# ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2013

Воронеж 2013

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

**РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:**

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

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

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

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

Выходит 4 раза в год.

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

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

**Учредитель и издатель:**

**ОАО «Концерн «Созвездие»**

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

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

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛ Уч.-изд. л. – 11,6
Тираж 200 экз. Заказ № 72
Подписано в печать 30.08.2013 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2013

**С О Д Е Р Ж А Н И Е**

***№ 3, 2013***

## ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Моделирование динамичной электромагнитной обстановки в группировках подвижных РЭС, включающих радиолокационные станции
***А.Д. Коробова, Е.А. Хромых***……. 5

Частотно-территориальное планирование сетей подвижной радиосвязи специального назначения
***А.В. Леньшин, А.Н. Бабкин***…….. 17

Мажоритарное исправление ошибок методом цифрового накопления
***В.В. Майоров, И.И. Малышев***……. 23

Помехозащищенная синхронизация в сетях телекоммуникаций с применением широкополосных сигналов
***В.В. Майоров, И.И. Малышев, А.А. Бессарабова***…… 28

Параллельный поиск нескольких независимых маршрутов на графе сети связи
***А.Ю. Савинков, С.В. Дмитриев, А.В. Кулаев, А.Е. Загородний***…… 37

Принципы формирования единого информационного пространства для реализации управления на различных уровнях информационного обеспечения
***Ю.С. Сухоруков, М.Н. Данильченко***……. 44

## ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Выбор оптимальных частотных режимов в аналого-цифровых трактах программируемых радиоприёмных устройств
***В.А. Маковий, С.А. Ермаков***…….. 52

Расширение частотного диапазона аналого-цифровых трактов методом цифровой коррекции
***В.А. Маковий, С.А. Ермаков***…….. 59

Выходной эффект приемника при наличии на его входе модифицированного фазоманипулированного широкополосного сигнала
***Г.С. Нахмансон, И.Н. Маснев***……. 67

Помехоустойчивость системы слежения за задержкой аппаратуры потребителей СРНС, использующей BPSK сигналы
***В.В. Неровный, А.В. Коровин, А.А. Новиков***…… 72

## РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Исследование устойчивости цифрового автоматического устройства согласования элементов шестиэлементной ФАР УКВ
***В.В. Ермолаев, В.М. Жуков, А.И. Колодин, Р.Н. Перелыгин***…… 77

Помехи дробности в фазо-цифровых синтезаторах частот
***С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Гречишкин, В.Н. Тихомиров***…….. 83

## РАЗНОЕ

Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов с использованием дальномерно-доплеровского неследящего фильтра Калмана
***Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин***……..….. 97

Экспериментальное исследование характеристик дифференциального режима бортовой аппаратуры СРНС
***А.Л. Аникин, С.Г. Звеков, Д.А. Баталюк, А.А. Новиков***…….. 104

К вопросу повышения эффективности ЛАЛС. Зависимость рассеяния света двухатомными молекулами от их ориентации по отношению к плоскости поляризации излучения
***П.А. Головинский, С.В. Артыщенко, Е.Л. Кучин, Р.А. Чернов***…… 110

УДК 681.3

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ В ГРУППИРОВКАХ ПОДВИЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ, ВКЛЮЧАЮЩИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

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

*Предложена методика моделирования электромагнитной обстановки в группировке подвижных радиоэлектронных средств, включающей радиолокационные станции. Показана возможность прогнозирования в интерактивном режиме параметров радиолокационных станций, целей и источников помех, приводящих к возникновению критических ситуаций.*

***Ключевые слова:*** *прогнозирование, электромагнитная обстановка, радиолокационные станции, энергопотенциальные области.*

# MODELLING OF DYNAMICAL ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT IN MOBILE RADIO-ELECTRONIC DEVICE GROUPINGS WHICH INCLUDE RADAR STATIONS

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

*The technique of modelling of electromagnetic conditions in grouping of mobile radio-electronic means, including radar stations is offered. In an interactive mode parametres of radar stations, the purposes and sources of the hindrances leading to occurrence of critical situations are predicted.*

***Keywords****: forecasting, electromagnetic environment, radar stations, energy potential areas.*

Для решения динамических задач, связанных с моделированием электромагнитной обстановки (ЭМО) в группировках подвижных РЭС, разработана оперативная методика и реализующая её программа [2]. Для расширения функциональных возможностей методики проведена её модернизация [3]. В результате этого разработана методика оценки одного из основных параметров динамичной ЭМО – временных зависимостей изменения мощности сигналов передающих РЭС на выходе приёмной антенны.

Структурная схема моделирования с использованием программы «ЭПО-ОРЧ» показана на рис. 1.

Рис. 1. Структурная схема моделирования динамичной ЭМО в группировке подвижных РЭС в интервале времени $T$

Основные результаты моделирования получают для случая, когда динамичная ЭМО изменяется за счет перемещения передающих РЭС относительно неподвижного приёмного РЭС. При этом возможна оценка параметров динамичной ЭМО за конкретный период времени с её визуализацией и анимацией. Учитываются начальные координаты РЭС в трехмерной области, траектории и скорости движения РЭС, форма и ориентация трехмерных ДН применяемых передающих и приемных антенн, частотные характеристики приемных и передающих устройств, чувствительности приемников, мощности передатчиков, характеристики затухания на радиотрассах.

В качестве примера на рис. 2а приведён результат моделирования и визуализации динамичной ЭМО, создаваемой группировкой из 4 РЭС (приёмного РЭС0 и трёх передающих РЭС1–РЭС3 с начальными координатами $a_i$, $b_i$, $c_i$) в начальный момент времени, причём:

– ДН приёмной антенны имеет форму полусферы, а область реальной чувствительности (ОРЧ) приёмного РЭС0 с координатами (0, 0, 0) одинакова по всем направлениям;

– передающее РЭС1 (6500, 0, 4000) м имеет антенну директорного типа с направленной ДН, кроме этого, РЭС1 «летит» параллельно Земле по траектории, обозначенной пунктирной линией со скоростью $v1$ = 100 м/сек; энергопотенциальная область (ЭПО) каждого передающего РЭС определяется формой и направлением главного лепестка ДН антенны;

– передающее РЭС2(100, 0, 4000) м имеет антенну вертикальный диполь с формой ДН в виде тора, кроме этого, РЭС2 опускается вертикально вниз по траектории, обозначенной пунктирной линией, со скоростью $v2$ = 50 м/сек;

– передающее РЭС3(7000, 0, 2) м находится на одном месте и излучает сигнал с помощью ФАР; её направленная ДН сканирует пространство в секторе, в котором расположено приёмное РЭС0; ширина сектора, направление и скорость углового сканирования задаются отдельно.

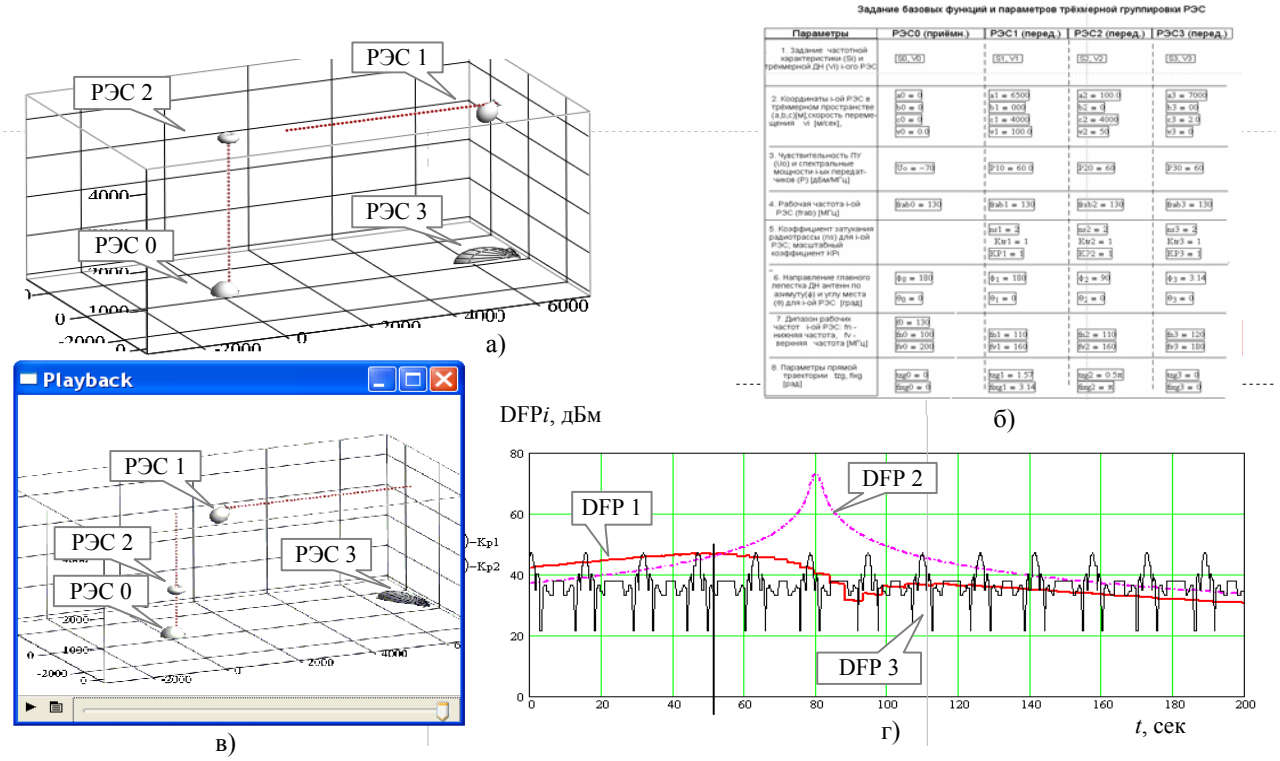



Рис. 2. Пример динамичной ЭМО, создаваемой приёмным РЭС0 с изотропной ДН и тремя подвижными передающими РЭС: а) визуализированная ЭМО в начальный момент времени на рабочей частоте 130 МГц; б) таблица с глобальными переменными; в) анимационный файл на 50-й секунде моделирования; г) функции DFPidt( , , t) на интервале времени $T$ = 200 сек

Для радиотрасс РЭС1, РЭС2 и РЭС3 принято условие затухания «свободное пространство». Истинный размер энергопотенциальных областей РЭС и области реальной чувствительности, соответствующий заданным энергетическим параметрам, может оказаться слишком большим или маленьким, что затрудняет визуальные исследования. Размер ОРЧ или ЭПО каждого РЭС можно изменять с помощью масштабных коэффициентов. При этом удобно визуально исследовать трёхмерную картину ЭМО. Параметры модели динамичной ЭМО приведены на рис. 2б, где в нижней строке (№ 8) вводятся параметры траектории движения, а в строке № 2 – скорости перемещения по выбранным траекториям.

Функции, отображающие изменение мощности сигналов передающих РЭС (за счёт их перемещения) на выходе приёмной антенны, рассчитанные для заданных энергетических параметров и траекторий, приведены на рис. 2г и обозначаются как:

- DFP1dt(a1,b1,c1…t) для РЭС1;
- DFP2dt(a2,b2,c2…t) для РЭС2;
- DFP3dt(a3,b3,c3…t) для РЭС3.

В данном примере используются прямолинейные траектории, хотя программа позволяет задавать траектории произвольной формы.

Работа с моделью в интерактивном режиме подразумевает исследование визуализированной динамичной ЭМО и полученных функций DFPidt( , , *t*) для различных параметров и ситуаций. Например, если РЭС1 является связным передатчиком, РЭС2 – передатчиком преднамеренных помех, а РЭС3 – передатчиком РЛС, создающим непреднамеренные помехи, то в соответствии с рис. 2г легко определить отрезки времени, в течение которых мощности передатчика помех (ПП) выше (ниже) мощности передатчика связного РЭС1 на выходе приёмной антенны. Например, от нулевой секунды до 52-й DFP1 > DFP2, а от 52-й секунды до 200-й DFP2 > DFP1. Такие оценки важны в задачах прогнозирования критических ситуаций в динамичной ЭМО.

В программе «ЭПО-ОРЧ» учитывается восприимчивость приёмного устройства к различным типам помех. Это достигается вычитанием из рассчитанных функций DFPidt( , , t) соответствующего коэффициента подавления ($K_{Pi} = P_П/P_С$), равного отношению мощности *i*-й помехи $(P_П)^i$ к мощности сигнала $P_С$, при котором выполняется целевая функция. Для примера, приведённого на рис. 2в, не используются схемы шумоподавления ($K_Р$ = 0 дБ) для обоих ПП. Если, например, ввести для РЭС2 $K_Р2$ = 10 дБ, то кривая DFP2dt( , , *t*) на рис. 2в опустится на 10 дБ.

Изменяя исходные данные (например, ДН приёмной антенны), можно осуществить оперативную оценку параметров различных ЭМО, создаваемых группировками подвижных РЭС, и сохранить их в виде отдельных файлов.

Целью настоящей статьи является рассмотрение вопросов, связанных с расширением функциональных возможностей методики и реализующей её программы, что достигается включением в группировку РЭС радиолокационных станций и целей. Особенностью программы «ЭПО-ОРЧ» является то, что за РЭС, размещённым в начале координат, закреплено приёмное устройство, поэтому необходима доработка программы для случая, когда в начале координат размещена РЛС, излучающая сигнал и принимающая сигнал от цели. Другими словами, в одной координатной точке (0,0,0) необходимо формировать одновременно энергопотенциальную область и область реальной чувствительности РЛС.

Разработанную методику рассмотрим на примере формирования динамичной ЭМО с участием РЛС, цели и помехового РЭС для неподвижной и сканирующей ДН антенны РЛС.

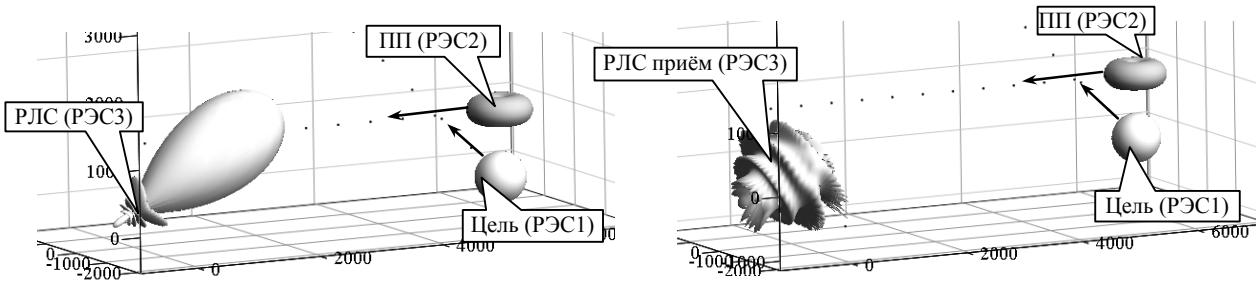
### *1. Неподвижная ДН РЛС, но подвижные передатчик помех и цель, действующие в плоскости xz*

В таблице глобальных переменных программы «ЭПО-ОРЧ» присваиваем значения параметров и базовых функций трём РЭС. При этом в качестве РЛС используем РЭС3 с направленной ДН, в качестве цели – РЭС1 с изотропной ДН и эффективной отражающей поверхностью (σ) и в качестве ПП – РЭС2 с антенной *вертикальный диполь* с ДН в виде тора. На рис. 3а отражена ЭМО, визуализированная программой «ЭПО-ОРЧ» в момент облучения цели в начальный момент времени на частоте 1395 МГц, а на рис. 3б – в момент приёма сигнала, отражённого от цели, причём:

– РЭС1 (цель) находится на поверхности Земли с координатами (6000, 0, 0) м и перемещается по заданной траектории в плоскости *xz* со скоростью 1000 м/сек;

– РЭС2 (ПП) находится на ЛА с начальными координатами (6000, 0, 1000) м и перемещается параллельно поверхности Земли на высоте 1000 м со скоростью 100 м/сек;

– РЭС3 (РЛС) неподвижна и находится в начале координат, главный лепесток ДН антенны РЛС направлен в сторону цели под углом 30° к горизонту. В рассматриваемом примере антенна РЛС работает и на приём, и на передачу и имеет одинаковую форму ДН. Внешние отличия вызваны тем, что для удобства расчётов ОРЧ при приёме используют «обратный» вид направленной ДН антенны РЛС, где высота пиков пропорциональна глубине провалов [2].




а) б)

Рис. 3. Моделирование ЭМО в группировке с участием РЛС, ПП и цели: а) режим облучения цели в начальный момент времени; б) режим приёма сигнала, отражённого от цели, антенной РЛС в начальный момент времени

Методика оценки мощности сигнала на выходе антенны приёмного РЭС хорошо отработана в модифицированной программе «ЭПО-ОРЧ» (для заданных параметров РЭС). Определить мощность отражённого от цели сигнала на выходе приёмной антенны РЛС можно разными способами, например методом «зеркальных» траекторий и методом прямого вычисления по формулам.

*1.1. Метод «зеркальных» траекторий*

При перемещении цели по прямолинейным траекториям мощность отражённого от цели сигнала на выходе приёмной антенны РЛС может быть получена следующим образом.

РЭС1 («цель») размещают в начале координат, а координаты РЛС делают равными координатам цели, но меняют знак на противоположный. Кроме этого, траектория движения РЛС противоположна траектории цели (например, если цель в начальном положении «летит» вверх, то во вспомогательной ЭМО РЛС «летит» вниз параллельно траектории цели). Визуализированная вспомогательная ЭМО на частоте 1395 МГц представлена на рис. 4а. Она сформирована в соответствии с таблицей (рис. 4б), где координаты РЛС (–6000, 0, 0) противоположны координатам цели, а скорость перемещения РЛС равна 1000 м/сек в направлении «вниз» параллельно траектории цели (см. рис. 4в).

В процессе моделирования динамичной ЭМО программой «ЭПО-ОРЧ» легко получить две кривые, представленные на рис. 4г, где:

– Кривая DFP2dt характеризует мощность сигнала ПП на выходе приёмной антенны РЛС на интервале времени от –100 до +100 сек. Видно, что на 60-й секунде уровень сигнала DFP2dt падает более чем на –120 дБ. Это связано с тем, что РЭС2 (ПП) пролетает точно над РЛС и в этом направлении мощность излучения ПП минимальна (провал в ДН вертикального вибратора). После 70-й секунды приём сигнала ПП осуществляется через задний лепесток ДН антенны РЛС.

– Кривая DFP1dt характеризует мощность сигнала на выходе приёмной антенны РЛС (0,0,0) от движущейся цели с отражённой мощностью излучения *Pz* (дБм):

$$Pz = P3d + 10\log(4\pi \times \sigma \times \mathrm{frab}^2/300^2),$$

где *P3d* – спектральная мощность передатчика РЛС, облучающая цель в начальный момент времени; frab3 – рабочая частота РЛС, σ – эффективная отражающая поверхность цели.

*1.2. Вычисление кривой DFP1dt по формулам*

Применение метода «зеркальных» траекторий ограничено случаями простых траекторий, а также симметричными ДН антенн. Этих ограничений позволяет избежать использование в методике и программе других моделей. Они получены в результате модернизации методики при учёте соотношений для случая активной радиолокации [3].

Результаты вычисления DFP1d разными методами приведены на рис. 4г. Сравнение результатов показывает совпадение кривых DFP1d на всём интервале моделирования, причём их уровень (за исключением 60-й секунды) меньше уровня сигнала от ПП (сигнал ПП «подавляет» сигнал от цели).

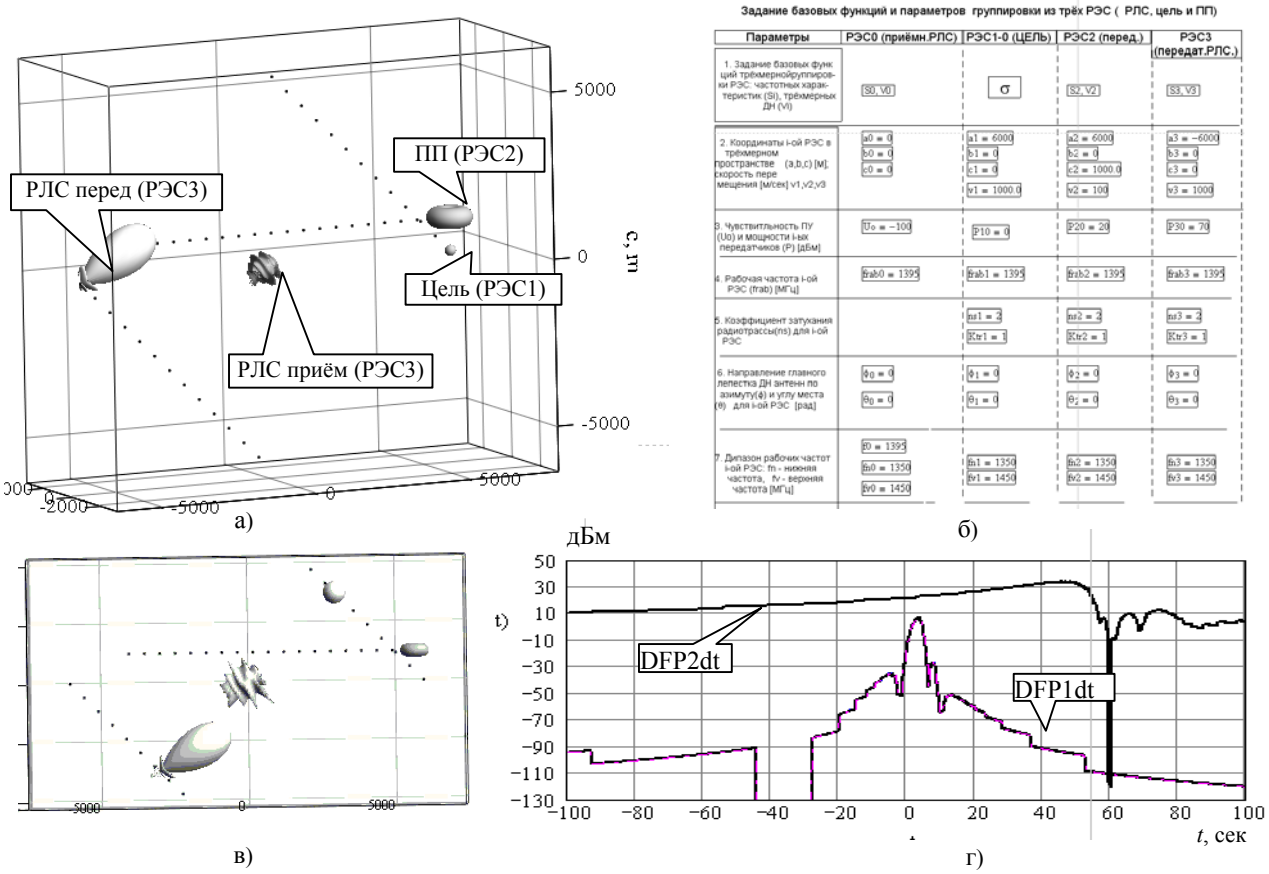



Рис. 4. Формирование модели вспомогательной ЭМО для расчёта мощности отражённого от цели сигнала:
а) вспомогательная ЭМО группировки РЭС; б) зеркальное отображение координат РЛС;
в) движение РЛС и цели по зеркальным траекториям (скриншот видеофайла на 2-й секунде моделирования);
г) зависимости мощности сигналов на выходе приёмной антенны РЛС от ПП и цели,
вычисленные относительно $U_0$

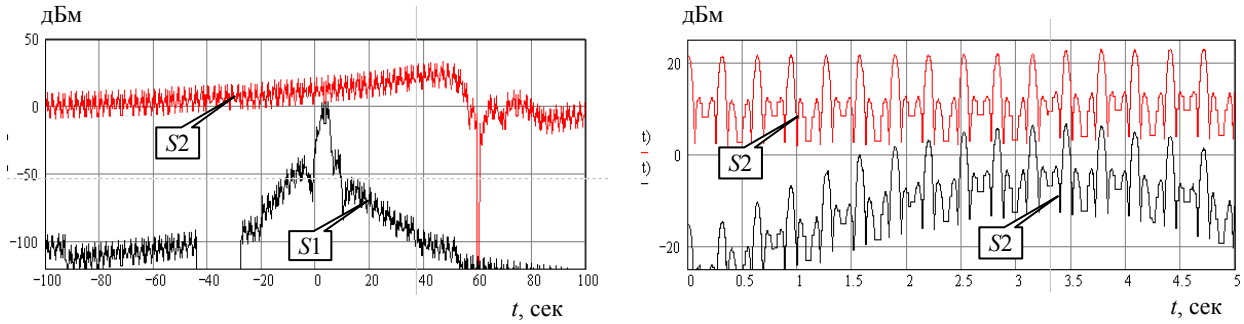
*1.3. Маневрирующая цель (движение по прямым линиям в зоне главного лепестка ДН РЛС)*

Программа «ЭПО-ОРЧ» позволяет легко учесть изменение траектории и скорости движения РЭС в группировке. Это справедливо и для траекторий, описываемых аналитическими функциями, и для прямых траекторий движения, описываемых численно.

### *2. Сканирование РЛС в заданном секторе углов*

В программе «ЭПО-ОРЧ» задаются необходимые параметры сканирования (сектор, закон, скорость) и осуществляется моделирование. Для рассмотренного выше примера равномерное сканирование в заданном секторе осуществляют путём изменения во времени направления главного лепестка по гармоническому закону. Результатом этого является формирование быстропеременной функции для цели ($S1(t)$ – совпадающая с формой ДН антенны РЛС), огибающей которой является функция DFP1dt. Кроме этого, сигнал ПП (кривая $S2(t)$) также претерпевает изменения, так как на реальную чувствительность приёмника из-за сканирования накладывается та же самая быстропеременная функция $S1(t)$. На рис. 5 приведены результаты моделирования с учётом сканирования РЛС.

Из рис. 5 видно, что для любого момента времени (см. фрагмент) сканирующей РЛС отношение мощностей от цели и ПП на выходе приёмной антенны равно отношению их огибающих; например, для $t = 0$ оно равно ~37 дБ.

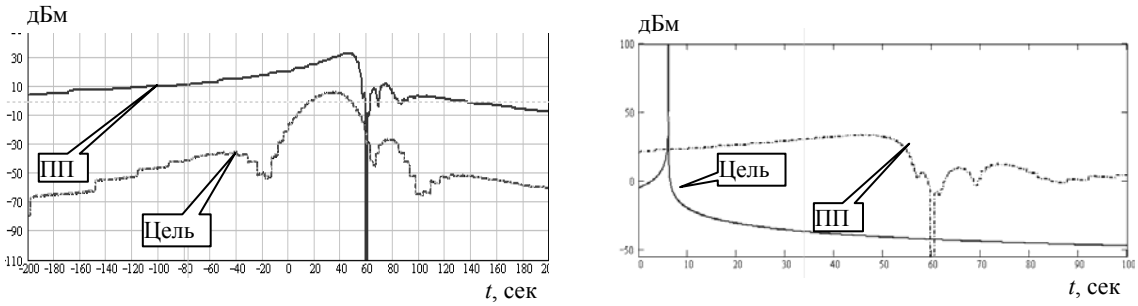



а) б)

Рис. 5. Результаты моделирования динамичной ЭМО с учётом сканирования РЛС на интервале времени от –100 до + 100 сек (а) и фрагмент на интервале времени от 0 до + 5 сек (б)

### *3. Примеры интерактивной работы с моделью*

Результаты моделирования удобно использовать в задачах прогнозирования. Изменение любого параметра, отображающего ЭМО, практически сразу изменяет результат. В качестве примеров на рис. 6а. приведен результат изменения скорости цели до 100 м/сек, а на рис. 6б – пример изменения направления движения цели.




а) б)

Рис. 6. Примеры интерактивной работы с моделью: а) скорость цели снижена до 100 м/сек; б) цель движется по траектории на РЛС

Из рис. 6 следует, что форма сигнала от цели на выходе приёмной антенны РЛС (на некотором интервале наблюдения) зависит от скорости и траектории цели. На рис. 6б приведён пример с целью, движущейся на РЛС. Если, например, это антирадарная ракета, то на 6-й секунде РЛС будет поражена. Эта же методика пригодна для прогнозирования порогового значения шумов на выходе приёмной антенны РЛС при метеорной угрозе (рис. 7).

#### *3.1. Метеорная угроза*

Применительно к метеоритам наиболее опасные траектории совпадают с монотонным возрастанием сигнала. Это значит, что цель (метеорит) движется к РЛС в пределах главного лепестка ДН её антенны. Мощность отражённого от цели (метеорита) сигнала на выходе приёмной антенны РЛС определяется мощностью передатчика РЛС, падающей на метеорит, и его эффективной отражающей поверхностью. Очевидно, что эффективность обнаружения цели (метеорита) определяется уровнем внешних и внутренних шумов. Для определения порогового значения шумов на выходе приёмной антенны РЛС необходимо задать ряд характеристик метеоритов:

– $\sigma_m$ – эффективная отражающая поверхность метеорита (например, 1 м$^2$; метеориты с $\sigma_m < 1$ м$^2$ не рассматриваются как потенциально опасные);

– $v_m$ – максимальная скорость метеоритов;

– $T_к$ – критическое время ожидания (время от обнаружения метеорита до столкновения с Землёй).

На рис. 7 приведены результаты моделирования динамичной ЭМО, создаваемой РЛС, ПП и метеоритом на временном интервале $T_к \sim 10^4$ сек (~166 мин). На рис. 7а визуализирована ЭМО в начальный момент времени в соответствии с параметрами, приведёнными на рис. 7б (для наглядности антенна РЛС направлена на метеорит, у которого $\sigma_m = 1$ м$^2$, находящийся в зените на высоте 200000 км и движущийся по направлению к РЛС со скоростью $v_m = 20$ км/сек. Из ре-

зультатов моделирования (рис. 7в–г, не учитывается движение Земли) следует, что в начальный момент времени уровень сигнала, отраженного от метеорита, на выходе приёмной антенны РЛС равен –180,1 дБВт. Это значительно меньше мощности сигнала от ПП, и поэтому метеорит не будет обнаружен. Для надёжного обнаружения сигнала от метеорита (при заданных энергетических параметрах РЛС) уровень внешних и внутренних шумов на выходе приёмной антенны РЛС должен быть ниже –180,1 дБВт (при $K_Р$ = 0 дБ).

Из анализа результатов, приведённых на рис. 7, следует, что при траектории метеорита 1 после обнаружения столкновение с ним произойдёт через ~166 мин, а при траектории метеорита 2 он пролетит мимо Земли.

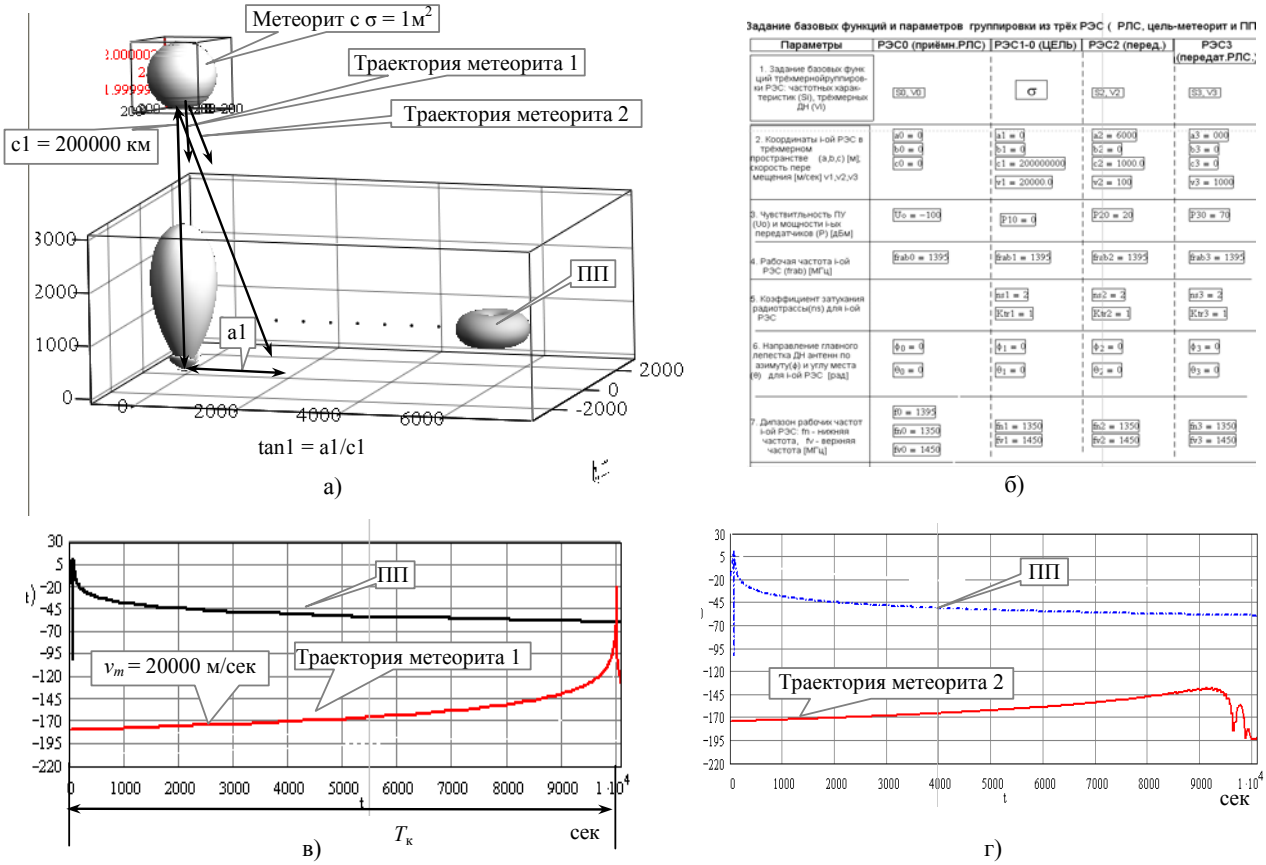



Рис. 7. Моделирование динамичной ЭМО, создаваемой РЛС, ПП и метеоритом на временном интервале ~ $10^4$ сек (~166 мин): а) визуализированная ЭМО в начальный момент времени, б) параметры, в) результаты для траектории 1 с tan1 = 0, г) результаты для траектории 2 с tan1 = 0,03

На приведённых выше рисунках изображения энергопотенциальной области и области реальной чувствительности РЛС носят иллюстративный характер. Однако для ряда задач необходимо применять в расчётах истинные размеры ЭПО и ОРЧ РЛС. Среди них задачи радиоэлектронного подавления радиовзрывателей зенитных управляемых ракет средствами, устанавливаемыми на ЛА или на Земле (или противоположная задача – преодоление защиты). Ниже приведена методика моделирования областей обнаружения РЛС и областей действия приёмной системы для визуальной оценки и прогнозирования ЭМО при сближении зенитной ракеты и цели, защищаемой ПП [5]. В реальных условиях РЛС располагается на зенитной ракете и быстро перемещается относительно движущейся цели, однако для короткого периода времени задача может быть сведена к ситуации, изображённой на рис. 3а, при этом учитываются относительные скорости и направления сближения ракеты и цели. Задача ПП – создать помеху приёмнику РЛС и не допустить срабатывание боезаряда зенитной ракеты. Ниже приведена методика оценки условий решения этой задачи при нормированных энергетических параметрах РЭС и траекторий их движения (приведённых на рис. 3а).

*3.2. Визуальные оценки в области действия РЛС*

При визуализации моделирования и прогнозирования ЭМО наряду с понятиями ЭПО и ОРЧ удобно использовать понятие области действия приемного РЭС, введенное в [1]. Согласно [1] под областью действия приемного РЭС понимается область пространства, находясь в которой передающее РЭС создаёт сигнал, равный или больше определённого уровня на входе приёмника. В качестве такого уровня ранее использовался, в частности, уровень чувствительности приемника $U_0$. Для РЛС при активной локации введенное понятие совпадает с понятием области обнаружения [4] с использованием в качестве критерия пороговой мощности $P_{\text{пор}}$, при которой в данных условиях с учетом заданных параметров РЛС и цели, способа обработки сигнала и характеристик обнаружения может быть обнаружен сигнал. В рассматриваемом примере активной локации эта область совпадает с областью действия приемного РЭС для полезного сигнала (сигнала от цели).

При этом в качестве критерия области обнаружения при заданной $P_{\text{пор}}$ может быть использована мощность передатчика РЛС. Использование семейства областей обнаружения, построенных для заданной радиотрассы, и параметров РЛС удобно для оперативного нахождения мощности передатчика, обеспечивающей обнаружение цели при предполагаемой траектории движения в заданной области пространства (при заданной $P_{\text{пор}}$), а также нахождения чувствительности приемника и $P_{\text{пор}}$, при которых обеспечивается обнаружение цели в заданной области пространства при заданной мощности передатчика.

В качестве более общего можно использовать критерий отношения мощности передатчика к пороговой мощности $P_{\text{пор}}$ (или к чувствительности приемника РЛС $U_0$ с учетом разницы $P_{\text{пор}} - U_0$).

Модернизированная с учетом включения в группировку РЭС радиолокационной станции методика оценки ЭМО и ее программная реализация позволяет провести наглядные оперативные оценки работы РЛС в условиях отсутствия и наличия помех. При этом функционирование РЛС характеризуется как приведенными ранее зависимостями характеристик при различных параметрах, так и визуализацией ЭМО с изменением параметров в интерактивном режиме.

Понятие области обнаружения РЛС по стандартному критерию $P_{\text{пор}}$ удобно для оценок без учета действия помех. При этом необходимо рассматривать область обнаружения для заданных условий и характеристик радиотрассы совместно с траекторией (или предполагаемым в данный момент местом расположения) цели. На рис. 8 области обнаружения РЛС для рассматриваемого примера соответствует внешняя область. Совместное рассмотрение этой области с траекторией движения цели показывает, что цель попадает в область обнаружения РЛС и может быть обнаружена с момента времени, соответствующего пересечению границы области обнаружения, до момента выхода из области (они составляют для ситуации на рис. 8 порядка 2 и 4 секунд соответственно).

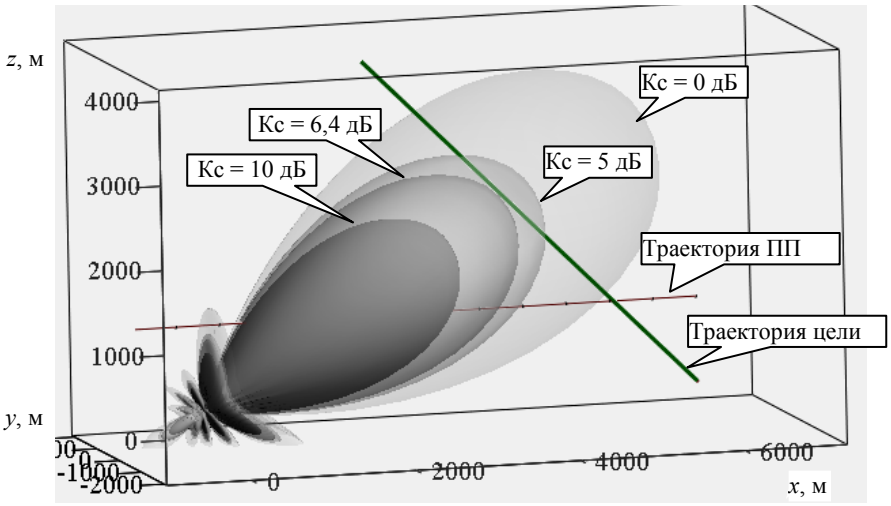



Рис. 8. Области действия РЛС и траектории цели и помехи для визуализации ЭМО в группировке и оценки радиоподавления

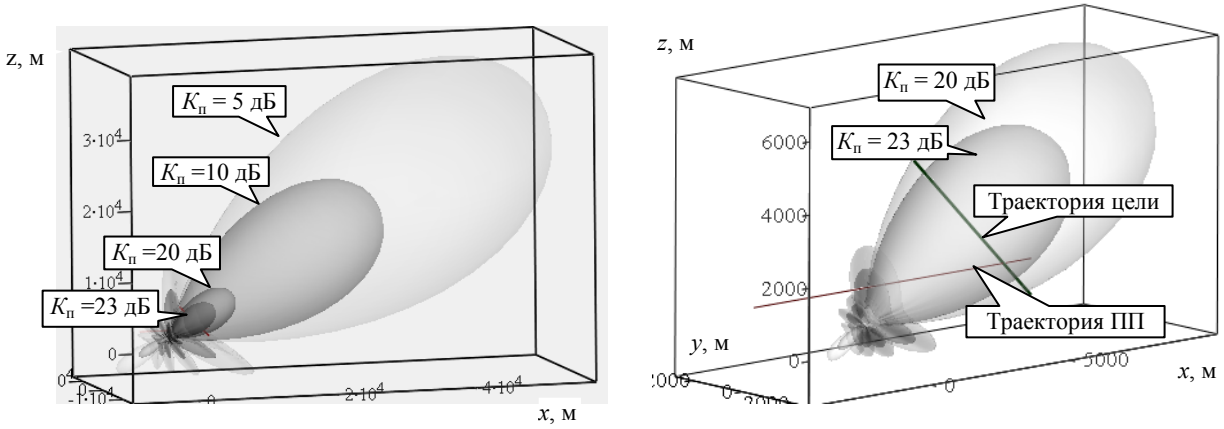
Для РЛС при пассивной локации введенное понятие области действия приемного РЭС соответствует понятию области обнаружения [4] с использованием в качестве критерия чувствительности приемника РЛС. В рассматриваемых задачах эта область является областью действия приемного РЭС для помехи (областью действия помехи). Под областью действия помехи при компьютерных оценках ЭМО согласно [1] понимается область пространства, находясь в которой помеха создаёт сигнал, равный или более определённого уровня на входе приёмника. Введенным ранее критерием этой области является уровень помехи (в абсолютных величинах или относительно чувствительности приемника), при котором мешающее РЭС на границе области создает на входе приемника сигнал данного уровня.

Для задач оценки ЭМО при действии помех удобно расширить понятие области действия приемного РЭС по сравнению с областью обнаружения РЛС при равенстве уровня сигнала на входе приемника на случай произвольного уровня, большего $P_{пор}$ или $U_0$. Превышение сигналом минимального уровня рассматривается как критерий области действия: $K_с = P_{пр} - P_{пор}$ ($U_0$), дБ, где $P_{пр}$ – уровень сигнала на входе приемника РЛС. Семейство таких областей соответствует разным величинам превышения сигналом от цели или помехой уровня $P_{пор}$ или $U_0$. При этом мощность передающего РЭС (или ее отношение к $P_{пор}$ или $U_0$) считается заданной, а область обнаружения соответствует максимальной области действия $K_с = 0$ дБ.

Такое определение позволяет дать количественную оценку сигнала от цели, находящейся в заданной точке пространства, на входе приемника для визуализации сравнения его действия с действием помехи.

Вид областей действия РЛС для полезного сигнала при разных значениях критерия превышения минимального уровня сигнала на входе приемника РЛС $K_с$ показан на рис. 8.

Области действия помехи $K_п$ для разных уровней сигнала, созданного передатчиком помехи на входе приёмника РЛС, показаны на рис. 9 а, б.




а) б)

Рис. 9. Области действия приемной системы РЛС для помехи (а) и траектории цели и помехи для визуализации ЭМО в группировке и оценки радиоподавления (б)

При совместном использовании семейств зон действия РЛС и зон действия помехи оценка радиоподавления может быть осуществлена по расположению цели и помехи. Например, если цель располагается в зоне действия РЛС с критерием Кс1, но вне зоны с критерием Кс2, то уровень сигнала от цели на входе приёмника относительно $P_{пор}$ не превышает $P_{прс}$ = Кс2 + $P_{пор}$ (дБ) (рис. 8). Помеха, появившаяся в зоне действия приемной системы РЛС с критерием $K_п$ = Кс2, будет создавать на входе приёмника мощность $P_{прд} \geq U_0 + K_п$ и при критерии радиоподавления $K_{рпд} = P_{прп}/P_{прс} = 0$ приведёт к подавлению сигнала от цели. В результате, несмотря на возможность обнаружения цели в отсутствие помех, при рассмотренном расположении передатчика помехи обнаружение не происходит. При расположении источника помехи вне этой зоны радиоподавление не осуществляется. Следует отметить, что в данном примере рассматривается идеализированный случай ($K_{рпд} = 0$, $P_{пор} - U_0 = 0$).

Приведенный пример показывает возможность оценки областей пространства, опасных с точки зрения расположения помех радиолокационной станции.

При визуальных оценках радиоподавления в группировках подвижных РЭС необходимо рассматривать ЭМО в конкретный момент времени или с большей общностью вести рассмотрение с учётом траекторий движения цели и создающего помеху РЭС в течение всего интересующего промежутка времени.

Методика оценки ЭМО в группировках подвижных РЭС и реализующая ее программа «ЭПО-ОРЧ» дополнены с учетом возможности интерактивного анализа работы РЛС при действии подвижных мешающих РЭС. При этом допускаются различные возможности оценки:

– оценка ЭМО (с определением количественных показателей) в конкретный момент времени;

– оценка ЭМО (с определением количественных показателей) в течение всего рассматриваемого интервала времени.

Оценки проводятся по следующей методике:

– задаются параметры трассы и РЭС в группировке (таблица глобальных переменных);

– моделируются или задаются по экспериментальным данным характеристики РЭС (ДН антенн приёмных и передающих РЭС);

– задаются параметры траекторий движения РЭС в группировке и проводится моделирование траекторий;

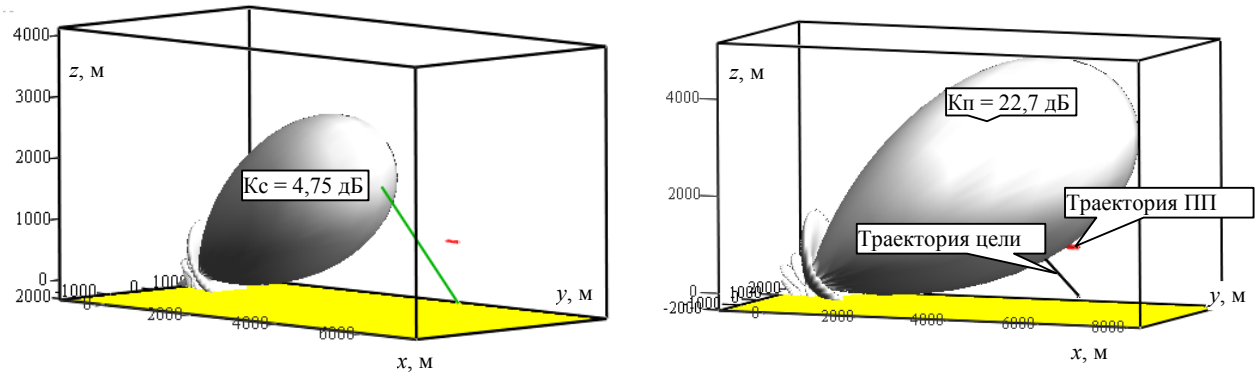
– проводятся в зависимости от постановки задачи количественные оценки или анализ и прогнозирование в интерактивном режиме.

При этом реализуются интерактивные оценки с использованием областей действия РЛС для полезного сигнала от цели и сигнала, создаваемого мешающим РЭС (ПП), двумя способами: в данный момент времени *tv* и в течение всего интервала наблюдения. Оценки проводятся путем выбора параметров областей действия для сигнала и помехи в интерактивном режиме.

### *3.2.1. Оценки в данный момент времени*

*Оценка обнаружения цели при отсутствии помехи*

Строится траектория движения цели за указанный промежуток времени, задаётся момент времени *tv*. Затем путём выбора параметра области действия РЛС для цели Кс находится область, на поверхности которой располагается заданная точка траектории. Параметр области Кс соответствует уровню сигнала от цели на входе приёмника (относительно $P_{пор}$). Например, на рис. 10а Кс = 4,75 дБ при *tv* = 2,5 сек, то есть сигнал на 4,75 дБ превышает $P_{пор}$ в заданных условиях.




а) б)

Рис. 10. Интерактивное определение области действия РЛС (уровня сигнала на входе приемника) для цели (а) и помехи (б) для данного момента времени (*tv* = 2,5 сек)

Аналогично можно определить максимальный уровень сигнала при движении по заданной траектории. Он соответствует области, для которой траектория является касательной (рис. 11). Предусмотренное в интерактивном режиме изменение параметра *tv* позволяет определить момент времени, для которого сигнал от цели максимален (в данном случае *tv* = 3,4 сек).

Так как сигнал в рассматриваемый момент времени на 6,4 дБ превышает $P_{пор}$, цель в условиях отсутствия помехи обнаруживается.

*Оценка влияния помехи на обнаружение цели*

Строится траектория движения источника помех. На ней отмечается рассматриваемый момент времени *tv* (например, указанием в интерактивном режиме конца интервала времени).

Качественные оценки можно провести, построив область действия приёмного РЭС для помехи, присвоив параметру Кп значение, равное Кс. Если точка траектории помехи при $t = tv$ находится в этой области, то уровень помехи на входе приёмника превышает уровень сигнала, и, таким образом, по указанному выше критерию осуществляется радиоподавление.

Для количественного определения уровня помехи на входе приёмника подбором Кп находится область, на поверхности которой расположена точка траектории движения источника помехи при $t = tv$. Для иллюстрируемой задачи (рис. 10б, рис. 11) Кп = 22,7 дБ, т.е. уровень помехи на входе приёмника на 22,7–4,75 дБ превышает уровень сигнала, и происходит радиоподавление. Цель в присутствии помехи не обнаруживается.

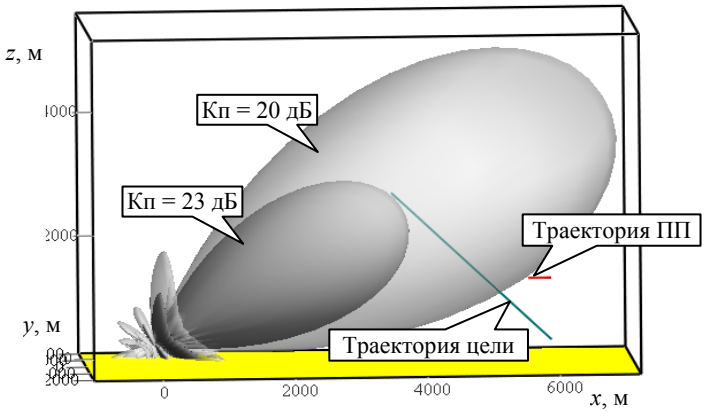



Рис. 11. Области действия помехи и РЛС для максимального уровня сигнала от цели:
Кс = 6.4 дБ, Кп = 23 дБ (при отсутствии помехи происходит обнаружение цели, при наличии помехи – радиоподавление сигнала цели помехой, *tv* = 3.4 сек)

*3.2.2. Интерактивные оценки для данного интервала времени*

*Оценка обнаружения цели при отсутствии помехи*

Осуществляется построение траектории движения цели. Строятся области действия РЛС для цели при различных значениях параметра Кс, от 0 (соответствует области обнаружения РЛС) до максимального значения, из условия нахождения в области действия сигнала всей траектории движения цели (например, по условию внешнего касания траектории и границы минимальной области).

Затем путём предусмотренного изменения *tv* определяется интервал нахождения траектории в зоне Кс = 0. Он соответствует интервалу времени, в котором происходит обнаружение цели при отсутствии помех. Для дальнейших оценок определяется минимальная для данной траектории область, ее критерий (соответствует максимальному уровню сигнала от цели) и соответствующий ему момент времени.

Пример, изображённый на рис. 8, показывает, что в момент от $t1 = 1.5$ сек до $t2 = 4.7$ сек цель находится в зоне действия РЛС и может быть обнаружена при отсутствии помех. Максимальное значение сигнала от цели на входе приёмника РЛС наблюдается при $t = 3{,}4$ сек и соответствует Кс = 6,4 дБ.

*Оценка влияния помехи на обнаружение цели*

Осуществляется построение траектории движения помехи для всего интервала времени и семейства областей действия приемной системы РЛС для помехи. Построение этого семейства можно осуществить различными способами, например построением областей со значениями критериев от 0 до значения, соответствующего минимальной области по условию внешнего касания траектории движения источника помехи. Можно также предусмотреть построение областей действия для помехи для моментов времени от *t*1 до *t*2, определенных ранее.

По параметрам областей Кп и Кс определяется соотношение уровней на входе приёмной системы от цели и помехи. Например, если критерий области, в которой движется помеха в мо-

мент от $t1$ до $t2$, больше критерия области, соответствующего максимуму Кс, то происходит радиоподавление сигнала от цели помехой во всём промежутке времени, иначе – каждый участок времени движения оценивается в отдельности.

В рассмотренном примере (рис. 9б) помеха в течение всего промежутка времени возможного обнаружения сигнала (от $t = 1.5$ сек до $t = 4.7$ сек) находится в области с Кп > 20 дБ и превышает максимальный уровень сигнала от цели (Кс = 6,4 дБ при $tm = 3{,}4$ сек), т.е. осуществляется радиоподавление сигнала от цели.

Из приведённых выше результатов следует, что применительно к задаче защиты цели (самолёта) от зенитной ракеты с РЛС с параметрами Кс = 6,4 дБ и Кп > 20 дБ сигнал на входе приёмника РЛС будет подавлен на всём интервале обнаружения при заданных траекториях движения.

Модернизированная (с учетом включения в группировку подвижных РЭС радиолокационной станции) методика оценки ЭМО и ее программная реализация позволяют провести наглядные оперативные оценки работы РЛС в условиях отсутствия и наличия помех. Примеры, приведённые в статье, показывают возможности интерактивного анализа работы РЛС при действии подвижных мешающих РЭС в конкретный момент времени и в течение всего рассматриваемого интервала времени. Результаты визуальных интерактивных оценок согласуются с результатами количественногох анализа, представленными в виде графиков.

***Литература***

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

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

3. *Коробова А.Д.* Учет временных зависимостей характеристик электромагнитной обстановки в группировках подвижных радиоэлектронных средств / Е.А. Хромых, А.Д. Коробова // Теория и техника радиосвязи / ОАО «Концерн «Созвездие». – 2009. – Вып. 2. – С. 73–79.

4. *Бакулев П.А.* Радиолокационные системы / П.А. Бакулев. – М. : Радиотехника, 2004. – 320 с.: ил.

5. *Перунов Ю.М.* Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичёв, Л.М. Юдин. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.

Статья поступила в редакцию 22 мая 2013 года

УДК 621.396.662

# ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

**А.В. Леньшин**, профессор, ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru
**А.Н. Бабкин**, нач. кафедры, Воронежский институт МВД России, e-mail: alex_babk@mail.ru

*Рассматриваются вопросы частотно-территориального планирования сетей подвижной радиосвязи специального назначения. Приведены варианты построения сетей, рассмотрены условия возникновения помех радиоканалу исследуемой сети. Рассмотрен способ формирования матрицы совместимости радиосетей.*

***Ключевые слова:*** *частотно-территориальное планирование, радиоканал, зона обслуживания, зона помех, базовая радиостанция, матрица совместимости.*

# FREQUENCY-TERRITORIAL PLANNING OF SPECIAL PURPOSE MOBILE RADIO COMMUNICATION NETWORKS

**A.V. Lenshin**, professor, Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru
**A.N. Babkin**, head of information security department, Voronezh Institute of Russian Interior Ministry, e-mail: alex_babk@mail.ru

*Questions on frequency-territorial planning of special purpose mobile radio communication networks are considered. Options of networking are given, conditions of interference generation to a radio channel of the studied network are considered. The way of network compatibility matrix formation is considered.*

***Keywords:*** *frequency-territorial planning, radio channel, servicing zone, interference zone, base station, compatibility matrix.*

К сетям подвижной радиосвязи (СПР) специального назначения относятся радиосети силовых структур, построенные по принципу одночастотного или двухчастотного симплекса. Отличием данных радиосетей от СПР общего пользования является оперативность взаимодействия абонентов и высокая надежность. Для организации надежной и качественной связи абонентов необходимо провести комплекс мероприятий по частотно-территориальному планированию (ЧТП) радиосетей, предусматривающий защиту радиоэлектронных средств и сетей.

Сети подвижной радиосвязи специального назначения строятся по функционально-территориальному принципу. Если СПР общего пользования (например, сотовые) имеют ячеистую структуру, то сети специального назначения строятся исходя из оперативных задач, решаемых подразделениями, расположенными на той или иной территории [1]. Каждая базовая станция формирует зону обслуживания абонентов сети и зону помех.

На рис. 1 представлены СПР$_i$ с радиусом и площадью зоны обслуживания соответственно $R_{Ci}$ и $S_{Ci}$, радиусом и площадью зоны помех $R_{\Pi i}$ и $S_{\Pi i}$, а также СПР$_j$ с радиусом и площадью зоны обслуживания соответственно $R_{Cj}$ и $S_{Cj}$, радиусом и площадью зоны помех $R_{\Pi j}$ и $S_{\Pi j}$; $S_{Cij}$ – площадь перекрытия двух сетей. Радиосети расположены в территориальном районе $X \times Y$, и координаты базовых радиостанций СПР$_i$ и СПР$_j$ соответственно $(X_i, Y_i)$ и $(X_j, Y_j)$.

Каждый из способов характеризуется коэффициентом перекрытия зон обслуживания радиосетей $\eta_{\text{пер.обсл}}$ и коэффициентом перекрытия зон помех и зон обслуживания радиосетей $\eta_{\text{пер.пом}}$. Коэффициенты перекрытия определяются следующим образом:

$$\eta_{\text{пер.обсл}} = \frac{S_{Cij}}{S_{Ci}},\ \eta_{\text{пер.обсл}} = \frac{S_{Cij}}{S_{Cj}},$$

$$\eta_{\text{пер.пом}i} = \frac{S_{\Pi ij}}{S_{Cj}},\ \eta_{\text{пер.пом}j} = \frac{S_{\Pi ij}}{S_{Ci}},$$

где $\eta_{\text{пер.пом}i}$ – коэффициент перекрытия зоной помех $i$-й радиосети зоны обслуживания $j$-й радиосети; $\eta_{\text{пер.пом}j}$ – коэффициент перекрытия зоной помех $j$-й радиосети зоны обслуживания $i$-й радиосети.

В реальных СПР органов внутренних дел коэффициенты перекрытия зон обслуживания и зон помех, как правило, не превышают величину 0,5 [1].

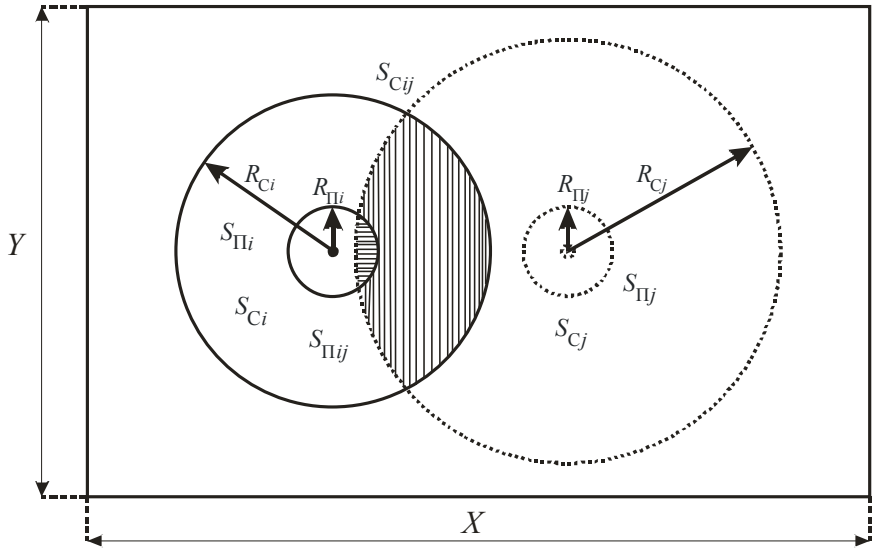



Рис. 1. Вариант перекрытия радиосетей

Для обеспечения надежного и качественного обслуживания абонентов СПР в заданных зонах обслуживания и обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и сетей в идеальном случае необходимо выполнение условия

$$\eta_{\text{пер.обсл}} = \eta_{\text{пер.пом}} = 0\,. \qquad (1)$$

Выполнение данного условия возможно при проведении оптимального частотно-территориального планирования.

***Решение задачи***

Под ЧТП СПР специального назначения понимается комплекс мероприятий, направленный на обеспечение надежной и качественной радиосвязи абонентов в заданных зонах обслуживания при экономии частотного ресурса и минимизации внутрисистемных и внесистемных помех. Влияние помех в исследуемой СПР рассматривается применительно к радиоканалу, образованному базовой станцией и абонентскими радиостанциями. На рис. 2 приведена структурная схема радиоканала исследуемой СПР и базовой станции радиосети, создающей помехи.

На рис. 2 $БС_{\text{ИС}i}$ и $АС_{\text{ИС}i}$ – базовая и абонентская радиостанции $i$-й исследуемой сети, $f_{\text{ИС}i}$ – частота работы $i$-й исследуемой сети; $БС_{\Pi j}$ и $f_{\Pi j}$ – соответственно базовая станция и частота работы $j$-й сети, создающей помехи. Возникновение помех исследуемому радиоканалу возможно в следующих случаях: 1) нахождение $БС_{\text{ИС}i}$ в зоне помех $S_{\Pi j}$, создаваемой $БС_{\Pi j}$; 2) нахождение $АС_{\text{ИС}i}$ в зоне помех $S_{\Pi j}$, создаваемой $БС_{\Pi j}$.

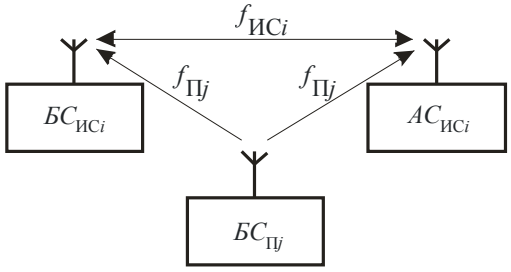



Рис. 2. Структурная схема радиоканала и базовой станции исследуемой радиосети

Условия возникновения помех радиоканалу в $СПР_1$ и $СПР_2$ будут зависеть от частотного и территориального расположения базовых радиостанций радиосетей. При этом возможны 2 варианта возникновения помех, характерных для способов построения СПР:

1. Базовая радиостанция одной из сетей попадает в зону помех, формируемую базовой ра-

диостанцией другой сети (рис. 3). Коэффициент перекрытия зон обслуживания радиосетей $\eta_{\text{пер.обсл}} \approx 1$.

2. Базовые радиостанции радиосетей находятся вне зон помех. При этом существуют зоны поражения для мобильных абонентов. Коэффициент перекрытия зон обслуживания радиосетей $0 \le \eta_{\text{пер.обсл}} \le 1$.

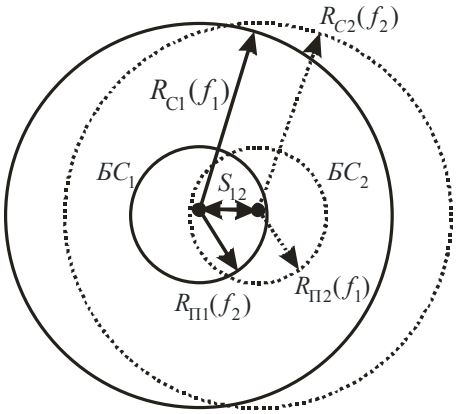



Рис. 3. Вариант расположения радиосетей

На рис. 3 введены обозначения: $БС_1$ и $БС_2$ – базовые станции $СПР_1$ и $СПР_2$; $R_{C1}(f_1)$ и $R_{C2}(f_2)$ – соответственно радиусы зон обслуживания $СПР_1$ и $СПР_2$, при этом частоты работы $СПР_1$ и $СПР_2$ соответственно $f_1$ и $f_2$; $R_{П1}(f_2)$ и $R_{П2}(f_1)$ – радиусы зон помех $СПР_1$ и $СПР_2$ соответственно на частотах $f_2$ и $f_1$; $S_{12}$ – расстояние между базовыми радиостанциями $БС_1$ и $БС_2$. При этом

$$f_2 = f_1 \pm k\Delta_{\text{сч}},$$

где $\Delta_{\text{сч}}$ – шаг сетки частот (25 или 12,5 кГц), $k = 1,\ 2,\ \ldots\ n$.

Возникновение помех радиоканалу исследуемой сети будет зависеть от площади зоны поражения и вероятности появления в ней мобильных абонентов. Условием обеспечения электромагнитной совместимости $СПР_1$ и $СПР_2$ является условие (1).

На рис. 4 показано частотно-территориальное расположение $СПР_1$ и $СПР_2$, не создающих помех друг другу. Здесь $ЗО_1$ и $ЗО_2$ – защитные отношения для $СПР_1$ и $СПР_2$ соответственно.

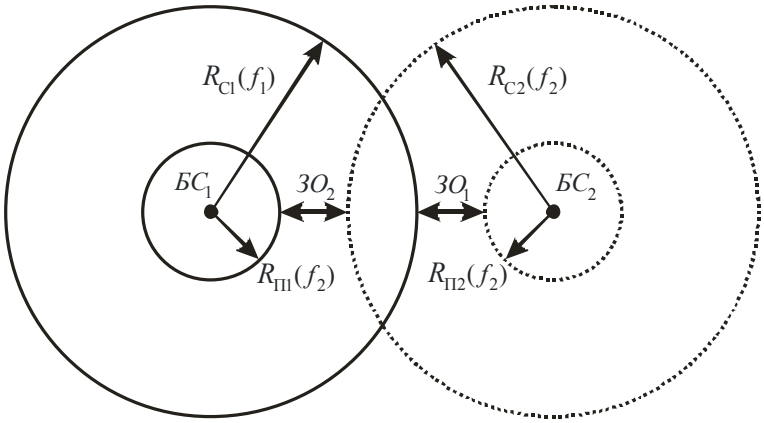



Рис. 4. Частотно-территориальное расположение $СПР_1$ и $СПР_2$, не создающих помех друг другу

Отсутствие помех для $СПР_1$ от $СПР_2$ будет определяться выражением

$$S_{12} \ge R_{П2} + ЗО_1 + R_{C1}. \qquad (2)$$

Соответственно, отсутствие помех для $СПР_2$ от $СПР_1$ будет определяться выражением

$$S_{21} \ge R_{П1} + ЗО_2 + R_{C2}. \qquad (3)$$

Сформулируем исходные данные для проведения ЧТП СПР. Пусть задана группировка из $N$ радиосетей, работающих в выделенном диапазоне частот и занимающих полосу $\Delta f$, размещенных на территории $X \times Y$. Каждая радиосеть представлена одной базовой радиостанцией $БС_i$ ($0 \le i \le N$) с координатами расположения $X_i$ и $Y_i$. Каждая $БС_i$ формирует на частоте $f_i$ зону обслуживания $S_{Ci}$ с радиусом $R_{Ci}(f_i)$ и зоны помех $R_{Пi}$: $R_{Пi}^{\text{сов}}$ – зону помех по совмещенному каналу; $R_{Пi}^{\text{СК}}$ – зону помех по соседнему каналу; $R_{Пi}^{\text{ПК}}$ – зону помех по побочным каналам приема; $R_{Пi}^{\text{ИНТ}}$ – зону помех по интермодуляции. Формируются множества:

1. Координат расположения базовых радиостанций СПР $\{X_i, Y_i\}$.

2. Частот работы СПР $\{f_i\}$.

3. Расстояний между базовыми радиостанциями СПР $\{S_{ij}\}$.

4. Радиусов и зон обслуживания базовыми радиостанциями СПР $\{R_{Ci}\}$ и $\{S_{Ci}\}$.

5. Зон помех, формируемых базовыми радиостанциями СПР $\{R_{\Pi i}^{\text{сов}}\}$, $\{R_{\Pi i}^{\text{СК}}\}$, $\{R_{\Pi i}^{\text{ПК}}\}$, $\{R_{\Pi i}^{\text{инт}}\}$.

6. Защитных отношений СПР в отношении зон помех $\{ЗО_i^{\text{сов}}\}$, $\{ЗО_i^{\text{СК}}\}$, $\{ЗО_i^{\text{ПК}}\}$, $\{ЗО_i^{\text{инт}}\}$.

Расчет зон обслуживания и помех проводится на основе известных моделей: детерминированной модели напряженности поля сигнала, дифракционной аналитической напряженности поля сигнала или модели Хата [2, 3]. При этом зоны обслуживания и помех, формируемые базовой радиостанцией одной СПР, будут различными по отношению к абонентским радиостанциям этой же сети и базовой радиостанции другой СПР.

***Формирование зон обслуживания и помех***

Для формирования зоны обслуживания базовой радиостанцией СПР$_i$ можно использовать модель Хата, рекомендованную МККР для расчета затухания $L_{\Pi i}$ (дБ) радиоволн в диапазоне 150…1500 МГц при распространении в больших городах. На рис. 5 представлена структурная схема формирования зон обслуживания и помех соответственно *i*-й и *j*-й базовыми радиостанциями СПР:

$$L_{\Pi i} = P_{\text{излi}} - P_{\text{прм}i}, \qquad (4)$$

где $P_{\text{излi}}$ – выходная мощность *i*-й базовой радиостанции; $P_{\text{прм}i}$ – мощность сигнала на границе зоны обслуживания, равная чувствительности приемника абонентской радиостанции;

$$L_{\Pi i} = 69{,}55 + 26{,}16 \cdot \lg(f_i) - 13{,}82 \cdot \lg(h_{\text{БС}i}) - \\ -a(h_{\text{АС}i}) + (44{,}90 - 6{,}55 \cdot \lg(h_{\text{АС}i})) \cdot \lg(R_{Ci}), \quad (5)$$

$$a(h_{\text{АС}i}) = 8{,}29 \lg^2(1{,}54 h_{\text{АС}i}) - 1{,}10,$$

где $f_i$ – частота работы СПР, МГц; $h_{\text{БС}i}$ – эффективная высота антенны базовой радиостанции СПР, м; $h_{\text{АС}i}$ – эффективная высота антенны абонентской радиостанции СПР, м; $a(h_{\text{АС}i})$ – поправочный коэффициент, дБ.

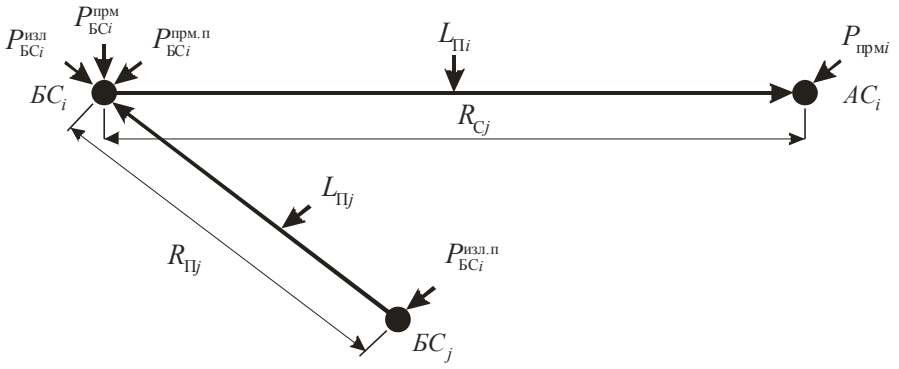



Рис. 5. Формирование зон обслуживания и помех

Решая уравнения (4) и (5), вычисляют значение $\{R_{Ci}\}$. При формировании зоны помех базовой радиостанцией СПР$_j$ величину потерь $L_{\Pi j}$ определяют по формуле [2, 4]

$$L_{\Pi j} = L_{\text{тр}} + L_{\text{диф}},$$

где $L_{\text{тр}}$ – затухание сигнала помехи при распространении в свободном пространстве, дБ; $L_{\text{диф}}$ – затухание с учетом дифракционных потерь, дБ;

$$L_{\text{тр}} = 10 \lg\left(\frac{4\pi R_{\Pi j}}{\lambda}\right)^2, \qquad (6)$$

$$L_{\text{диф}} = -10 \lg\left[\frac{\lambda}{2\pi R_{\Pi j}}\left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta}\right)^2\right], \qquad (7)$$

где $\lambda$ – длина волны излучаемого сигнала помехи; $\theta$ – угол падения луча.

Мощность помехи (дБм) на входе приемника $БС_i$ будет определяться выражением

$$P_{БСi}^{пом.прм} = P_{БСj}^{изл.пом} - L_{Пj}, \quad (8)$$

$$P_{БСj}^{изл.пом} = P_{БСj}^{изл} - D_{помj}, \quad (9)$$

где $P_{БСj}^{изл}$ – мощность излучения основного сигнала $БС_j$; $D_{помj}$ – ослабление паразитных излучений передатчика $БС_j$ (в соседнем, побочных или интермодуляционных каналах) [5].

Отсутствие помех приемнику $БС_i$ от передатчика $БС_j$ будет определяться из условия

$$P_{БСi}^{прм} - P_{БСi}^{пом.прм} \geq K_{опт}, \quad (10)$$

где $K_{опт}$ – показатель критерия оптимальности функционирования приемника $БС_i$ при отсутствии помех (например, для аналоговых СПР $K_{опт} \geq 12$ дБ, для цифровых СПР $K_{опт} \geq 6$ дБ).

Приведем пример расчета совместимости $БС_i$ и $БС_j$ применительно к помехам по соседнему каналу при использовании цифровых СПР. Пусть чувствительность приемника $БС_i$ равна 0,5 мкВ (минус 113 дБм), $K_{опт} \geq 6$ дБ. С учетом (10) допустимая мощность сигнала помехи (дБм) на входе приемника $БС_i$ будет равна $P_{БСi}^{пом.прм} = -113 - 6 = -119$. Предположим, что $P_{БСj}^{изл} = 20$ Вт (43 дБм). В соответствии с [5] ослабление паразитных излучений передатчика $D_{пом.СК}$ $БС_j$ в соседнем канале составляет 70 дБм, поэтому с учетом (9)

$$P_{БСi}^{пом.прм} = 43 - 70 = -27.$$

Предположим, что между $БС_i$ и $БС_j$ нет препятствий (прямая видимость) и $L_{диф} = 0$. Тогда

$$L_{Пi} = -29 - (-119) = 92.$$

На основании (6) для частоты работы $БС_j$ $f_j = 160{,}0$ МГц радиус зоны помех составит $R_{Пj} = 3{,}2$ км. В соответствии с проведенным расчетом территориальный разнос базовых радиостанций $БС_i$ и $БС_j$ применительно к помехам по соседнему каналу должен быть не менее 3,2 км. Аналогичным образом проводится расчет в отношении помех по побочным каналам приема и интермодуляционным искажениям.

Таким образом, алгоритм обеспечения электромагнитной совместимости СПР при частотно-территориальном планировании заключается в следующем:

1. Для каждой *i*-й СПР рассчитываются суммарные зоны помех:

$$\left\{S_{Пij}^{\Sigma}\right\} = \left\{R_{Пi}^{сов}\right\} \bigcup \left\{R_{Пi}^{СК}\right\} \bigcup \left\{R_{Пi}^{ПК}\right\} \bigcup \left\{R_{Пi}^{инт}\right\}.$$

2. Определяется возможность перекрытия зоны обслуживания *i*-й сети с зоной помех *j*-й сети:

$$\left\{S_{Пij}\right\} = \left\{S_{Ci}\right\} \bigcap \left\{S_{Пj}^{\Sigma}\right\}.$$

3. Отсутствие помех *i*-й исследуемой радиосети от *j*-й радиосети определяется выражениями

$$\left\{S_{ij}\right\} = \left\{S_{Пi}^{\Sigma}\right\} \bigcup \left\{S_{Ci}\right\} \bigcup \left\{ЗО_i\right\}, \quad (11)$$

$$\left\{S_{Ci}\right\} \bigcap \left\{S_{Пj}^{\Sigma}\right\} = 0. \quad (12)$$

4. На основе (11) и (12) составляется матрица совместимости, представленная в таблице.

Матрица совместимости

| Номер СПР | $СПР_1$ иссл/пом | $СПР_2$ иссл/пом | $СПР_3$ иссл/пом | - - - | $СПР_{N-1}$ иссл/пом | $СПР_N$ иссл/пом |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $СПР_1$ пом/иссл | | + / + | + / + | | + / + | + / + |
| $СПР_2$ пом/иссл | – / + | | + / – | | + / + | + / + |
| $СПР_3$ пом/иссл | + / + | + / + | | | – / – | + / + |
| - - - | | | | | | |
| $СПР_{N-1}$ пом/иссл | + / + | + / + | + / + | | | +/+ |
| $СПР_N$ пом/иссл | + / + | + / + | + / + | | + / + | |

Матрица совместимости представляет собой данные о наличии взаимных помех между сетями радиосвязи. Каждую СПР можно рассматривать и как исследуемую радиосеть, и как радиосеть, создающую помеху. Исходя из данных таблицы, можно сделать вывод о том, что $СПР_2$ создает помехи $СПР_1$, в то время как $СПР_1$ в отношении $СПР_2$ помех не создает. $СПР_2$ не созда-

ет помехи $СПР_3$, в то время как $СПР_3$ создает помехи в отношении $СПР_2$. $СПР_3$ и $СПР_{N-1}$ несовместимы в обоих направлениях.

Наличие помех свидетельствует о необходимости проведения измерений напряженности электромагнитного поля в местах установки несовместимых базовых радиостанций СПР и принятия решений об их частотно-территориальном разносе с сохранением имеющихся частотно-территориальных разносов совместимых СПР. В случае невозможности частотно-территориального разнесения базовых радиостанций СПР, создающих взаимные помехи (в силу экономии средств, необходимости сохранения территориальности расположения базовых радиостанций, отсутствия резерва частот), необходимо уменьшать зоны помех ослаблением уровней мешающих сигналов за счет применения специальных технических средств (например, фильтров, устанавливаемых на входе приемных устройств).

***Выводы***

1. Сети подвижной радиосвязи специального назначения строятся по функционально-территориальному принципу, при котором коэффициенты перекрытия зон обслуживания и зон помех, как правило, не превышают величину 0,5. Это приводит к необходимости применения при частотно-территориальном планировании статистических и детерминированных методов прогноза уровней сигналов.

2. При частотно-территориальном планировании СПР влияние помех в исследуемой радиосети необходимо рассматривать применительно к радиоканалу, образованному базовой станцией и абонентскими радиостанциями.

3. Расчет зон обслуживания и зон помех проводится на основе детерминированной модели напряженности поля сигнала, дифракционной аналитической модели напряженности поля сигнала или модели Хата.

4. В ходе частотно-территориального планирования формируется матрица совместимости СПР, в которой приводятся данные о наличии взаимных помех между сетями радиосвязи. Матрица совместимости является основой для проведения мероприятий, связанных с измерением на входе исследуемых приемных устройств базовых радиостанций уровней сигналов, формируемых мешающими СПР.

***Литература***

1. Сети и системы радиосвязи ОВД и средства их информационной защиты: учебное пособие / О.И. Бокова [и др.]; под ред. Н.С. Хохлова. – Воронеж: Воронежский институт МВД РФ, 2012. – 228 с.

2. *Бабков В.Ю.* Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование. Учебное пособие для вузов / В.Ю. Бабков, М.А. Вознюк, П.А. Михайлов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 224 с.

3. *Кшиштоф В.* Системы подвижной радиосвязи / В. Кшиштоф.; пер. с польск. И.Д. Рудинского; под ред. А.И. Ледовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 536 с.

4. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Т. 2. Обеспечение электромагнитной совместимости радиосистем / Под ред. М.А. Быховского. – М.: КРАСАНД, 2012. – 552 с.

5. ОСТ 78.01.0004-2000. Стандарт отрасли. Наземные радиостанции с угловой модуляцией стационарные, возимые и перевозимые автомототранспортом, носимые и переносные, предназначенные для работы в радиосетях органов внутренних дел и внутренних войск МВД Росси. Виды, основные параметры, технические требования.

Статья поступила в редакцию 22 июля 2013 года

УДК 621.391

# МАЖОРИТАРНОЕ ИСПРАВЛЕНИЕ ОШИБОК МЕТОДОМ ЦИФРОВОГО НАКОПЛЕНИЯ

**В.В. Майоров**, конструктор, тел. (473) 252-19-24
**И.И. Малышев**, советник генерального директора, тел. (473) 252-26-42
ОАО «Концерн «Созвездие»

*Проведен расчет вероятности правильного приема кодограммы, а также других характеристик алгоритма с цифровым накоплением символов.*

***Ключевые слова:*** *вероятность, сигнал, символ, алгоритм, накопление.*

# MAJORITY CORRECTION OF ERRORS WITH HELP OF METHOD OF DIGITAL ACCUMULATION

**V.V. Mayorov**, designer, tel. (473) 252-19-24
**I.I. Malyshev**, director general adviser, tel. (473) 252-26-42
JSC «Sozvezdie «Concern»

*Calculation of codogram correct receiving probability as well as algorithm with digital symbol accumulation other characteristic calculation has been made.*

***Keywords****: probability, signal, symbol, algorithm, accumulation.*

Проблема помехоустойчивости приема является одной из важнейших в современной радиосвязи. Она относится к числу тех проблем, значение и актуальность которых с течением времени не только не уменьшается, а, наоборот, увеличивается по причине перегруженности частотных диапазонов и наличия большого разнообразия видов помех [1, 2 и др.].

Оптимальными методами обработки сигналов являются согласованная фильтрация и корреляционная обработка [1]. При этом помехоустойчивость радиоприема зависит от отношения сигнал/помеха. Вероятность приема кодограммы определенной длины $L$ зависит от вероятности ошибки при различении каждого символа и от длины кодограммы $L$. Прием кодограммы будет успешным, если все символы приняты без ошибок, то есть

$$P_{\text{прКДГ}} = (1 - P_{\text{ош}})^L , \qquad (1)$$

где $P_{\text{ош}}$ – вероятность ошибки символа; $P_{\text{прКДГ}}$ – вероятность правильного приема кодограммы.

В табл. 1 приведена эта зависимость для нескольких значений $L$ и $P_{\text{ош}}$.

Таблица 1

Вероятность правильного приема кодограммы при однократной передаче

| $L$, бит | Вероятность правильного приема кодограммы, $P_{\text{прКДГ}}$ | | | |
|---|---|---|---|---|
| | для $P_{\text{ош}} = 10^{-2}$ | для $P_{\text{ош}} = 10^{-3}$ | для $P_{\text{ош}} = 10^{-4}$ | для $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ |
| 100 | 0,366 | 0,902 | 0,990 | 0,999 |
| 200 | 0,134 | 0,823 | 0,980 | 0,998 |
| 300 | 0,047 | 0,741 | 0,970 | 0,997 |

Из табл. 1 видно, что вероятность правильного приема кодограммы растет как с уменьшением ее длины $L$, так и с уменьшением вероятности ошибки приема символа $P_{\text{ош}}$.

Для многих систем управления процессами или объектами вероятность правильного приема кодограммы определенной длины задается на уровне $0{,}9 \div 0{,}98$ и выше. В то же время в реальных условиях функционирования систем из-за сложной электромагнитной обстановки или ограниченной мощности передатчика вероятность ошибки приема символа может превышать уровень $10^{-2} \div 10^{-1}$. В этом случае для обеспечения заданной вероятности правильного приема кодограммы (решения) прибегают к многократному ее повторению на передающей стороне и ко-

герентному или мажоритарному суммированию повторов (копий) на приемной стороне [3].

В случае когерентного суммирования каждое удвоение количества копий кодограммы приводит к увеличению отношения сигнал/флюктуационная помеха на 3 дБ. В табл. 2 представлена зависимость приращения $\Delta h^2$ этого соотношения от количества копий кодограммы $N$. При этом исходное отношение сигнал/помеха взято равным 1 (или 0 дБ).

Таблица 2

Зависимость приращения отношения сигнал/помеха от количества копий кодограммы

| $N$ | 1 | 2 | 4 | 8 | 16 |
|---|---|---|---|---|---|
| $\Delta h^2$, дБ | 0 | 3 | 6 | 9 | 12 |

Видно, что при любом (даже очень плохом) исходном отношении сигнал/помеха на входе сумматора с увеличением количества суммируемых копий отношение сигнал/помеха на выходе быстро улучшается и наступает такой момент, когда при очередном повторе все символы кодограммы принимаются без ошибок. Этот момент является моментом принятия решения.

Следует отметить, что, несмотря на высокую эффективность этого метода, он не всегда реализуем из-за необходимости высокой стабильности опорных генераторов и синхронизации с точностью до фазы высокочастотных колебаний.

В случае невозможности реализации когерентного суммирования прибегают к мажоритарному (цифровому) накоплению. При этом на приемной стороне $N$ копий входного сигнала поступают на вход цифрового накопителя (рис. 1).

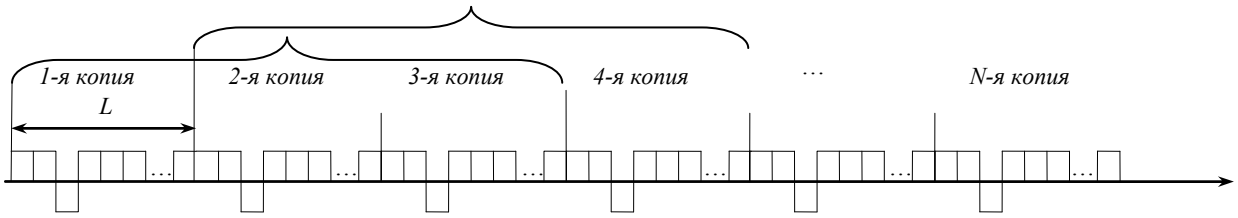



Рис. 1. Временная диаграмма передаваемых копий кодограммы

В цифровом накопителе осуществляется принятие решения для каждого символа по мажоритарному правилу $z$ из $n$, где $n \le N$, а $z$ и $n$ связаны между собой соотношением

$$n = 2z - 1. \qquad (2)$$

Временные диаграммы мажоритарной обработки символов по правилу $z = 2$ из $n = 3$ представлены на рис. 2.

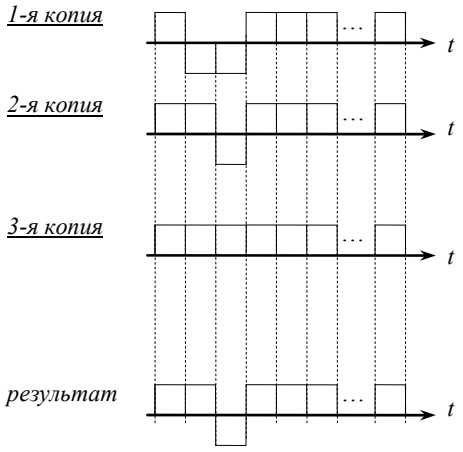



Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие мажоритарную обработку каждого символа по правилу $z = 2$ из $n = 3$

С помощью мажоритарной схемы принятия решения ведется подсчет количества символов (нулей и единиц) на каждой временной позиции кодограммы длиной $L$, и принятым считается символ, кратность появления которого определяется условием $z \le i \le n$. Для каждого $i \ge z$ может быть $C_n^i$ случаев. Вероятность правильного принятия символа в результате мажоритарной обработки будет равна $(1 - P_{\text{ош}})^i P_{\text{ош}}^{n-i}$. Тогда для каждого символа вероятность правильного принятия решения будет определяться выражением

$$P_{\text{пс}} = \sum_{i=z}^{n} C_n^i (1 - P_{\text{ош}})^i P_{\text{ош}}^{n-i}. \qquad (3)$$

Вероятность правильного приема кодограммы будет определяться выражением

$$P_{\text{прКДГ}} = P_{\text{пс}}^L = \left( \sum_{i=z}^{n} C_n^i (1 - P_{\text{ош}})^i P_{\text{ош}}^{n-i} \right)^L. \qquad (4)$$

Вероятность ошибочного приема кодограммы определится как

$$P_{\text{ошКДГ}} = 1 - P_{\text{прКДГ}}. \qquad (5)$$

Возможны несколько алгоритмов обработки и размещения $n$ копий на интервале $N$. В одном из них накопление и обработка копий происходят последовательно: сначала с 1-й по $n$-ю копию кодограммы, затем со 2-й по $(n+1)$-ю копию, и т.д. до обработки с $(N-n+1)$-й по $N$-ю копию. Таким образом, в данном алгоритме подлежат обработке $(N-n+1)$ вариантов. Прием кодограммы будет успешным, когда из всех вариантов хотя бы один позволяет получить кодограмму, у которой на интервале ее длительности нет ни одной ошибки. Выражение для результирующей вероятности правильного приема кодограммы $P_{\text{пр1}}$ будет иметь вид

$$P_{\text{пр1}} = 1 - \prod_{j=1}^{N-n+1} \left( P_{\text{прКДГ}j} \right). \qquad (6)$$

Так как вероятности $P_{\text{прКДГ}j}$ при обработке каждого варианта сочетаний равны между собой, выражение для результирующей вероятности правильного приема кодограммы $P_{\text{пр1}}$ примет вид

$$P_{\text{пр1}} = 1 - (1 - P_{\text{прКДГ}})^{N-n+1} =$$

$$= 1 - \left[ 1 - \left( \sum_{i=z}^{n} C_n^i (1 - P_{\text{ош}})^i P_{\text{ош}}^{n-i} \right)^L \right]^{N-n+1}. \qquad (7)$$

Результаты расчета вероятности $P_{\text{пр1}}$ по формуле (7) представлены на рис. 3. Расчет проведен для длины кодограммы $L = 100$ бит, количества копий $N \leq 15$ и для значений вероятности ошибки символа $P_{\text{ош}} = 10^{-1}; 5 \cdot 10^{-2}$.

Другим алгоритмом обработки может быть перебор всех сочетаний копий из $N$ по $n$, в этом случае количество вариантов равно

$$C_N^n = \frac{N!}{n!(N-n)!}. \qquad (8)$$

Схема обработки по второму алгоритму представлена на рис. 4.

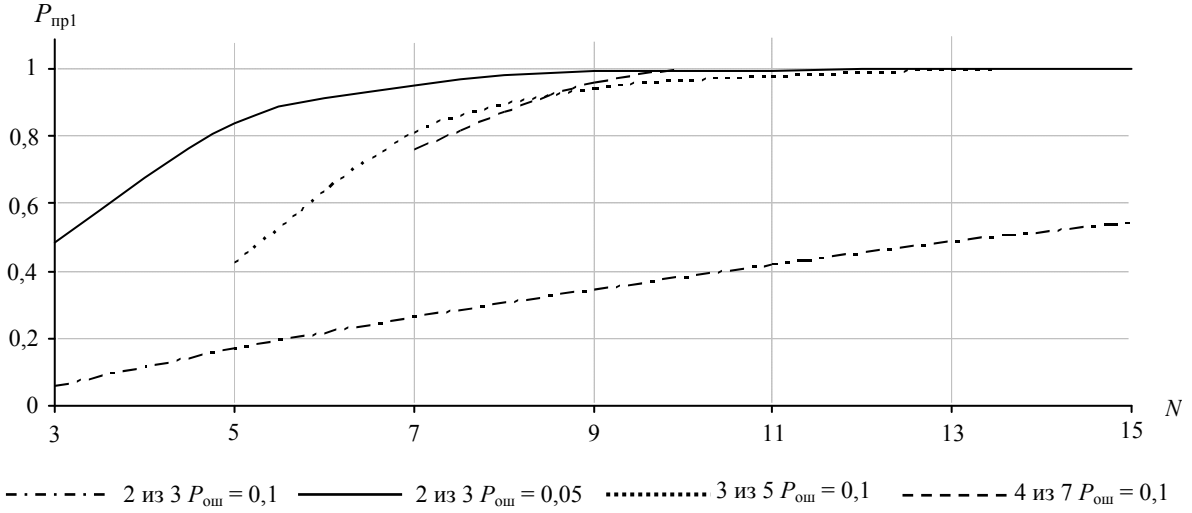



Рис. 3. Зависимость результирующей вероятности правильного приема кодограммы длиной $L = 100$ бит от количества копий $N$ (для первого алгоритма)

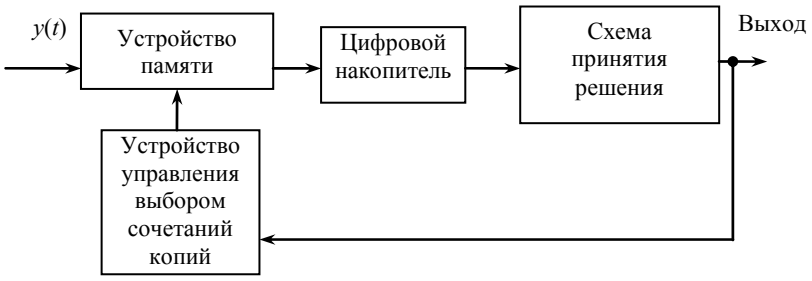



Рис. 4. Функциональная схема мажоритарной обработки сигнала с использованием записи копий в устройство памяти

Для второго алгоритма копии входного сигнала в количестве $N$ записываются в устройство памяти (рис. 4). Так же как и в первом алгоритме, для выбранных копий происходит их посимвольное цифровое накопление по мажоритарному правилу $z$ из $n$. Но для принятия решения по всей кодограмме используются сочетания из всех записанных копий кодограммы. Выбор сочетаний копий осуществляется устройством управления (УУ). С помощью мажоритарной обработки определяются все $L$ символов для данного варианта сочетаний копий. Затем с помощью УУ выбирается следующий вариант, и так далее, пока не будут обработаны все варианты.

Как и в первом алгоритме, прием кодограммы будет успешным, когда из всех вариантов сочетаний хотя бы один вариант позволит получить кодограмму, у которой на интервале ее длительности нет ни одной ошибки.

В этом случае выражение для результирующей вероятности правильного приема кодограммы $P_{\text{пр2}}$ будет иметь вид

$$P_{\text{пр2}} = 1 - \prod_{j=1}^{C_N^n} (1 - P_{\text{прКДГ}j}) = 1 - (1 - P_{\text{прКДГ}})^{C_N^n};$$

$$P_{\text{пр2}} = 1 - \left[ 1 - \left( \sum_{i=z}^{n} C_n^i (1 - P_{\text{ош}})^i P_{\text{ош}}^{n-i} \right)^L \right]^{C_N^n}. \quad (9)$$

Результаты расчета вероятности правильного приема кодограммы для второго алгоритма по формуле (9) представлены на рис. 5. Расчет проведен для $L$ = 100 бит; $N \leq 15$ и $P_{\text{ош}} = 10^{-1}; 5 \cdot 10^{-2}$.

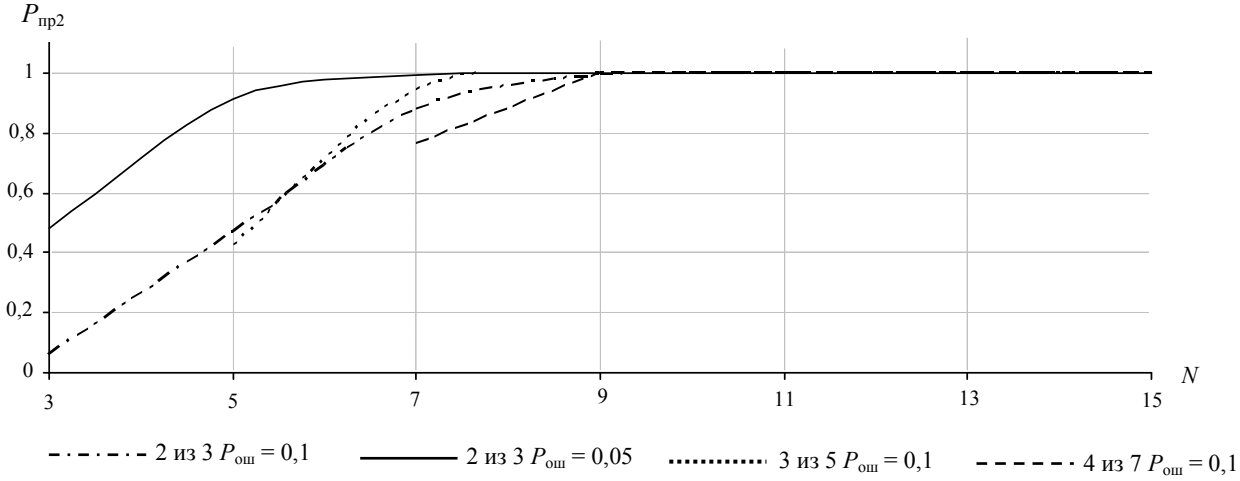



Рис. 5. Зависимость результирующей вероятности правильного приема кодограммы длиной $L$= 100 бит от количества копий $N$ (для второго алгоритма)

Из анализа полученных результатов можно сделать следующие выводы. Во-первых, с увеличением количества копий $N$ и уменьшением вероятности ошибки символа $P_{\text{ош}}$ результирующая вероятность правильного приема кодограммы $P_{\text{пр}}$ увеличивается. Во-вторых, увеличением параметров $z$ и $n$ можно добиться дополнительного повышения вероятности $P_{\text{пр}}$.

Необходимо также отметить следующее. В первом алгоритме количество вариантов обработки равно $(N - n + 1)$. Так как во втором алгоритме количество вариантов увеличивается до $C_N^n$, то это позволяет значительно повысить результирующую вероятность $P_{\text{пр}}$ для одного и того же значения $N$. Например, согласно расчетам для $z = 2$, $n = 3$ при $P_{\text{ош}} = 10^{-1}$ второй алгоритм дает повышение вероятности $P_{\text{пр}}$ более чем в 2 раза (для $N = 5 \div 13$). Следует также отметить, что при этом увеличиваются временные затраты на обработку в $(C_N^n / (N - n + 1))$ раз.

Таким образом, во всех случаях, когда когерентное накопление невозможно реализовать, целесообразно применять предлагаемый алгоритм обработки с записью копий в память, который позволяет получить значительный выигрыш от цифрового накопления копий кодограмм по сравнению с принятием решения по одному символу.

***Литература***

1. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей

псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов [и др.] ; под ред. В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

2. Основы теории радиотехнических систем. Учебное пособие / В.И. Борисов [и др.] ; под ред. В.И. Борисова / ВНИИС, 2004. – 306 с.

3. *Блинов В.Ф.* Оценка возможности коррекции ошибок при повторении сообщений и поэлементном суммировании для кодов с основанием $M \geq 2$ / В.Ф. Блинов, В.М. Зинчук // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС. – 1970. – Вып. 4.

Статья поступила в редакцию 15 июля 2013 года

УДК 621.391

# ПОМЕХОЗАЩИЩЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ В СЕТЯХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

**В.В. Майоров**, конструктор, тел. (473) 252-19-24
**И.И. Малышев**, советник генерального директора, тел. (473) 252-16-38
ОАО «Концерн «Созвездие»
**А.А. Бессарабова**, преподаватель, ВГТУ, тел. (473) 224-33-60

*Предлагается алгоритм поиска широкополосных сигналов с применением реверсивного счетчика для синхронизации по тактовым точкам по пачке из k обнаруженных импульсов. Получены обобщенные формулы вероятности синхронизации при k+n независимых испытаниях и вероятности удержания состояния синхронизма.*

***Ключевые слова:*** *синхронизация, вероятность правильного обнаружения, вероятность ложного обнаружения, комплекс помех, тактовая точка.*

# INTERFERENCE-TOLERANT SYNCHRONIZATION IN TELECOMMUNICATION NETWORKS WITH USING OF BROADBAND SIGNALS

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

*Algorithm of broadband signal search with using reversible counter synchronization on clock points on k-detected pulse pack is proposed. Probability synchronization generalized formula with k+n independent tests and false detection probability holding are received.*

***Keywords:*** *synchronizing, probability of correctly finding, probability of false finding, complex of interferences, tact point.*

Различным вопросам разработки научно-технических основ создания сетей телекоммуникаций с широкополосными сигналами (ШПС) посвящено много работ [1, 2 и др.].

Одним из основных препятствий в обеспечении более эффективного функционирования данных сетей с высокой емкостью является сложность синхронизации в условиях действия комплекса помех [2, 3].

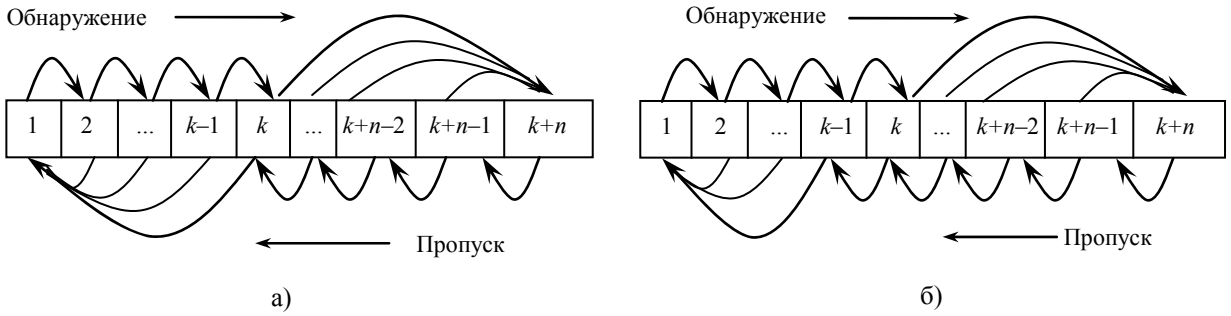
В работающей сети телекоммуникаций с ШПС на вход системы синхронизации поступает поток коротких импульсов синхросигнала и помех. При осуществлении тактовой или цикловой синхронизации синхросигнал может появляться только на определенных тактах $B$, отстоящих друг от друга на величину, равную длительности ШПС, $T_0 = B\tau_0$, где $B$ – база применяемых в сети ШПС, $\tau_0$ – длительность элемента ШПС. Помехи в виде случайного потока могут появляться на любом из тактов 1, 2,…, $B$.

Задача поиска заключается в определении местоположения $B$-го такта. Пусть $P_{fo}$ – вероятность обнаружения помехи на каждом из тактов 1, 2, …, $B$, а $P_{\text{по}}$ – вероятность правильного обнаружения синхросигнала на $B$-м такте. В принципе, местоположение такта $B$ может быть найдено при $P_{\text{по}} > P_{fo}$. В этом случае при достаточно продолжительном времени проведения анализа число импульсов, поступивших на этом такте, превышает число импульсов, поступивших на любом из остальных тактов. При превышении порога обнаружения на каком-либо такте в последующих периодах проверяется только этот такт.

Для подсчета числа импульсов требуется счетчик. Для увеличения помехоустойчивости синхронизация должна осуществляться по нескольким импульсам, и поэтому целесообразно использование реверсивного счетчика. Применительно к периодическим простым сигналам имеется пример возможного варианта такого алгоритма в [4], где приведена схема и описание алгоритма. К сожалению, в работе не приводятся формулы для вероятностей синхронизации и удержания состояния синхронизма.

 ISSN 1995-7009

Для синхронизации сетей с ШПС рассмотрим два алгоритма поиска, позволяющие повысить помехоустойчивость. Алгоритмы отличаются друг от друга диаграммами работы реверсивного счетчика и точками, в которых происходит срыв синхронизации. Для первого алгоритма диаграмма работы представлена на рис. 1а, для второго – на рис. 1б.




а) б)

Рис. 1. Диаграмма работы системы синхронизации
с реверсивным счетчиком: а) по первому алгоритму; б) по второму алгоритму

В представленных на рис. 1а,б алгоритмах синхронизация осуществляется по пачке из $k$ обнаруженных импульсов на одноименных тактах. Вначале при наличии сигнала система переводится на один шаг вправо, а при отсутствии сигнала сбрасывается в первоначальное состояние, то есть в точку 1. В случае, когда на одноименных тактах в $k$ следующих подряд периодах сигнал в стробе присутствует, имеется основание считать этот сигнал полезным, и тогда устройство синхронизируется по этому сигналу, а система переходит в состояние синхронизма, то есть в точку $(k + n)$.

Выведем формулы вероятности синхронизации по пачке из $k$ сигналов при $k + n$ независимых испытаниях в общем случае. Известные формулы этой вероятности имеют приближенный характер, относятся к частным случаям или находятся путем последовательных вычислений, поэтому представляет интерес вывод подобных формул в общем виде.

Местоположение такта $B$ априорно неизвестно, тогда вероятность обнаружения или сигнала, или помехи на такте $B$ впервые в течение одного периода, равного длительности ШПС $T_0 = B\tau_0$, равна сумме этих двух вероятностей и будет определяться выражением

$$p = P_{\text{по}} \cdot (1 - P_{fo})^{B-1} + P_{fo} \cdot (1 - P_{fo})^{B-1}. \qquad (1)$$

После первого обнаружения выставляется строб, и далее проверяется только данный такт, тогда вероятность обнаружения на последующих периодах определяется суммой $P_{\text{по}} + P_{fo}$.

Точка на диаграммах работы (рис.1 а,б) соответствует одному периоду, а всего рассматривается $k + n$ периодов. Таким образом, чтобы последняя пачка из $k$ обнаруженных импульсов уместилась на анализируемом интервале, она должна начаться с точки $n + 1$. Тогда вероятность синхронизации $P_s$ по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k + n$ независимых испытаниях будет равна сумме вероятностей появления пачки из $k$ импульсов впервые, начиная с первого периода и до периода $n + 1$:

$$P_s = \sum_{v=1}^{n+1} P_{k,v}\,. \qquad (2)$$

Вероятность появления пачки из $k$ импульсов впервые, начиная с первого периода, то есть при $v = 1$, определяется по формуле вероятности пересечения событий [5]:

$$P_{k,1} = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} =$$

$$= \left(P_{\text{по}} \cdot (1 - P_{fo})^{B-1} + P_{fo} \cdot (1 - P_{fo})^{B-1}\right) \times$$

$$\times (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}. \qquad (3)$$

Рассматривая далее увеличение $v$, требуется отметить, что для появления впервые пачки из $k$ импульсов необходимо выполнение условия, что в точке $v - 1$ сигнал или помеха обязательно не обнаружены, тогда вероятность появления пачки из $k$ импульсов впервые, начиная с периода $v \geq 2$, определяется выражением

$$P_{k,v} = (1 - p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}\,. \qquad (4)$$

Необходимо отметить, что формула (4) справедлива только для $v \le k+1$, то есть для случая, когда какая-нибудь другая пачка из $k$ импульсов не могла быть обнаружена ранее, просто исходя из того, что она не могла бы уместиться на этом интервале. Логично предположить, что для $v \ge k+2$ требуется учесть вероятность того, что в совокупности с первой точки и до точки $v-1$ не должно быть обнаружено ни одной пачки из $k$ импульсов, чтобы в точках $v \ge k+2$ такая пачка была обнаружена впервые, то есть имеем рекуррентное выражение

$$P_{k,v} = (1 - P_{k,v-2}) \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}. \quad (5)$$

Если $n = 0$, то исходя из выражений (2) и (3) вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k+n$ независимых испытаниях будет равна

$$P_s = \left(P_{\text{по}} \cdot (1-P_{fo})^{B-1} + P_{fo} \cdot (1-P_{fo})^{B-1}\right) \times \times (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}.$$

Если $n = 1$, то исходя из выражений (2), (3) и (4) вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k+n$ независимых испытаниях будет равна

$$P_s = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}.$$

Если $n = 2$, то исходя из выражений (2), (3) и (4) вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k+n$ независимых испытаниях будет равна

$$P_s = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +(1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} = = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + 2 \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}.$$

Если $n = 3$, то исходя из выражений (2), (3) и (4) вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k+n$ независимых испытаниях будет равна

$$P_s = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +(1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} = = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + 3 \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}.$$

Применяя метод математической индукции, можно сделать вывод, что вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k+n$ независимых испытаниях будет равна

$$P_s = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +n \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}. \quad (6)$$

Так как при выводе формулы (6) применялись выражения (2), (3) и (4) для значений $v \le k+1$, то формула (6) остается справедливой только для соответствующего условия для параметров $n \le k$.

Если $n = k+1$, то из выражений (2), (5) и (6) следует, что вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k+n$ независимых испытаниях будет равна

$$P_s = \sum_{v=1}^{k+2} P_{k,v} = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +k \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +(1-P_{k,k}) \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}.$$

Если $n = k+2$, то из выражений (2), (5) и (6) аналогично следует, что

$$P_s = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +k \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +(1-P_{k,k}) \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +(1-P_{k,k+1}) \cdot (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}.$$

Вынося общий множитель за скобки в последних трех слагаемых, получим

$$P_s = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + (k+2-P_{k,k} - P_{k,k+1}) \times \times (1-p) \cdot p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}.$$

Если $n = k+3$, то из выражений (2), (5) и (6) также следует, что

$$P_s = p \cdot (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1} + +\left(k+3-P_{k,k} - P_{k,k+1} - P_{k,k+2}\right)(1-p) \cdot p (P_{\text{по}} + P_{fo})^{k-1}.$$

Применяя метод математической индукции, можно сделать вывод, что вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k+n$ независимых испытаниях будет равна

$$P_s = p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1} + (n-\sum_{i=k}^{n-1}P_{k,i})\times$$

$$\times(1-p)\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}. \qquad (7)$$

Заметим, что формула (6) входит в формулу (7) как частный случай. Формула (6) справедлива для интервала значений $n: 0 \le n \le k$. Далее для каждого интервала возможных значений $n$ : $[k+1;\ 2k+1]$, $[2k+2;\ 3k+2]$, $[3k+3;\ 4k+3]$… можно раскрыть сумму в формуле (7) и таким образом избавиться от рекуррентности. Но сначала целесообразно ввести переменную величину $t$, характеризующую соответствующий интервал возможных значений $n$:

$$t\cdot k + t \le n \le (t+1)\cdot k + t;$$

$$t\cdot k + t \le n \le t\cdot k + k + t;$$

$$t\cdot(k+1) \le n \le t\cdot(k+1) + k.$$

Разделим на $k+1$; так как $k+1>0$, то знаки не поменяются:

$$t \le \frac{n}{k+1} \le t + \frac{k}{k+1}.$$

Так как $\frac{k}{k+1} < 1$ и величина $t$ – целочисленная, то

$$t = INT\left(\frac{n}{k+1}\right) \qquad (8)$$

– наибольшее целое число, не превышающее $\frac{n}{k+1}$.

При $t=1$ вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных импульсов при $k+n$ независимых испытаниях будет равна

$$P_s = p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1} + n\cdot(1-p)\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1} -$$

$$-\sum_{i_1=k}^{n-1} 1\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}\cdot(1-p)\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1} -$$

$$-\sum_{i_2=k}^{n-1}(i_2-k)\cdot\left((1-p)\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}\right)^2.$$

При $t=2$ имеем выражение

$$P_s = p(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1} +$$

$$+n\cdot(1-p)\cdot p(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1} -$$

$$-\sum_{i_1=k}^{n-1} 1\cdot p(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}\cdot(1-p)\cdot p(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1} -$$

$$-\sum_{i_2=k}^{n-1}(i_2-k)\cdot\left((1-p)\cdot p(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}\right)^2 +$$

$$+\sum_{i_3=2k+1}^{n-1}\sum_{i_4=k}^{i_3-k-1} 1\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}\times$$

$$\times\left((1-p)\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}\right)^2 +$$

$$+\sum_{i_5=2k+1}^{n-1}\sum_{i_6=k}^{i_5-k-1}(i_6-k)\cdot\left((1-p)\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}\right)^3.$$

Применяя метод математической индукции, можно сделать вывод, что вероятность синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных ШПС при $k+n$ независимых испытаниях в окончательном общем виде будет определяться формулой

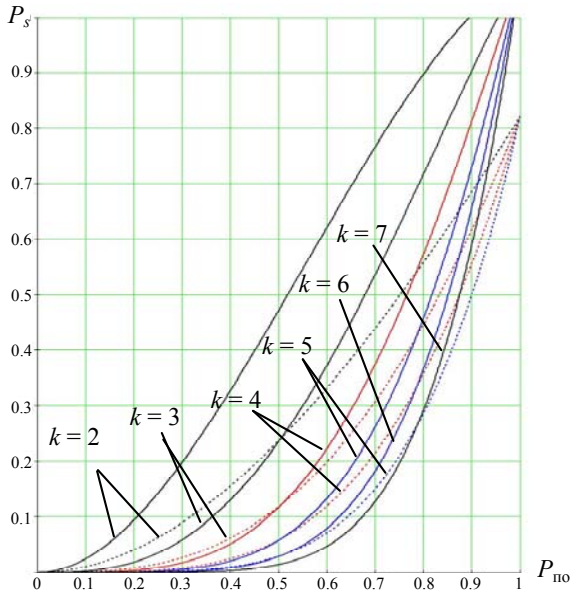
$$P_s = \sum_{i=0}^{INT(\frac{n}{k+1})}(-1)^i\left(G_i\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1}\cdot((1-p)\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1})^i + H_i\cdot((1-p)\cdot p\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})^{k-1})^{i+1}\right), \qquad (9)$$

где $p = P_{\text{по}}\cdot(1-P_{fo})^{B-1} + P_{fo}\cdot(1-P_{fo})^{B-1}$; $B$ – база ШПС; коэффициенты $G_0 = 1$; $H_0 = n$, для других $i$ $G_i = \sum_{j_1=ik+i-1}^{n-1}\sum_{j_2=(i-1)k+i-2}^{j_1-k-1}\ldots\sum_{j_i=k}^{j_{i-1}-k-1}1$ ; $H_i = \sum_{j_1=ik+i-1}^{n-1}\sum_{j_2=(i-1)k+i-2}^{j_1-k-1}\ldots\sum_{j_i=k}^{j_{i-1}-k-1}(j_i-k)$.

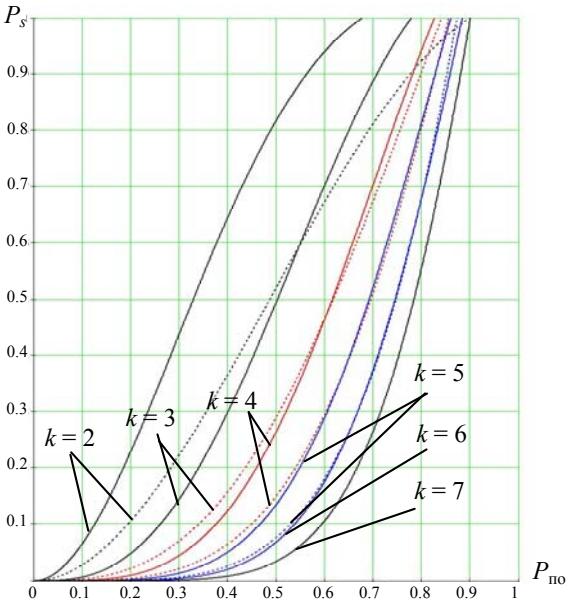
На рис. 2а–г представлены графики зависимости вероятности синхронизации по пачке из $k$ обнаруженных ШПС от вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}}$, рассчитанные по формуле (9) для различных значений параметра $n$, для базы ШПС $B = 2^{10} - 1$, а на рис. 2д, е – для базы ШПС $B = 2^{11} - 1$. Сплошными линиями показаны графики для вероятности ложного обнару-

жения $P_{fo} = 10^{-4}$, штриховыми линиями – для $P_{fo} = 10^{-3}$.

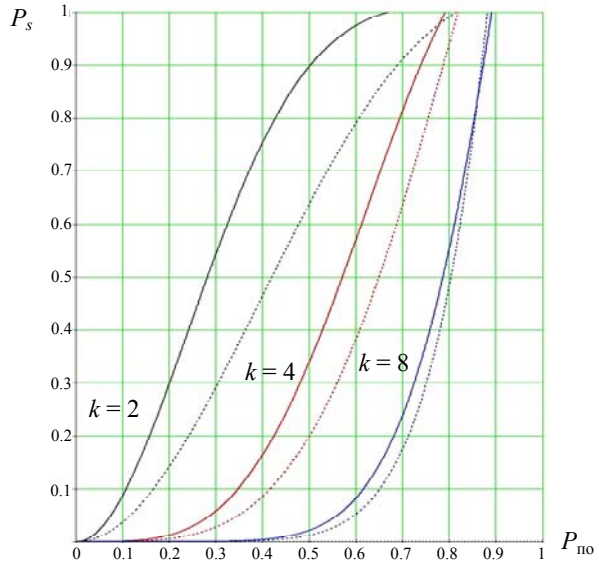
Из анализа зависимостей вероятности синхронизации от вероятности правильного обнаружения следует, что с увеличением числа ШПС в пачке $k$ эффективность предлагаемых алгоритмов повышается при любых значениях параметра $n$. Если же дополнительно увеличить параметр $n$, то эффективность алгоритмов значительно повысится.



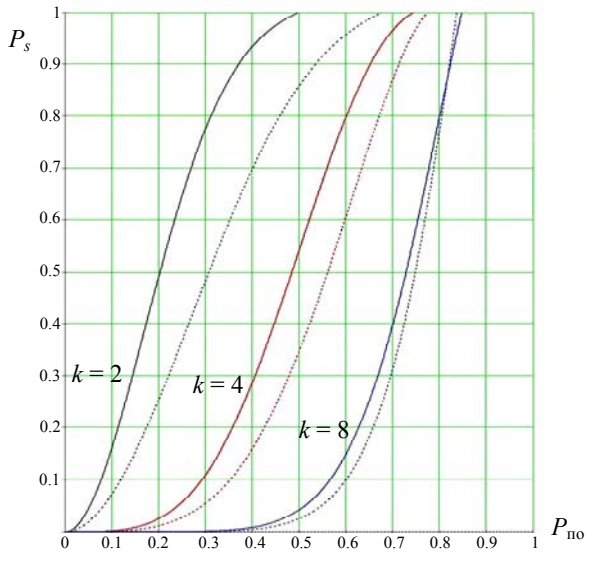

а)




б)




в)




г)

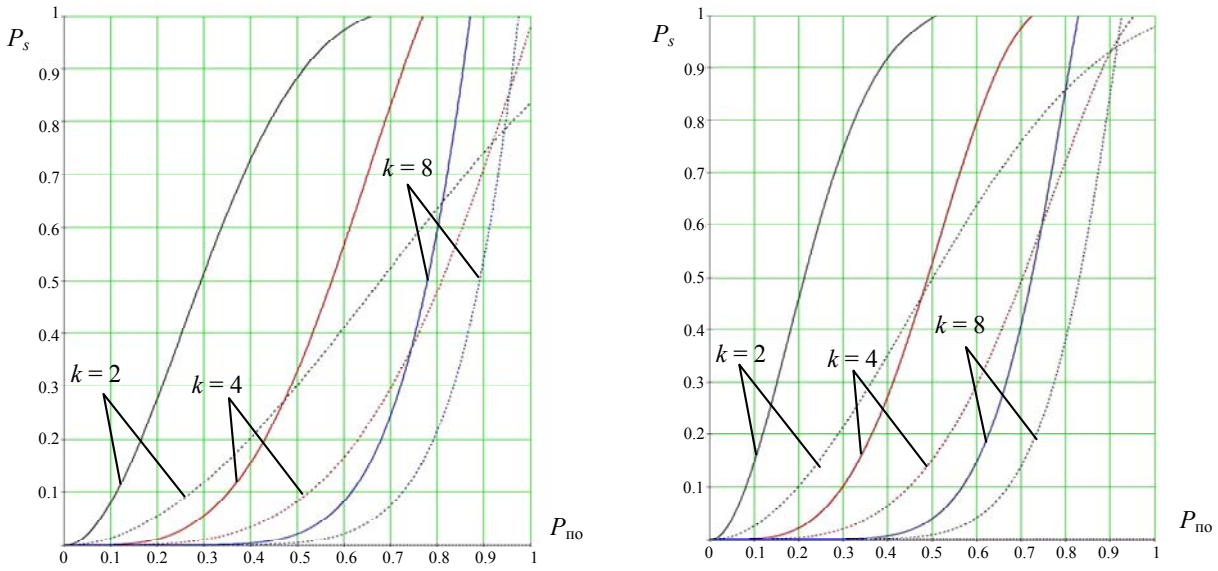



Рис.2. Зависимость вероятности синхронизации от вероятности правильного обнаружения: а) для $n = 2$, $B = 2^{10}–1$; б) для $n = 7$, $B = 2^{10}–1$; в) для $n = 10$, $B = 2^{10} – 1$; г) для $n = 20$, $B = 2^{10} – 1$; д) для $n = 10$, $B = 2^{11} – 1$; е) для $n = 20$, $B = 2^{11} – 1$

Теперь рассмотрим подробно выход из состояния синхронизма в первом алгоритме (рис. 1а). Если в точке $k$ на такте $B$ порог обнаружения не превышается с вероятностью пропуска при одном испытании $P_{\text{проп}}$, то в точке $k$ происходит срыв синхронизации.

Пусть в исходном состоянии система синхронизации находится в состоянии синхронизма, то есть в точке $(k + n)$. В точку $(k + n – 1)$ система синхронизации переходит с вероятностью $P_{\text{проп}}$. Для исходного состояния синхронизма система синхронизации следит за обнаружением только на такте $B$, остальные такты безразличны; тогда по теореме о вероятности полной группы событий [5] вероятность пропуска при одном испытании на такте $B$ равна $P_{\text{проп}} = 1 – P_{\text{по}} – P_{fo}$.

Если в любой из точек интервала $[k; k + n – 1]$ порог обнаружения оказывается превышенным с вероятностью $P_{\text{по}} + P_{fo}$, то система переходит в исходное состояние $(k + n)$.

Если в точке $(k + n – 1)$ порог не превышен, то система переходит в точку $(k + n – 2)$ с вероятностью $P^2_{\text{проп}}$. Соответственно, вероятность того, что далее система синхронизации поочередно будет переходить в точки $(k + n – 3)$, $(k + n – 4)$,…$(k)$ и, наконец, выйдет из состояния синхронизма, будет равна $P^{n+1}_{\text{проп}}$. Так как для данного алгоритма это единственная последовательность событий, приводящая к выходу из синхронизма, то вероятность удержания состояния синхронизма по теореме о вероятности полной группы событий будет определяться выражением

$$P_{ud1} = 1 – [1 – P_{no} – P_{fo}]^{n+1}. \qquad (10)$$

Графики зависимости вероятности удержания от вероятности пропуска сигнала при одном испытании $P_{\text{проп}}$ для значений $n = 0$; 2; 5; 20 представлены на рис. 3.

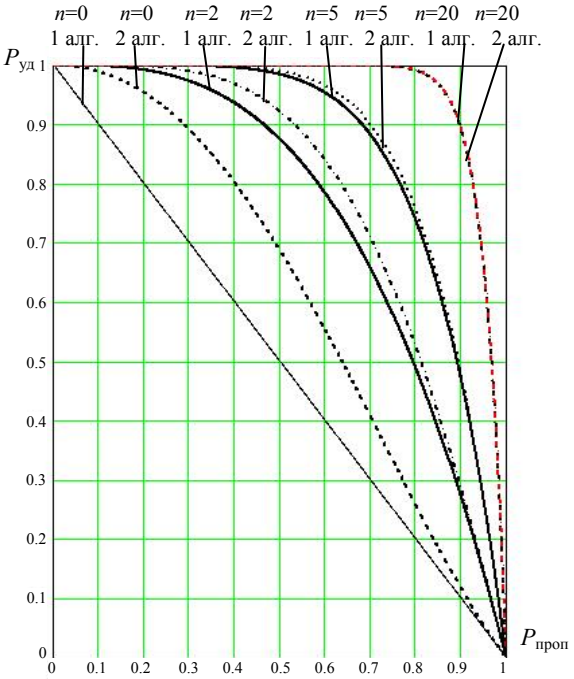



Рис. 3. Зависимость вероятности удержания от вероятности пропуска для двух алгоритмов

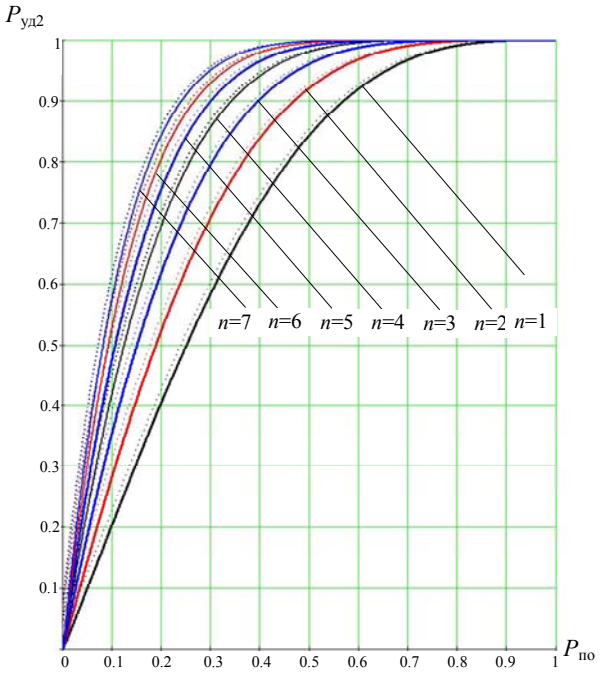



Рис. 4. Зависимость вероятности удержания от вероятности правильного обнаружения для второго алгоритма

Рассмотрим подробно второй алгоритм (рис. 1б). Срыв синхронизации происходит в точке $(k-1)$, если, конечно, в этой точке порог обнаружения оказывается непревышенным. Для этого алгоритма, так же как и для первого, в точку $(k+n-1)$ система переходит с вероятностью $P_{\text{проп}}$. Если в точке $(k+n-1)$ порог обнаружения не превышен, то система переходит в точку $(k+n-2)$ с вероятностью $P_{\text{проп}}^2$. Вероятность того, что система синхронизации поочередно будет переходить далее в точки $(k+n-3)$, $(k+n-4)$,…, $(k)$, $(k-1)$ и, наконец, выйдет из состояния синхронизма, будет равна $P_{\text{проп}}^{n+2}$.

Однако, в отличие от первого алгоритма, в точке $(k-1)$ порог обнаружения может быть превышен с вероятностью $P_{\text{по}}+P_{fo}$, и система перейдет в точку $k$, а если в точке $k$ порог обнаружения не будет превышен, система перейдет в точку $(k-1)$. Если и там порог обнаружения не будет превышен, то система в этом случае выйдет из синхронизма. Это второй вариант последовательности событий, приводящий систему к выходу из синхронизма. Его вероятность будет равна вероятности пересечения всех этих событий:

$$P_{\text{проп}}^{n+1}\cdot\left(P_{\text{по}}+P_{fo}\right)\cdot P_{\text{проп}}^{2}=P_{\text{проп}}^{n+3}\cdot\left(P_{\text{по}}+P_{fo}\right).$$

Для второго алгоритма существуют только эти два варианта последовательности событий для выхода из состояния синхронизма. Тогда для получения конечной формулы вероятности удержания системой состояния синхронизма необходимо объединить два представленных варианта последовательности событий, то есть сложить их вероятности, а затем вычесть их из единицы [5]:

$$P_{\text{уд2}}=1-[1-P_{\text{по}}-P_{fo}]^{n+2}\times$$
$$\times\left[1+(1-P_{\text{по}}-P_{fo})\cdot(P_{\text{по}}+P_{fo})\right]. \qquad (11)$$

Графики зависимости этой вероятности для значений $n=0$; 2; 5; 20 представлены на рис. 3. Из результатов анализа полученных зависимостей очевидно, что при небольших значениях $n$ второй алгоритм гораздо более эффективен, чем первый. С увеличением параметра $n$ это остается справедливым примерно до значения $n=5$. При увеличении параметра $n$ разница в эффективности двух алгоритмов снижается, и уже при $n=20$ зависимости вероятности удержания практически совпадают.

Для второго алгоритма на рис. 4 также представлены зависимости вероятности удержания состояния синхронизма от вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ для различных значений параметра $n$. Сплошной линией показаны графи-

ки для вероятности ложного обнаружения $P_{fo} = 10^{-6}$, пунктирной линией – графики для $P_{fo} = 10^{-2}$.

Для предлагаемых алгоритмов проведем оценки среднего времени поиска и среднего времени синхронной работы для конкретных значений базы $B$ и параметров $k$, $n$. Так как в течение времени действия на входе $k$ периодов ШПС длительностью $T_0 = B\tau_0$ система синхронизации осуществит его обнаружение и засинхронизируется на него с вероятностью $P_s$, то среднее время поиска и вхождения в состояние синхронизма $t_{n\,\text{ср}}$ можно определить с помощью выражения

$$t_{n\,\text{ср}} = \frac{k}{P_s} \cdot B\tau_0 . \qquad (12)$$

В выражении (12) оценка среднего времени поиска двойным образом зависит от базы ШПС $B$: в произведении явно находится база, а вероятность синхронизации $P_s$ также зависит от базы.

Система работает в синхронном режиме до момента срыва синхронизации, вероятность которого за $n$ периодов ШПС равна $1 - P_{ud}$; тогда среднее время синхронной работы $t_{s\,\text{ср}}$ для первого алгоритма можно определить с помощью выражения

$$t_{s\,cp} = \frac{n}{1 - P_{ud}} \cdot B\tau_0 . \qquad (13)$$

Вероятность удержания не зависит от базы ШПС и от параметра $k$, тогда оценки среднего времени синхронной работы, нормированные к периоду ШПС, также не будут зависеть от базы. Оценки среднего времени синхронной работы, нормированные к периоду ШПС, представлены в таблице.

Таблица

Оценки среднего времени синхронной работы

| $P_{\text{по}}$ | $n$ | $P_{ud}$ | Оценка среднего времени синхронной работы $t_{s\,\text{ср}}/(B\tau_0)$ |
|---|---|---|---|
| 0,6 | 2 | 0,936 | 31,25 |
| | 5 | 0,996 | 1250 |
| | 7 | 0,999 | 7000 |
| 0,9 | 2 | 0,999 | 2000 |
| | 5 | 1 | ∞ |
| | 7 | 1 | ∞ |

При оценке вероятность ложного обнаружения $P_{fo}$ варьировалась в интервале $10^{-4}…10^{-3}$, но из анализа результатов проведенных оценок следует, что изменение вероятности ложного обнаружения от $10^{-4}$ до $10^{-3}$ не влияет на оценку среднего времени синхронной работы. Это происходит по причине того, что в синхронном режиме производится обнаружение ШПС только на одном такте, и при указанных значениях вероятности правильного обнаружения помеха практически не влияет на результат. Это одно из преимуществ предлагаемых алгоритмов.

К другим преимуществам можно отнести то, что при действии мощных импульсных помех предлагаемые алгоритмы дают дополнительные возможности значительно повысить помехоустойчивость. Дело в том, что импульсная помеха может поражать несколько тактов длительностью $\tau_0$. Тогда в случае действия мощных импульсных помех при применении существующих алгоритмов с большой вероятностью может произойти срыв синхронизации. Мощные импульсные помехи в различных участках частотного диапазона могут являться следствием электрических процессов, происходящих в атмосфере с грозовыми разрядами. Типичная грозовая вспышка в среднем состоит из четырех основных разрядов с перерывами между ними в 40 мс и длительностью каждого около $\Delta\tau$ = 1 мс. Нормализованный уровень импульсных помех может достигать 136 дБмкВ/м [6].

В этом случае для обеспечения устойчивости синхронизации сети должно выполняться обязательное требование, чтобы среднее время синхронной работы превышало длительность импульса $\Delta\tau$. Существующие алгоритмы не всегда могут удовлетворять этому условию. Но применительно к предлагаемым алгоритмам за счет увеличения параметра $n$ можно добиться такого соответствия. Это видно из выражения (13) и таблицы. При увеличении $n$ среднее время синхронной работы также увеличивается.

Результаты исследований, представленные в настоящей статье, могут найти применение при обеспечении эффективной синхронизации сетей телекоммуникаций в условиях действия комплекса помех.

***Литература***

1. *Гантмахер В.Е.* Шумоподобные сигналы: анализ, синтез, обработка / В.Е. Гантмахер, Н.Е. Быстров, Д.В. Чеботарев. – СПб.: Наука и техника, 2005. – 400 с.

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

3. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко [и др.] ; под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 271 с.

4. *Пынтя Н.К.* Устройство последовательного поиска периодического сигнала на фоне помех / Н.К. Пынтя // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС. – 1969. – № 4. – С. 70 – 80.

5. *Лихолетов И.И.* Высшая математика, теория вероятностей и математическая статистика / И.И. Лихолетов. – Минск: Высшая школа, 1976. – 720 с.

6. *Венскаускас К.К.* Импульсные помехи и их воздействие на системы радиосвязи / К.К. Венскаускас, Л.М. Малахов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1978. – № 1. – С. 95 – 125.

Статья поступила в редакцию 17 сентября 2012 года

УДК 621.391

# ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ПОИСК НЕСКОЛЬКИХ НЕЗАВИСИМЫХ МАРШРУТОВ НА ГРАФЕ СЕТИ СВЯЗИ

**А.Ю. Савинков**, зам. директора программ, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: a.savinkov@mail.ru
**С.В. Дмитриев**, с.н.с., e-mail: dsv.orel@mail.ru
**А.В. Кулаев**, с.н.с., e-mail: dsv.orel@mail.ru
**А.Е. Загородний**, зам. нач. отдела, e-mail: dsv.orel@mail.ru
Академия ФСО России

*Описан модифицированный волновой алгоритм, позволяющий находить несколько независимых маршрутов на графе сети связи между заданной парой узлов за один проход, использующий значительно меньший объем оперативной памяти для своей работы по сравнению с классическим волновым алгоритмом.*

***Ключевые слова:*** *маршрутизация, алгоритм Беллмана-Форда, алгоритм Дийкстра, волновой алгоритм, поиск кратчайшего маршрута.*

# PARALLEL FINDING OF SOME INDEPENDENT ROUTES IN THE GRAPH OF COMMUNICATION NETWORK

**A.Yu. Savinkov**, deputy program director, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: a.savinkov@mail.ru
**S.V. Dmitriev**, senior research fellow, e-mail: dsv.orel@mail.ru
**A.V. Kulaev**, senior research fellow, e-mail: dsv.orel@mail.ru
**A.E. Zagorodniy**, deputy head of the bureau, e-mail: dsv.orel@mail.ru
Academy of Federal Security Agency

*The modified wave algorithm allowing to find some independent routes on the graph of communication network between the given couple of nodes at one pass is described. This algorithm uses significantly less operative memory during its work compared with classic wave algorithm.*

***Keywords:*** *routing, Bellman-Ford algorithm, Diikstra algorithm, wave algorithm, search of the shortest route.*

В настоящее время пакетные сети, в том числе радиосети, реализуют базовую технологию для внедрения новых видов информационных и телекоммуникационных услуг, поддержки мультисервисного обслуживания. Важнейшей особенностью таких сетей является организация связи между удаленными узлами, не имеющими прямого соединения, посредством ретрансляции пакетов (сообщений) другими узлами сети. При этом одной из ключевых проблем при проектировании пакетных сетей становится решение задачи маршрутизации.

Задача маршрутизации заключается в нахождении кратчайшего по некоторому критерию (расстояние, загруженность, стоимость передачи единицы информации, число транзитов и т.д.) маршрута (или маршрутов) между заданной парой узлов или между всеми возможными парами узлов сети. Во многих случаях с целью повышения живучести сети, в том числе в сетях связи ТЗУ, целесообразно нахождение сразу нескольких независимых кратчайших маршрутов доставки информации между парой узлов связи (УС) сети по критерию минимального числа транзитов [1]. Наличие таких маршрутов формирует некий «горячий резерв», позволяя быстро переключиться на альтернативный маршрут в случае выхода из строя (поражения) ретранслятора на основном маршруте, появления помехи, изменения топологии сети за счет перемещения узлов и т.п. В настоящее время для решения данной задачи могут применяться алгоритмы Беллмана-Форда и Дийкстра, а также волновой алгоритм [2, 3]. Кратко рассмотрим особенности работы данных алгоритмов.

Основная идея алгоритма Беллмана-Форда состоит в том, чтобы сначала найти кратчайшие пути при условии, что пути содержат не более одного ребра. Затем находятся длины кратчайших путей при условии, что пути содержат не более двух ребер (итерация числа дуг) и т.д., пока выполняется ограничение на число транзитов.

Алгоритм Дийкстра находит кратчайшие маршруты от заданного узла ко всем другим узлам или между заданной парой узлов. Принцип его работы состоит в том, чтобы искать крат-

чайшие пути в порядке возрастания длины пути (итерация длин путей).

Принцип работы волнового алгоритма заключается в первоначальном нахождении всех узлов, связанных с узлом-источником. Затем находятся все узлы, связанные с найденными узлами, и т.д. до тех пор, пока так называемая «волна» не достигнет узла назначения.

Необходимо отметить, что алгоритмы Беллмана-Форда и Дийкстра инвариантны к критерию минимальной длины пути, а волновой алгоритм (быстродействие которого выше, чем алгоритмов Беллмана-Форда и Дийкстра) способен находить кратчайшие маршруты только по критерию минимального числа транзитов [2, 3]. Однако данные алгоритмы находят всего один кратчайший путь между парой узлов. Для нахождения нескольких независимых маршрутов можно предложить следующий вариант использования данных алгоритмов. Сначала с помощью одного из рассмотренных алгоритмов находится кратчайший путь между заданной парой узлов. Затем из исходного графа сети связи удаляются все узлы и ребра найденного пути (в случае, когда узлы и линии связи считаются ненадежными) или только ребра найденного пути (в случае, когда узлы связи считаются надежными, а линии связи ненадежными). На модифицированном графе сети снова запускается один из рассмотренных алгоритмов и находится второй независимый кратчайший маршрут. Затем процедура повторяется до тех пор, пока не будет найдено заданное количество независимых маршрутов или после очередной модификации графа сети связи не будет существовать ни одного пути между заданной парой узлов. То есть данные алгоритмы для решения поставленной задачи будут требовать количества запусков, равного требуемому числу независимых маршрутов. К тому же проведенные исследования показали, что волновой алгоритм при расчетах больших сетей связи (более 300 узлов) требует значительных объемов оперативной памяти, сравнимой с объемом памяти современных персональных электронно-вычислительных машин. Таким образом, разработка алгоритма нахождения заданного числа независимых маршрутов между парой узлов в сети связи по критерию минимального числа транзитов является актуальной задачей.

Проведенные исследования показали, что для решения поставленной задачи целесообразно модифицировать волновой алгоритм таким образом, чтобы он был способен находить заданное количество независимых маршрутов за один запуск (параллельный поиск маршрутов) и требовал для своей работы меньших объемов оперативной памяти. Независимыми будем считать маршруты, которые не содержат совпадающих ребер и узлов графа сети связи. Для сокращения объема используемой памяти необходимо ограничивать лавинообразное размножение маршрутов, происходящее на каждом шаге волнового алгоритма.

Обозначим начальный и конечный УС, между которыми необходимо найти заданное количество независимых маршрутов, через $n_x$ и $n_y$ соответственно. Перед началом работы алгоритма необходимо заполнить нулями двухмерный массив всех возможных маршрутов (МВВМ). Количество строк данного массива будет равно числу маршрутов, сформированных на текущем шаге лавинообразного размножения маршрутов, а в столбцах записаны номера узлов, через которые проложен рассматриваемый маршрут. Для хранения информации об использованных узлах применяется массив использованных узлов (МИУ). В соответствии с разработанным модифицированным волновым алгоритмом, осуществляющим параллельный поиск нескольких независимых маршрутов на графе сети связи, необходимо выполнить следующие действия (блок-схема алгоритма представлена на рис. 1):

1. Присвоить счетчику найденных независимых маршрутов (СННМ) значение, равное нулю. Обнулить массивы МВВМ и МИУ.

2. Если существует прямой путь (без транзитов) между узлами $n_x$ и $n_y$, то необходимо занести данный маршрут в МВВМ, увеличить значение СННМ на единицу и запомнить индекс данного маршрута в МВВМ.

3. Произвести перебор всех линий, исходящих из узла $n_x$, занести сформированные маршруты в МВВМ и использованные узлы в МИУ, текущему числу маршрутов (ТЧМ) присвоить количество сформированных маршрутов. Текущему номеру шага (ТНШ) присвоить значение, равное двум.

4. Если СННМ больше или равен требуемому количеству независимых маршрутов или ТНШ равен числу УС в рассматриваемой сети связи, то перейти к шагу 12.

5. Увеличить значение ТНШ на единицу.

6. Индексу рассматриваемого маршрута (ИРМ) присвоить значение, равное единице.

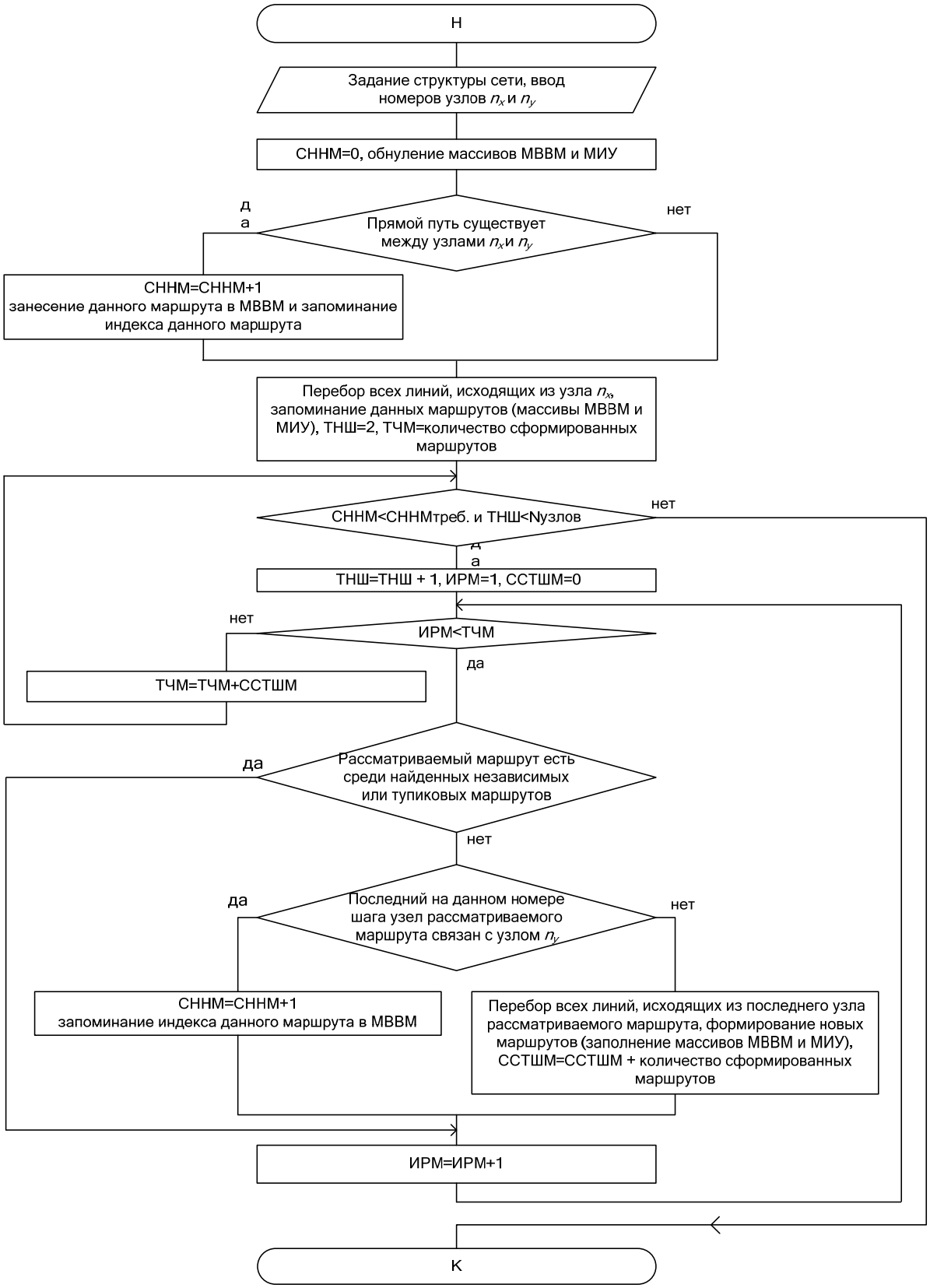



Рис. 1. Блок-схема алгоритма параллельного поиска нескольких независимых маршрутов на графе сети связи

7. Счетчику сформированных на текущем шаге новых маршрутов (ССТШМ) присвоить значение, равное нулю.

8. Если рассматриваемый маршрут есть среди найденных независимых маршрутов или является «тупиковым», то перейти к шагу 11.

9. Если последний на ТНШ УС рассматриваемого маршрута связан с узлом $n_y$, то проверить данный маршрут на независимость от существующих на ТНШ найденных независимых маршрутов. Если рассматриваемый маршрут независим по отношению к уже существующим независимым маршрутам, то необходимо увеличить значение СННМ на единицу и запомнить индекс данного маршрута в МВВМ.

10. Если последний на текущем номере шага УС рассматриваемого маршрута не связан с узлом $n_y$, то необходимо рассмотреть все УС, связанные с данным УС и не содержащиеся в МИУ. При нахождении первого УС, удовлетворяющего данным условиям, добавить рассматриваемый УС к рассматриваемому маршруту и занести данный УС в МИУ. После этого при наличии других УС, удовлетворяющих данным условиям, занести их в массив МИУ, сформировать на основе данного маршрута новые и увеличить ССТШМ на число сформированных маршрутов.

11. Увеличить ИРМ на единицу. Если ИРМ больше ТЧМ (все существующие маршруты на данном шаге рассмотрены), то увеличить ТЧМ на значение ССТШМ и перейти к шагу 4 алгоритма, в противном случае перейти к шагу 8.

12. По сохраненным индексам независимых маршрутов в МВВМ извлечь из данного массива найденные независимые маршруты.

13. Выйти из алгоритма.

Одно из основных отличий разработанного алгоритма от классического волнового заключается в том, что в нем запоминаются УС, по которым уже прошли маршруты (являющиеся, соответственно, более короткими), и таким образом предотвращается формирование зависимых маршрутов, что ведет к значительному снижению общего количества формируемых на каждом шаге маршрутов и, соответственно, к уменьшению объема используемой памяти. Также разработанный алгоритм находит заданное количество независимых маршрутов по критерию минимального числа транзитов за один запуск.

Так как алгоритм Дийкстра в большинстве случаев работает быстрее, чем алгоритм Беллмана-Форда [2], рассмотрим работу и оценим быстродействие разработанного алгоритма по сравнению с алгоритмом Дийкстра. При этом быстродействие будем сравнивать по количеству операций сравнения и сложения, необходимых для решения задачи. Будем также полагать, что время выполнения каждой из этих двух операций приблизительно одинаковое. При расчете будем считать узлы и линии связи ненадежными.

Для иллюстрации работы алгоритмов рассмотрим сеть, представленную на рис. 2.

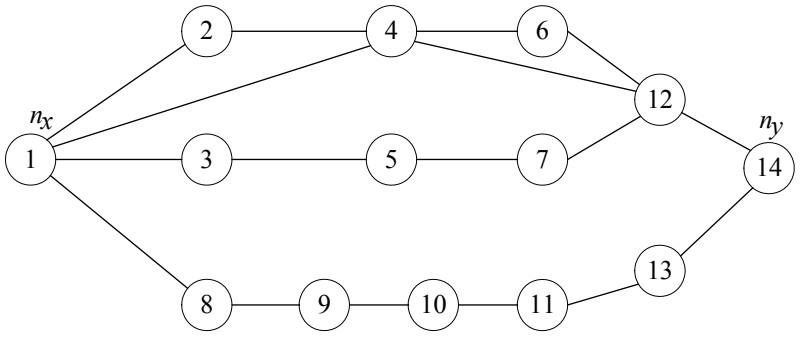



Рис. 2. Рассматриваемая сеть связи

Пусть требуется найти два независимых маршрута между узлами $n_x = 1$ и $n_y = 14$.

Результаты вычислений для поиска первого независимого маршрута с помощью алгоритма Дийкстра представлены в табл. 1. При этом жирным шрифтом выделены постоянные пометки узлов, характеризующие наилучшие оценки длин кратчайших путей от узла $n_x$ к данному узлу. При поиске маршрутов с помощью данного алгоритма в случае, когда на текущем шаге несколько УС имели одинаковые временные пометки, характеризующие текущие оценки длин кратчайших путей от узла $n_x$ к данному узлу, постоянная пометка приписывалась УС с наименьшим номером. Также при поиске маршрутов предполагалось, что все ребра имеют одина-

ковые обобщенные длины, равные единице. Результатом поиска является маршрут 1-4-12-14.

После нахождения первого независимого маршрута из сети связи необходимо удалить все УС, по которым прошел данный маршрут, и все ребра, инцидентные данным узлам. Модифицированная подобным образом сеть представлена на рис. 3.

Результаты поиска второго независимого маршрута с помощью алгоритма Дийкстра представлены в табл. 2. Результатом поиска является маршрут 1-8-9-10-11-13-14. Суммарное количество операций, необходимых для поиска в рассматриваемой сети связи двух независимых маршрутов с помощью алгоритма Дийкстра, равно 1007.

Таблица 1

Результаты поиска первого независимого маршрута с помощью алгоритма Дийкстра

| № шага | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | Кол-во операций |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | **0** | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | - |
| 1 | **0** | 1 | 1 | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 40 |
| 2 | **0** | **1** | 1 | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 27 |
| 3 | **0** | **1** | 1 | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 38 |
| 4 | **0** | **1** | **1** | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 26 |
| 5 | **0** | **1** | **1** | 1 | 2 | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 36 |
| 6 | **0** | **1** | **1** | **1** | 2 | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 25 |
| 7 | **0** | **1** | **1** | **1** | 2 | 2 | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 34 |
| 8 | **0** | **1** | **1** | **1** | 2 | 2 | ∞ | **1** | ∞ | ∞ | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 24 |
| 9 | **0** | **1** | **1** | **1** | 2 | 2 | ∞ | **1** | 2 | ∞ | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 32 |
| 10 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | 2 | ∞ | **1** | 2 | ∞ | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 23 |
| 11 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | 2 | 3 | **1** | 2 | ∞ | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 30 |
| 12 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | 3 | **1** | 2 | ∞ | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 22 |
| 13 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | 3 | **1** | 2 | ∞ | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 28 |
| 14 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | 3 | **1** | **2** | ∞ | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 21 |
| 15 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | 3 | **1** | **2** | 3 | ∞ | 2 | ∞ | ∞ | 26 |
| 16 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | 3 | **1** | **2** | 3 | ∞ | **2** | ∞ | ∞ | 20 |
| 17 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | 3 | **1** | **2** | 3 | ∞ | **2** | ∞ | 3 | 24 |
| 18 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | **3** | **1** | **2** | 3 | ∞ | **2** | ∞ | 3 | 19 |
| 19 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | **3** | **1** | **2** | 3 | ∞ | **2** | ∞ | 3 | 22 |
| 20 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | **3** | **1** | **2** | **3** | ∞ | **2** | ∞ | 3 | 18 |
| 21 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | **3** | **1** | **2** | **3** | 4 | **2** | ∞ | 3 | 20 |
| 22 | **0** | **1** | **1** | **1** | **2** | **2** | **3** | **1** | **2** | **3** | 4 | **2** | ∞ | **3** | 17 |

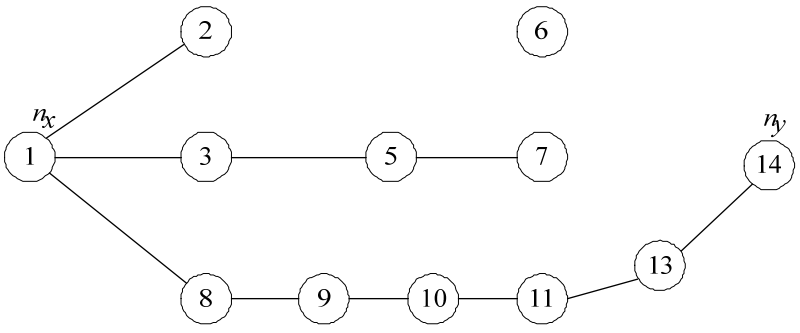



Рис. 3. Рассматриваемая сеть связи после удаления всех узлов, входящих в первый найденный маршрут

Таблица 2

Результаты поиска второго независимого маршрута с помощью алгоритма Дийкстра

| № шага | 1 | 2 | 3 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 13 | 14 | Кол-во операций |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | **0** | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | - |
| 1 | **0** | 1 | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 34 |
| 2 | **0** | **1** | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 23 |
| 3 | **0** | **1** | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 32 |
| 4 | **0** | **1** | **1** | ∞ | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 22 |
| 5 | **0** | **1** | **1** | 2 | ∞ | ∞ | 1 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 30 |
| 6 | **0** | **1** | **1** | 2 | ∞ | ∞ | **1** | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 21 |
| 7 | **0** | **1** | **1** | 2 | ∞ | ∞ | **1** | 2 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 28 |
| 8 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | ∞ | **1** | 2 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 20 |
| 9 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | 3 | **1** | 2 | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 26 |
| 10 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | 3 | **1** | **2** | ∞ | ∞ | ∞ | ∞ | 19 |
| 11 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | 3 | **1** | **2** | 3 | ∞ | ∞ | ∞ | 24 |
| 12 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | 3 | ∞ | ∞ | ∞ | 18 |
| 13 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | 3 | ∞ | ∞ | ∞ | 22 |
| 14 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | **3** | ∞ | ∞ | ∞ | 17 |
| 15 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | **3** | 4 | ∞ | ∞ | 20 |
| 16 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | **3** | **4** | ∞ | ∞ | 16 |
| 17 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | **3** | **4** | 5 | ∞ | 18 |
| 18 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | ∞ | 15 |
| 19 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | 6 | 16 |
| 20 | **0** | **1** | **1** | **2** | ∞ | **3** | **1** | **2** | **3** | **4** | **5** | **6** | 14 |

Рассмотрим решение данной задачи поиска маршрутов в рассматриваемой сети связи (рис. 2) с помощью разработанного алгоритма. В начале работы алгоритма СННМ = 0 и СКЗМ = 0, в МИУ все узлы помечены как неиспользованные. Так как узел $n_x$ не связан непосредственно с узлом $n_y$, то рассмотрим все линии, исходящие из узла $n_x$, и сформируем найденные маршруты. Таким образом, в МВМ будут занесены маршруты 1-2, 1-3, 1-4, 1-8. ТНШ будет равен двум, а в МИУ узлы 1, 2, 3, 4, 8 будут помечены как использованные. Так как не найдено ни одного независимого маршрута между заданными узлами, увеличим ТНШ на единицу и рассмотрим все существующие на данный момент маршруты.

В маршруте 1-2 узел №2 с узлом $n_y$ непосредственно не связан, а связан с узлами №1 и №4. Так как данные узлы уже помечены как использованные, к данному маршруту на текущем шаге не будет добавлено никакого узла и он станет «тупиковым». К маршрутам 1-3 и 1-8 добавятся и будут помечены как использованные узлы №5 и №9 соответственно. Узел №4 маршрута 1-4 связан с узлами №1, №2, №6 и №12, поэтому к данному маршруту добавится узел №6, а также будет сформирован новый маршрут 1-4-12. Итого на ТНШ = 3 будем иметь 5 маршрутов: 1-2, 1-3-5, 1-4-6, 1-8-9 и 1-4-12. При этом видно, что 1-й маршрут (1-2) на этом номере шага остановился в связи с тем, что уже не осталось неиспользованных узлов, связанных с узлом №2. Далее этот «неперспективный» маршрут для размножения маршрутов уже не используется. Продолжая работу алгоритма, мы получим результаты, представленные в табл. 3, где показана структура МВВМ на каждом шаге работы алгоритма.

Из табл. 3 видно, что на ТНШ=4 остановился другой «неперспективный» маршрут – 1-4-6, а маршрут №5 (1-4-12-14) «достиг» узла назначения $n_y$ и, следовательно, стал первым найденным независимым маршрутом. Маршрут №2 (1-3-5-7) остановился на ТНШ=5, поскольку узел №12 уже использован первым найденным независимым маршрутом (1-4-12-14). Таким образом, на

ТНШ=6 в рассматриваемом примере остается только один «активный» маршрут (1-8-9-10-11-13), который на ТНШ = 7 достигает узла назначения и, таким образом, становится вторым найденным независимым маршрутом между узлами №1 и №14.

Таблица 3

Результаты поиска независимых маршрутов с помощью разработанного алгоритма

| Индекс маршрута | ТНШ = 2 | ТНШ = 3 | ТНШ = 4 | ТНШ = 5 | ТНШ = 6 | ТНШ = 7 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 1-2 | 1-2 | 1-2 | 1-2 | 1-2 | 1-2 |
| 2 | 1-3 | 1-3-5 | 1-3-5-7 | 1-3-5-7 | 1-3-5-7 | 1-3-5-7 |
| 3 | 1-4 | 1-4-6 | 1-4-6 | 1-4-6 | 1-4-6 | 1-4-6 |
| 4 | 1-8 | 1-8-9 | 1-8-9-10 | 1-8-9-10-11 | 1-8-9-10-11-13 | 1-8-9-10-11-13-14 |
| 5 | – | 1-4-12 | 1-4-12-14 | 1-4-12-14 | 1-4-12-14 | 1-4-12-14 |
| Количество операций | 15 | 128 | 101 | 72 | 44 | 40 |

Достоинством разработанного алгоритма является быстрый «останов» для «неперспективных» маршрутов, в результате чего значительно уменьшаются затраты машинного времени на их дальнейшее формирование и увеличивается быстродействие алгоритма в целом. Также дополнительное увеличение быстродействия приносит сокращение количества формируемых маршрутов.

Суммарное количество операций, необходимых для поиска в рассматриваемой сети связи двух независимых маршрутов по критерию минимального числа транзитов с помощью разработанного алгоритма, равно 400, что примерно в 2,5 раза меньше, чем у алгоритма Дийкстра. С увеличением требуемого числа независимых маршрутов преимущество разработанного алгоритма по сравнению с алгоритмом Дийкстра будет возрастать.

### *Выводы*

1. Разработанный модифицированный волновой алгоритм позволяет за один запуск находить заданное количество независимых маршрутов между парой узлов в сети связи по критерию минимального числа транзитов.

2. Разработанный алгоритм по быстродействию в большинстве случаев превосходит алгоритм Дийкстра, исключение будут составлять только сильно разветвленные сети.

3. Достоинством разработанного алгоритма по сравнению с известным волновым алгоритмом является меньший объем используемой памяти, который достигается за счет запоминания узлов связи, по которым уже прошли маршруты, и соответствующего значительного снижения количества формируемых на каждом шаге маршрутов.

### *Литература*

1. *Сычев К.И.* Многокритериальное проектирование мультисервисных сетей связи / К.И. Сычев. – СПб.: Изд-во политехн. ун-та, 2008. – 272 с.

2. *Филипс Д.* Методы анализа сетей: пер. с англ. / Д.Филипс, А. Гарсиа-Диас. – М.: Мир, 1984. – 496 с.

3. *Бертсекас Д.* Сети передачи данных: пер. с англ. / Д. Бертсекас, Р. Галлагер. – М.: Мир, 1989. – 544 с.

Статья поступила в редакцию 22 июля 2013 года

УДК 623.618

# ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ ЕДИНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ УПРАВЛЕНИЯ НА РАЗЛИЧНЫХ УРОВНЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

**Ю.С. Сухоруков**, д.т.н., профессор, тел. (473) 259-71-05
**М.Н. Данильченко**, инженер, тел. 8-920-415-17-82
ОАО «Концерн «Созвездие»

*Приведены основные принципы и понятия формирования единого информационного пространства для управления войсками и оружием. Определены решения по упреждению противника, а также принципы технологического развития инфокоммуникационной системы в условиях новых форм и способов ведения боевых действий.*

***Ключевые слова:*** *единое информационное пространство, инфокоммуникационная система, архитектура системы, технология, показатели качества.*

# FORMATION PRINCIPLES OF COMMON INFORMATION SPACE FOR CONTROL REALIZATION ON DIFFERENT LEVELS OF INFORMATION SUPPORT

**Yu.S. Sukhorukov**, doctor of technical science, professor, tel. (473) 259-71-05
**M.N. Danilchenko**, engineer, tel. 8-920-415-17-82
JSC «Sozvezdie «Concern»

*Base principles and notions of common information space formation to control forces and weapon are given in the article. Decisions on enemy anticipation and also infocommunication system technological development principles in conditions of new combat operations new forms and methods are defined.*

***Keywords:*** *common information space, infocommunication system, system architecture, technology, quality indexes.*

## *Введение*

Понятие *единое информационное пространство* (ЕИП) широко используется в различных концептуальных документах Российской Федерации и ее Вооруженных Сил. В этих документах отсутствует единство в определении ЕИП, что дало повод охарактеризовать сложившееся положение как *понятийная чехарда* [1]. Однако более существенными являются противоречия в трактовках взаимосвязи и отличия понятий ЕИП и АСУ ВС РФ.

Так, в [1] рассматривается архитектура ЕИП Вооруженных Сил Российской Федерации, из которой следует, что ЕИП является надсистемой по отношению к АСУ ВС РФ. Для решения проблем организации ЕИП как системы создана целевая структура – служба информационных ресурсов ВС РФ.

Однако трактовка ЕИП как надсистемы по отношению к АСУ ВС РФ не выдержала проверку временем. Служба информационных ресурсов расформирована, так как её относительная самостоятельность приводила к параллелизму, дублированию и, соответственно, к безответственности работы с информационными ресурсами в рамках АСУ и службы. С точки зрения практики использования информации основное значение имеют такие её свойства, как *ценность*, *полезность*, что, соответственно, ставит её в подчиненное (обеспечивающее) положение по отношению к такой категории как *управление*.

В рамках АСУ понятие *ЕИП* выступает как её свойство, в соответствии с которым должностные лица (пользователи) получают доступ к общей информации в рамках оговоренных ограничений.

В ГОСТ РВ 51987-02 аналогичный по смыслу компонент АСУ определен как *информационная система*. Однако в отличие от «размытого» понятия *ЕИП*, в отношении которого, как уже отмечалось, отсутствует общепринятая трактовка, понятие ИС как составной части автоматизированных систем определено в составе комплекса стандартов на автоматизированные системы.

 ISSN 1995-7009

Применительно к АСУ военного назначения, ввиду особой проблематичности создания и развития системы связи, функционирующей в остроконфликтной среде, информационная система определяется расширенно как инфокоммуникационная система (ИКС).

На основе проведенного понятийного анализа предлагается уточнить поставленную задачу и сформулировать ее как разработку базовых принципов формирования ИКС как составной части АСУ управления войсками и оружием. При этом, учитывая объем выполненных работ по созданию ЕСУ ТЗ, предлагается принципы ИКС конкретизировать применительно к тематике ТЗУ и рассматривать ЕИП как обобщенное требование при создании ИКС.

### *1. Основные понятия, принципы и их взаимосвязь*

В настоящее время, в век информации и информационных систем, особое внимание уделяется таким категориям, как информационное превосходство и сетецентрические войны, что связано с необходимостью повышения боевых возможностей войск в условиях масштабного сокращения их численности и их мобильного применения на расширенном боевом пространстве.

В связи с этим возникает необходимость установления взаимосвязи между такими ключевыми понятиями, как информация, управление и боевые возможности войск.

В рамках теории информации и энтропийного подхода к процессам управления [2] определено фундаментальное положение – уменьшение энтропии управляемого процесса ($-\Delta H$) однозначно связано с увеличением количества информации ($\Delta J$), используемой в ходе управления (боем), т.е.

$$-\Delta H = \Delta J. \qquad (1)$$

Таким образом, «задающим генератором» в триаде *информация–управление–повышение боевых возможностей* является увеличение количества используемой информации, за счет чего управляемый процесс боя приближается к желаемому, что эквивалентно повышению боевых возможностей войсковых формирований.

В связи с этим, в отличие от прежних концепций централизованного управления и концентрации информации в верхних звеньях, необходим переход к сетецентрическому управлению, делегированию части полномочий центра в нижестоящие звенья управления, поддержанию их выполнения по принципу *информационная мощь на периферию* и, соответственно, увеличению общего количества используемой информации.

Для системного исследования роли и значения информации в контексте исходного представления понятия ИКС как составной части АСУ целесообразно воспользоваться его представлением в виде модели *сфер сущностей* [3], важной для понимания природы воздействия информации и набора понятий, которые играют роль «строительных блоков» в ИКС.

Для того чтобы отразить возможность влияния информации на ведение боевых действий, необходимо иметь модель этих действий в виде как минимум трех сфер сущностей: физической, информационной и познавательной (когнитивной).

*Сфера познания* отражает умственную деятельность – восприятие ощущений (прямых или косвенных, сквозь сенсоры), формирование знаний, осознание ситуаций, понимание их развития и принятие решений.

*Сфера информационная* – виртуальное пространство, где она создается, обрабатывается, помещается в содержательный контекст и используется путем передачи и приема сообщений посредством коммуникаций для командования и управления войсками, передачи приказов и распоряжений.

*Сфера физическая* – пространство связанных коммуникационными системами боевых объектов, участвующих в атаке, обороне, маневре в различных физических средах, что в совокупности определяет складывающуюся ситуацию.

Модель трех сфер едина для всех уровней управления (бригада, батальон, рота, взвод, отделение и отдельный военнослужащий), позволяет рассматривать вертикальную взаимосвязь сфер сущностей на каждом уровне (ощущение–понимание–решение–действие), а также «горизонтальное» взаимодействие объектов в рамках каждой сферы в форме раздельного использования общей информации, общего знания, осведомленности, осуществления сотрудничества и синхронизации действий.

При взаимодействии сфер сущностей ИКС особая роль отводится сфере информации. В связи с этим при разработке АСУ необходимо более конкретно и детально оценивать показатели качества предоставляемой информации и их соответствие тактико-техническим требованиям. Основные показатели качества информации – полнота, актуальность, доступность и надежность предос-

тавления информации – определяются в том числе коммуникационными системами.

В качестве показателя полноты отражения в ИКС новых объектов учета (наиболее актуально – новых объектов противника в зоне боевой ответственности тактического формирования) в [4] рекомендуется принять вероятность отражения этого объекта в информационной системе (ИС), определяемую временным интервалом между появлением объекта противника и моментом времени его отражения в ИС. Эта вероятность определяется формулой (для пуассоновского потока появления новых объектов)

$$P_{\text{полн}} = \exp\left(-\frac{T_{\text{ИКС}}}{T_{\text{вх}}}\right), \qquad (2)$$

где $T_{\text{вх}}$ – средний интервал входящего потока новых объектов;

$T_{\text{ИКС}}$ – среднее время доставки по коммуникационным каналам ИС информации от источников.

В качестве показателя непрерывного поддержания в системе актуальности обновляемой информации [4] целесообразно использовать соответствующую вероятность в зависимости от дисциплины обновления информации.

Для дисциплины обновления информации сразу после значимого изменения состояния объекта учета вероятность актуальности информации при экспоненциальной аппроксимации определений рассчитывается по формуле [4]

$$P_{\text{акт}} = \frac{T_{\text{из}}}{T_{\text{из}} + T_{\text{ИКС}}}, \qquad (3)$$

где $T_{\text{из}}$ – среднее время значимого изменения состояния объекта.

В случае необходимости для других исходных данных (другие дисциплины обновления и распределения) также могут быть получены соответствующие формулы.

Для обеспечения доступности информации необходимо обеспечить соответствие архитектуры системы связи конфигурации боевых порядков тактических формирований.

Сложность решения этой задачи вызывается переходом к новым формам и способам ведения вооруженной борьбы в ТЗ, их мобильным характером и необходимостью управления в движении, увеличением зоны (районов, позиций) боевой ответственности (в 5–6 и более раз) и, соответственно, переходом от позиционных боевых порядков к распределенным.

Применительно к вышестоящим уровням оперативного командования (ОК), оперативно-стратегического командования (ОСК) с традиционно распределенным характером группировок войск используется типовая эшелонированная архитектура системы связи (ОАЦСС), которая в новых условиях также может быть использована в тактическом звене.

Низовыми структурными элементами такой архитектуры являются объектовые сети (сети КП ОК, ОСК, тактических формирований), взаимодействующие через общую многоканальную транспортную сеть посредством многоканальных сетей доступа, использующих средства наземного, воздушного и космического эшелонов.

Такая архитектура в новых условиях ведения вооруженной борьбы может быть использована и в тактическом звене на уровне бригады, что одновременно создает возможности для решения проблемы интеграции сетей тактических формирований в общую сеть ОАЦСС.

Однако для низовых звеньев ТЗ (батальон, рота и др.) в условиях существенного увеличения мобильности и темпа ведения боевых действий многозвенная архитектура взаимодействия объектовых сетей через сети доступа и транспортную сеть может ограничить возможности по быстродействию управления и обеспечения качества ИКС по критериям полноты и актуальности предоставляемой информации.

Для низовых звеньев типа *рота* и ниже более адекватна архитектура типа *каждый с каждым* (по зарубежному опыту – мобильные адаптивные сети типа MANET). Однако такая архитектура не обеспечивает требуемой надежности (робастности) связи при сбоях и выходе из строя отдельных средств в условиях ведения боевых действий.

Принципиально новым направлением повышения надежности передачи информации по сетям типа MANET является разработка в США технологии распределения данных DDS (Data Distribution Services).

Существенными особенностями этой технологии являются:

– передача одной и той же информации по независимым в пространстве каналам связи с некоррелированными ошибками и сбоями с последующим ее восстановлением за счет избыточности при репликации на основе промежуточного ПО;

– организация автоматического анонимного распределения информации на основе обмена

публикатора и пользователя заголовками информационных блоков;

– автоматическое выполнение информационного обмена в реальном времени на основе управления им с использованием требуемого качества предоставляемых услуг QoS, в том числе с учетом сроков устаревания данных;

– автоматическое преодоление сбоев и изменений в составе публикаторов данных и др.

В целом DDS является сетевой технологией с элементами искусственного интеллекта, специально ориентированной на распределенные информационно-центрические системы реального времени.

Оценка потенциальной эффективности сетевой технологии DDS в условиях наличия сбоев (выходов из строя каналов связи) может быть проведена по формуле для вероятности передачи сообщения $P$:

$$P = 1 - q^{\Pi}\left(2 - q\right)^{\Pi-1}. \qquad (4)$$

Здесь (П–1) – количество непересекающихся обходных путей передачи, включающих два канала (одна точка ретрансляции); $q$ – вероятность сбоя в любом канале; один путь – прямой, состоящий из одного канала.

В таблице представлены характерные оценки эффективности сетевой передачи сообщения.

| П \ $q$ | 0,2 | 0,5 |
|---|---|---|
| 3 | 0,974 | 0,72 |
| 5 | 0,9966 | 0,85 |

Для сравнения: вероятность передачи по фиксированному обходному маршруту при $q = 0{,}2$ равна 0,64, а при $q = 0{,}5$ равна 0,25.

Приведенные оценки подтверждают возможности повышения надежности передачи сообщений при использовании сетевых методов их передачи.

### *2. Принципиальные решения по обеспечению упреждения противника в действиях*

Качество информации само по себе не является атрибутом боевой эффективности. Ее полезность и эффективность в военном отношении зависит от контекста. Поэтому мера информационного совершенства должна быть сопоставлена с достигаемой за счет этого совершенства мерой эффективности боевого управления.

Информация и информационные системы повышают эффективность ведения вооруженной борьбы косвенно. В связи с этим возникает необходимость проводить анализ того, как связано повышение качества информации и информационных систем с повышением качества боевого управления и, в конечном счете, с повышением боевых возможностей, войск и оружия.

Естественно, что провести такой сложный анализ возможно лишь поэтапно.

На первом этапе целесообразно рассматривать состав и качества информации в сопоставлении с информационными потребностями. Такие потребности, как правило, задаются в постановках информационных задач, разрабатываемых заказчиком. Это такие задачи, как сбор данных обстановки и постановка задач войскам, сбор данных о состоянии объектов местности и заграждений, сбор данных по противнику, сбор данных о РХБ обстановке, сбор и доведение данных о местоположении объектов своих войск и др.

На втором этапе целесообразно проводить анализ возможностей интеграции информации в рамках контуров управления войсками (маневром) и оружием (огневым поражением).

В качестве примера можно привести вариант циклической модели контура управления ООДА Бойда [5], включающий четыре этапа: наблюдение (сбор информации о складывающейся обстановке) – ориентация (оценка обстановки) – принятие решения – действие. В принципе такая структура контура управления достаточно прозрачна и адекватна широко применяемому в научной деятельности циклу научного метода (наблюдение – формирование гипотезы – проверка гипотезы – построение теории). Кроме того, такая модель соответствует базовому положению теории управления – принципу обратной связи, а ВВХ цикла управления (на всех иерархических уровнях управления) являются основной динамической характеристикой АСУ ТЗ.

Однако сокращение длительности циклов управления без учета конфликтного характера вооруженной борьбы не гарантирует повышения боевых возможностей войск и оружия.

В ходе вооруженного противоборства преимущества будут у стороны, обладающей более совершенной ИКС и, соответственно, более коротким циклом управления, обеспечивающим упреждение противника в действиях. В случае огневого противоборства в ходе упреждающего удара реализуется полный боевой потенциал,

который в $K_{\text{упр}}$ больше ослабленного ответного $\text{БП}_{\text{о}} = \text{БП} / K_{\text{упр}}$.

В случае маневренных боевых действий упреждающее занятие тактически выгодного рубежа также позволяет максимально реализовать боевой потенциал группировки, превышающий боевой потенциал, реализуемый при отсутствии тактического преимущества.

Вероятность упреждения противника в действиях $P_{\text{упр}}$ определяется формулой (в диапазоне $0{,}14 < P_{\text{упр}} < 0{,}83$)

$$P_{\text{упр}} = 0{,}5 + \frac{m_2 - m_1}{\sqrt{\sigma_2^2 + \sigma_1^2}}, \qquad (5)$$

где $m_{1(2)}$, $\sigma_{1(2)}$ – матожидание и СКО длительности циклов управления своего и противника соответственно.

В условиях обмена ударами войск или оружия реализуемый потенциал $\text{БП}_{\text{ср}}$ определяется вероятностью упреждения противника в действиях:

$$\text{БП}_{\text{ср}} = P_{\text{упр}}\text{БП} + \left(1 - P_{\text{упр}}\right)\text{БП}_{\text{о}}. \qquad (6)$$

Здесь $\text{БП}_{\text{ср}}$ – средний боевой потенциал, реализуемый в ходе обмена ударами;

БП – полный боевой потенциал;

$\text{БП}_{o}$ – ослабленный боевой потенциал.

Приведенное соотношение является интегральной оценкой эффективности по боевым показателям в условиях ведения двусторонних боевых действий.

### *3. Принципы технологического развития ИКС в условиях совершенствования новых форм и способов ведения боевых действий*

ИКС является развивающейся технологией информационного обеспечения АСУ и связи ТЗУ. Побудительными факторами совершенствования ИКС являются:

– поддержка новых форм и способов ведения вооруженной борьбы в условиях масштабного сокращения ВС, в том числе в СВ:

– необходимость совершенствования «человеко-машинного» взаимодействия на основе технологий искусственного интеллекта;

– расширение сферы применения роботизированных и обеспечивающих систем;

– повышение устойчивости информационных процессов в условиях сбоев, отказов и трансформаций коммуникационных систем;

– обеспечение адекватного развития ИКС в условиях все повышающейся динамики конкурентного развития средств АСУ и связи.

Масштабное сокращение численности СВ ВС РФ (практически на порядок) привело к необходимости увеличения зон боевой ответственности соединений СВ в 5–6 раз.

В мировой практике установлено, что возможности повышения пропускной способности телекоммуникаций за счет повышения их широкополосности и увеличения количества ретрансляций в силу влияния «фактора земли» практически исчерпаны. В этой связи от плоской («приземной») архитектуры ИКС ТЗ необходимо переходить к «объемному» наземно-воздушно-космическому пространству с увеличенным наземным покрытием.

В ходе ведения мобильных сетецентрических войн часть полномочий центра передается вниз и реализуется концепция *информационную мощь на периферию*. Это приводит, соответственно, к увеличению роли и значения сферы «познания» ИКС практически на всех уровнях управления. В этих условиях возникает необходимость расширения содержания информационной сферы ИКС за счет включения в нее обработанной с использованием технологий искусственного интеллекта информации (в том числе в форме математического моделирования). Тем самым создаются предпосылки для совершенствования «человеко-машинного» взаимодействия, обеспечения поддержки принятия решений при остром дефиците располагаемого времени, реализации перспективного информационно-центрического управления и обеспечения, в конечном счете, упреждения противника в действиях.

Одной из перспективных тенденций развития ИКС является поддержка роботизации ТЗ. В нашей стране не накоплен достаточный опыт решения возникающих при этом проблем. Поэтому целесообразно воспользоваться опытом роботизации, полученным в США в ходе создания FCS (боевых систем будущего). В ходе разработки FCS установлено, что при включении в состав войсковых формирований безэкипажных (роботизированных) боевых и обеспечивающих машин существенно возрастает объем информации, циркулирующей в системе управления формирования. При этом объем программного обеспечения увеличивается до масштабов, при которых существенно возрастает вероятность алгоритмических и программных ошибок.

Таким образом, развитию тактических формирований в направлении роботизации сопутствует расширение состава информационной сферы ИКС ТЗ и, соответственно, появление ограничивающего фактора – предельного объема ПО, гарантирующего допустимый уровень программных ошибок. В связи с этим при рассмотрении сферы информации необходимо учитывать, наряду с коммуникационной, и программную составляющую.

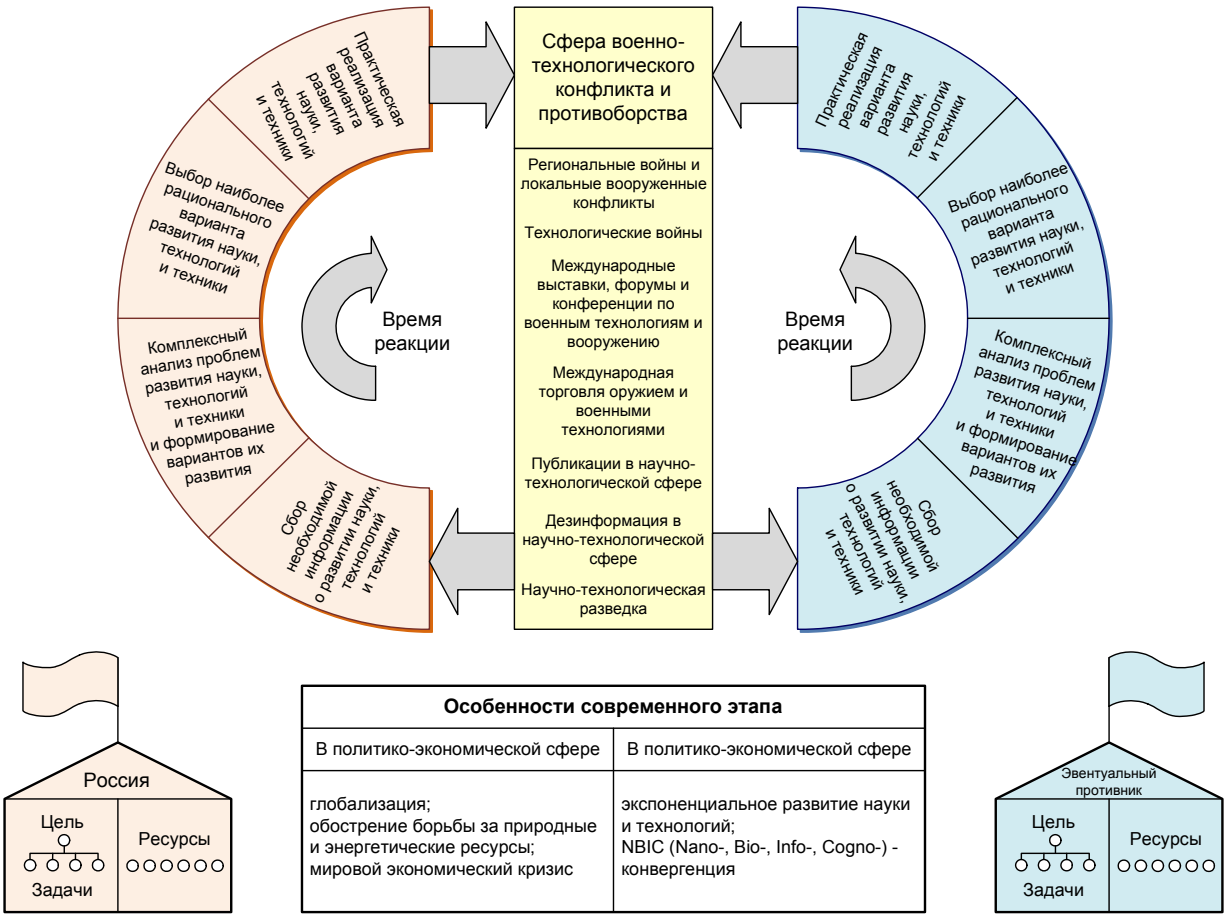
Важнейшей характеристикой ИКС ТЗ является устойчивость и надежность информационных обменов в условиях высокой динамики изменчивости конфигурации телекоммуникаций, вызываемой динамикой потерь и восстановлений тактических боевых порядков по составу и структуре, наличие сбоев и отказов техники.

На основе мировой практики парирования этих негативных факторов складывается новое направление реализации информационного обмена *каждый с каждым*. В отличие от маршрутизации по кратчайшему пути развивается концепция сетевых принципов отказоустойчивой маршрутизации (передача по доступным параллельным маршрутам) с контролем качества передачи и репликации сообщений в пункте приема информации. Это приводит к необходимости дальнейшего расширения состава и содержания сферы информации ИКС ТЗ путем логического включения в нее сетевых принципов коммуникаций.

### *4. Развитие ИКС в условиях конкуренции с эвентуальным противником*

ИКС ТЗ является сложной информационно-логической системой, для которой справедливы общие закономерности программно-целевого создания сложных систем, в том числе концепция их эволюционно-технологического развития.

Это положение подтверждается опытом DARPA, RAND и ряда крупных промышленных фирм (IBM, MITRE, Boeing), широко использующих адаптивный подход в конкурентной борьбе в военно-технологической сфере. Процесс программно-целевого планирования создания научно-технического задела и, соответственно, развития ИКС ТЗ характеризуется не только своей непрерывностью, сложностью и неопределенностью, но и наличием эвентуального противника – соперника по качеству, темпам развития науки, технологии и техники (см. рисунок).




| Особенности современного этапа | |
|---|---|
| В политико-экономической сфере | В политико-экономической сфере |
| глобализация;<br>обострение борьбы за природные и энергетические ресурсы;<br>мировой экономический кризис | экспоненциальное развитие науки и технологий;<br>NBIC (Nano-, Bio-, Info-, Cogno-) - конвергенция |

Модель конкурентной борьбы в сфере науки, технологии и техники

Адаптивность обеспечивается использованием модели конкурентной борьбы в военно-технологической сфере, которая ориентирует на учет действий эвентуального противника, заимствование его положительного опыта и избежание допущенных им ошибок.

Теоретически в условиях конкурентной борьбы в развитии ИКС ТЗ целесообразны две возможные стратегии:

– симметричный, или «зеркальный», путь, рассчитанный на соревнование с оппонентом в качестве и скорости разработок;

– асимметричный, ориентированный на преднамеренный перекос в развитии технологии и на концентрацию усилий в направлениях, на которых по каким-либо причинам у противника имеются ограничения в их совершенствовании или использовании.

В настоящее время с нашей стороны наиболее реален асимметричный подход в развитии военных и, соответственно, промышленных технологий. При этом возможны два способа асимметричного развития технологий – активная и пассивная асимметрия.

Применительно к активной асимметрии необходимо расширительно трактовать физическую сферу ИКС ТЗ и включать в их состав средства опосредованного воздействия на информационную сферу.

К пассивным мерам асимметрии следует отнести способы военно-технологического развития, которые осуществляются как бы параллельно мировым тенденциям, но за счет отказа от части технологий и концентрации усилий и ресурсов на развитии остальных технологий создают условия для устранения (ослабления) нашего отставания.

Так, учитывая асимметрию в доктринах нашей страны (преимущественно ориентированной на ведение войны оборонительного характера) и доктринах эвентуального противника (ориентированного на агрессию), можно воспользоваться асимметрией возможностей наземного и воздушно-космического эшелонов применительно к различным видам боевых действий – наступательным и оборонительным.

При ведении агрессором наступательных операций и боевых действий повышается значимость использования им воздушного и космического эшелонов системы связи, на которые можно эффективно воздействовать средствами информационного воздействия наземного эшелона обороняющейся стороны. Обороняющаяся сторона более эффективно может использовать средства связи своего наземного эшелона, которые менее уязвимы для наземных средств информационного воздействия противника. При этом возможности средств информационного воздействия противника воздушного базирования будут уязвимы для средств ПВО.

***Заключение***

1. Повышение эффективности управления достигается увеличением количества информации, обрабатываемой в ИКС. Практически это достигается за счет реализации принципа *информационную мощь на периферию* (расширение доступа к общей информации), что достижимо в рамках сетецентрического управления.

2. Информация, циркулирующая в ИКС, должна соответствовать таким требованиям качества, как полнота отражения новых объектов учета и непрерывное поддержание на заданном уровне актуальности информации.

3. Для обеспечения доступности информации необходимо обеспечить соответствие архитектуры ИКС коммуникаций конфигурации боевых порядков (физической сферы).

4. Значимость (полезность) информации определяется соотношением уровней качества информации – своей и противника. При этом интегрально это соотношение определяется вероятностью упреждения противника в действиях, что эквивалентно повышению своей ударной мощи.

5. Развитие технологий разработки ИКС должно соответствовать совершенствованию форм, способов вооруженной борьбы и изменению ее условий.

6. Развитие ИКС должно происходить в условиях конкуренции с эвентуальным противником.

7. В современных условиях стратегия «зеркального развития» неэффективна, так как её реализация связана с необходимостью более динамичного по сравнению с противником развития, что невозможно в настоящий момент.

Потенциально эффективной может быть концепция асимметричного развития, ориентированная на преднамеренный перекос в развитии технологий и на концентрацию усилий в направлениях, на которых по каким-либо причинам у нас имеется определенный паритет.

***Литература***

1. *Копытко В.К.* Проблемы построения единого информационного пространства Вооруженных Сил Российской Федерации и возможные пути их решения / В.К. Копытко, В.Н. Шептура // Военная мысль. – 2011. – № 10.

2. *Красовский А.А.* Основы автоматики и технической кибернетики / А.А. Красовский, Г.С. Поспелов ; ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского. – 1961.

3. *Бородакий Ю.В.* Информационные технологии в военном деле (основы теории и практического применения) / Ю.В. Бородакий, Ю.Г. Лободинский. – М. : Горячая линия-Телеком, 2008. – 392 с.

4. ГОСТ РВ 51987-2002. Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Требования и показатели качества функционирования информационных систем. Общие положения. – М.: Госстандарт России.

5. *Ивлев А.А.* Основы теории Бойда. Направления развития, применения и реализации / А.А. Ивлев. – М., 2008. – 20 с.

Статья поступила в редакцию 30 июля 2013 года

УДК 621.391.23

# ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ЧАСТОТНЫХ РЕЖИМОВ В АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ТРАКТАХ ПРОГРАММИРУЕМЫХ РАДИОПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

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

*Предложена оригинальная методика определения оптимальных частотных режимов, основанная на использовании двух дополнительных частот дискретизации, в каждом интервале приёма, что позволяет осуществлять прием полезных сигналов в сплошном частотном диапазоне, перекрывающем несколько полос Найквиста. Разработан алгоритм выбора частотного режима, основанный на предложенной методике.*

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

## SELECTION OF OPTIMUM FREQUENCY MODES IN ANALOG-DIGITAL PATHS OF PROGRAMMABLE RADIO RECEIVERS

**V.A. Makovy,** head of Scientific and Technical Board, e-mail: Makovij@mail.ru
**S.A. Ermakov,** leading design engineer, e-mail: versta9km@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

*The original method of determining the optimal frequency modes, based on the use of two additional sample rates in each receiving interval that allows receiving of the desired signals in the continuous frequency range that spans several Nyquist bands is offered. The algorithm for selecting frequency mode, based on the offered method is developed.*

***Keywords:*** *programmable radio receiver, sampling rate, digital correction, Nyquist band, digital signal processing, pre-selector, the side receiving channel, spurious receiving, analog-digital path, receiving band.*

В программируемых радиоприёмных устройствах преобразование радиочастотного аналогового сигнала в цифровой сигнал осуществляется в аналого-цифровом тракте (АЦТ). Широкое распространение получили АЦТ без преобразования частоты [1]. Непрерывный диапазон частот, в котором возможен приём радиосигналов, в соответствии с теоремой отсчётов Уиттекера, Котельникова и Шеннона [2] для такого АЦТ ограничен половиной максимальной частоты дискретизации аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

В настоящей работе рассмотрен способ расширения частотного диапазона АЦТ, основанный на использовании двух дополнительных частот дискретизации в каждой полосе Найквиста для обеспечения приёма в непрерывной полосе.

В результате дискретизации возникают побочные каналы приёма (ПКП). Избирательность по ПКП радиоприёмника с АЦТ без преобразования частоты определяется относительным затуханием в преселекторе на частотах ближайших к ОКП побочных каналов. Ближайший к ОКП ПКП с частотой, меньшей, чем $f_{\text{вх}}$ (нижний ПКП), будем обозначать $\text{ПКП}_{LO}$. Расстояние по частотной шкале между ОКП и $\text{ПКП}_{LO}$ или отстройку нижнего ПКП обозначим $\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}$. Величина $\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}$ при $L_{\text{вх}} = 1, 2 \ldots$ [4] определяется как

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

Ближайший к ОКП побочный канал, частота которого больше, чем $f_{\text{вх}}$ (верхний ПКП), будем обозначать $\text{ПКП}_{HI}$. Отстройку верхнего ПКП обозначим $\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}$ [4]:

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

Как следует из методики измерения избирательности по ПКП [5], её величина определяется по наименьшему результату для всех возможных ПКП. Минимальное расстояние от ОКП до ПКП обозначим $\Delta f_{\text{ПКП min}}$:

 ISSN 1995-7009

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

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

Оптимальная частота дискретизации $f_{dopt}$, при которой расстояние от ОКП до ближайших ПКП, расположенных выше и ниже по частоте, одинаково [4]:

$$f_{dopt} = \frac{4 \cdot f_{\text{вх}}}{2 \cdot L_{\text{вх}} + 1}. \quad (4)$$

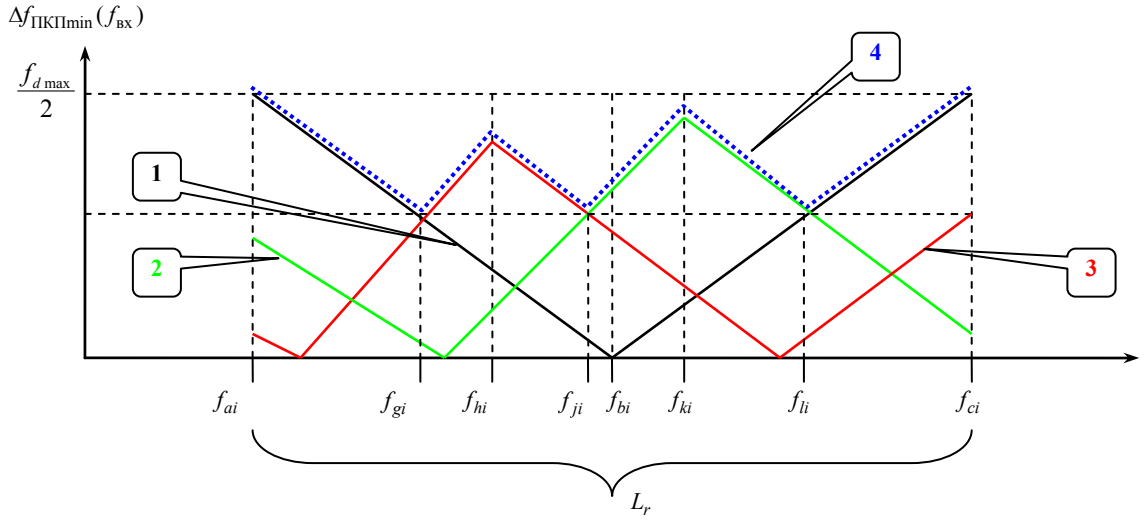
Для частоты дискретизации $f_d$ оптимальная ОКП, определяемая из условия равенства расстояний до верхнего и нижнего ПКП [4], равна

$$f_{\text{вх opt}} = \frac{(2 \cdot L_{\text{вх}} + 1) f_d}{4}. \quad (5)$$

Базовый режим преобразования входного сигнала при $f_d = f_{d\max}$ будем обозначать как $BL_b$, где $L_b$ – номер базовой полосы Найквиста, в которой расположен ОКП [4]:

$$L_b = \left[\frac{2 \cdot f_{\text{вх}}}{f_{d\max}}\right]. \quad (6)$$

Задача, решение которой рассматривается в статье, заключается в поиске методики определения частотных режимов с дискретным множеством дополнительных частот, обеспечивающей максимально возможное минимальное расстояние от ОКП до ПКП на $i$-м интервале приёма [4].




Переходы между частотными режимами АЦТ в $i$-й полосе приёма при двух дополнительных частотах дискретизации

В результате анализа графика функции $\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{\text{вх}})$ для частоты дискретизации $f_{d\max}$ (линия 1 на рисунке) и графиков функции $\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{\text{вх}})$ для частот дискретизации $f_{d1}$ и $f_{d2}$ была выдвинута гипотеза о том, что точки пересечения этих графиков, соответствующие частотам $f_{gi}$, $f_{ji}$ и $f_{li}$, будут максимально удалены от оси абсцисс в полосе приёма $L_r$, если они лежат на одной прямой, параллельной оси абсцисс. Тогда на основании (1) и (2) составим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} f_{d1} \cdot (L_r + 1) - f_{d2} \cdot L_r = f_{d2} \cdot (L_r + 1) - f_{d\max} \cdot L_r, \\ f_{d1} \cdot (L_r + 1) - f_{d2} \cdot L_r = f_{d\max} \cdot L_r - f_{d1} \cdot L_r, \end{cases}$$
$$L_r = 1, 2, 3 \ldots \quad (7)$$

Решив (7), получаем выражение для расчёта соответствующих дополнительных частот дискретизации для полосы приёма $L_r$:

$$f_{d1} = \frac{\left(3 \cdot L_r^2 + L_r\right) \cdot f_{d\max}}{3 \cdot L_r^2 + 3 \cdot L_r + 1}, \quad (8)$$

$$f_{d2} = \frac{\left(3 \cdot L_r^2 + 2 \cdot L_r\right) \cdot f_{d\max}}{3 \cdot L_r^2 + 3 \cdot L_r + 1}. \quad (9)$$

На рисунке показан пример поведения функции $\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{\text{вх}})$ на интервале приёма $L_r = i$. Решение поставленной задачи на произвольном частотном интервале позволяет распространить найденный результат на всю область определения функции $\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{\text{вх}})$.

Ниже рассмотрены обозначенные на рисунке точки на частотной оси, важные для анализа поведения рассматриваемых функций.

$f_{ai}$ – начало $L_r$-*й* полосы приёма. Величина $f_{ai}$ определяется выражением (5) при замене $L_{\text{вх}} = L_r - 1$, $f_d = f_{d\max}$. На этой частоте при работе АЦТ в базовом режиме достигается максимальное расстояние от ОКП до ближайшего ПКП: $\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{ai}) = \frac{f_{d\max}}{2}$.

$f_{bi}$ – центр $L_r$-*й* полосы приёма, $f_{bi} = \frac{i}{2} f_{d\max}$. В этой точке приём в базовом режиме невозможен вследствие наложения ПКП и ОКП.

$f_{ci}$ – окончание $L_r$-*й* полосы приёма. Величина $f_{ci}$ определяется выражением (5) при замене $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d\max}$. На этой частоте при работе АЦТ в базовом режиме достигается максимальное расстояние от ОКП до ближайшего ПКП, $\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{ci}) = \frac{f_{d\max}}{2}$, как и на частоте $f_{ai}$.

При базовом режиме работы АЦТ на частоте $f_{bi}$ происходит изменение номера базовой полосы Найквиста и, соответственно, режима работы. При приёме на частотах $\left[f_{ai} \ldots f_{bi}\right)$ режим АЦТ $B\left(L_r - 1\right)$, при приёме на интервале частот $\left[f_{bi} \ldots f_{ci}\right)$ – соответственно $BL_r$.

$f_{gi}$ – частота, на которой обеспечивается равенство $\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{\text{вх}})$ для режимов АЦТ $B\left(L_r - 1\right)$ (график 1) и $CL_r(1_2)$ (график 3). Величину $f_{gi}$ найдём из условия равенства расстояния от ОКП до ПКП в режимах $B\left(L_r - 1\right)$ и $CL_r(1_2)$:

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) = \Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}). \quad (10)$$

Для раскрытия левой части равенства, описывающей режим $B\left(L_r - 1\right)$, используем (2) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{gi}$, $f_d = f_{d\,max}$, $L_{\text{вх}} = L_r - 1$. Правую часть равенства (10) раскроем, применив (1) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{gi}$, $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d1}$ согласно (8). В результате равенство приобретает вид

$$f_{d\max} \cdot L_r - 2 \cdot f_{gi} = 2 \cdot f_{gi} - f_{d1} \cdot L_r. \quad (11)$$

После преобразований получаем формулу для расчёта частоты $f_{gi}$:

$$f_{gi} = \frac{\left(6 \cdot {L_r}^2 + 4L_r + 1\right) \cdot L_r}{3 \cdot {L_r}^2 + 3L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{4}. \quad (12)$$

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

$$\Delta f_{ПКП\min}(f_{gi}) = \frac{\left(2 \cdot L_r + 1\right) \cdot L_r}{3 \cdot {L_r}^2 + 3L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{2}. \quad (13)$$

$f_{hi}$ – частота, на которой в дополнительном режиме $CL_r(1_2)$ достигается максимальное расстояние от ОКП до ближайшего ПКП:

$$f_{hi} = \frac{\left(3 \cdot L_r^2 + L_r\right) \cdot \left(2 \cdot L_r + 1\right)}{3 \cdot L_r^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{4}, \quad (14)$$

$$\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{hi}) = \frac{\left(3 \cdot L_r^2 + L_r\right)}{3 \cdot L_r^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{2}. \quad (15)$$

$f_{ji}$ – частота, на которой обеспечивается равенство $\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{\text{вх}})$ для режимов АЦТ $CL_r(1_2)$ (график 3) и $CL_r(2_2)$ (график 2). Величину $f_{ji}$ найдём из условия равенства расстояния от ОКП до ПКП (10) в режимах $CL_r(1_2)$ и $CL_r(2_2)$.

Для раскрытия левой части равенства, описывающего режим $CL_r(1_2)$, используем (2) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{ji}$, $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d1}$ согласно

(8). Правую часть равенства (11) раскроем, применив (1) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{ji}$, $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d2}$ согласно (9). В результате равенство приобретает вид

$$f_{d1} \cdot (L_r + 1) - 2 \cdot f_{ji} = 2 \cdot f_{ji} - f_{d2} \cdot L_r . \quad (16)$$

После преобразований получаем формулу для расчёта частоты $f_{ji}$:

$$f_{ji} = \frac{\left(6 \cdot L_r{}^2 + 6 \cdot L_r + 1\right) \cdot L_r}{3 \cdot L_r{}^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{4} . \quad (17)$$

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

$$\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{ji}) = \frac{(2 \cdot L_r + 1) \cdot L_r}{3 \cdot L_r{}^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{2} . \quad (18)$$

$f_{ki}$ – частота, на которой в дополнительном режиме $CL_r(2_2)$ достигается максимальное расстояние от ОКП до ближайшего ПКП:

$$f_{ki} = \frac{\left(3 \cdot L_r^2 + 2 \cdot L_r\right) \cdot (2 \cdot L_r + 1)}{3 \cdot L_r^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{4}, \quad (19)$$

$$\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{ki}) = \frac{\left(3 \cdot L_r^2 + 2 \cdot L_r\right)}{3 \cdot L_r^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{2} . \quad (20)$$

$f_{li}$ – частота, на которой обеспечивается равенство $\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{\text{вх}})$ для режимов АЦТ $CL_r(2_2)$ (график 2) и $B(L_r)$ (график 1). Величину $f_{li}$ найдём из условия равенства расстояния от ОКП до ПКП в режимах $B(L_r)$ и $CL_r(2_2)$:

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = \Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) . \quad (21)$$

Для раскрытия левой части равенства, описывающей режим $B(L_r - 1)$, используем (1) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{li}$, $f_d = f_{d\,max}$, $L_{\text{вх}} = L_r$. Правую часть равенства (21) раскроем, применив (2) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{li}$, $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d2}$ согласно (9). В результате равенство приобретает вид

$$2 \cdot f_{li} - f_{d\max} \cdot L_r = f_{d2} \cdot (L_r + 1) - 2 \cdot f_{li} . \quad (22)$$

После преобразований получаем формулу для расчёта частоты $f_{li}$:

$$f_{li} = \frac{\left(6 \cdot L_r{}^2 + 8L_r + 3\right) \cdot L_r}{3 \cdot L_r{}^2 + 3L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{4} . \quad (23)$$

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

$$\Delta f_{\text{ПКПmin}}(f_{li}) = \frac{(2 \cdot L_r + 1) \cdot L_r}{3 \cdot L_r{}^2 + 3L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{2} . \quad (24)$$

Совпадение полученной величины с полученным ранее результатом (13) и (18) для частот $f_{gi}$ и $f_{ji}$ соответственно подтверждает правильность расчёта частот дискретизации в дополнительном режиме.

Докажем выдвинутую гипотезу от противного. Предположим, что рассматриваемые точки пересечения графиков, соответствующие частотам $f_{gi}$, $f_{ji}$ и $f_{li}$, при частотах дискретизации, отличных от (8) и (9), могут быть удалены от оси абсцисс на расстояние, большее (13), (18), (23). Тогда, исходя из (1), (2), а также (13), должна выполняться следующая система неравенств:

$$\begin{cases} \dfrac{f_{d1} \cdot (L_r + 1) - f_{d2} \cdot L_r}{2} \geq \dfrac{(2 \cdot L_r + 1) \cdot L_r}{3 \cdot L_r{}^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \dfrac{f_{d\max}}{2}, \\ \dfrac{f_{d2} \cdot (L_r + 1) - f_{d\max} \cdot L_r}{2} \geq \dfrac{(2 \cdot L_r + 1) \cdot L_r}{3 \cdot L_r{}^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \dfrac{f_{d\max}}{2}, \\ \dfrac{f_{d\max} \cdot L_r - f_{d1} \cdot L_r}{2} \geq \dfrac{(2 \cdot L_r + 1) \cdot L_r}{3 \cdot L_r{}^2 + 3 \cdot L_r + 1} \cdot \dfrac{f_{d\max}}{2}. \end{cases} \quad (25)$$

Рассмотрим частный случай $L_r = 1$ и введем замены $f_{d1} = n \cdot f_{d\max}$, $n \in (0;1)$, и $f_{d2} = m \cdot f_{d\max}$, $m \in (0;1)$. Тогда система (25) примет вид

$$\begin{cases} 2 \cdot n - m \geq \dfrac{3}{7}, \\ 2 \cdot m - 1 \geq \dfrac{3}{7}, \\ 1 - n \geq \dfrac{3}{7}. \end{cases} \quad (26)$$

Решая систему, например, графическим методом, получаем, что она имеет единственное решение $n = \frac{4}{7}$, $m = \frac{5}{7}$, при котором в неравенствах обеспечивается только равенство.

Далее применим метод математической индукции. Для этого из предположения, что для полосы приема $L_r = k$ система неравенств также не имеет решений, обеспечивающих строгое неравенство, докажем это утверждение для полосы $L_r = k+1$.

Итак, при $L_r = k$ и введенных заменах получим

$$\begin{cases} n\cdot(k+1) - m\cdot k \ge \dfrac{(2\cdot k+1)\cdot k}{3\cdot k^2+3\cdot k+1}, \\ m\cdot(k+1) - k \ge \dfrac{(2\cdot k+1)\cdot k}{3\cdot k^2+3\cdot k+1}, \\ k - n\cdot k \ge \dfrac{(2\cdot k+1)\cdot k}{3\cdot k^2+3\cdot k+1}. \end{cases} \quad (27)$$

Если сложить неравенства в (27), получим

$$n+m \ge \frac{3\cdot k\cdot(2\cdot k+1)}{3\cdot k^2+3\cdot k+1}\cdot\frac{\partial^2\Omega}{\partial u\partial v}. \quad (28)$$

Предположим, что, как и в частном случае, выполняется только равенство

$$n+m = \frac{3\cdot k\cdot(2\cdot k+1)}{3\cdot k^2+3\cdot k+1}. \quad (29)$$

Докажем, что при $L_r = k+1$ система неравенств (30) также не имеет решений:

$$\begin{cases} n\cdot(k+2) - m\cdot(k+1) \ge \dfrac{(2\cdot(k+1)+1)\cdot(k+1)}{3\cdot(k+1)^2+3\cdot(k+1)+1}, \\ m\cdot(k+2) - (k+1) \ge \dfrac{(2\cdot(k+1)+1)\cdot(k+1)}{3\cdot(k+1)^2+3\cdot(k+1)+1}, \\ (k+1) - n\cdot(k+1) \ge \dfrac{(2\cdot(k+1)+1)\cdot(k+1)}{3\cdot(k+1)^2+3\cdot(k+1)+1}. \end{cases} \quad (30)$$

Сложив неравенства в (30), получим

$$n+m \ge \frac{(2\cdot(k+1)+1)\cdot(k+1)}{3\cdot(k+1)^2+3\cdot(k+1)+1}. \quad (31)$$

Подставим вместо левой части неравенства (31) равенство (29):

$$\frac{3\cdot k\cdot(2\cdot k+1)}{3\cdot k^2+3\cdot k+1} \ge \frac{3\cdot(2\cdot(k+1)+1)\cdot(k+1)}{3\cdot(k+1)^2+3\cdot(k+1)+1}. \quad (32)$$

После упрощения имеем

$$9\cdot k^2 + 21\cdot k + 9 \le 0. \quad (33)$$

Неравенство (33) не имеет целых решений. Поэтому по индукции можно утверждать, что система неравенств (25) не имеет других решений для любых полос приема $L_r$, кроме решения (8) и (9), при котором обеспечивается равенство, что и требовалось доказать.

Линия, соответствующая минимальному расстоянию от ОКП до ПКП при двух частотах дискретизации в дополнительном режиме, изображена на рисунке (график 4). График иллюстрирует механизм увеличения расстояния за счёт введения дополнительного режима дискретизации в АЦТ. В таблице приводятся основные параметры режимов работы АЦТ с двумя режимами дискретизации и полученный за счёт их применения результат. Для обозначения порядка изменения режимов работы АЦТ в окрестностях частоты $f_{gi}$ будем использовать запись в форме $f_{gi} : BL_r - 1 \leftrightarrow CL_r(1_2)$. Такая запись обозначает, что при частоте ОКП $f_{вх} < f_{gi} \lim\limits_{\delta x\to 0}$ используется режим работы $BL_r$. При частоте ОКП $f_{вх} < f_{gi}$ АЦТ переходит в режим $CL_r(1_2)$.

Ширину полос частот, в которых тракт работает в дополнительном режиме, найдём как разность (17), (12) и (23), (17) соответственно:

$$\Delta f_{c1}(L_r) = \frac{2\cdot {L_r}^2}{3\cdot {L_r}^2+3\cdot L_r+1}\cdot\frac{f_{d\max}}{4}, \quad (34)$$

$$\Delta f_{c2}(L_r) = \frac{(2\cdot L_r+2)\cdot {L_r}^2}{2\cdot L_r+1}\cdot\frac{f_{d\max}}{4}. \quad (35)$$

Таким образом, доказано, что при сочетании базового режима работы АЦТ и дополнительного режима работы, использующего две дополнительных частоты дискретизации, может быть осуществлён приём радиосигналов в полосе, большей, чем полоса Найквиста в базовом режиме АЦТ. При этом минимальное расстояние по оси частот между ОКП и ближайшим ПКП будет не меньше, чем приведённое в таблице.

Таблица

Режимы работы АЦТ при двух дополнительных частотах дискретизации на интервале приёма

| Полоса приёма $L_r$ | 1 | 2 | 3 | $L_r$ |
|---|---|---|---|---|
| Левая граница | $\frac{1}{4}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{3}{4}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{5}{4}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{(2\cdot L_r-1)}{4}\cdot f_{d\max}$ |
| Режим АЦТ в начале полосы | $B0$ | $B1$ | $B2$ | $BL_r-1$ |
| Частота изменения режима $f_{gi}$ | $\frac{11}{28}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{66}{76}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{201}{148}\cdot f_{d\max}$ | $f_{gi}: BL_r-1 \leftrightarrow CL_r(1_2)$ (12) |
| Частота изменения режима $f_{ji}$ | $\frac{13}{28}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{74}{76}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{219}{148}\cdot f_{d\max}$ | $f_{ji}: CL_r(1_2) \leftrightarrow CL_r(2_2)$ (17) |
| Частота изменения режима $f_{li}$ | $\frac{17}{28}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{86}{76}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{243}{148}\cdot f_{d\max}$ | $f_{li}: CL_r(2_2) \leftrightarrow BL_r$ (23) |
| Ширина полосы режима $CL_r(1_2)$ | $\frac{2}{28}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{8}{76}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{18}{148}\cdot f_{d\max}$ | (25) |
| Ширина полосы режима $CL_r(2_2)$ | $\frac{4}{28}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{12}{76}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{24}{148}\cdot f_{d\max}$ | (26) |
| $f_{d1}$ | $\frac{4}{7}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{14}{19}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{30}{37}\cdot f_{d\max}$ | (8) |
| $f_{d2}$ | $\frac{5}{7}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{16}{19}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{33}{37}\cdot f_{d\max}$ | (9) |
| $\Delta f_{\text{ПКПmin}}$ | $\frac{3}{14}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{10}{38}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{21}{74}\cdot f_{d\max}$ | (24), (18), (19) |

Рассмотрим оригинальный ***алгоритм выбора частотного режима*** в АЦТ программируемого радиоприёмного устройства, позволяющий в соответствии с полученными в статье результатами обеспечить частотный разнос между ОКП и ПКП для произвольной частоты приёма не менее $\frac{3}{14}$ максимальной частоты дискретизации в АЦТ.

Исходными параметрами для расчёта является максимальная частота дискретизации $f_{d\max}$ и частота ОКП $f_{\text{вх}}$.

На первом этапе в соответствии с (8) определяется полоса приема $L_r$, в которой находится частота $f_{\text{вх}}$.

На втором этапе рассчитывается частота первого изменения частотного режима $f_{gi}$ (13) в полосе приема $L_r$.

На третьем этапе сравниваются величины $f_{gi}$ и $f_{\text{вх}}$:

– если $f_{\text{вх}} < f_{gi}$, то следует использовать частотный режим $BL_r$ с частотой дискретизации $f_{d\max}$; расчёт частотного режима завершён, переходим к восьмому этапу;

– если $f_{\text{вх}} \geq f_{gi}$, то переходим к четвёртому этапу алгоритма.

На четвёртом этапе по формуле (18) рассчитывается частота второго изменения частотного режима $f_{ji}$.

На пятом этапе сравниваются величины $f_{ji}$ и $f_{\text{вх}}$:

– если $f_{\text{вх}} \le f_{ji}$, то следует использовать частотный режим $CL_r(1_2)$ с частотой дискретизации $f_{d1}$ в соответствии с (10); расчёт частотного режима завершён, переходим к восьмому этапу;

– если $f_{\text{вх}} > f_{ji}$, то переходим к шестому этапу алгоритма.

На шестом этапе рассчитывается частота третьего изменения частотного режима $f_{li}$ по формуле (24).

На седьмом этапе сравниваются величины $f_{li}$ и $f_{\text{вх}}$:

– если $f_{\text{вх}} \le f_{li}$, то следует использовать частотный режим $CL_r(2_2)$ с частотой дискретизации $f_{d2}$ в соответствии с (10); расчёт частотного режима завершён, переходим к восьмому этапу;

– если $f_{\text{вх}} > f_{li}$, то следует использовать частотный режим $BL_r$ с частотой дискретизации $f_{d\max}$.

Восьмой этап – завершение работы алгоритма.

Устройством, обеспечивающим требуемую избирательность АЦТ по ПКП при $L_{\text{вх}} > 0$, является полосовой фильтр (преселектор), установленный в аналоговой части тракта. Основная задача преселектора – уменьшение коэффициента передачи тракта на частотах ПКП. Поскольку приём ведётся не только в нулевой полосе Найквиста, то ПКП расположены как выше по частоте, чем ОКП, так и ниже. Расстояние между ПКП и ОКП меньше, чем диапазон возможных частот ОКП. Вследствие этого в качестве фильтров в преселекторе необходимо применять полосовые фильтры с перестройкой центральной частоты или набор узкополосных полосовых фильтров. Традиционно для оценки необходимого порядка фильтра используется коэффициент прямоугольности, то есть отношение полосы пропускания на уровне допустимого коэффициента передачи по ПКП к полосе принимаемого сигнала. Ширину полосы ОКП обозначим $\Delta f_{\text{вх}}$. Тогда требования к прямоугольности АЧХ по уровню требуемой избирательности имеют вид

$$K \le \frac{L_r^2 \cdot (L_r + 2)}{2 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{\Delta f_{\text{вх}}}. \qquad (36)$$

***Выводы***

Применение нескольких частотных режимов дискретизации позволяет создавать АЦТ без преобразования частоты, способные принимать сигналы в широком и непрерывном диапазоне частот, охватывающем несколько полос Найквиста. В настоящей работе предложена оригинальная методика выбора частоты дискретизации для произвольной частоты входного сигнала, позволяющая обеспечить частотный разнос между ОКП и ПКП для произвольной частоты приёма не менее $\frac{3}{14}$ от максимальной частоты дискретизации в АЦТ.

Разработан оригинальный алгоритм выбора частотного режима в АЦТ программируемого радиоприёмного устройства, позволяющий в соответствии с полученными результатами обеспечить максимально возможный для заданных условий частотный разнос между ОКП и ПКП для произвольной частоты приёма.

***Литература***

1. *Kenington P.B.* RF and baseband techniques for software defined radio / P.B. Kenington. – Artech House mobile communications series, 2005. – 340 p.

2. *Jerri J.* The Shannon sampling theorem – its various extensions and applications: a tutorial review / J. Jerri // Proc. IEEE. – 1977. – V. 65. – Pp. 1565 – 1596.

3. *Маковий В.А.* Цифровая коррекция комбинаций в SDR радиостанциях / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 3. – С. 25–34.

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

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

Статья поступила в редакцию 10 июня 2013 года

УДК 621.391.23

# РАСШИРЕНИЕ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ТРАКТОВ МЕТОДОМ ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ

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

*Рассмотрен способ увеличения полосы принимаемых частот, основанный на использовании одной дополнительной частоты дискретизации в аналого-цифровом тракте. Предложена оригинальная методика выбора дополнительной частоты дискретизации для произвольной частоты входного сигнала. Получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать требуемую частотную избирательность преселектора. Разработан алгоритм выбора частотного режима, основанный на предложенной методике.*

***Ключевые слова:*** *частота дискретизации, цифровая коррекция, полоса Найквиста, цифровая обработка сигналов, преселектор, побочный канал приёма, избирательность по побочным каналам приёма, аналого-цифровой тракт, полоса приёма.*

# EXTENSION OF THE FREQUENCY RANGE OF ANALOG-DIGITAL PATHS USING DIGITAL CORRECTION

**V.A. Makovy,** head of Scientific and Technical Board, e-mail: Makovij@mail.ru
**S.A. Ermakov,** leading design engineer, e-mail: versta9km@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

*The method of increasing the receiving frequency band, based on the use of one additional sample frequency in analog-digital path is considered.The original method of choosing additional sample rate for input signal arbitrary frequency is offered. Analytical expressions allowing calculating the required frequency selectivity of pre-selector are received. The algorithm for frequency mode selecting based on the offered method is developed.*

***Keywords:*** *sampling rate, digital correction, Nyquist band, digital signal processing, preselector, side channel, spurious responce, analog-digital path, receiving band.*

В программно-определяемых радиоприёмных устройствах для преобразования радиочастотного сигнала в цифровую форму используется аналого-цифровой тракт (АЦТ). Многочисленным требованиям, предъявляемым к перспективным радиосредствам с программируемой архитектурой, наиболее соответствует АЦТ без преобразования частоты принимаемого радиосигнала перед аналого-цифровым преобразованием [1]. В АЦТ такого типа обычно при дискретизации используется нулевая полоса Найквиста [2]. В соответствии с теоремой отсчётов Уиттекера, Котельникова и Шеннона [3] непрерывный диапазон частот, в котором ведётся приём, для такого АЦТ ограничен половиной максимальной частоты дискретизации аналого-цифрового преобразователя (АЦП). К частотной избирательности радиоприёмников, входящих в состав перспективных когнитивных систем радиосвязи, предъявляются повышенные требования [4]. Вследствие этого дополнительным фактором, ограничивающим диапазон принимаемых частот, является достижимый уровень избирательности по побочным каналам приёма (ПКП) [5]. В АЦТ без преобразования частоты основными побочными каналами являются копии основного канала приёма (ОКП), расположенные в других полосах Найквиста. Для увеличения избирательности на частотах ПКП применяются аналоговые фильтры предотвращения наложения (antialiasing filter) [3]. Подавление ПКП в них пропорционально величине частотной отстройки ПКП от ОКП.

В настоящей работе рассмотрен способ расширения частотного диапазона АЦТ, основанный на применении одной дополнительной частоты дискретизации для обеспечения приёма в непрерывной полосе входных частот радиоприёмного устройства. Предложена структурная схема АЦТ, реализующая этот способ, получены основные расчётные соотношения, позволяющие определить необходимую избирательность преселектора.

Центральную частоту ОКП будем обозначать $f_{\text{вх}}$. Номер полосы Найквиста, в которую попадает входной сигнал при дискретизации с частотой $f_d$, будем обозначать $f_{\text{вх}}$ [6]:

$$L_{\text{вх}} = \left[ \frac{2 \cdot f_{\text{вх}}}{f_d} \right], \qquad (1)$$

где $[\ ]$ – взятие целой части операнда;

$f_d$ – частота дискретизации в АЦТ.

В результате дискретизации на частотах, соответствующих ОКП, но расположенных в других полосах Найквиста, возникают побочные каналы приёма с частотами

$$f_{\text{ПКП}_L}(f_{\text{вх}}) = (-1)^{L_{\text{вх}}} \cdot (-1)^{L_{\text{ПКП}_L}} \times$$
$$\times \left( f_{\text{вх}} - f_d \cdot \left[ \frac{L_{\text{вх}} + 1}{2} \right] \right) + f_d \cdot \left[ \frac{L_{\text{ПКП}_L} + 1}{2} \right],$$
$$L_{\text{ПКП}_L} \neq L_{\text{вх}}, \qquad (2)$$

где $L_{\text{ПКП}_L}$ – полоса Найквиста, в которой располагается ПКП;

$f_{\text{ПКП}_L}$ – центральная частота ПКП, расположенного в полосе Найквиста $f_{\text{ПКП}_L}$.

В аналоговых фильтрах на дискретных элементах затухание увеличивается с увеличением отстройки. Основываясь на этом, можно утверждать, что избирательность по ПКП определяется относительным затуханием на ближайших к ОКП побочных каналах. Ближайший к ОКП ПКП, частота которого меньше, чем $f_{\text{вх}}$ (нижний ПКП), будем обозначать $\text{ПКП}_{LO}$. Расстояние по частотной шкале между ОКП и $\text{ПКП}_{LO}$, или отстройка нижнего ПКП, будет обозначаться $\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}$. Величина $\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}$ может быть получена из (2). Если ОКП расположен в нулевой полосе Найквиста, $\text{ПКП}_{LO}$ отсутствует, поэтому

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) =$$
$$= f_{\text{вх}} - f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = 2 \cdot f_{\text{вх}} - f_d \cdot L_{\text{вх}}$$
$$\text{при } L_{вх} = 1, 2 \ldots \qquad (3)$$

Ближайший к ОКП побочный канал, частота которого больше, чем $f_{\text{вх}}$ (верхний ПКП), будем обозначать $\text{ПКП}_{HI}$. Расстояние по частотной шкале между ОКП и $\text{ПКП}_{HI}$, или отстройка верхнего ПКП, будет обозначаться $\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}$. Величина $\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}$ может быть получена из (2). $\text{ПКП}_{HI}$, в отличие от $\text{ПКП}_{LO}$, присутствует, если ОКП расположен в нулевой полосе Найквиста:

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) =$$
$$= f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) - f_{\text{вх}} = f_d \cdot (L_{\text{вх}} + 1) - 2 \cdot f_{\text{вх}},$$
$$L_{\text{вх}} = 0,\ 1,\ 2 \ \ldots \qquad (4)$$

Как следует из методики измерения избирательности по ПКП [5], её величина определяется по наименьшему результату для всех возможных ПКП. В то же время затухание в фильтрах предотвращения наложений с практически применяемыми аппроксимациями амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) увеличивается пропорционально частотной отстройке. В соответствии с этим введём ещё одну характеристику, позволяющую судить о достижимой избирательности по ПКП, – минимальное расстояние от ОКП до ПКП, обозначив его $\Delta f_{\text{ПКП min}}$. Определим $\Delta f_{\text{ПКП min}}$ как наименьшее из расстояний (3) и (4):

$$\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}}) =$$
$$= \min\left( \Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}),\ \Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) \right). \qquad (5)$$

В силу технических ограничений в АЦТ существует максимально возможная частота дискретизации, которую далее будем обозначать $f_{d\max}$. Режим работы АЦТ с этой частотой дискретизации будем называть базовым, как и соответствующие ему полосы Найквиста $L_b$. На рис. 1а графически представлено поведение функции (5) при расположении ОКП в первых трёх базовых полосах Найквиста (график 1).

Для полосового сигнала с известной центральной частотой и заданным номером полосы Найквиста $L_{\text{вх}} > 0$ можно найти частоту дискретизации, при которой расстояние от ОКП до ближайших ПКП, расположенных выше и ниже по частоте, будет одинаково. Такая частота дискретизации называется оптимальной, она будет обозначаться $f_{dopt}$.

Оптимальную частоту дискретизации найдём подстановкой в равенство

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = \Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) \qquad (6)$$

выражений (3) и (4). После преобразований получаем

$$f_{dopt} = \frac{4 \cdot f_{\text{вх}}}{2 \cdot L_{\text{вх}} + 1}. \qquad (7)$$

Также в соответствии с (6) введём понятие оптимальной частоты ОКП. Для известной частоты дискретизации $f_d$ оптимальная ОКП, определяемая из условия равенства расстояний до верхнего и нижнего ПКП, может быть найдена как

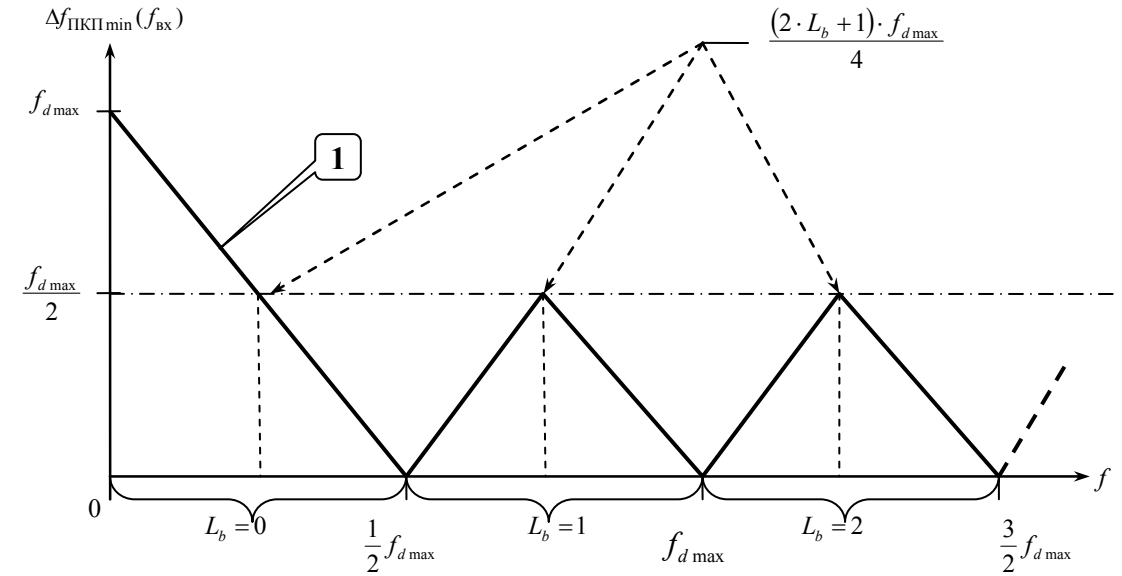
$$f_{\text{вх opt}} = \frac{\left(2 \cdot L_{\text{вх}} + 1\right) f_d}{4}. \qquad (8)$$

Подставив (7) в выражения (3), (4), получаем, что при оптимальной частоте дискретизации или при оптимальной частоте ОКП

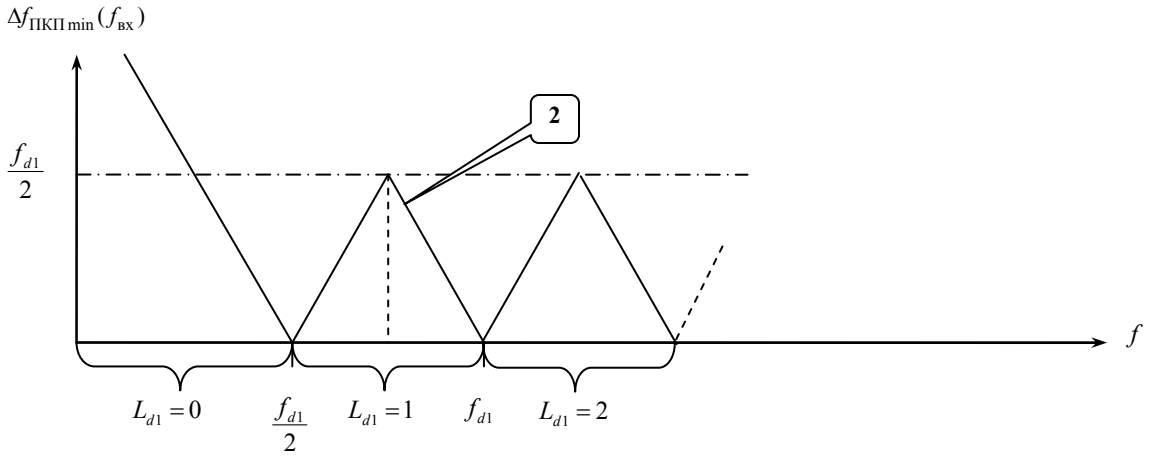
$$\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}} = \Delta f_{\text{ПКП}_{HI}} = \frac{f_{dopt}}{2}. \qquad (9)$$

Важной характеристикой базового режима работы является номер базовой полосы Найквиста, в которой находится ОКП, $L_b$. Режим преобразования входного сигнала при $f_d = f_{d\max}$ будем обозначать как $BL_b$, где $L_b$ – номер базовой полосы Найквиста, в которой расположен ОКП,

$$L_b = \left[\frac{2 \cdot f_{\text{вх}}}{f_{d\max}}\right]. \qquad (10)$$




а)




б)

Рис. 1. Частотные соотношения при дискретизации полосового сигнала с различными частотами дискретизации

Анализируя поведение функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$, представленной на рис. 1а (график 1), при работе АЦТ в основном режиме $(f_d = f_{d\max})$, можно сделать следующие выводы:

– функция является периодической, начиная с частоты $\frac{1}{4} f_{d\max}$;

– период функции равен $\frac{1}{2} f_{d\max}$;

– значения функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ на интервале $\left[0 \ldots \frac{1}{4} f_{d\max}\right)$ больше, чем на интервале $\left[\frac{1}{4} f_{d\max} \ldots \infty\right)$;

– на отрезке периодичности $\left[\frac{1}{4} f_{d\max} \ldots \infty\right)$ функция достигает максимального значения $\frac{f_{d\max}}{2}$ на частотах $\frac{(2 \cdot L_b + 1) \cdot f_{d\max}}{4}$;

– значение функции равно нулю на частотах $\frac{i}{2} f_{d\max}$, $i = 1, 2, 3\ldots$, то есть на этих частотах и в их окрестностях приём невозможен вследствие наложения или недостаточного для обеспечения требуемой избирательности по ПКП расстояния между ОКП и ближайшим ПКП. Таким образом, в рассматриваемом АЦТ приём в непрерывной полосе частот возможен, если в эту полосу не попадают точки нулевых значений функции и их окрестности.

Для приема в окрестностях нулевых значений функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ необходимо использовать частоты дискретизации, отличные от $f_{d\max}$. Эти частоты дискретизации будем называть дополнительными, поскольку с их помощью происходит дополнение прерывистой в базовом режиме полосы принимаемых частот до непрерывной полосы. Очевидно, что дополнительные частоты дискретизации $f_{dc}$ могут быть только меньше максимальной частоты дискретизации, $f_{dc} < f_{d\max}$. Предположим, что для приёма в окрестностях границы каждой пары полос Найквиста используется одна дополнительная частота дискретизации. Будем обозначать эту частоту как $f_{di}$, где $i$ – номер верхней базовой полосы Найквиста (рис. 1б). График функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ для АЦТ с частотой дискретизации $f_{d1}$ представлен на рис. 1б, масштаб по осям совпадает с графиком на рис. 1а.

Анализ функционирования АЦТ при дополнительных частотах дискретизации удобно проводить, используя понятие *полоса приёма*. Полосой приёма $L_r$ будем называть частотный участок, включающий верхнюю половину $i-1$ базовой полосы Найквиста, границу $i-1$ и $i$ базовой полосы Найквиста и нижнюю половину $i$ базовой полосы Найквиста, как показано на рис. 2. Полоса приёма $L_r$ на частотной оси занимает промежуток

$$\left[\frac{(2 \cdot L_r - 1) \cdot f_{d\max}}{4} \ldots \frac{(2 \cdot L_r + 1) \cdot f_{d\max}}{4}\right), \quad L_r = 1, 2, 3\ldots \tag{11}$$

Такое определение полосы приёма упрощает анализ и описание алгоритмов цифровой коррекции, обеспечивающих приём в непрерывном диапазоне частот. Границы определённой таким образом полосы приёма совпадают с частотами, оптимальными в смысле (8) для базового режима работы АЦТ. Номер полосы приёма по аналогии с номером полосы Найквиста может быть найден как

$$L_r = \left[\frac{2 \cdot f_{\text{вх}}}{f_{dc}} + \frac{1}{2}\right], \tag{12}$$

где $L_r$ – номер полосы приёма;

$f_{dc}$ – частота дискретизации в дополнительном режиме.

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

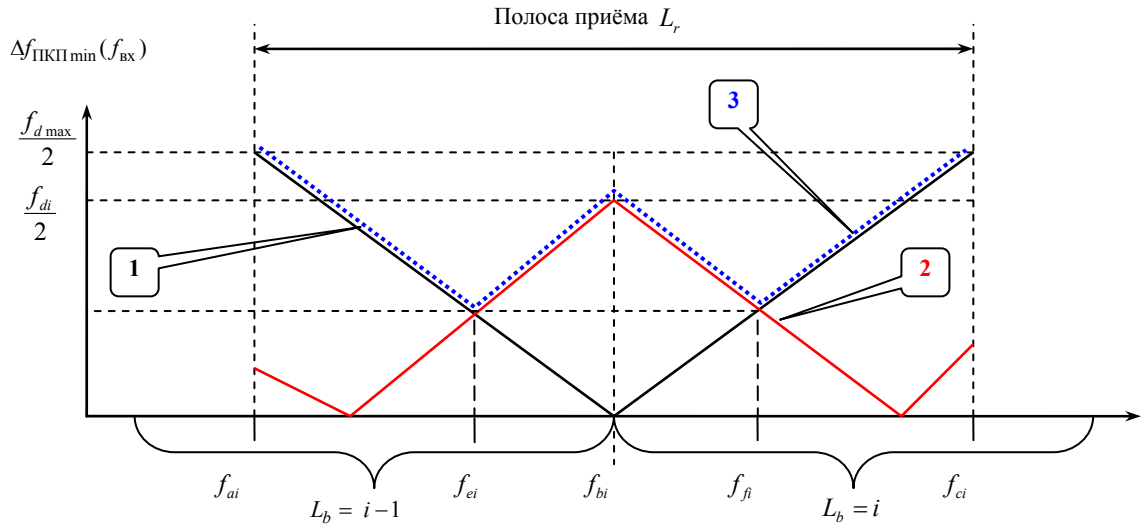



Рис. 2. Переходы между частотными режимами АЦТ в *i*-й полосе приёма при одной дополнительной частоте дискретизации

Задача, решение которой рассматривается в статье, заключается в поиске методики определения частотных режимов с дискретным множеством дополнительных частот, обеспечивающей максимально возможное минимальное расстояние от ОКП до ПКП на $i$-м интервале приёма.

В результате анализа графика функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ для частоты дискретизации $f_{d\max}$ (рис. 1а, линия 1) и для частоты дискретизации $f_{di}$ (рис. 1б, линия 2) было установлено, что точки пересечения этих графиков, соответствующие частотам $f_{ei}$ и $f_{fi}$, будут максимально удалены от оси абсцисс в полосе приёма $L_r$ при выполнения условия

$$\frac{f_{d\max}}{2}\cdot L_r = \frac{2\cdot L_r + 1}{4}\cdot f_{d1},$$
$$L_r = 1,\ 2,\ 3\ldots \qquad (13)$$

Решив (13), получаем выражение для расчёта оптимальной дополнительной частоты дискретизации для полосы приёма $L_r$:

$$f_{di} = \frac{2\cdot L_r \cdot f_{d\max}}{2\cdot L_r + 1}. \qquad (14)$$

При этой частоте дискретизации расстояния между ОКП и $\text{ПКП}_{HI}$, ОКП и $\text{ПКП}_{LO}$ на частоте ОКП $f_{\text{вх}} = \frac{L_r}{2} f_{d\max}$ достигают наибольшего значения в полосе приёма, равного

$$\Delta f_{\text{ПКП min}} = \frac{L_r \cdot f_{d\max}}{2\cdot L_r + 1}. \qquad (15)$$

На рис. 2 приведен пример поведения функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$ на интервале приёма $L_r = i$. Решение поставленной задачи на произвольном частотном интервале позволяет распространить найденный результат на всю область определения функции $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{\text{вх}})$.

Ниже рассмотрены обозначенные на рис. 2 точки на частотной оси, важные для анализа поведения рассматриваемых функций.

$f_{ai}$ – начало $L_r$-*й* полосы приёма. Величина $f_{ai}$ определяется выражением (8) при замене $L_{\text{вх}} = L_r - 1$, $f_d = f_{d\max}$. На этой частоте при работе АЦТ в базовом режиме достигается максимальное расстояние от ОКП до ближайшего ПКП, $\Delta f_{\text{ПКП min}}(f_{ai}) = \frac{f_{d\max}}{2}$.

$f_{bi}$ – центр $L_r$-*й* полосы приёма, $f_{bi} = \frac{i}{2} f_{d\max}$. В этой точке приём в базовом режиме невозможен вследствие наложения ПКП и ОКП. В дополнительном режиме при одной дополнительной частоте дискретизации $Ci(1_1)$ на частоте $f_{bi}$ достигается максимальное расстояние от ОКП до ближайшего ПКП в соответствии с выражением (15).

$f_{ci}$ – окончание $L_r$-*й* полосы приёма. Величина $f_{ci}$ определяется выражением (8) при замене $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d\max}$. На этой частоте при работе АЦТ в базовом режиме достигается максимальное расстояние от ОКП до ближайшего ПКП, $\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{ci}) = \dfrac{f_{d\max}}{2}$, как и на частоте $f_{ai}$.

При базовом режиме работы АЦТ на частоте $f_{bi}$ происходит изменение номера базовой полосы Найквиста и, соответственно, режима работы. При приёме на частотах $\left[f_{ai} \ldots f_{bi}\right)$ режим АЦТ $B(L_r - 1)$, при приёме на интервале частот $\left[f_{bi} \ldots f_{ci}\right)$ – соответственно $BL_r$.

$f_{ei}$ – частота, на которой обеспечивается равенство $\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{\text{вх}})$ для режимов АЦТ $B(L_r - 1)$ (график 1 рис. 2) и $CL_r(1_1)$ (график 2 рис. 2). Величину $f_{ei}$ найдём из условия равенства расстояния от ОКП до ПКП в режимах $B(L_r - 1)$ и $CL_r(1_1)$:

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}) = \Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}). \qquad (16)$$

Для раскрытия левой части неравенства, описывающей режим $B(L_r - 1)$, используем (4) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{ei}$, $f_d = f_{d\,max}$, $L_{\text{вх}} = L_r - 1$. Правую часть равенства (16) раскроем, применив (3) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{ci}$, $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d1}$ согласно (14). В результате равенство приобретает вид

$$f_{d\max} \cdot L_r - 2 \cdot f_{ei} = 2 \cdot f_{ei} - f_{d1} \cdot L_r. \qquad (17)$$

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

$$f_{\text{e}i} = \frac{4 \cdot {L_r}^2 + L_r}{2 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{4}. \qquad (18)$$

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

$$\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{ei}) = \frac{L_r}{2 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{2}. \qquad (19)$$

$f_{fi}$ – частота, на которой обеспечивается равенство $\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{\text{вх}})$ для режимов АЦТ $B(L_r)$ (график 1 рис. 2) и $CL_r(1_1)$ (график 2 рис. 2). Величину $f_{fi}$ найдём из условия равенства расстояния от ОКП до ПКП в режимах $B(L_r)$ и $CL_r(1_1)$

$$\Delta f_{\text{ПКП}_{LO}}(f_{\text{вх}}) = \Delta f_{\text{ПКП}_{HI}}(f_{\text{вх}}). \qquad (20)$$

Для раскрытия левой части неравенства, описывающей режим $B(L_r)$, используем (3) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{fi}$, $f_d = f_{d\,max}$, $L_{\text{вх}} = L_r$. Правую часть равенства (20) раскроем, применив (4) с заменой $f_{\text{вх}} = f_{fi}$, $L_{\text{вх}} = L_r$, $f_d = f_{d1}$ согласно (14). В результате равенство приобретает вид

$$2 \cdot f_{fi} - f_{d\max} \cdot L_r = f_{d1} \cdot (L_r + 1) - 2 \cdot f_{fi}. \qquad (21)$$

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

$$f_{fi} = \frac{4 \cdot {L_r}^2 + 3 \cdot L_r}{2 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{4}. \qquad (22)$$

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

$$\Delta f_{\text{ПКП}\min}(f_{fi}) = \frac{L_r}{2 \cdot L_r + 1} \cdot \frac{f_{d\max}}{2}. \qquad (23)$$

Совпадение полученной величины с полученным ранее результатом (19) для частоты $f_{ei}$ подтверждает правильность расчёта частоты дискретизации в дополнительном режиме.

Линия, соответствующая минимальному расстоянию от ОКП до ПКП при одной частоте дискретизации в дополнительном режиме, изображена на рис. 2 (график 3). График иллюстрирует механизм увеличения расстояния между ОКП и ПКП за счёт введения дополнительного режима дискретизации в АЦТ. В таблице приводятся основные параметры режимов работы АЦТ с основным и дополнительным режимом дискретизации на одном интервале приёма и полученный результат. Для обозначения порядка изменения режимов работы АЦТ в окрестностях частоты $f_{ei}$ будем использовать запись в форме $f_{ei} : BL_r \leftrightarrow CL_r(1_1)$. Такая запись обозначает, что при частоте ОКП $f_{\text{вх}} < f_{ei}$ используется режим работы $BL_r$, а при частоте ОКП $f_{\text{вх}} < f_{ei}$ АЦТ переходит в режим $CL_r(1_1)$.

Таблица

Режимы работы АЦТ при одной дополнительной частоте дискретизации

| Полоса приёма $L_r$ | 1 | 2 | 3 | $L_r$ |
|---|---|---|---|---|
| Левая граница | $\frac{1}{4}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{3}{4}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{5}{4}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{(2\cdot L_r-1)}{4}\cdot f_{d\max}$ |
| Режим АЦТ в начале полосы | $B0$ | $B1$ | $B2$ | $BL_r-1$ |
| Частота изменения режима $f_{ei}$ | $\frac{5}{12}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{9}{10}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{39}{28}\cdot f_{d\max}$ | $f_{ei}: BL_r-1 \leftrightarrow CL_r(1_1)$ (18) |
| Частота изменения режима $f_{fi}$ | $\frac{7}{12}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{11}{10}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{45}{28}\cdot f_{d\max}$ | $f_{fi}: CL_r(1_1) \leftrightarrow BL_r$ (22) |
| Ширина полосы режима $CL_r(1_1)$ | $\frac{1}{6}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{1}{5}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{3}{14}\cdot f_{d\max}$ | (24) |
| $f_{d1}$ | $\frac{2}{3}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{4}{5}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{6}{7}\cdot f_{d\max}$ | (14) |
| $\Delta f_{\text{ПКП}\min}$ | $\frac{1}{6}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{1}{5}\cdot f_{d\max}$ | $\frac{3}{14}\cdot f_{d\max}$ | (23), (19) |

Ширину полосы частот, в которой тракт работает в дополнительном режиме, найдём как разность (22) и (18)

$$\Delta f_c(L_r)=\frac{2\cdot L_r}{2\cdot L_r+1}\cdot\frac{f_{d\max}}{4}. \qquad (24)$$

Таким образом, доказано, что при сочетании базового режима работы АЦТ и дополнительного режима работы, использующего одну дополнительную частоту дискретизации, может быть осуществлён приём радиосигналов в полосе, большей, чем полоса Найквиста в базовом режиме АЦТ. При этом расстояние по оси частот между ОКП и ближайшим ПКП будет не меньше, чем приведённое в таблице.

Структурная схема программно-определяемого радиосредства (радиоприёмника) с непрерывным диапазоном принимаемых частот, расположенным в нескольких базовых полосах Найквиста, приведена на рис. 3. В радиоприёмнике используется рассмотренный в статье метод увеличения частотной избирательности, являющийся одним из методов цифровой коррекции. Входной радиочастотный сигнал с частотой $f_{\text{вх}}$ проходит через входные цепи и преселектор. В этом узле тракта осуществляется усиление входного сигнала. Основная задача преселектора – уменьшение коэффициента передачи тракта на частотах ПКП. Поскольку приём ведётся не только в нулевой полосе Найквиста, то ПКП расположены как выше по частоте, чем ОКП, так и ниже. Расстояние между ПКП и ОКП меньше, чем диапазон возможных частот ОКП.

Вследствие этого в качестве фильтров в преселекторе необходимо применять полосовые фильтры с перестройкой центральной частоты или набор узкополосных полосовых фильтров. Требование к прямоугольности АЧХ по уровню требуемой избирательности имеет вид

$$K\le\frac{L_r}{2\cdot L_r+1}\cdot\frac{f_{d\max}}{\Delta f_{\text{вх}}}. \qquad (25)$$

С выхода преселектора принимаемый сигнал поступает на вход сумматора. На другой вход сумматора поступает размывающий сигнал. Формирователь включает в себя цифровой формирователь отсчётов размывающего сигнала, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и восстанавливающий аналоговый фильтр. Применение размывающих сигналов позволяет увеличить избирательность за счёт уменьшения корреляции между сигналом и продуктами, возникающими вследствие нелинейности амплитудной характеристики АЦТ [7].

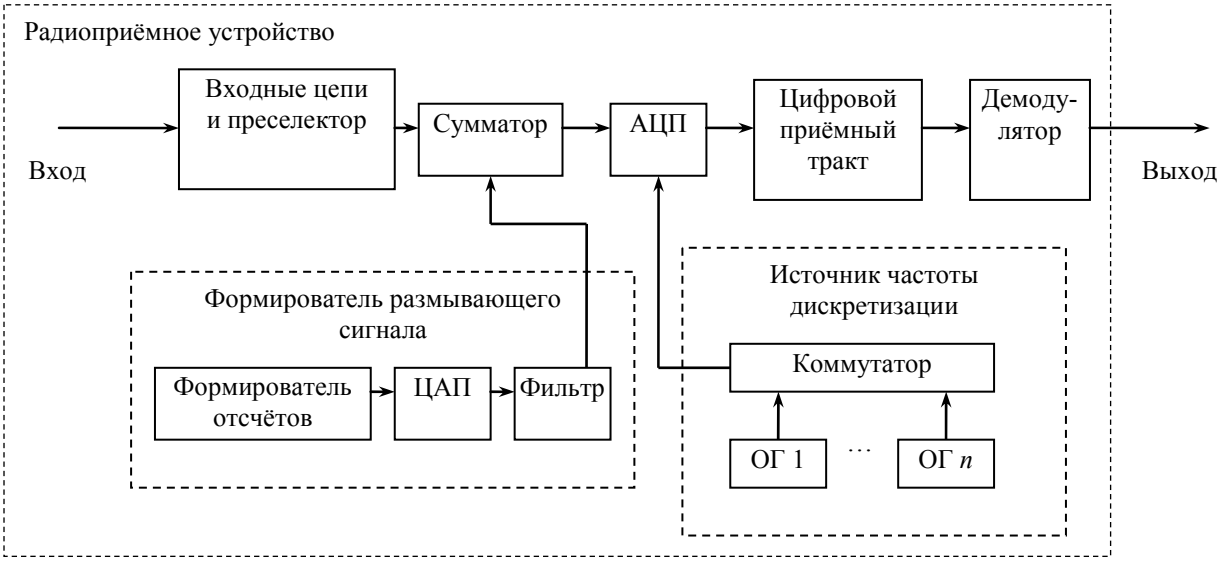



Рис. 3. Структурная схема радиоприёмного устройства с АЦТ без преобразования частоты с расширенным частотным диапазоном принимаемых сигналов

С выхода сумматора сигнал поступает на вход АЦП, на тактовый вход которого поступает частота дискретизации. Для её формирования в состав источника частоты дискретизации входят ряд опорных генераторов ОГ1…ОГ*n* и коммутатор, подключающий тактовый вход АЦП к одному из них в соответствии с текущим режимом работы АЦТ. Квантованные отсчёты сигнала после АЦП поступают в цифровой приёмный тракт, который осуществляет фильтрацию, перенос по частоте и понижение частоты дискретизации. Далее в демодуляторе принимается решение о наличии сигнала. Принятая информация поступает на выход радиоприёмника.

### *Выводы*

Применение нескольких частотных режимов дискретизации позволяет создавать АЦТ без преобразования частоты, способные принимать сигналы в широком и непрерывном диапазоне частот, охватывающем несколько полос Найквиста. В настоящей работе предложена оригинальная методика выбора частоты дискретизации для произвольной частоты входного сигнала, позволяющая обеспечить частотный разнос между ОКП и ПКП для произвольной частоты приёма не менее 1/6 максимальной частоты дискретизации в АЦТ.

Приведена структурная схема программируемого радиоприёмника, позволяющего принимать полезные сигналы в сплошном частотном диапазоне, перекрывающем несколько полос Найквиста.

Показано, что для обеспечения необходимой избирательности по ПКП в трактах, использующих методы цифровой коррекции для расширения диапазона принимаемых частот, необходимо использовать полосовой перестраиваемый фильтр в аналоговой части приёмного тракта. Определён минимально необходимый коэффициент прямоугольности этого фильтра.

### *Литература*

1. *Kenington Peter B.* RF and baseband techniques for software defined radio / Peter B. Kenington. – Artech House mobile communications series, 2005. – 340 p.

2. *Venosa E.* Software Radio: Sampling Rate Selection, Design and Synchronization / E. Venosa, F.J. Harris, F.A.N. Palmieri. – Springer, 2012. – 131 p.

3. *Jerri J.* The Shannon sampling theorem – its various extensions and applications: a tutorial review // J. Jerri // Proc. IEEE. – 1977. – V. 65. – Pp. 1565 – 1596.

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

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

6. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. / Р. Лайонс ; под ред. А.А. Бритова. – 2-е изд. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

7. *Маковий В.А.* Цифровая коррекция комбинаций в SDR радиостанциях / В.А. Маковий // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 3. – С. 25–34.

Статья поступила в редакцию 13 мая 2013 года

УДК 621.391.8

# ВЫХОДНОЙ ЭФФЕКТ ПРИЕМНИКА ПРИ НАЛИЧИИ НА ЕГО ВХОДЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

**Г.С. Нахмансон**, д.т.н., профессор, ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», тел. (473) 226-44-83
**И.Н. Маснев**, нач. сектора, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: ivan_masnev@mail.ru

*Рассмотрен прием фазоманипулированного широкополосного сигнала с плавным изменением фазы между элементарными импульсами приемником, предназначенным для приема сигнала со скачкообразным изменением фазы. Показано, что при плавном изменении фазы между элементарными импульсами фазоманипулированного широкополосного сигнала максимум выходного эффекта смещается на половину временного интервала, на котором осуществляется плавное изменение фазы.*

***Ключевые слова:*** *фазоманипулированный широкополосный сигнал, выходной эффект, приемник, плавное изменение фазы.*

## RECEIVER OUTPUT EFFECT WITH MODIFIED PHASE-SHIFT BROADBAND SIGNAL AT ITS INPUT

**G.S. Nakhmanson**, professor, Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), tel. (473) 226-44-83
**I.N. Masnev**, head of sector, JSC «Sozvezdie Concern», e-mail: ivan_masnev@mail.ru

*Considered reception Phase-shift broadband signal with smooth change of a phase between elementary impulses of the receiver with a reference signal with a spasmodic phase change. It is shown that smooth change of a phase leads to a shift of the maximum effect on the output half of the time interval at which the phase change is carried out smoothly.*

***Keywords:*** *phase-shift broadband signal, output effect, receiver, smooth phase change***.**

Одним из эффективных методов расширения спектра сигналов, применяемых в современных средствах радиосвязи, является метод непосредственной модуляции несущей частоты псевдослучайной последовательностью (ПСП). К таким сигналам относятся фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС) с бинарной фазовой манипуляцией [1, 2]. Их особенность состоит в том, что в моменты изменения полярности модулирующего сигнала могут появляться разрывы. Эти «скачки» фазы на 180° являются причиной того, что спектральная плотность мощности бинарной манипуляции сигнала в радиоканале оказывается существенно отличной от нуля в широкой полосе частот [3].

Одним из путей устранения этого явления является использование плавного изменения фазы (ПИФ) между элементарными импульсами на небольшом участке их длительности. Модели таких сигналов и их спектральные и автокорреляционные характеристики рассмотрены в работах [4, 5].

Целью настоящей работы является анализ характеристик выходного эффекта приемника, согласованного с ФМШПС со скачкообразным изменением фазы (СИФ), при приеме ФМШПС с ПИФ. Выходной эффект такого приемника определяется взаимокорреляционной функцией (ВКФ) принимаемого ФМШПС с ПИФ и опорного ФМШПС с СИФ.

Пусть на интервале времени $T$ на вход приемника поступает ФМШПС с ПИФ между импульсами, соответствующий одному биту передаваемой информации и записываемый следующим образом:

$$u(t-\tau) = \mathrm{Re}\left\{a\dot{U}(t-\tau)e^{j\left[\omega_0(t-\tau)+\varphi_0\right]}\right\},$$

$$t_0 \le t \le t_0 + T, \qquad (1)$$

где $a$ – амплитуда сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$ ($f_0$ – несущая частота); $\varphi_0$ – случайная начальная фаза сигнала; $\tau$ – время задержки принимаемого сигнала;

$$\dot{U}(t) = U_c(t) + jU_s(t) = U(t)e^{j\varphi(t)} = \sum_{k=1}^{L} p_k \times$$

$$\times \begin{cases} \text{rect}\left[\dfrac{t-(k-1)\tau_и}{\tau_и - \Delta\tau}\right], & (k-1)\tau_и \le t \le k\tau_и - \Delta\tau, \\ \lambda_k \text{rect}\left[\dfrac{t-(k\tau_и - \Delta\tau)}{\Delta\tau}\right] e^{j\Omega[t-(k\tau_и-\Delta\tau)]} + (1-\lambda_k)\text{rect}\left[\dfrac{t-(k\tau_и-\Delta\tau)}{\Delta\tau}\right], & k\tau_и - \Delta\tau \le t \le k\tau_и, \end{cases} \quad (2)$$

– комплексная огибающая радиосигнала; $\{p_k\}$ $(k = 1, \ldots, L)$ – код ПСП, элементы которого принимают значения $\{\pm 1\}$, причем $p_k = p_{k\pm L}$; $\lambda_k = \begin{cases} 0 & \text{при } p_k = p_{k+1}, \\ 1 & \text{при } p_k \ne p_{k+1} \end{cases}$ – коэффициенты, значения которых определяются кодом ПСП и характеризуют наличие или отсутствие плавного изменения фазы между $k$-м и $k+1$-м импульсами; $L$ – число элементов ПСП на длительности бита информации $(L = T/\tau_и)$; $\Delta\tau = \xi\tau_и (\xi < 1)$ – временной интервал, на котором фаза сигнала плавно меняется на $\pi$ за счет изменения частоты на величину $F = \Omega/2\pi$, причем $\Omega\Delta\tau = 2\pi F\Delta\tau = \pi$, то есть $F = 1/2\xi\tau_и$ [4].

Принимаемый сигнал $u(t-\tau)$ подвергается квадратурной обработке в соответствии с выражением

$$M = \left| \int_0^T u(t-\tau)\overset{*}{u}_{оп}(t)dt \right|, \quad (3)$$

где опорный сигнал

$$\dot{u}_{оп}(t) = \sum_{k=1}^{L} p_k \text{rect}[t-(k-1)\tau_и] e^{j\omega_0 t}, \quad (4)$$

то есть приемник предназначен для приема ФМШПС с СИФ между элементарными импульсами. Следует заметить, что выражение (4) получается из выражения (1) и (2) при $\varphi_0 = 0$, $\lambda_k = 0$, $\tau = 0$, $k = 1, \ldots, L$.

Подставляя (1), (4) в (3) и проводя преобразования, нетрудно получить выражение для выходного эффекта

$$M = aG, \quad (5)$$

где $G = \sqrt{G_c^2 + G_s^2} = L\tau_и r(\tau)$;

$\left.\begin{matrix} G_c \\ G_s \end{matrix}\right\} = \dfrac{1}{N_0}\int_0^T U(t-\tau)U_{оп}(t)\begin{matrix}\cos \\ \sin\end{matrix}[\varphi(t-\tau)]dt$ – сигнальные составляющие квадратурных каналов;

$r(\tau)$ – модуль нормированной ВКФ входного и опорного сигналов. Для нашего случая его комплексная величина определяется на основании [4] как

$$\dot{r}(\tau) = \frac{1}{L\tau_и}\begin{cases} \sum_{k=1}^{\eta} \dot{A}_{k,k-\eta} + \sum_{k=\eta+2}^{L} \dot{A}_{k,k-\eta} + \dot{A}_{\eta+1,k-\eta}, & 0 \le \tau \le \Delta\tau, \\ \sum_{k=1}^{\eta} \dot{B}_{k,k-\eta} + \sum_{k=\eta+2}^{L} \dot{B}_{k,k-\eta} + \dot{B}_{\eta+1,k-\eta}, & \Delta\tau \le \tau \le \tau_и - \Delta\tau, \\ \sum_{k=1}^{\eta} \dot{C}_{k,L-\eta+k} + \sum_{k=\eta+2}^{L} \dot{C}_{k,L-\eta+k} + \dot{C}_{\eta+1,L-\eta+k}, & \tau_и - \Delta\tau \le \tau \le \tau_и. \end{cases} \quad (6)$$

Здесь $\eta$ – целое число импульсов, меньшее $L$, определяющее смещение огибающих ФМШПС (1) и (4) друг относительно друга во времени;

$$\dot{A}_{k,\nu} = \tau_и p_k \times \left\{ p_\nu + \frac{\xi}{\pi}(p_\nu\lambda_\nu - p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}) \times \sin\left(\frac{\pi}{\xi}\cdot\frac{\tau}{\tau_и}\right) + [p_{\nu-1}(1-\lambda_{\nu-1}) - p_\nu(1-\lambda_\nu)]\frac{\tau}{\tau_и} - \right.$$

$$-\xi p_{\nu}\lambda_{\nu} - j\left[\frac{\xi}{\pi}p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}\left[1-\cos\left(\frac{\pi}{\xi}\cdot\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]+\frac{\xi}{\pi}p_{\nu}\lambda_{\nu}\left[1+\cos\left(\frac{\pi}{\xi}\cdot\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right]\Bigg\},$$

$$\dot{B}_{k,\nu} = \tau_{и}p_{k}\times\left\{p_{\nu}+\left(p_{\nu-1}-p_{\nu}\right)\frac{\tau}{\tau_{и}}-\xi p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}-j\frac{2\xi}{\pi}p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}\right\},$$

$$\dot{C}_{k,\nu} = \tau_{и}p_{k}\times\left\{p_{\nu}\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)+p_{\nu-1}\left[\frac{\tau}{\tau_{и}}-\xi\lambda_{\nu-1}\right]-\right.$$

$$\left.-j\left[\frac{\xi}{\pi}p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}\left[1-\cos\left[\frac{\pi}{\xi}\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right]+\frac{\xi}{\pi}p_{\nu-1}\lambda_{\nu-1}\left[1+\cos\left[\frac{\pi}{\xi}\left(1-\frac{\tau}{\tau_{и}}\right)\right]\right]\right]\right\}.$$

Следует учесть, что при $\eta = 0$ в выражении (6) $\sum_{k=1}^{\eta}\dot{A}_{k,k-\eta}=0,\quad \sum_{k=1}^{\eta}\dot{B}_{k,k-\eta}=0,\quad \sum_{k=1}^{\eta}\dot{C}_{k,L-\eta+k}=0,$ а при $\eta = L-1$ $\sum_{k=\eta+2}^{L}\dot{A}_{k,k-\eta}=0,\quad \sum_{k=\eta+2}^{L}\dot{B}_{k,k-\eta}=0,$ $\sum_{k=\eta+2}^{L}\dot{C}_{k,L-\eta+k}=0.$

Зависимости модуля главного лепестка ВКФ $|\dot{r}(\tau)|$ при модуляции фазы принимаемого и опорного сигнала $M$-последовательностью с числом импульсов $L=63$, $L=127$, $L=255$ от нормированной временной задержки $\tau/\tau_{и}$ изображены соответственно на рис. 1–3. Расчеты проводились для $\xi = 0,25$ (сплошная кривая), для $\xi = 0,125$ (штрихпунктирная кривая). Пунктирная кривая на рис. 1–3 иллюстрирует поведение главного лепестка автокорреляционной функции (АКФ) огибающей ФМШПС с ПИФ.

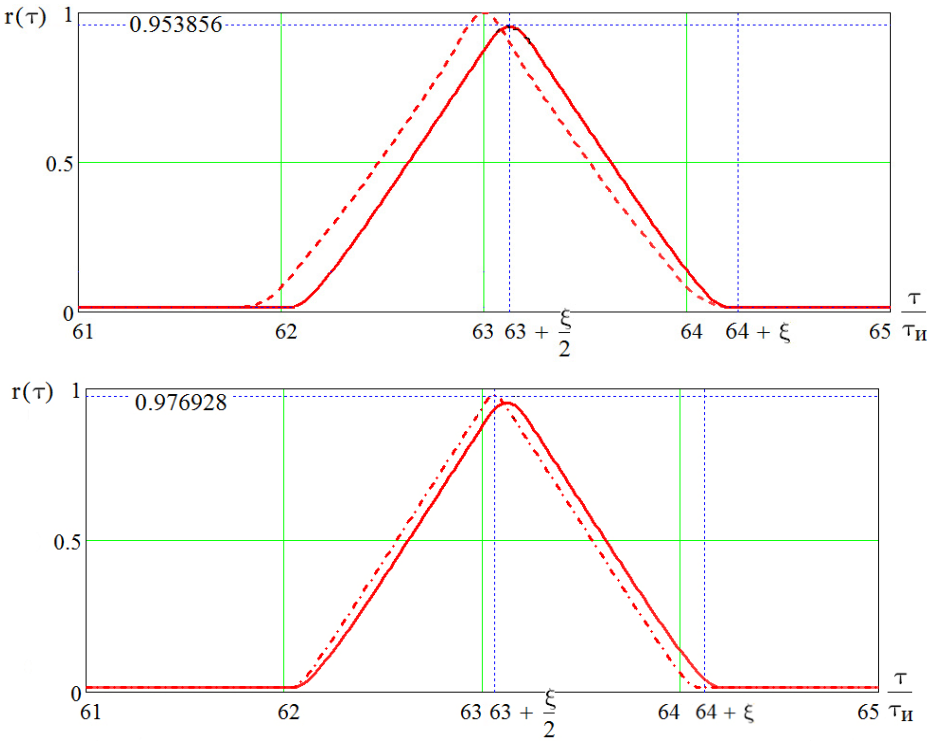



Рис. 1. Главный лепесток ВКФ огибающей ФМШПС с плавным изменением фазы с модуляцией фазы М-последовательностью ($L=63$) для $\xi = 0,25$ (сплошная кривая), для $\xi = 0,125$ (штрихпунктирная кривая)

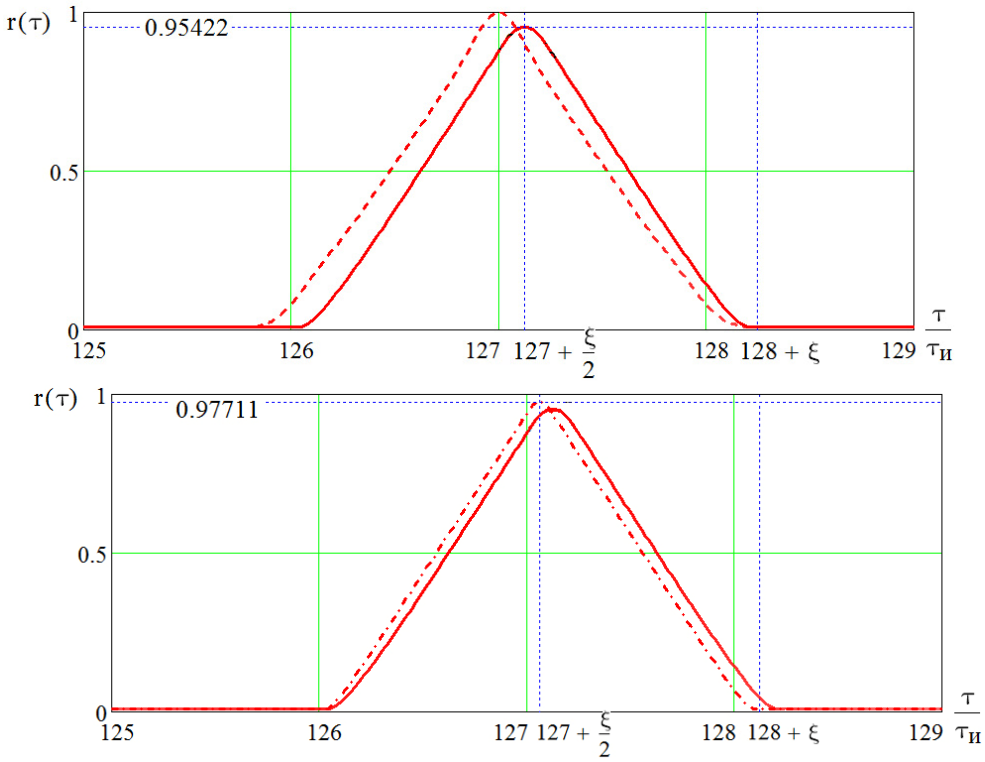



Рис. 2. Главный лепесток ВКФ огибающей ФМШПС с плавным изменением фазы с модуляцией фазы М-последовательностью ( $L = 127$ ) для $\xi = 0,25$ (сплошная кривая), для $\xi = 0,125$ (штрихпунктирная кривая)

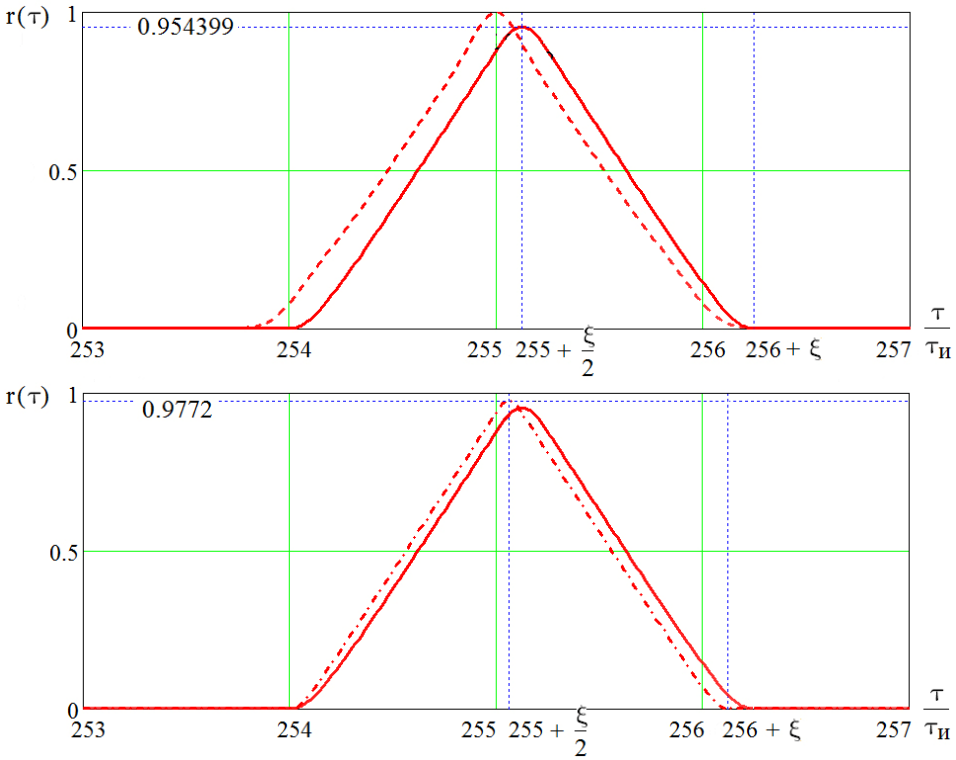



Рис. 3. Главный лепесток ВКФ огибающей ФМШПС с плавным изменением фазы с модуляцией фазы М-последовательностью ( $L = 255$ ) для $\xi = 0,25$ (сплошная кривая), для $\xi = 0,125$ (штрихпунктирная кривая)

Из рис. 1–3 видно, что максимальные значения выходного эффекта приемника, согласованного для приема ФМШПС с СИФ, при поступлении на его вход ФМШПС с ПИФ, описываемого ВКФ, достигаются при временной задержке, отличной от нуля, то есть являются смещенными. Причем величина смещения определяется половиной ширины временного интервала $0,5\Delta\tau = 0,5\xi\tau_{и}$, на котором достигается изменение фазы между элементарными импульсами, и не зависит от базы сигнала. Из сравнения поведения нормированных ВКФ и АКФ следует, что величины максимумов ВКФ уменьшаются относительно максимальных значений АКФ на $\Delta \approx 0,046$ при $\xi = 0,25$ и на $\Delta \approx 0,023$ при $\xi = 0,125$. При изменении баз сигналов от 63 до 255 разница между максимумами АКФ и ВКФ при $\xi = 0,25$ уменьшается от 0,046144 до 0,045601, а при $\xi = 0,125$ – от 0,023072 до 0,0228, то есть практически не зависит от величины баз сигналов.

Таким образом, на основании полученных результатов можно сделать вывод о допустимости использования приемников, предназначенных для приема ФМШПС с СИФ, для приема ФМШПС с ПИФ. При этом потери, возникающие в приемнике по сравнению с оптимальным приемом, незначительны. Однако следует учитывать смещение максимума ВКФ вдоль оси временных задержек на $\xi\tau_{и}/2$ при выборе временного интервала, на котором осуществляется плавное изменение фазы.

***Литература***

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

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

3. *Маковеева М.М.* Системы связи с подвижными объектами: Учеб. пособие для вузов / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.

4. *Нахмансон Г.С.* Автокорреляционная функция и спектральная плотность модифицированного фазоманипулированного широкополосного сигнала / Г.С. Нахмансон, И.Н. Маснев // Теория и техника радиосвязи. – Воронеж, 2012. – № 1. – С. 84–90.

5. *Нахмансон Г.С.* Характеристики фазоманипулированного сигнала с плавным изменением фазы / Г.С. Нахмансон, А.В. Суслин // Труды XVII междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2011. – Т. 3 – С. 2259–2266.

Статья поступила в редакцию 15 июля 2013 года

УДК 621.396.98

# ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЗАДЕРЖКОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ СРНС, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ *BPSK* СИГНАЛЫ

**В.В. Неровный**, доцент, тел. 8-951-553-11-91
**А.В. Коровин**, доцент, тел. 8-903-852-69-23
**А.А. Новиков**, адъюнкт, тел. 8-919-249-49-77
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

*Предложена математическая модель определения вероятности срыва слежения системы слежения за задержкой в условиях воздействия гауссовских помех. Приведены результаты моделирования применительно к системе слежения за задержкой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующих BPSK сигналы.*

***Ключевые слова:*** *вероятность срыва слежения, система слежения за задержкой, BPSK сигналы, спутниковые радионавигационные системы.*

# A NOISE-KILLING FEATURE OF THE CODE TRACKING LOOP SYSTEM OF THE SATELLITE NAVIGATION SYSTEM USERS' TERMINALS USING BPSK SIGNALS

**V.V. Nerovny**, associate professor, tel. 8-951-553-11-91
**A.V. Korovin**, associate professor, tel. 8-903-852-69-23
**A.A. Novikov**, postgraduate in a military academy, tel. 8-919-249-49-77
Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

*Mathematical model of system tracking loss possibility definition of delay in conditions of Gaussian noise influence is given. The results of modeling as applied to satellite radio navigation system userequipment delay system tracking. This systems use BPSK-signals.*

***Keywords****: tracking loss possibility, delay tracking system, BPSK-signals, satellite radio navigation systems.*

Основным показателем, используемым для расчёта помехоустойчивости системы слежения за задержкой (ССЗ), является дисперсия ошибки слежения за задержкой сигнала. Упрощённая аналитическая методика расчёта данного показателя для ССЗ, работающей с сигналами спутниковой радионавигационной системы (СРНС) ГЛОНАСС, подробно рассмотрена в работах А.И. Перова [1, 2]. Для оценки эффективности функционирования ССЗ использована методика линеаризации следящей системы, что позволяет на основе теории линейной фильтрации вычислить дисперсию ошибки фильтрации. Необходимо отметить, что приведенная методика позволяет получить аналитические выражения для оценки дисперсии ошибки фильтрации ССЗ при воздействии помехи типа белый гауссовский шум (БГШ). Вывод аналитических выражений для дисперсии ошибки фильтрации с использованием приведенной методики при воздействии помех, структура которых отличается от БГШ, вызывает определенные затруднения. Кроме того, эта методика не позволяет оценить вероятностные характеристики срыва слежения ССЗ при воздействии помех различной структуры.

***Целью настоящей работы*** является разработка математической модели определения статистических характеристик дискриминатора системы слежения за задержкой сигнала, а также вычисление вероятности срыва слежения за заданное время ССЗ аппаратуры потребителей (АП) СРНС, использующей *BPSK* сигналы.

Для достижения поставленной цели решены следующие частные задачи:

– задан алгоритм функционирования и статистические характеристики дискриминатора ССЗ;

– определён показатель эффективности функционирования ССЗ в условиях помех;

– задан метод решения, который позволяет определить показатель эффективности функционирования ССЗ в условиях помех.

При решении первой задачи в качестве математической модели навигационного сигнала рассматривается фазоманипулированный двоичной псевдослучайной последовательностью сигнал (*BPSK* сигнал).

 ISSN 1995-7009

В общем виде *BPSK* сигнал, действующий на вход системы ССЗ, можно представить как [1]

$$y(t) = A_0 \cdot g(t - \tau_з) \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_д) + n(t), \quad (1)$$

где $A_0$ – амплитуда сигнала;

$g(t - \tau_з)$ – модулирующая псевдослучайная последовательность (ПСП);

$\omega_o$ – несущая частота;

$\omega_д$ – доплеровское смещение частоты;

$\tau_з$ – время задержки;

$n(t)$ – помеха типа БГШ, действующая в пределах полосы пропускания приёмной части АП СРНС.

На выходах корреляторов АП СРНС в $k$-й момент времени формируются *синфазные и квадратурные* компоненты с использованием запаздывающего и опережающего на $\pm\Delta\tau$ опорного сигнала [1, 2]:

$$I_{E,k} = \int_0^{T_k} y(t) \cdot g(t - \hat{\tau} - \Delta\tau) \cdot \cos(\omega_0 t + \hat{\omega}_д) dt, \quad (2)$$

$$Q_{E,k} = \int_0^{T_k} y(t) \cdot g(t - \hat{\tau} - \Delta\tau) \cdot \sin(\omega_0 t + \hat{\omega}_д) dt, \quad (3)$$

$$I_{L,k} = \int_0^{T_k} y(t) \cdot g(t - \hat{\tau} + \Delta\tau) \cdot \cos(\omega_0 t + \hat{\omega}_д) dt, \quad (4)$$

$$Q_{L,k} = \int_0^{T_k} y(t) \cdot g(t - \hat{\tau} + \Delta\tau) \cdot \sin(\omega_0 t + \hat{\omega}_д) dt, \quad (5)$$

где $\hat{\tau}$ – оценка задержки опорных сигналов;

$\hat{\omega}_д$ – оценка доплеровской частоты опорных сигналов;

$T_k$ – интервал накопления, в общем случае равный длительности *BPSK* сигнала.

Для наиболее полного описания алгоритма функционирования ССЗ необходимо определить статистические характеристики дискриминатора – дискриминационную и флуктуационную характеристики [1, 2].

Напряжение на выходе частотного дискриминатора определяется формулой [3]

$$u_{d\tau} = (I_{E,k}^2 + Q_{E,2}^2) - (I_{L,k}^2 + Q_{L,k}^2). \quad (6)$$

Дискриминационная и флуктуационная характеристики описываются соотношениями

$$U(\varepsilon_\tau) = M[u_{d\tau}], \quad (7)$$

$$D_\tau = M[(u_{d\tau} - U(\tau, \hat{\tau}))^2] \,|\, \varepsilon_\tau = 0. \quad (8)$$

Для определения дисперсии, пересчитанной к входу дискриминатора, воспользуемся методикой линеаризации, приведенной в [2]:

$$D_{in} = \frac{D_\tau}{S_\tau^2}, \quad (9)$$

где $D_{in}$ – дисперсия, пересчитанная к входу дискриминатора;

$S_\tau$ – крутизна дискриминационной характеристики.

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле [1, 2]

$$S_\tau = \partial U(\varepsilon_\tau) / \partial \varepsilon_\tau \,|\, \varepsilon_\tau = 0. \quad (10)$$

Дисперсия ошибки фильтрации $\sigma_\tau^2$ определяется как [1, 2]

$$\sigma_\tau^2 = \sigma_д^2 + 2 \cdot D_{in} \cdot T \cdot \Delta f_{ссз}, \quad (11)$$

где $\sigma_д^2$ – динамическая ошибка фильтрации;

$\Delta f_{ссз}$ – шумовая полоса пропускания ССЗ.

При решении второй задачи в качестве показателя помехоустойчивости ССЗ выбрана вероятность срыва слежения за интервал накопления $T$, который в общем случае равен длительности *BPSK* сигнала. Под срывом слежения в данном случае понимается событие, при котором мгновенное значение ошибки фильтрации $\sigma_\tau$ выходит за апертуру дискриминационной характеристики.

Строгое математическое решение задачи вычисления вероятности срыва слежения основано на теории марковских процессов, а более точное – на решении задачи о достижении границ многомерным марковским процессом. Использование данного математического аппарата требует высокой квалификации от исследователя и существенных временных затрат [1]. Поэтому в качестве возможного пути решения третьей задачи использован метод статистических испытаний.

Для дискриминатора ССЗ, который описывается соотношением (6), ширина апертуры дискриминационной характеристики лежит в пределах от $-3\tau_c / 2$ до $3\tau_c / 2$ [2]. Тогда условие, при котором происходит срыв слежения в ССЗ, можно записать как

$$\left|\sigma_\tau\right| \geq 3\tau_c / 2, \qquad (12)$$

где $\tau_c$ – длительность символа модулирующей ПСП.

Тогда вероятность срыва $P_{ср}$ слежения можно определить как [3]

$$P_{ср} = \frac{N}{M}, \qquad (13)$$

где $N$ – количество опытов, в которых наблюдался срыв слежения ССЗ;

$M$ – общее количество опытов.

При использовании метода статистических испытаний одним из основных вопросов является выбор необходимого числа опытов, которое определяется заданной точностью моделирования. Воспользуемся результатами, полученными в работе [3]. Тогда при точности моделирования $\varepsilon = 0,05$ и доверительной вероятности 0,9 потребное количество испытаний при вероятности срыва слежения 0,9 составляет 100.

Для получения численных значений вероятности срыва слежения в ССЗ разработана математическая модель в среде Simulink.

При оценке помехоустойчивости ССЗ АП СРНС рассмотрены следующие виды *BPSK* сигналов:

– *BPSK* (0,5) (СТ сигнал ГЛОНАСС);
– *BPSK* (1) (C/A сигнал GPS);
– *BPSK* (2) (B1 сигнал КОМПАСС);
– *BPSK* (5) (E6b сигнал ГАЛИЛЕО);
– *BPSK* (10) (F/A сигнал GPS).

В качестве исходных данных по параметрам *BPSK* сигналов рассматривались $T_{псп}$ – длительность модулирующей ПСП и $f_T$ – её тактовая частота. При проведении расчётов использована информация о параметрах сигналов из интерфейсных контрольных документов СРНС и публикаций [1, 4, 5, 6]:

– *BPSK* (0,5) сигнал ($T_{псп} = 511$ символов, $f_T = 0,511$ МГц);

– *BPSK* (1) сигнал ($T_{псп} = 1023$ символов, $f_T = 1,023$ МГц);

– *BPSK* (2) сигнал ($T_{псп} = 2046$ символов, $f_T = 2,046$ МГц);

– *BPSK* (5) сигнал ($T_{псп} = 5110$ символов, $f_T = 5,11$ МГц);

– *BPSK* (10) сигнал ($T_{псп} = 10230$ символов, $f_T = 10,23$ МГц).

С использованием разработанной модели получены графики зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха на входе ССЗ при различных значениях ширины шумовой полосы пропускания $\Delta f_{ссз}$, приведенные на рис. 1–5. Сплошной линией показана зависимость вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха при значении $\Delta f_{ссз} = 0,02$ Гц, пунктирной линией – при значении $\Delta f_{ссз} = 0,2$ Гц.

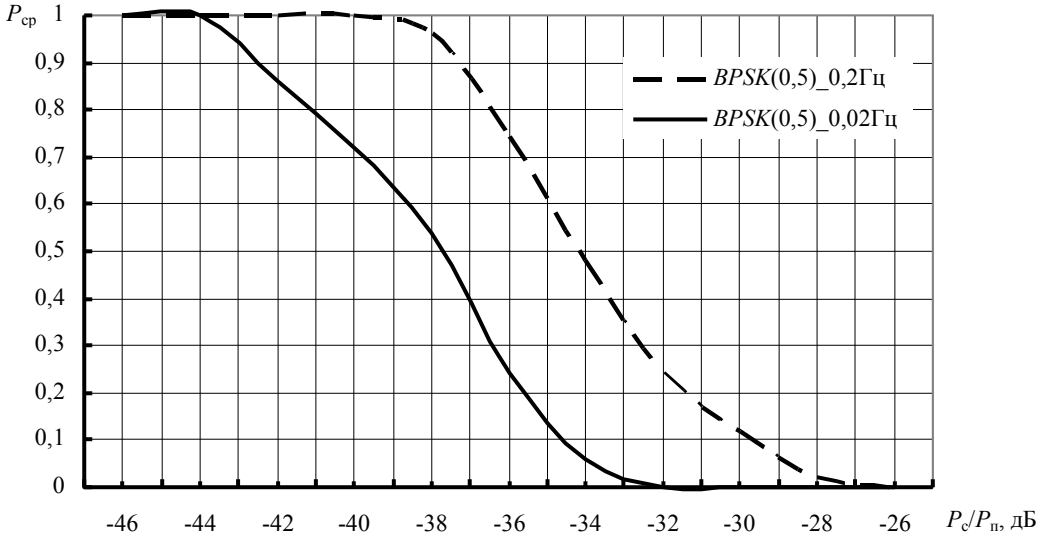



Рис. 1. Зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха для сигнала *BPSK*(0,5)

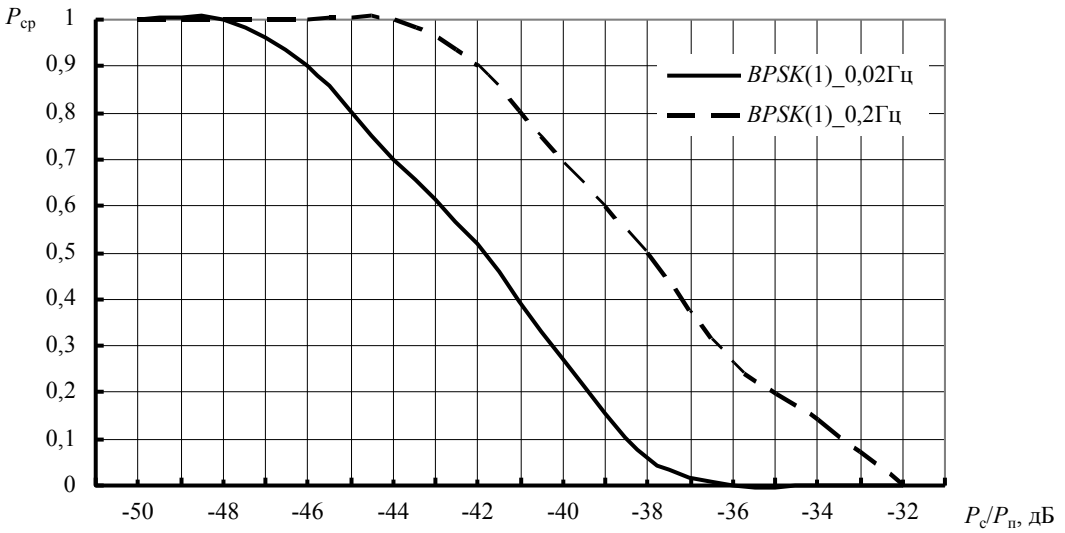



Рис. 2. Зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха для сигнала *BPSK*(1)

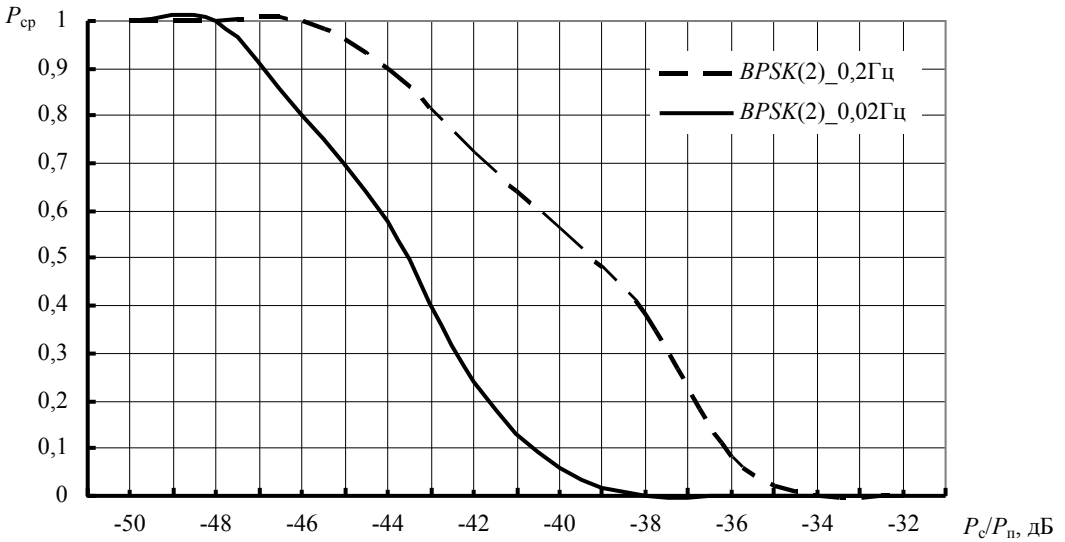



Рис. 3. Зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха для сигнала *BPSK*(2)

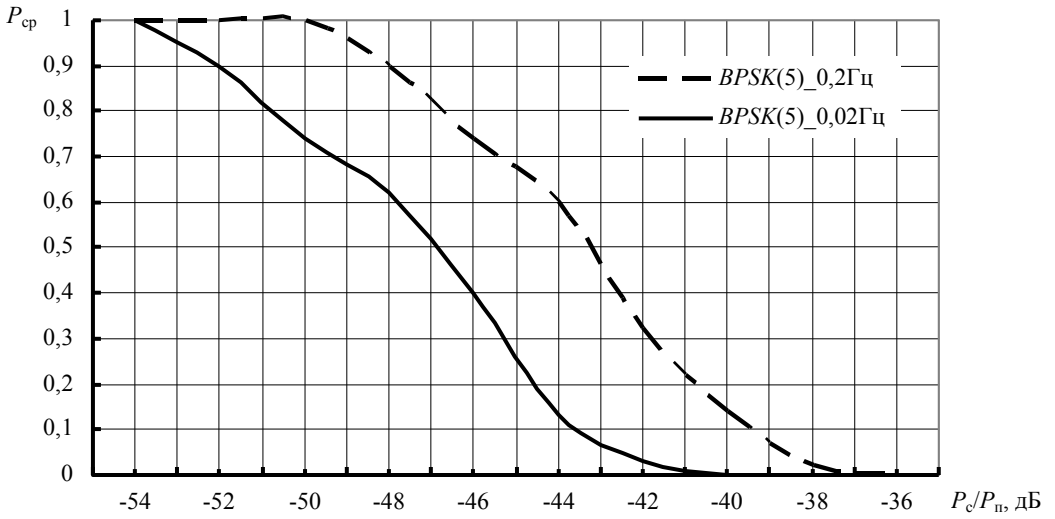



Рис. 4. Зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха для сигнала *BPSK*(5)

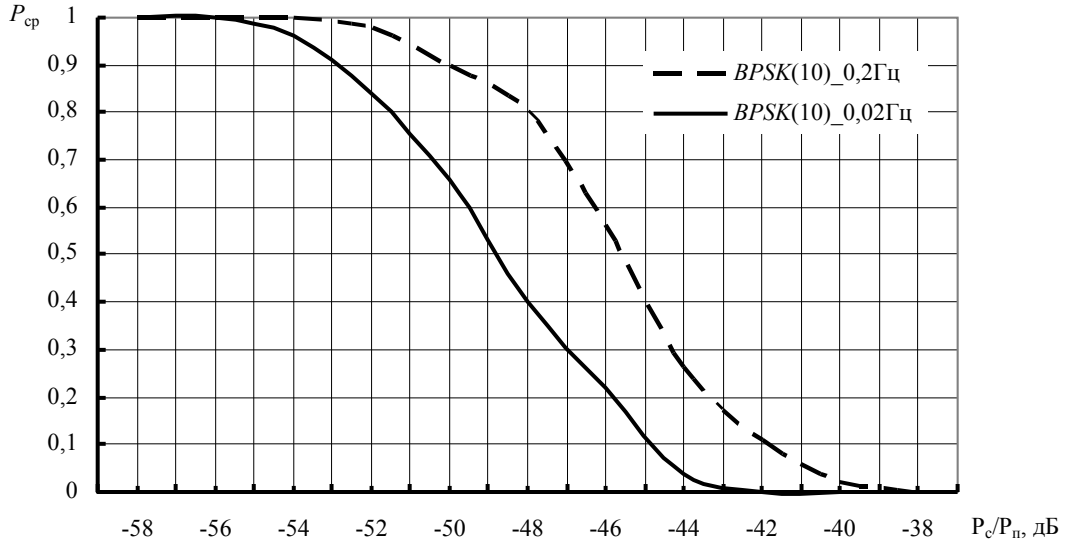



Рис. 5. Зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха для сигнала *BPSK*(10)

Анализ представленных на рисунках зависимостей показывает следующее.

Уменьшение ширины шумовой полосы пропускания $\Delta f_{ссз}$ с 0,2 до 0,02 Гц увеличивает помехоустойчивость ССЗ на 3…5 дБ, что хорошо согласуется с результатами исследований, приведенными в работах [1, 2].

При фиксированном значении вероятности срыва слежения увеличение ширины спектра *BPSK* сигнала приводит к увеличению уровня мощности помехи на входе ССЗ. Наибольшей помехоустойчивостью обладает *BPSK* (10), наименьшей – *BPSK* (0,5).

Кроме того, использование полученных зависимостей позволяет определить пороговые отношения сигнал/помеха, при которых происходит срыв слежения в ССЗ с заданной вероятностью.

Таким образом, разработанная математическая модель позволяет получить количественные значения помехоустойчивости ССЗ АП СРНС в условиях БГШ и может использоваться для оценки помехоустойчивости ССЗ АП СРНС в условиях новых типов навигационных сигналов и помех, структура которых отличается от гауссовской.

***Литература***

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

2. *Перов А.И.* Упрощенная аналитическая методика оценки потенциальной помехоустойчивости оптимальных следящих систем приёмников спутниковой навигации / А.И. Перов, Е.Н. Болденков, Д.А. Григоренко // Радиотехника. – 2003. – №7. – С. 78–87.

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

4. galileo-os-sis-icd-issuel1-revesion1-en.pdf. – (http//www.ec.europa.eu/enterpise/policies/satnav/galileo/open-service/idex_en.htm).

5. BeiDou-SIS-ICD-Test 2011-12.pdf. – (http//www.beidou.gov.cn).

6. *Mohinder S. Grewal* Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration / Mohinder S. Grewal, Lawernce R. Weill, Angus P. Andrews. – John Wiley & Sons Inc, 2001. – 392 p.

Статья поступила в редакцию 22 июля 2013 года

УДК 621.396.679.4

# ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВОГО АВТОМАТИЧЕСКОГО УСТРОЙСТВА СОГЛАСОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ШЕСТИЭЛЕМЕНТНОЙ ФАР УКВ ДИАПАЗОНА

**В.В. Ермолаев**, аспирант, e-mail: vovchikerm@mail.ru
**В.М. Жуков**, доцент, тел. 8-915-869-61-52
**А.И. Колодин**, аспирант, тел. 8-920-237-64-98
**Р.Н. Перелыгин**, магистрант, тел. 8-902-725-25-30
Тамбовский государственный технический университет

*Проведено исследование устойчивости автоматического устройства согласования элемента решетки с измерителями модуля и фазы комплексного сопротивления. Приведены структурная схема системы автонастройки и формулы для расчета дисперсии погрешности цифровой автоматической системы. Получен график изменения дисперсии погрешности в переходном режиме.*

***Ключевые слова:*** *дисперсия, фазированная антенная решетка, корреляционная функция, погрешность, устойчивость.*

## STABILITY INVESTIGATION OF DIGITAL AUTOMATIC MATCHING DEVICE VHF-RANGE SIX-ELEMENT PAA ELEMENTS

**V.V. Ermolaev**, postgraduate, e-mail: vovchikerm@mail.ru
**V.M. Zhukov**, associate professor, tel. 8-915-869-61-52
**A.I. Kolodin**, postgraduate, tel. 8-920-237-64-98
**R.N. Perelygin**, undergraduate, tel. 8-902-725-25-30
Tambov State Technical University

*Investigation of array element with complex impedance module and phase measurers automatic matching device stability has been carried out. Block diagram of automatic tuning system and block diagram of formula for calculating digital automatic system inaccuracy dispersion is given. Inaccuracy dispersion change diagram in transit mode is obtained.*

***Keywords****: dispersion, phased antenna array, correlation function, accuracy, stability.*

В современных радиопередающих устройствах УКВ диапазона органы настройки устройств согласования антенн, как правило, выполняются дискретными. Более того, отдельные составляющие величины каждого органа настройки представляют собой двоичный ряд, т.е. по сути объект управления также является цифровым.

В нашем случае исследуемым объектом управления является цифровое устройство согласования элемента (УСЭ) фазированной антенной решетки (ФАР) с выходом усилителя мощности. Это устройство согласования может быть выполнено в каждом частном случае по той или иной схеме, но в общем случае представляет собой четырехполюсник, входное сопротивление которого $\dot{Z}_{\text{вхУСЭ}}$ всегда должно быть равно волновому сопротивлению кабеля $\rho$, соединяющего его с выходом усилителя мощности, т.е.

$$Y(t)=\frac{\dot{Z}_{\text{вхУСЭ}}}{\rho}=1. \qquad (1)$$

Комплексное входное сопротивление УСЭ меняется с изменением параметров антенн: комплексных сопротивлений, проводимостей, модуля и фазы коэффициента отражения, комплексных коэффициентов связи между элементами ФАР, которые можно считать случайными величинами.

Проведем исследование статистических характеристик устойчивости двухкольцевого цифрового автоматического устройства согласования элемента (АУСЭ) решетки с измерителями модуля и фазы комплексного сопротивления с учетом использования его в шестиэлементной ФАР (рис. 1). Конфигурация ФАР может быть различной (линейной, прямоугольной, кольцевой). Комплексное сопротивление измеряется в относительных величинах по отношению к величине волнового сопротивления кабеля, соединяющего выход ФПГ с входом СУ.

На рис. 1 использованы следующие обозначения: ФВ – фазовращатель; УМ – усилитель мощности; ФПГ – фильтр подавления гармоник; СУ – согласующее устройство.

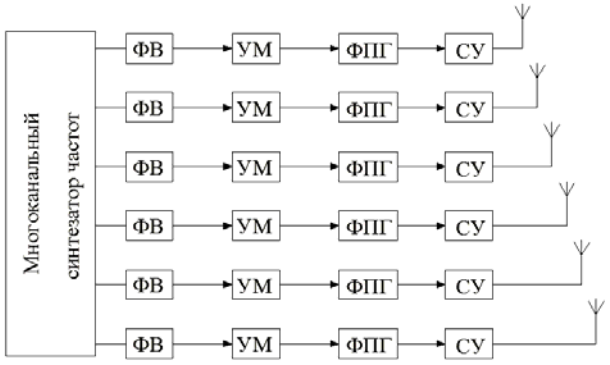



Рис. 1. Шестиэлементная ФАР

Введем обозначения коэффициентов связи между элементами для шестого АУСЭ: $\kappa_{1\text{-}6} = \kappa 1$, $\kappa_{2\text{-}6} = \kappa_2, \ldots, \kappa_{5\text{-}6} = \kappa_5$.

Процесс регулирования в данной системе в общем случае описывается уравнением с девятью случайными независимыми переменными:

$$U(Z, \kappa_L, \kappa_C, \varphi_Z, \kappa_1, \kappa_2, ..., \kappa_5) = 1, \qquad (2)$$

где $\kappa_L$, $\kappa_C$ – относительные отклонения дискретных разрядов органов настройки от расчетных величин, $Z$ и $\varphi_Z$ – модуль и фаза комплексного сопротивления на входе УСЭ, $\kappa_1, \kappa_2, \ldots, \kappa_5$ – модули коэффициентов связи шестого элемента решетки с остальными.

Функция задана в области $0 \le Z < \infty$; $0 \le \varphi_Z < 2\pi$ радиан; $0 \le \kappa_L < 1$; $0 \le \kappa_C < 1$; $0 \le \kappa_1 < 1$; $0 \le \kappa_2 < 1; \ldots; 0 \le \kappa_5 < 1$.

Электрическая схема исследуемого устройства согласования элементов в виде Г-образного звена, которое может использоваться как в прямом, так и в обратном включении в зависимости от величин активной составляющей и знака реактивной составляющей комплексного сопротивления, показана на рис. 2.

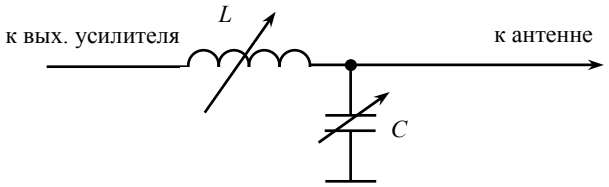



Рис. 2. Схема УСЭ

На рис. 2 приняты следующие обозначения: $L$ – катушка переменной индуктивности, $C$ – конденсатор переменной емкости.

Структурная схема регулирования $Z$ и $\varphi_Z$ в исследуемом УСЭ изображена на рис. 3.

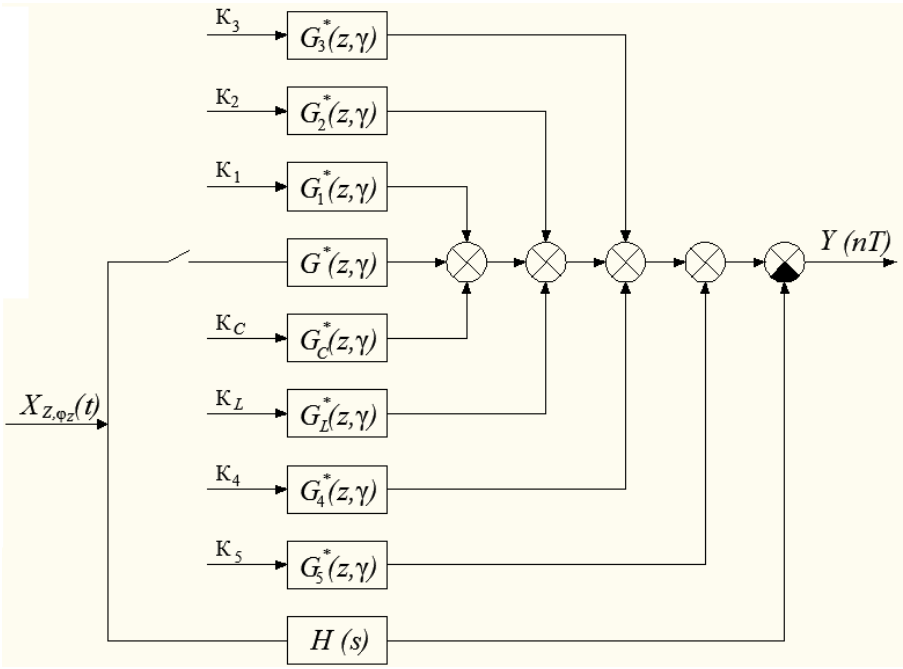



Рис. 3. Структурная схема системы автонастройки УСЭ

На рис. 3 использованы следующие обозначения:

$X_{Z,\varphi_Z}(t)$ – случайная функция изменения величин $Z$ и $\varphi_Z$ во времени;

$H(s)$ – передаточная функция непрерывной (желаемой) системы;

$h(t)$ – соответствующая ей импульсная переходная функция;

$G^*(z,\gamma)$ – общая передаточная функция цифровой системы управления;

$g[(n+\gamma)T]$ – соответствующая ей импульсная переходная функция;

$G_C^*(z,\gamma)$ – передаточная функция дискретного кольца управления по С;

$g_C[(n+\gamma)T]$ – соответствующая ей импульсная переходная функция;

$G_L^*(z,\gamma)T$ – передаточная функция дискретного кольца управления по L;

$g_L[(n+\gamma)T]$ – соответствующая ей импульсная переходная функция;

$G_1^*(z,\gamma)$ – передаточная функция помехи от первого элемента;

$g_1[(n+\gamma)T]$ – соответствующая ей импульсная переходная функция;

$G_2^*(z,\gamma)$ – передаточная функция помехи от второго элемента;

$g_2[(n+\gamma)T]$ – соответствующая ей импульсная переходная функция;

.

.

.

$G_5^*(z,\gamma)$ – передаточная функция помехи от пятого элемента;

$g_5[(n+\gamma)T]$ – соответствующая ей импульсная переходная функция;

$\gamma$ – параметр запаздывания.

Выразим двумерное изображение корреляционной функции ошибки через передаточные функции, изображения корреляционной функции входных воздействий и параметры помех.

Величина $Y_{\text{Н}}(t)$ на выходе непрерывной (желаемой) системы определяется уравнением

$$Y_{\text{Н}}(t)=\int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau. \qquad (3)$$

Величина $Y_{\text{Д}}(t)$ на выходе соответствующей дискретной системы с учетом ошибок от квантования значений $p$ и $\varphi_p$ по уровню определяется уравнением

$$\begin{aligned} Y_{\text{Д}}(t)=&\sum_{m=0}^{n} g(t-mT)x\left[mT-0\right]+\\ &+\sum_{m=0}^{n} g_C(t-mT)\varepsilon_C\left[mT-0\right]+\\ &+\sum_{m=0}^{n} g_L(t-mT)\varepsilon_L\left[mT-0\right]+\\ &+\sum_{m=0}^{n} g_1(t-mT)\varepsilon_1\left[mT-0\right]+\\ &+\sum_{m=0}^{n} g_2(t-mT)\varepsilon_2\left[mT-0\right]+\ldots+\\ &+\sum_{m=0}^{n} g_5(t-mT)\varepsilon_5\left[mT-0\right]. \end{aligned} \qquad (4)$$

Ошибка, обусловленная дискретным характером системы,

$$\varepsilon(t)=Y_{\text{Д}}(t)-Y_{\text{Н}}(t), \qquad (5)$$

является случайной функцией времени, статистические характеристики которой – корреляционная функция и дисперсия – будут определены ниже.

В дальнейшем будем рассматривать дискретное время $t=(n+\gamma)T$, пользуясь иногда для краткости записи также левой частью указанного равенства.

В нашем случае входное воздействие $X_{p\varphi p}(t)$ имеет равное нулю математическое ожидание, т.к. отклонения от расчетных величин $p$ и $\varphi_p$ могут быть как в большую, так и в меньшую сторону.

Корреляционная функция ошибки $\varepsilon(t)$ на основании ее определения и равенства (5) равна

$$\begin{aligned} K_\varepsilon(t,t_1)&=M\{\varepsilon(t)\varepsilon(t_1)\}=\\ &=K_{\text{Д}}(t,t_1)-K_{\text{ДН}}(t,t_1)-K_{\text{НД}}(t,t_1)+K_{\text{Н}}(t,t_1), \end{aligned} \qquad (6)$$

где $K_{\text{Д}}(t,t_1)=M\{Y_{\text{Д}}(t)Y_{\text{Д}}(t_1)\}$,

$K_{\text{НД}}(t,t_1)=M\{Y_{\text{Н}}(t)Y_{\text{Д}}(t_1)\}$,

$K_{\text{ДН}}(t,t_1)=M\{Y_{\text{Д}}(t)Y_{\text{Н}}(t_1)\}$,

$K_{\text{Н}}(t,t_1)=M\{Y_{\text{Н}}(t)Y_{\text{Н}}(t_1)\}$.

В выражении (6) первый член определяет корреляционную функцию выходной переменной дискретной системы, а последний – корреляционную функцию выходной переменной желаемой непрерывной системы; второй и третий члены – взаимные корреляционные функции выходных переменных указанных систем.

Задача решается по методике [1] в следующем порядке: найдем выражения указанных корреляционных функций с помощью уравнений (4) и (5), осуществляя далее переход к двумерным изображениям, и найдем соответствующие этим изображениям оригиналы. Имеем

$$K_{Д}[(n+\gamma)] = M\{Y_{Д}[(n+\gamma)T]Y_{Д}[(n+\gamma)T]\} =$$

$$= \sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} g\left[(n+\gamma-m)T\right]g\left[(n_1+\gamma-m_1)T\right]K_X\left[mT-0,m_1T-0\right]+$$

$$+\sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} g_C\left[(n+\gamma-m)T\right]g_C\left[(n_1+\gamma-m_1)T\right]K_C\left[mT-0,m_1T-0\right]+$$

$$+\sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} g_L\left[(n+\gamma-m)T\right]g_L\left[(n_1+\gamma-m_1)T\right]K_L\left[mT-0,m_1T-0\right]+$$

$$+\sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} g_1[(n+\gamma-m)T]g_1[(n_1+\gamma-m_1)T]K_1[mT-0,m_1T-0]+$$

$$+\sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} g_2[(n+\gamma-m)T]g_2[(n_1+\gamma-m_1)T]K_2[mT-0,m_1T-0]+$$

$$+\sum_{m=0}^{n}\sum_{m_1=0}^{n_1} g_5[(n+\gamma-m)T]g_5[(n_1+\gamma-m_1)T]K_5[mT-0,m_1T-0], \qquad (7)$$

где $K_X[mT-0,m_1T-0] = M\{x[mT-0]x[m_1T-0]\}$,

$K_C[mT-0,m_1T-0] = M\{\kappa_C[mT-0]\kappa_C[m_1T-0]\}$,

$K_L[mT-0,m_1T-0] = M\{\kappa_L[mT-0]\kappa_L[m_1T-0]\}$,

$K_1[mT-0,m_1T-0] = M\{\kappa_1[mT-0]\kappa_1[m_1T-0]\}$,

$K_2[mT-0,m_1T-0] = M\{\kappa_2[mT-0]\kappa_2[m_1T-0]\}$,

.

.

$K_5[mT-0,m_1T-0] = M\{\kappa_5[mT-0]\kappa_5[m_1T-0]\}$.

В выражении (7) опущены взаимные корреляционные функции случайных процессов $x[nT]$, $\varepsilon_C[nT]$, $\varepsilon_L[nT]$ $\varepsilon_1[nT]$, $\varepsilon_2[nT]$, $\varepsilon_3[nT]$, $\varepsilon_4[nT]$, $\varepsilon_5[nT]$ на основании известных статистических свойств ошибок, вызванных эффектом квантования по уровню.

Используя формулы [2] для определения изображений дисперсий дискретной, непрерывно-дискретной и непрерывной систем, получим их выражения для случая шестиэлементной КФАР:

$$Д^{*}_{Д}(z,\gamma) = \frac{z}{z-1}\left\{\sum_{i=1}^{k_Д}\frac{p_i^{-1}Q^{*}_{Д}(p_i,\gamma)Q^{*}_{Д}(zp_i^{-1},\gamma)}{\bullet}\times\right.$$

$$\left.\times\left[\frac{2L^{*}(zp_i^{-1})}{M^{*}(zp_i^{-1})}-K_x(0)\right]+\right.$$

$$+\kappa_C\sum_{C=1}^{k_C}\frac{p_C^{-1}Q^{*}_{C}(p_C,\gamma)Q^{*}_{C}(zp_C^{-1},\gamma)}{\bullet}+$$

$$\kappa_L \sum_{j=1}^{k_L} \frac{p_j^{-1} Q_L^*(p_j,\gamma) Q_L^*(zp_j^{-1},\gamma)}{\dot{R}_L^*(p_j) R_L^*(zp_j^{-1})} +$$

$$+\kappa_1 \sum_{\alpha=1}^{k_\alpha} \frac{p_\alpha^{-1} Q_1^*(p_\alpha,\gamma) Q_1^*(zp_\alpha^{-1},\gamma)}{\dot{R}_1^*(p_\alpha,) R_1^*(zp_\alpha^{-1})} +$$

$$+\kappa_2 \sum_{\beta=1}^{k_\beta} \frac{p_\beta^{-1} Q_2^*(p_\beta,\gamma) Q_2^*(zp_\beta^{-1},\gamma)}{\dot{R}_2^*(p_\beta) R_2^*(zp_\beta^{-1})} + \ldots$$

$$\ldots + \kappa_5 \sum_{\varepsilon=1}^{k_\varepsilon} \frac{p_\varepsilon^{-1} Q_5^*(p_\varepsilon,\gamma) Q_5^*(zp_\varepsilon^{-1},\gamma)}{\dot{R}_5^*(p_\varepsilon) R_5^*(zp_\varepsilon^{-1})} +$$

$$+\kappa_C G_C^*(0,\gamma) G_C^*(\infty,\gamma) + \kappa_L P^*(0,\gamma) P^*(\infty,\gamma) +$$

$$+\kappa_1 G_1^*(0,\gamma) G_1^*(\infty,\gamma) + \kappa_2 G_2^*(0,\gamma) G_2^*(\infty,\gamma) + \ldots$$

$$+\kappa_5 G_5^*(0,\gamma) G_5^*(\infty,\gamma) \Bigg\}, \qquad (8)$$

где $\dot{R}_{Д}^*(p_i) = \left[ R_{Д}^*(\omega) \right]' \Big|_{\omega=p_i}$,

$\dot{R}_C^*(p_C) = \left[ R_C^*(\omega) \right]' \Big|_{\omega=p_C}$

$\dot{R}_L^*(p_j) = \left[ R_L^*(\omega) \right]' \Big|_{\omega=p_j}$

$\dot{R}_1^*(p_\alpha) = \left[ R_1^*(\omega) \right]' \Big|_{\omega=p_\alpha}$, $\dot{R}_2^*(p_\beta) =$

$= \left[ R_\beta^*(\omega) \right]' \Big|_{\omega=p_\beta}, \ldots, \dot{R}_5^*(p_\varepsilon) = \left[ R_\varepsilon^*(\omega) \right]' \Big|_{\omega=p_\varepsilon}$,

$p_i$, $p_j$, $p_\alpha$, $p_\beta$,…, $p_\varepsilon$ – полюсы передаточных функций соответствующих звеньев системы.

При выводе формулы (8) учтено, что $F_x^*(\infty) = K_x(0)$.

Приведем расчетную формулу для определения изображения $Д_{НД}^*(z)$.

Обозначим

$$H(s) = \frac{Q_H(s)}{R_H(s)}, \ F_X(s) = \frac{L(s)}{M(s)},$$

$$H^*(z,\gamma) = \frac{Q_H^*(z,\gamma)}{R_H^*(z)}, \ F_X^*(z,\gamma) = \frac{L^*(z,\gamma)}{M^*(z)}, \qquad (9)$$

где $H^*(z,\gamma) = L_\gamma \{H(s)\}$.

Получаем

$$Д_{НД}^*(z) =$$

$$= \frac{T}{z-1} \Bigg\{ \sum_{i=1}^{K_Д} \frac{Q_Д^*(p_i) \overline{Q_H^*(zp_i^{-1}, 1-\delta) L^*(zp_i^{-1},\delta)}}{\dot{R}_Д^*(p_i) R_H^*(zp_i^{-1}) M^*(zp_i^{-1})} +$$

$$+ \sum_{i=1}^{K_H} \frac{Q_Д(zq_i^{-1}) \overline{Q_H^*(q_i,\delta) L^*(zq_i^{-1}\delta)}}{\dot{R}_H^*(q_i) R_Д^*(zq_i^{-1}) M^*(zq_i^{-1})} q_i^{-1} +$$

$$+ G^*(\infty) \overline{H^*(0,\delta) F_X^*(\infty,\delta)} \Bigg\}. \qquad (10)$$

Воспользовавшись первыми двумя обозначениями (9), находим

$$Д_Н(s) = \frac{2}{s} \sum_{i=1}^{K_H} \frac{Q_H(\alpha_i) Q_H(s-\alpha_i) L(s-\alpha_i)}{\dot{R}_H(\alpha_i) R_H(s-\alpha_i) M(s-\alpha_i)}, \qquad (11)$$

где $\alpha_i = (i, 1, 2, \ldots, к_н)$ – полюсы функций коэффициентов передачи звеньев, входящих в непрерывную систему.

Таким образом, были найдены изображения составляющих дисперсию ошибки системы. Теперь, пользуясь обратными преобразованиями, нетрудно найти саму дисперсию ошибки:

$$D_\varepsilon[(n+\gamma)T] = Z_\gamma^{-1} \left\{ Д_Д^*(z,\gamma) \right\} -$$

$$-2 Z_\gamma^{-1} \left\{ Д_{НД}^*(z,\gamma) \right\} +$$

$$+ L^{-1} \left\{ Д_H(s) \right\} \Big|_{t=(n+\gamma)T}, \qquad (12)$$

где $Z_\gamma^{-1}$ и $L^{-1}$ – операторы обратного $z$ – преобразования с запаздыванием и обратного преобразования Лапласа соответственно, а изображения, входящие в правую часть равенства (12), были определены выше. Если

$$H(s) = \lim_{T \to 0} G^*(z,\gamma) \qquad (13)$$

(имеет место в нашей системе), то дисперсию $Д_Н(t)$ можно найти из выражения для дисперсии $Д_Д[(n+\gamma)T]$ при $T \to 0$. При выполнении условий (13)

$$\lim_{\substack{q \to 0 \\ T \to 0 \\ T\gamma \to 0 \\ T_n \to 0}} Д_Д[(n+\gamma)T] =$$

$$= \lim_{\substack{q\to 0\\ T\to 0\\ T\gamma\to 0\\ T_n\to 0}} Д_{НД}\left[(n+\gamma)T\right] = Д_{Н}(t), \qquad (14)$$

поэтому $\lim\limits_{\substack{q\to 0\\ T\to 0}} D_{\varepsilon}\left[(n+\gamma)T\right] = 0.$

Таким образом, выражение (13) и полученные выше формулы для определения изображений составляющих дисперсии $Д^{*}_{Д}(z,\gamma)$, $Д^{*}_{НД}(z,\gamma)$ и $Д_{Н}(s)$ позволяют найти дисперсию погрешности исследуемой цифровой автоматической системы в переходном режиме.

Характер изменения дисперсии погрешности системы в переходном режиме непосредственно определяет ее быстродействие. В реальных АУСЭ команды на измерение ошибки регулирования и включение разрядов вырабатываются и синхронизируются процессором [3], поэтому параметры запаздывания $\gamma$ равны нулю. В таком случае оригинал дисперсии погрешности определяется формулой

$$D_{\varepsilon}[n] = \frac{2}{e^{n}} + \kappa_C^{n} + \kappa_L^{n} + \kappa_1^{n} + \kappa_2^{n} + ... + \kappa_5^{n}. \qquad (15)$$

Для случая $\kappa_C = \kappa_L = \kappa_O$ (объекта регулирования) и $\kappa_1 = \kappa_2 = ... = \kappa_5 = \kappa_{\text{а}}$ (антенн) он определяется формулой

$$D_{\varepsilon}[n] = \frac{2}{e^{n}} + 2\kappa_0{}^{n} + 5\kappa_{\text{а}}{}^{n}. \qquad (16)$$

Графики изменения дисперсии погрешности при разных $\kappa_{\text{а}} = 0{,}1; 0{,}3; 0{,}5$ и $\kappa_O = \kappa_L = \kappa_C = 0{,}1$ приведены на рис. 4.

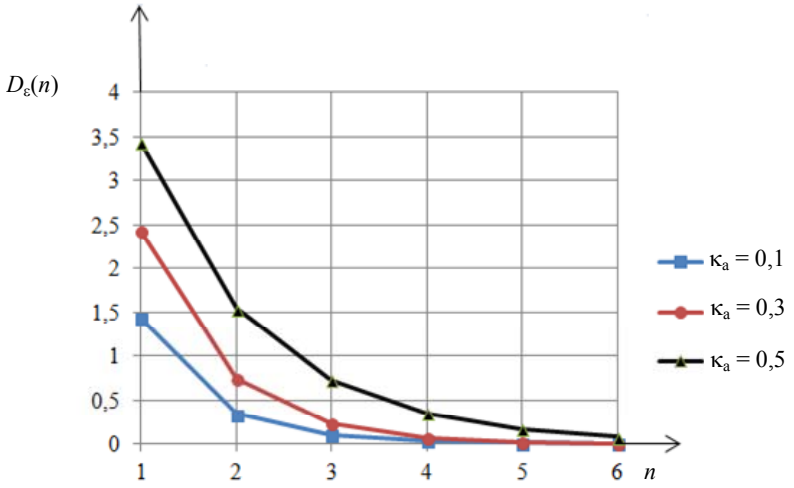



Рис. 4. График изменения дисперсии погрешности

Как видно из графика, при автоматической настройке АУСЭ в составе ФАР дисперсия погрешности системы в переходном режиме стремится к нулю, т. е. система является устойчивой в «большом» [4], а при реально достижимых значениях $\kappa_O = 0{,}1$ и различных $\kappa_{\text{А}}$ потребуется не более четырёх – пяти циклов настройки.

***Литература***

1. *Гусев В.Г.* Методы исследования точности цифровых автоматических систем / В.Г. Гусев. – М.: Наука, 1973. – 399 с.

2. *Жуков В.М.* Исследование статистических характеристик погрешности цифрового АУСА с вычислительным способом настройки в составе активной фазированной антенной решетки в переходном режиме / В.М. Жуков // Антенны. – 2006. – № 6(109). – С. 54 – 60.

3. *Шилов А.А.* Информационно-управляющая система согласующими устройствами кольцевых фазированных антенных решеток декаметрового диапазона / А.А. Шилов, О.А. Белоусов, Н.А. Кольтюков // Радиотехника. – 2011. – № 12. – С. 53 – 59.

4. *Муромцев Д.Ю.* Устойчивость взаимосвязанных систем автоматического регулирования параметров многомерных объектов управления / Д.Ю. Муромцев, В.М. Жуков, Ю.И. Коток // Антенны. – 2010. – № 11(162). – С. 57 – 60.

Статья поступила в редакцию 27 августа 2013 года

УДК 621.396.662

# ПОМЕХИ ДРОБНОСТИ В ФАЗО-ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ

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

*Определена математическая модель импульсно-непрерывной системы PLL с дробным делителем частоты на ее входе и множеством параллельно работающих импульсно-фазовых детекторов с неидентичными коэффициентами усиления. На основе полученной модели разработана программа для расчета уровня помех дробности. Приведены результаты расчетов, показывающие уровни помех дробности в зависимости от разброса коэффициентов усиления импульсно-фазовых детекторов и неидеальности устройств компенсации.*

***Ключевые слова**: система импульсной PLL, дробное деление частоты, фазо-цифровой синтезатор частот, импульсно-фазовый детектор, управляемый генератор, дельта-сигма модулятор, помеха дробности.*

## FRACTIONAL INTERFERENCES IN THE PHASE-DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZERS

**S.K. Romanov**, leading research fellow, e-mail: skromanov@rambler.ru
**N.M. Tikhomirov**, head of scientific and technical board, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
**A.V. Grechishkin**, leading engineer, e-mail: azoff88@mail.ru
**V.N. Tikhomirov**, design engineer, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie» Concern»

*Mathematical model of the pulse-continuous PLL-system with exhaustive frequency divider at signal output and with set of parallel pulse-phase detectors with amplification coefficients. Program for calculation of fractionality interference level based on the given model level is designed. Calculation results which show fractionality interference levels depending on impulse-phase detector amplification coefficientspread of values and on compensating device nonideality devise are given.*

***Keywords:** pulse PLL-system, exhaustive frequency division, phase-digital frequency synthesizer, pulse-phase detector, controlled generator, delta-sigma modulator, fractionality interference.*

О достоинствах синтезаторов, построенных на основе импульсной фазовой автоподстройки (PLL) с применением дробных (fractional) делителей частоты с переменным коэффициентом деления ($СЧ^{pll}_{frac.-N}$), известно из работ [1, 2]. Применение дробного деления частоты приводит к появлению помех дробности ($П_{frac.}$) в выходном сигнале $СЧ^{pll}_{frac.-N}$. Для уменьшения уровня $П_{frac.}$ в низкочастотной части спектра выходного сигнала $СЧ^{pll}_{frac.-N}$ используются дельта-сигма модуляторы (DSM) разных модификаций [3]. В таких $СЧ^{pll}_{frac.-N-DSM}$ модуляторы DSM строятся, как правило, на накапливающих сумматорах-аккумуляторах (Ак) и элементах цифровой логики. Расчеты уровней $П_{frac.}$ в $СЧ^{pll}_{frac.-N-DSM}$, построенных по линейной модели, проведенные в работах [3, 4], показывают высокую эффективность применения DSM. Однако PLL имеет ряд нелинейностей, которые усугубляют проблему ослабления спектральных составляющих $П_{frac.}$ в полосе пропускания систем; это пороговый характер работы делителей частоты [5], а при использовании импульсного частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой ($ЧФД_{ЗН}$) в составе PLL – неравенство токов заряда и разряда в схеме ЗН [5-7]. Влияние нелинейностей на уровень $П_{frac.}$ в составе выходного сигнала $СЧ^{pll}_{frac.-N-DSM}$ рассмотрено в [8]. Наиболее существенной нелинейностью, увеличивающей уровни $П_{frac.}$ в полосе пропускания системы PLL, является нелинейность $ЧФД_{ЗН}$.

В ряде известных публикаций рассмотрены пути уменьшения уровней $П_{frac.}$ за счет:

– применения линейного импульсно-фазового детектора (ИФД) типа выборка-запоминание [9];

– компенсации $\Pi_{frac.}$ с помощью фазового модулятора, включаемого в цепь опорный генератор – $ЧФД_{ЗН}$ с неравными токами ЗН [10];

– компенсации $\Pi_{frac.}$ с помощью дополнительной цепи, выделяющей $\Pi_{frac.}$ и суммирующей ее с сигналом $ЧФД_{ЗН}$ с неравными токами в ЗН на входе фильтра нижних частот (ФНЧ) [9–13];

– применения в мультидетекторной системе PLL множества ИФД параллельного действия (на основе RS-триггеров) и дополнительных устройств компенсации $\Pi_{frac.}$ [14, 15];

– применения в мультидетекторной системе PLL множества $ЧФД_{ЗН}$ параллельно-последовательного действия для повышения значения эквивалентной рабочей частоты детектирования [16, 17].

Отметим, что блок-схемы $СЧ^{pll}_{frac.\text{-}N\text{-}DSM}$, приведенные в [14, 15] и [16, 17], отличаются местом включения дробного делителя. В [14, 15] он включен в цепи опорный генератор – множество ИФД, а в [16, 17] – в цепи управляемый генератор (УГ) – множество $ЧФД_{ЗН}$.

В [18] приведена методика, позволяющая проводить оценку влияния разброса параметров множества $ЧФД_{ЗН}$ на уровень $\Pi_{frac.}$. Однако в [14,15] отсутствуют материалы, позволяющие проводить оценку влияния разброса параметров множества ИФД и неточностей сигналов компенсации помех дробности $\Pi_{frac.}$.

Целью настоящей работы является определение математической модели мультидетекторной импульсной системы PLL фазо-цифрового синтезатора ($СЧ^{pll}_{PDS}$) и системы PLL фазо-цифрового синтезатора с DSM ($СЧ^{pll}_{PDS\text{-}DSM}$) с использованием множества ИФД параллельного действия с разбросом значений их коэффициентов усиления и неточностями сигналов компенсации $\Pi_{frac.}$, предложенных в [14, 15]. По этой модели необходимо провести оценку уровней $\Pi_{frac.}$.

Вначале обратимся к [19], где был предложен способ формирования дискретного множества частот с использованием системы PLL и арифметического устройства. Этот способ можно пояснить с помощью рис. 1–2. Схема на рис. 1 содержит традиционные элементы системы PLL, а именно ФНЧ, управляемый по частоте генератор (УГ), состоящий из следующих субэлементов: У1 (усилитель с коэффициентом передачи *sug*[Гц/В]), С2 (сумматор), ИС2 (источник сигнала с частотой *fc*[Гц]), И2 (интегратор) и И3 (интегратор со сбросом в ноль в момент, когда его проинтегрированный сигнал достигает уровня $2\pi$; в этот же момент, на его выходе Out1 появляется импульс коммутации элемента В-32 – выборки-запоминания, на вход которого In1 с выхода И2 подается сигнал, поделенный делителем Д $n2$ раз).

На входы сумматора С1, выполняющего роль фазового детектора, через инвертирующий усилитель У2 подаются сигнал *Ufc* с выхода (Out1) В-32 и сигнал *Ufr*, образованный путем интегрирования интегратором И1 сигнала от источника ИС1 с частотой $fr \times R / m$, (где $R, m$ – некоторые целые числа, $R < m$; $fr$ – некоторая опорная частота) и сигнала, пропущенного через элемент выборки-запоминания В-31, который тактируется сигналом с частотой $fr$ (на рис. 1 не показано).

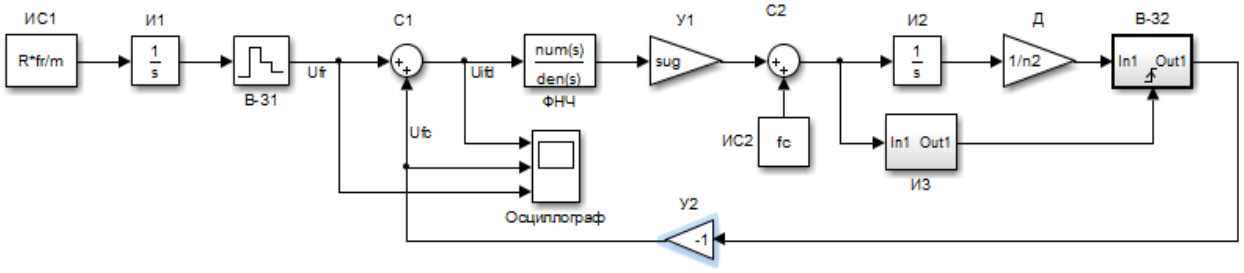



Рис. 1. Блок-схема идеальной системы PLL с неравными частотами $fr$ и $fc$ тактирования *B*-31 и *B*-32

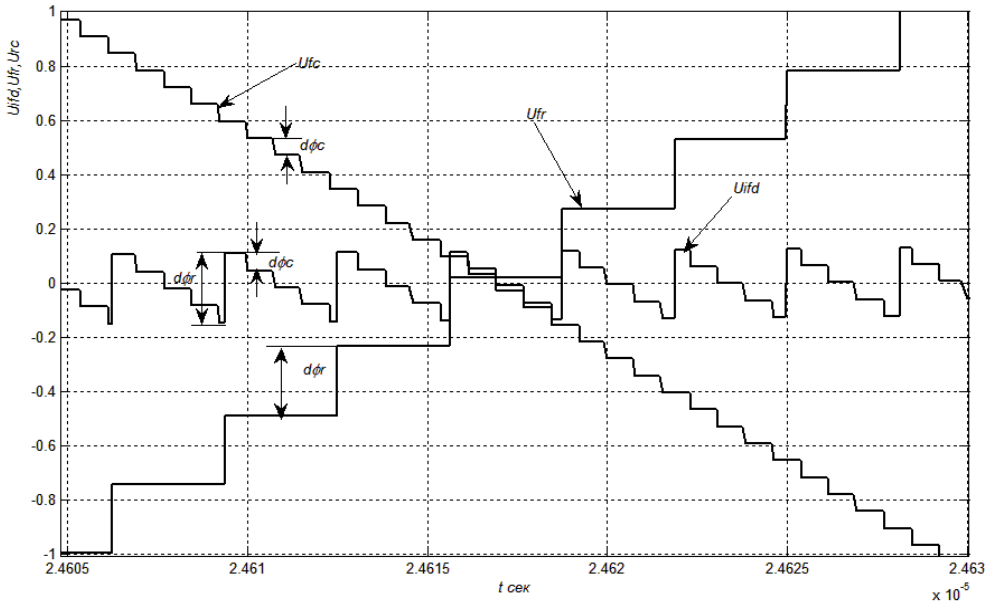



Рис. 2. Осциллограммы сигналов в идеальной системе PLL : опорного $(Ufr)$, обратной связи $(Ufc)$ и на выходе сумматора $(Uifd)$

На рис. 2 представлен фрагмент осциллограмм (на входе осциллографа) в отдельных точках этой (назовем ее идеальной) системы PLL – $Ufr$, $Ufc$ и $Uifd$.

Осциллограммы получены в результате моделирования идеальной системы PLL (рис. 1) в подсистеме SIMULINK математической среды MATLAB8. Параметры этой системы PLL следующие: $R = 65$, $m = 256$, $n2 = 16$, $fr = 320$ МГц, $fc = 1320$ МГц, $sug = 10$ МГц/В, передаточная функция ФНЧ $G_{\text{ФНЧ}}(s) = \dfrac{num(s)}{den(s)} = \dfrac{t1s+1}{(t2s+1)(t3s+1)}$, где $t2 = 4.2\times10^{-8}$ с, $t2 = 4.2\times10^{-7}$ с, $t2 = 6.3\times10^{-7}$ с.

В стационарном состоянии, когда постоянная составляющая сигнала $Uifd$ компенсирует начальную расстройку частоты $fc$ сигнала УГ относительно номинала (на рис. 1 она равна нулю), скорости нарастания огибающих сигналов $Ufr$ и $Ufc$ равны, откуда получим известное соотношение $fc = \dfrac{R\times n2}{m} fr$. Из этого выражения видно, что, изменяя число $R$ через единицу, можно получить в устройстве, реализующем этот принцип, дискретное множество частот с шагом $dfc = \dfrac{n2}{m} fr$.

Из рис. 2 также следует, что с каждым тактом опорного сигнала значение $Uifd$ возрастает на величину $d\varphi r = R/m$, а с каждым тактом сигнала УГ уменьшается на $d\varphi c = 1/n2$. Методика расчета помех (побочных составляющих) в составе выходного сигнала идеальной системы PLL, представленной на рис. 1, дана в [20, 21] и предполагает «хорошую» фильтрацию спектральных составляющих с частотами $fr$ и $fc$ в составе $Uifd$ с помощью ФНЧ, что не составляет труда, так как $fr$ и $fc$ обычно высоки. Поэтому уровень этих помех в идеальной системе PLL достаточно мал. Однако практическое применение такой системы в синтезаторах на высоких частотах затруднено из-за необходимости разработки высокоскоростного арифметического устройства.

В [14, 15] предложен способ реализации рассмотренного метода формирования частот путем использования системы PLL с множеством Ак и ИФД. Для этого способа на рис. 3 представлена обобщенная блок-схема двух вариантов построения фазо-цифрового синтезатора частот.

Когда Ключ1 и Ключ2 находятся в состоянии 1, блок-схема соответствует первому варианту $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$. Когда Ключ1 и Ключ2 находятся в состоянии 2, блок-схема соответствует второму ва-

рианту $СЧ^{pll}_{PDS}$ с DSM – $СЧ^{pll}_{PDS\text{-}DSM}$. Синтезатор содержит один аккумулятор младших разрядов (АкLSB1) и множество $K$ аккумуляторов старших разрядов (АкMSB1, АкMSB2,...АкMSBK). В состав блок-схемы на рис. 3 входят 32 аккумулятора старших разрядов, то есть $K = 32$).

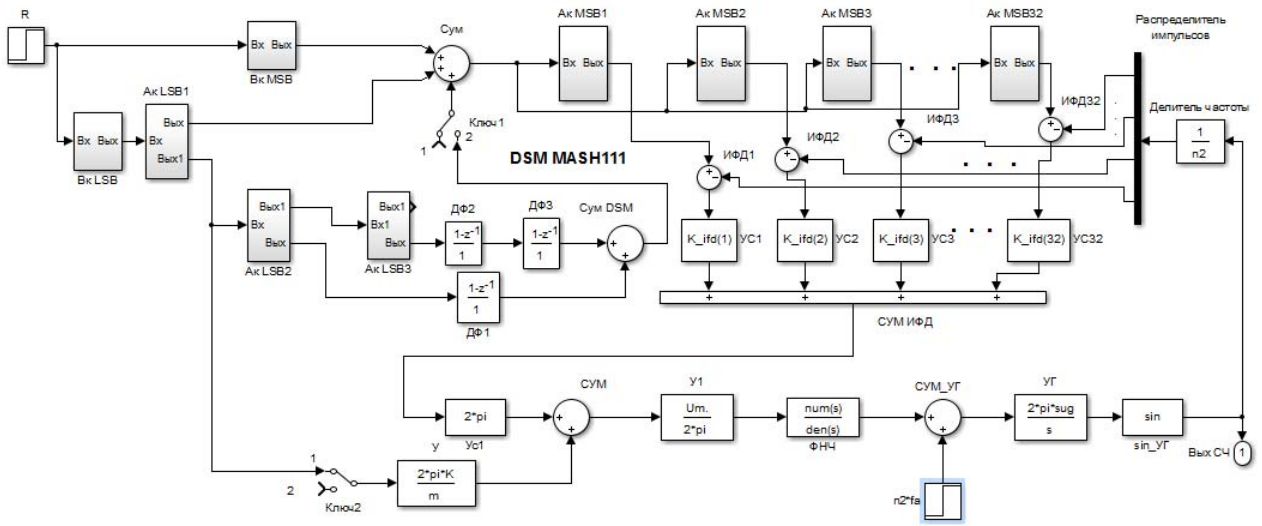



Рис. 3. Обобщенная блок-схема $СЧ^{pll}_{PDS}$ и $СЧ^{pll}_{PDS\text{-}DSM}$

Обозначим как $na$ общее число двоичных разрядов в АкLSB1 и АкMSB, а $nm$ – в $K$ аккумуляторах АкMSB. Соответственно, число разрядов АкLSB1 равно $na - nm$. Обозначим также суммарную емкость АкLSB1 и АкMSB как $m = 2^{na}$. Число $R$, задающее выходную частоту $СЧ^{pll}_{PDS}$ с помощью устройств Вх MSB и Вх LSB, разделяется соответственно на два числа R1 и R2, при этом $R = R1 \times 2^{na-nm} + R2$. Сигнал переполнения Вых АкLSB1 из точки суммируется с числом R1 на сумматоре Сум и с его выхода подается на множество точек Вх (АкMSB1, АкMSB2,...АкMSBK). Основной особенностью предлагаемого устройства является установка начальных состояний $C_{Mk}[n], n = 0$, АкMSBK ($n$ – номер импульса, тактирующего аккумуляторы с частотой опорного сигнала) по определенному закону, а именно $C_{Mk}[0] = k - 1$, $k$ – номер аккумулятора. Сигналы переполнения АкMSBK с их точек Вых поступают на множество $K$ входов ИФД1, ИФД2,...ИФД32. На вторые входы ИФД1, ИФД2,...ИФД32 поступают сигналы с распределителя импульсов. В качестве распределителя импульсов может использоваться кольцевой делитель на $n2$ частоты сигнала УГ. Соответственно, фазы сигналов с распределителя импульсов, поступающие на входы ИФД1, ИФД2,...ИФД32, можно записать как

$$\varphi_{УГ}(\kappa) = 2\pi(k-1)/n2. \qquad (1)$$

Сигналы с выходов ИФД1, ИФД2,...ИФД32 поступают на усилители с коэффициентами $K_ifd(k)$ и далее на сумматор СУМ ИФД, усилитель Ус1, сумматор СУМ, усилитель У1 с коэффициентом $Um/2\pi$, ФНЧ с передаточной функцией $G_{ФНЧ}(s)$ и УГ, представленный четырьмя элементами (СУМ_УГ, УГ, sin_УГ и элемент, генерирующий частоту $n2 \times fa$). На второй вход СУМ через усилитель У с коэффициентом передачи $2\pi K/m$ подается из точки Вых1 сигнал состояния АкLSB1 – это дополнительный сигнал компенсации $П_{frac.}$.

В варианте схемы $СЧ^{pll}_{PDS\text{-}DSM}$ на третий вход сумматора Сум подается сигнал от DSM (на рис. 3 он представлен устройством на дополнительных аккумуляторах АкLSB2, АкLSB3, дискретных фильтрах ДФ1, ДФ2, ДФ3 и сумматором Сум DSM – в устоявшейся терминологии подобных устройств обозначен как DSM MASH111). В варианте схемы $СЧ^{pll}_{PDS\text{-}DSM}$

сигнал компенсации ПД с точки Вых1 АкLSB1 на вход У не подается.

Рассмотрим более подробно вариант схемы $СЧ^{pll}_{PDS}$. Известно, что импульсные последовательности на выходах АкMSBK периодичны с периодом $m/f_r$, имеют среднюю частоту $fa=\frac{R}{m}f_r$, где $f_r$ – частота опорного сигнала (частота тактирования Ак). Эти последовательности имеют недопустимо высокий уровень $П_{frac.}$ с частотой $f_{П_{frac.}}=\frac{fr}{m}$ и ее гармониками [1], поэтому для их уменьшения применяется ряд специальных мер (не рассматриваются в настоящей работе). В [14, 15] для уменьшения уровня $П_{frac.}$ предлагается, как показано на рис. 3, суммировать детектированные по фазе импульсные последовательности с выходов АкMSBK, а затем результирующий сигнал использовать в качестве управляющего для УГ. Сравнительное моделирование идеальной системы PLL (рис. 1) и $СЧ^{pll}_{PDS}$ (рис. 3) в подсистеме SIMULINK математической среды MATLAB8 при $K_ifd(k)=1$ для $k=1,2...32$ показало полную идентичность сигнала *Uifd* и сигнала на выходе СУМ, деленного на $2\pi K$.

Рассмотрим подробнее этот механизм уменьшения уровня $П_{frac.}$. Исследование такого рода устройств показало, что импульсные последовательности с выходов АкMSBK обладают следующими свойствами:

1. Они являются точными копиями по отношению к импульсной последовательности с выхода АкMSB1, и абсолютная задержка импульсной последовательности с выхода АкMSB1 относительно импульсной последовательности с выхода АкMSBK равна

$$Az(i)=\frac{i\times m}{\alpha\times K}T_r, \qquad (2)$$

где $T_r=1/f_r$, $\alpha=1$ для $R$ нечетных или $\alpha$ – максимальное число, кратное 2 (2,4,8...), на которое делится $R$; $i=1,2,3...31$. Число $i$ сложным образом связано с номером $k$ АкMSBK, и $i=k-1$ только для некоторых значений $R$.

2. С введением понятия усредненной импульсной последовательности (УИП) как идеальной импульсной последовательности с периодом $T_c=\frac{m}{Rf_r}$ (импульсные последовательности с выхода АкMSBK равны их УИП плюс фазовая флуктуация) относительная задержка УИП с выхода АкMSB1 по УИП с выхода АкMSBK равна

$$Oz(k)=\frac{m}{KR}T_r(k-1). \qquad (3)$$

Введенные задержки $Az(i)$ и $Oz(k)$ поясняются с помощью рис. 4.

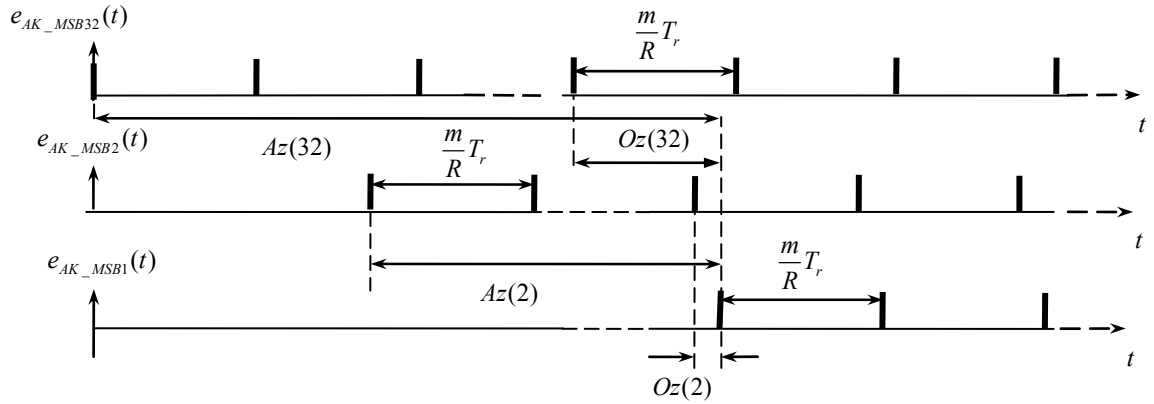



Рис. 4. Усредненные импульсные последовательности с выхода АкMSBK

На рис. 4 $e_{AK_MSB1}(t)$, $e_{AK_MSB2}(t)$, $e_{AK_MSB32}(t)$ – усредненные импульсные последовательности с выхода АкMSB1, АкMSB2 и АкMSB32 соответственно, $t$ – время.

Используя рис. 4 и (3), абсолютную задержку $Az(i)$ можно определить, решая уравнения первого порядка [22] вида

$$\mathrm{mod}\left(Az(k-1),\ \frac{m}{R}T_r\right)\equiv\frac{m}{KR}T_r(k-1), \qquad (4)$$

где $k = 2,3,4...K$ – номер АкMSB, $mod(y,x)$ – функция вычисления остатка от целочисленного деления $y$ на $x$. Некоторые примеры расчета $Az(i)/(1024 \times T_r)$ по (4) для случая $na = 15$, $K = 32$ с применением встроенной функции ChineseRemainder системы компьютерной математики Wolfram Mathematica 7 приведены в таблице.

| $k$ / $R$ | 2 | 3 | 4 | 5 | ... | 29 | 30 | 31 | 32 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 8449 | 1 | 2 | 3 | 4 | ... | 28 | 29 | 30 | 31 |
| 8453 | 13 | 26 | 7 | 20 | ... | 12 | 25 | 6 | 19 |

Из таблицы видно, что для $R = 8453$ величина абсолютной задержки импульсных последовательностей с выходов АкMSBK сложным образом связана с номером АкMSBK. Сказанное выше позволяет для изучения локальных процессов и определения уровня $\Pi_{\text{frac.}}$ перейти от обобщенной блок-схемы на рис. 3 к расчетной блок-схеме импульсно-непрерывной модели $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$, представленной на рис. 5.

Здесь аккумуляторы АкMSB1, АкMSB2...АкMSB32 заменены на линии задержки Л31, Л32...Л331. Они тактируются сигналом с частотой $f_r$, соединены последовательно и каждая из них задерживает входной сигнал на величину $\frac{m}{K}T_r$, то есть на $d = \frac{m}{K}$. С выходов АкMSB1 и Л31, Л32...Л331 сигналы подаются на вычитающие устройства Сум1, Сум2...Сум32, на второй вход которых подается постоянный сигнал $R/m$, эквивалентный средней частоте $fa = \frac{R}{m} f_r$. Сигнал с выходов Сум1, Сум2...Сум32 подается на цифровые интеграторы ДФ1, ДФ2...ДФ32 и далее, через усилители Ус1, Ус2...Ус32 – на ИФД1, ИФД2,...ИФД32. Кроме того, на вторые входы ИФД1, ИФД2,...ИФД32 через делитель с коэффициентом $1/n2$ поступает сигнал от УГ (ИФД представлены в виде суммирующих устройств). С выходов ИФД1, ИФД2,...ИФД32 парциальные сигналы поступают на усилители с коэффициентами $K_ifd(k)$ и далее – на сумматоры СУМ ИФД и СУМ. На рис. 5 введены $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$, $\varphi_3(t)$...$\varphi_{32}(t)$ как дополнительные сигналы помех, поступающих на входы ИФД1, ИФД2,...ИФД32. Эти сигналы можно считать внутренними шумами ИФД1, ИФД2,...ИФД32 или внешними помехами. Остальные элементы схемы $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ понятны из рис. 5. Отметим, что значком $U_m$ обозначено среднее значение напряжения максимальных выходных сигналов ИФД1, ИФД2,...ИФД32, выполненных на основе RS-триггеров.

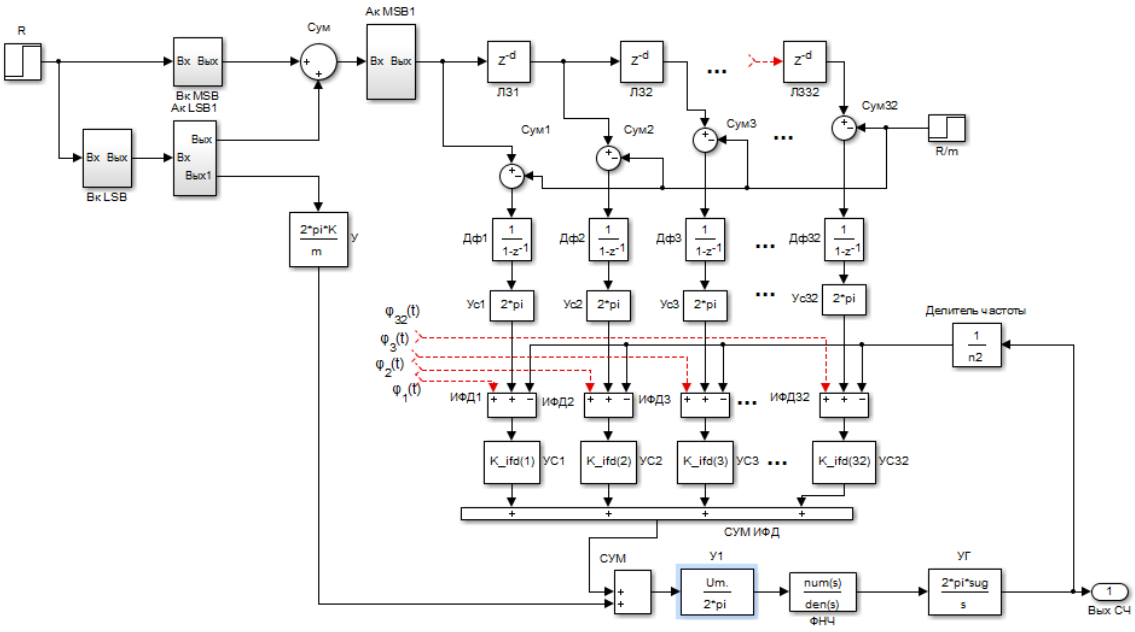



Рис. 5. Блок-схема импульсно-непрерывной модели $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$

Используя рис. 2 и 3, найдем выражения, позволяющие смоделировать $СЧ^{pll}_{PDS}$. Для упрощения решения этой задачи будем считать, что мы исследуем мультиаккумулятор, состоящий из $K$ независящих друг от друга аккумуляторов и состоящих из суммы аккумуляторов АкMSBK и АкLSB1, на которые подается одинаковое число $R$. Начальные состояния этих аккумуляторов заданы по определенному выше закону только в их старших разрядах.

Известно, что число $C_k[n]$ в $k$-м аккумуляторе в зависимости от $n$-го тактируемого сигнала с частотой $f_r$ меняется по закону

$$C_k[n+1] = \mathrm{mod}(C_k[n] + R, m). \qquad (5)$$

В момент переполнения АкMSBK в точках Вых появляется сигнал, равный единице, в другие моменты времени этот сигнал равен нулю. Это можно записать в виде

$$CHC_i[n] = \{C_i[n] < C_i[n-1]\}. \qquad (6)$$

Используя (5), (6), функционирование мультиаккумулятора можно записать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\left.\begin{aligned} &\mathbf{C}[n+1] = \mathbf{A}\cdot\mathbf{CM}[n] + \mathbf{B}R, \\ &\mathbf{CM}[n] = \mathrm{mod}(\mathbf{C}[n], m), \\ &\mathbf{CHC}[n] = \{\mathbf{CM}[n] < \mathbf{CM}[n-1]\}, \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

где $\mathbf{C} = [C_1, C_2, C_3 ... C_K]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора (с учетом начальных состояний $C_k[0] = 2^{na-nm}(k-1)$), $\mathbf{A}$ – диагональная единичная матрица размером $K \times K$. Например, для $K = 4$ $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$; $\mathbf{CM} = [CM_1, CM_2, CM_3 ... CM_K]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора с учетом осуществления операции $\mathrm{mod}(x, m)$, $\mathbf{B}$ – единичный вектор столбец $K$-го порядка, $\mathbf{CHC} = [CHC_1, CHC_2, CHC_3 ... CHC_K]$ – вектор-столбец состояний на выходах переполнений мультиаккумулятора.

Для варианта $СЧ^{pll}_{PDS}$ уравнения (7) необходимо дополнить разностным уравнением функционирования аккумулятора АкLSB1

$$e_{AK_LSB1}[n+1] = \mathrm{mod}(e_{AK_LSB1}[n] + R2, 2^{na-nm}), \qquad (7a)$$

где $e_{AK_LSB1}(n)$ – сигнал АкLSB1 в точке Вых1.

Из рис. 5 и (7) найдем сигнал на входе СУМ со стороны мультиаккумулятора в виде разностного уравнения

$$\varphi_{вх}[n] = 2\pi\sum_{i=0}^{n} \mathbf{K_ifd}\{\mathbf{CHC}[i] - R/m\} + \\ + \left\{e_{AK_LSB1}[n] + de_{AK_LSB1}[n]\right\}\frac{2\pi K}{m}, \qquad (8)$$

где **K_ifd** – вектор-строка $K_ifd(1)$, $K_ifd(2), ... K_ifd(K)$ размером $K$, $de_{AK_LSB1}(n)$ – некоторое отклонение от сигнала АкLSB1 в точке Вых1 из-за неидеальности цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), преобразующего «цифровое» состояние АкLSB1 в аналоговый сигнал (на рис. 5 не показан).

Из блок-схемы на рис. 5 также следует, что изображение по Лапласу фазы УГ в точке Вых СЧ можно записать в виде

$$\varphi_{вых}(s) = \left\{\left[e_{AK_MSB1}(s) - R/m\right]\left(\frac{2\pi z}{z-1}\right)\times\right. \\ \times\sum_{k=1}^{K} K_ifd(k) z^{-d(k-1)} + \sum_{k=1}^{K} K_ifd(k)\varphi_k(s) + \\ \left.+\left[e_{AK_LSB1}(s) + de_{AK_LSB1}(s)\right]\frac{2\pi K}{m}\right\}\times \\ \times\frac{(U_m/2\pi)G_{фнч}(s)2\pi sug/s}{1 + (U_m/2\pi)G_{фнч}(s)2\pi sug\sum_{k=1}^{K} K_ifd(k)/n2s}, \qquad (9)$$

где $e_{AK_MSB1}(s)$ – изображение по Лапласу сигнала АкMSB1 в точке Вых; $e_{AK_LSB1}(s)$ – изображение по Лапласу сигнала АкLSB1 в точке Вых1; $de_{AK_LSB1}(s)$ – изображения по Лапласу некоторого отклонения от сигнала АкLSB1 в точке Вых1; $\varphi_k(s)$ – изображение по Лапласу сигнала $\varphi_k(t)$, $z = e^{sT_r}$.

Обозначим в (9) $G_{ГФ}(s) = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} K_ifd(k) z^{-d(k-1)}$ – нормированную передаточную функцию некоторого гребенчатого

фильтра. Пусть $K_ifd(k)=1$ для $k=1,2...32$, $f_{\Pi_{\text{frac.}}}=f_r/m=1$Гц. Для этого случая на рис. 6 представлена Боде-диаграмма $G_{\Gamma\Phi}(j\omega)$ (по оси $x$ – частота в Гц, по оси $y$ – $20\log\left|G_{\Gamma\Phi}(j\omega)\right|$).

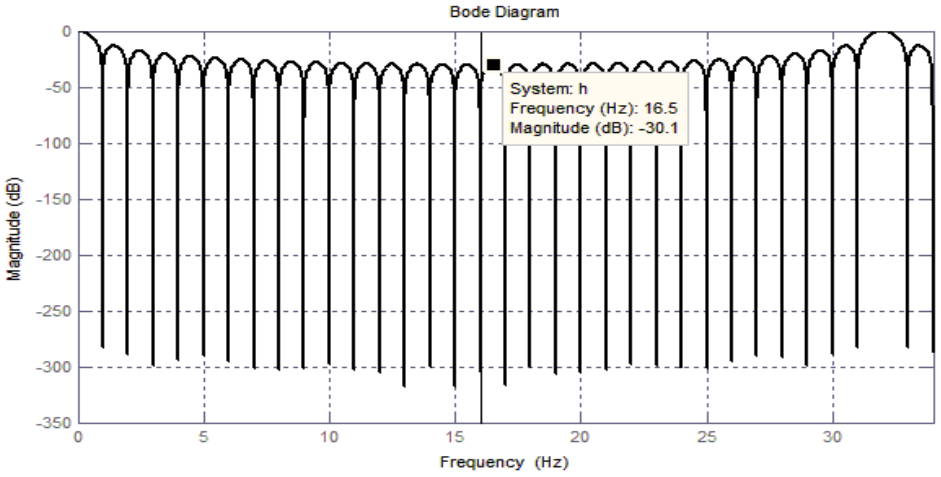



Рис. 6. Боде-диаграмма гребенчатого фильтра $G_{\Gamma\Phi}(j\omega)$

Из графика на рис. 6 видно, что помехи дробности с частотой $f_{\Pi_{\text{frac.}}}=1$Гц и ее гармониками вплоть до 31-й «хорошо» фильтруются, а 32-я, (64-я, 96-я... на рис. 6 не показаны) – не фильтруются. Для обеспечения подавления $\Pi_{\text{frac.}}$ с частотами $K\times k\times f_r/m$, $k=1,2,3...$ в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ используется сигнал АкLSB1 из точки Вых1. В идеальном случае, когда $K_ifd(k)=1$, $de_{AK_LSB1}(t)=0$ и $\varphi(k)=0$, на вход СУМ подается точный сигнал АкLSB1 из точки Вых1, и поэтому

$$\varphi_{\text{вх}}(s)=\left[e_{AK_MSB1}(s)-R/m\right]\left(\frac{2\pi z}{z-1}\right)\times$$

$$\times\sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)z^{-d(k-1)}+e_{AK_LSB1}(s)\frac{2\pi K}{m}=0, \quad (10)$$

соответственно, $\Pi_{\text{frac.}}$ в сигнале на Вых СЧ отсутствуют.

Из выражений (9) и (10) следует, что уровень $\Pi_{\text{frac.}}$ $\varphi_{\text{вх}}(t)$ зависит от отличия величины $K_ifd(k)$ от 1, точности ЦАП, преобразующего цифровой сигнал $e_{AK_LSB1}[n]$ в аналоговый. Из уравнения (9) для $n2=K$ следует также, что в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ происходит не умножение шумов, приведенных ко входам ИФД1, ИФД2,...ИФД32 (как в традиционных $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{frac.-N}}$ в цепи обратной связи), а их суммирование, что также приводит к ухудшению качества выходного сигнала $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$. Если при сравнении $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{frac.-N}}$ с $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ считать, что шумы одного ИФД в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{frac.-N}}$ одинаковы с шумами, приведенными ко входам $K$ детекторов ИФД в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ (шумы белые, распределены по нормальному закону), и $n2$ – целый коэффициент деления дробного делителя $(n2=K)$ в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$, то спектральная плотность результирующих шумов на выходе $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ в $K$ раз меньше, чем в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{frac.-N}}$, что говорит о существенном преимуществе $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$.

В соответствии с рис. 5 и (8), (9) в системе MATLAB8 разработана программа для расчета уровней $\Pi_{\text{frac.}}$ в виде зависимости $\varphi_{\text{вх}}(t)$, где $t=n/f_r$, $n=1,2,3...$, то есть $\varphi_{\text{вх}}(t)$, представляется некоторой решетчатой функцией с периодом $m/f_r$. Соответственно, спектральные составляющие $\Pi_{\text{frac.}}$ можно получить, используя быстрое преобразование Фурье от $\varphi_{\text{вх}}(t)$,

Спектральные составляющие $\Pi_{\text{frac.}}$ на выходе $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ легко вычислить, умножив спектральные составляющие $\Pi_{\text{frac.}}$ $\varphi_{\text{вх}}(t)$, на модуль передаточ-

ной функции замкнутой системы PLL $G_{\text{PLL}}(j\omega) = \dfrac{(U_m / 2\pi)G_{\text{фнч}}(j\omega)2\pi sug / j\omega}{1 + (U_m / 2\pi)G_{\text{фнч}}(j\omega)2\pi sug\sum_{k=1}^{K} K_ifd(k) / n2\, j\omega}$.

На рис. 7 представлены результаты спектрального анализа $0.5\times\varphi_{\text{вх}}(t)$ в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ для случая $R = 8449$, $m = 2^{15}$, $K = 32$, $f_r = 320$МГц, $n2 = K$, $\varphi(k) = 0$.

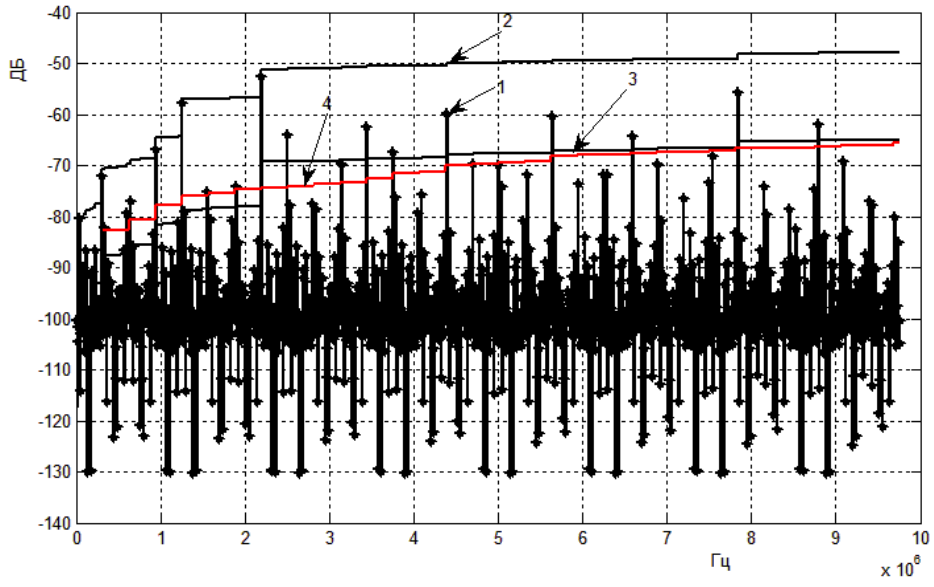



Рис. 7. Спектры фазы выходного сигнала широкополосной системы PLL в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$

Величина $0.5\times\varphi_{\text{вх}}(t)$ отражает одну боковую составляющую спектра фазы выходного сигнала $\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(t) \approx 0.5\times\varphi_{\text{вх}}(t)$ широкополосной системы PLL в $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$. Кривая 1 – $20\log\left|\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(n\times f_{\Pi_{\text{frac.}}})\right|$, $n = 1,2,3...$, спектральные составляющие быстрого преобразования Фурье от $\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(t)$; кривая 2 – сумма спектральных составляющих $\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(t)$;: $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(i\times f_{\Pi_{\text{frac.}}})\right|^2}$. Кривые 1 и 2 получены для случая, когда значения $K_ifd(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением 1 и среднеквадратическим отклонением 0.01 и $de_{AK_LSB1}(t) = 0$. Кривая 3 на рис. 7 – сумма спектральных составляющих $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(i\times f_{\Pi_{\text{frac.}}})\right|^2}$ для случая, когда все значения $K_ifd(k)$ равны 1 за исключением $K_ifd(1) = 1 + 0.01$ и $de_{AK_LSB1}(t) = 0$. Кривая 4 на рис. 7 – сумма спектральных составляющих $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(i\times f_{\Pi_{\text{frac.}}})\right|^2}$ для случая, когда все значения $K_ifd(k)$ равны 1, а $de_{AK_LSB1}(t)$ – решетчатая функция длиной $m / f_r$. Амплитуда этой функции представляет случайную величину, распределенную по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением 0.5. Из рис. 7 видно, что нарушение условий $K_ifd(k) = 1$ или $de_{AK_LSB1}(t) = 0$ приводит к резкому увеличению уровня $\Pi_{\text{frac.}}$ в составе выходного сигнала $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$.

Далее рассмотрим более подробно вариант $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS-DSM}}$. Анализ импульсных последовательностей на выходах мультиаккумулятора в этом случае показал, что они не являются точными и задержанными на величину $Az(i) = \dfrac{i\times m}{\alpha\times K}T_r$ копиями по отношению к импульсной последовательности с выхода АкMSB1. Однако они обладают следующими свойствами: их средняя частота на интервале времени $mT_r$, как и в варианте $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS-DSM}}$, равна $fa = \dfrac{R}{m}fr$, а временное поло-

жение импульсов «примерно» совпадает с положением импульсов, как и в варианте $СЧ^{pll}_{PDS}$, с небольшими флуктуациями из-за влияния DSM. Эти свойства позволяют использовать распределитель импульсов со стороны УГ также в виде кольцевых делителей частоты и для изучения локальных процессов и определения $П_{frac.}$ перейти от обобщенной блок-схемы на рис. 3 к расчетной блок-схеме импульсно-непрерывной модели $СЧ^{pll}_{PDS-DSM}$, представленной на рис. 8.

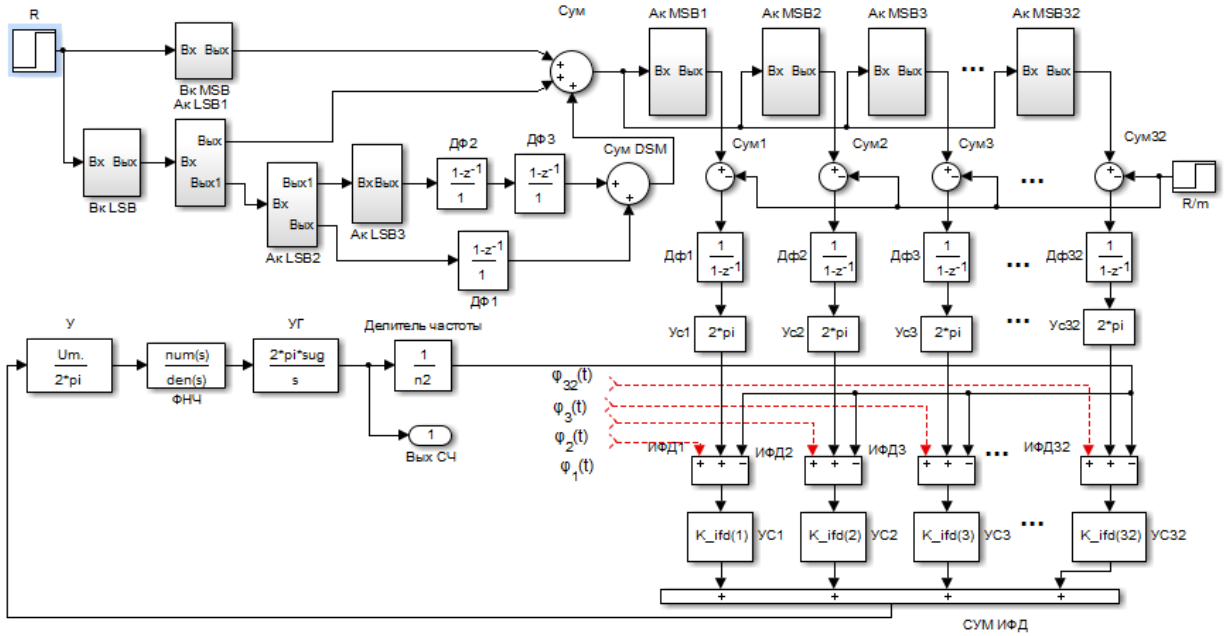



Рис. 8. Блок-схема импульсно-непрерывной модели $СЧ^{pll}_{PDS-DSM}$

Все обозначения понятны из сравнения предыдущих рисунков и рис. 8. Из рис. 8 следует, что изображение по Лапласу фазы УГ в точке Вых СЧ можно записать в виде

$$\varphi_{вых}(s)=\left\{\frac{2\pi z}{z-1}\sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)[e_{AK_MSBk}(s)-R/m]+\right.$$

$$\left.+\sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)\varphi_k(s)\right\}\times$$

$$\times\frac{(U_m/2\pi)G_{фнч}(s)2\pi sug/s}{1+(U_m/2\pi)G_{фнч}(s)2\pi sug\sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)/n2s}, \quad (11)$$

где $e_{AK_MSBk}(s)$ – изображение по Лапласу сигнала $k$-го АкMSB1k в точке Вых.

Из (11) аналогично предыдущему случаю следует, что спектральные составляющие помех дробности на выходе $СЧ^{pll}_{PDS-DSM}$ можно получить, используя быстрое преобразования Фурье от

$$\varphi_{вхпд}(s)=\frac{2\pi z}{z-1}\sum_{k=1}^{K}K_ifd(k)[e_{AK_MSBk}(s)-R/m]$$

и умножив их на модуль передаточной функции замкнутой PLL $G_{PLL}(j\omega)$.

Найдем выражения для $e_{AK_MSBk}[n]$ генерируемого мультиаккумулятором для случая $СЧ^{pll}_{PDS-DSM}$ на рис. 8. Для этого разделим мультиаккумулятор на две части:

1 часть – дельта-сигма модулятор типа MASH с порядком $dsm_order$ (на рис. 8 $dsm_order=3$, то есть DSM MASH111), состоящий из аккумуляторов младших разрядов АкLSB1, АкLSB2, АкLSB3, ... АкLSBdsm_order, дискретных фильтров ДФ1, ДФ2, ДФ3... и сумматора Сум DSM, на вход АкLSB1 подается число R2;

2 часть – K аккумуляторов старших разрядов АкMSB1, АкMSB2...АкMSBK, имеющих начальные состояния $C_{Mk}[0]=k-1$ и суммматор Сум, на три входа которого подаются постоянное число R1 с блока Вх МСБ, сигналы переполнения с АкLSB1 и сигналы с Сум DSM.

Аналогично (5), (6) и (7) функционирование 1-й части мультиаккумулятора можно записать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\left.\begin{aligned}&\mathbf{C}_L[n+1]=\mathbf{A}_L\cdot\mathbf{CM}_L[n]+\mathbf{B}_L R2,\\&\mathbf{CM}_L[n]=\mathrm{mod}(\mathbf{C}_L[n],2^{na-nm}),\\&\mathbf{CHC}_L[n]=\{\mathbf{CM}_L[n]<\mathbf{CM}_L[n-1]\},\end{aligned}\right\}\quad(12)$$

где $\mathbf{C}_L=[\mathrm{C}_{L1},\mathrm{C}_{L2},\mathrm{C}_{L3}...\mathrm{C}_{Ldsm_order}]$ – вектор-столбец состояний аккумуляторов АкLSB1, АкLSB2, АкLSB3, ... АкLSBdsm_order; $\mathbf{A}_L$ – нижняя треугольная матрица, полученная от массива $\mathrm{dsm_order}\times\mathrm{dsm_order}$, элементы которого являются единицами, например для $\mathrm{dsm_order}=4$ $\mathbf{A}_L=\begin{pmatrix}1&0&0&0\\1&1&0&0\\1&1&1&0\\1&1&1&1\end{pmatrix}$, $\mathbf{CM}_L=[\mathrm{CM}_{L1},\mathrm{CM}_{L2},\mathrm{CM}_{L3}...\mathrm{CM}_{Ldsm_order}]$ – вектор-столбец состояний аккумуляторов АкLSB1, АкLSB2, АкLSB3, ... АкLSBdsm_order с учетом осуществления операции $\mathrm{mod}(x,2^{na-nm})$; $\mathbf{B}$ – единичный вектор столбец порядка dsm_order, $\mathbf{CHC}_L=[\mathrm{CHC}_{L1},\mathrm{CHC}_{L2},\mathrm{CHC}_{L3}...\mathrm{CHC}_{Ldsm_order}]$ – вектор-столбец состояний на выходах переполнений аккумуляторов АкLSB1, АкLSB2, АкLSB3, ... АкLSBdsm_order.

Обозначив $z^{-1}$ как оператор задержки на один такт, найдем выражение для сигнала $\Delta C[n]$ на входах АкMSB1, АкMSB2,...АкMSBK как

$$\begin{aligned}\Delta C[n]=R1+\mathrm{CHC}_{L1}[n]+\mathrm{CHC}_{L2}[n](1-z^{-1})+\\+\mathrm{CHC}_{L3}[n](1-z^{-1})^2+\\+...\mathrm{CHC}_{Ldsm_order}[n](1-z^{-1})^{dsm_order\text{-}1}=\\=\sum_{i=1}^{dsm_order}\mathrm{CHC}_{Li}[n](1-z^{-1})^{i-1},\end{aligned}\quad(13)$$

где, например, $\mathrm{CHC}_{L4}[n](1-z^{-1})^3=\mathrm{CHC}_{L4}[n]-3\mathrm{CHC}_{L4}[n-1]+3\mathrm{CHC}_{L4}[n-2]-\mathrm{CHC}_{L4}[n-3]$.

Для второй части мультиаккумулятора аналогично (5), (6), (7) функционирование аккумуляторов АкMSB1, АкMSB2,...АкMSBK можно записать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\left.\begin{aligned}&\mathbf{C}_M[n+1]=\mathbf{A}_M\cdot\mathbf{CM}_M[n]+\mathbf{B}_M\Delta\mathrm{C}[n],\\&\mathbf{CM}_M[n]=\mathrm{mod}(\mathbf{C}_M[n],K),\\&\mathbf{CHC}_M[n]=\{\mathbf{CM}_M[n]<\mathbf{CM}_M[n-1]\},\end{aligned}\right\}\quad(14)$$

где $\mathbf{C}_M=[\mathrm{C}_{M1},\mathrm{C}_{M2},\mathrm{C}_{M3}...\mathrm{C}_{MK}]$ – вектор-столбец состояний аккумуляторов АкMSB1, АкMSB2,...АкMSBK (с учетом начальных состояний $C_{Mk}[0]=(k-1)$); $\mathbf{A}_M$ – диагональная единичная матрица размером $K\times K$, например, для $K=4$ $\mathbf{A}_M=\begin{pmatrix}1&0&0&0\\0&1&0&0\\0&0&1&0\\0&0&0&1\end{pmatrix}$; $\mathbf{CM}_M=[\mathrm{CM}_{M1},\mathrm{CM}_{M2},\mathrm{CM}_{M3}...\mathrm{CM}_{MK}]$ – вектор-столбец состояний аккумуляторов АкMSB1, АкMSB2,...АкMSBK с учетом осуществления операции $\mathrm{mod}(x,K)$; $\mathbf{B}_M$ – единичный вектор столбец $K$-го порядка, $\mathbf{CHC}_M=\left[e_{AK_MSB1},e_{AK_MSB2},e_{AK_MSB3}...e_{AK_MSBK}\right]$ – вектор-столбец состояний на выходах переполнений аккумуляторов АкMSB1, АкMSB2,...АкMSBK.

В соответствии с рис. 8 и (11) – (14) в системе MATLAB8 разработана программа для расчета помех дробности в виде зависимости $\varphi_{\text{вхпд}}(t)$, где $t=n/fr, n=1,2,3...$ . Аналогично варианту $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$ по этой программе проведены расчеты спектров $\varphi_{\text{вхпд}}(t)$.

На рис. 9 представлены результаты спектрального анализа $\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(t)=0.5\times\varphi_{\text{вхпд}}(t)$ для $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS-DSM}}$ при $R=8449$, $m=2^{15}$, $K=32$, $f_r=320$ МГц, $n2=K$ $\varphi(k)=0$ и DSM MASH111 Кривая 1 – $20\log\left|\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(n\times f_{\Pi_{\text{frac.}}})\right|, n=1,2,3...$ – спектральные составляющие быстрого преобразования Фурье от $\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(t)$. Кривая 2 – сумма спектральных составляющих $\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(t)$ – $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(i\times f_{\Pi_{\text{frac.}}})\right|^2}$. Кривые 1 и 2 получены для случая, когда значения $K_ifd(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением 1 и среднеквадратическим отклонением 0.01. Кривая 3 – сумма спектральных со-

ставляющих $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(i\times f_{\Pi_{\text{frac.}}})\right|^2}$ для случая, когда все значения $K_ifd(k)$ равны 1 за исключением $K_ifd(1)=1+0.01$.

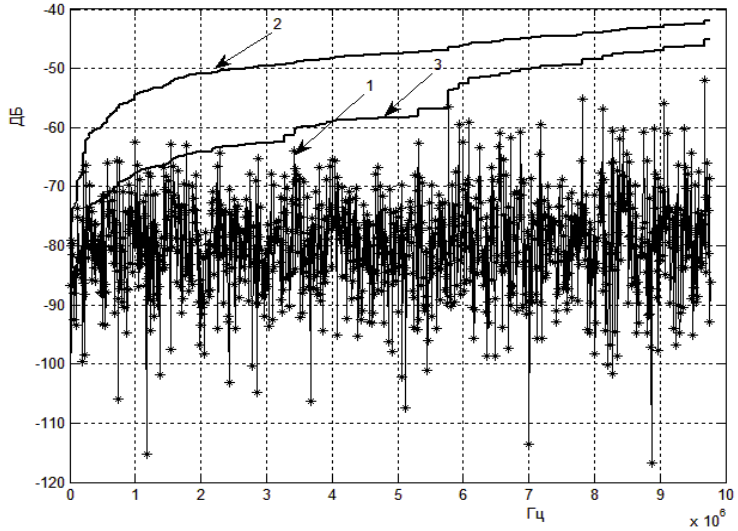



Рис. 9. Спектры фазы выходного сигнала в широкополосной системе PLL $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS-DSM}}$

На рис. 10 представлены результаты сравнительного спектрального анализа $\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(t)$ – $20\log\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\left|\varphi_{\text{ВыхСЧ}}(i\times f_{\Pi_{\text{frac.}}})\right|^2}$ для вариантов $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$, $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS-DSM}}$ (по четыре кривых) и $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{frac.-N-DSM}}$ (с дробным делителем, управляемым DSM MASH111, две кривые, $f_{\Pi_{\text{frac.}}}=\dfrac{320\text{ Мгц}}{2\times 2^{10}}=156.25$ кГц).

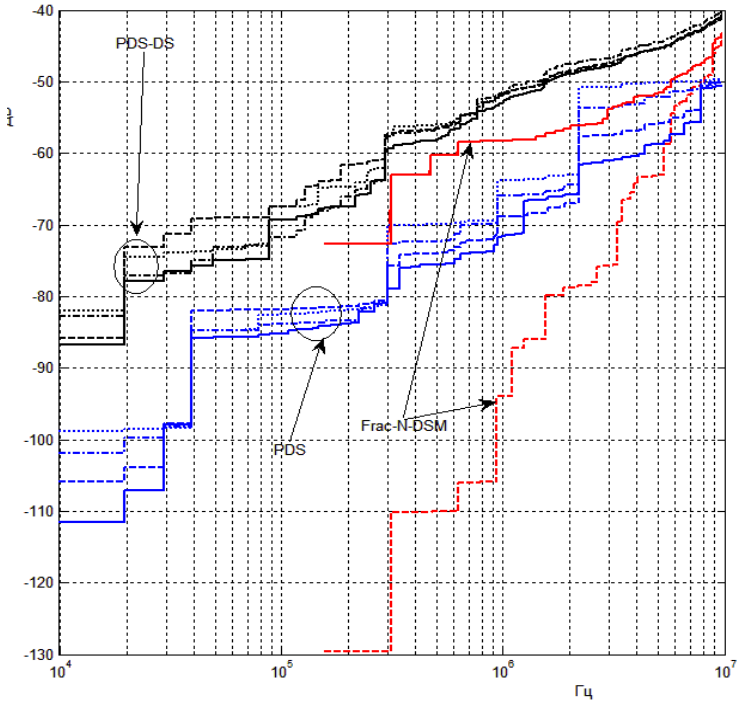



Рис. 10. Спектры фазы сигнала широкополосной системы PLL для вариантов $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS}}$, $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{PDS-DSM}}$ и $\text{СЧ}^{\text{pll}}_{\text{frac.-N-DSM}}$

Параметры для $СЧ^{pll}_{PDS}$, $СЧ^{pll}_{PDS\text{-}DSM}$ следующие: $R = 8449$, $m = 2^{15}$, $K = 32$, $f_r = 320$ МГц, $n2 = K$, $\varphi(k) = 0$. $K_ifd(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением 1 и среднеквадратическим отклонением 0.01, и DSM MASH111. Кривая Frac-N-DSM получена для случая, когда дробный делитель частоты имеет целый коэффициент деления, равный 8, а дробная часть формировалась десятиразрядным DSM MASH111. При расчетах также использовалось 1%-е неравенство токов заряда–разряда $ЧФД_{ЗН}$ [8] (непрерывная линия) либо равенство токов заряда–разряда $ЧФД_{ЗН}$ (штриховая линия), $f_r = 320 Мгц$. Частоты выходного сигнала синтезатора для всех вариантов ~2.5 ГГц, шаг сетки частот 312.5 кГц. Из рис. 10 следует, что вариант $СЧ^{pll}_{PDS}$ при выбранных параметрах обладает некоторым преимуществом по сравнению с $СЧ^{pll}_{PDS\text{-}DSM}$ и $СЧ^{pll}_{frac.\text{-}N\text{-}DSM}$.

Таким образом, получена методика расчета уровней помех дробности в синтезаторе частот, предложенном в [14, 15], приведены примеры вычислений спектров в таком синтезаторе по этим методикам, которые показывают его высокую эффективность. Определены условия сравнения уровней шумов на выходе традиционных $СЧ^{pll}_{frac.\text{-}N\text{-}DSM}$ и $СЧ^{pll}_{PDS}$. Даны сравнительные спектральные характеристики для трех вариантов построения синтезаторов частот.

Отметим, что некоторые результаты расчетов уровней помех дробностей по разработанной методике совпадают с результатами расчетов по оригинальной программе, любезно предоставленной авторам Козловым В.И. Авторы выражают благодарность Козлову В.И. за помощь в детализации функционирования мультиаккумулятора и постановке задачи проведенного исследования.

***Литература***


1. *Варфоломеев Г.Ф.* Спектр помех дробности в системе фазовой АПЧ с дробным делителем частоты / Г.Ф. Варфоломеев // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1978. – Вып. 10(21). – С. 66–71.

2. *Козлов В.И.* Синтезатор частот с модуляцией дробных коэффициентов деления в петле ФАПЧ / В.И. Козлов, А.В. Паленков, А.А. Ряполов // Электросвязь. – 1988. – № 9. – С. 48 – 50.

3. *Riley T.* Delta-sigma modulation in fractional-N frequency synthesis / T. Riley, M. Copeland, T. Kwasniewski // IEEE J. Solid-State Circuits. – May 1993. – V. 28, no. 5. – Pp. 553–559.

4. *Романов С.К.* Определение помех дробности в синтезаторах частот с системами ФАПЧ, использующих дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты / С.К. Романов, И.А. Марков // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2006. – Вып. 1. – С. 97–102.

5. *Романов С.К.* Определение помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты в цепи обратной связи / С.К. Романов, Д.Н. Рахманин // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ВНИИС. – Воронеж, 2003. – Вып. 2. – С. 73–81.

6. Enhanced Phase Noise Modeling of Fractional-N Frequency Synthesizers / H. Arora [et al.] // IEEE Trans. Circuits Syst.-1: Regular Papers. – Febr. 2005. – Vol. 52, no. 2. – Pp. 379–395.

7. *Mao Xiaojian* An analytical phase noise model of charge pump mismatch in sigma-delta frequency synthesizer / Mao Xiaojian, Yang Huazhong, Wang Hui // Analog Integr. Circuits and Signal Process. – 2006. – №3. – Pp. 223 – 229.

8. *Романов С.К.* О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты / С.К. Романов, А.И. Матыцина, Н.М. Тихомиров // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 1. – С. 111–117.

9. *Романов С.К.* Пути уменьшения помех дробности в синтезаторах с системами ИФАПЧ, использующих дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты / С.К Романов, И.А. Марков, Н.М. Тихомиров // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2007. – Вып. 1. – С. 70–77.

10. Пат. 2150775A UK. Frequency synthesiser / Thomas Jackson (UK). – № 8332298. Заявл 02.12.83, опубл. 03.07.85.

11. *Pamarti S.* A wideband 2.4 GHz Delta-Sigma fractional-N PLL with 1 Mb/s in-loop modulation / S. Pamarti, L. Jansson, I. Galton // IEEE J. Solid-State Circuits. – Jan. 2004. –Vol. 39, no. 1. – Pp. 49–62.

12. *Gupta M.* A 1.8 GHz Spur-Cancelled Fractional-N Frequency Synthesizer With LMS-Based DAC Gain Calibration / M. Gupta and B.-S. Song // IEEE J. Solid-State Circuits. – Decemb. 2006. – Vol. 41, no. 12. – Pp. 2842–2851.

13. Адаптивный способ уменьшения фазовых шумов в широкополосной системе ИФАПЧ синтезатора с дробным делением частоты / С.К. Романов [и др.] // Теория и техника радиосвязи. – Воронеж, 2011. – №4. – С. 5–13.

14. Пат. 5748043 США. Digital PLL Frequency Synthesizer / V.I. Koslov (Украина). – № 737351; заявл. 03.05.94, опубл. 01.11.96.

15. *Koslov V.I.* New Concept in Frequency Synthesis / V.I. Koslov. –

(http://www.mpdigest.com/issue/Articles/2010/oct/Vitaly/Default.asp).

16. A Quantization Noise Suppression Technique for ΔΣ Fractional-N Frequency Synthesizers / *Y.-C. Yang* [et al] // IEEE J. Solid-State Circuits. – Novemb. 2006. – Vol. 41, no. 11. – Pp. 2500–2511.

17. *Y.-C. Yang* A Quantization Noise Pushing Technique for ΔΣ Fractional-N Frequency Synthesizers / Y.-C. Yang, S.-S Lu // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – April 2008. – Vol. 56, no. 4. – Pp. 817–825.

18. *Романов С.К.* Применение мультидетекторной системы ФАПЧ для уменьшения помех дробности в синтезаторах частот / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, Д.Н. Рахманин // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2011. – №2(83). – С. 107–121.

19. Пат. 3913028 США. Phase Locked Loop Including an Arithmetic Unit / R.J. Bosselaers. – № 462772 ; заявл. apr. 22, 1974, опубл. oct. 14, 1975.

20. *Романов С.К.* Определение спектра помех в синтезаторах частот с цифровым фазовым детектором / С.К. Романов, Н.М. Радько // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1991. – Вып. 7. – С. 116–123.

21. *Романов С.К.* Линейная импульсная модель для определения спектра помех в синтезаторах частот с цифровым фазовым детектором / С.К. Романов, Н.М. Радько // Техника средств связи. Сер ТРС. – Вып. 5. – 1992. – С. 86–91.

22. *Виноградов И.М.* Основы теории чисел / И.М. Виноградов. – М.-Л.: Гостехиздат,1952. – 180 .

Статья поступила в редакцию 9 июля 2013 года

УДК 621.396.98

# ОЦЕНКА ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ ВЫСОКОДИНАМИЧНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДАЛЬНОМЕРНО-ДОПЛЕРОВСКОГО НЕСЛЕДЯЩЕГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА

**Х.М. Абдалла**, адъюнкт, тел. 8-951-543-15-42
**В.В. Кирюшкин**, начальник кафедры, к.т.н., доцент, тел. 8-980-346-74-59
ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

*Исследована оценка вектора состояния высокодинамичного летательного аппарата (ЛА) на этапе маневра, получаемая на выходе некогерентного двухэтапного алгоритма обработки сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), использующего в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки дальномерно-доплеровский неследящий фильтр Калмана.*

***Ключевые слова:*** *высокодинамичный летательный аппарат, вектор состояния, глобальная навигационная спутниковая система, неследящий фильтр Калмана, дальномерно-доплеровские измерения.*

# STATE VECTOR OF HIGH MANEUVERING AIRCRAFTS ESTIMATION USING RANGE-DOPPLER UNSCENTED KALMAN FILTER

**Kh.M. Abdalla**, postgraduate in a military academy, tel. 8-951-543-15-42
**V.V. Kiryushkin**, head of department, candidate of technical science, associate professor, tel. 8-980-346-74-59
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

*Estimation (obtained at incoherent two-phase algorithm of global navigation satellite system (GNSS) signal processing output)of high maneuvering aircraft state vector at maneuver stage has been examined in this paper. This algorithm uses range-Doppler unscented Kalman filter as secondary treatment smoothing filter.*

***Keywords:*** *high maneuvering aircraft, state vector, global navigation satellite system, unscented Kalman filter, range-Doppler measurements.*

Расширенный фильтр Калмана, традиционно используемый на этапе вторичной обработки в навигационной аппаратуре потребителя (НАП) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), при интенсивном маневрировании летательного аппарата (ЛА) характеризуется ухудшением точности получаемой оценки вектора состояния [1–2]. Это связано, в первую очередь, с линеаризацией нелинейных функций динамики и измерения. В [3] предложено в качестве альтернативы расширенному фильтру Калмана использовать новый алгоритм фильтрации навигационных параметров на основе неследящего фильтра Калмана (*unscented Kalman filter UKF*). Однако в [4] показано, что применение неследящего фильтра Калмана совместно с линейными моделями динамики объекта и линейными уравнениями измерений не дает значительного выигрыша в точности оценки в сравнении с расширенным фильтром Калмана. Наибольший эффект от применения фильтра *UKF* достигается при использовании нелинейных функций и дополнительной измерительной информации [3].

В настоящей работе исследована оценка вектора состояния высокодинамичного ЛА на этапе маневра, получаемая на выходе некогерентного двухэтапного алгоритма обработки сигналов ГНСС, использующего в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки дальномерно-доплеровский неследящий фильтр *UKF*, использующий нелинейные модели измерений, а в качестве модели динамики – модель Зингера третьего порядка [5–6].

## *1. Модель динамики ЛА*

Согласно модели Зингера третьего порядка [6], уравнение движения ЛА в дискретном виде с шагом дискретизации $T$ для $j$-го момента времени имеет вид

$$\mathbf{q}_j = \mathbf{\Phi}(T,\alpha)\mathbf{q}_{j-1} + \mathbf{u}_j, \qquad (1)$$

где $\mathbf{q}_j = [x, y, z, v_x, v_y, v_z, a_x, a_y, a_z]^T$ – вектор состояния ЛА в $j$-й момент времени в прямоугольной геоцентрической системе координат $OXYZ$;

$\mathbf{\Phi}(T,\alpha)$ – переходная матрица состояния ЛА;

$\mathbf{u}_j$ – неучитываемые воздействия (возмущения траектории ЛА) в дискретном виде на *j*-й момент времени.

Для простоты восприятия здесь покажем переходную матрицу только для одной координаты:

$$\mathbf{\Phi}(T,\alpha)=\begin{bmatrix} 1 & T & \frac{1}{\alpha^2}\left[-1+\alpha T+e^{-\alpha T}\right] \\ 0 & 1 & \frac{1}{\alpha}\left[1-e^{-\alpha T}\right] \\ 0 & 0 & e^{-\alpha T} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $\alpha$ – величина, обратная постоянной времени маневра (ширина спектра траекторных флуктуаций) по соответствующей координате,

$\mathbf{u}_j$ – аддитивный дискретный белый гауссовский шум вектора состояния с ковариационной матрицей

$$\mathbf{U}_j = E\left[\mathbf{u}_j\mathbf{u}_j^T\right]=2\alpha\sigma_a^2\begin{bmatrix} v_{11} & v_{21} & v_{31} \\ v_{12} & v_{22} & v_{32} \\ v_{13} & v_{23} & v_{33} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $\sigma_a^2$ – дисперсия ускорения ЛА,

$$v_{11}=\frac{1}{2\alpha^5}\times$$
$$\times\left[1-e^{-2\alpha T}+2\alpha T+\frac{2\alpha^3T^3}{3}-2\alpha^2T^2-4\alpha Te^{-\alpha T}\right];$$

$$v_{12}=v_{21}=\frac{1}{2\alpha^4}\times$$
$$\times\left[e^{-2\alpha T}+1-2e^{-\alpha T}+2\alpha Te^{-\alpha T}-2\alpha T+\alpha^2T^2\right];$$

$$v_{13}=v_{31}=\frac{1}{2\alpha^3}\left[1-e^{-2\alpha T}-2\alpha Te^{-\alpha T}\right];$$

$$v_{22}=\frac{1}{2\alpha^3}\left[4e^{-\alpha T}-3-e^{-2\alpha T}+2\alpha T\right];$$

$$v_{23}=v_{32}=\frac{1}{2\alpha^2}\left[e^{-2\alpha T}+1-2e^{-\alpha T}\right];$$

$$v_{33}=\frac{1}{2\alpha}\left[1-e^{-2\alpha T}\right].$$

### *2. Модель навигационных измерений*

Уравнение *i*-го канала измерения дальности и радиальной скорости в НАП ГНСС имеет вид [5]

$$r_i = r_{0i}+\delta r_\varphi+\omega_{ri}, \quad (4)$$

$$\dot r_i = r_i^{-1}\left[(x_{ci}-x)(v_{xci}-v_x)+(y_{ci}-y)(v_{yci}-v_y)+\right.$$
$$\left.+(z_{ci}-z)(v_{zci}-v_z)\right]+\delta\dot r_\varphi+\dot\omega_{ri}, \quad (5)$$

где $r_{0i}=\left[(x_{ci}-x)^2+(y_{ci}-y)^2+(z_{ci}-z)^2\right]^{1/2}$ – истинное значение дальности от ЛА до *i*-го навигационного спутника (НС);

$x,y,z,v_x,v_y,v_z$ – координаты и составляющие скорости ЛА;

$x_{ci},y_{ci},z_{ci},v_{xci},v_{yci},v_{zci}$ – координаты и составляющие скорости i-го НС;

$\delta r_\varphi$, $\delta\dot r_\varphi$ – поправка к дальности и радиальной скорости из-за расхождения фаз и частот генераторов НАП и НС;

$\omega_{ri}$, $\dot\omega_{ri}$ – погрешность измерения радионавигационного параметра дальности и радиальной скорости.

Считая шкалы времени приемника и спутников синхронными, из (4) и (5) обобщенное уравнение наблюдения для всех *N* спутников, находящихся в зоне радиовидимости НАП, можно представить в виде нелинейного уравнения

$$\mathbf{R}_j=\mathbf{\Psi}\left(\mathbf{q}_j,\mathbf{Q}_j\right)+\mathbf{w}_j, \quad (6)$$

где $\mathbf{R}_j$ – *2N*-мерный вектор измерения;

$\mathbf{w}_j$ – 2*N*-мерный вектор шумов измерения с ковариационной матрицей $\mathbf{W}_j=E\left[\mathbf{w}_j\mathbf{w}_j^T\right]$;

$\mathbf{Q}_j=[x_{ci},y_{ci},z_{ci},v_{xci},v_{yci},v_{zci}]^T$ – вектор состояния НС в *j*-й момент времени.

### *3. Неследящий фильтр Калмана*

Неследящий фильтр Калмана в отличие от расширенного фильтра Калмана использует технику детерминистской выборки («*unscented transform*») [3, 4]. Данный подход подразумевает формирование некоего минимального набора точек (сигма-точек) вокруг оценок вектора состояния и его ковариационной матрицы на текущем $(j-1)$-м шаге. Эти точки подставляются в функцию $\mathbf{\Phi}(T,\alpha)$, а затем путем взвешенного суммирования результатов трансформации получают наилучшие оценки математического ожидания и ковариационной матрицы прогноза.

Запишем уравнения оптимального *UKF* для системы уравнений (1) и (6). Оценка вектора со-

стояния и его ковариационной матрицы определяется математическим ожиданием и ковариацией самого вектора состояния и параметрических шумов

$$\mathbf{q}^*_{j-1|j-1} = [\hat{\mathbf{q}}_{j-1|j-1}{}^T \;\; E[\mathbf{u}_j{}^T]]^T, \quad (7)$$

$$\mathbf{K}^*_{j-1|j-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{j-1|j-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}_j \end{bmatrix}^T. \quad (8)$$

Вокруг $\mathbf{q}^*_{j-1|j-1}$ и $\mathbf{K}^*_{j-1|j-1}$ формируем набор из $2M+1$ сигма-точек $\boldsymbol{\chi}_{j-1|j-1}$:

$$\boldsymbol{\chi}^0_{j-1|j-1} = \mathbf{q}^*_{j-1|j-1}, \quad (9)$$

$$\boldsymbol{\chi}^i_{j-1|j-1} = \mathbf{q}^*_{j-1|j-1} + \left(\sqrt{(M+\lambda)\mathbf{K}^*_{j-1|j-1}}\right)_i,$$

$$I = 1...M, \quad (10)$$

$$\boldsymbol{\chi}^i_{j-1|j-1} = \mathbf{q}^*_{j-1|j-1} - \left(\sqrt{(M+\lambda)\mathbf{K}^*_{j-1|j-1}}\right)_i,$$

$$I = M+1...2M, \quad (11)$$

где $M$ – размер вектор состояния.

Далее формируется набор экстраполированных сигма-точек

$$\boldsymbol{\chi}^i_{j|j-1} = \boldsymbol{\Phi}(T,\alpha)\boldsymbol{\chi}^i_{j-1|j-1}, \quad i = 0...2M. \quad (12)$$

На основе их взвешенной суммы формируется прогнозированный вектор состояния и его ковариационная матрица на следующем шаге $j$:

$$\hat{\mathbf{q}}_{j|j-1} = \sum_{i=0}^{2M} G^i_s \boldsymbol{\chi}^i_{j|j-1}, \quad (13)$$

$$\mathbf{K}_{j|j-1} = \sum_{i=0}^{2M} G^i_c \left[\boldsymbol{\chi}^i_{j|j-1} - \hat{\mathbf{q}}_{j|j-1}\right] \times$$

$$\times \left[\boldsymbol{\chi}^i_{j|j-1} - \hat{\mathbf{q}}_{j|j-1}\right]^T + \mathbf{U}_j. \quad (14)$$

Весовые коэффициенты $G^i_s$ и $G^i_c$ получают из следующих соображений:

$$G^0_s = \frac{\lambda}{\lambda + M}, \quad (15)$$

$$G^0_c = \frac{\lambda}{\lambda + M} + \left(1 - \vartheta^2 + \beta\right), \quad (16)$$

$$G^i_s = G^i_c = \frac{1}{2(\lambda + M)}, \quad (17)$$

$$\lambda = \vartheta^2 (M + k) - M. \quad (18)$$

Коэффициенты $\vartheta$ и $k$ определяют разброс сигма-точек относительно вектора $\mathbf{q}^*_{j-1|j-1}$. Обычно их значения невелики: $10^{-4} \le \vartheta \le 1$, $k = 0$. Коэффициент $\beta$ зависит от закона распределения $\chi$. Для гауссова распределения $\beta = 2$.

На основании набора экстраполированных сигма-точек вектора состояния $\boldsymbol{\chi}^i_{j|j-1}$ и известного вектора состояния НС $\mathbf{Q}_j$ формируется набор сигма-точек вектора измерения:

$$\mathbf{R}^i_{j|j} = \boldsymbol{\Psi}\left(\boldsymbol{\chi}^i_{j|j-1}, \mathbf{Q}_j\right). \quad (19)$$

Прогнозированные вектор измерения и ковариационную матрицу измерения получают путем их взвешенного суммирования:

$$\hat{\mathbf{R}}_j = \sum_{i=0}^{2M} \mathrm{G}^i_{\mathrm{s}} \mathbf{R}^i_{j|j}, \quad (20)$$

$$\mathbf{B}_j = \sum_{i=0}^{2M} G^i_c \left[\mathbf{R}^i_{j|j} - \hat{\mathbf{R}}_j\right]\left[\mathbf{R}^i_{j|j} - \hat{\mathbf{R}}_j\right]^T + \mathbf{W}_j. \quad (21)$$

Взаимная ковариационная функция $\mathbf{P}_j$ между вектором измерения и вектором состояния вычисляется по формуле

$$\mathbf{P}_j = \sum_{i=0}^{2M} G^i_c \left[\boldsymbol{\chi}^i_{j|j-1} - \hat{\mathbf{q}}_{j|j-1}\right]\left[\mathbf{R}^i_{j|j} - \hat{\mathbf{R}}_j\right]^T. \quad (22)$$

Далее алгоритм вычислений совпадает с обычным фильтром Калмана и включает:

– расчет коэффициента усиления фильтра:

$$\mathbf{S}_j = \mathbf{P}_j \mathbf{B}_j{}^{-1}; \quad (23)$$

– вычисление на основе полученного вектора измерений $\mathbf{R}_j$ скорректированного значения (сглаженной оценки) вектора оцениваемых параметров на $j$-й момент времени:

$$\mathbf{q}^*_{j|j} = \hat{\mathbf{q}}_{j|j-1} + \mathbf{S}_j(\mathbf{R}_j - \hat{\mathbf{R}}_j); \quad (24)$$

– вычисление ковариационной матрицы $\mathbf{K}^*_{j|j}$ погрешностей, характеризующую точность сформированной сглаженной оценки вектора состояния ЛА $\mathbf{q}^*_{j|j}$:

$$\mathbf{K}^{*}_{j|j} = \mathbf{K}_{j|j-1} - \mathbf{S}_j \mathbf{B}_j \mathbf{S}_j^{\boldsymbol{T}}. \qquad (25)$$

После каждого нового измерения цикл вычислений повторяется.

### *4. Исследование оценки вектора состояния высокодинамичного ЛА*

Исследование оценки вектора состояния было проведено на основе обработки данных траектории и параметров полета высокодинамичного самолета типа Су-37, сформированных в результате моделирования в среде авиасимулятора *FlightGear*.

На рис. 1а показана истинная траектория ЛА по оси *X*, а также динамика изменения скорости и ускорения ЛА по этой оси. Видно, что этапы полета с наибольшей интенсивностью маневра приходятся на интервалы времени 160–170 с и 320–340 с.

Для оценки вектора состояния ЛА использовался описаный выше алгоритм, при этом параметры модели динамики ЛА были выбраны $\alpha = 0.16$ с$^{-1}$ и $\sigma_a = 0.9$ м/с$^2$, что характерно для этапа полета с малой интенсивностью маневра (интервал 50–100 с).

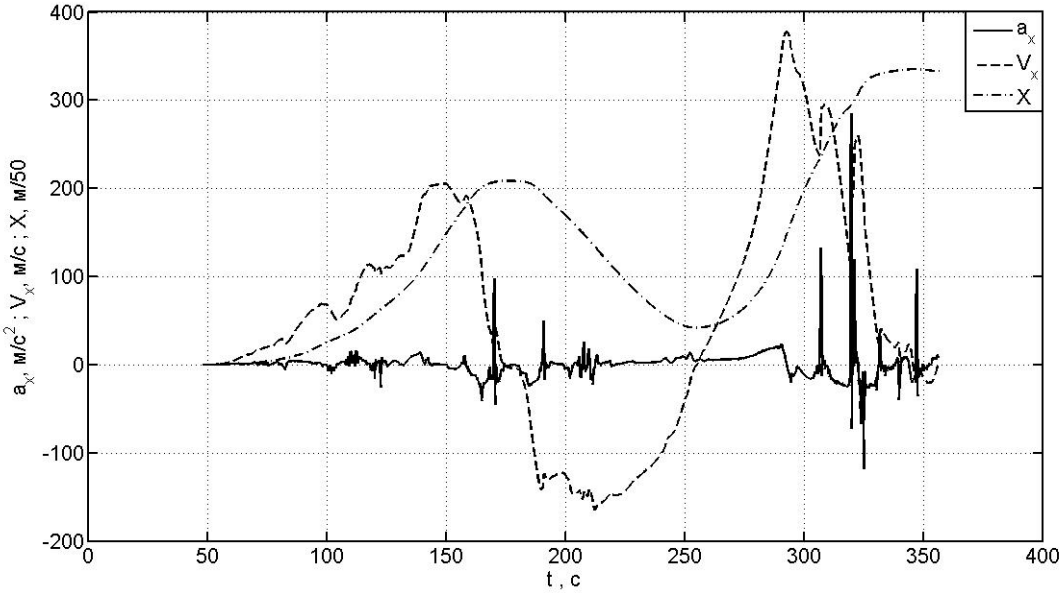



Рис. 1. Координата, скорость и ускорение ЛА по оси *X*

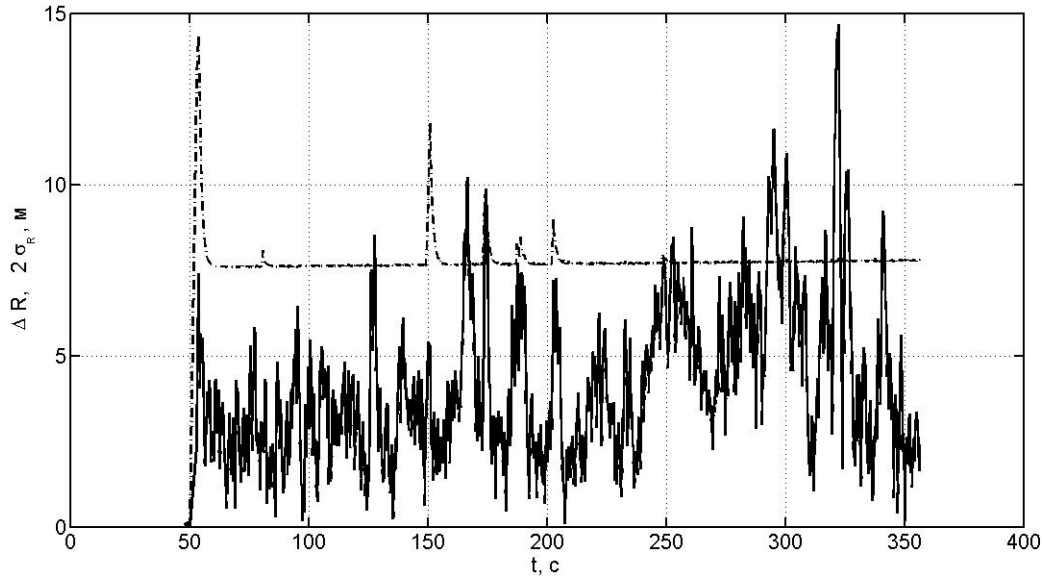



Рис. 2. Радиальное отклонение точки оценки местоположения ЛА от его истинного положения при совместном использовании дальномерно-доплеровских измерений

Среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки измерений псевдодальности по каждому каналу было выбрано $\sigma_{wr} = 10$ м и псевдоскорости $\sigma_{w\dot{r}} = 0.1$ м/с. Считалось, что шкалы времени приемника и спутников синхронны.

Количественный показатель точности формируемой оценки показан на рис. 2 в виде временной зависимости абсолютной радиальной погрешности

$$\Delta R = \left[ (x^* - x)^2 + (y^* - y)^2 + (z^* - z)^2 \right]^{1/2},$$

где $x, y, z$ – истиные координаты ЛА, $x^*, y^*, z^*$ – оценки координат. На этом же рисунке штрихпунктирной линией показана динамика изменения СКО формируемой оценки $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[ \sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 \right]^{1/2}$, $\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2$ – элементы формируемой ковариационной матрицы $\boldsymbol{K}^*_{j|j}$ погрешностей.

Анализ рис. 2 показывает, что точность формируемой оценки в основном соответствует расчетному уровню: $\Delta R \le 2\sigma_R$. Однако на этапах полета с интенсивным маневрированием значение погрешности резко увеличивается: почти в 2 раза превосходит уровень $2\sigma_R$ и достигает 15 м.

Причиной такого возрастания ошибки может быть несоответствие модели динамики объекта, заложенной в оптимальном фильтре, реальной динамике движения ЛА. Для проверки этой гипотезы аналогичные исследования были проведены для различных значений параметров модели, и определены их оптимальные значения по критерию минимума радиального отклонения. После этого для оптимальных значений параметров фильтра $\alpha = 0.42$ с$^{-1}$ и $\sigma_a = 3.24$ м/с$^2$ повторно были проведены исследования точности формируемой оценки вектора состояния ЛА, результаты которых показаны на рис. 3.

Сравнение рис. 2 и рис. 3 показывает, что при правильном выборе параметров фильтра точность формируемой оценки вектора состояния ЛА на критичных этапах его полета с интенсивным маневрированием повышается на 10–20%, при этом погрешность оценки на остальных этапах полета увеличилась незначительно.

Сравнение оценки вектора состояния ЛА, полученной на выходе неследящего фильтра Калмана с использованием совместных измерений псевдодальности и псевдоскорости (рис. 3), и оценки вектора состояния ЛА на выходе того же фильтра при использовании только псевдодальномерных измерений [4] (рис. 4) показывает, что применение комплексного дальномерно-доплеровского *UKF*-фильтра обеспечивает повышение точности получаемой оценки вектора состояния более чем в 2 раза по отношению к дальномерному фильтру.

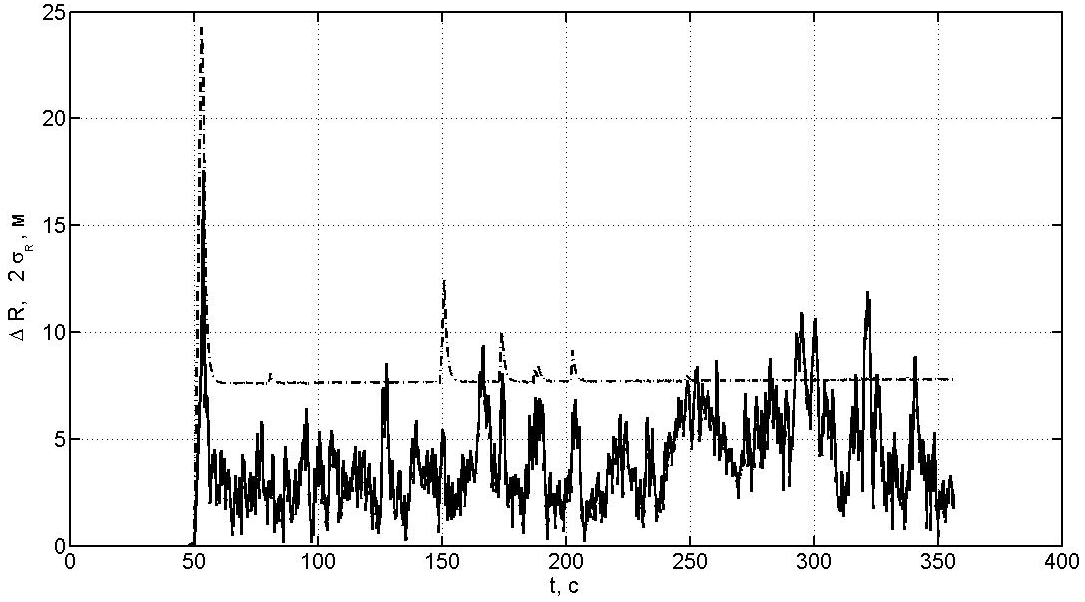



Рис. 3. Радиальная ошибка оценки координат для оптимальных параметров фильтра при совместном использовании дальномерно-доплеровских измерений

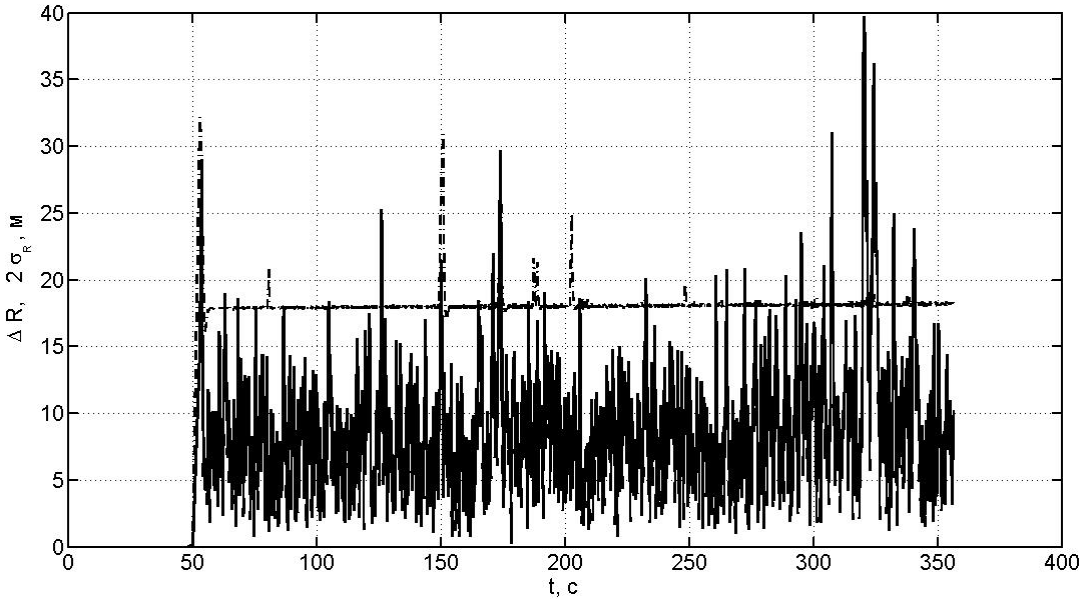



Рис. 4. Радиальная ошибка оценки координат для оптимальных параметров фильтра при использовании только псевдодальномерных измерений (из [4])

***Заключение***

Проведенные исследования показали, что применение дальномерно-доплеровского неследящего фильтра Калмана *UKF*, реализующего модель Зингера третьего порядка совместно с нелинейной моделью измерения псвдодальности и псевдоскорости, оказалось весьма эффективным и обеспечивает повышение точности оценки вектора состояния более чем в 2 раза по сравнению с тем же алгоритмом без использования измерений псевдоскорости [4].

Кроме того, предложенный фильтр слабо реагирует на изменения параметров, отвечающих за динамику движения объекта. Так, выбор оптимальных значений параметров модели динамики объекта позволил повысить точность формируемой оценки вектора состояния всего на 10–20%, тогда как для расширенного фильтра Калмана [2] и неследящего фильтра Калмана без измерений псевдоскорости [4] такой выигрыш составил 1,5–2 раза. При этом абсолютные значения погрешностей оценок вектора состояния на этапе маневра, получаемых с помощью дальномерно-доплеровского неследящего фильтра Калмана, в 3 раза меньше, чем погрешности дальномерных фильтров.

Таким образом, предложенный дальномерно-доплеровский неследящий фильтр Калмана целесообразно использовать в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки некогерентного двухэтапного приемника сигналов глобальной навигационной спутниковой системы.

При этом для сокращения времени обработки параметры модели динамики движения объекта целесообразно зафиксировать, а для получения наилучших результатов оценивания вектора состояния ЛА необходимо использовать нелинейные функции динамики ЛА при формировании набора экстраполированных сигматочек [3].

***Литература***

1. *Wang Jian-Guo* Test Statistics in Kalman Filtering / Jian-Guo Wang // Journal of Global Positioning Systems. – 2008. – V.7, № 1. – P. 81–90.

2. *Абдалла Х.М.* Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов по сигналам ГНСС с использованием расширенного фильтра Калмана / Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин, В.И. Костылев // Радиолокация, навигация и связь: XIX международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 16–18 апреля 2013 г. – Воронеж, 2013. – Т. 3. – С. 1958–1969.

3. *Dah-Jing Jwo* Unscented Kalman filter with nonlinear dynamic process modeling for GPS navigation / Dah-Jing Jwo, Chun-Nan Lai // GPS Solution. – 2008, 12:249–260, DOI 10.1007/s10291-007-0081-9.

4. *Абдалла Х.М.* Оценка вектора состояния высокодинамичных летательныхаппаратов с использованием неследящего фильтра Калмана (Unscented Kalman filter UKF) / Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. ; под ред. Г.Я. Шайдурова / Сиб. федер. ун-т. – Красноярск, 2013. – С. 113–118.

5. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич [и др.]. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.

6. *Singer R.A.* Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets / R.A. Singer // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1970. – V. AES-6, № 4. – P. 473–783.

Статья поступила в редакцию 12 августа 2013 года

УДК 621.391.26

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО РЕЖИМА БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ СРНС

**А.Л. Аникин**, д.т.н., профессор, главный конструктор, ОАО «Бортовые аэронавигационные системы», тел. 8-919-249-49-77
**С.Г. Звеков**, к.т.н., старший преподаватель, МАИ, тел. 8-905-588-72-95
**Д.А. Баталюк**, к.т.н., преподаватель, тел. 8-915-860-22-55
**А.А. Новиков**, адъюнкт, тел. 8-919-249-49-77
ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

*Проведено исследование качественного влияния старения дифференциальных поправок на точность навигационных определений в СРНС.*

***Ключевые слова:*** *спутниковые радионавигационные системы, дифференциальные поправки, точность навигационных определений.*

# EXPERIMENTAL RESEARCH OF GPS ONBOARD EQUIPMENT DIFFERENTIAL MODE CHARACTERISTICS

**A.L. Anikin**, doctor of technical sciences, professor, chief designer, JSC «Onboard aeronavigation systems», tel. 8-919-249-49-77
**S.G. Zvekov**, candidate of technical sciences, senior lecturer, MAI, tel. 8-905-588-72-95
**D.A. Batalyuk**, candidate of technical sciences, lecturer, tel. 8-915-860-22-55
**A.A. Novikov**, postgraduate in a military academy, tel. 8-919-249-49-77
Military Air Academy named after prof. N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

*Investigation of differential correction deterioration quality influence on navigation definition accuracy in GPS has been carried out.*

***Keywords:*** *satellite radio navigating systems, differential amendments, accuracy of navigating determinations.*

## *Введение*

Современные спутниковые радионавигационные системы (СРНС) типа ГЛОНАСС и GPS позволяют обеспечить высокую точность навигационных определений в штатном режиме работы, имеют глобальную зону покрытия и могут применяться в любых условиях.

В настоящее время широкое применение нашли дифференциальные методы повышения точности навигационных определений с использованием бортовой аппаратуры потребителей СРНС (ГЛОНАСС и GPS). Они могут обеспечить определение координат с точностью до единиц метров и менее. Одной из основных проблем при реализации дифференциальных методов навигационных определений является наличие отдельного специального цифрового канала связи (линии передачи данных) для передачи дифференциальных поправок, формируемых аппаратурой опорной станции, на летательные аппараты (потребители), оснащенные приемниками СРНС. Необходимость использования отдельного специального цифрового канала связи заметно усложняет систему в целом, особенно если учесть громоздкость существующего оборудования авиационных каналов связи.

Цель настоящей работы – исследовать качественное влияние старения дифференциальных поправок на точность навигационных определений в бортовой аппаратуре СРНС и определить требования к минимальной пропускной способности линии передачи данных дифференциальных поправок.

## *Экспериментальные исследования*

В проведенных исследованиях рассмотрен алгоритм навигационных определений, основанный на сглаживании навигационных решений по дальномерному коду фазовыми измерениями и реализованный с помощью расширенного фильтра Калмана в дискретном времени. По своей сути исследуемый алгоритм аналогичен алгоритму, представленному в [1].

Данный алгоритм основан на том, что при отсутствии перескоков фазы смещение между

 ISSN 1995-7009

измерениями псевдозадержки по дальномерному коду и фазе высокочастотного кода постоянно.

Сглаживание уменьшает шумовую составляющую ошибок навигационного решения, что позволяет более наглядно показать влияние старения дифференциальных поправок на точность.

Координаты навигационной опорной точки (НОТ) были известны. Корректирующие поправки к псевдозадержкам по дальномерному коду и фазе высокочастотного заполнения формировались вычитанием из соответствующих измерений вычисленной дальности между НОТ и соответствующим навигационным спутником (НС).

При удалении между потребителями и НОТ меньше 20 км уравнения наблюдения для скорректированных псевдозадержек от $j$-го НС по дальномерному коду ($\xi^{\nu}_{\text{дк}j}$) и фазе ($\xi^{\nu}_{\text{фк}j}$) высокочастотного заполнения можно представить в виде

$$\xi^{\nu}_{\text{дк}j} = \tau_{\nu j}(\mathbf{X}_{\nu}) + \Delta t_{\nu} - \Delta t_{\text{ост}j} + n_{\text{дj}\nu}, \qquad (1)$$

$$\xi^{\nu}_{\text{фк}j} = \tau_{\nu j}(\mathbf{X}_{\nu}) + \Delta t_{\nu} + L_j - \Delta t_{\text{ост}j} + n_{\text{фj}\nu} \lim_{\delta x \to 0}, \qquad (2)$$

$$\Delta t_{\text{ост}j} = \Delta t_{\text{ион}j} + \Delta t_{\text{троп}j} + \Delta t_{\text{эфем}j}, \qquad (3)$$

где $\tau_{\nu j}(\mathbf{X}_{\nu})$ – задержка времени распространения сигнала от $j$-го НС, принятого в $\nu$-й отсчет времени шкалы потребителя с координатами $\mathbf{X}_{\nu}$; $\Delta t_{\nu}$ – рассогласование шкал времени приемников потребителя и НОТ в $\nu$-й момент времени шкалы потребителя; $L_j$ – смещение в целое число периодов высокочастотного заполнения; $\Delta t_{\text{ост}j}$ – нескомпенсированное смещение, связанное с ионосферной ($\Delta t_{\text{ион}j}$), тропосферной ($\Delta t_{\text{троп}j}$) задержками и эфемеридными ошибками ($\Delta t_{\text{эфем}j}$); $n_{\text{дv}}$ и $n_{\text{фv}}$ – шумовые составляющие измерений псевдозадержек по дальномерному коду и фазе высокочастотного заполнения, которые будем считать дискретными белыми гауссовскими шумами (БГШ).

При использовании этой модели экстраполяция навигационного решения осуществляется на основе постоянства сдвига между измерением псевдозадержки по фазе и дальномерному коду.

Эксперимент был осуществлен с помощью двух двухчастотных приемников фирмы Javad Positioning Sistems, один из которых был установлен на борту самолета ЯК-18. Экспериментальные данные были накоплены в ходе серии полетов, выполненных в разные дни. Обработка данных осуществлялась после выполнения полета.

Для реализации дифференциальных определений использовались данные по частоте $L1$, а двухчастотные данные были использованы для построения эталонного навигационного решения с помощью программы Pinnacle.

Для исследования качественного влияния старения дифференциальных поправок на точность навигационных определений программно имитировалась задержка дифференциальных поправок с различными периодами обновления корректирующей информации. Кроме того, имитировалось старение дифференциальных поправок, связанное с аппаратурной задержкой.

На рис. 1 – 9 представлены графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме относительно эталонного навигационного решения для различных участков полета, выполненного в разные дни. Периоды обновления дифференциальных поправок задавались 1, 30, 60, 90, 120 секунд. Аппаратурная задержка задавалась равной одной секунде.

На рис. 1a – 9a отражены ошибки по направлению широты $\varepsilon_B$, 1b – 9b – ошибки в меридианном направлении $\varepsilon_L$, а 1c – 9c – ошибки вертикального направления $\varepsilon_H$. Сплошной темной линией показаны ошибки при 1-секундном периоде обновления, точечной линией – при 30-секундном, сплошной светлой линией – при 60-секундном, пунктирной линией – при 90-секундном, а точечно-пунктирной линией – при 120-секундном периоде обновления.

Результаты показывают, что ошибки при старении дифференциальных поправок до 60 секунд находятся в дециметровой области, при периоде обновления более 90 секунд – в метровой области, особенно это касается ошибок по высоте (рис. 1c – 9c).

Ограниченные возможности эксперимента не позволили оценить влияние условий распространения радиоволн в ионосфере (день/ночь, зима/лето, 11-летний цикл солнечной активности), однако эти предварительные результаты позволяют сделать вывод об избыточности требований к пропускной способности канала передачи дифференциальных поправок для СРНС ГЛОНАСС и GPS при отсутствии режима селективного доступа в GPS.

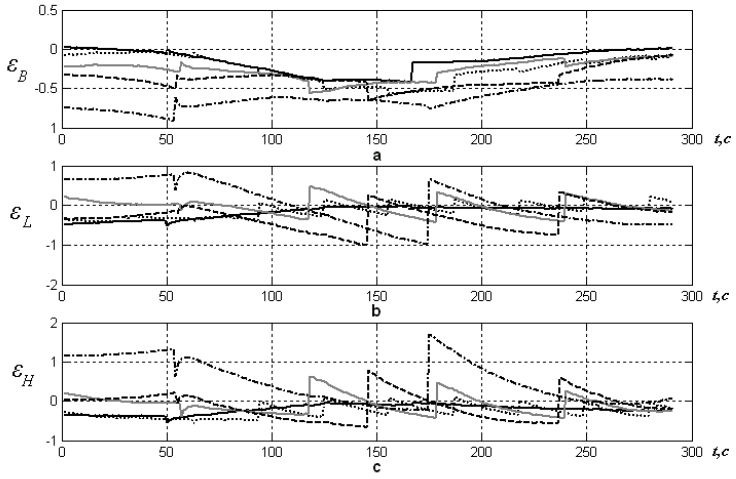



Рис. 1. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент №1).

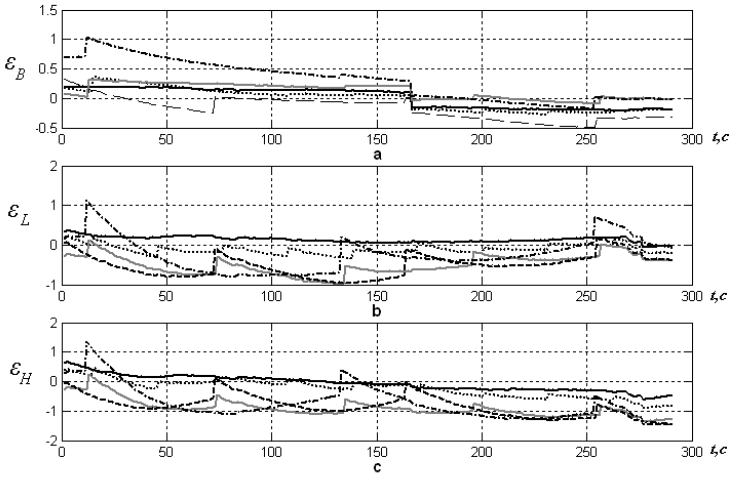



Рис. 2. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент № 2)

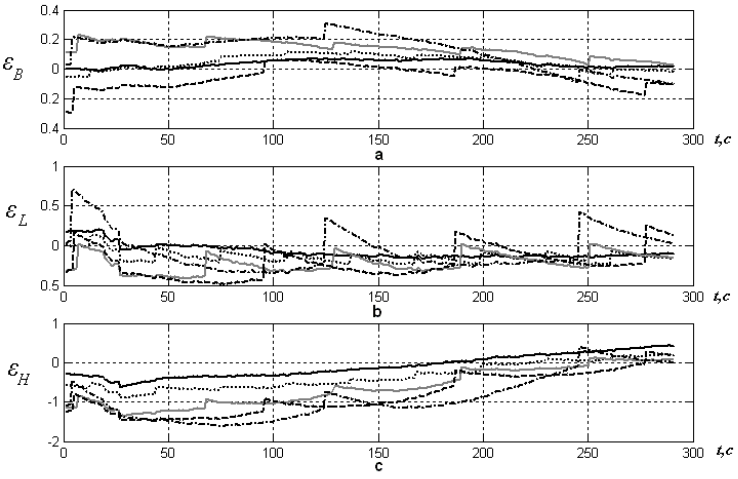



Рис. 3. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент № 3)

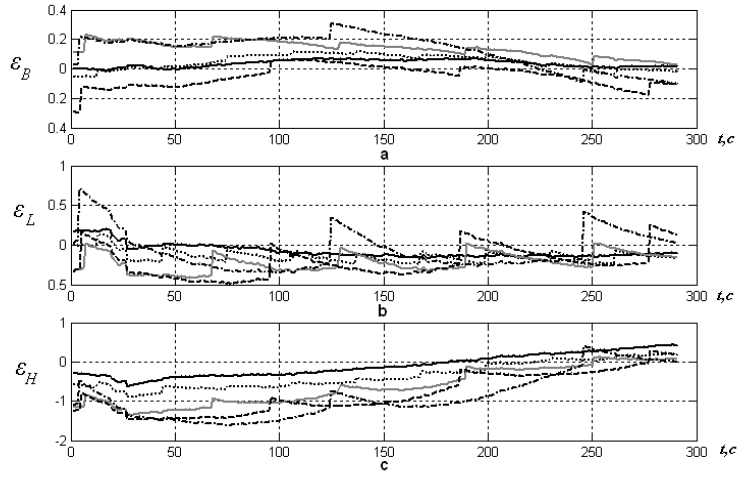



Рис. 4. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент № 4)

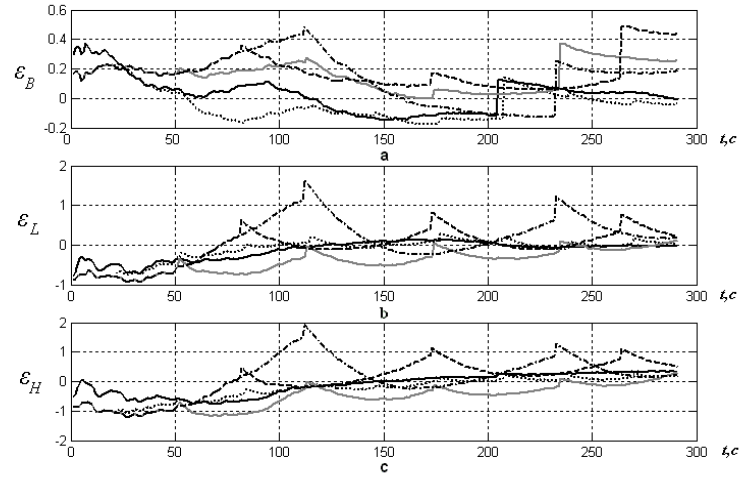



Рис. 5. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент № 5)

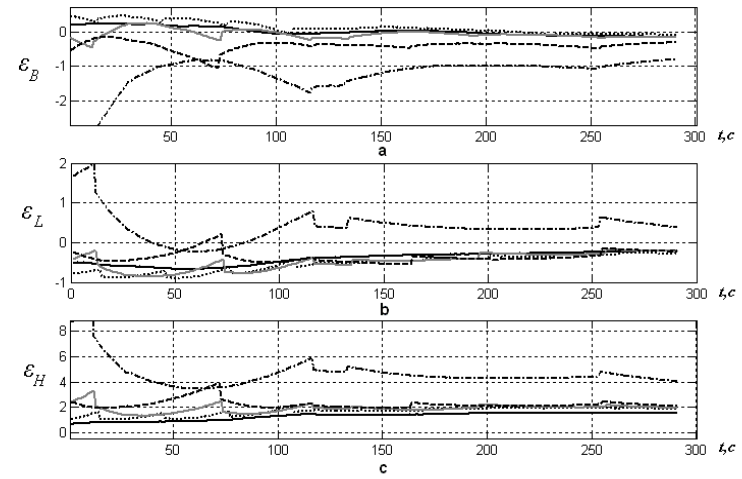



Рис. 6. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент № 6)

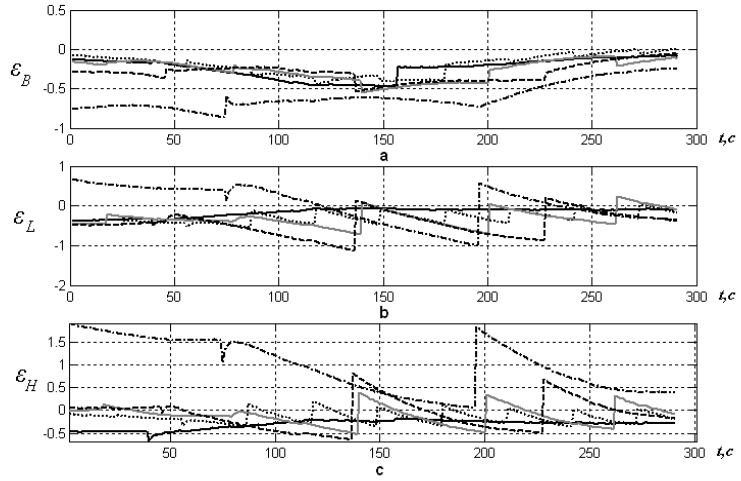



Рис. 7. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент № 7)

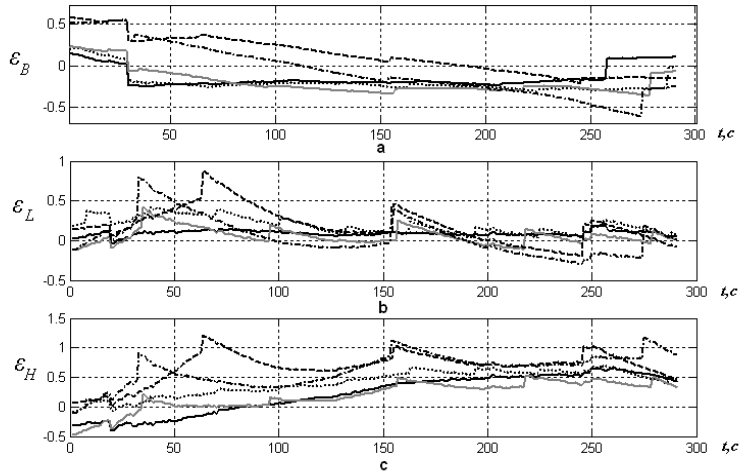



Рис. 8. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент № 8)

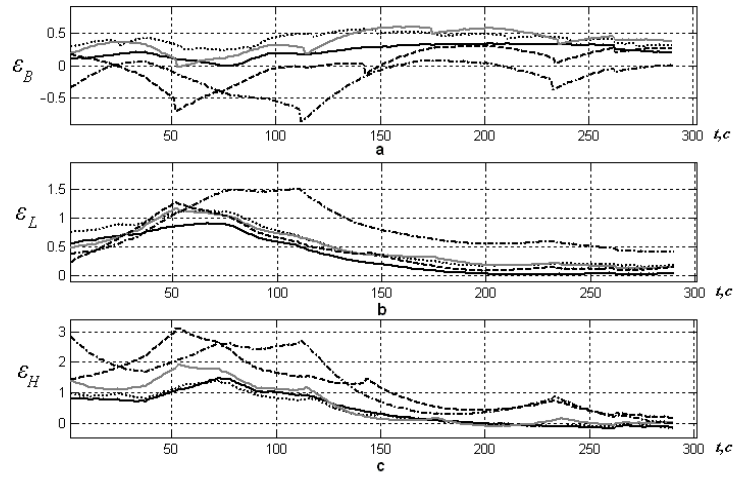



Рис. 9. Графики ошибок ($\varepsilon_B$, $\varepsilon_L$, $\varepsilon_H$) навигационных решений в дифференциальном режиме (эксперимент № 9)

Таблица

Сведения об интервалах изменения геометрического фактора, базовой линии, а также о количестве видимых спутников во время навигационных сеансов

| № эксперимента | Геометрический фактор | Число видимых спутников | Базовая линия, м |
|---|---|---|---|
| 1 | 1.6–3.5 | 8 | 4000–6500 |
| 2 | 1.8–2.0 | 7–6 | 550–850 |
| 3 | 2.0–2.3 | 8 | 12100–9000 |
| 4 | 2.0–1.6 | 8 | 10300–6200 |
| 5 | 3.0–2.7 | 8 | 4000–5900 |
| 6 | 2.0–2.1 | 7 | 6500–3000 |
| 7 | 3.1–2.6 | 8 | 11000–8500 |
| 8 | 2.0–2.5 | 7–8 | 7000–12000 |
| 9 | 1.9–1.8 | 8 | 8000–9500 |

Минимальные требования к характеристикам линий передачи данных (ЛПД) дифференциальных поправок определяются стандартом RTCA/DO-217 [6]. Общий размер передаваемого сообщения, содержащего данные о дифференциальных поправках, составляет 664 бит для 12 навигационных спутников. В соответствии со стандартом требование к пропускной способности ЛПД составляет 2400 бит/с. При отсутствии селективного доступа в системе GPS в зависимости от требований, предъявляемых к точности навигационных определений бортовой аппаратуры СРНС, возможно снижение данной величины.

Так, для обеспечения субметровой точности НВО в дифференциальном режиме достаточно иметь ЛПД с минимальной пропускной способностью 50 бит/с.

В современных авиационных цифровых комплексах средств связи существует возможность динамического изменения ресурса канала связи, определяемого совокупностью одновременно решаемых задач, в зависимости от требований к информационному каналу. Следовательно, снижение требований к пропускной способности канала передачи дифференциальных поправок позволяет осуществить рациональное перераспределение ресурса канала связи в интересах решения других задач информационного обмена.

Кроме того, полученные результаты позволяют сделать вывод о возможности передачи дифференциальных поправок в навигационных сообщениях, формируемых псевдоспутниками, которые могут применяться для повышения надежности навигационно-временных определений при заходе ЛА на посадку.

***Литература:***

1. AGARD, Lekture series 207, NATO,1996

2. *Бабич О.А.* Обработка информации в навигационных комплексах / О.А. Бабич. – М.: Машиностроение, 1991.

3. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / А. Болдин [и др.] ; под ред. В.Н. Харисова. – М.: ИПРЖР, 1998.

4. *Тихонов В.И.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991.

5. *Соловьев Ю.А.* Системы спутниковой навигации / Ю.А. Соловьев. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2000.

6. Minimum Aviation System Performance Standards DGNSS Instrument Approach System: Special Category I (SCAT-I). Change № 1 to RTCA/DO-217 // RTCA Int., July 1994.

Статья поступила в редакцию 13 мая 2013 года

УДК 535.375

# К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЛАЗЕРНЫХ АТМОСФЕРНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ. ЗАВИСИМОСТЬ РАССЕЯНИЯ СВЕТА ДВУХАТОМНЫМИ МОЛЕКУЛАМИ ОТ ИХ ОРИЕНТАЦИИ ПО ОТНОШЕНИЮ К ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ ИЗЛУЧЕНИЯ

**П.А. Головинский**, профессор, Воронежский ГАСУ, e-mail: golovinski@bk.ru
**С.В. Артыщенко**, доцент, Воронежский ГАСУ, e-mail: artichenko@mail.ru
**Е.Л. Кучин**, нач. отдела, ОАО «Концерн «Созвездие», тел. (473) 235-50-76
**Р.А. Чернов,** аспирант, Воронежский ГАСУ, e-mail: 4ernoff@mail.ru

*Приводятся полученные авторами аналитические выражения и результаты проведенных в соответствии с ними расчетов, дающие качественное и количественное обоснование выгодности предложенных ранее механизмов когерентной подготовки молекулярной среды для снижения рассеяния информационных импульсов в лазерных атмосферных линиях связи.*

***Ключевые слова:*** *лазерная связь, рассеяние, поляризуемость.*

# TO THE QUESTION OF LASER ATMOSPHERIC LINK EFFICIENCY INCREASE. DEPENDANCY OF LIGHT SCATTERING BY MOLECULES ON ITS ORIENTATION AS RELATED TO RADIATION POLARIZATION PLANE

**P.A. Golovinsky**, professor, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering, e-mail: golovinski@bk.ru
**S.V. Artyshchenko,** associate professor, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering, e-mail: artichenko@mail.ru
**E.L. Kuchin**, head of the bureau, JSC «Sozvezdie «Concern», tel. (473) 235-50-76
**R.A. Chernov,** postgraduate, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering, e-mail: 4ernoff@mail.ru

*Analytical expressions and results of calculations in accordance with these expressions obtained by the authors are given. These calculations give qualitative and quantitative profitability justification of molecular environment coherent preparation mechanisms to decrease information impulse in laser atmospheric links dispersion proposed before.*

***Keywords:*** *laser communication, dispersion, polarizability.*

Одной из актуальных задач современной лазерной физики является использование явления выстраивания молекул лазерным полем для создания среды с заданными характеристиками, такими как показатель преломления, рассеивающие свойства, способность молекул к диссоциации и т.д. В частности, в работах [1, 2] предложены способы повышения эффективности лазерных атмосферных линий связи за счет генерации среды с минимальным полным сечением рассеяния.

К использованному в указанных работах выводу о том, что полное сечение рассеяния и интенсивность рассеянного линейно поляризованного излучения пропорциональны длине оси эллипсоида поляризуемости молекулы, ориентированной вдоль вектора поляризации (т.е. что оно связано с тензором поляризуемости или тензором рассеяния), можно прийти основываясь на достаточно общих соображениях. Между тем, целесообразно иметь конкретные формулы, описывающие подобную зависимость. Несмотря на отсутствие серьезных препятствий для их получения, в литературе такие аналитические выражения не встречаются. Поэтому наряду с полезностью для практических приложений результаты данной работы представляют самостоятельный интерес.

Решение задачи о рассеянии света приводит к необходимости вычислять сечения рассеяния. Энергия света $dI$, рассеянного в некоторый телесный угол $d\mathrm{o}$, выражается через интенсивность падающего света в виде

$$dI = I\frac{\omega}{\omega_0}d\sigma, \qquad (1)$$

где $\omega_0$ – частота падающего света, $\omega$ – частота рассеянного света, $d\sigma$ – дифференциальное сечение рассеяния. Сечение рассеяния выражается через тензор рассеяния $c_{ik}$ в виде [3]

$$d\sigma = \frac{\omega_0\omega^3}{c^4}\left|c_{ik}e_i'^{*}e_k\right|^2 d\mathrm{o}, \qquad (2)$$

где $e_i$ – компоненты вектора поляризации падающего и рассеянного излучения.

Основные характеристики рассеянного излучения могут быть описаны в рамках классической электродинамики [4]. Рассеянное излучение удобно описывать тензором интенсивности рассеяния

$$I_{\alpha\beta} = \left\langle E_i E_k^* \right\rangle, \quad (3)$$

где усреднение понимается по частицам, рассеивающим свет. Напряженность рассеянного поля

$$\mathbf{E} = -e^{ikR} \frac{E_0 k^2}{4\pi R\varepsilon} \mathbf{G}_\perp, \quad (4)$$

и

$$I_{ik} = \left( \frac{E_0 k^2}{4\pi R\varepsilon} \right)^2 e_l e_m^* c_{il} c_{km}^*, \quad (5)$$

$\varepsilon$ – диэлектрическая проницаемость среды.

Далее следует придать более удобный вид выражению (5). Важно, что при рассеянии на молекулах тензор рассеяния имеет симметричный вид, т.е.

$$c_{ik} = \alpha\delta_{ik} + s_{ik}. \quad (6)$$

Здесь $\alpha$ – скалярная поляризуемость, $s_{ik}$ – симметричный неприводимый тензор рассеяния с равным нулю следом $Sp\|s_{ik}\| = 0$. Обозначим $A = \left( \frac{E_0 k^2}{4\pi R\varepsilon} \right)^2$, тогда

$$I_{ik} A \left[ G_0 e_l e_k^* + \frac{1}{10} G_s \left( \delta_{ik} + e_i^* e_k - \frac{2}{3} e_i e_k^* \right) \right], \quad (7)$$

$$G_0 = \alpha^2, G_s = s_{ik}^2.$$

Далее приведем формулы для рассеяния линейно поляризованной волны лазерного излучения с вектором поляризации **e**. Ответ имеет вид для двух некогерентных составляющих рассеянного света

$$I_1 = A(a\sin^2\theta + b), \quad I_2 = Ab, \quad (8)$$

где $\theta$ – угол рассеяния света. Первая интенсивность $I_1$ соответствует волне, поляризованной в плоскости поляризации падающего света **e** и направления волнового вектора рассеянного света **k**. Вторая волна с интенсивностью $I_2$ имеет поляризацию, перпендикулярную этой плоскости. Это распределение является изотропным. Константы

$$a = G_0 + \frac{1}{10} G_s,$$

$$b = \frac{1}{10} G_s. \quad (9)$$

Для проведения конкретных вычислений необходимо задать параметры тензора рассеяния. Конкретный вид тензора рассеяния зависит от ориентации молекулы в пространстве. Скалярная и симметричная части тензора вещественны. В системе координат, связанной с молекулой, тензор рассеяния имеет компоненты $\overline{c}_{ik}$. В лабораторной (неподвижной) системе координат

$$c_{ik} = \sum_{i'k'} \overline{c}_{i'k'} D_{i'i} D_{k'k}, \quad (10)$$

где $D_{i'i}$ – направляющие косинусы осей лабораторной системы координат относительно молекулярной системы координат.

В молекулярной системе координат в двухатомных молекулах $O_2$ и $N_2$ при ориентации оси $OX$ вдоль оси молекулы тензор рассеяния имеет диагональный вид

$$c = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \lambda & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu \end{pmatrix}, \quad (11)$$

поскольку $\lambda_1 > \lambda_2 = \lambda_3$. Для линейных молекул, преимущественно составляющих атмосферные газы, хорошо известны данные о тензорах поляризуемости [5], которые для большинства линейных молекул в основных состояниях совпадают с соответствующими тензорами рассеяния [3]. Для $O_2$ $\lambda \cdot 10^{24} = 2.43$ см$^3$; $\mu \cdot 10^{24} = 1.19$ см$^3$, а для $N_2$ $\lambda \cdot 10^{24} = 2.38$ см$^3$; $\mu \cdot 10^{24} = 1.45$ см$^3$. Матрица преобразований $D$ при вращении в сферических координатах, выраженная через углы Эйлера, имеет вид [6]

$$\mathbf{D} = \begin{Vmatrix} \cos\psi\cos\phi - \cos\theta\sin\phi\sin\psi & \cos\psi\sin\phi + \cos\theta\cos\phi\sin\psi & \sin\psi\sin\theta \\ -\sin\psi\cos\phi - \cos\sin\phi\cos\psi & -\sin\psi\sin\phi + \cos\theta\cos\phi\cos\psi & \cos\psi\sin\theta \\ \sin\theta\sin\phi & -\sin\theta\cos\phi & \cos\theta \end{Vmatrix} \quad (12)$$

Таким образом, для расчета рассеяния нужно определить $\lambda$, $\mu$. Положим $\alpha_{1,2} = (\lambda \pm \mu)/2$, тогда

$$\left\|\overline{c}_{ik}\right\| = \begin{Vmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_1 \end{Vmatrix} + \begin{Vmatrix} \alpha_2 & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha_2 \end{Vmatrix},$$

$$\left\|\overline{s}_{ik}\right\| = \begin{Vmatrix} \alpha_2 & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha_2 \end{Vmatrix}. \qquad (13)$$

Далее вычисляем $G_0 = \alpha^2$ и $G_s = \overline{s}_{ik}^2$. Через параметры $G_0$ и $G_s$ определяются константы $a$ и $b$ и рассчитывается рассеяние.

Использование импульсного лазерного воздействия на атмосферу позволяет выстроить молекулы в направлении поляризации лазерного излучения. Сравним эффективность рассеяния излучения выстроенными молекулами при поляризации излучения вдоль и поперек оси молекул. В соответствии с формулами (1) и (2) дифференциальная интенсивность рассеяния

$$\frac{dI}{d\text{o}} \sim \left| c_{ik} e_i^* e_k \right|^2. \qquad (14)$$

Выбирая поляризацию падающего излучения вдоль и поперек оси молекулы, в соответствии с видом (11) тензора рассеяния в таких осях имеем для отношения интенсивностей

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}} = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2. \qquad (15)$$

Соответственно, для молекул $O_2$

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}} = \left(\frac{2,43}{1,19}\right)^2 = 4,169, \qquad (16)$$

а для молекул $N_2$

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}} = \left(\frac{2,38}{1,45}\right)^2 = 2,69. \qquad (17)$$

Таким образом, выигрыш от снижения единичного акта рассеяния при использовании ориентированных молекул пропорционален квадрату отношения продольной и поперечной поляризуемостей и может составить более 300 % для $O_2$ и 169 % для $N_2$. Для таких молекул, как сероуглерод,

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}} = \left(\frac{27,6}{5,5}\right)^2 = 25,3649, \qquad (18)$$

и этот выигрыш составляет более 2500 %.

Приведем подобные формулы для некоторых других молекул, в тех или иных количествах входящих в состав атмосферных газов, опираясь на данные о тензорах поляризуемости [2]:

для водорода

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}} = \left(\frac{0,99}{0,69}\right)^2 = 2,0586, \qquad (19)$$

для закиси азота $N_2O$

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}} = \left(\frac{5,32}{1,83}\right)^2 = 8,45125, \qquad (20)$$

для двуокиси углерода $CO_2$

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}} = \left(\frac{4,10}{1,93}\right)^2 = 4,51287, \qquad (21)$$

для окиси углерода CO

$$\frac{I_{\|}}{I_{\perp}} = \left(\frac{2,6}{1,625}\right)^2 = 2,56. \qquad (22)$$

Таким образом, можно говорить о заметной выгодности предложенных в [1, 2] схем когерентной подготовки среды для снижения полного сечения рассеяния.

***Литература***


1. *Артыщенко С.В.* Способ повышения эффективности лазерных атмосферных линий связи за счет уменьшения полного сечения рассеяния / С.В. Артыщенко // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие» – 2008. – Вып. 4. – С. 56–63.

2. *Артыщенко С.В.* Способы снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов / С.В. Артыщенко, В.А. Дубинкин, О.В. Николаев // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 2. – С. 80–91.

3. *Берестецкий В.Б.* Квантовая электродинамика / В.Б. Берестецкий, Е.М. Лифшиц, Л.П. Питаевский. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 720 с.

4. *Ландау Л.Д.* Электродинамика сплошных сред / Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 588 с.

5. *Верещагин А.Н.* Поляризуемости молекул / А.Н. Верещагин. – М.: Наука, 1980. – 176 с.

6. *Голдстейн Г.* Классическая механика / Г. Голдстейн. – М.: Наука, 1975. – 126 с.


Статья поступила в редакцию 22 июля 2013 года

**ПРАВИЛА НАБОРА СТАТЕЙ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ**
**«ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ»**

**Оптимальный объём статьи – 0,5–0,7 а.л. (5–6 стр.)**
Редактор – Word 2003

| *Размер бумаги*: | *Параметры страницы*: | | | |
|---|---|---|---|---|
| А4 – 210×297 мм | Поля: | Верхнее | – 2,5 см | Нижнее – 3 см |
| | | Левое | – 2 см | Правое – 2 см |

УДК: ШРИФТ Times New Roman, № 11

**НАЗВАНИЕ СТАТЬИ:**
**шрифт Times New Roman ПОЛУЖИРНЫЙ, № 11**

Сквозную нумерацию заголовков, рисунков, формул и автоматическую ссылку на них **не применять.**
Заказать автоматический перенос слов.

**Инициалы, фамилия автора,** занимаемая должность, место работы, телефон или e-mail: шрифт № 11.

***Аннотация:*** *шрифт № 10, курсив.*
***Ключевые слова:*** *5–8 слов или словосочетаний.*

**Шрифт для текста –** Times New Roman, № 11, междустрочный интервал – 1, красная строка – 0,75 см; заполнение – по ширине; русские и греческие обозначения, цифры – прямой шрифт, латинские обозначения – *курсив*.

**Рисунки** предпочтительно создавать в Word, Visio для возможного их редактирования. Шрифт обозначений в рисунках – Times New Roman, № 9; цифры, русские и греческие надписи – прямой шрифт, латинские обозначения – *курсив*.
Каждый рисунок должен иметь краткое название, набранное 10-м шрифтом.

**Формулы:**
Табуляция: формула располагается по центру, номер формулы – по правому краю.
Редактор формул – Math Type 6.

| **Sizes (Размер)** | | **Написание символов** | |
|---|---|---|---|
| Full (обычный) | 11 pt | латинские – *курсив* | русские, греческие – прямой шрифт |
| Subscript/Superscript (крупный индекс) | 8 pt | векторы – со стрелкой наверху | матрицы – **прямой, полужирный** |
| Sub-Subscript/Superscript (мелкий индекс) | 7 pt | **Примеры:** $\left\|\mathbf{W}_{\text{нас}}^{T}\mathbf{u}_i I\right\|$; $\vec{P}_{\text{п}} \le \gamma \dfrac{T_h\left(P_{E_{\text{доп}}} - P_{E_0}\right)}{\left(T_h - T_{\text{К}}\right)\left(P_{E_1} - P_{E_0}\right)}$ | |
| Symbol | 15,5 pt | | |
| Sub-Symbol | 13 pt | | |

Список литературы оформлять в соответствии с ГОСТ 7.80-2000 «Библиографическая запись. Заголовок. Общие требования и правила составления».

**Пример:**

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

Статья представляется в напечатанном (1 экз.) и электронном (.doc) виде с переводом на английский язык названия статьи, сведений об авторах, аннотации и ключевых слов, **Экспертным заключением** о возможности опубликования её в открытой печати и **Рецензией** (рецензент должен иметь учёную степень).

**Сведения об авторах:** ФИО (полностью), учёная степень, занимаемая должность, место работы, контактные телефоны, e-mail.

Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.

**Адрес редакции:**

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
ОАО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел. (473) 259-37-05
E-mail: office@sozvezdie.su