.J.* CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation. IEEE Press, 2005. 1039 p.

Статья поступила в редакцию 24 ноября 2016 года

УДК 621.391

АНАЛИЗ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

© Авторы, 2017

А.Ю. Беккиев, д.т.н., член-корр. РАН, советник ген. директора
В.А. Маковий, д.т.н., врио директора НТЦ, e-mail: Makovij@mail.ru
А.Н. Голубинский, д.т.н., доцент, начальник отдела, e-mail: annikgol@mail.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрен метод увеличения скорости передачи информации путём замены радиолинии несколькими последовательно соединёнными радиолиниями. Получены аналитические выражения, позволяющие количественно оценить получаемый выигрыш. Показано, что применение односкачковой ретрансляции позволяет значительно увеличить среднюю скорость передачи информации. Получена расчетная формула для оценки среднего времени задержки при передаче пакета по протоколу P-ALOHA.

***Ключевые слова**: радиолиния, скорость передачи информации, ретрансляция, формула Введенского, множественный доступ, двухчастотный ретранслятор, среднее время задержки пакета.*

AN ANALYSIS OF THE POTENTIAL FOR INFORMATION RATE INCREASE IN AUTOMATED CONTROL SYSTEMS

A.Yu. Bekkiev, Dr.Sci. (Eng.), Corresponding Member of the RAS, Adviser of General Director
V.A. Makovy, Dr.Sci. (Eng.), Acting Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: Makovij@mail.ru
A.N. Golubinsky, Dr.Sci. (Eng.), Associate Professor, Head of Department, e-mail: annikgol@mail.ru
JSC «Concern «Sozvezdie»

A method of increasing information rate by replacing a radio link with several serially connected ones is considered. Analytical expressions allowing to estimate quantitatively the gained advantage are obtained. Application of one-hop relaying is proved to considerably increase the average information rate. A rating formula for estimating the average delay of batch transmission using P-ALOHA protocol is obtained.

***Keywords**: radio link, information rate, relaying, Vvedensky formula, multiple access, two-frequency retransmitter, average packet delay.*

Развитие технологии ведения военных действий от традиционных форм их организации и ведения (платформоцентрических войн) к сетецентрическим методам применения вооруженных сил позволяет обеспечить превосходство над противником за счет внедрения высокотехнологических систем связи, разведки, обработки данных, моделирования и поддержки принятия решений в реальном масштабе времени. Передача больших потоков данных между участниками боевых действий, включая подвижные изображения различного разрешения, за короткое время повышает эффективность применения вооружения и уменьшает возможные потери от дружественного огня. Повышение боевых возможностей воинских формирований по огневому поражению, маневру, управлению, живучести обеспечиваются ускорением информационного обмена и возрастанием роли самой информации при ведении боевых действий в едином информационно-коммуникационном пространстве.

Уменьшение времени доведения информации от источника до потребителя увеличивает эффективность системы управления, в интересах которой функционирует система радиосвязи. Все это делает актуальным увеличение скорости передачи информации между корреспондентами. Сегодня мобильные средства связи обеспечивают передачу информации со скоростями, не превышающими 3–4 Мб/с. Однако дальность, обеспечиваемая в условиях среднепересеченной местности, остается недостаточной.

Известные методы увеличения скорости можно разделить на несколько основных групп:

– увеличение энергетического потенциала одиночной радиолинии;

– увеличение полосы сигнала в одиночной радиолинии;

– применение нескольких последовательно соединенных радиолиний.

Увеличение энергетического потенциала может быть достигнуто:

– увеличением мощности передатчика;

– увеличением коэффициента полезного действия и коэффициента направленного действия антенн;

– увеличением количества приемных антенн – технология SIMO (в общем случае, увеличением количества передающих и приемных антенн – технология MIMO);

– увеличением чувствительности приемника.

В настоящее время в каждом из этих направлений достигнуты определенные результаты, близкие к предельно достижимым.

Увеличение полосы сигнала в одиночной радиолинии является весьма эффективным, однако на практике ограничено частотным ресурсом, выделенным для радиосвязи.

Целью работы является анализ методов увеличения скорости передачи информации, основанных на замене радиолинии между отправителем и получателем информации несколькими последовательно соединенными радиолиниями.

Известно, что согласно формуле Введенского, мощность сигнала уменьшается обратно пропорционально четвертой степени расстояния между передатчиком и приемником. В связи с этим, скорость передачи информации ($R_и$) при фиксированной мощности передатчика ($P_{прд}$) ограничена для уверенного приема (для фиксированной ошибки) сообщений (пакетов) расстоянием между передатчиком и приемником (r).

Исследуем вопрос о возможности увеличения скорости передачи информации при односкачковой ретрансляции относительно передачи данных без ретрансляции в УКВ диапазоне. На приведенном рис. 1 схематично представлено расположение приемника (A), передатчика (B) и приемопередающего ретранслятора (C).

На рис. 1 обозначено: h_1, h_2, h_3 – высоты антенн передатчика, приемника и ретранслятора соответственно; $r_1 = |AB|$, $r_2 = |AC|$, $r_3 = |CB|$ – расстояния между соответствующими точками; $R_{и1}$ – скорость передачи информации напрямую от одного абонента (A) другому абоненту (B), т.е. за один «скачок»; $R_{и2\,(AC)}$, $R_{и2\,(CB)}$ и $R_{и2\,\Sigma}$ – соответственно скорости передачи информации от абонента (A) ретранслятору (C), от ретранслятора (C) абоненту (B) и итоговая скорость передачи информации от абонента (A) абоненту (B) через ретранслятор (C).

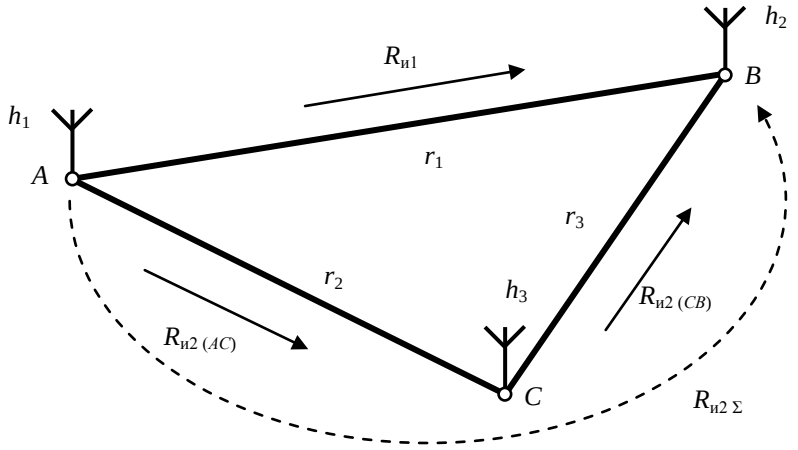


Рис. 1. Схема для определения изменения скорости передачи информации при ретрансляции относительно передачи без ретрансляции

Важным накладываемым условием при решении задачи об изменении скорости передачи информации при ретрансляции является равенство мощностей передатчиков без ретрансляции ($P_{прд1}$) и при наличии ретрансляции ($P_{прд2}$), т.е.

$$P_{прд1} = P_{прд2}\,. \qquad (1)$$

Для решения поставленной задачи воспользуемся лучевой моделью радиолинии (рис. 2).

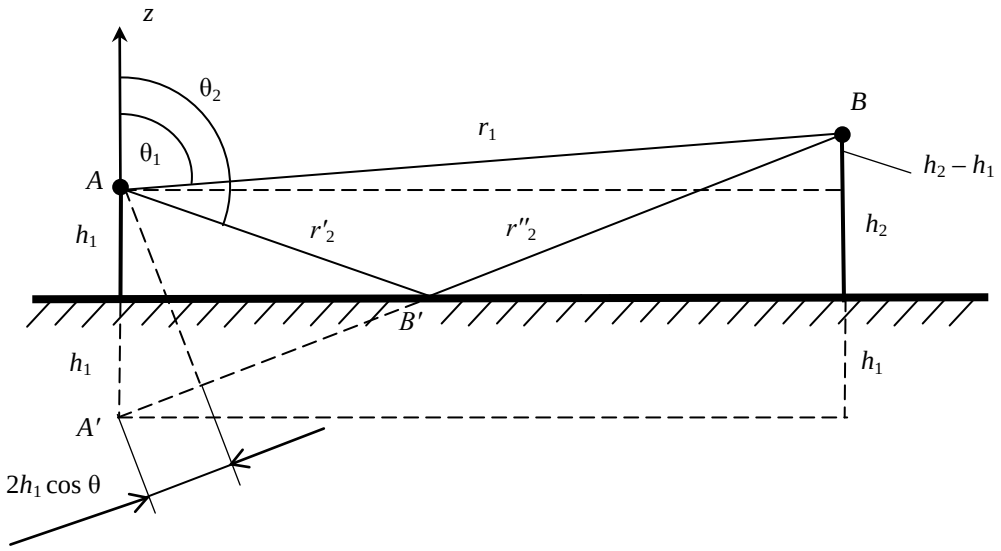


Рис. 2. Лучевая модель радиолинии

Следует отметить, что лучевая модель (отражательная трактовка) может быть применена, если антенны расположены на линии прямой видимости и достаточно высоко подняты [1, 2]. При строгом выполнении второго условия область, существенная для распространения радиоволн (доминантная область), должна лежать над земной поверхностью. В большинстве практических случаев это недостижимо. Тем не менее, для ориентировочных расчетов лучевая модель пригодна, когда высота расположения антенн превышает длину волны: h_1, $h_2 > \lambda$.

Математическая формализация лучевой модели радиолинии для случая плоской поверхности приводит к интерференционным формулам, которые описывают интерференцию двух волновых процессов.

При высотах антенн много меньше горизонтального расстояния ($h_1 << r$, $h_2 << r$) и относительно пологом падении ($\theta_1 \approx \theta_2 = \theta \approx 90^\circ$, т.е. достаточно малых углах скольжения) можно считать отражающие свойства земной поверхности очень хорошими (коэффициент отражения $\rho \approx -1$) [3]. В результате для данных условий можно получить упрощенную интерференционную формулу [1–3]. Указанная формула для условия

$$r > \frac{18 h_1 h_2}{\lambda} \qquad (2)$$

преобразуется в квадратичную формулу Введенского и для амплитуды вектора напряженности электрического поля в точке приема имеет следующий вид [1]:

$$E_{m\,\text{прм}} = \frac{\sqrt{60 P_{\text{прд}} D_{\text{прд}}}}{r^2} \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda}, \qquad (3)$$

где $D_{\text{прд}}$ – коэффициент направленного действия (КНД) передающей антенны; λ – длина волны.

Соответствующее выражение для мощности в точке приема, полученное на основе формулы Введенского, выглядит следующим образом:

$$P_{\text{прм}} = P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \frac{h_1^2 h_2^2}{r^4}. \qquad (4)$$

Здесь $P_{\text{прд}}$, $G_{\text{прд}}$, и $P_{\text{прм}}$, $G_{\text{прм}}$ – мощности и коэффициенты усиления антенн для передатчика и приемника соответственно.

Из выражения (4) следует, что мощность принимаемого сигнала в области действия формулы Введенского не зависит от несущей частоты (длины волны).

Запишем выражение, определяющее длительность посылки передаваемого сообщения, т.е. время передачи данных напрямую от одного абонента (*A*) другому (*B*):

$$\tau_1 = \frac{I}{R_{\text{и}1}}, \qquad (5)$$

где I – размер пакета данных.

Итоговую скорость передачи информации от абонента (*A*) абоненту (*B*) через ретранслятор (*C*) можно рассчитать, используя выражение

$$R_{\text{и}\,2\,\Sigma} = \frac{I}{\tau_{2\,\Sigma}} = \frac{I}{\tau_{2\,(AC)} + \tau_{2\,(CB)} + \tau_{ПР}}, \qquad (6)$$

где $\tau_{2\,(AC)}$, $\tau_{2\,(CB)}$ и $\tau_{2\,\Sigma}$ – соответственно время передачи пакета данных (длительность посылки) от абонента (*A*) ретранслятору (*C*), от ретранслятора (*C*) абоненту (*B*) и итоговое время передачи пакета от абонента (*A*) абоненту (*B*) через ретранслятор (*C*); $\tau_{\text{ПР}}$ – время переключения ретранслятора.

Записав выражения для времени передачи пакета данных для соответствующих скоростей передачи информации

$$\tau_{2\,(AC)} = \frac{I}{R_{\text{и}2\,(AC)}},\ \tau_{2\,(CB)} = \frac{I}{R_{\text{и}2\,(CB)}} \qquad (7)$$

и подставляя соотношения (7) в (6), получим

$$R_{\text{и}2\,\Sigma} = \frac{R_{\text{и}2\,(AC)} R_{\text{и}2\,(CB)}}{R_{\text{и}2\,(AC)} + R_{\text{и}2\,(CB)} + \frac{\tau_{ПР}}{I} R_{\text{и}2\,(AC)} R_{\text{и}2\,(CB)}}. \qquad (8)$$

Выражение для скорости передачи информации связано с мощностью сигнала следующим образом [4]:

$$P_{\text{с}} = E_b R_{\text{и}}, \qquad (9)$$

где $P_{\text{с}}$ – мощность сигнала; E_b – энергия, затрачиваемая на передачу одного бита информации (битовая энергия).

Из формулы (9) очевидно, что для передачи информации с требуемым качеством (т.е. с определенной величиной ошибки) при увеличении скорости передачи информации ($R_{\text{и}}$) для фиксированного значения битовой энергии (E_b) (которая взаимосвязана со значением ошибки) требуется увеличение мощности принимаемого сигнала ($P_{\text{прм}}$).

Учитывая выражение (4), запишем формулы для скорости передачи информации на соответствующие расстояния

$$R_{\text{и}1} = \frac{P_{\text{прм}1}}{E_b} = \frac{P_{\text{прд}1} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}}}{E_b} \frac{h_1^2 h_2^2}{r_1^4};$$

$$R_{\text{и}2} = \frac{P_{\text{прм}2}}{E_b} = \frac{P_{\text{прд}2} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}}}{E_b} \frac{h_1^2 h_2^2}{r_2^4}. \qquad (10)$$

Таким образом, отношение скоростей передачи информации

$$\frac{R_{\text{и}2}}{R_{\text{и}1}} = \frac{P_{\text{прд}2}}{P_{\text{прд}1}} \frac{r_1^4}{r_2^4} \qquad (11)$$

при выполнении условия равенства мощностей (1) приобретает вид

$$\frac{R_{\text{и}2}}{R_{\text{и}1}} = \frac{r_1^4}{r_2^4}. \qquad (12)$$

Следовательно,

$$R_{\text{и}2} = R_{\text{и}1} \frac{r_1^4}{r_2^4}. \qquad (13)$$

А именно, чем больше требуется скорость передачи информации при той же мощности передатчика и прочих равных условиях, тем ближе необходимо располагать приемник относительно передатчика (отношение скоростей передачи информации обратно пропорционально четвертой степени отношения расстояний между приемником и передатчиком). Например (для некоторого вида модуляции, определенного протокола множественного доступа, при соответствующем значении мощности передатчика и уровне шума и т.д.), ориентировочные значения расстояний (*r*) для уверенного приема сообщений (пакетов) равны следующим величинам для соответствующих скоростей передачи информации ($R_{\text{и}}$): 32 кбит/с ~ 16 км; 64 кбит/с ~ 13 км; 128 кбит/с ~ 11 км; 256 кбит/с ~ 10 км [5].

Подставляя выражение (13) для различных участков радиотрассы в формулу (8), получим

$$R_{\text{и}2\,\Sigma} = \frac{R_{\text{и}1} \frac{r_1^4}{r_2^4} R_{\text{и}1} \frac{r_1^4}{r_3^4}}{R_{\text{и}1} \frac{r_1^4}{r_2^4} + R_{\text{и}1} \frac{r_1^4}{r_3^4} + \frac{\tau_{\text{ПР}}}{I} R_{\text{и}1} \frac{r_1^4}{r_2^4} R_{\text{и}1} \frac{r_1^4}{r_3^4}} =$$

$$= \frac{R_{\text{и}1}\, r_1^4}{r_2^4 + r_3^4 + \frac{\tau_{\text{ПР}}}{I} R_{\text{и}1}\, r_1^4}. \qquad (14)$$

В результате отношение скоростей передачи информации (выигрыш)

$$\frac{R_{\text{и}2\,\Sigma}}{R_{\text{и}1}} = 1 \Big/ \left(\frac{r_2^4 + r_3^4}{r_1^4} + \frac{\tau_{\text{ПР}}}{I} R_{\text{и}1} \right) =$$

$$= 1 \Big/ \left(\frac{r_2^4 + r_3^4}{r_1^4} + \frac{\tau_{\text{ПР}}}{\tau_1} \right). \qquad (15)$$

Полученное выражение (15) позволяет оценить потенциальные возможности увеличения скорости передачи информации при односкачковой ретрансляции относительно передачи данных без ретрансляции.

Из анализа формулы (15) видно, что наибольшее увеличение скорости возможно при

расположении ретранслятора (С) посередине радиотрассы между абонентами (*A*) и (*B*), т.е. для $r_2 = r_3 = r_1/2$:

$$\max\left[\frac{R_{и2\Sigma}}{R_{и1}}\right] = 1\Big/\left(\frac{1}{8} + \frac{\tau_{ПР}}{\tau_1}\right). \qquad (16)$$

Таким образом, в идеальном случае при мгновенном переключении ретранслятора с приема на передачу возможно потенциальное увеличение скорости передачи информации в 8 раз.

В качестве примера рассмотрим (УКВ) диапазон частот (f), который составляет от 30 до 108 МГц (ОВЧ – очень высокие частоты), что соответствует длине волны (λ) от 2,8 до 10 м (МВ – метровые волны). Примем высоты антенн $h_1=h_2=h_3=5$ м, скорость передачи информации $R_и=16$ кбит/с, размер сообщения (пакета) составляет $I=260$ байт.

Определим возможность применения формулы Введенского, на основе условия (2) получим для наибольшего значения длины волны λ=10 м – расстояние $r>45$ м, для наименьшего значения длины волны λ=2,8 м – расстояние $r>161$ м.

Оценим для указанных параметров, на основе выражения (16), потенциальные возможности увеличения скорости передачи информации при ретрансляции относительно передачи данных без ретрансляции для времени переключения ретранслятора, не превышающего 10% от длительности посылки (т.е. $\tau_{ПР}/\tau_1<0,1$) [5]. В результате максимальное отношение скоростей передачи информации $\max[R_{и2\Sigma}/R_{и1}]\approx 4,4$. В данном случае очевидна целесообразность применения ретранслятора для увеличения скорости передачи информации.

Рассмотрим также случай, когда длина радиотрассы увеличивается. При этом пусть выполняется равенство $r_2 = r_3 = r_1/\sqrt{2}$ (т.е. *ABC* – прямоугольный треугольник с равными катетами), тогда максимальное отношение скоростей передачи информации $\max[R_{и2\Sigma}/R_{и1}]\approx 1,7$. Очевидно, что относительно предыдущего случая уменьшение отношения скоростей передачи информации обусловлено увеличением длины радиотрассы, а также влиянием инерционности ретранслятора.

Следует отметить, что в общем случае необходимо проводить расчеты с учетом сферичности Земли, это осуществляется с помощью следующих подходов.

Первый подход применим в зоне освещенности [2] при расстояниях между передатчиком и приемником $r<0,8R_0$, где расстояние прямой видимости

$$R_0 = 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\,[км] \qquad (17)$$

для указанных значений высот антенн $R_0\approx 16$ км, т.е. подход справедлив при расстояниях $r<12,8$ км, при этом проводят замену в интерференционных формулах высот антенн h_1, h_2 их соответствующими приведенными высотами $\tilde{h}_1$, $\tilde{h}_2$.

Второй подход используется в зоне полутени ($0,8R_0<r<1,2R_0$) и зоне тени ($r>1,2R_0$), при этом возможно:

– строгое решение задачи дифракции на сфере [6] – классическое решение задачи о распространении радиоволн вокруг сферической полупроводящей поверхности земного шара заключается в решении системы уравнений Максвелла, составленных для воздуха и земной поверхности, при учете соответствующих граничных условий. Однако в данном методе присутствует вычислительная трудность для получаемого решения: выражения для векторов напряженности электрического и магнитного поля получаются в виде очень медленно сходящегося ряда, составленного из функций Лежандра, Ханкеля и Бесселя [2, 6];

– применение расчетной формулы Фока для двух поднятых антенн [2], которая получена на основе альтернативного метода решения задачи дифракции вокруг земного шара (данный метод лишен недостатка, который присущ классическому методу решения задачи дифракции на сфере).

Заметим, что более общим случаем является распространение радиоволн на неоднородной трассе с учетом сферичности Земли, при этом используются соответствующие расчетные выражения [2, 7].

Будем считать, что ретрансляция осуществляется на той же частоте, что и прием (одночастотный ретранслятор – один передатчик на частоте f_1, один приемник на частоте f_1).

При этом в системе радиодоступа применяется протокол случайного множественного доступа P-ALOHA (PURE ALOHA – «Чистая Алоха», простая, не синхронизированная или бесщелевая Алоха) [8, 9]. По указанному протоколу пакеты данных передаются разными абонентскими станциями в случайные моменты

времени, при этом моменты начала передачи между собой не синхронизированы, а длина сообщений не фиксирована [8, 9]. В случае наложения передаваемых разными абонентскими станциями пакетов происходит конфликт доступа (коллизия), и искаженные пакеты подлежат повторной передаче.

Нормированная пропускная способность [9] (средняя пропускная способность [10], нормированная канальная проходимость [8]) для протокола P-ALOHA имеет вид [8–10]

$$S = G\,\mathrm{e}^{-2G}, \qquad (18)$$

где G – нормированный полный информационный обмен [9] (интенсивность поступления пакетов [10], нормированный канальный трафик [8]). Максимальное значение $S_{\max} = 1/(2e) = 0{,}184$ достигается при G_0=0,5 (в среднем 18,4% от всех передаваемых пакетов не подвергается коллизиям). Таким образом, в канале с чистым алгоритмом ALOHA может быть использовано лишь 18,4% ресурсов связи.

Рассмотрим двухчастотный ретранслятор (один передатчик на частоте f_1 или f_2, два приемника на частотах f_1 и f_2), применяемый для передачи пакетов данных от абонента ретранслятору и от ретранслятора другому абоненту (рис. 3). Допустим, что ретранслятор может одновременно принимать пакеты данных на частотах f_1 и f_2.

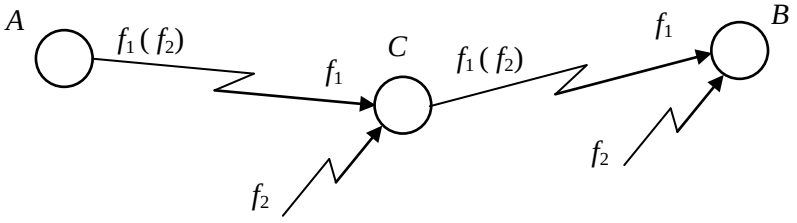


Рис. 3. Схема двухчастотной ретрансляции

Будем считать, что при использовании двухчастотного ретранслятора организована поочередная передача посылок на частотах f_1 и f_2 (вместо передачи всех посылок на частоте f_1, что соответствует применению одночастотного ретранслятора). Таким образом, средняя частота успешного поступления пакетов при двухчастотной ретрансляции Λ_2 (пакет/с) может быть уменьшена в 2 раза относительно средней частоты успешного поступления пакетов Λ_1 при одночастотной ретрансляции, т.е.

$$\Lambda_2 = \frac{\Lambda_1}{2} \text{ или } \frac{\Lambda_2}{\Lambda_1} = \frac{1}{2}. \qquad (19)$$

Таким образом, нормированная пропускная способность при двухчастотной ретрансляции также уменьшится в 2 раза:

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{I\,\Lambda_2 / R_{\text{и}}}{I\,\Lambda_1 / R_{\text{и}}} = \frac{\Lambda_2}{\Lambda_1} = \frac{1}{2}. \qquad (20)$$

Получим зависимость изменения нормированного полного информационного обмена G_2/G_1 от нормированной пропускной способности S_1 при уменьшении средней частоты успешного поступления пакетов в 2 раза. Из выражения (18) видно, что данное уравнение является трансцендентным относительно G и функциональная зависимость $G(S)$ в явном виде отсутствует.

Для аппроксимации $G(S)$ на интервале $G \in [0; G_0]$, что соответствует диапазону изменения аргумента $S \in [0; S_{\max}]$, предлагается использовать следующую функциональную зависимость:

$$G \approx G_0 \left(1 - \sqrt{1 - \frac{S}{S_{\max}}}\right), \qquad (21)$$

которая ведет себя идентично исходной функциональной зависимости и при S=0 имеет значение G=0, а при S=$S_{\max}$=1/(2e)≈0,184 соответствует G=G_0=1/2=0,5.

Оценим относительную ошибку аппроксимации следующим образом:

$$\delta = \frac{\left| \int_0^{G_0} S_a(G)\,\mathrm{d}G - \int_0^{G_0} S(G)\,\mathrm{d}G \right|}{\int_0^{G_0} S(G)\,\mathrm{d}G} \cdot 100\%, \qquad (22)$$

где $S(G)$ и $S_a(G)$ – соответственно исходная функциональная зависимость (18) и аппроксимирующая зависимость, полученная на основе (21):

$$S_a(G) \approx -\frac{S_{\max}}{G_0^2} G^2 + 2\frac{S_{\max}}{G_0} G. \qquad (23)$$

Интегралы, входящие в (22), имеют следующие значения:

$$\int_0^{G_0} S(G)\,\mathrm{d}G = -\frac{G_0}{2}\mathrm{e}^{-2G_0} - \frac{1}{4}\mathrm{e}^{-2G_0} + \frac{1}{4} = \frac{1}{4} - \frac{1}{2\mathrm{e}};$$

$$\int_0^{G_0} S_a(G)\,\mathrm{d}G = \frac{2}{3} S_{\max} G_0 = \frac{1}{6\mathrm{e}}. \qquad (24)$$

В результате относительная ошибка аппроксимации

$$\delta = \frac{3\mathrm{e}-8}{3\mathrm{e}-6} \cdot 100\% \approx 7{,}186\,\%. \qquad (25)$$

Таким образом, зависимость изменения нормированного полного информационного обмена от нормированной пропускной способности на основе выражения (21) имеет вид

$$\frac{G_2}{G_1} = \frac{\sqrt{S_{\max}} - \sqrt{S_{\max} - S_2}}{\sqrt{S_{\max}} - \sqrt{S_{\max} - S_1}} = \frac{\sqrt{S_{\max}} - \sqrt{S_{\max} - S_1/2}}{\sqrt{S_{\max}} - \sqrt{S_{\max} - S_1}}. \qquad (26)$$

График данной зависимости представлен на рис. 4. Заметим, что при $S_1 \to 0$, вычислив соответствующий предел, получим $G_2/G_1 = 0{,}5$; при $S_1 = S_{\max}$ значение $G_2/G_1 = 1 - 1/\sqrt{2} \approx 0{,}293$.

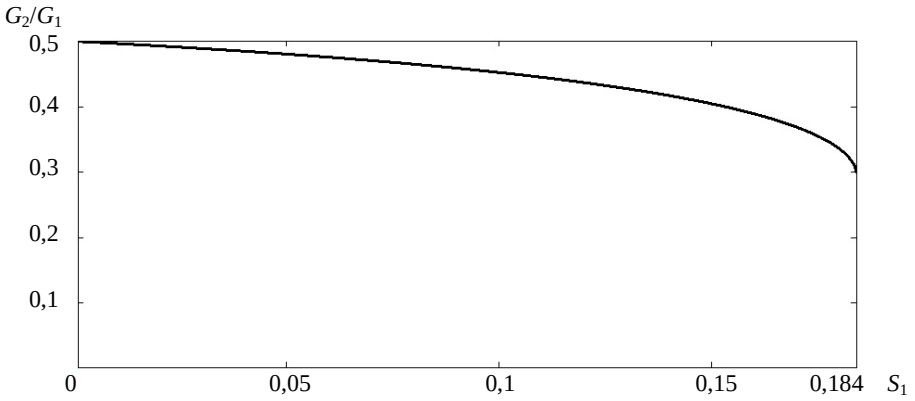


Рис. 4. Зависимость изменения нормированного полного информационного обмена от нормированной пропускной способности

Важной мерой качества в системах со случайным доступом является среднее время задержки при передаче пакета [8]. Запишем выражение для расчета среднего времени задержки при передаче пакета [11]:

$$\overline{\tau} = (\tau + T + \overline{x}) \cdot (e^{t} - 1) + \tau + T = (\tau_{\mathrm{p}} + T)\, e^{2\Lambda_t T} + \overline{x}\,(e^{2\Lambda_t T} - 1), \qquad (27)$$

где T – длительность пакета (для приведенных ранее значений параметров: $T = I / R_{\mathrm{и}} = \tau_1 =$ =(260 байт/пакет)/(16 кбит/с)≈127 мс/пакет, а при увеличении скорости передачи информации в 4 раза T=(260 байт/пакет)/(64 кбит/с)≈ ≈32 мс/пакет);

τ_{p} – время распространения сигнала ($\tau_{\mathrm{p}} = r_2/c$=(8 км)/($3\cdot10^8$ м/с)≈27 мкс/пакет);

$\overline{x}$ – среднее значение случайного времени задержки (при повторной передаче сообщения задерживаются на случайную, равномерно распределенную в диапазоне (0…$x_{\max}$), величину x, чем достигается разнос пакетов во времени);

Λ_t – интенсивность суммарного потока сообщений от всех станций (пакет/с), общая частота поступления сообщений ($\Lambda_t = \Lambda + \Lambda_r$, где Λ_r – частота отклоненных данных).

Заметим, что протокол P-ALOHA может быть использован и при передаче сообщений разного объема (длительности). Тем не менее, для оценки средней задержки можно применять выражение (27), при этом T будет иметь смысл среднего времени передачи сообщения, которое можно выразить через средний объем сообщения [11].

Учитывая, что для исследуемых расстояний выполняется условие $\tau_{\mathrm{p}} << T$, перепишем выражение (27) в следующем виде:

$$\overline{\tau} = (T + \overline{x}) \cdot (\mathrm{e}^{2\Lambda_t T} - 1) + T = T\,\mathrm{e}^{2\Lambda_t T} + \overline{x}\,(\mathrm{e}^{2\Lambda_t T} - 1) = (\overline{x} + T)\,\mathrm{e}^{2\Lambda_t T} - \overline{x}. \qquad (28)$$

В результате получим выражение для нормированного среднего времени задержки при передаче пакета:

$$\frac{\overline{\tau}}{T}=\left(\frac{\overline{x}}{T}+1\right)\mathrm{e}^{2G}-\frac{\overline{x}}{T}, \qquad (29)$$

где $G=\Lambda_t T$.

Используя аппроксимацию нормированного полного информационного обмена (21), окончательно получим аналитическое выражение для нормированного среднего времени задержки при передаче пакета:

$$\frac{\overline{\tau}}{T}=\left(\frac{\overline{x}}{T}+1\right)\exp\left[2G_0\left(1-\sqrt{1-\frac{S}{S_{\max}}}\right)\right]-\frac{\overline{x}}{T}. \qquad (30)$$

Следует отметить, что при $x_{\max}=43\,T$, т.е. $\overline{x}=x_{\max}/2=21{,}5\,T$, зависимость $\overline{\tau}/T$ от S, рассчитанная на основе полученного аналитического выражения (29), сплошная линия на рис. 5, с удовлетворительной точностью совпадает с соответствующими зависимостями, полученными на основе моделирования [8, 10]. В качестве примера на рис. 5 пунктирной линией с точками представлена зависимость из [8].

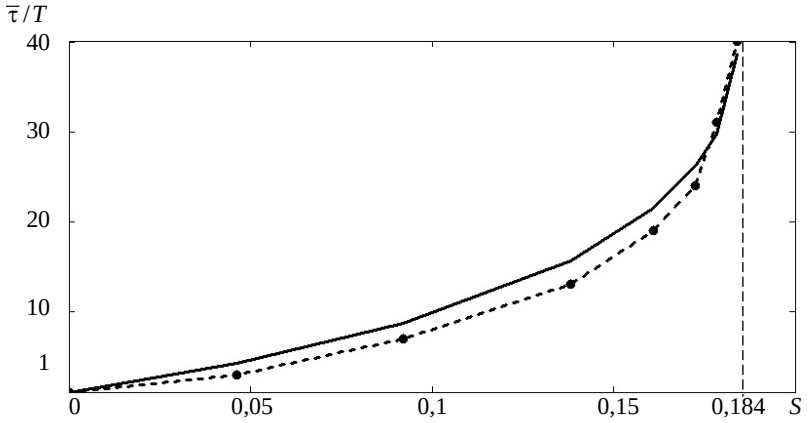


Рис. 5. Зависимость нормированного среднего времени задержки при передаче пакета от нормированной пропускной способности

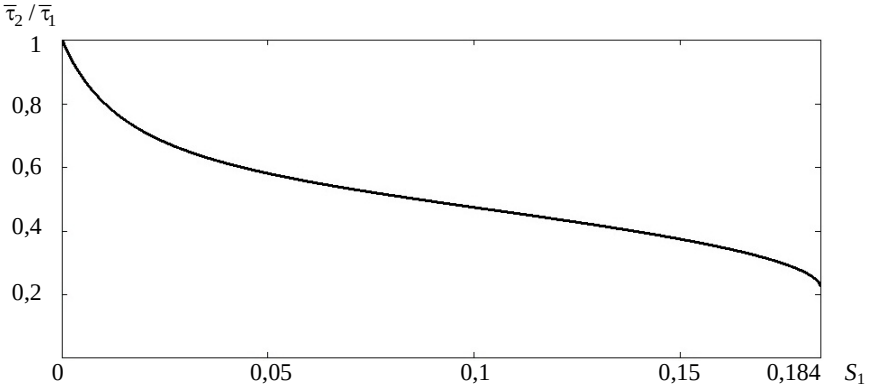


Рис. 6. Зависимость отношения средних задержек доставки пакета от нормированной пропускной способности

Отношение средних задержек доставки пакета от нормированной пропускной способности при уменьшении средней частоты успешного поступления пакетов в 2 раза на основе выражения (30) имеет вид

$$\frac{\overline{\tau}_2}{\overline{\tau}_1}=\frac{\left(\frac{\overline{x}}{T}+1\right)\exp\left[2G_0\left(1-\sqrt{1-\frac{S_1}{S_{\max}}}\right)\right]-\frac{\overline{x}}{T}}{\left(\frac{\overline{x}}{T}+1\right)\exp\left[2G_0\left(1-\sqrt{1-\frac{S_1}{2S_{\max}}}\right)\right]-\frac{\overline{x}}{T}}. \qquad (31)$$

Соответствующая зависимость, полученная на основе (31), представлена на рис. 6. Заметим, что при S_1=0 отношение задержек $\overline{\tau}_2 / \overline{\tau}_1$=1; при S_1=S_{max} для заданных параметров значение $\overline{\tau}_2 / \overline{\tau}_1 \approx 0{,}218$.

Поскольку ретранслятор может одновременно принимать пакеты данных на частотах f_1 и f_2, то общая средняя задержка при передаче пакета равна средней задержке на любой из частот $\overline{\tau}_2 = \overline{\tau}_2(f_1) = \overline{\tau}_2(f_2)$. Применение двухчастотной ретрансляции позволяет уменьшить среднее время доставки пакета.

Выводы

Полученные в работе аналитические выражения позволяют количественно оценить получаемый выигрыш по скорости передачи информации при использовании односкачковой ретрансляции. Также получены расчетные формулы для оценки уменьшения среднего времени доставки пакета при двухчастотной ретрансляции относительно одночастотной. Показано, в каких случаях применение ретранслятора наиболее целесообразно.

Односкачковая маршрутизация позволяет значительно увеличить скорость передачи информации между корреспондентами по сравнению с непосредственной передачей, если прямая передача данных между корреспондентами осуществляется не на максимальной скорости.

Литература

1. *Никольский В.В., Никольская Т.И.* Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. 544 с.

2. *Долуханов М.П.* Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972. 336 с.

3. *Черный Ф.Б.* Распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1972. 464 с.

4. *Зюко А.Г., Ковский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В.* Теория электрической связи. М.: Радио и связь, 1999. 432 с.

5. Радиостанция Р-168-25У-2. Технические условия ИТНЯ.464511.245-05ТУ.

6. *Борн М., Вольф Э.* Основы оптики. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1973. 720 с.

7. *Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Наука. Физматлит, 1999. 496 с.

8. *Прокис Дж.* Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

9. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом Вильямс, 2003. 1104 с.

10. *Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А.* Сети и системы радиодоступа. М.: Эко-Трендз, 2005. 384 с.

11. *Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В.* Спутниковые сети связи. М.: Альпина Паблишер, 2004. 536 с.

Статья поступила в редакцию 1 февраля 2017 года

УДК 629.052.7

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ КОРРЕКЦИИ РАССТОЯНИЙ В ДЛИННОВОЛНОВОЙ СИСТЕМЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ

© Авторы, 2017

И.И. Малышев, д.т.н., с.н.с., советник генерального директора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su
А.В. Журавлев, к.т.н., с.н.с., гл. конструктор – зам. ген. директора, ОАО НВП «ПРОТЕК», e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.Г. Маркин, вед. инженер, ОАО НВП «ПРОТЕК», e-mail: marvigs@mail.ru

Предложен алгоритм дифференциальной коррекции измерения расстояний между навигационными станциями и приемником пользователя в длинноволновом диапазоне радиоволн. Алгоритм основан на расчете показателя преломления среды прохождения по измеренным и фактическим расстояниям между локальной дифференциальной подстанцией и навигационными станциями. Показатель преломления используется для коррекции измеренных расстояний между навигационными станциями и приемником пользователя. Проведено сравнение эффективности дифференциальной коррекции с помощью традиционного и предложенного алгоритмов.

***Ключевые слова**: дифференциальная коррекция измерения расстояний, показатель преломления, длинноволновый диапазон частот.*

IMPROVING THE ACCURACY OF DIFFERENTIAL DISTANCE MEASUREMENT CORRECTION IN A LW-BAND POSITIONING SYSTEM

I.I. Malyshev, Dr. Sci. (Eng.), Senior Research Scientist, Consultant of General Director, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: office@sozvezdie.su
A.V. Zhuravlev, Ph.D. (Eng.), Senior Research Scientist, Chief Designer and Deputy General Director, OJSC Research and Innovation Company «PROTEK», e-mail: protect@protec-vrn.ru
V.G. Markin, Leading Engineer, OJSC Research and Innovation Company «PROTEK», e-mail: marvigs@mail.ru

The paper suggests an algorithm for the differential correction of distance measurements between positioning systems and a user receiver in the LW band. The algorithm presupposes calculation of medium refractive index based on the measured and actual distances between global and local differential positioning systems. The refractive index is used for correcting the measured distances between a positioning system and a user receiver. The performance of differential correction by traditional and proposed algorithms is compared.

***Keywords**: differential correction of distance measurements, refractive index, LW band.*

Постановка задачи

Местоположение навигационного приемника пользователя в длинноволновом диапазоне радиоволн оценивается по измеренным расстояниям от приемника до навигационных станций с помощью различных навигационных систем, включая Loran-C, Чайка, Марс-75 и др.

Из-за различных условий распространения радиоволн при оценке расстояний возникают погрешности, связанные с наличием задержек сигналов, порождаемых изменением скорости распространения радиоволн над земной поверхностью. Радиоволны ДВ диапазона распространяются в нижних слоях атмосферы – тропосфере. В тропосфере скорость распространения радиоволн [1]

$$v = c/n, \qquad (1)$$

где c=299694 км/с – скорость в вакууме, n – коэффициент преломления атмосферы. Коэффициент n для радиоволн зависит только от метеоусловий и может быть вычислен по формуле Смита и Вейнтрауба [2, 3]:

$$(n-1)10^6 = A(P+B),$$

где A = 77.6/T; B = 4810e/T; T = 273.2 + t°C; P – атмосферное давление в миллибарах; e – давление водяных паров (влажность) в миллибарах.

Из-за уменьшения скорости распространения возникают задержки сигналов, вносящие ошибки в измеряемые расстояния между навигационными станциями и приемником навигационных сигналов, что ухудшает оценку местоположения приемника. Для повышения точности определения местоположения измеренные расстояния необходимо корректировать.

 ISSN 1995-7009

Поскольку расстояния между навигационными станциями и приемником могут составлять сотни километров, не всегда возможно оценить атмосферное давление, температуру и влажность водяных паров. В результате, правильно оценить коэффициент преломления по этим параметрам достаточно сложно. По этой причине для уточнения измеренных расстояний используют дифференциальную коррекцию.

В данной работе рассматривается алгоритм дифференциальной коррекции расстояний в длинноволновом диапазоне радиоволн с использованием локальной дифференциальной подстанции (ЛДПС), анализируется недостаток существующего алгоритма коррекции, предлагается метод его устранения за счет предварительной оценки показателей преломления атмосферы по фактическим и измеренным расстояниям от ЛДПС до навигационных станций.

Существующий алгоритм коррекции расстояний

Для уменьшения погрешностей в измерении расстояний из-за дополнительной задержки используют дифференциальный режим [4]. Дифференциальный режим основан на том, что два любых близко расположенных приемника испытывают одни и те же атмосферные воздействия. В этом режиме используют *локальную дифференциальную подстанцию* с известными координатами (рис. 1), находящуюся на расстоянии в несколько десятков километров от приемника.

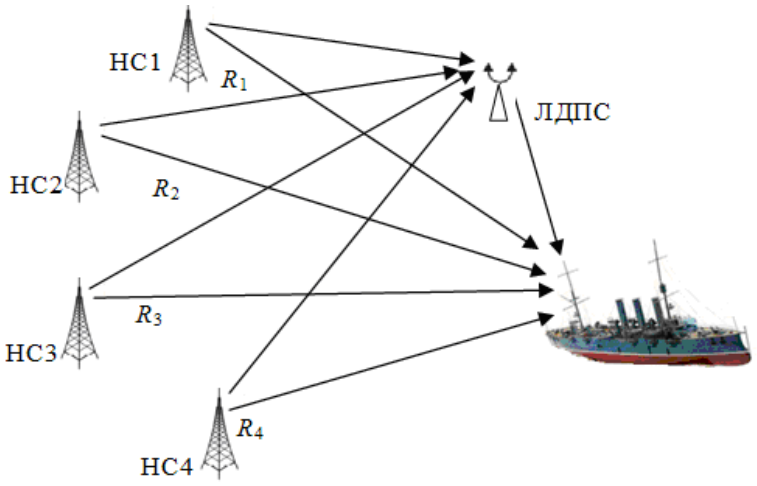


Рис. 1. Схема расположения навигационных станций, ЛДПС и судна с навигационным приемником

Поправки, связанные с изменением скорости распространения, измеряют в виде разностей между фактическими расстояниями $R_{\text{фл}i}$ от ЛДПС до K навигационных станций и измеренными расстояниями $R_{\text{ил}i}$:

$$\Delta R_{\text{л}i} = R_{\text{ил}i} - R_{\text{фл}i}, \; i=1, 2, \ldots, K. \qquad (2)$$

Эти поправки передаются на приемник пользователя, который учитывает их при оценке расстояний. Одновременно в приемнике проводят измерения расстояний $R_{\text{ип}i}$ (i=1, 2, …, n) до K навигационных станций. Затем определяют скорректированные расстояния:

$$R_{\text{сп}i}=R_{\text{ип}i} - \Delta R_{\text{л}i}, \; i=1, 2, \ldots, K. \qquad (3)$$

Таким образом, посредством применения дифференциального режима могут быть устранены задержки прохождения сигнала в тропосфере. Однако поправки $\Delta R_{\text{л}i}$ рассчитываются для расстояний между ЛДПС и навигационными станциями, в то время как между приемником пользователя и навигационными станциями существуют другие расстояния, из-за этого поправки будут иметь погрешности.

Предлагаемый подход к коррекции расстояний

Ослабить указанный выше недостаток можно путем вычисления коэффициентов преломления тропосферы n_i (i=1, 2, …, K) через фактические $R_{\text{фл}i}$ и измеренные $R_{\text{ил}i}$ расстояния между ЛДПС и навигационными станциями:

$$n_i = R_{\text{ил}i} / R_{\text{фл}i}, \; i=1, 2, \ldots, K. \qquad (4)$$

Зная коэффициенты преломления, скорректированные расстояния $R_{\text{сп}i}$ между навигационными станциями и приемником пользователя можно рассчитать через измеренные расстояния по формуле

$$R_{\text{сп}i} = R_{\text{ип}i} / n_i. \qquad (5)$$

В данном случае дифференциальные поправки к расстояниям, связанные с изменением скорости распространения радиоволн, представляются в виде множителей $\frac{1}{n_i}$. Они не зависят от расстояния между ЛДПС и приемником пользователя.

Примеры расчета

В данном примере проведем моделирование существующего и предлагаемого алгоритмов дифференциальной коррекции с расположением объектов в соответствии с рис. 1. При этом учтем, что по земному шару приземные значения коэффициента преломления $(n–1)10^6$ находятся в пределах 240–400, а приведенные на уровень моря – 290–390 единиц [5].

В табл. 1 в качестве исходных данных для примера приведены координаты навигационных станций, объекта с навигационным приемником, ЛДПС и исходные показатели преломления $(n–1)10^6$ тропосферы на трассах от навигационных станций до ЛДПС и приемника пользователя.

Таблица 1

Исходные данные для моделирования

Координаты, км			Исходные коэффициенты преломления $(n–1)10^6$
	x	*y*	
НС1	400	700	300
НС2	200	500	320
НС3	200	300	340
НС4	500	100	360
Приемник	1000	200	
ЛДПС	1000	275	

Фактические расстояния между навигационными станциями и ЛДПС, а также между навигационными станциями и приемником пользователя рассчитаем соответственно по формулам

$$R_{\text{фл}i} = \sqrt{(x_i - x_{\text{л}})^2 + (y_i - y_{\text{л}})^2}\ ,\ i=1, 2,\ldots,4, \quad (6)$$

$$R_{\text{фп}i} = \sqrt{(x_i - x_{\text{п}})^2 + (y_i - y_{\text{п}})^2}\ ,\ i=1, 2,\ldots,4, \quad (7)$$

где x_i, y_i, i=1, 2, …, 4 – координаты навигационных станций; $x_{\text{л}}$, $y_{\text{л}}$ – координаты ЛДПС; $x_{\text{п}}$, $y_{\text{п}}$ – координаты приемника.

Измеренные расстояния между навигационными станциями и ЛДПС, а также между навигационными станциями и приемником рассчитаем по формулам

$$R_{\text{ил}i} = R_{\text{фл}i}n_i,\ i=1, 2, \ldots, 4, \quad (8)$$

$$R_{\text{ип}i} = R_{\text{фп}i}n_i,\ i=1, 2, \ldots, 4. \quad (9)$$

Поправки в виде разностей между измеренными расстояниями $R_{\text{ил}i}$ от ЛДПС до K навигационных станций и фактическими расстояниями $R_{\text{фл}i}$ равны

$$\Delta R_{\text{л}i} = R_{\text{ил}i} - R_{\text{фл}i},\ i=1, 2, \ldots, K. \quad (10)$$

Эти поправки передаются на приемник пользователя, который учитывает их при коррекции расстояний в существующем методе дифференциальной коррекции:

$$R_{\text{сп}i} = R_{\text{ип}i} - \Delta R_{\text{л}i},\ i=1, 2, \ldots, K. \quad (11)$$

С учетом исходных данных, приведенных в табл. 1, и результатов расчета в табл. 2 представлены:

– разности между измеренными и фактическими расстояниями от навигационных станций до ЛДПС, т.е. поправки, связанные с изменением скорости распространения радиоволн;

– разности между измеренными и фактическими расстояниями от навигационных станций до приемника пользователя;

– разности между скорректированными и фактическими расстояниями от навигационных станций до приемника, т.е. погрешности коррекции.

Отметим, что расчеты проведены в предположении, что приемники ЛДПС и пользователя измеряют расстояния без погрешностей. То есть в данном численном эксперименте оцениваются только погрешности коррекции за счет различного местоположения ЛДПС и приемника пользователя.

Таблица 2

Результаты коррекции существующим алгоритмом

Разности между измеренными и фактическими расстояниями от навигационных станций до приемника пользователя, м	234.3 273.4 274.1 183.5
Разности между измеренными и фактическими расстояниями от навигационных станций до ЛДПС (поправки), м	220.5 265.9 272.1 190.7
Погрешности коррекции, м	13.8 7.5 2.0 -7.2

Из результатов расчета видно, что в данном примере максимальная погрешность коррекции расстояний с помощью ЛДПС существующим алгоритмом составляет 13.7 м.

Далее для тех же исходных данных получим результаты коррекции расстояний предлагаемым алгоритмом.

Оценку коэффициентов преломления получим в соответствии с формулой (4):

$$n_i = R_{\text{ил}i}/R_{\text{фл}}\ ,\ \ i=1, 2, \ldots, 4.$$

Скорректированные расстояния между навигационными станциями и приемником найдем с помощью (5):

$$R_{\text{сп}i} = R_{\text{ип}i}/n_i\ ,\ \ i=1, 2, \ldots, 4.$$

Результаты моделирования приведены в табл. 3.

Таблица 3

Результаты коррекции предложенным алгоритмом

Рассчитанные показатели преломления $(n–1)10^6$ на трассах между НС и ЛДПС	300 320 340 360
Погрешности коррекции, м	0 0 0 0

Из табл. 3 видно, что рассчитанные показатели преломления $(n–1)10^6$ на трассах между НС и ЛДПС совпали с исходными, а погрешности коррекции равны нулю. Т.е. с учетом того, что среда прохождения радиоволн от навигационных станций к ЛДПС и приемнику пользователя испытывает одни и те же атмосферные воздействия, предлагаемый алгоритм оценки расстояний с помощью локальной дифференциальной подстанции позволяет проводить более точные измерения расстояний между навигационными станциями и приемником пользователя.

Выводы

Рассмотрены существующий и предлагаемый методы коррекции измерения расстояний между навигационными станциями и приемником пользователя с использованием локальной дифференциальной подстанции.

В существующем методе корректирующие поправки для расстояний между НС и приемником пользователя рассчитываются как разности измеренных и фактических расстояний от ЛДПС до навигационных станций. Однако из-за того, что между приемником пользователя и навигационными станциями существуют другие расстояния, эти поправки имеют погрешности.

В предложенном алгоритме по измеренным и фактическим расстояниям между ЛДПС и навигационными станциями рассчитываются показатели преломления среды распространения, используемые для коррекции измеренных расстояний от приемника до навигационных станций.

Поскольку дифференциальный режим основан на том, что на среду распространения радиоволн от навигационных станций до ЛДПС и приемника пользователя воздействуют одни и те же атмосферные явления, то предложенный алгоритм коррекции дает более точные оценки расстояний.

Литература

1. *Монаков А.А.* Теоретические основы радиолокации / СПбГУАП. СПб., 2002. 70 с.

2. *Бин Б.Р., Даттон Е.Д.* Радиометеорология. Л.: Гидрометиздат, 1971. 362 с.

3. *Гуденко С.Ю.* Влияние тропосферы на радиолокационное наблюдение объектов // Судовождение / Национальный университет «Одесская морская академия». 2016. Вып. 26. С. 84–92.

4. *Антонович К.М.* Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. В 2 т. Т. 2. М.: ФГУП «Картгеоцентр», 2006. 360 с.

5. *Серапинас Б.Б.* Глобальные системы позиционирования. М.: ИКФ «Каталог», 2002. 106 с.

Статья поступила в редакцию 24 ноября 2016 года

УДК 519.7:621.39

К ВОПРОСУ О СИНТЕЗЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ В КОМПЛЕКСАХ КРИТИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ

© Авторы, 2017

И.Н. Малышева, к.т.н., руководитель проекта, АО «Концерн «Созвездие»
Ю.Л. Козирацкий, д.т.н., профессор, доцент
С.А. Панов, к.т.н., с.н.с., доцент
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Рассматриваются вопросы синтеза автоматических систем управления в условиях применения характерных для современного информационного конфликта воздействий. Предлагается методика управления, основанная на сочетании классической теории управления с технологиями искусственного интеллекта, методами нечеткой логики и экспертных систем.

***Ключевые слова**: информационный конфликт, нечеткая модель, интеллектуальный анализ данных, экспертная система.*

DESIGNING AUTOMATIC CONTROL SYSTEM IN THE SETS OF CRITICAL APPLICATIONS

I.N. Malysheva, Ph.D. (Eng.), Project Director, JSC «Concern «Sozvezdie»
Yu.L. Koziratsky, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Associate Professor
S.A. Panov, Ph.D. (Eng.), Senior Research Scientist, Associate Professor
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

The problems of designing automatic control systems in typical conditions of modern information conflict are analyzed. A control method based on a combination of classical control theory and neural network technologies, fuzzy logic methods and expert systems is proposed.

***Keywords**: informational conflict, fuzzy model, intellectual data mining, expert system.*

В настоящее время одна из передовых тенденций в области синтеза высокоинтеллектуальных систем управления заключается в комбинировании различных методов и технологий. Для решения проблемы синтеза автоматических систем управления (АСУ) сложных динамических объектов, как показывает анализ многочисленных работ, используется сочетание методов теории управления и методов перспективных технологий искусственного интеллекта.

Например, в работе [1] авторы сосредотачивают внимание на логическом управлении топологией когнитивной радиосети, комбинируя теоретико-игровые методы с методами машинного обучения. Авторами предлагается программа-эмулятор для оценки и сравнения различных сценариев работы системы из многих объектов с динамической сложной структурой. Полученные на основе «жадного» алгоритма результаты показывают улучшение качественных и количественных показателей управления топологией распределенной системы.

В работе [2] предлагается проект, реализующий управление активной нелинейной системой, на основе адаптивного контроллера, функционирующего по алгоритму оптимизации Levenberg–Marquardt для многоуровневой персептронной нейронной сети. Демонстрируются результаты моделирования, иллюстрирующие производительность и показатели качества работы предложенного прямого адаптивного контроллера, которые существенно превосходят соответствующие характеристики универсального ПИД-контроллера.

В работе [3] предлагается стратегия понимания ситуации проникновений и многоступенчатых кибератак против организационных сетей и методы их обнаружения, основанные на семантическом подходе и анализе контента потоков событий. «Гибкие» модели атаки создаются аналитиками, использующими семантические категории. По мнению авторов, использование методов интеллектуального анализа данных, применяющихся в экспертных системах (напри-

 ISSN 1995-7009

мер, методы формирования и последовательность обработки семантических категорий, назначение уровней критичности на угрозы событий), способно исключить известные проблемы ложных обнаружений кибератак. Также представленные методы обладают преимуществами в области возможности обнаружения новых сценариев кибератак и возможности оценить семантику прогрессии атаки.

Существующий математический аппарат, включающий методы параметрической оптимизации, теории многокритериального выбора и принятия решений, теории нечетких множеств, позволяет получить решение практически любой оптимизационной задачи управления. Однако недостаточно работ, посвященных синтезу различных моделей оптимального управления для реализации специальных систем автоматического управления в условиях кибервойн, недостаточно освещены вопросы адаптации универсальных вычислительных методов для конкретных применений, например для разработки моделей и обобщенных алгоритмов типовых сценариев реализации конфликта, а также методов синтеза информационных воздействий на автоматические системы с выделенными и/или встроенными элементами защиты сохранения устойчивого функционирования.

В связи с этим основная цель данной статьи заключается в представлении реализованной модели, основанной на принципах совместного использования методов экспертных систем и нечеткой логики, и алгоритма для управления сложной динамической системой в «критических» условиях.

Содержательная и концептуальная постановки задачи

В общем случае задача заключается в необходимости исследования эффективности системы управления для различных стратегий поведения объекта управления в условиях сложной помеховой обстановки. Типовым объектом управления в радиосвязи является помехозащищенная система радиосвязи (СРС) с расширением спектра сигналов. В этом случае для решения задачи требуется имитационная модель, позволяющая синтезировать информационные и «шумовые» воздействия на СРС и исследовать ее поведение в случаях граничных и типовых ситуаций.

Модель должна позволять оценивать:

– чувствительность;
– помехозащищенность;
– время синхронизации и приема.

Исходные данные:

– вид входного радиосигнала (способ модуляции);
– параметры входного радиосигнала (частота, уровень);
– способ обработки радиосигнала в приемном устройстве;
– вид и параметры помех.

Известно, что задача фазовой синхронизации, или фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), – одна из обязательных, возникающих при реализации оптимальной демодуляции, для широкополосных радиоприемных устройств. Один из важных моментов в подсистеме синхронизации – учет параметров рассогласования сигналов источника и приемника, особенно в условиях стратегической неопределенности (конфликтной ситуации). Для реализации ФАПЧ необходима следящая подсистема, обеспечивающая процесс синхронизации СРС. Данная подсистема будет служить объектом управления для разрабатываемой модели системы управления.

В соответствии с классификацией систем по видам управляемости проектируемую систему управления можно отнести к классу замкнутых цифровых дискретных конечномерных систем. Синхронизацией процессов систем подобного класса называют случай, когда выполняются соотношения вида [4, ф. 5.1]. Для рассматриваемой СРС корректнее использовать выражение для случая приближенной синхронизации, которое в общем случае имеет вид [4, ф. 5.2]

$$F_i(C_{t+\tau_i}[x_i]) - F_j(C_{t+\tau_j}[x_j]) \le \varepsilon$$
$$\forall i, j, \quad t \ge 0, \qquad (1)$$

где $x_i(t)$ – синхронизируемые процессы,

τ – временные или фазовые сдвиги,

F – функции сравнения,

C – характеристики процессов (или показатели синхронизации),

ε – показатель точности синхронизации.

Для радиотехнических систем показателем синхронизации является значение фазы процесса $x_i(t)$

$$C_t[x(t)] = \varphi, \quad 0 \le \varphi \le 2\pi. \qquad (2)$$

Известно, что в случае фазовой синхронизации показатель синхронизации для синхронизаторов с замкнутым контуром определяется интегро-дифференциальным уравнением [5, ф. 9.1.11]

$$\varphi = \theta - \frac{KF(p)}{p}\left[Ag(p) + N(t,\varphi)\right] - \frac{K_\Gamma e}{p}. \quad (3)$$

Если отсутствуют структурные ограничения на схему управления синхронизацией, то можно перейти к задаче «адаптивного наблюдателя», когда цель наблюдения представима в виде

$$\lim_{t\to\infty}\left(\hat{\theta}(t) - \theta(t)\right) = 0, \quad (4)$$

где $\hat{\theta}(t)$ – оценка параметров входного сигнала.

При этом модель «адаптивного наблюдателя» динамической системы принимает следующий вид [4, ф. 5.70]:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \varphi_0(y_d) + B\left(\sum_{i=1}^{N}\hat{\theta}_i\varphi_i(y_d) + \hat{\theta}_0 G(y_d - y)\right),$$
$$y = Cx, \quad (5)$$

а основной контур управления представим в виде

$$u = -\theta_0(Cx_d - C\hat{x}) + \sum_{i=1}^{N}\theta_i\varphi_i(Cx_d), \quad (6)$$

где x_d – оценка состояния входного сигнала, A – матрица ($n\times n$) состояний, B – вектор состояний, C – матрица коэффициентов оценки, $\hat{\theta}_i$, $\hat{\theta}_0$ – некоторые настраиваемые параметры, которые и следует определить для решения данной задачи (в данном случае решение находится методом градиентного спуска).

Очевидно, что реализация достаточно сложных математических операций (3), (5)–(6), даже с учетом использования современных вычислительных элементов на базе процессоров цифровой обработки сигнала (DSP) или программируемых логических интегральных схем, представляет некоторые трудности. Однако использование вычислителей (например, многоядерных DSP-процессоров с управляющим RISC-контроллером) позволяет синтезировать программное обеспечение на основе принципов управления по законам интеллектуальных технологий.

В результате для случая проектирования подсистемы управления синхронизацией помехозащищенной СРС было найдено решение на основе модифицированного способа адаптивного управления по ПИД-закону [6], обобщенного алгоритма формирования управляющих воздействий на базе причинно-следственных связей [7], логико-лингвистической модели [8] с применением процедуры предварительной настройки параметров по принципам нейронных сетей (с использованием процедуры обучения). Существенные особенности применения способов и модели подробно рассматривались ранее, поэтому в настоящей работе эти вопросы не освещаются.

Известно, что в классическом случае реализации ФАПЧ оценка частоты и фазы вычисляется синхронизатором и передается в решающую схему непрерывно и процесс слежения происходит также непрерывно на всех этапах: поиска, обнаружения и оценивания. Отличие предлагаемого подхода от классических методов формирования управляющих воздействий для подсистемы синхронизации заключается в том, что подсистема синхронизации не производит непрерывной подстройки генератора опорных сигналов на этапах обнаружения и приема. Необходимая компенсация рассогласования параметров принимаемого и опорного сигналов учитывается программным образом, что позволяет исключить нарушения и ошибки синхронизации и способствовать повышению отказоустойчивости СРС.

Пример практической реализации

Для синтеза подсистемы синхронизации на основе вышеприведенной общей постановки задачи была разработана имитационная модель для одной из частных задач – исследования влияния неидеальности синхронизации на помехозащищенность СРС. В имитационной модели синхронизатора используются интеллектуальные технологии экспертных систем и нечеткой логики в дополнение к классическим методам цифровой обработки.

Интеллектуальная модель предназначена для синтеза управления поведением подсистемы ФАПЧ на основе анализа текущей ситуации, прогнозирования состояния среды функционирования и с учетом «памяти» о своих прошлых состояниях и поведении (т.е. рефлексии). Пользователю предоставляется возможность произвольно выбирать параметры для оценки качества работы системы управления. Окна вывода графической информации автоматически обновляются в ключевые моменты и по завершении каждого цикла управления.

Структурно-функциональная схема реализации подсистемы управления ФАПЧ приведена на рис. 1.

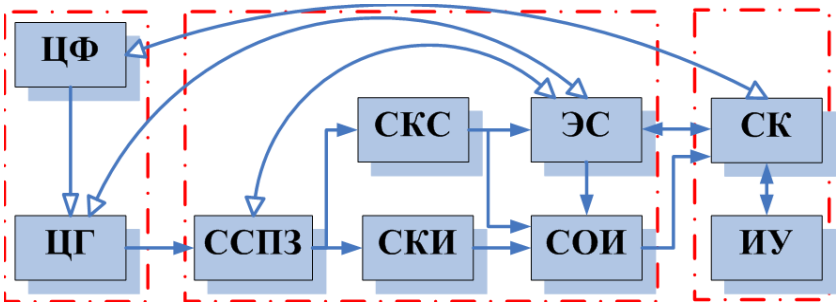


Рис. 1. Структурно-функциональная схема подсистемы управления ФАПЧ:
ЦФ – цифровой фильтр, ЦГ – цифровой гетеродин, ССПЗ – система синхронизации по задержке, СКС – система коррекции синхронизма, СКИ – система коррекции информации, ЭС – экспертная система, СОИ – система определения информации, СК – системный контроллер, осуществляющий управление, ИУ – интерфейс управления

На рис. 2–5 представлены результаты моделирования процессов поиска, обнаружения и слежения по частоте и фазе. Окно «а» отражает изменение отклонения максимума корреляционной функции (КФ) от его «правильного» положения, окно «б» – оценку интегральной ошибки слежения по фазе, окно «в» – агрегатную функцию (массив выборок), характеризующую набор текущих фаз вектора КФ, окно «г» – буфер контекстно-зависимых факторов слежения. Оси абсцисс предназначены для фиксации каждого следующего временного состояния исследуемого показателя, оси ординат – для условных единиц исследуемого показателя.

Представленная методика управления синхронизатором применялась для проектирования широкополосной радиоприемной системы. Использование программного синхронизатора позволило значительно (в 3 раза) повысить быстродействие процесса ФАПЧ, а использование методов нечеткой логики и экспертных систем как альтернативного способа автоматического управления – существенно сократить объем вычислений, уменьшить время расчетов и повысить точность процесса ФАПЧ.

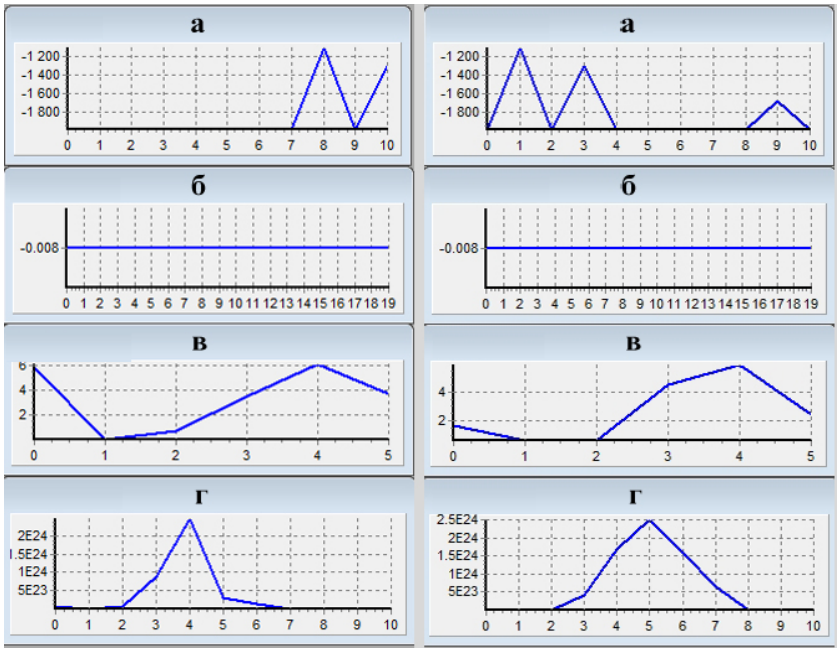


Рис. 2. Этапы ФАПЧ в процессе поиска сигнала

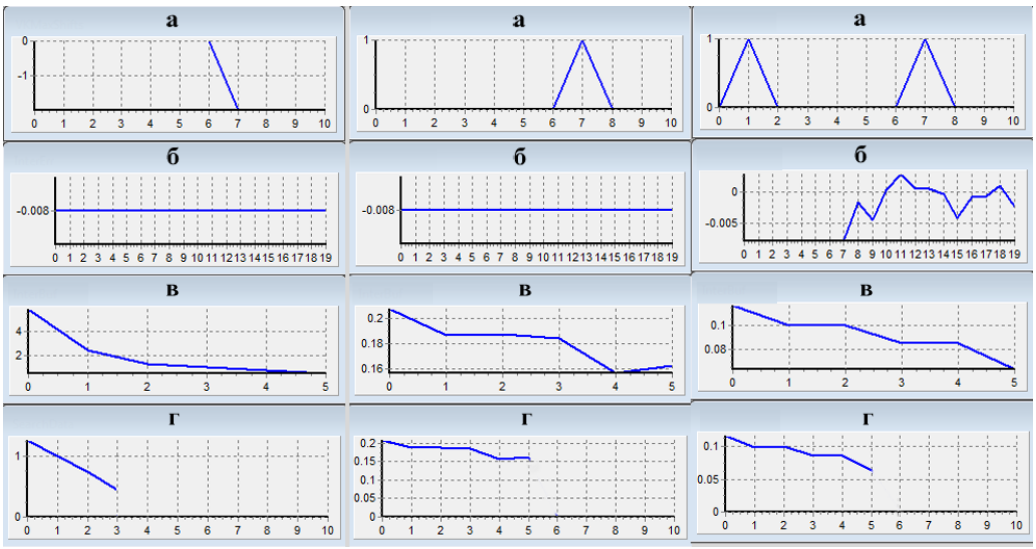


Рис. 3. Этапы ФАПЧ после обнаружения сигнала

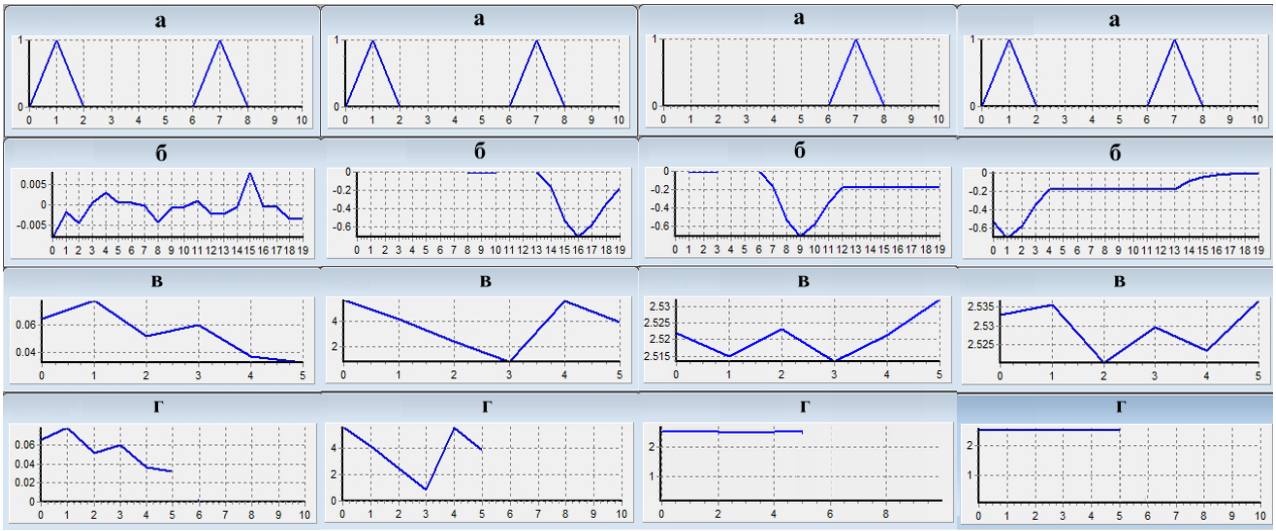


Рис. 4. Этапы ФАПЧ в процессе приема сигнала при условии «большого» (10^{-7}) сдвига несущей частоты

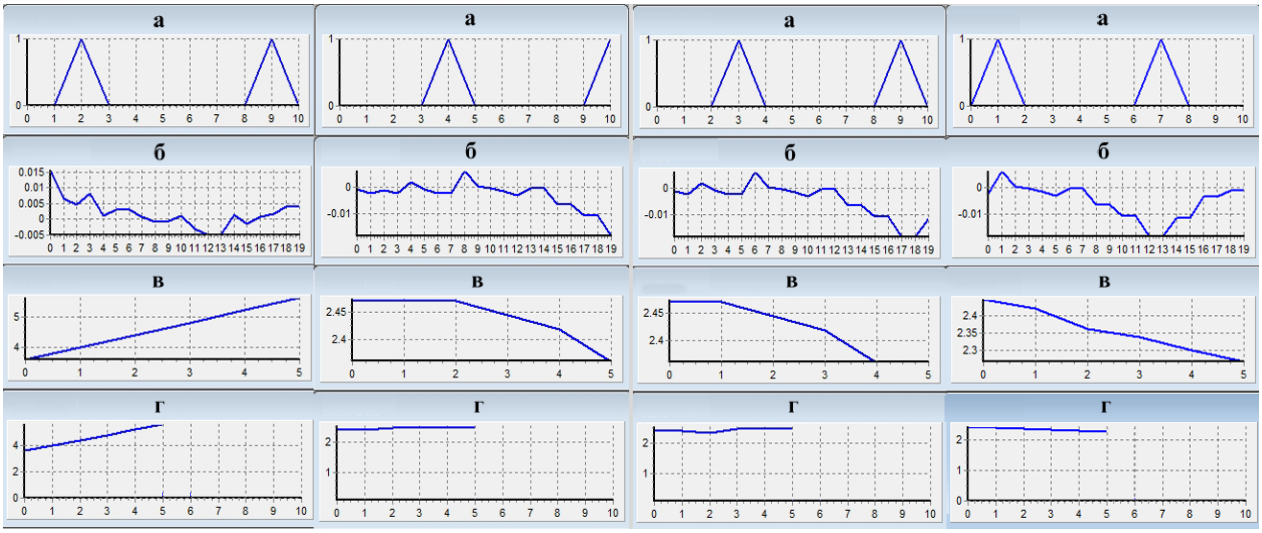


Рис. 5. Этапы ФАПЧ в процессе приема сигнала при условии «малого» (10^{-8}) сдвига несущей частоты

Заключение

Предлагаемая методика принятия решений на основе совместного использования классической теории управления и технологий интеллектуального анализа данных и нечетких методов может применяться в следующих случаях:

– для задач динамического программного управления структурой АСУ;

– для выработки оптимальных решений (задача «оптимизации управления») по ликвидации последствий при воздействии конкурентов;

– для имитационного моделирования всевозможных вариантов поведения АСУ и состояний, которые могут возникнуть в процессе реализации сценариев перехвата управления;

– для задач экспертного прогнозирования поведения АСУ в случаях обнаружения как типичных для информационного конфликта ситуаций, так и чрезвычайных или нетривиальных ситуаций;

– для обнаружения нежизнеспособных состояний АСУ при формировании вариантов поведения в нештатных ситуациях.

Также предлагаемая методика позволит:

– сократить разнообразие структуры АСУ за счет унификации аппаратных модулей;

– предоставить возможность динамического реконфигурирования структуры АСУ в соответствии с фактическими требованиями к состоянию технического комплекса;

– повысить эффективность синтеза АСУ за счет уменьшения времени проектирования в результате повторного использования библиотечных программ и моделей.

Необходимо отметить, что переход к использованию систем автоматического управления предоставляет дополнительные возможности при реализации целевых функций управления по сравнению с автоматизированными системами управления:

– повышается надежность системы управления за счет сохранения устойчивости в результате применения алгоритмических методов технологий искусственного интеллекта, обусловленных их адаптивными способностями;

– осуществляется защита от «человеческой ошибки» за счет обоснованного выбора последовательности действий в случаях конфликтных ситуаций (например, выбор на основе методик экспертного оценивания);

– уменьшается время реагирования на все возможные случаи инфокоммуникационных воздействий противника.

Таким образом, при синтезе перспективных систем управления, входящих в состав инфокоммуникационных комплексов критических приложений, необходимо сочетать методы традиционного управления с нетривиальными возможностями методов нечеткой логики и интеллектуального анализа данных, используемых в технологиях экспертных систем.

Литература

1. *Eric van den Berg, Mariusz A. Fecko, Sunil Samtani, Catalin Lacatus, Mitesh Patel.* Cognitive topology control based on game theory // IEEE MILCOM. Networking Protocols and Performance Track. 2010. Pp. 1409–1414.

2. *Jimoh Olarewaju Pedro, Olurotimi Akintunde dahunsi* Neural network based feedback linearization control of a servo-hydraulic vehicle suspension system // Int. J. Appl. Math. Comput. Sci. 2011. Vol. 21, No. 1. Pp. 137–147.

3. *Sunu Mathew, Shambhu Upadhyaya, Moises Sudit, Adam Stotz* Situation awareness of multistage cyber attacks by semantic event fusion // IEEE MILCOM Cyber Security and Network Management. 2010. Pp. 1829–1834.

4. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Нахмансон Г.С.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003. 640 с.

5. *Фрадков А.Л.* Кибернетическая физика: принципы и примеры. СПб.: Наука, 2003. 208 с.

6. Пат. 2510956 Рос. Федерация. Способ адаптивного управления по ПИД-закону и система для его реализации: Асосков А.Н., Малышева И.Н., Орлянский В.Н., Плахотнюк Ю.А.; заявитель и правообладатель ОАО «Концерн «Созвездие». № 2012124617/08; заявл. 14.06.2012, опубл. 10.04.2014, Бюл. № 10.

7. *Асосков А.Н., Малышева И.Н.* К вопросу обеспечения устойчивости функционирования системы управления радиоприемным комплексом в условиях информационного конфликта // Тезисы научно-технической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века», Воронеж, 14–16 мая 2013 г. Т. 1. С. 140–146.

8. *Асосков А.Н., Малышева И.Н., Плахотнюк Ю.А.* К вопросу применения принципов ситуационного управления в радиотехнических системах // Теория и техника радиосвязи. 2012. № 3. С. 5–10.

Статья поступила в редакцию 25 января 2017 года

УДК 621.391.8

РОЛЬ И МЕСТО ШИРОКОПОЛОСНЫХ И СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В НАЗЕМНЫХ СРЕДСТВАХ СВЧ РАДИОСВЯЗИ

© Авторы, 2017

И.Р. Сиваков, д.т.н., профессор
И.И. Малышев, д.т.н., с.н.с., e-mail: office@sozvezdie.su
Н.М. Савоськин, начальник НТУ
Н.Н. Авдеев, начальник отдела

АО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются потенциальные возможности использования широкополосных и сверхширокополосных сигналов в радиорелейной, релейно-тропосферной и тропосферной связи в части обеспечения максимальных устойчивости, дальности, скорости передачи данных и их взаимного обмена. Показана нецелесообразность использования сверхширокополосных сигналов.

***Ключевые слова**: спектр сигнала, ширина спектра, широкополосные и сверхширокополосные сигналы, помехозащищенность, разведзащищенность, интервал частотной корреляции, кратность разнесения по частоте.*

THE ROLE AND PLACE OF WIDEBAND AND ULTRA-WIDEBAND SIGNALS IN TERRESTRIAL UHF RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

I.R. Sivakov, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor
I.I. Malyshev, Dr.Sci. (Eng.), Senior Research Scientist, e-mail: office@sozvezdie.su
N.M. Savoskin, Head of the Directorate of Science and Technology
N.N. Avdeev, Head of Department

JSC «Concern «Sozvezdie»

This paper focuses on the possibilities of using wideband and ultra-wideband signals in radio relay, tropospheric radio relay and tropospheric communication with regard to maximum stability, distance range and data rate, and mutual communication. The use of ultra-wideband signals is proved to be worthless.

***Keywords**: signal spectrum, spectrum width, wideband and ultra-wideband signals, anti-jamming, anti-reconnaissance, frequency correlation interval, frequency-domain diversity order.*

В век информационных технологий практически невозможно обойтись без использования радиотехнических средств. Область их применения очень широка. Это радиосвязь, телевидение, радиолокация, передача данных, радиоуправление, радиоконтроль, исследование космоса, медицина и др. В каждом из перечисленных направлений используются наиболее приемлемые для решения поставленных задач диапазоны радиочастот.

В области передачи информации и радиоуправления используется диапазон радиочастот от $3 \cdot 10^3$ (и ниже) вплоть до $3 \cdot 10^{11}$ Гц. Весь диапазон радиочастот разбит на поддиапазоны, каждый из которых имеет свои особенности распространения и, следовательно, практическое использование.

Во-первых, основная закономерность заключается в том, что с повышением рабочей (центральной) частоты уменьшается дальность связи. Эта закономерность обусловлена затуханием радиоволн, которое для свободного пространства имеет вид [1]

$$L_{св} = 20\lg(4\pi D/\lambda) = 20\lg(4\pi DF/C), \text{ дБ},$$

где C – скорость света в свободном пространстве, F – частота, D – дальность.

Для крайних частот радиодиапазона (к примеру, на дальности 10 км) затухание разнится на 160 дБ, то есть на 10^8 раз.

Во-вторых, чем выше частота используемых сигналов, тем выше скорость передачи информации.

 ISSN 1995-7009

Многоканальная наземная СВЧ радиосвязь включает в себя радиорелейную, тропосферную, релейно-тропосферную связь и индивидуальный и групповой беспроводной доступ.

Радиорелейная связь (РРС) – СВЧ (от 400 МГц до 40 ГГц и более) радиосвязь в зоне прямой видимости с протяженностью интервала до 40 км при высоте подъема антенн до 30 м и с пропускной способностью до 622 Мбит/с и GigabitEthernet.

Тропосферная связь (ТРС) – СВЧ (от 400 МГц до 15 ГГц) радиосвязь в зоне тропосферного рассеяния с протяженностью интервала до 400 км и с пропускной способностью от 0,05 до 34 Мбит/с в зависимости от дальности связи.

Релейно-тропосферная связь (РТРС) – СВЧ (от 400 МГц до 15 ГГц) радиосвязь в дифракционной зоне с протяженностью равнинного интервала до 100 км; может предоставляться РРС с пропускной способностью не менее 2 Мбит/с или ТРС с пропускной способностью до 34 Мбит/с.

Беспроводной абонентский доступ – СВЧ (от 400 МГц до 15 ГГц и выше) радиосвязь для построения беспроводных сетей, сетей группового и индивидуального доступа стандартов Wi-Fi, WiMAX, CDMA, DECT, стандартов транкинговой и сотовой связи в зоне прямой видимости с протяженностью интервала от 100 м до единиц километров с пропускной способностью от единиц до 100 Мбит/с.

Указанные виды СВЧ радиосвязи обменивают дальность связи на пропускную способность, используются комплексно при создании наземных стационарных и полевых сетей связи и по техническим возможностям взаимно дополняют друг друга.

Современная многоканальная СВЧ радиосвязь базируется на применении широкополосных сигналов (ШПС).

Широкополосные сигналы были предложены в конце 50-х годов прошлого века для повышения помехозащищенности КВ радиосвязи. Во второй половине 60-х годов начались работы по использованию ШПС для тропосферной и спутниковой системы связи (ССС).

В настоящее время ШПС используются:

– в спутниковой и радиорелейной связи для повышения помехозащищенности на относительно низких для этих каналов связи скоростях передачи (единицы и десятки Кбит/с для ССС и единицы Мбит/с для РРС);

– в тропосферной связи, в основном для реализации многократного разнесенного приема (повышения помехоустойчивости);

– в беспроводном индивидуальном и групповом абонентском доступе для разделения абонентов.

В настоящее время на снабжении в Вооруженных Силах Российской Федерации (ВС РФ) находятся приведенные ниже типы радиорелейных и тропосферных станций.

Радиорелейные станции:

– Р-419 и её модификации с пропускной способностью до 8 Мбит/с, использующие диапазоны частот 390–645, 1500–2100 МГц;

– Р-416Г МС с пропускной способностью 4, 155, 311 Мбит/с, в диапазонах частот 5600–6200, 7900–8400 МГц;

– Р-431 с пропускной способностью 5, 34 и 155 Мбит/с в диапазонах 5600–6200, 7900–8400 МГц;

– РРС комплекса Р-430 в составе:

- Р-430Л-1 – линейная станция с пропускной способностью от 0.064 до 2 Мбит/с в диапазонах частот 390–645, 1500–2100 Мбит/с;
- Р-430Л-2 линейная и Р-430У узловая станции с пропускной способностью от 0.064 до 2 Мбит/с в диапазонах частот 390–645, 1500–2100 Мбит/с и 0.5, 1, 2, 8, 34 и 155 Мбит/с в диапазонах частот 5600–6200, 7100–8400 МГц; в этих модификациях для повышения разведзащищенности и помехозащищенности реализован широкополосный сигнал (ШПС) с прямым расширением спектра дополнительной фазовой манипуляцией каждого информационного символа с шириной спектра ~ 20 МГц для скоростей передачи 0.5, 1 и 2 Мбит/с с базой B = 19, 16 и 13 соответственно;
- Р-430П – станция привязки с пропускной способностью от 0,064 до 2 Мбит/с в диапазонах частот 390–645, 1500–2100 Мбит/с и 0.5, 1, 2, 8, 34 и 155 Мбит/с в диапазонах частот 17.7–19.7 и 36–37 ГГц.

Тропосферные станции:

– Р-423АМ и Р-423АМК с пропускной способностью 0.25, 0.5 и 2 Мбит/с и Р-423 ПМ с пропускной способностью от 1.2 до 256 Кбит/с в диапазоне 4.4–5.0 ГГц; для реализации частотного разнесения на скоростях передачи от 1.2 до 64 Кбит/с в станциях используется последовательный 8 частотный сигнал (простейший вариант ШПС с базой B = 8).

Если в радиорелейной связи ШПС используются только на низких скоростях передачи для

повышения скрытности (разведзащищенности) и помехозащищенности, то в тропосферной связи – для увеличения кратности разнесения в целях повышения устойчивости связи.

1. Широкополосные сигналы в радиосвязи

Широкополосными сигналами (ШПС) называют такие сигналы, у которых произведение активной ширины спектра F на длительность символа сообщения T много больше единицы. Это произведение называется базой сигнала (B). Для ШПС $B = FT >> 1$. Для простых сигналов $B = 1$.

Повышение базы в ШПС достигается путем дополнительной модуляции (или манипуляции) по частоте или фазе на времени длительности сигнала. В результате спектр сигнала F (при сохранении его длительности T) существенно расширяется.

В системах связи с ШПС ширина спектра излучаемого сигнала F всегда много больше ширины спектра информационного сообщения.

Широкополосный сигнал, как правило, является несущей, а цифровая информация может передаваться методами BPSK, QPSK или nQAM.

Сравнение различных методов модуляции, наиболее широко используемых в настоящее время в радиорелейной связи, по чувствительности приемника ($P_{пр}$) при одинаковой скорости передачи представлено в табл. 1. В тропосферной связи используется модуляция BPSK и QPSK.

Таблица 1

Система	Варианты	S/N (дБ)	Ширина полосы ΔF	Потери $P_{пр}$ (дБ)
ФМн	BPSK с когерентным детект.	10.5	B	0
ФМн	QPSK с когерентным детект.	13.5	$B/2$	0
QAM	16 QAM с когерентным детект.	20.5	$B/4$	4
QAM	32 QAM с когерентным детект.	23.5	$B/5$	6
QAM	64 QAM с когерентным детект.	26.5	$B/6$	8.2
QAM	128 QAM с когерентным детект.	29.5	$B/7$	10.6
QAM	256 QAM с когерентным детект.	32.6	$B/8$	13.1

Отношения сигнал/помеха S/N даны для вероятности ошибки BER = 10^{-6}. Ширина полосы (ширина спектра информационного сигнала ΔF) для BPSK численно равна скорости передачи: B (МГц) = V (Мбит/с).

Рост отношения сигнал/шум (S/N) с увеличением кратности модуляции QAM не компенсируется уменьшением шумовой полосы, что приводит к значительным потерям чувствительности приемника. Поэтому для достижения максимальных значений помехоустойчивости при использовании широкополосных сигналов предпочтительными методами информационной модуляции являются BPSK и QPSK.

ШПС получили применение в системах связи, так как:

- обеспечивают высокую помехоустойчивость связи,
- позволяют успешно бороться с многолучевым распространением радиоволн (межсимвольной интерференцией),
- позволяют создавать системы связи с повышенной скрытностью,
- допускают одновременную работу многих абонентов в общей полосе частот в сетях доступа,
- обеспечивают лучшее использование спектра частот на ограниченной территории по сравнению с узкополосными системами связи.

В радиорелейной и тропосферной связи использовались и используются следующие виды ШПС:

1. Сигналы с прямым расширением спектра путем высокоскоростной фазовой манипуляции информационного сигнала используются в РРС комплекса Р-430 (Р-430Л-1, Р-430Л-2, Р-430У, Р-430П) для повышения скрытности и помехозащищенности на скоростях передачи от 0,064 до 2 Мбит/с.

2. Сигналы, полученные за счёт технологии расширения спектра псевдослучайной последовательностью (ПСП) в сочетании с программно перестраиваемой по случайному закону рабочей частотой (ПСП+ППРЧ), применяются в РРС комплекса Р-430 для повышения скрытности и помехозащищенности на скоростях передачи от 0,064 до 2 Мбит/с в дециметровом диапазоне.

3. Сигналы на основе частотной модуляции, в том числе ЛЧМ, использовались в основном в стационарных и мобильных тропосферных станциях общего пользования (ТРС «Тропа»,

ТР-120, аппаратура «Аккорд» в системе «Горизонт-М») в комбинации с пространственным разнесением для повышения кратности разнесения до 12–15.

4. Сигналы на основе частотной манипуляции (последовательный многочастотный сигнал) каждой информационной посылки используются в ТРС Р-423-2, Р-423АМ, Р-423ПМ на скоростях передачи 48 Кбит/с и ниже для обеспечения 8-кратного частотного разнесения при работе с одной антенной (без пространственного разнесения).

5. Сигналы, формируемые ультразвуковыми линиями задержки (УЛЗ) с когерентным сложением лучей на приеме, использовались в ТРС Р-423-1, Р-444 в комбинации с пространственным разнесением для повышения кратности разнесения до 12–15 и для борьбы с межсимвольной интерференцией.

ШПС с ортогонально-частотным мультиплексированием (OFDM) в существующих в РФ РРС и ТРС не используются.

2. Сверхширокополосные сигналы в радиосвязи

Существует несколько определений сверхширокополосности. В традициях советской и российской радиотехники сверхширокополосными (СШПС) считаются сигналы с шириной полосы более октавы, то есть сигналы, у которых верхняя граница полосы частот более чем в 2 раза превышает нижнюю границу.

Для целей радиосвязи, согласно определению Федеральной комиссии по связи (FCC) США (2002 г.), предлагается считать сверхширокополосными сигналы с относительной шириной полосы от несущей не менее 20–25 %, либо сигналы с абсолютной шириной полосы $\Delta f \geq 500$ МГц в диапазоне частот 3.1–10.6 ГГц.

Считается, что основными преимуществами СШПС перед ШПС являются:

– большая скрытность и устойчивость к подавлению,

– более слабая чувствительность к искажениям в условиях многолучевого распространения радиоволн,

– более высокая электромагнитная совместимость с существующими узкополосными системами связи на ограниченной территории.

Малые уровни сигналов, слабонаправленные антенны, использование кодирования и шумоподобная структура СШП систем практически не создает помех для других устройств, что позволяет в большинстве случаев работать на безлицензионной основе.

Начиная с 2002 г., во многих странах мира для безлицензионного использования сверхширокополосных сигналов в радиосвязи выделены участки спектра в СВЧ диапазоне и для обеспечения электромагнитной совместимости со средствами связи, работающими в совпадающих диапазонах, введены ограничения на спектральную плотность излучаемой мощности (СПМ) СШП передатчиками.

В Российской Федерации для связи выделен диапазон 2.85–10.6 ГГц [2]. В разных участках этого диапазона на спектральную плотность мощности СШП приемопередатчика наложены ограничения от −95 до −75 дБВт/Гц. Наиболее «свободные» участки: 6000–8100 МГц (−77 дБВт/Гц), 8625–9150 МГц (−77 дБВт/Гц), 9150–10600 МГц (−75 дБВт/Гц).

Таким образом, на безлицензионной основе в РФ разрешено использование СШПС в диапазоне 2.85–10.6 ГГц, включающем в себя участки 4.4–5.0 ГГц (ТРС Р-423 и др.), 5.6–6.2 и 7.1–8.4 ГГц (РРС Р-430), при ограничении СПМ.

В США СШП сигналы разрешено использовать в диапазоне 3.1–10.6 ГГц, при этом спектральная плотность мощности СШП приемопередатчика не должна превышать −71.3 дБВт/Гц.

В Евросоюзе наиболее предпочтителен диапазон 6–8 ГГц, в котором спектральная плотность мощности приемопередатчика ограничена уровнем −71.3 дБВт/Гц.

Безлицензионное использование СШП сигналов разрешено также в Южной Корее, Японии. Готовятся разрешения в Китае и других странах.

Сверхширокополосная технология предлагается для использования в основном в качестве альтернативной технологии для беспроводного доступа, обеспечивающего обмен данными по радиоканалу между периферийными устройствами персональных компьютеров (ПК) и мобильными устройствами на небольших расстояниях с очень высокой скоростью и малыми затратами энергии, как альтернатива семейству стандартов IEEE802.11 – 802.16.

К сигналам, которые могут использоваться в СШП системах, относятся [3]:

1. Ультракороткие импульсы.

2. Короткие радиоимпульсы – цуги колебаний.

3. Хаотические радиоимпульсы.

4. Пачки коротких импульсов.

5. Сигналы с прямым расширением спектра (с фазовым манипулированием информационного символа ПСП).

6. Сигналы с ортогонально-частотным мультиплексированием (OFDM).

7. Сверхширокополосные сигналы на основе частотной модуляции (FM UWB).

Последние три вида СШПС совпадают с ШПС, однако $B_{сшпс} >> B_{шпс}$.

Рассмотрим, имеют ли СШПС по сравнению с ШПС перспективы использования в радиорелейной и тропосферной радиосвязи.

3. Анализ возможностей ШПС, реализованного в РРС комплекса Р-430

3.1. Скрытность и помехозащищенность в РРС комплекса Р-430 на всех скоростях передачи обеспечивается совокупностью следующих технических характеристик:

– высокой направленностью антенн;

– одновременной работой в двух диапазонах с автовыбором ствола без потери информации;

– независимым назначением частот приема и передачи в каждом сантиметровом (СМВ) диапазоне с общей шириной используемой полосы – 1.9 ГГц;

– использованием ППРЧ в дециметровом диапазоне;

– автоматическим переходом на запасные частоты без потери информации (по 10 запасным частотам (ЗПЧ) в каждом диапазоне);

– адаптацией по скорости передачи;

– адаптацией по излучаемой мощности;

– использованием ШПС с прямым расширением спектра на скоростях передачи от 0.064 до 2 Мбит/с;

– использованием помехоустойчивых методов модуляции и избыточного кодирования для скоростей передачи от 0.064 до 34 Мбит/с.

В диапазонах частот 5.6–6.2 и 7.1–8.4 ГГц скорость фазовой манипуляции ШПС 34 Мбит/с, ширина спектра излучения сигнала (по уровню –3 дБ) Δf – не более 20 МГц. Для скоростей передачи от 0.064 до 2 Мбит/с база сигнала B = 16–512.

3.2. Проведём оценку уровня спектральной плотности мощности излучения РРС комплекса Р-430 в сантиметровом диапазоне.

СПМ излучения определяется мощностью излучения ($P_{пер}$), коэффициентом усиления антенны в интересующем нас направлении (G) и шириной спектра сигнала (Δf):

$$СПМ = (P_{пер} + G - 10 \lg \Delta f), дБ.$$

Расчёты СПМ излучения в главном лепестке диаграммы направленности (ДНА) (G = 33 дБ для диапазона 5.6–6.2 ГГц) и в зоне дальнего бокового и заднего излучения (G = –20 дБ) для различных скоростей передачи сведем в таблицу. Мощность излучения на скорости 155 Мбит/с составляет 1 Вт (0 дБ) и с уменьшением скорости уменьшается пропорционально увеличению чувствительности приемного устройства, которая зависит от шумовой полосы и метода модуляции. Модуляция на скорости 155 Мбит/с – 64QAM (Δf – не более 30 МГц), на скоростях передачи от 0.5 до 34 Мбит/с – QPSK. В табл. 2 представлены минимальные энергетические плотности излучения для РРС Р-430Л2 в диапазоне 5.6–6.2 ГГц, обеспечивающие дальность связи не менее 40 км на открытом интервале, в главном лепестке ДНА ($СПМ_{гл}$) и в зоне дальнего бокового и дальнего излучения ($СПМ_{зи}$).

Таблица 2

V, Мбит/с	155	34	8	2	1	0,5
$P_{пер}$, дБВт	0	–11	–17	–23	–26	–29
$СПМ_{гл}$, дБВт/Гц	–40	–51	–57	–63	–66	–69
$СПМ_{зи}$, дБВт/Гц	–93	–104	–110	–116	–119	–122

Таким образом, ШПС, реализованный в сантиметровом диапазоне РРС, обеспечивает заданные в России ограничения для СШПС на энергетическую плотность излучения в зоне дальнего бокового и заднего излучения –77 дБВт/Гц на всех скоростях передачи. Значит, использование СШПС в радиорелейных станциях класса Р-430 для повышения устойчивости связи нецелесообразно, так как необходимые параметры по скрытности и устойчивости связи обеспечиваются комплексом технических характеристик, перечисленных выше, без значительного

расширения спектра сигнала, требуемого в системах СШПС.

3.3. Оценим скрытность (разведзащищенность) РРС комплекса Р-430.

Основными показателями скрытности являются:

– электромагнитная доступность (ЭМД) источника радиоизлучения (ИРИ) – радиорелейной станции для приемника радиоразведывательного комплекса (РРК) противника;

– вероятность получения информации о частоте приема РРС радиоразведывательными комплексами противника.

Комплексы РРК размещаются:

– на стратегических самолетах-разведчиках при высоте полета до 25 км и дальности прямой видимости до 650 км,

– на тактических и специализированных самолетах-разведчиках при высоте полета до 10 км и дальности прямой видимости до 420 км,

– на вертолетах при высоте полета до 3 км и дальности прямой видимости до 230 км.

Дальность электромагнитной доступности определяется расстоянием, на котором при распространении в свободном пространстве уровень сигнала РРС превышает чувствительность приемника РКК. Чувствительность РКК равна уровню шумов с требуемым запасом над шумами в канале без замираний (8 дБ) и дополнительным запасом уровня сигнала на замирания (10 дБ), обеспечивающим вероятность ЭМД равной 0,8.

Уровень собственных шумов современного приемника РРК $P_{ш\ РРК}$ = 140 дБ/Вт ($\Delta F_ш$ = 1 МГц), перспективного $P_{шРРК}$ = 150–160 дБ/Вт ($\Delta F_ш$ = = 100–10 кГц). В табл. 3 представлены расчетные значения ЭМД для Р-430У (Р-430Л-2) для существующего и перспективного комплекса РКК вероятного противника для зоны главного лепестка и дальнего бокового и заднего излучения ДНА Р-430У для скоростей передачи 34 и 2 Мбит/с.

Таблица 3

Дальность ЭМД, км / РРК	Главный лепесток		Дальнее боковое и заднее излучение	
	V = 34 Мбит/с	V = 2 Мбит/с	V = 34 Мбит/с	V = 2 Мбит/с
Существующий, $P_{ш\ РРК}$ = 140дБ/Вт	40	1,8	≤ 1	≤ 1
Перспективный, $P_{шРРК}$ = 150–160 дБ/Вт	130–400	5,7–18	≤ 1	≤ 1

Вероятность получения информации о частоте приема РРС комплекса Р-430 для РРК противника отсутствует по причине независимого назначения частот приема и передачи в каждом частотном диапазоне с суммарной рабочей полосой СМВ диапазона 1,9 ГГц и отсутствия электромагнитной доступности излучения РРС в зоне дальнего бокового и заднего излучения (см. табл. 3).

Таким образом, реализованные в РРС комплекса Р-430 технические характеристики, в том числе использование ШПС, обеспечивают предельные возможности по скрытности и устойчивости связи, и поэтому расширение спектра ШПС в 10–20 раз до уровня СШПС в РРС комплекса Р-430 нецелесообразно и даже вредно.

4. Анализ возможностей ШПС-OFDM сигналов в радиорелейной и тропосферной связи

Основным недостатком ШПС с прямым расширением спектра является усложнение приемного устройства при использовании таких сигналов в канале с многолучевостью и, как следствие, с межсимвольной интерференцией.

Широкополосные сигналы с ортогонально-частотным мультиплексированием (OFDM) свободны от этого недостатка, поскольку длительность символа такого сигнала во много раз больше интервала многолучевости. ШПС OFDM позволяют производить масштабирование и реализовывать скорости передачи от 34 Мбит/с до 64 Кбит/с, обеспечивая многократный частотно-разнесенный прием при снижении скорости передачи.

Использование ШПС-OFDM сигналов в РРС комплекса Р-430 с шириной спектра сигнала ~26 МГц позволит обеспечить устойчивую связь в условиях многолучевого распространения на закрытых трассах и увеличить дальность связи на интервале до 80–120 км на скоростях передачи 2, 1, 0.5 и 0.064 Мбит/с.

Оценка скрытности по критерию уровня СПМ проведена для дальности загоризонтной связи 80 км при высоте подъема антенн 30 м и представлена в табл. 4.

Таблица 4

V, Мбит/с	2	1	0,5	0,064
$P_{пер}$, дБВт	13	10	7	–2
$СПМ_{гл}$, дБВт/Гц	–29	–32	–35	–44
$СПМ_{зи}$, дБВт/Гц	–82	–85	–88	–97

По критерию ЭМД справедливы расчетные данные, представленные в табл. 3.

В табл. 5 представлены значения СПМ для релейно-тропосферной станции диапазона 4.4–5.0 ГГц. Мощность передатчика 100 Вт, G = 33 дБ. Дальность связи 80 км. При скорости передачи 0,064 Мбит/с и максимальной мощности излучения 100 Вт (20 дБ) будет обеспечена дальность связи 170 км при спектральной плотности мощности излучения, равной указанной в табл. 5 для V = 8 Мбит/с.

Дальность ЭМД релейно-тропосферной станции в области дальнего бокового и заднего излучения для существующих и перспективных РРК не превышает 1 км. В области главного лепестка ДНА на скорости передачи 2 Мбит/с составляет 18 км для существующих и 180 км для перспективных РРК.

Таблица 5

V, Мбит/с	8	2	1	0,5	0,064
$P_{пер}$, дБВт	20	14	11	8	–1
$СПМ_{гл}$, дБВт/Гц	–22	–28	–31	–34	–43
СПМзи, дБВт/Гц	–75	–81	–84	–87	–96

В табл. 6 представлены значения СПМ для тропосферной станции диапазона 4.4–5.0 ГГц. Мощность передатчика 2×300 Вт, G = 38 дБ. Дальность связи 125 км. При скорости передачи 0,064 Мбит/с и максимальной мощности излучения 2×300 Вт (2×25 дБ) будет обеспечена дальность связи 235 км при спектральной плотности мощности излучения, равной указанной в табл. 6 для V = 8 Мбит/с.

Таблица 6

V, Мбит/с	8	2	1	0,5	0,064
$P_{пер}$, дБВт	28	22	19	16	7
$СПМ_{гл}$, дБВт/Гц	–9	–15	–18	–21	–30
$СПМ_{зи}$, дБВт/Гц	–67	–73	–76	–79	–88

Дальность ЭМД в области дальнего бокового и заднего излучения для существующих и перспективных РРК не превышает 1 км. В области главного лепестка ДНА на скорости передачи 2 Мбит/с составляет 40 км для существующих и 400 км для перспективных РРК.

Использование СШПС с шириной спектра 260 Мбит/с позволит сократить дальность ЭМД до 13 км для существующих и до 130 км для перспективных РРК, что нецелесообразно, так как приведет к значительному усложнению приемопередающего тракта и по условиям ЭМС не позволит на одном узле связи организовать работу более двух тропосферных станций в этом режиме.

Выводы

1. В настоящее время широкополосные сигналы используются в радиорелейной связи (ШПС с прямым расширением спектра) для повышения скрытности и помехозащищенности на скоростях передачи $V \leq 2$ Мбит/с (РРС комплекса Р-430), в тропосферной связи (последовательные многочастотные сигналы) для обеспечения частотного разнесения на скоростях передачи $V \leq$ 0.5 Мбит/с (Р-423АМ, АМК, ПМ).

2. Оптимальным решением для модернизации существующих и разработки перспективных средств радиорелейной, релейно-тропосферной и тропосферной связи является использование

унифицированного широкополосного сигнала OFDM+QPSK (BPSK) с шириной спектра 26 МГц в СМВ диапазоне и, возможно, с шириной спектра 13–14 МГц в ДЦВ диапазоне для скоростей передачи от 0,064 до 34 Мбит/с.

3. Использование унифицированного ШПС OFDM+QPSK (BPSK) позволит:

– повысить скрытность и помехозащищенность радиорелейных, релейно-тропосферных и тропосферных станций на скоростях передачи $V \leq 2$ Мбит/с,

– обеспечить частотное разнесение релейно-тропосферных станций на скоростях передачи $V \leq 2$ Мбит/с,

– устранить межсимвольную интерференцию и увеличить пропускную способность тропосферных станций до 8–34 Мбит/с,

– обеспечить кратность частотно-пространственного разнесения тропосферных станций до 16–12 на скоростях передачи 2 и 8 Мбит/с,

– обеспечить кратности частотного разнесения на скоростях передачи от 0.064 до 2 Мбит/с до 16–6 [4].

4. Использование СШПС в радиорелейной и тропосферной связи нецелесообразно.

5. СШПС целесообразно использовать в качестве альтернативной технологии для беспроводного доступа на узлах связи при условии выполнения ограничений на спектральную плотность излучаемой мощности СШП передатчиками.

Литература

1. *Долуханов М.П.* Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972.

2. Решение ГКРЧ № 09-05-02 от 15 декабря 2009 г.

3. *Дмитриев А.С. и др.* Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети // Радио и электроника. 2008. Т. 53, № 10.

4. *Сиваков И.Р., Малышев И.И.* Направления совершенствования радиорелейной и тропосферной связи // IX Всероссийская межведомственная научная конференция «Актуальные направления развития систем охраны, специальной связи и информации для нужд государственного управления», Академия ФСО, Орел, 2015.

Статья поступила в редакцию 12 января 2017 года

УДК 681.3

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕМЕЙСТВ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ И АНАЛИЗ ИХ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ В РАМКАХ ОБОБЩЕННОГО ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПОДХОДА

© Автор, 2017

Р.И. Струков, бакалавр, Воронежский государственный университет, e-mail: strukov-r-i@mail.ru

Рассматривается обобщенный объектно-ориентированный подход при разработке библиотеки, позволяющий формировать псевдослучайные последовательности различных видов и исследовать их корреляционные свойства, что является одним из этапов построения математической модели системы связи. Приведены графики автокорреляционных функций некоторых сгенерированных библиотекой классов псевдослучайных последовательностей.

***Ключевые слова**: обобщенное программирование, объектно-ориентированное программирование, псевдослучайная последовательность, автокорреляционная функция, интерфейс.*

MATHEMATICAL MODELING OF PSEUDO-RANDOM SEQUENCE FAMILIES AND ANALYSIS OF THEIR CORRELATION PROPERTIES WITHIN A GENERALIZED OBJECT-ORIENTED APPROACH

R.I. Strukov, Bachelor, Voronezh State University, e-mail: strukov-r-i@mail.ru

This paper considers a generalized object-oriented approach used while developing the library which allows to form pseudo-random sequences of different types and investigate their correlation properties. Moreover, the library is a stage of communication system's mathematical model design. The autocorrelation function graphs of some library-generated sets of pseudo-random sequences are presented.

***Keywords**: generalized programming, object-oriented programming, pseudo-random sequence, autocorrelation function, interface.*

В настоящее время активно применяются системы связи, использующие сложные сигналы с расширенным спектром. Такие системы позволяют повысить эффективность передачи информации через каналы связи с сильными линейными искажениями, так называемыми «замираниями». Один из распространенных методов расширения спектра сигнала – метод прямой последовательности (DSSS, англ. Direct Sequence Spread Spectrum) [3]. Неотъемлемым элементом данного метода является набор (ансамбль) псевдослучайных последовательностей (ПСП).

Постановка задачи

Существует множество различных видов псевдослучайных последовательностей: М-последовательности, коды Фрэнка, последовательности Гордона–Миллза–Велча (GMW), функции Виленкина–Крестенсона, ПСП с нелинейным алгоритмом генерации (нелинейные ПСП) [2, 3, 5, 6] и др. Одной из важных задач является выбор ПСП с лучшими корреляционными свойствами для достижения минимума вероятности ложной синхронизации и взаимных помех при приеме сигнала.

Существующие пути решения

Данную задачу можно решить, применив математическое моделирование системы связи при последующем программном отборе лучших ПСП. Модель формируется с применением специального программного обеспечения. Разработка библиотек с набором дополнительной логики расширит функциональность используемого программного обеспечения [1]. В рамках метода DSSS добавочной логикой может служить формирование семейств псевдослучайных последовательностей, а также построение их автокорреляционных функций (АКФ) и функций неопределенности (ФН) для изучения корреляционных характеристик и отсеивания сильно коррелированных ПСП.

На сегодняшний день существуют различные подходы, применяемые при разработке подобного рода библиотек, например процедурный или функциональный. Процедурное программирование может ограничить пользователя при использовании библиотеки в силу достаточно низкого уровня абстракции и структуризации логики в рамках данной парадигмы, а также снизит

 ISSN 1995-7009

удобочитаемость и ясность кода. Недостатком функционального подхода, учитывая потенциальные масштабы вычислений и особенности данной парадигмы, будет являться чрезмерная ресурсоемкость библиотеки.

Обобщенный объектно-ориентированный подход

Далее рассмотрен обобщенный объектно-ориентированный подход [4] при разработке подобной библиотеки. В процессе построения математической модели системы связи разработчику нет необходимости знать исходный код всех библиотечных функций для работы с ними. Разработчик должен иметь интуитивный интерфейс с максимальным уровнем абстракции. Это решение реализуется путем применения обобщенного объектно-ориентированного подхода, позволяющего «скрыть» алгоритмическую составляющую функций и предоставить пользователю понятную и удобную для работы оболочку [4].

Описанной выше оболочкой может служить интерфейс ISequence, написанный на языке программирования C#. Базовая структура данных, представляющая псевдослучайную последовательность, содержит основные свойства, идентифицирующие ПСП при дальнейшей работе с ней. Например, название ПСП, ее тип (бинарная или полифазная), непосредственно сама последовательность и т.д. Каждое семейство псевдослучайных последовательностей представлено своим классом, который в обязательном порядке реализует интерфейс ISequence в соответствии с идеологией обобщенного объектно-ориентированного программирования [4].

Ниже приведен листинг базового интерфейса ISequence, разработанного на языке C#:

```
public interface ISequence
 {
   SequenceType Type { get; }
   SequenceNames Name { get; }
   List<float> ListSequenceReal { get; set; }
   List<Complex> ListSequenceComplex { get; set; }
   float MaxAutoCorr { get; set; }
   List<Complex> GetComplexFromReal();
 }
```

Основной интерфейс ISequence введен для идентификации каждой ПСП и единообразной обработки множества ПСП в составе какого-либо набора. В этом интерфейсе определены следующие свойства и методы:

- SequenceType Type – тип ПСП: бинарный, полифазный.
- SequenceNames Name – название ПСП: М-последовательность, код Фрэнка и т.д.
- List<float> ListSequenceReal – последовательность в виде списка чисел с плавающей точкой одинарной длины [7].
- List<Complex> ListSequenceComplex – последовательность в виде списка комплексных чисел [7].
- float MaxAutoCorr – максимальное значение АКФ ПСП.
- List<Complex> GetComplexFromReal() – метод, преобразующий ПСП из действительных чисел в комплексные. Необходим при вычислении ФН.

Далее представлены сигнатуры классов для некоторых семейств ПСП. Благодаря реализации базового интерфейса сохраняется единая оболочка работы с экземплярами этих классов.

Класс М-последовательностей:

```
public class MSequence : ISequence {...}
```

Класс кодов Фрэнка:

```
public class FrankSequence : ISequence {...}
```

Класс последовательностей Гордона–Миллза–Велча:

```
public class GMWSequence : ISequence {...}
```

Класс функций Виленкина–Крестенсона

```
public class VKFunction : ISequence {...}
```

Перейдем к обзору преимуществ обобщенной парадигмы программирования при математическом моделировании системы связи и последующей селекции слабокоррелированных ПСП.

Одним из главных критериев отбора ПСП являются корреляционные характеристики, в том числе минимаксный показатель автокорреляционных функций (одно из свойств базового интерфейса ISequence).

Автокорреляционная функция в математическом виде:

$$\varphi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) * f^{'}(t-\tau)\,dt\,.$$

Класс Correlation, написанный на языке C#, содержит параметризованный метод GetMaxAutoCorr, возвращающий максимальное значение АКФ. Применение обобщенного объектно-ориентированного подхода к математическому моделированию семейств псевдослучайных последовательностей позволяет упростить вычисление этого параметра ПСП:

public static float GetMaxAutoCorr<T>(T seq, SequenceType type) where T : ISequence {...}

Как видно из листинга, в качестве аргумента метода GetMaxAutoCorr может быть передан экземпляр любого класса, реализующего интерфейс ISequence, что дает возможность разработчику единообразно анализировать корреляционные свойства различных видов ПСП.

Рассмотрим другой значимый параметр псевдослучайной последовательности – функцию неопределенности (ФН) [6], в которой учитывается сдвиг ПСП не только по времени, но и по частоте (эффект Допплера).

Функция неопределенности имеет следующий математический вид:

$$\chi(\tau,\Delta f)=\int_{-\infty}^{\infty} s(t)*s^{'}(t-\tau)e^{i2\pi\Delta ft}dt\ .$$

Специальный класс AmbiguityFunction, написанный на языке программирования C#, включает метод GetAmbFuncVal с логикой для вычисления значения ФН. Метод работает с обобщенным типом данных T, реализующим базовый интерфейс:

public static float GetAmbFuncVal<T>(T sequence1, T sequence2, int timeShift, float dopplerShift) where T: ISequence {...}

Сигнатура приведенного выше метода иллюстрирует слабую связанность его параметров с его реализацией. То есть тело неопределенности, наглядная иллюстрация характеристик ПСП, может быть построено на основе результата выполнения данного метода для любой пары псевдослучайных последовательностей, независимо от их класса.

Ниже приведены графики АКФ некоторых ПСП, сгенерированных описанной библиотекой.

Рис. 1. Автокорреляционная функция сгенерированной М-последовательности длины 63

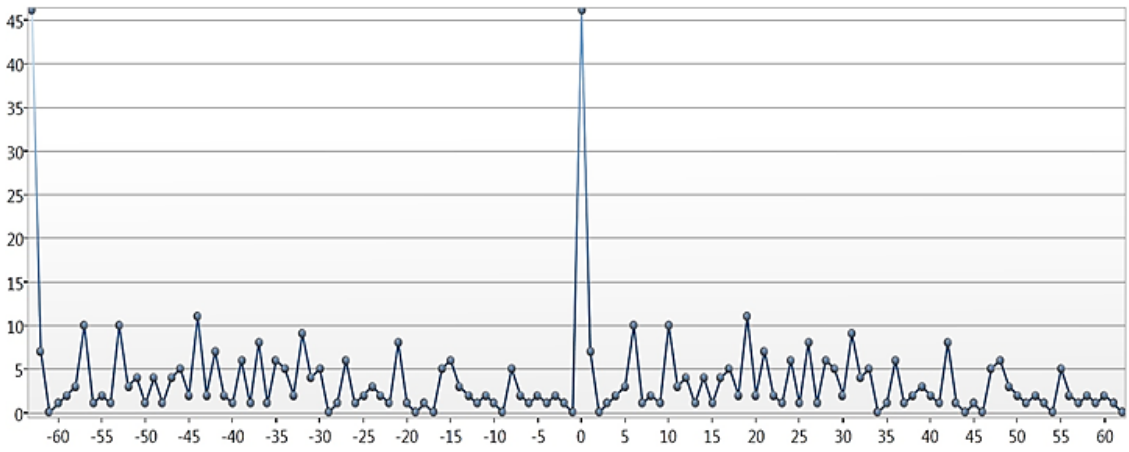


Рис. 2. Автокорреляционная функция сгенерированной GMW-последовательности длины 63

Выводы

Представлены математические модели некоторых семейств псевдослучайных последовательностей в рамках обобщенного объектно-ориентированного подхода, который ведет к универсализации процесса моделирования различных классов ПСП, а также позволяет сократить время разработки программного обеспечения, организовать его гибкость, масштабируемость и предлагает единый абстрактный, не привязанный к конкретному типу ПСП, интерфейс для анализа корреляционных свойств последовательностей. Создание описанной в статье библиотеки в рамках рассмотренного подхода поможет ускорить решение задачи поиска ПСП с лучшими корреляционными характеристиками для систем связи с расширением спектра по методу DSSS.

Литература

1. *Аджемов С.С., Лебедев А.Н.* Пакет программ для имитационного моделирования радиотехнических систем и обработки сигналов // Отраслевая научно-техническая конференция, МТУСИ. 2007.

2. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. проф. В.Б. Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973. 424 с.

3. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Нахмансон Г.С.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью М.: Радио и связь, 2003. 640 с.

4. *Тюкачев Н.А., Хлебостроев В.Г.* C#. Программирование: учебное пособие в 3 ч. Ч. 1: C#. Основы программирования. Воронеж: Издательско-полиграфический центр ВГУ, 2013. 307 с.

5. *Варакин Л.Е.* Теория систем сигналов. М.: Сов. радио, 1978. 304 с.

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

7. *Тюкачев Н.А., Хлебостроев В.Г.* C#. Программирование: учебное пособие в 3 ч. Ч. 2: C#. Алгоритмы и структуры данных. Воронеж: Издательско-полиграфический центр ВГУ, 2013. 300 с.

Статья поступила в редакцию 29 января 2017 года

УДК 621.396.67

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАЗМЕЩЕНИЮ АНТЕНН В ПОДКРЫШЕВОМ ПРОСТРАНСТВЕ ВАГОНА

© Авторы, 2017

В.И. Николаев, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие»,
e-mail: nikolaev@sozvezdie.su

Б.В. Сосунов, д.т.н., профессор, e-mail: bsosunov@mail.wplus.net
Р.Ю. Бородулин, к.т.н.
Н.О. Лукъянов, адъюнкт

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза М.В. Буденного

Предложены рекомендации по размещению антенн в полости подкрышевого пространства железнодорожного вагона для обеспечения радиосвязи в диапазоне метровых волн с использованием устройства автовыбора. Соблюдение указанных рекомендаций позволит повысить надежность системы радиосвязи.

***Ключевые слова**: метод конечных разностей во временной области, дифракция, вертикальный несимметричный вибратор, характеристика направленности, устройство автовыбора.*

GUIDELINES ON MOUNTING ANTENNAS ON THE INTERNAL SURFACE OF A RAILROAD VEHICLE'S ROOF STRUCTURE

V.I. Nikolaev, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Scientific Reviewer, JSC «Concern «Sozvezdie»,
e-mail: nikolaev@sozvezdie.su

B.V. Sosunov, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, e-mail: bsosunov@mail.wplus.net
R.Yu. Borodulin, Ph.D. (Eng.)
N.O. Lukyanov, Postgraduate

S.M. Budyonny Military Academy of the Signal Corps

This paper presents the guidelines on mounting antennas within the space on the internal surface of a railroad vehicle's roof structure to provide radio communication within VHF range with the use of autoselection device. Complying with the guidelines allows to increase radio communication system reliability.

***Keywords**: finite difference in time domain method, diffraction, vertical monopole antenna, directivity, autoselection device.*

Для обеспечения безопасности движения поездов, повышения надежности действия устройств железнодорожной автоматики, телемеханики и связи применяются вагоны-лаборатории автоматики и радиосвязи железной дороги. Антенные устройства для обеспечения радиосвязи, а также другое измерительное оборудование различного назначения целесообразно размещать в подкрышевом пространстве такого вагона, при этом часть крыши необходимо заменить радиопрозрачным материалом. Такой способ размещения антенн позволяет повысить электробезопасность, а также снизить влияние негативных факторов окружающей среды. Схема вагона с радиоапозрачной крышей представлена на рис. 1.

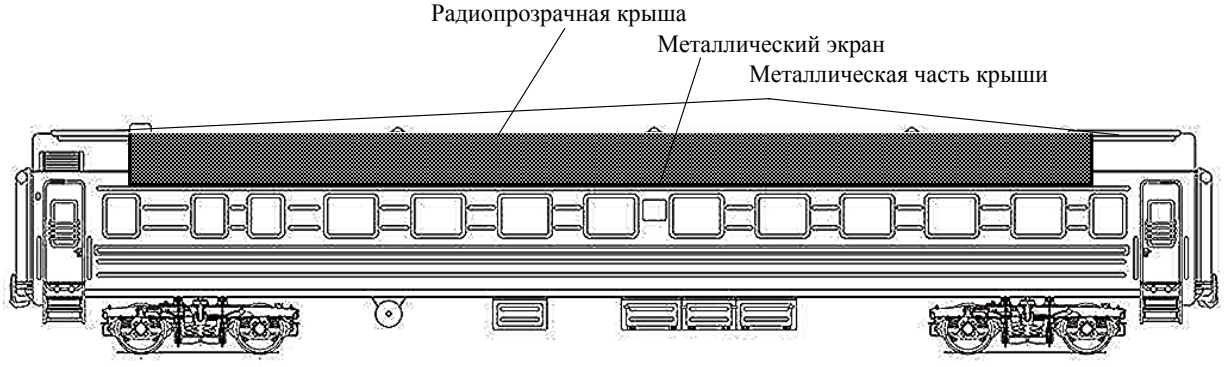


Рис. 1. Вагон с радиопрозрачной крышей

 ISSN 1995-7009

Однако металлическая конструкция вагона будет оказывать существенное влияние на характеристики направленности антенн, что, естественно, отразится на качестве связи. Поэтому при размещении антенн в полости подкрышевого пространства целесообразно провести исследования влияния вагона на их диаграмму направленности.

С использованием методики решения задачи дифракции электромагнитных волн, возбуждаемых излучателем, установленным на объекте сложной формы, был проведен расчет диаграмм направленности вертикального несимметричного вибратора длиной 1 м, расположенного в различных местах подкрышевого пространства вагона. На рис. 2 представлена схема размещения четырех антенн в подкрышевом пространстве вагона.

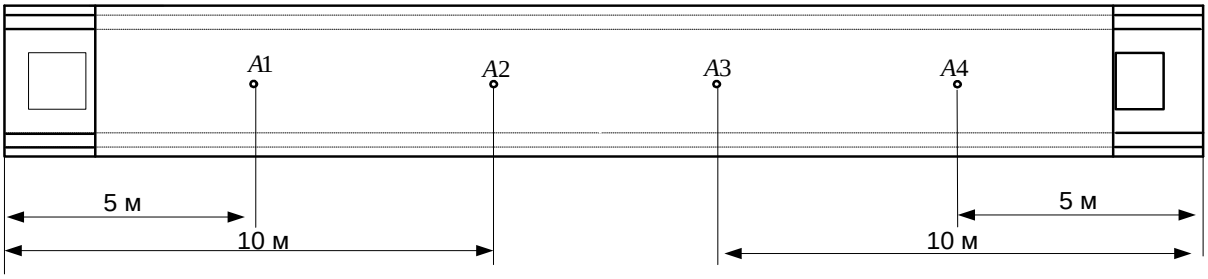


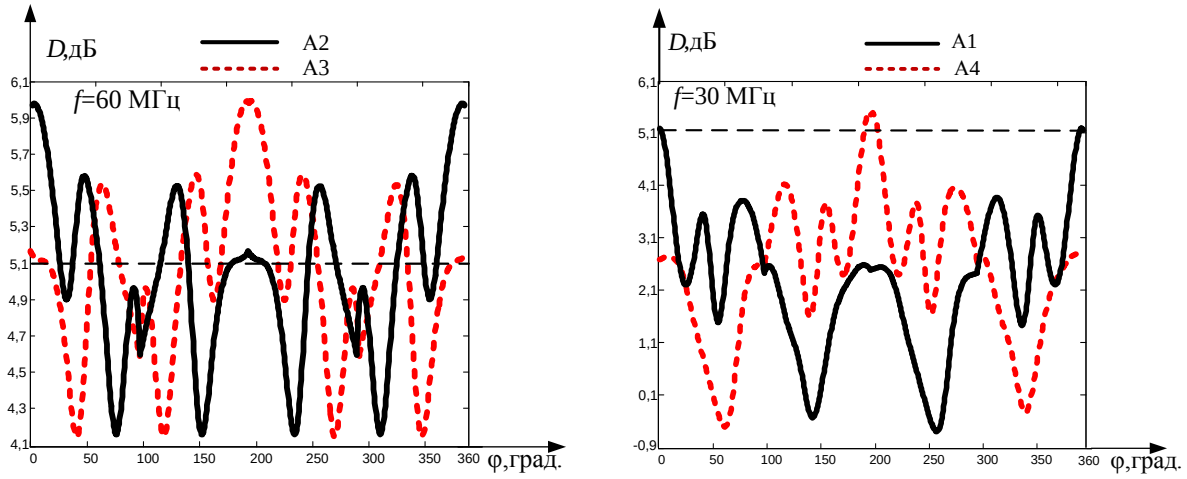
Рис. 2. Схема размещения антенн в подкрышевом пространстве

Нормированные диаграммы направленности излучателя для разных частот и места размещения на вагоне представлены в работах [1, 2].

Как видно из проведенных расчетов, диаграмма направленности антенны существенно искажена под влиянием металлической конструкции вагона, а угловое значение напряженности электромагнитного поля, излучаемого антенной, будет меняться в зависимости от положения антенны на вагоне и от частоты.

Расчеты коэффициента направленного действия (КНД) D вертикального несимметричного вибратора, расположенного на вагоне, показали различные значения в зависимости от направления на корреспондента. Соответственно, уровень сигнала на входе приемника корреспондента в зависимости от его азимута будет являться случайной величиной.

Анализ показал, что если две антенны расположить на одинаковом расстоянии от левого и правого края вагона, то значения максимумов КНД одной антенны будут соответствовать минимумам другой и наоборот. Изменение углового значения КНД двух антенн, расположенных на расстоянии 5 и 10 м от края вагона, отражено на рис. 3.



а) б)

Рис. 3. Значение КНД антенн, расположенных симметрично относительно центра вагона

Под влиянием железнодорожного вагона КНД антенн меняется для различных направлений на корреспондента, что приводит к существенной зависимости уровня сигнала от азимута корреспондента. Причем эти изменения зависят от рабочей частоты. На нижних частотах метрового диапазона волн КНД в зависимости от азимута корреспондента может меняться от –1 до 6 дБ, тогда как на верхних частотах это изменение не превышает 2 дБ. Изменяющееся под влиянием вагона значение КНД в зависимости от азимута корреспондента во многих случаях может привести к снижению помехоустойчивости системы радиосвязи.

В системах коротковолновой радиосвязи ионосферными волнами одним из методов повышения помехоустойчивости является пространственно разнесенный прием с использованием устройства автовыбора. Этот способ основан на том, что в каждый момент времени выбирается канал приема с наибольшим сигналом или превышением уровня сигнала над помехой [3]. Схема устройства автовыбора с использованием двух ненаправленных антенн метрового диапазона волн представлена на рис. 4.

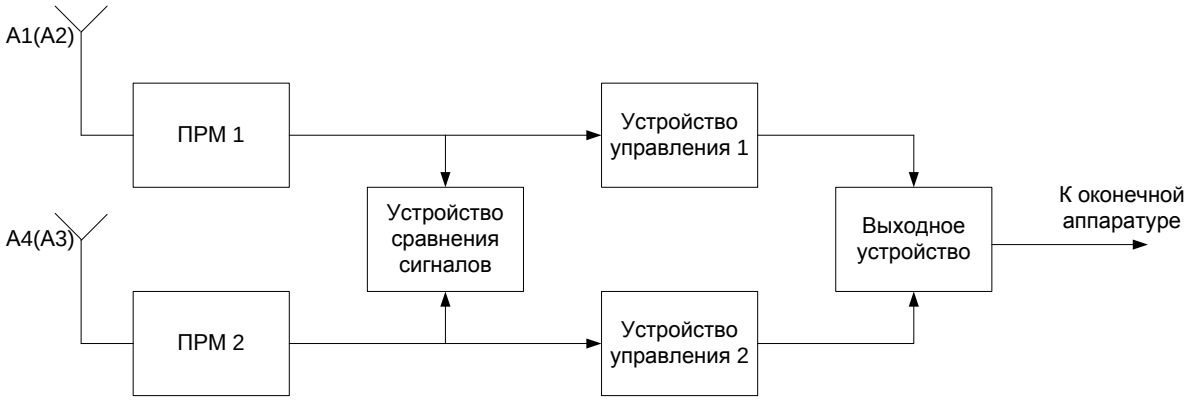


Рис. 4. Схема устройства автовыбора с использованием двух антенн

Ранее система автовыбора с переключением антенн применялась только для разнесенного приема в коротковолновом диапазоне при обеспечении связи ионосферными волнами.

Устройство не использовалось для обеспечения связи в диапазоне метровых волн при условии, когда антенны размещаются на подвижном объекте радиосвязи, металлическая конструкция которого оказывает существенное влияние на характеристику направленности антенн.

Учитывая характер влияния вагона на КНД антенн, предлагается использовать устройство автовыбора с автоматическим переключением на вход приемника той антенны, уровень сигнала от которой выше.

Использование двух антенных устройства, расположенных симметрично относительно центра, позволит повысить вероятность обеспечения связи с требуемым качеством с корреспондентом, азимут которого неизвестен.

Изложенные научно-технические предложения целесообразно реализовывать при выборе мест размещения антенн на вагоне с целью повышения помехоустойчивости системы радиосвязи на железнодорожном транспорте.

Литература

1. *Бородулин Р.Ю., Лукъянов Н.О., Николаев В.И., Сосунов Б.В.* Решение задачи дифракции на объекте сложной геометрической формы // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 4. С. 40–45.

2. *Бородулин Р.Ю., Лукъянов Н.О., Сосунов Б.В.* Характеристика направленности излучателя, установленного на крыше железнодорожного вагона // Сборник трудов III Международной научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании». СПб.: СПбГУТ, 2014. С. 169–174.

3. Военные системы радиосвязи. Ч. 1 / Под ред. В.В. Игнатова. Л.: ВАС, 1989. 389 с.

Статья поступила в редакцию 21 марта 2017 года

УДК 004.312.24

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОТОКА ЗАЯВОК НА ОБСЛУЖИВАНИЕ ПОТОКОВ УПЛОТНЯЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ В МУЛЬТИПЛЕКСОРАХ С ДИНАМИЧЕСКИМ УПЛОТНЕНИЕМ КАНАЛОВ

© Авторы, 2017

Р.Н. Калинин, сотрудник ФГКВОУВО «Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации» (г. Орел), e-mail: kalinin.roman.n.@mail.ru
К.С. Щуров, преподаватель, ФГБОУВО «Московский технологический университет»

Рассмотрены особенности функционирования современных динамических мультиплексоров и подходы к организации процесса управления структурой цикла мультиплексированных цифровых потоков. Обоснованы закон распределения длительностей интервалов времени между соседними заявками на обслуживание, поступающими на вход мультиплексора от уплотняемых источников сообщений, и математическая схема процесса гибели и размножения для моделирования количества активных уплотненных в мультиплексированном потоке источников сообщений.

Ключевые слова: *мультиплексор, структура цикла, динамическое мультиплексирование, поток заявок, уплотняемый источник.*

A MATHEMATICAL MODEL FOR THE FLOW OF SERVICE REQUESTS FOR THE STREAMS OF COMPRESSIBLE SOURCES IN MULTIPLEXERS WITH CHANNEL DYNAMIC MULTIPLEXING

R.N. Kalinin, Employee of The Academy of Federal Security Guard Service of the Russian Federation (Orel), e-mail: kalinin.roman.n.@mail.ru
K.S. Shchurov, Lecturer, Federal State Budget Educational Institution of Higher Education «Moscow Technological University»

The features of modern dynamic multiplexers operation are considered and approaches to establishing control of the structure of multiplexed digital stream cycle are analyzed. The law of time interval distribution between consecutive service requests, received by the multiplexer from compressible message sources, and a mathematical model of birth and death process for simulating the number of active message sources compressed in the multiplexed stream, are substantiated.

Keywords*: multiplexer, cycle structure, dynamic multiplexing, request flow, compressible source.*

Общей тенденцией развития современных телекоммуникационных систем (ТКС) является повышение требований абонентов организуемых на их основе сетей связи к пропускной способности каналов связи, достоверности и оперативности передачи информации. Основой транспортной сети указанных сетей являются высокоскоростные магистральные каналы, построение которых осуществляется с использованием динамических мультиплексоров, способных адаптировать структуру цикла (СЦ) мультиплексированных цифровых потоков (МЦП) к текущим требованиям уплотняемых источников сообщений (ИС). При этом решение о выбранном варианте СЦ принимается системой управления (СУ) мультиплексора на основе учета информации относительно уже используемых временных интервалов (ВИ) цикла МЦП на момент поступления очередной заявки на передачу сообщений в МЦП от нового активного ИС и количества ВИ, требующегося для передачи сообщений нового активного ИС. Таким образом, СУ динамического мультиплексора представляет собой адаптивную систему, реагирующую на внешние воздействия (заявки на обслуживание новых ИС) в зависимости от внутренних состояний управляемого объекта (СЦ МЦП).

Особенностью функционирования СУ динамического мультиплексора является необходимость учета случайного характера как моментов поступления заявок, так и их параметров. К последним следует отнести приоритет ИС (при наличии приоритетов) и количество ВИ, требующихся для передачи сообщений нового активного ИС. При этом длина цикла современных динамических мультиплексоров, применяемых на магистральных линиях связи, достигает нескольких сотен тысяч бит, а количество ВИ, соответствен-

но, составляет десятки тысяч. Очевидно, что с увеличением количества ВИ в цикле МЦП потенциальные возможности СУ мультиплексора по организации одновременного уплотнения значительного количества (до нескольких тысяч) ИС с различной канальной скоростью, увеличиваются. Как правило, СУ мультиплексора стремится равномерно распределить ВИ выделенные каждому ИС по циклу МЦП. Это обусловлено необходимостью обеспечения непрерывной передачи сообщений при предоставлении услуг реального времени, таких как телефонная или видеоконференц-связь. Поэтому сообщения СУ, передаваемые в КУ при назначении совокупности ВИ, в случае необходимости назначения достаточно большого количества ВИ представляют собой достаточно длинные двоичные комбинации. Тогда при использовании абсолютной адресации передача команд управления требует или выделения значительной доли ВИ в СЦ для осуществления управления МЦП, что неприемлемо и приводит к снижению информационной эффективности ТКС в целом, или к снижению оперативности управления вследствие возникновения инерционности управления, связанной с тем, что передача команд управления осуществляется за несколько циклов.

В результате одной из важнейших задач, возникающих при проектировании СУ динамических мультиплексоров, является минимизация описания совокупности порядковых номеров ВИ, выделенных уплотняемому ИС в цикле МЦП. Одним из возможных подходов к решению указанной задачи является использование аналитических выражений (например, арифметическая прогрессия) для относительного кодирования значений порядковых номеров ВИ, выделяемых уплотняемым ИС. При этом команда управления включает значения коэффициентов используемых аналитических выражений, а общий вид собственно выражения заранее известен на передающей и приемной стороне приемопередающего тракта. Поскольку различные аналитические выражения обладают различными потенциальными возможностями по экономному представлению совокупностей порядковых номеров ВИ, особенно при введении ограничений на необходимость учета занятых ВИ, еще одной актуальной задачей проектирования СУ динамических мультиплексоров является выбор и обоснование пригодного аналитического выражения для организации экономного кодирования команд управления СЦ МЦП и синтез правил выбора собственно совокупностей ВИ в рамках выбранного выражения.

Осуществить синтез оптимальных правил назначения ВИ в кадре МЦП для передачи сообщений нового ИС позволяет наличие информации о распределениях указанных параметров. Однако вопросы описания потоков заявок на уплотнение сообщений ИС остаются недостаточно исследованными.

Таким образом, совокупность вышеперечисленных факторов наряду с непрерывным увеличением количества каналов с динамическим мультиплексированием обусловили потребность в разработке моделей, адекватно учитывающих особенности формирования сообщений на обслуживание уплотняемых ИС при динамическом мультиплексировании.

Рассмотрим вопросы построения математических моделей МЦП, пригодных для дальнейшего использования при синтезе алгоритмов формирования сообщений в КУ МЦП. В настоящее время основой проектирования при решении сетевых задач ТКС являются классические модели Пуассона и их производные, использующиеся для целей описания поведения нагрузки в канале связи и приводящие в определенных условиях к приемлемым результатам.

С целью дальнейшего анализа применимости указанного класса моделей для описания процессов включения и выключения нагрузки в ИС, уплотняемых в МЦП, рассмотрим мультиплексор с точки зрения описания процессов его функционирования как системы массового обслуживания.

Структура МЦП в ТКС со статическим мультиплексированием определяется правилом мультиплексирования S, отражающим закрепление временных интервалов за ИС, формирующими сообщение в МЦП:

$$A(t') = S\left\lfloor \left\{ A^h(t) \right\}_{h=\overline{1,N}} \right\rfloor, \qquad (1)$$

где S – функция, отражающая правило закрепления бит в цикле МЦП за уплотняемыми ИС; t' - порядковый номер бита в цикле МЦП; $A^h(t)$ – реализация сообщения h-го ИС. Здесь и далее под сообщением ИС понимается сообщение на выходе кодера ИС.

В ТКС с динамическим мультиплексированием в определенное время происходит смена структуры МЦП. Иначе можно сказать, что динамический МЦП – это изменяющейся во времени статический МЦП. Информация обо всех изменениях структуры кадра передается в КУ динамического мультиплексора.

Соответствующая структурная модель динамического МЦП представлена на рис. 1.

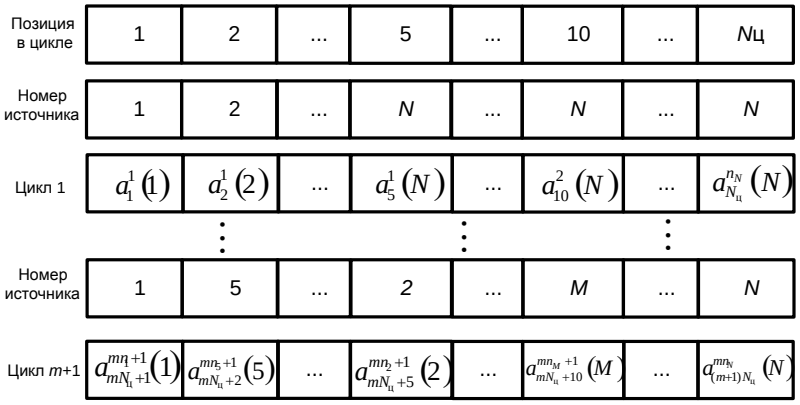


Рис. 1. Структурная модель динамического мультиплексированного цифрового потока

Аналитическое описание текущей структуры МЦП выполним путем задания N-мерного m-ичного вектора a_i, порядковые номера элементов которого соответствуют порядковым номерам ВИ в кадре МЦП, а значения равны номерам ИС, для передачи информации которых они выделены СУ мультиплексора в момент времени i.

Заметим, что здесь предполагается, что информация об изменениях СЦ, передаваемая в КУ МЦП, характеризует подмножество ВИ, выделяемых новому активному ИС. Рассмотрим процесс принятия СУ мультиплексора решения о выделении ВИ.

Поскольку уплотняемые ИС осуществляют передачу информации независимо друг от друга, а события в виде поступления заявок достаточно редки относительно количества циклов МЦП, условия ординарности и отсутствия последействия в целом для потока заявок различных уплотняемых ИС на входе мультиплексора можно считать в приемлемой для практических целей степени выполненными. При допущении стационарного характера указанный поток заявок, согласно [1], является простейшим, что позволяет разделить процесс управления обслуживанием заявок в мультиплексоре на интервалы времени, соответствующие получению и обслуживанию (в виде принятия решения о смене структуры МЦП и его применении) каждой заявки. Таким образом, статистические свойства указанного потока заявок целесообразно описывать распределением Пуассона

$$P(k)=\frac{a^k}{k!}\exp(-a),$$

$$a>0,\ k=0,1,...,M(k)=a,\ D(k)=a. \qquad (2)$$

Здесь $a=\lambda t$ – среднее число событий, происходящих с интенсивностью (средним числом заявок в единицу времени) λ за единицу времени t; k – число событий, происходящих за время t.

Пуассоновский характер потока заявок приводит к показательному распределению интервалов времени между соседними событиями

$$f(t)=\lambda e^{\lambda t},\ \lambda>0,\ M(t)=1/\lambda,\ D(t)=1/\lambda^2, \qquad (3)$$

где λ – параметр распределения.

При наличии в текущей структуре кадра МЦП количества ВИ, не закрепленных за ИС, требуемого для передачи сообщений нового активного ИС, СУ мультиплексора осуществляет поиск и принятие решения о назначении совокупности свободных ВИ новому активному ИС. В противном случае ИС получает отказ в обслуживании. Наиболее удобной математической схемой описания процессов поступления и обслуживания заявок ИС на передачу их сообщений в мультиплексоре с точки зрения количества активных ИС, обслуживаемых мультиплексором, является модель гибели и размножения [2]. Соответствующий граф представлен на рис. 2.

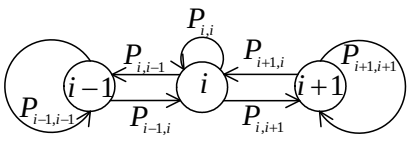


Рис. 2. Граф модели гибели и размножения

Здесь под состоянием СУ мультиплексора будем понимать количество активных ИС, уплотняемых в МЦП в некоторый интервал времени.

Особенностью современных динамических мультиплексоров является возможность одновременного изменения структуры кадра МЦП, связанного с обслуживанием не более одного ИС.

Таким образом, СУ мультиплексора способна переходить только в соседние состояния или оставаться в текущем состоянии. Вероятности переходов в состояния $P_{i,i}$, $P_{i,i+1}$, $P_{i,i-1}$ полностью определяют статистические свойства процесса смены состояний СУ мультиплексора во времени.

Таким образом, синтез решающих правил в СУ динамических мультиплексоров целесообразно производить на основе постулирования пуассоновского характера потока заявок, поступающих от ИС, требующих уплотнения в МЦП, и схемы гибели и размножения. Подходы и математический аппарат решения подобных задач являются классическими и достаточно подробно рассмотрены в [3].

Литература

1. *Гмурман В.Е.* Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Высшая школа. 1977. 478 с.

2. *Баруча-Рид А.Т.* Элементы теории марковских процессов и их приложения. М.: Наука, 1969. 512 с.

3. *Клейнрок Л.* Теория массового обслуживания. М.: Машиностроение, 1979. 439 с.

Статья поступила в редакцию 21 ноября 2016 года

УДК 65.01(075.8)

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЗАКАЗАМИ В НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОМ ПРЕДПРИЯТИИ С МНОГОНОМЕНКЛАТУРНЫМ ХАРАКТЕРОМ ПРОИЗВОДСТВА ПРОДУКЦИИ

© Авторы, 2017

И.Л. Калюжный, к.т.н., д.э.н., профессор, e-mail: kil@uranis.net
Т.В. Калюжная, к.т.н., доцент, e-mail: tkalyuzhnaya@gmail.com
В.Б. Лазарев, ст. преподаватель, e-mail: lvb69@yandex.ru
Севастопольский государственный университет
В.В. Дудчак, д.э.н., зам. ген. директора, АО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрены особенности разработки и функционирования системы управления заказами в научно-производственном предприятии с многономенклатурным характером производства продукции.

***Ключевые слова**: управление заказами, инновации, организационная структура, учет затрат.*

ORDER MANAGEMENT SYSTEM IN A RESEARCH AND PRODUCTION ENTERPRISE WITH MULTIPRODUCT MANUFACTURING

I.L. Kalyuzhny, Ph.D (Eng.), Dr.Sci. (Econ.), Full Professor, e-mail: kil@uranis.net
T.V. Kalyuzhnaya, Ph.D (Eng.), Associate Professor, e-mail: tkalyuzhnaya@gmail.com
V.B. Lazarev, Senior Lecturer, e-mail: lvb69@yandex.ru
Sevastopol State University
V.V. Dudchak, Dr.Sci. (Econ.), Deputy General Director, JSC «Concern «Sozvezdie»

In this paper the specifics of order management system design and operation in a research and production enterprise with multiproduct manufacturing are analyzed.

***Keywords**: order management, innovations, organizational structure, cost accounting.*

В последнее время в Российской Федерации стали появляться небольшие научно-производственные предприятия, создающие инновационную продукцию на основе своих разработок.

Проблема заключается в том, что созданные ранее системы управления крупными предприятиями со сложной организационной структурой в настоящее время не могут быть адаптированы к небольшим научно-производственным предприятиям, работающим в условиях рыночной экономики, характерной для России и других стран СНГ, т.к. сложные системы управления всегда формируются адекватно сложным организационным структурам. В связи с этим возникает необходимость создавать системы управления небольшими научно-производственными структурами, которые обеспечивают своими товарами и услугами специальные ниши рынка.

Вопросы создания систем управления заказами в небольших научно-производственных предприятиях и эффективного планирования и управления ими в публикациях не рассматриваются, хотя многие предприятия работают по такому принципу и обеспечивают небольшими партиями товара специальные ниши рынка (возможно, это обуславливается коммерческой тайной).

Исходя из этого, создание эффективных систем управления небольшими научно-производственными предприятиями является актуальной задачей. Особенно актуально сегодня создание систем управления научно-производственными предприятиями с многономенклатурным и наукоемким характером производства, что отвечает вызовам времени.

Основы создания и управления такими структурами изложены в [1].

Целью настоящей работы является построение систем управления заказами на таком предприятии, т.к. имеется много ниш рынка, где востребованная продукция разрабатывается по заказам и производится небольшими партиями по требованиям заказчиков.

Такие системы управления особенно востребованы в радиоэлектронной и приборостроительной отраслях промышленности. Задачами по созданию и функционированию этих систем являются следующие:

1. Разработка алгоритма и бизнес-процессов управления заказами.

2. Анализ возможности принять заказ.

2.1. Анализ склада материалов и ПКИ (покупные и комплектующие изделия) по штрихкодам.

2.2. Анализ имеющейся конструкторской и технической документации.

2.3. Анализ сроков поставки по заказам.

2.4. Анализ возможности разработать продукт в срок.

2.5. Анализ прогноза затрат и предложенной цены.

3. Резервирование материальных ценностей на складе в случае принятия нового заказа и составление дефицита позаказно.

4. Заказ материалов, ПКИ при необходимости деталей у контрагентов по каждому заказу.

5. Организация подготовки производства по каждому заказу.

6. Организация и управление прикладными ОКР с присвоением кодов «1С» ПКИ и деталям при необходимости по каждому заказу.

7. Составление графиков выполнения каждого заказа.

8. Учет прихода и расхода на складах материальных ценностей и деталей позаказно.

9. Выдача в производство со склада материальных ценностей согласно комплектовочным ведомостям позаказно.

10. Учет выдачи в производство и списание затрат по результатам реализации каждого заказа и в целом по предприятию.

11. Управление затратами по каждому заказу.

11.1. Составление плановой калькуляции затрат по каждому заказу.

11.2. Учет фактических затрат по каждому заказу.

11.3. Анализ отклонений плановой сметы и фактических затрат.

11.4. Прогнозирование затрат по заказам и в целом по предприятию.

11.5. Учет фактических затрат по предприятию и определение прибыльности.

12. Управление прибылью.

12.1. Прогнозирование и планирование прибыльности по заказам и в целом по предприятию.

12.2. Определение фактической прибыльности по каждому заказу и в целом по предприятию в сравнении с плановой прибылью.

13. Составление электронного справочника по покупным комплектующим, материалам, блокам, узлам, деталям.

14. Создание и ведение электронного архива конструкторской документации (КД) по изделиям.

Решение этих задач направлено на повышение эффективности функционирования системы управления предприятием и создание возможности прогнозирования и управления прибылью, затратами и минимизации налогов при одновременной оптимизации позаказного выпуска продукции и обеспечении анализа эффективности управления каждым заказом и предприятием в целом.

Специфика управления научно-производственным предприятием, получающим различные заказы на продукцию, на которую имеется конструкторская и технологическая документация, и продукцию, на которую такая документация ещё не создана и только подлежит разработке, заключается в том, что на таком предприятии разрабатывается и производится различная продукция, находящаяся на разных этапах жизненного цикла с различной длительностью (от двух до шести месяцев, а с учётом времени, требуемого на разработку, цикл может составлять год и более). На рис. 1 показана примерная схема нахождения заказов на различных этапах циклов.

Требование к системе управления предприятием заключается в том, что с целью обеспечения эффективного функционирования она должна сформировать в итоге интегральный цикл, обеспечивающий непрерывную загрузку производственных мощностей, минимизацию простоев и поток денежных средств, не имеющий колебательного характера. Основная задача менеджмента и подсистемы маркетинга в этом случае – обеспечить постоянную загрузку подразделений науки и производства востребованной продукцией на длительную перспективу.

Для обеспечения системы управления заказами необходимо создать соответствующие подсистемы учёта и отчётности, включающие

управление затратами и прибылью, на основе конструкторской, технологической, управленческой и бухгалтерской документаций. Известно, что организационная структура управления научно-производственным предприятием (НПП) включает структуру НИОКР, подготовки производства, производственную часть, структуру маркетинга, сбыта и сервиса.

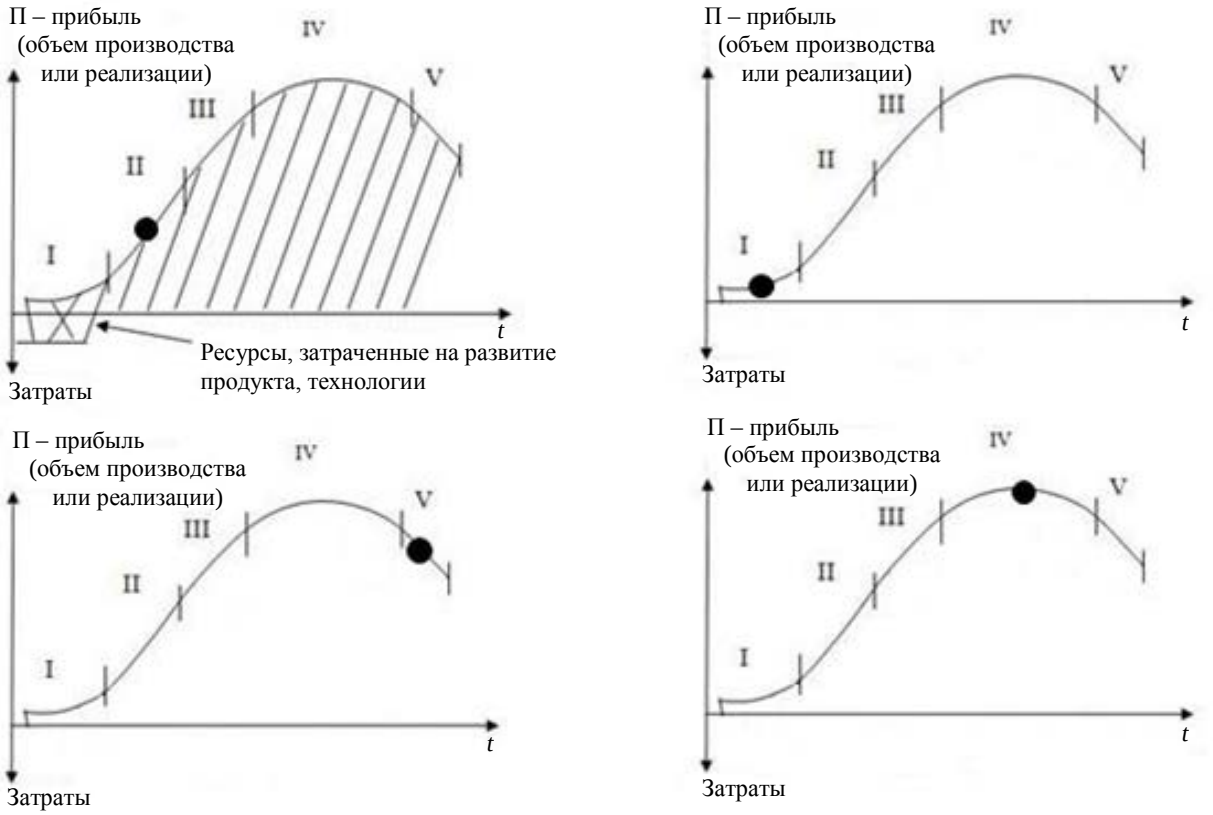


Рис. 1. Заказы на различных этапах циклов

Для эффективной работы предприятия все эти структуры должны обеспечивать взаимодействие друг с другом. Однако конструкторские, управленческие и бухгалтерские документы в свое время были разработаны для этих целей отдельно и не стыкуются друг с другом, что приводит к ошибкам в процессе работы и увеличению затрат на перевод из систем ЕСКД и ЕСТД в систему учёта фирмы на базе программного продукта (ПП) «1С: Предприятие 8», что необходимо для организации работ с целью выпуска продукции.

В основе обеспечения безошибочного перехода от конструкторской документации в структуре НИОКР, разработанной по ЕСКД и ЕСТД (единой системе конструкторской и технологической документации), к управленческой и бухгалтерской документации заложена идея присвоения кодов системы учёта ПП «1С: Предприятие 8» всем составляющим конструкторской документации, участвующим в разработке и изготовлении заказов, а именно:

– покупным комплектующим изделиям, отраженным в ведомости покупных (ВП);

– материалам, отраженным в материальных нормативах; ведомости применяемости деталей, узлов, блоков, отраженных в (ВД);

– оборудованию, задействованному в изготовлении продукции.

Присвоение кодов «1С» дает возможность присвоить штрих-коды каждой составляющей КД и производить автоматический их учет при заказе на складах в производстве, в процессе выдачи со склада, при передаче материальных ценностей в производство, расчете и определении незавершенного производства (НЗП), списании затрат и т.д., т.е. дает возможность решить задачи по выполнению заказов.

Кроме того, практика и расчет показывают, что при решении этих задач возможно обходиться минимальным управленческим аппаратом, что обязательно для минимизации управленческих расходов на небольшом предприятии.

Присвоение единых кодов «1С» всем элементам КД дает возможность создать единый электронный справочник для разработчиков в виде ограничительного перечня элементов, участвующих в разработке и производстве, что во многих случаях сокращает время на разработку и подготовку производства новых заказов, унифицированных с существующими в производстве и раннее разработанными.

Бизнес-процессы по управлению заказами заключаются в отработке каждого заказа всеми службами предприятия, учете движения всех средств, участвующих в заказе (ПКИ, материалов, деталей, узлов, блоков, оборудования и т.д.), учете и анализе плановых и фактических затрат, сроков исполнения заказа, определении цены каждого изделия данного заказа и прибыли.

Таких заказов может поступать на предприятие достаточно много, согласно номенклатуре выпускаемой продукции. Важно, чтобы выполнение каждого заказа было увязано со всеми остальными, а интегральные показатели предприятия определяли эффективность его работы на рынке.

В случае получения заказа, не подтвержденного существующей КД, на предприятии организуется прикладная ОКР в планируемые сроки выполнения полученного заказа.

Схемы управления заказами представлены на рис. 2 и 3.

Представленные на рис. 2, 3 схемы являются основой для построения алгоритмов и бизнес-процессов управления каждой операцией. При этом рассчитываются мощности производства и возможность выполнения заказов. На основе этих схем производится построение организационной структуры предприятия, рассчитывается количество специалистов по специальностям и определяется необходимость создания и функционирования подразделений предприятия.

Следует подчеркнуть, что экономический результат деятельности научно-производственного предприятия в разрезе каждого заказа и предприятия в целом включает:

1. Подсистему управления затратами.
2. Подсистему управления доходами.
3. Подсистему формирования бюджета на различные периоды.
4. Подсистему управления налоговыми платежами.
5. Подсистему анализа хозяйственной деятельности и принятия решений по результатам анализа.

Особо хочется отметить подсистему управления затратами, которая базируется на реализации следующего алгоритма:

1. Формируется калькуляция затрат на основе конструкторской документации, включающей:

1.1. Ведомость покупных (ВП), в т.ч. ведомость крепежа.

1.2. Ведомость применяемости (ВПр).

1.3. Ведомость кооперации (ВК).

1.4. Ведомость материальных нормативов с учётом технологии изготовления.

1.5. Спецификацию на изделие заказа (СП).

В графе «примечание» напротив каждой составляющей ведомости проставляется присвоенный ей код «1С», который заносится затем в каталог предприятия по присвоенным кодам.

1. По калькуляции затрат и рыночной цене аналогов на основе исследований рынка и заказанного количества изделий формируется цена каждого изделия заказа.

2. В процессе выполнения заказа формируются фактические затраты по каждому заказу в разрезе калькуляции затрат.

3. Проводится сравнительный анализ плановых и фактических затрат и делаются выводы о превышении или экономии затрат по каждому заказу.

Формирование бюджета предприятия осуществляется на основе имеющегося портфеля заказов на определённый период и плановых калькуляций затрат по каждому заказу и состоит из расходной и доходной частей. Далее планируется прибыль и формируются мероприятия по управлению плановой прибылью. Формирование денежных потоков целиком зависит от указанных выше факторов.

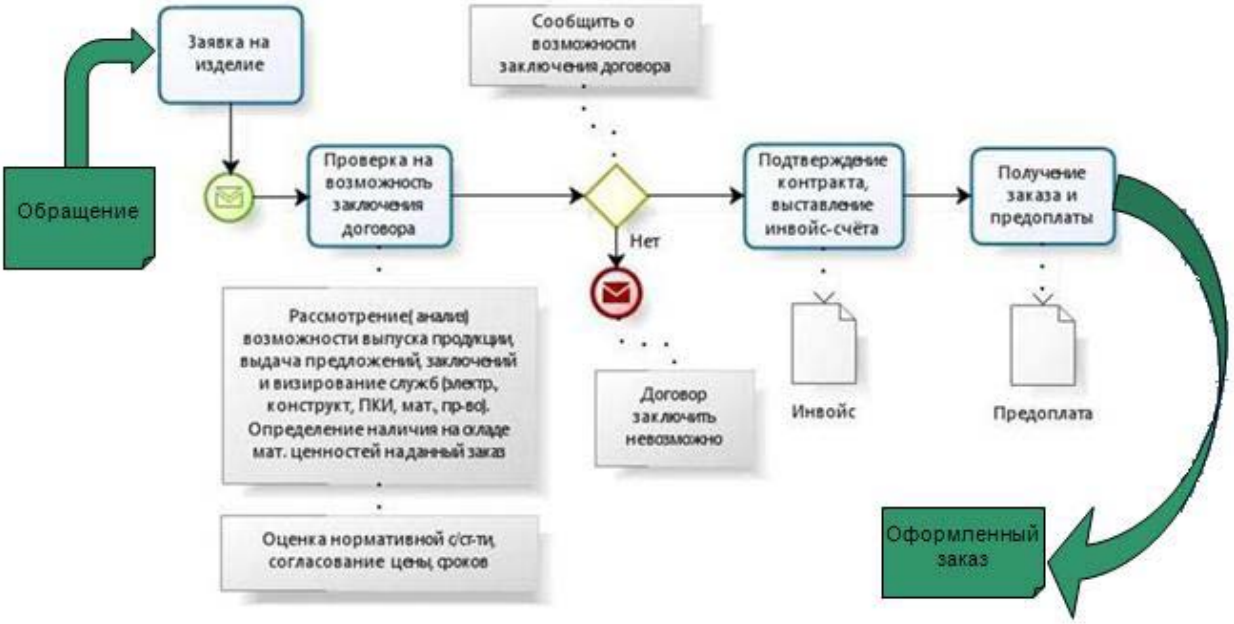


Рис. 2. Схема обработки заявки клиента

Рис. 3. Схема обработки заказа клиента

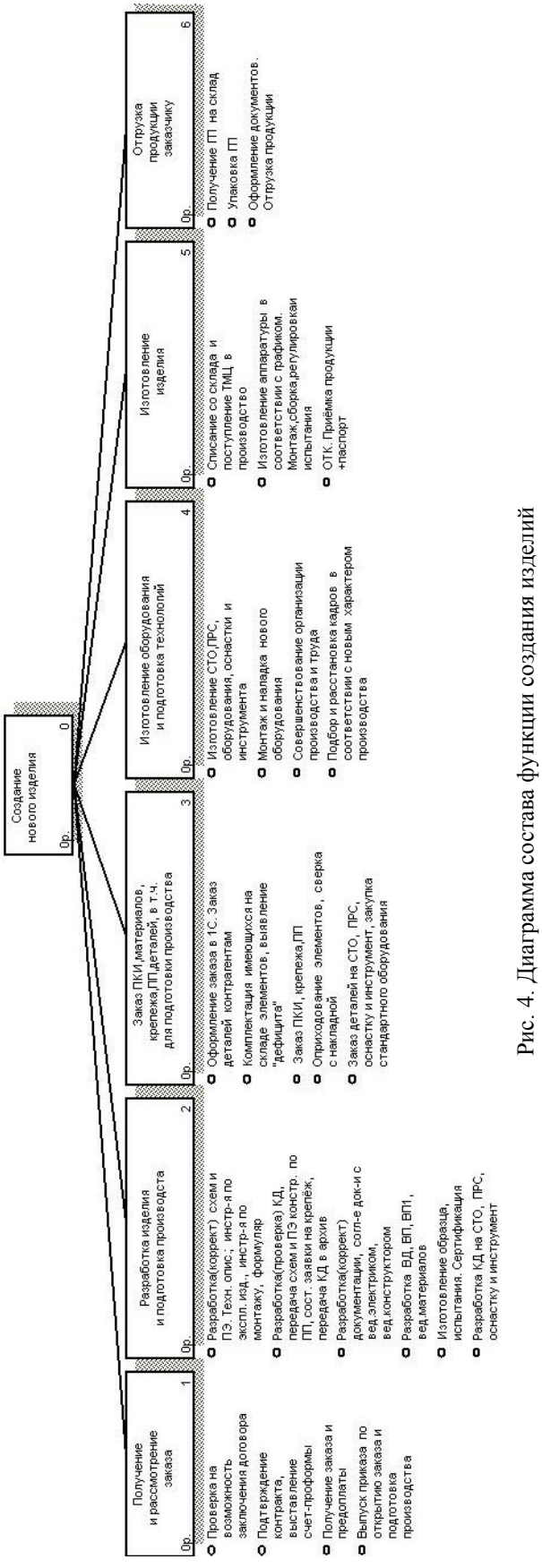


Рис. 4. Диаграмма состава функции создания изделий

На рис. 4 представлен состав функций, задействованных при выполнении нового заказа. Указанные функции соответствуют требованиям ЕСКД и ЕСТД и представляют собой алгоритм выполнения работ по заказу.

На рис. 5, 6 и 7 представлены диаграммы бизнес-процессов в формате BPMN 2.0, реализующих последовательность действий при выполнении заказа. Представленные бизнес-процессы промоделированы в среде BizAgi Modeler 11.

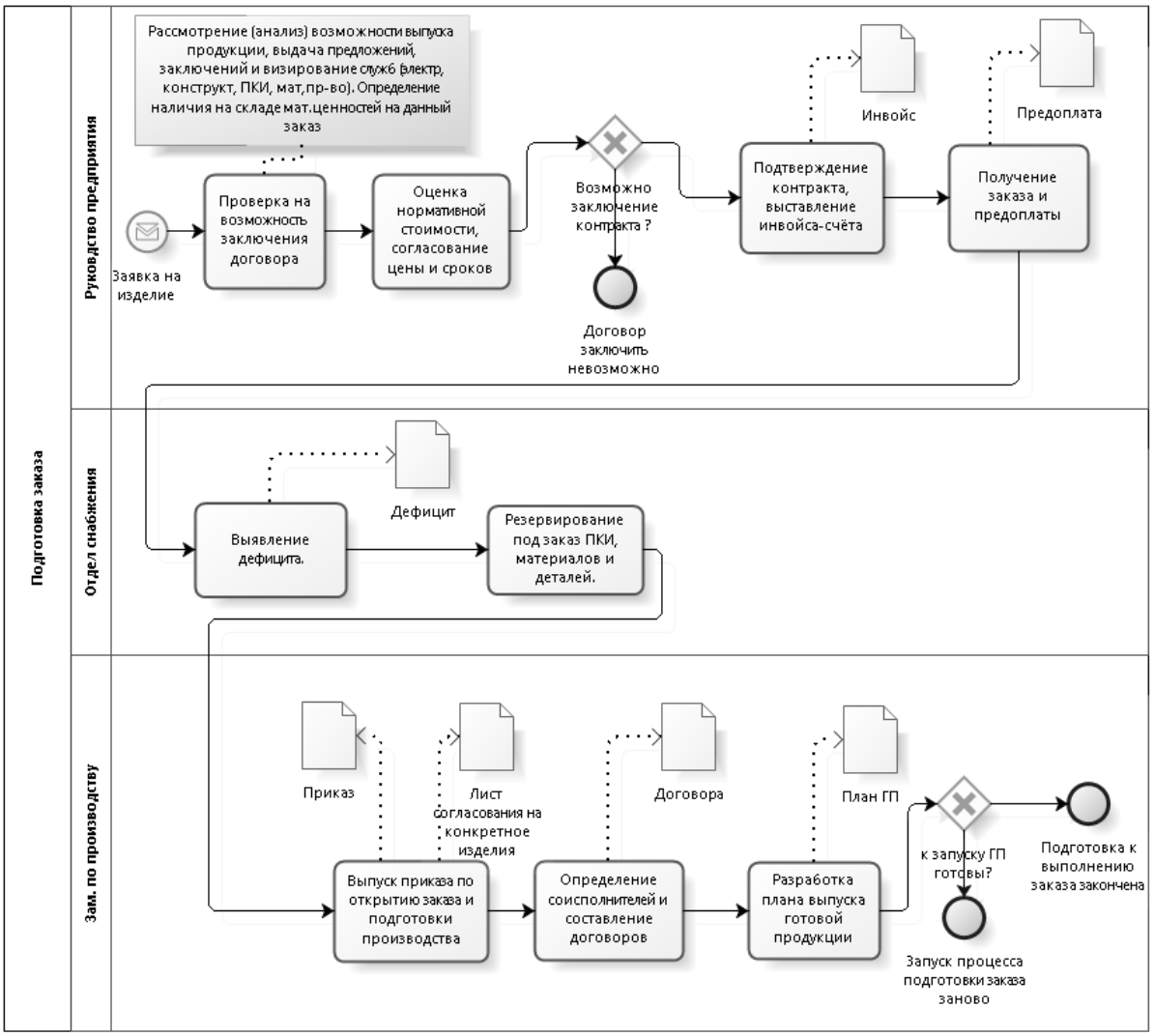


Рис. 5. Диаграмма бизнес-процесса управления подготовкой выполнения заказа

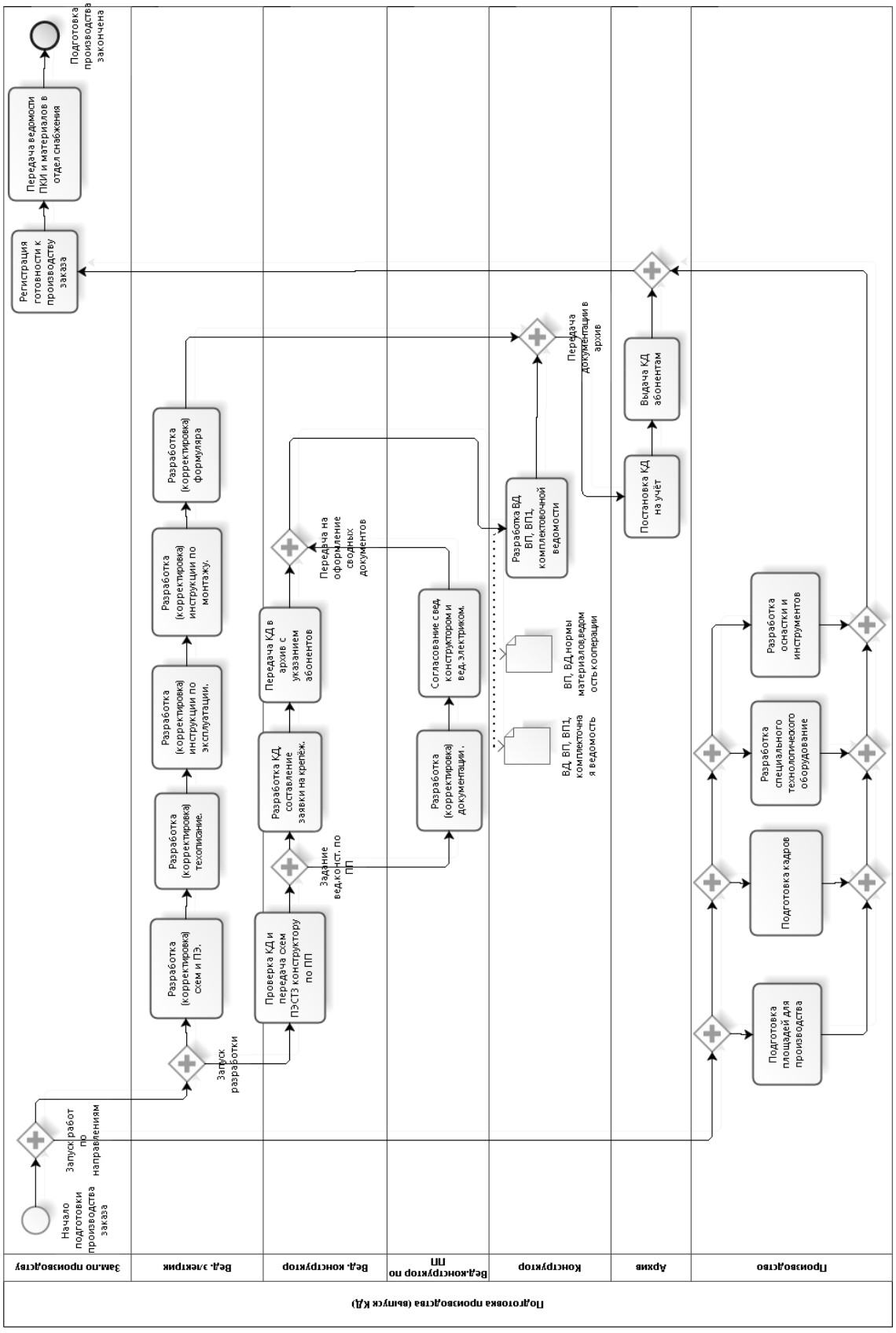


Рис. 6. Диаграмма бизнес-процесса подготовки производства

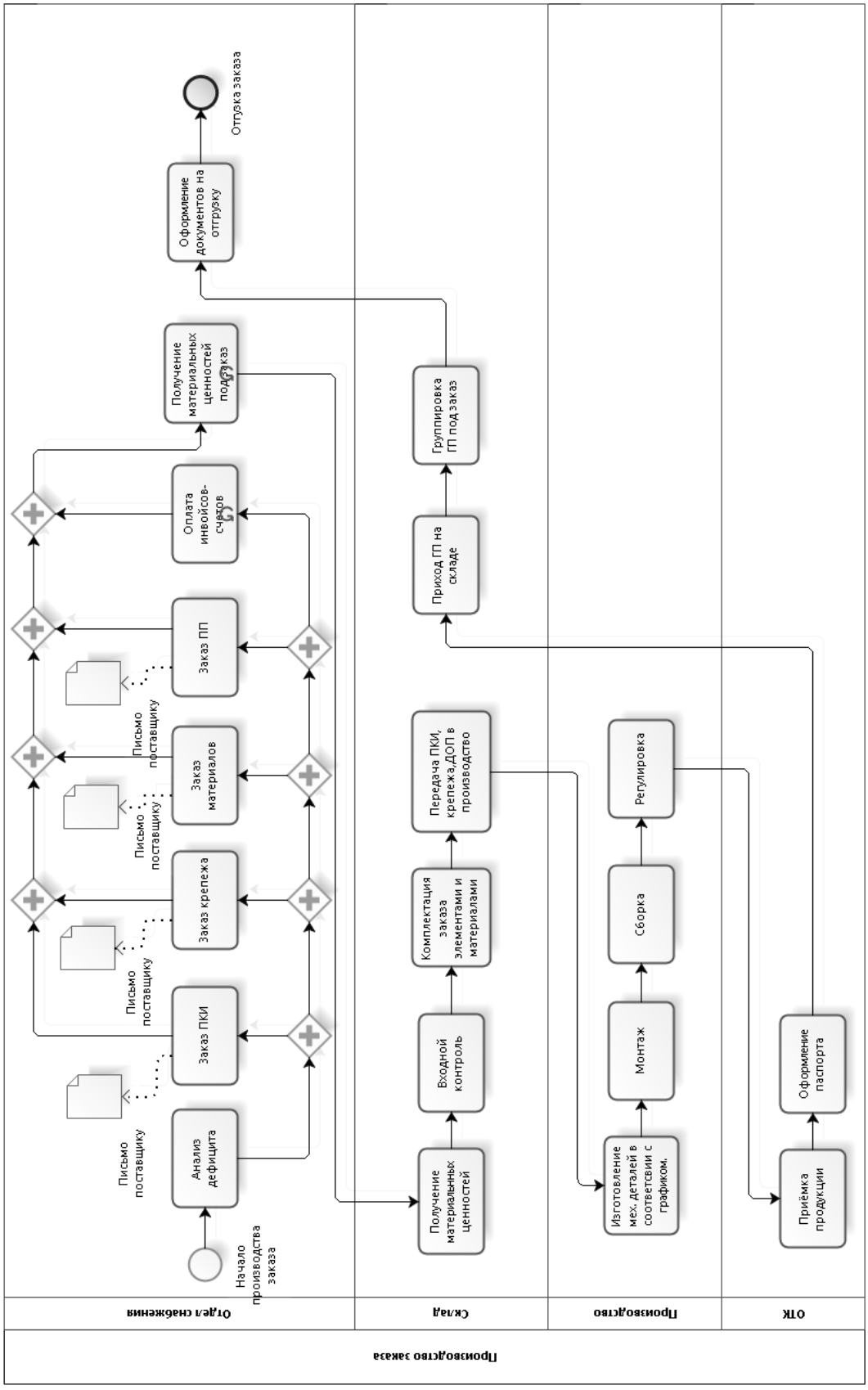


Рис. 7. Диаграмма бизнес-процесса производства заказа

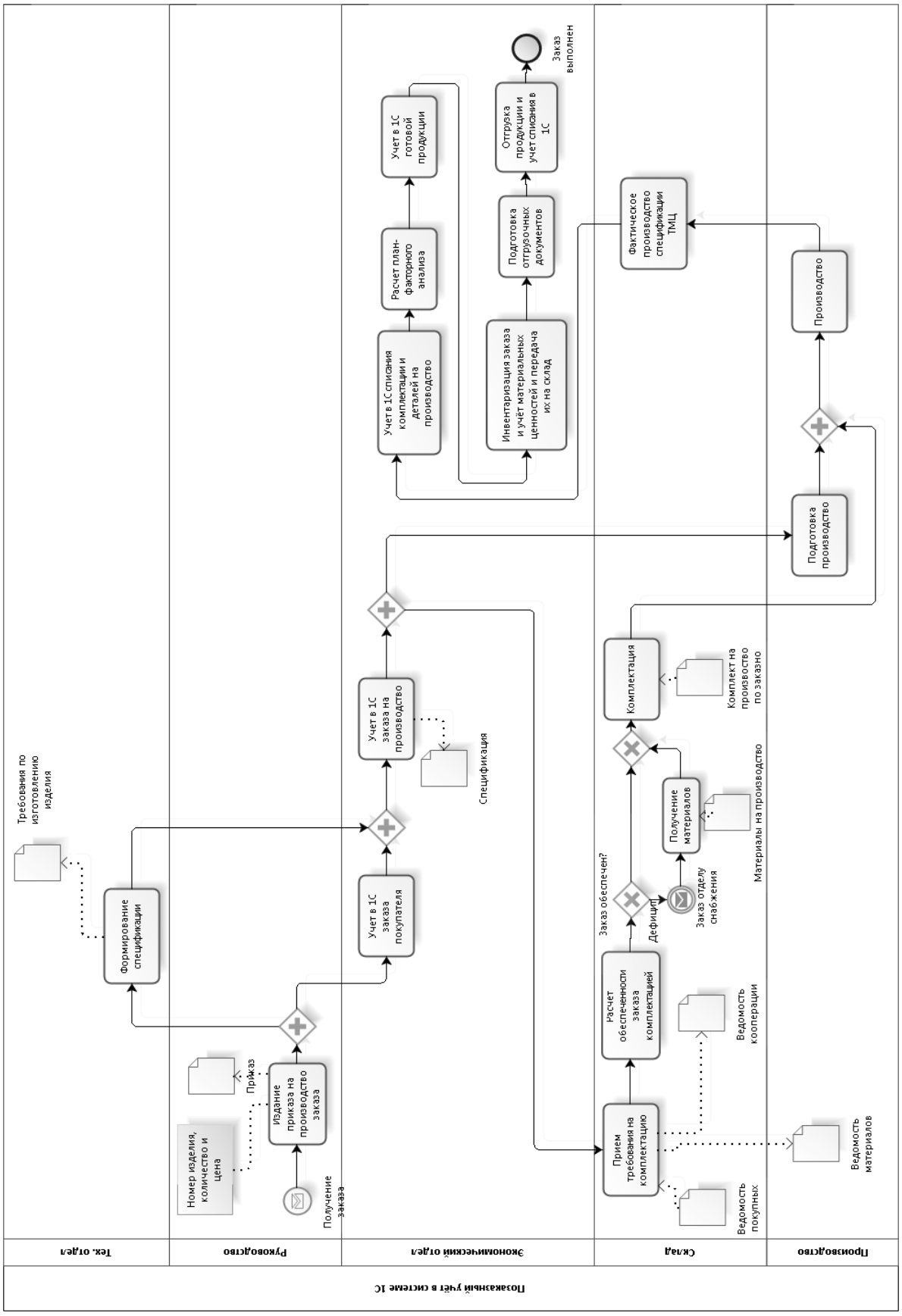


Рис. 8. Позаказный учет в системе «1С»

Выводы

Таким образом, эффективность функционирования предприятия с позаказным методом учета затрат заключается в минимизации затрат на управление каждым проектом, исключении ошибок в планировании и исполнении заказов, возможности прогнозирования и анализе деятельности предприятия.

Особенно важно при такой системе управления обеспечить необходимость функционирования системы анализа рынка и получения портфеля заказов на длительный период. В этом случае управление заказами трансформируется в управление денежными потоками.

Требует дальнейшего развития и совершенствования тщательная отработка программного обеспечения с целью автоматизации управления всеми факторами и минимизации затрат на предприятиях и повышения эффективности их деятельности.

Литература

1. *Калюжный И.Л.* Основы инновационного менеджмента научно-производственного предприятия: учебное пособие. Севастополь: Рибест, 2008. 266 с.

Статья поступила в редакцию 21 декабря 2016 года

УДК 621.391.23

О ХАРАКТЕРИСТИКАХ СЕТИ ПО ЗАПРОСУ В СИСТЕМЕ С МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ

© Автор, 2017

И.В. Корчагин, аспирант, АО «НПП «Полет»

Проведено исследование сети по запросу в системе с множественным доступом с распределенным временным разделением с целью получения аналитического выражения функции распределения времени доведения в канале, которое позволит оценить характеристики производительности данного протокола.

***Ключевые слова**: множественный доступ, распределенное временное разделение, сеть с доступом по запросу, относительные приоритеты, система массового обслуживания.*

NETWORK ON DEMAND CHARACTERISTICS IN DISTRIBUTED TIME-DIVISION MULTIPLE ACCESS SYSTEM

I.V. Korchagin, Postgraduate, JSC «Polyot Research and Production Company»

This article presents a study of the network on demand in distributed time-division multiple access system which aims to obtain an analytical function for distributing the delivery time in channel, that will allow to evaluate performance characteristics of a particular protocol.

***Keywords**: multiple access, distributed time division, network access on demand, relative priorities, queuing system.*

В настоящей статье рассматривается система с множественным доступом, одной из основных функций которой является обеспечение обмена данными внутри некоторого множества абонентов, базирующаяся на использовании импульсных сигналов длительностью T и метода распределенного временного разделения (РВР) каналов.

Временные интервалы, как показано на рис. 1, по псевдослучайному закону равновероятно распределяются между m базовыми каналами (БК) системы.

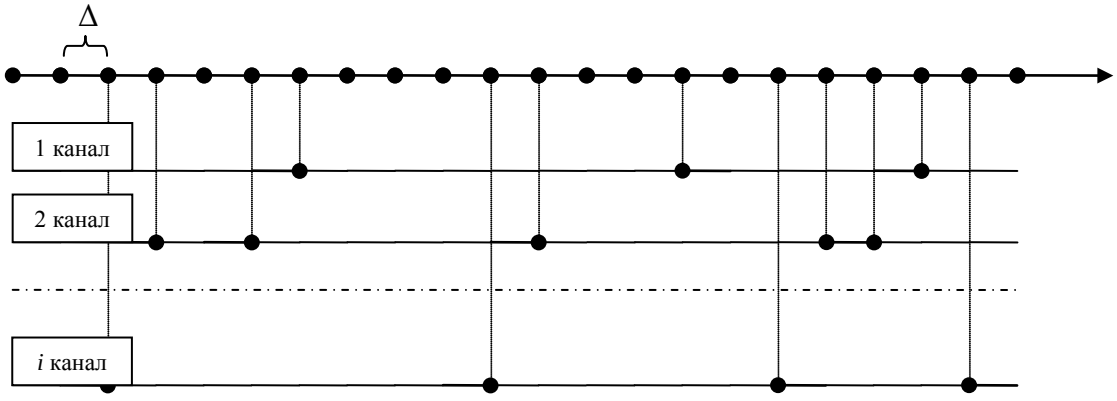


Рис. 1. Метод псевдослучайного временного разделения

Базовые каналы могут использоваться абонентами системы с целью передачи информации. Если пропускная способность одного базового канала недостаточна для передачи информации в интересах решения конкретной функциональной задачи, возможно объединение базовых каналов. Один или несколько объединенных базовых каналов, используемых для передачи информации, называются функциональным каналом (ФК).

В рассматриваемой системе реализуются различные канальные протоколы, определяющие процедуры передачи и приема информации, отличающиеся методом доступа абонентов, проце-

 ISSN 1995-7009

дурами синхронизации абонентов, характером передаваемой информации и др.

В настоящей статье будет рассматриваться сеть с доступом по запросу. Предполагается, что данная сеть состоит из M абонентов, которые должны обмениваться сообщениями друг с другом, а также должны поддерживать связь с центральным абонентом (ЦА). Сеть с доступом по запросу представляет собой централизованную сеть на основе единого для всех абонентов информационного канала (ИК), доступ к которому осуществляется по команде центрального абонента на основе анализа запросов, поступающих от абонентов сети. В качестве информационного канала сети используется информационный канал с командным подканалом, описание которого представлено ниже. Для того чтобы избежать одновременной передачи нескольких сообщений в информационном канале и как-то упорядочить использование информационного канала среди всех абонентов, выделяется специальный групповой канал запросов (ГКЗ), подканалы которого закрепляются на передачу за абонентами сети, по которым конкретный абонент передает ЦА запрос на право занятия информационного канала для передачи информационных посылок. ЦА собирает все поступающие к нему заявки со всех подканалов ГКЗ, формирует из них общую очередь в порядке поступления, и когда подходит очередь обслуживать данную заявку, ЦА посылает по информационному каналу в командном подканале команду, разрешающую абоненту, подавшему данную заявку, занять информационный канал. Заявка ЦА на передачу является более приоритетной по отношению к заявкам абонентов сети, но она не прерывает обслуживание заявки, уже занявшей информационный канал.

Часть временных интервалов, принадлежащих ФК с командным подканалом, используется для целей синхронизации передающего и принимающего абонентов, при этом можно говорить о выделении в ФК подканалов синхронизации. Механизм выделения подканалов также является псевдослучайным, при этом временной интервал ФК с некоторой заданной вероятностью P_i считается принадлежащим i-му подканалу ФК.

В ФК с командным подканалом выделяется подканал цикловой синхронизации (подканал ЦС), используемый для определения временных интервалов ФК, начиная с которых разрешена передача сообщения.

Для синхронизации абонентов и ЦА используется групповой канал синхронизации (ГКС), подканалы которого закрепляются на передачу за абонентами сети. Канал ГКС используется передающим абонентом для передачи синхроимпульсов или импульсов текущей синхронизации (ТС) – сигнальных посылок с нулевым информационным содержанием, независимо от того, ведется в канале передача информации или нет. На приемном конце подканал ГКС используется абонентом для определения времени прихода сигнала по своим часам с точностью, необходимой для приема информационных посылок.

Обмен информацией в сети осуществляется в направлениях ЦА $\rightarrow$ абонент, абонент $\rightarrow$ ЦА. Состав абонентов сети в процессе ее работы может изменяться. Контроль текущего состава сети и управление входом и выходом абонентов из нее выполняется ЦА. Максимальное количество абонентов сети (включая ЦА) – 32.

Временная диаграмма структуры канала с командным подканалом имеет вид, представленный на рис. 2.

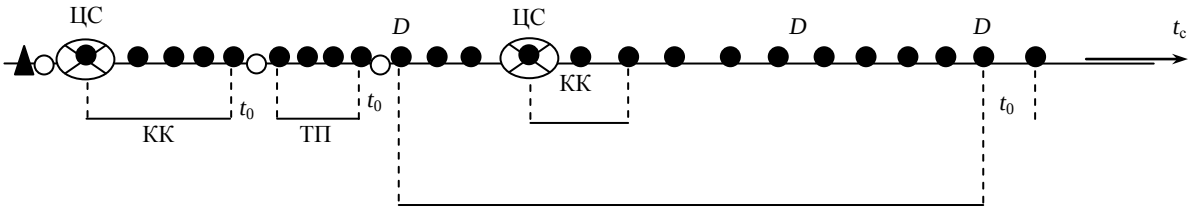


Рис. 2. Временная диаграмма процедуры передачи в канале с командным подканалом

На рис. 2 обозначено:

⊗ – временной интервал цикловой синхронизации (ЦС);

● – временной интервал ФК, в котором идет передача;

⊕ – временной интервал тактовой (текущей) синхронизации (ТС);

○ – временной интервал ФК без передачи;

▲ – сформировалось сообщение на передачу;

ТП – тестовая посылка;

КК – командный подканал;

D – сигнальные посылки, соответствующие информационной части сообщения;

t_0 – задержка.

Информационный канал с командным подканалом состоит из четырех подканалов: ЦС, КК, данные и ТП, представляющая собой последовательность сигнальных посылок канала, информационное содержание которых одинаково и соответствует длине передаваемого сообщения в кодовых блоках. После передачи ТП в канале отрабатывается пауза t_0, которая необходима для правильного планирования приема и передачи. По окончании отработки данной паузы в канале начинается передача сигнальных посылок, соответствующих информационной части сообщения. КК представляет собой последовательность из 10 импульсов канала, начало которой совпадает с моментом ЦС. КК постоянно закреплен на передачу за ЦА и служит для указания, кому из абонентов занимать информационный канал. Импульсы ТС в канале не выделяются. В части синхронизации канал связывается с соответствующим ему групповым каналом синхронизации. Если во время передачи сообщения выпадает импульс ЦС, то, начиная с него, отрабатывается КК, после чего передача сообщения продолжается.

При поступлении сообщения на передачу абонент начинает передачу запроса в соответствующем подканале группового канала запросов. Если в КК от ЦА приходит команда на занятие ИК (информационное содержание импульсов КК соответствует собственному адресу абонента), то в подканале ГКЗ прекращается передача запроса (подканал закрывается) и абонент переходит в режим передачи собственного сообщения в стандартном режиме, начиная с ТП.

Во время передачи сообщения импульсы командного подканала пропускаются.

С точки зрения пользователя, при рассмотрении канала связи основной интерес представляет вопрос: за какой промежуток времени может быть передан заданный объем информации? Поскольку время доведения в канале является случайной величиной, то его полной характеристикой является функция распределения.

В рамках теории массового обслуживания сеть с доступом по запросу можно рассматривать как одноканальную СМО с относительными приоритетами, характеристики которой проанализированы в трудах [2] и [4].

Для построения функции распределения и плотности распределения была создана математическая модель сети с доступом по запросу, базирующаяся на физической модели, позволяющая получить набор статистических данных с полным перебором входных параметром канала.

С помощью средств математического пакета *Matlab* была построена функция распределения на основе полученной экспериментальной статистики (рис. 3). В качестве исследуемой сети была рассмотрена существующая сеть по запросу на 16 абонентов.

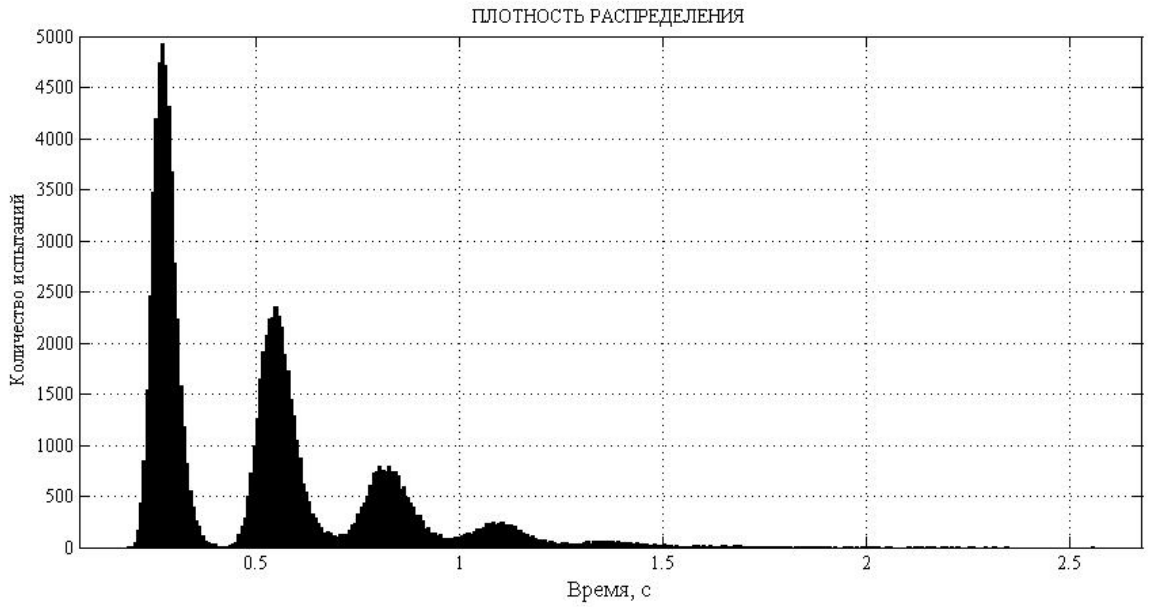


Рис. 3. Плотность распределения времени доведения для 16 абонентов

Задача аппроксимации полученной функции уже была исследована ранее в первом приближении [7]. Результаты представлены ниже.

Общая функция распределения времени обслуживания для системы с относительными приоритетами имеет вид [5]

$$F(t)=\frac{1}{\lambda}\sum_{k=1}^{p}\lambda_k F_k(t), \qquad (1)$$

где $F_k(t)$ – функция распределения времени обслуживания требования с k-м приоритетом при среднем времени обслуживания, равном $\frac{1}{\mu_k}$.

В качестве упрощения $F_k(t)$ можно представить как функцию распределения времени обслуживания для системы $M/M/1$, при этом

$$F_k(t)=1-\exp\left(-\mu(1-p)t\right). \qquad (2)$$

Тогда, аппроксимируя функцию, представленную на рис. 3, получаем рис. 4.

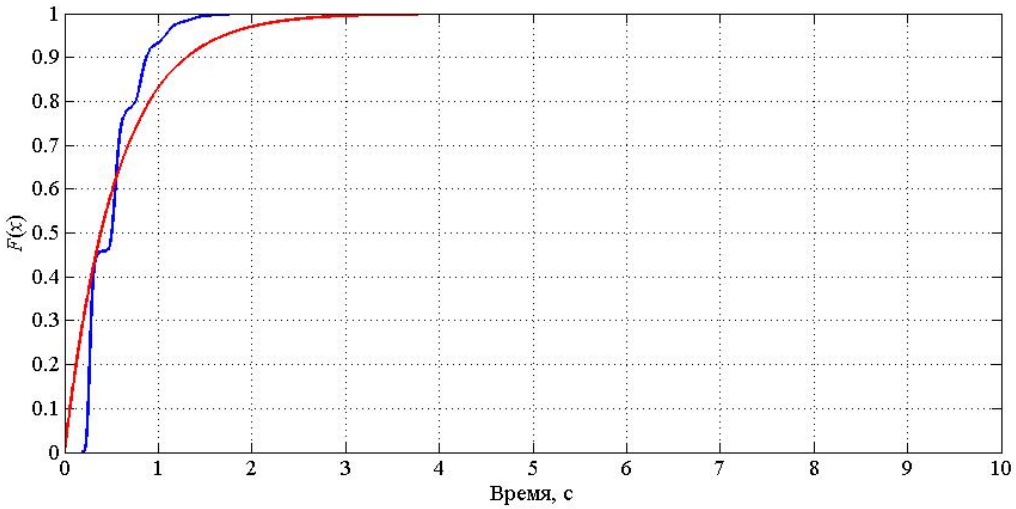


Рис. 4. Аппроксимация функции распределения времени доведения для 16 абонентов

Для проведения аппроксимации с уровнем значимости q = 0.01 полученной функции распределения применим методы регрессионного анализа, в частности аппроксимацию степенным полиномом. Используя программный пакет *Matlab*, получаем результаты, представленные на рис. 5.

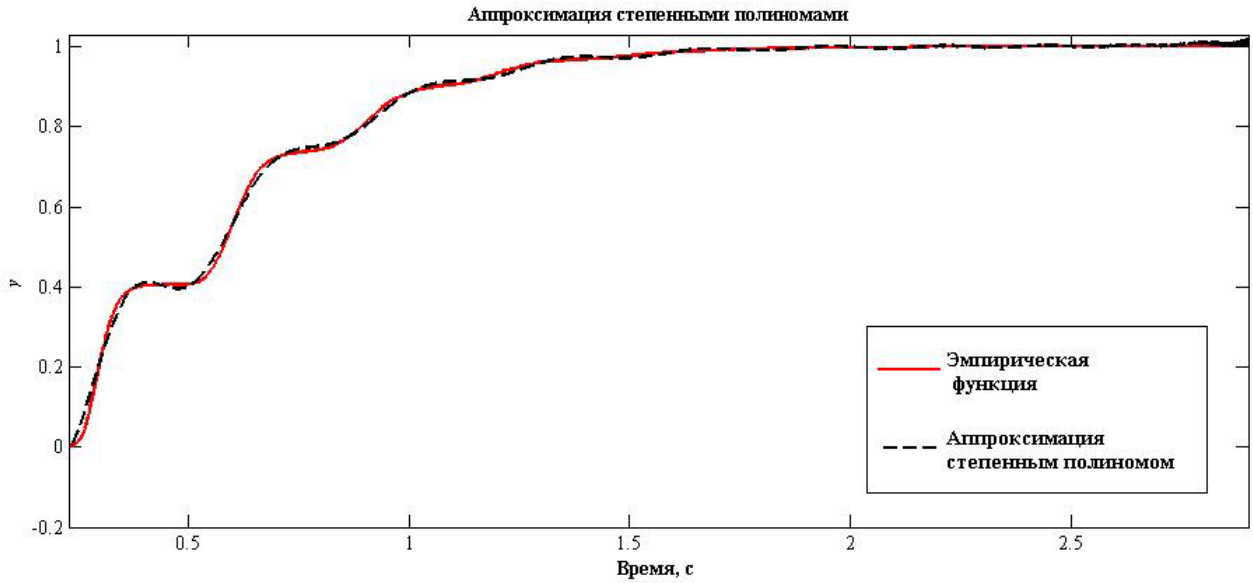


Рис. 5. Аппроксимация степенным полиномом

Степенной полином 50-й степени имеет следующий вид:

$$y(x) = + 0.00000012*x\text{^}50 - 0.00000012*x\text{^}49 + 0.00000012*x\text{^}48 - 0.00000012*x\text{^}47 - 0.00000012*x\text{^}46 + 0.00000012*x\text{^}45 + 0.00000012*x\text{^}44 + 0.00000012*x\text{^}43 - 0.00000112*x\text{^}42 - 0.00000112*x\text{^}41 - 0.00000112*x\text{^}40 + 0.00001212*x\text{^}39 + 0.00004012*x\text{^}38 - 0.00002212*x\text{^}37 - 0.00024012*x\text{^}36 - 0.00040812*x\text{^}35 - 0.00212112*x\text{^}34 + 0.00772612*x\text{^}33 + 0.01094012*x\text{^}32 + 0.10033912*x\text{^}31 - 0.31122812*x\text{^}30 - 0.64256912*x\text{^}29 - 0.51173112*x\text{^}28 + 5.56464112*x\text{^}27 + 23.25116012*x\text{^}26 - 37.48156112*x\text{^}25 - 134.04316312*x\text{^}24 - 232.26960212*x\text{^}23 + 1048.04953112*x\text{^}22 + 3582.69510112*x\text{^}21 - 3921.76279912*x\text{^}20 - 43253.24482012*x\text{^}19 + 44433.36687812*x\text{^}18 + 339363.94344212*x\text{^}17 - 726364.03940312*x\text{^}16 - 1178849.02387212*x\text{^}15 + 6890149.69489012*x\text{^}14 - 11320159.25046012*x\text{^}13 + 4718948.20520512*x\text{^}12 + 14301765.23963812*x\text{^}11 - 32738579.70714412*x\text{^}10 + 36736668.13727512*x\text{^}9 - 26632661.73246612*x\text{^}8 + 13248288.85931612*x\text{^}7 - 4553818.70333912*x\text{^}6 + 1059664.48716012*x\text{^}5 - 159766.19166812*x\text{^}4 + 14533.55862512*x\text{^}3 - 710.37016912*x\text{^}2 + 15.08486212*x\text{^}1 - 0.08410112*x\text{^}0.$$

Однако, с точки зрения инженерных расчетов, такой полином малопригоден вследствие громоздкости и сложности использования. Анализируя график плотности распределения функции (рис. 3), можно сделать вывод, что его форма зависит от размера очереди на обслуживание в момент прихода сообщения. Поэтому с целью упрощения полученную функцию распределения времени доведения можно аппроксимировать кусочно-заданной функцией следующего вида:

$$F(x) = \begin{cases} p_0 F_0(x), & 0 \le x \le M_x + 3\sigma_x, \\ p_1 F_0(x) + \sum_{i=1}^{3} p_{i-1}, & M_x \le x \le 2M_x + 3\sigma_x, \\ p_2 F_0(x) + \sum_{i=1}^{3} p_{i-1}, & 2M_x \le x \le 3M_x + 3\sigma_x, \\ \cdots & \\ \cdots & \\ p_{n-1} F_0(x) + \sum_{i=1}^{n} p_{i-1}, & (n-1)M_x \le x \le nM_x + 3\sigma_x, \\ p_n F_0(x) + \sum_{i=1}^{n+1} p_{i-1}, & nM_x \le x \le (n+1)M_x + 3\sigma_x, \end{cases} \quad (3)$$

где p_i – вероятность того, что в системе находятся I сообщений;

$F_0(x)$ – функция распределения времени доведения в канале при пустой очереди;

M_x – математическое ожидание времени доведения в канале при пустой очереди;

n – максимальное число сообщений в очереди;

σ_x – среднеквадратическое отклонение времени доведения в канале при пустой очереди.

При $i = 0$ время доведения в канале будет равно изученному ранее [6] времени доведения в канале с закрепленным доступом, имеющему логнормальное распределение.

Вероятности p_i можно в качестве упрощения рассчитать по формуле для системы $M/M/1/\infty$, имеющей вид

$$p_i = (1 - p)p^i. \quad (4)$$

Результат аппроксимации эмпирической функции распределения времени доведения кусочно-заданной функцией (1) представлен на рис. 6.

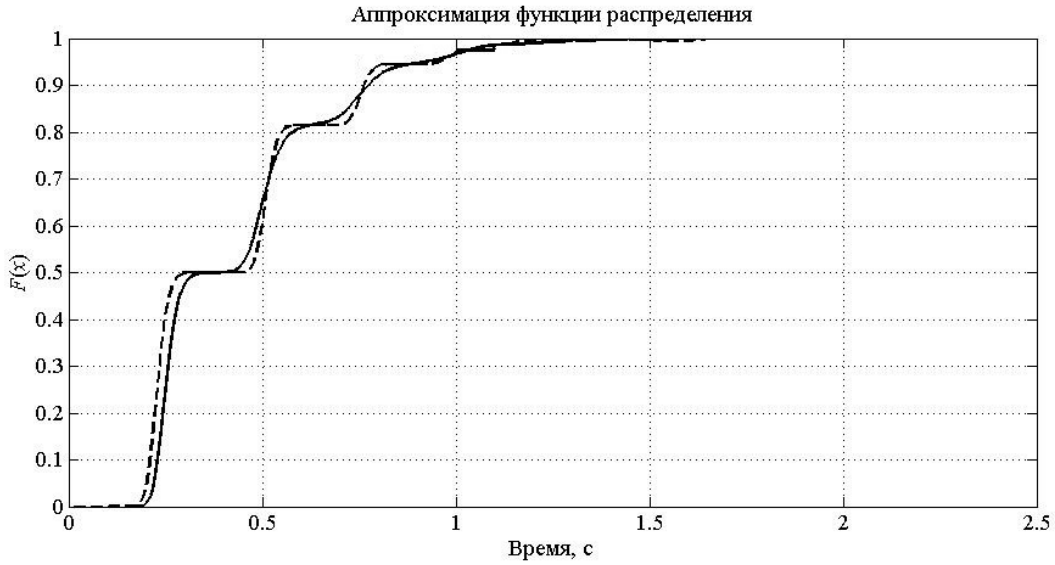


Рис. 6. Аппроксимация кусочно-заданной функцией

Для проверки правильности подбора теоретического распределения используем критерий согласия Колмогорова [3]. В качестве меры различия между эмпирическим и предполагаемым теоретическим распределениями используется максимум модуля разности между выборочной функцией распределения $F^*(x)$ и теоретической $F(x)$

$$D = \max_{\forall x \in R} \left| F^*(x) - F(x) \right|. \qquad (5)$$

Скорость сходимости этой величины к нулю обозначается случайной величиной

$$\lambda = D\sqrt{n}, \qquad (6)$$

где n – объем выборки.

Доказано, что при достаточно больших значениях n функция распределения величины λ не зависит ни от закона распределения генеральной совокупности X, ни от n.

Функция распределения случайной величины λ при достаточно больших n имеет вид

$$F(\lambda) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} (-1)^k e^{-2k^2\lambda^2}; \qquad (7)$$

λ – это та случайная величина, реализацией которой является мера различия между теоретической и эмпирической функциями распределения. Поэтому, если её опытное значение λ не превосходит «правого» квантиля λ_{1-q}, т.е.

$$\lambda \le \lambda_{1-q}, \qquad (8)$$

где q – уровень значимости, то можно принять гипотезу и считать, что теоретическое распределение подобрано правильно. Если же неравенство (7) нарушается, то нужно отвергнуть гипотезу и попытаться подобрать другое, более подходящее распределение. Уровень значимости – это вероятность ошибочного отклонения выдвинутой гипотезы, т.е. вероятность того, что будет отвергнута правильная гипотеза. Для случая, представленного на рис. 3, критический уровень значимости равен 0.86. Найденное критическое значение – это то значение уровня значимости q, при котором неравенство (7) обращается в равенство. Таким образом, с вероятностью 0.86 можно утверждать, что эмпирическая функция распределения соответствует представленной выше кусочно-заданной функции (3) .

Для оценки погрешности ошибки была сформирована таблица, в которой сравниваются значения аргументов функции с целью получения максимального отклонения.

Таблица

Сравнение аргументов эмпирической функции и ее аппроксимации

$F(x)$	Значение аргумента для экспериментальной функции x, с	Значение аргумента для аппроксимирующей функции x, с
0.1	0.231	0.213
0.2	0.243	0.223
0.3	0.253	0.233
0.4	0.274	0.25
0.5	0.36	0.323
0.6	0.498	0.486
0.7	0.517	0.517
0.8	0.58	0.55
0.82	0.625	0.72
0.9	0.775	0.765

По результатам данного сравнения, максимальная ошибка составила 0.095 секунды, т.е. 13%.

Исходя из этого, можно сделать вывод, что полученная аппроксимация может быть использована для инженерных расчетов с погрешностью в 13%.

Таким образом, для сети с доступом по запросу в системе с множественным доступом с распределенным временным разделением была получена аппроксимация для закона распределения времени доведения с соответствующим критическим уровнем значимости, имеющая вид кусочно-заданной функции (3), которая может быть использована для проведения инженерных расчетов.

Литература

1. *Клейнрок Л.* Теория массового обслуживания: пер. с англ. / Пер. И.И. Грушко; под ред. В.И. Неймана. М.: Машиностроение, 1979. 432 с., ил.

2. *Клейнрок Л.* Вычислительные системы с очередями: пер. с англ. / Под ред. Ц.Б. Цыбакова. М.: Мир, 1979. 600 с., ил.

3. *Иглин С.П.* Теория вероятности и математическая статистика на базе MATLAB: науч. пособ. Харьков: НТУ «ХПИ», 2006. 612 с.

4. *Джейсуол Н.* Очереди с приоритетами: пер. с англ. / Пер. И.С. Нефедовой и В.С. Манусевича; под ред. В.В. Калашникова. М.: Мир, 1973. 275 с.

5. *Саати Т.Л.* Элементы теории массового обслуживания и ее приложения: пер. с англ. / Пер. Е.Г. Коваленко; под ред. И.Н. Коваленко и Р.Д. Коган. М.: Советское радио, 1965. 500 с.

6. *Корчагин И.В.* Исследование вероятностно-временных характеристик доведения информации в канале с закрепленным доступом ОСНОД // Материалы XXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, ВГУ. 2015. Т. 3. С. 1089–1094.

7. *Корчагин И.В., Измайлова Я.А.* Исследование вероятностно-временных характеристик доведения информации в сети по запросу в системе с множественным доступом с распределенным временным разделением // Материалы XXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, ВГУ. 2016. Т. 2. С. 654–661.

Статья поступила в редакцию 30 января 2017 года

УДК 621.391.23

АДАПТИВНЫЙ КОМПЕНСАТОР ПОМЕХ ДЛЯ ПАКЕТНОЙ РАДИОСТАНЦИИ

© Авторы, 2017

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., директор НТЦ, e-mail: Makovij@mail.ru
С.А. Чупеев, к.т.н., зам. директора НТЦ, e-mail: Cserg73@yandex.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматривается работа адаптивного компенсатора помех при приеме коротких пакетов. Показано, что использование адаптивного компенсатора помех с обратной связью по качеству принимаемого сигнала сопровождается переходным процессом по уровню помехи на выходе адаптивного компенсатора. Переходной процесс уменьшает степень компенсации помех в начале принимаемого пакета, что, в свою очередь, уменьшает вероятность приема синхропреамбулы пакета. Предлагается решение, позволяющее увеличить помехозащищенность приема коротких информационных пакетов при компенсации помех.

***Ключевые слова**: радиостанция, адаптивный компенсатор помех, пакетная радиолиния.*

ADAPTIVE INTERFERENCE CANCELER FOR PACKET RADIO STATION

V.A. Makovy, Dr.Sci. (Eng.), Senior Research Scientist, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: Makovij@mail.ru
S.A. Chupeev, Ph.D. (Eng.), Deputy Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: Cserg73@yandex.ru
JSC «Concern «Sozvezdie»

The work of adaptive interference canceler when receiving short packets is considered. Regarding the quality of the received signal the use of an adaptive interference canceler with feedback is shown to be accompanied by transient process in the level of interference at the output of the adaptive interference canceler. The level of interference cancellation at the beginning of the received packet is reduced due to the transient process, which in its turn reduces probability of receiving the sync preamble of the packet. A solution allowing to increase noise immunity of receiving short information packets with interference cancellation is proposed.

***Keywords**: radio station, adaptive interference canceler, packet radio line.*

В современном мире постоянно интенсифицируется радиообмен в различных диапазонах частот, что приводит к ухудшению электромагнитной обстановки. В результате прием сигнала часто осуществляется на фоне действия мощной помехи, при этом спектр помехи совпадает со спектром полезного сигнала, что делает невозможным прием полезного сигнала [1]. Для решения данной задачи часто используются алгоритмы адаптации по частоте либо по скорости. При адаптации по частоте осуществляется поиск свободной от помех частоты, при этом процесс адаптации занимает некоторое время, в течение которого прием полезного сигнала будет невозможен. Кроме того, для работы радиолинии с частотной адаптацией требуется большее количество частот, а в условиях постоянно увеличивающейся интенсивности радиообмена количество свободных для использования частот постоянно уменьшается. Адаптация по скорости передачи производится с целью увеличения энергетического потенциала радиолинии до такого значения, при котором мощность помехи в принимаемой смеси сигнала и помехи станет существенно меньше мощности полезного сигнала и прием полезного сигнала будет возможным. Таким образом, при воздействии мощных помех требуется глубокая адаптация по скорости, при которой существенно снижается скорость передачи.

Одним из наиболее перспективных подходов к решению данной задачи является использование адаптивных компенсаторов помех [2, 3]. В этом случае прием ведется с использованием нескольких антенн и, соответственно, нескольких трактов приема. При этом осуществляется компенсация (векторное вычитание) сигнала помехи, в результате чего становится возможным прием полезного сигнала. Однако на использование данного метода также накладываются некоторые ограничения. Для использования компенсатора помех требуется дополнительное количество антенных систем на расстояниях, сопоставимых с

длиной волны. Для каждой антенны в состав радиостанции вводится дополнительный приемный тракт. При этом не во всех случаях возможно будет осуществить компенсацию помех. Например, при совпадении угла прихода помехи и полезного сигнала осуществить компенсацию помехи будет невозможно [4]. Тем не менее, при возможности развертывания дополнительных антенных систем и приемных трактов целесообразным является использование адаптивного компенсатора помех для обеспечения более уверенного приема полезного сигнала.

Рассмотрим особенности построения радиолиний передачи пакетной информации. Основным отличием от радиолиний передачи непрерывной информации является короткое время работы передающего устройства на излучение. Как известно [3], адаптивные компенсаторы помех являются инерционными устройствами, поэтому в начальный момент передачи пакета компенсация помех не будет осуществляться и прием начала пакета будет осуществляться с некомпенсированными помехами. Поскольку в пакетных системах связи в начале пакета, как правило, передается синхропреамбула (рис. 1), то при воздействии сильных помех ее обнаружение и последующая временная синхронизация может стать невозможной. Аналогичная проблема существует в радиолиниях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Другим негативным свойством использования обратной связи в адаптивном компенсаторе помех является низкая помехоустойчивость к импульсным и структурным помехам. Для решения данных проблем необходимо существенно уменьшить время настройки адаптивного компенсатора помех.

Рис. 1. Типичная структура пакета

Работа адаптивного компенсатора помех показана на рис. 2. Сплошной линией показан сигнал помехи, пунктирной – полезный сигнал, штриховой линией – управляющий сигнал компенсации помехи, штрихпунктирной – скомпенсированная помеха.

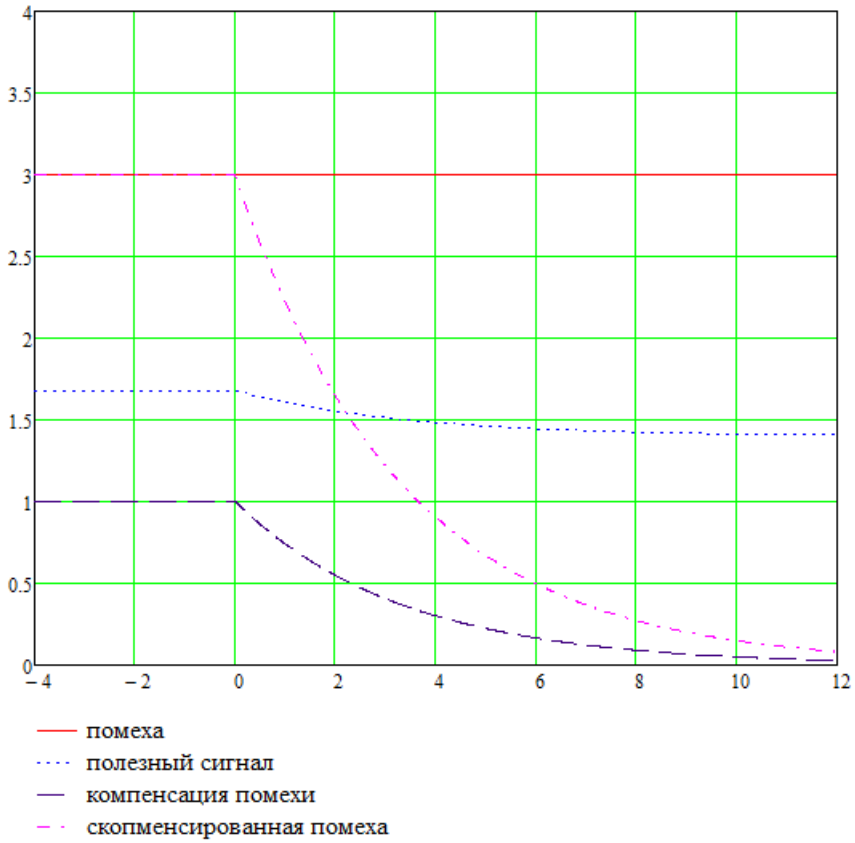


Рис. 2. Процесс компенсации помехи

Из рисунка видно, что даже при воздействии помехи с небольшим уровнем относительно сигнала процесс компенсации занимает значительное время. При воздействии мощной помехи переходный процесс компенсации помехи будет занимать еще больше времени. При этом до наступления момента устойчивого состояния прием сигналов будет осуществляться на фоне мощных помех. Для обеспечения работы приемного устройства предлагается осуществлять оценку значений компенсирующих коэффициентов до начала приема сигнала, после чего производить прием пакета. Схематично данный процесс изображен на рис. 3.

Работа адаптивного компенсатора помех в режиме измерения изображена на рис. 4.

Рис. 3. Цикл приема пакета с компенсацией помех

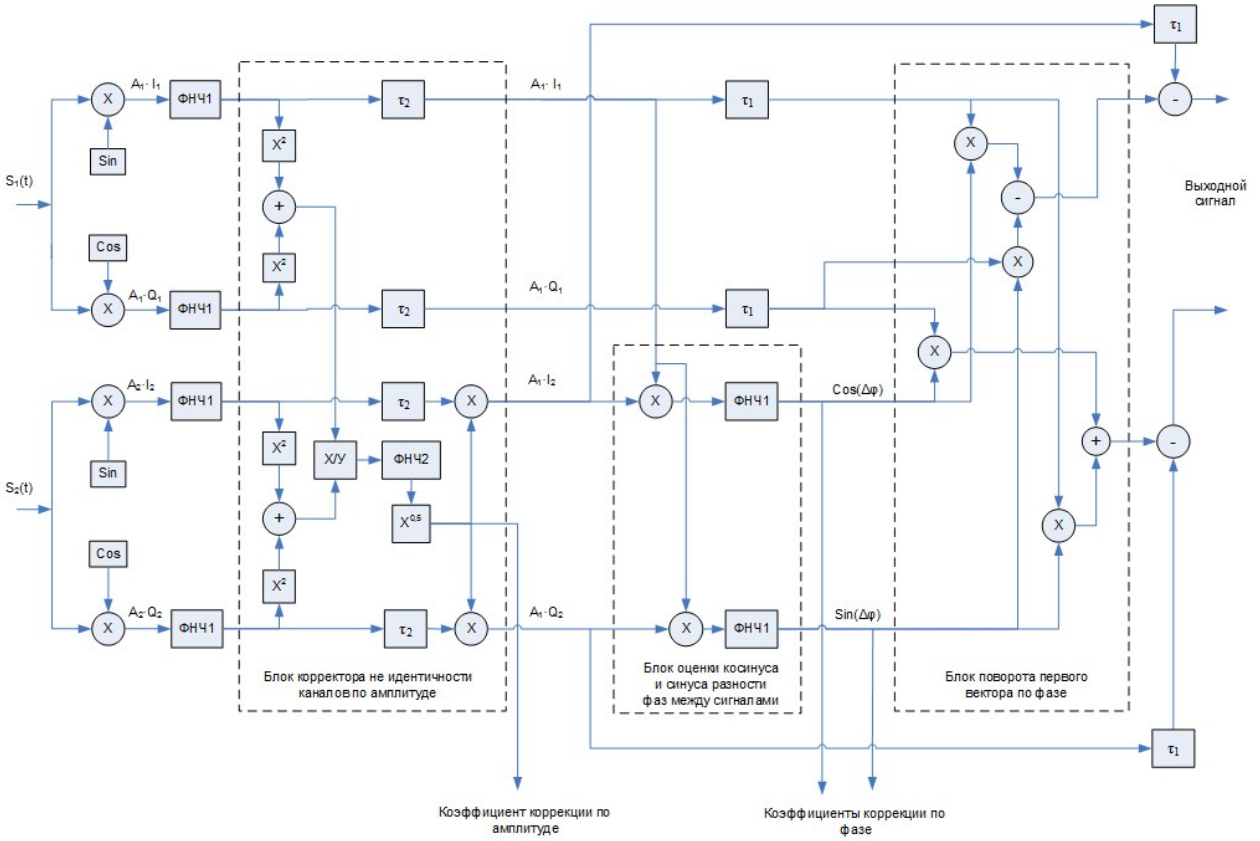


Рис. 4. Структурная схема адаптивного компенсатора помех

На входы устройства поступают два сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$:

$$S_1(t) = A_1 \cdot \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \phi_1),$$

$$S_2(t) = A_2 \cdot \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \phi_2). \qquad (1)$$

Сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ отличаются друг от друга только значением амплитуд и начальных фаз. Это обусловлено неидентичностью АЧХ и ФЧХ каналов приема, а также задержкой сигнала в одном канале относительно другого. Далее производится разложение каждого сигнала на квадратуры, в результате чего получаются два квадратурных сигнала I_1, Q_1 и I_2, Q_2. Для выравнивания амплитуд сигналов помехи в каждом квадратурном канале осуществляется оценка мощности принимаемого сигнала помехи по формуле $P = I^2 + Q^2$. Затем вычисляется отношение мощностей сигнала помех, принимаемых по обоим каналам. Далее полученное отношение фильтруется в ФНЧ2 с целью уменьшения влияния аддитивного гауссова шума. Затем производится извлечение квадратного корня, в результате чего получается коэффициент, связывающий отношение амплитуд сигналов помех в обоих каналах

приема. Для коррекции амплитуд квадратурные составляющие сигнала второго канала, задержанные по времени на величину τ_2, умножаются на полученный коэффициент коррекции амплитуд. Задержка по времени в данном случае необходима для компенсации задержки сигнала в фильтре нижних частот ФНЧ2. В результате проведенной обработки сигнала у обоих квадратурных сигналов будет одинаковая амплитуда, равная величине A_1. Вышеперечисленные операции на рис. 4 объединены в блок коррекции амплитуды (обведен пунктирной линией). Данный блок имеет два квадратурных входа и два квадратурных выхода.

Для компенсации помехи также необходимо сформировать сигналы, поступающие с обоих приемных трактов в противофазе. Для решения этой задачи производится оценка косинуса и синуса разности фаз между двумя квадратурными каналами приема. Для этого сигнал со второго канала умножается на одну из квадратурных составляющих сигнала первого канала, после чего фильтрами нижних частот ФНЧ1 фильтруются высокочастотные составляющие. Фактически производится оценка косинуса и синуса разности фаз принимаемого сигнала помехи по следующим формулам:

$$\cos(\Delta\phi) = (I_1 \cdot I_2) * h,$$

$$\cos(\Delta\phi) = (I_1 \cdot Q_2) * h, \qquad (2)$$

где h – импульсная характеристика ФНЧ1, * – операция свертки.

Вычисления, проводимые по формулам (2), на рис. 4 объединены в блок оценки разности фаз (обведен пунктирной линией). Данный блок имеет два квадратурных входа и один квадратурный выход.

Далее производится поворот квадратурных компонент по фазе, для чего квадратурные компоненты первого сигнала умножаются на разности фаз. Умножение производится по правилам умножения комплексных чисел по следующим формулам:

$$I_1 = I_1 \cdot \cos(\Delta\phi) - Q_1 \cdot \sin(\Delta\phi),$$

$$Q_1 = Q_1 \cdot \cos(\Delta\phi) - I_1 \cdot \sin(\Delta\phi). \qquad (3)$$

Вычисления, проводимые по формулам (3), на рис. 4 объединены в блок поворота вектора по фазе (обведен пунктирной линией). Данный блок имеет два квадратурных входа и один квадратурный выход.

В результате проведенных операций получаются два вектора сигнала помехи, представленных в виде квадратурных составляющих, имеющих одинаковую амплитуду и одинаковую фазу. Для выполнения компенсации помехи производится вычитание одного вектора из другого. При этом производится полная компенсация помехи.

В результате работы данного устройства получаются коэффициенты для коррекции амплитуды и фазы принимаемого полезного сигнала. Вычисление этих коэффициентов производится перед приемом пакета. Далее коэффициенты запоминаются, и при приеме пакета осуществляется компенсация помех.

Выводы

1. Работа адаптивного компенсатора помех с обратной связью по решению при приеме коротких пакетов информации, а также в режиме ППРЧ будет существенно ухудшена инерционностью работы компенсатора.

2. Для построения адаптивного компенсатора помех для пакетной радиостанции необходимо разделить по времени анализ компенсирующих коэффициентов и прием информационного пакета.

Литература

1. *Маковий В.А., Николаев В.И., Поветко В.Н.* Сравнительная оценка экономических затрат на подавление связи в тактическом звене // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 3. С. 88–93.

2. Пат. 2115233 С1 РФ, МПК Н04В 1/10 Адаптивный компенсатор помех: Ясырев Ю.В., Пикалов В.А., Шишкин Ю.В.

3. Пат. 2439794 С1 РФ, МПК Н04В 1/10 Помехоустойчивая система радиосвязи: Шишкин Ю.В., Ясырев Ю.В.; опубл. 10.01.2012, Бюл. № 1.

4. *Лосев Ю.И., Бердников А.Г., Гойхман Э.Ш., Сизов Б.Д.* Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Под. ред Ю.И. Лосева. М.: Радио и связь, 1988. 208 с.: ил.

Статья поступила в редакцию 10 мая 2017 года

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в напечатанном (2 экземпляра на листах формата А4) и электронном виде (файл, созданный в редакторе Microsoft Word). Оптимальный объём статьи – 0,5–0,7 авторских листа.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. **Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.**

4. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс УДК;

– заголовок статьи, инициалы и фамилия автора, аннотация, ключевые слова **на русском и английском языках**.

5. Для текста используется шрифт Times New Roman №12 без стилевого оформления, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, выравнивание текста – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

6. Формулы должны быть созданы в редакторе **MathType**. При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		**Написание обозначений**
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

7. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными и включены в текст статьи; все надписи в иллюстрациях должны быть читаемыми. Обозначения в рисунках, созданных в Microsoft Word или Microsoft Visio, должны быть набраны шрифтом Times New Roman № 9. Каждый рисунок должен сопровождаться подрисуночной надписью, набранной 10-м шрифтом и включающей номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название.

8. Таблицы должны быть набраны 10-м шрифтом, пронумерованы (например, Таблица 1) и иметь тематический заголовок.

Таблицам и рисункам должны предшествовать ссылки на них в тексте статьи.

9. Библиографические ссылки нумеруются в квадратных скобках. Библиографический список оформляется в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел.: (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: tnn@sozvezdie.su