

Министерство образования и науки Украины  
Харьковский национальный университет радиоэлектроники

На правах рукописи

**УШАКОВ СЕРГЕЙ ИВАНОВИЧ**



УДК 621.396.96

**МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОСТИ  
СИГНАЛА ОБЩЕГО ИСТОЧНИКА В ПАССИВНЫХ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ  
СИНХРОНИЗАЦИИ**

05.12.17 – радиотехнические и телевизионные системы

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
Костыря Александр Алексеевич  
доктор технических наук,  
старший научный сотрудник

Харьков – 2016

## СОДЕРЖАНИЕ

Перечень условных обозначений, символов, сокращений и терминов	6
ВВЕДЕНИЕ.....	10
РАЗДЕЛ 1. Анализ требований к стабильности параметров сигналов частотно-временного обеспечения. Основные источники погрешностей синхронизации .....	20
1.1. Проблема и задачи синхронизации шкал времени и частоты. Требования к стабильности параметров сигналов частотно-временного обеспечения.....	20
1.2. Анализ методов, используемых в системах частотно-временной синхронизации. Обоснование преимуществ пассивного метода общего охвата.....	26
1.2.1. Активный и полуактивный методы синхронизации времени и частоты.....	26
1.2.2. Пассивный метод общего охвата.....	31
1.3. Погрешности в пассивных системах синхронизации. Анализ источников погрешностей синхронизации и путей снижения их влияния.....	37
Выводы по 1 разделу. Обоснование направлений и методов исследований, постановка задач исследований.....	41
РАЗДЕЛ 2. Теоретическое обоснование принципов компенсации многолучевого сигнала в пассивных системах частотно-временной синхронизации .....	44
2.1. Особенности построения многопозиционной пассивной системы синхронизации времени и частоты.....	45
2.1.1. Анализ особенностей работы многопозиционной системы синхронизации при реализации пассивного метода общего охвата	45
2.1.2. Основные критерии выбора общего источника сигналов при построении пассивной системы синхронизации времени и частоты	55
2.2. Сравнительный анализ сигналов, используемых наземными и космическими радиотехническими системами. Выбор общих	

	3
источников для пассивных систем синхронизации .....	58
2.2.1. Сигналы наземных радиосистем коллективного пользования.....	58
2.2.2. Сигналы телекоммуникационных систем космического базирования.....	62
2.3. Исследование источников помех пассивных систем синхронизации, возникающих при приеме наземных и космических сигналов.....	63
2.4. Теоретическое обоснование методов компенсации многолучевого сигнала в пассивной системы время-частотной синхронизации.....	67
2.4.1. Сравнительный анализ принципов построения систем подавления помеховых сигналов.....	67
2.4.2. Обоснование математической модели МПСС с компенсацией многолучевой помехи. Разработка алгоритма компенсации многолучевости сигнала общего источника.....	76
2.4.3. Определение эффективности применения системы компенсации многолучевого сигнала.....	82
Выводы по 2 разделу.....	85
РАЗДЕЛ 3. Математическое моделирование процессов в пассивных системах синхронизации времени и частоты .....	88
3.1. Моделирование многопозиционной пассивной системы синхронизации времени и частоты .....	88
3.1.1. Разработка модели пассивной системы синхронизации при согласованной фильтрации и взаимокорреляционной обработке сигнала общего источника.....	88
3.1.2. Результаты моделирования устройства квадратурной обработки и согласованной фильтрации.....	93
3.1.3. Результаты моделирования пассивной системы синхронизации для случаев применения квадратурной обработки и последующей СФ либо ВКО.....	96
3.2. Моделирование МПСС в условиях многолучевого распространения сигнала общего источника.....	98

3.2.1.	Обоснование принципов построения модели МПСС с многолучевостью сигнала общего источника.....	98
3.2.2.	Разработка модели пассивной системы синхронизации для многолучевого сигнала общего источника.....	103
3.2.3.	Результаты математического моделирования МПСС в условиях многолучевого распространения сигнала общего источника.....	106
3.2.4.	Анализ погрешностей при измерении временного положения сигналов по их огибающим.....	111
3.2.5.	Результаты моделирования воздействия многолучевой помехи.....	113
3.3.	Разработка рекомендаций по снижению влияния нутаций геостационарных ИСЗ на погрешности синхронизации пассивной системы синхронизации.....	122
3.3.1.	Разработка модели суточного перемещения ГС ИСЗ.....	122
3.3.2.	Результаты моделирования суточного перемещения ГС ИСЗ .....	127
	Выводы по разделу 3.....	131
	<b>РАЗДЕЛ 4. Результаты экспериментальных исследований пассивных систем частотно-временной синхронизации при многолучевом распространении сигнала общего источника .....</b>	<b>133</b>
4.1.	Результаты экспериментальных исследований пассивной системы время-частотной синхронизации при использовании сигнала цифрового наземного телевидения .....	133
4.2.	Результаты экспериментальных исследований фазовой пассивной системы время-частотной синхронизации при использовании аналогового телевизионного сигнала.....	141
4.3.	Результаты экспериментальных исследований МПСС с компенсацией многолучевости сигнала цифрового наземного телевидения.....	148
4.3.1.	Экспериментальная проверка алгоритма компенсации многолучевой помехи в МПСС.....	148
4.3.2.	Результаты экспериментальных исследований МПСС с компенсацией многолучевой помехи при использовании сигнала	

	5
ЦНТВ.....	152
Выводы по 4 разделу.....	159
ВЫВОДЫ .....	160
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	162
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	178
Приложение А	
Акт про впровадження результатів дисертаційної роботи в держбюджетну НДР Національного наукового центру «Інститут метрології».....	179
Приложение Б	
Акт про впровадження результатів дисертаційної роботи в держбюджетну НДР Метрологічного центру військових еталонів.....	180
Приложение В	
Акт про впровадження результатів дисертаційної роботи в держбюджетну НДР ХНУРЕ .....	182
Приложение Г	
Акт про впровадження результатів дисертаційної роботи в навчальний процес ХНУРЕ.....	183

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ, СИМВОЛОВ,  
СОКРАЩЕНИЙ И ТЕРМИНОВ

АКФ – автокорреляционная функция

АОО – алгоритм общего охвата

АП – аппаратные погрешности

АПК – аппаратно – программный комплекс

АТ – аттенюатор

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

АЗ – аппаратная задержка

ВА – встречный алгоритм

ВКФ – взаимокорреляционная функция

ВКО – взаимокорреляционная обработка

ГНСС – глобальная навигационная спутниковая система

ГС – геостационарный спутник

ГСЕВЧ – Государственная служба единого времени и эталонных

частот

ГЭВЧ – Государственный эталон времени и частоты

ДВ – длинные волны

ИВП – измерение временного положения

ИСЗ – искусственный спутник земли

КА – космический аппарат

КОС – квадратурная обработка сигналов

МНК – метод наименьших квадратов

МРК – метеорный радиоканал

НКА – навигационный космический аппарат

ОВП – оценка временного положения

ОА – односторонний алгоритм

ОИ – общий источник

ПКЧ – перевозимые квантовые часы

РА – ретрансляционный алгоритм

РМС – радиометеорный метод синхронизации

РРВ – распространение радиоволн

РПТЦ – радиопередающий телевизионный центр

СДВ – сверхдлинные волны

СКО – среднеквадратическое отклонение

СКП – среднеквадратичная погрешность

ССВЧ – система синхронизации времени и частоты

СФ – согласованная фильтрация

ХНУРЭ – Харьковский национальный университет радиоэлектроники

ЧВС – частотно – временная синхронизация

ШВ – шкала времени

ЭСЧВ – эталонные сигналы частоты и времени

SBAS – Space Based Augmentation System

GPS – Global position system

UTC – Universal Time Scale

$t_1^A$  – измеренное временное положение сигнала в пункте А

$\delta_t^A$  – абсолютная погрешность измерения временного положения сигнала,

вызванная помехами и внутренними шумами приемного устройства

$\tau_p^{BA}$  – разность времени распространения сигнала от ОИ к пунктам

$\tau_{прд}^B$  – задержка сигнала в радиопередающем устройстве (пункта В)

$\tau_{прм}^A$  задержка сигнала в радиоприемном устройстве (пункта А)

$q = \sqrt{2\mathcal{E}/N_0}$  – отношение сигнал/помеха при согласованной или корреля-

ционной обработке сигнала

$\mathcal{E}$  – энергия сигнала

$N_0$  – спектральная плотность шума

$\Delta\omega_{эф}$  – эффективная ширина спектра сигнала

$\bar{S}(f)$  – спектр комплексной огибающей сигнала

$R_{oz}(0)$  – автокорреляционная функция (АКФ) огибающей сигнала

$R(0)$  – значения АКФ для  $f = 0$

$R'(0)$  – значения первой производной АКФ для  $f = 0$

$R''(0)$  – значения второй производной АКФ для  $f = 0$

$\omega_0$  – угловая частота несущей

$s_0(t)$  – сигнал ОИ

$t_1^A$  – измеренное временное положение сигнала в пункте А

$t_1^B$  – измеренное временное положение сигнала в пункте В

$\tau_p^{OA}, \tau_p^{OB}$  – задержка сигнала в канале РРВ от общего источника до пунктов

А и В соответственно

$\Delta T^{AO}, \Delta T^{BO}$  – сдвиги шкал пунктов А и В со шкалой ОИ

$\tau_{прд}^O$  – задержка сигнала в передатчике ОИ

$\tau_{p1}^{BA}, \tau_{p1}^{AB}, \tau_{p2}^{AB}, \tau_{p2}^{BA}$  – соответствующие задержки сигналов в канале

$\delta_{t1}^A, \delta_{t1}^B, \delta_{t2}^A, \delta_{t2}^B$  – абсолютные погрешности измерения временного положения сигналов, вызванные внутренними шумами и помехами для пунктов А и

В соответственно

$\sigma_t^A, \sigma_t^B$  – среднеквадратическая погрешность (СКП) оценок временного положения сигналов в пунктах А и В соответственно

$m_A = (\sigma_t^B / \sigma_t^A)^2$  – коэффициент, учитывающий различие помеховых обстоя-

тельств в пунктах

$\sigma_{\Delta T}^A$  – СКП измерения сдвига шкал в пункте А

$H^A(t), H^B(t)$  – аналитическое представление шкал времени

$\tau_p^{AB}(t), \tau_p^{BA}(t)$  – зависимости задержек сигналов в канале РРВ из пункта

А в пункт В и наоборот от времени

$\widehat{\Delta T}^{AB}(t), \widehat{\Delta T}^{BA}(t), \sigma_{\Delta T}^{AB}, \sigma_{\Delta T}^{BA}$  – мгновенные оценки сдвигов шкал и среднеквадратических погрешностей в пунктах А и В соответственно



$s_0^A(t), s_0^B(t), n_0^A(t), n_0^B(t)$  – соответственно излучаемые сигналы и помехи в пунктах

$\tau_{\text{прм}}^A, \tau_{\text{прд}}^A, \tau_{\text{прм}}^B, \tau_{\text{прд}}^B$  – задержки сигналов в приемных и передающих трактах аппаратуры соответствующих пунктов

$\tau_i, P_i$  – соответственно задержка и нормированная мощность сигнала  $i$ -го луча

$\bar{S}_0(t) = S_0(t)e^{j\psi_0(t)}$  – комплексная огибающая сигнала

$S_0(t)$  – огибающая амплитуд

$\psi_0(t)$  – закон изменения начальной фазы

$\alpha_i, \tau_i(t) > t_0(t)$  – относительный уровень и закон изменения задержки  $i$ -го «луча»

$m$  – количество «лучей»

$B_p(t)$  – нормированная к значению  $R(0)$  взаимокорреляционная функция (ВКФ)

$R_n(t) = R_{\text{СФ}}(t) / R_{0\text{СФ}}(0)$  – нормированная автокорреляционная функция (АКФ) сигнала  $s_0(t)$

$\widehat{\Delta T}^{\text{AB}}$  – оценка сдвига шкалы времени пункта А относительно шкалы пункта В

$q_{\text{пор/КО}}$  – пороговые отношения сигнал/помеха при КО

$q_{\text{пор/СФ}}$  – пороговые отношения сигнал/помеха при СФ

$n_1(t)$  – аддитивная помеха

## ВВЕДЕНИЕ

Новые измерительные технологии – радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами (РСДБ), лазерная локация искусственных спутников Земли (SLR) и Луны (LLR), автономные спутниковые системы определения орбит, средства радиолокации планет и их спутников, мониторинг гравитационного поля Земли, информационные технологии высокоскоростной оптоволоконной цифровой связи за последние 15-20 лет увеличили точность координатно-временных измерений на несколько порядков. Непрерывный рост требований к точности частотно-временной синхронизации территориально разнесенных эталонов времени и частоты обусловлен высоким темпом совершенствования эталонов, относительная нестабильность которых в настоящее время достигла  $10^{-15} \dots 10^{-16}$ , и расширением круга задач, решаемых с применением высокоточных частотно-временных методов [1-4]. Кроме вышеперечисленных традиционных областей применения этих методов, появляются и новые, например, – компьютерные и цифровые сети связи [5, 6]. При этом на соответствующие межгосударственные и государственные службы возложена задача обеспечения единства измерения времени и частоты [7-12].

В настоящее время наиболее распространенной в использовании технической системой, позволяющей проводить высокоточные частотно-временные сличения, является глобальная спутниковая навигационная система GPS-GLONASS. Хотя это две системы, отличающиеся по принципу извлечения сигнальной информации, но прием и обработка их сигналов, как правило, выполняется в совмещенных приемных устройствах. В [11 - 12] показано, что для обеспечения достоверности частотно-временных сличений в поверочной схеме одновременно должны работать не менее трех разнотипных и равноточных измерительных систем. Поэтому в ХНУРЭ проводятся исследования по разработке дополнительных высокоточных систем синхронизации времени и частоты.

Отличительной особенностью разработанной в ХНУРЭ многопозиционной пассивной системы синхронизации (МПСС) является разделение функции излучения сигнала и его частотно-временной модуляции в первичном источнике

синхросигналов. Для этого функция частотно-временной модуляции (привязки) передается «своему» объекту (пункту), а функцию излучателя сигнала при этом может выполнять любой произвольный источник, являющийся радиовидимым для синхронизируемых пунктов. В роли «своего» ведущего (головного) пункта может выступать государственный, первичный, ведомственные и другие эталоны, которые участвуют в реализации такой многопозиционной системы. Задача ведущего пункта – принять сигнал общего источника (ОИ) и «привязать» его к шкале своего эталона, который является источником системного времени. В ведомых пунктах также принимается сигнал ОИ, который фиксируется относительно шкал своих эталонов. Поскольку функция частотно-временной модуляции сигнала стороннего источника (ССИ) переносится в ведущий пункт, то информация о положении ССИ относительно шкалы системного времени должна быть передана в синхронизируемые пункты. Для этого вводятся информационные каналы с произвольной задержкой для обмена информацией о временном положении идентичных фрагментов ССИ между ведущим и ведомым пунктами. Эти каналы могут быть как однонаправленными (от ведущего к ведомым), так и двунаправленными, в зависимости от особенностей функционирования системы. Такой метод сличения назван пассивным методом общего охвата (ПМОО) [13].

МПСС с использованием сигналов наземных или космических сторонних источников обладает рядом достоинств, обусловленных отсутствием радиоизлучения в синхронизируемых пунктах – автоматически решается задача электромагнитной совместимости и скрытности работы такой системы, биологической и экологической безопасности. Также предлагаемая система синхронизации времени и частоты является более экономичной, так как нет необходимости в разработке, изготовлении и эксплуатации радиопередающих устройств, которые являются наиболее энерго- и материалозатратными элементами радиотехнической системы.

**Актуальность темы.** Основным параметром, отражающим качество работы МПСС, является значение погрешности частотно-временных сличений (ЧВС). Истинное и измеренное значение разности времени запаздывания сиг-

налов, а, следовательно, погрешность синхронизации может изменяться под воздействием внешних и внутренних дестабилизирующих факторов:

- трассовые флуктуации времени распространения радиоволн (РРВ);
- воздействие искусственных и естественных помех;
- многолучевость РРВ;
- флуктуации аппаратурных задержек;
- алгоритмические (вычислительные) погрешности;
- взаимный уход шкал эталонов.

В ряде работ рассматривается вопрос повышения точности ЧВС за счет устранения (компенсации) такого источника погрешности как многолучевость РРВ. В [14-15] показано, что многолучевость (многопутность) РРВ вызывает появление дополнительных пиков взаимокорреляционной функции (ВКФ) принятых сигналов, что снижает вероятность верного сличения. Кроме того, многолучевость вносит погрешность в результат сличения. Борьба с многолучевостью является актуальной и для задач ГНСС-позиционирования. Рекомендациями Международного союза электросвязи [16] предусмотрена необходимость принятия мер к компенсации влияния многолучевости РРВ.

Исключение влияния многолучевости прежде всего предполагает выявление факта ее наличия. Таким образом, алгоритм сличения шкал времени пространственно разнесенных мер по сравнению с предложенным в [13] несколько усложняется – добавляется процедура проверки принятых сигналов на наличие многолучевости, которую можно выполнять параллельно с операцией сличения эталонов, и при выявлении таковой принимать меры по устранению ее влияния на точность синхронизации.

Наличие многолучевого сигнала снижает отношение сигнал/шум в принимаемом сигнале общего источника, что, в свою очередь, вызывает увеличение погрешности синхронизации. Если время запаздывания дополнительного луча (лучей) меньше длительности сигнальной выборки, то прием сигнала еще более усложняется наличием частично коррелированной помехи, уровень и степень корреляции которой увеличивается при уменьшении времени запаздывания и может привести к увеличению вероятности ложной синхронизации. Поэтому

розробка теоретических и практических підходів для зниження впливу багатовисвітленості сигналу загального джерела на точність синхронізації в МПСС, а також експериментальна перевірка розробаних техніческих рішень являється важливою науково-прикладною задачею.

Следователно, тема дисертаційної роботи, направленої на рішення важливої науково-практическої задачі підвищення точності зрівняння шкал просторово-рознесенних еталонів часу и частоти методом компенсації впливу багатовисвітленої перешкоди загального джерела в пасивних радіотехніческих системах частотно-часової синхронізації и експериментальна перевірка розробаних техніческих рішень, що дозволяє удосконалити показателі перешкодозахищеності, електромагнітної сумісності, зниження похибки синхронізації, являється актуальною.

**Связь работы с научными программами, планами, темами.** Дисертаційні дослідження пов'язані з виконанням планових НИР, котрі проводились в ХНУРЕ, в Національному науковому центрі «Інститут метрології» (ННЦ ІМ) и в метрологіческому центрі воєнних еталонів ВС України:

№ 287 “Створення технологій побудови багатифункціонального радіотехнічного комплексу для екологічного моніторингу”, розділ № 287-5 “Розробка альтернативних методів синхронізації інформаційно-вимірювальних систем раціонального природокористування”, № ДР 0114U002697 (2014-2015 г.г.), (исполнитель);

№ 676 “Забезпечення функціонування Державної служби єдиного часу і еталонних частот (ДСЧЧ) в Україні“ №№ ДР 0112U008240, 0115U003818), які виконувались Українським метрологічним центром Державної служби єдиного часу і еталонних частот (2014-2015 г.г.), (исполнитель);

“Дослідження варіантів побудови й функціонування комплексу апаратури Центру метрологічного контролю та розробка програмно-методичного забезпечення його дослідної експлуатації та державних випробувань“, № ДР 0114U00411 (2014 г.), (исполнитель);

“Дослідження методів синхронізації шкал часу і частоти та визначення оптимальних варіантів звірення вихідного еталона Збройних Сил України (ВЕЗСУ

07-01-01-09) часу та частоти з державним еталоном“, шифр «Промет-РТ» (2014 г.), (исполнитель).

Результаты диссертационной работы реализованы в указанных НИР, а также внедрены в учебный процесс, что подтверждается соответствующими актами внедрения.

### **Цель и задачи исследования.**

*Цель исследований* – повышение точности синхронизации пространственно разнесенных мер времени и частоты в пассивной системе за счет компенсации влияния многолучевости распространения сигнала общего источника.

*Объект исследований* – процесс синхронизации в пассивных многопозиционных радиотехнических системах синхронизации пространственно разнесенных эталонов времени и частоты с использованием сигналов сторонних общих источников.

*Предмет исследования* – пассивный метод синхронизации с использованием ССИ, погрешности синхронизации и их источники, процедуры обработки результатов измерений сдвигов шкал времени в условиях наличия многолучевости распространения сигнала общего источника.

Исходя из цели и предмета исследований, научная задача, решаемая в диссертационной работе, сводится к усовершенствованию многопозиционных пассивных синхронизирующих систем путем разработки методов компенсации влияния многолучевого распространения сигнала общего источника на результирующую погрешность синхронизации, а именно:

1. Обосновать метод и принципы компенсации пассивных некоррелированных и частично-коррелированных помех, обусловленных многолучевым распространением сигнала общего источника в МПСС.
2. Разработать математическую модель МПСС, в которой реализовать компенсацию многолучевого распространения сигнала общего источника.
3. Разработать структурную схему компенсатора многолучевого сигнала общего источника в МПСС.

4. Разработать алгоритм функционирования МПСС, который позволяет определить факт наличия многолучевости сигнала и реализовать возможность выполнения сличений пространственно-разнесенных эталонов времени и частоты с допустимыми погрешностями.

5. Разработать структурную схему экспериментальной установки МПСС, в которой реализовать компенсацию (подавление) многолучевой помехи.

6. Провести экспериментальные исследования относительно возможности технической реализации метода компенсации многолучевых помех сигнала общего источника в МПСС.

**Методы исследования** базируются на применении теории временного, спектрального и корреляционного анализа при исследовании причин возникновения, характера и механизма воздействия многолучевых помех в МПСС, обосновании достоинств и недостатков при выборе сигналов сторонних источников, обосновании методов и реализации обработки данных; на математическом моделировании процессов в пассивных системах синхронизации при решении задач, связанных с компенсацией влияния многолучевости при реализации ПМОО; на экспериментальной проверке достоверности результатов теоретических исследований и возможности технической реализации предложенных подходов и решений.

**Научная новизна полученных результатов:**

1. Разработан новый метод компенсации влияния многолучевости сигнала общего источника на результирующую погрешность синхронизации многопозиционной пассивной системы, который, в отличие от известных, позволяет осуществить одновременную компенсацию частично коррелированной и некоррелированной многолучевой помехи, находящихся в стробе временного разрешения.

2. Разработана новая математическая модель многопозиционной пассивной системы синхронизации, в которой в отличие от известных моделей систем сличения шкал времени и частоты, реализована компенсация многолучевого распространения сигнала общего источника.

3. Разработаны новые принципы построения компенсаторов многолучевости сигнала в многопозиционных пассивных системах синхронизации, которые, в отличие от известных, основаны на выделении и компенсации сначала полезного сигнала, после чего становится возможным выделение составляющих помехи для их последующего подавления.

**Практическое значение полученных результатов:**

1. Разработанный алгоритм работы компенсатора реализует новую последовательность (этапность) выполнения операций подавления многолучевой помехи в многопозиционных пассивных системах синхронизации. В основе алгоритма лежат модифицированные принципы корреляционной компенсации с определением этапов первоочередного выделения и подавления полезного сигнала, что предоставляет возможность выделить составляющие многолучевой помехи для их дальнейшей компенсации.

2. Компенсатор, структуру которого синтезировано в ходе исследований, обеспечивает подавление многолучевой помехи в сигнале общего источника в многопозиционных пассивных системах синхронизации. Отличительной особенностью предложенного компенсатора является то, что его работа построена на выделении полезного сигнала, свободного от многолучевой помехи, с помощью которого далее выделяется сигнал помехи для формирования необходимого компенсирующего сигнала.

3. Полученные в ходе экспериментальных исследований результаты подтверждают работоспособность предложенного метода компенсации многолучевой помехи в сигнале общего источника даже при уровне помехи, превышающем уровень полезного сигнала. Структура разработанной экспериментальной установки может быть реализована на практике при проведении частотно-временных сличений в многопозиционных пассивных системах синхронизации, входящих в состав Государственной службы времени и частоты.

4. Экспериментальные исследования макета пассивной системы синхронизации с использованием сигналов цифрового наземного ТВ (ЦНТВ) формата DVB-T2 в режиме «нулевой базы» довели эффективность предложенных программно-аппаратных решений компенсатора многолучевой помехи и принци-



пов обработки результатов измерений. Использование компенсатора позволило снизить уровень помехового сигнала до уровня, при котором среднеквадратическое отклонение результатов измерения сдвига шкал времени и частоты уменьшено в 4-5 раз.

**Достоверность и обоснованность полученных научных результатов** подтверждается и обеспечивается: корректным использованием математического аппарата корреляционной обработки для оценки погрешности синхронизации пространственно разнесенных эталонов (стандартов) времени и частоты, высоким соответствием результатов лабораторных исследований действующих макетов МПСС полученным теоретическим данным.

**Результаты исследований могут быть использованы:**

1. В Государственной службе времени и частоты (ГСВЧ) Украины и других службах частотно-временных сличений, которые являются участниками поверочных схем.
2. На предприятиях приборостроительной промышленности при разработке оборудования для решения задач частотно-временного обеспечения.
3. В учебном процессе высших учебных заведений для метрологических и приборостроительных специальностей.

*Внедрение полученных результатов.* Основные результаты исследований внедрены: в учебном процессе ХНУРЭ, при выполнении бюджетных НИР, которые выполнялись ХНУРЭ, в Метрологическом центре военных эталонов Вооруженных Сил Украины, в ННЦ „Институт метрології”, что подтверждается 4 актами о реализации.

**Личный вклад соискателя.** Новые научные результаты получены соискателем лично. В работах, выполненных в соавторстве, соискателю принадлежат: предложен и разработан новый метод компенсации влияния многолучевости сигнала общего источника на результирующую погрешность синхронизации в многопозиционной пассивной системе [22, 23, 27, 29]; разработана новая математическая модель МПСС [19, 20, 21, 27]; разработаны новые принципы построения компенсаторов многолучевости сигнала в МПСС [22, 23, 27, 29]; синтезирована структура компенсатора многолучевости сигнала общего источника

в МПСС [22, 23, 27, 29]; разработана методика проведения эксперимента и структурная схема экспериментальной установки [18, 19, 23, 25, 26]; разработан алгоритм работы компенсатора многолучевой помехи в МПСС [22, 27]; предложены новые программно-аппаратные решения практической реализации и использования компенсатора многолучевости сигнала общего источника в МПСС, принципы обработки результатов измерений, выполнен анализ полученных результатов [17, 22, 24, 28, 29].

**Апробация результатов диссертации.** Основные результаты работы были представлены и обсуждались на следующих научно-технических конференциях: 18-й научно-практической конференции “Проблеми створення, розвитку та застосування інформаційних систем спеціального призначення” (Житомирський військовий інститут ім. С.П. Корольова Національного авіаційного університету 15.04.2011 р.) [24]; международной конференции “Современные проблемы радиоэлектроники, телекоммуникаций, компьютерной инженерии“, (TCSET’ 2014), (Львов-Славское 2014) [25], международном радиоэлектронном форуме “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“ (МРФ-2015) (Харьков 2015) [26], научно-технической конференции “Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки“ (ЦНДІ ОБТ, Київ - 2015) [27, 28], международном юбилейном радиоэлектронном форуме “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития“ (МРФ-2016) (Харьков 2016) [29].

**Публикации результатов диссертации.** Основные научные результаты по теме диссертации опубликованы в 6-ти статьях в периодических изданиях, которые входят в утвержденный перечень изданий Украины, статьи [17, 18] опубликованы в журнале “Восточно-Европейский журнал передовых технологий“, который включен в международные науко-метрические базы данных Index Copernicus и РИНЦ, издано 6 тезисов докладов на научных конференциях.

**Структура и объём диссертационной работы.** Диссертация представляет собой рукопись и состоит из введения, 4 разделов, заключения, списка использованных источников и приложений. Полный объём диссертации 183 с. Основ-

ное содержание диссертации изложено на 161 с., из которых 7 с. полностью занимают рисунки и таблицы, содержит 54 рис. и 7 табл. Список литературы насчитывает 150 работ отечественных и зарубежных авторов. В приложения включены акты внедрения результатов работы.

Автор выражает глубокую благодарность руководству кафедры основ радиотехники ХНУРЭ, научному руководителю д.т.н., с.н.с. Костыре А.А., а также сотрудникам НУЦ ОРТ, оказавшим существенную помощь в проведении теоретических и экспериментальных исследований при выполнении работы.

## РАЗДЕЛ 1

### АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ К СТАБИЛЬНОСТИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ. ОСНОВНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

В разделе приведены требования по стабильности сигналов частотно-временного обеспечения для связных, радионавигационных и других систем, а также выполнен сравнительный анализ наиболее широко используемых методов синхронизации. Обоснована целесообразность применения пассивного метода общего охвата и разработки многопозиционных пассивных систем частотно-временной синхронизации. На основе анализа составляющих погрешностей синхронизации в многопозиционной пассивной системе делается вывод о необходимости снижения влияния многолучевого распространения сигнала общего источника и формулируются вопросы исследования для выполнения поставленной научно-практической задачи. Материалы раздела опубликованы в [17 – 19, 24].

1.1. Проблема и задачи синхронизации шкал времени и частоты. Требования к стабильности параметров сигналов частотно-временного обеспечения

Измерения времени и частоты являются наиболее точными из всех видов измерений. Этот факт предоставляет значительные технологические преимущества при их применении. Для успешного функционирования многих космических и наземных систем необходима определенная форма поддержания стабильности времени, например, синхронизация цифровых сетей, широкополосная связь, определение расстояния и скорости, навигация и высокоточное местоопределение, интерферометрия со сверхдлинной базой, научные исследования (гравиметрия, исследования теории относительности), передача времени с помощью спутников, геодезия и т.д. [9, 10, 24, 30 - 38]. Решение задачи син-

хронизации стандартов (эталонов) времени и частоты в настоящее время в основном осуществляется посредством систем GPS (США) и ГЛОНАСС (Россия) [30-32, 34-36, 39-41]. Однако опыт использования сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) показывает, что для отдельных практических применений – синхронизация агрегатов малой энергетики, внедрение пакетной цифровой связи, необходимая точность временной ГНСС-синхронизации без принятия специальных (достаточно затратных) мер не обеспечивается. Кроме того, ГНСС подконтрольны иностранным государствам, что содержит в себе угрозу государственным интересам Украины [12]. В [13] предлагается создать многопозиционную пассивную систему синхронизации (МПСС), которая обладает высокими точностными характеристиками и позволяет обеспечить единство частотно-временных измерений в нашем государстве.

Системы, реализующие современные частотно-временные методы, относятся к классу многопозиционных информационно-измерительных систем и могут быть названы системами синхронизации времени и частоты (ССВЧ). Качество работы ССВЧ прежде всего определяется стабильностью эталонов (стандартов) частоты и точностью их синхронизации. Хранение времени и воспроизведение единиц измерения времени и частоты осуществляется соответствующими эталонами или стандартами.

Общими элементами таких систем являются подсистема генераторов, генерирующих стабильные частоты или являющиеся основой хранителей времени, и подсистема синхронизации. Подсистема синхронизации, в свою очередь, состоит из устройств измерения сдвигов шкал хранителей времени (или разностей частот генераторов), а также устройств обработки результатов измерений и управления параметрами генераторов.

Стандарты частоты используют квантовые переходы между определенными энергетическими состояниями атомов цезия, водорода, рубидия, ртути. Цезиевые и водородные стандарты частоты служат в качестве основы национальных эталонов времени и частоты при формировании национальных и международной шкал атомного времени. Основными характеристиками атомных часов являются нестабильность и точность. Нестабильность в настоящее время

составляет  $10^{-15}$  на интервале 100-1000 с. Лучшую нестабильность обеспечивают часы, принцип действия которых основан на использовании цезиевого атомного фонтана, их нестабильность достигает  $10^{-16}$  на интервале усреднения порядка нескольких суток. Перспективные разработки стандартов частоты проводятся на базе оптических атомных часов с ультра-холодными атомами (например, иттербия, магния), захваченными в оптическую ловушку и лазерной спектроскопией так называемого часового перехода между их энергетическими уровнями. Неопределенности измеряемой частоты связаны с эффектом Штарка (расщеплением спектральных линий под действием электрического поля), столкновениями между атомами в ловушке, неоднородным возбуждением уровней и шумом лазера. Нестабильность частоты ожидается на уровне  $10^{-17}$ - $10^{-19}$  [2, 4, 41].

При практическом выполнении тех или иных измерений важно оценить их точность. Термин "точность измерений", т. е. степень приближения результатов измерения к некоторому действительному значению, не имеет строгого определения и используется для качественного сравнения измерительных операций. Для количественной оценки используется понятие "погрешность измерений" (чем меньше погрешность, тем выше точность). Оценка погрешности измерений — одно из важных мероприятий по обеспечению единства измерений. Количество факторов, влияющих на погрешности измерений, достаточно велико и любая классификация погрешностей измерения в известной мере условна, так как различные погрешности в зависимости от условий измерительного процесса проявляются по-разному. Поэтому для практических целей достаточно рассмотреть случайные и систематические составляющие общей погрешности, выраженные в абсолютных и относительных единицах при прямых, косвенных, совокупных и равноточных измерениях [42, 43].

Требования к точности синхронизации времени и частоты для основных областей применения приведены в таблице 1.1.

Из данных таблицы 1.1 следует, что наиболее высокие требования к точности сличения предъявляются в метрологии. Приведенные данные ориентированы на Государственный эталон времени и частоты Украины. В экономически

развитых странах их государственные эталоны имеют стабильность выше, что, соответственно, требует еще более точных сличений [44 - 48].

Таблица 1.1

## Требования к точности частотно-временной синхронизации

Области применения	Задачи	Погрешность синхронизации по времени, нс	Относительная погрешность по частоте
Метрология времени и частоты	Хранение и воспроизведение размеров единиц времени и частоты, а также шкал времени	1 – 10	$10^{-13} - 10^{-14}$
Радиоастрономия	Синхронизация шкал времени пунктов радиоинтерферометров со сверхдлинными базами;	10 – 50	$10^{-13} - 10^{-14}$
Фундаментальные исследования	Определение параметров вращения Земли	10 – 50	$10^{-13} - 10^{-14}$
Геодезия, топография, картография и сейсмография	Высокоточная пространственная привязка или пеленгация объектов	$10 - 10^4$	$10^{-11} - 10^{-14}$
Космические навигационные системы; космические комплексы контроля и управления	Синхронизация шкал времени наземных и космических объектов навигационных систем; траекторные и орбитальные измерения; телеметрия	$10 - 5 \cdot 10^4$	$10^{-11} - 10^{-13}$
Радиотехнические комплексы управления наземным транспортом	Относительная навигация; дистанционное управление и местонахождение подвижных объектов	$20 - 10^6$	$10^{-8} - 10^{-12}$

В таблице 1.2 представлены элементы сетей связи, используемые для разных приложений, и соответствующие требования по синхронизации [49 - 53].

Таблица 1.2

## Требования по синхронизации для современных сетевых технологий

Сетевой элемент	Нормы по частотной синхронизации	Нормы по фазовой синхронизации
CDMA2000 BS	$5 \times 10^{-8}$	3 мкс
GSM	$5 \times 10^{-8}$	-
UMTS-TDD BS	$5 \times 10^{-8}$	1,25 мкс
UMTS-FDD BS	$5 \times 10^{-8}$	-
WiMax BS	$5 \times 10^{-8}$	1 мкс
LTE BS	$5 \times 10^{-8}$	1 мкс
APON/CPON OLT	$1 \times 10^{-11}$	-
SDN/S0NET, ATM	$1 \times 10^{-11}$	-

Как видно из данных таблицы 1.2, основным требованием для сетей связи является обеспечение высокой стабильности частоты. Однако с ожидаемым переходом связных систем на пакетную связь на первый план выходит требование к высокоточной синхронизации времени – фиксация начала цифрового пакета и определение его протяженности. Используемое на отечественном рынке связное оборудование иностранного производства, как правило, имеет частотно-временную поддержку, построенную на использовании ГНСС. Однако это не снимает с повестки дня вопросы построения отечественных систем синхронизации, которыми должны обеспечиваться системы правительственной и военной связи, синхронизироваться работа испытательных полигонов, поддерживаться надежность и непрерывность работы поверочных схем в частотно-временных сличениях эталонов.

В общем случае параметры эталонов изменяются по случайным законам. При этом сдвиг шкал становится случайной функцией времени. Относя эти случайные отклонения параметров к одному из эталонов, например к **В**, его шкалу можно записать в виде [54]



$$H_B(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t + t_n),$$

где  $t_n$  - корень уравнения  $\varphi(t_n) = 2\pi \cdot F_B \cdot t_n + \varepsilon\varphi(t_n) = n \cdot 2\pi$ ;

$\varphi(t)$  - полная фаза первой гармоники шкалы **B**;

$\varepsilon\varphi(t)$  - случайный закон отклонения полной фазы сигнала эталона от линейного закона.

Сдвиг шкал в рассматриваемом случае составит

$$\Delta T^{BA}(t_n) = nT_A - t_n = n(T_A - T_B) + \varepsilon\varphi(t_n)/(2\pi \cdot F_B).$$

Если эталоны отличаются по частоте ( $T_A \neq T_B$ ), например,

$$H_A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t + nT_A); \quad H_B(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t + nT_B + \Delta T_0^{BA}),$$

то сдвиг шкал изменяется во времени и в  $n$ -ом периоде сдвиг шкал составит:

$$\Delta T_n^{AB} = \Delta T_0^{AB} + n(T_B - T_A);$$

$$\Delta T_n^{BA} = \Delta T_0^{BA} + n(T_A - T_B).$$

Переходя в выражениях (1.5) к текущим моментам измерений ( $t = nT_A$  - для пункта **A**;  $t = nT_B$  - для пункта **B**) зависимость сдвига шкал от времени примет вид:

$$\Delta T^{AB}(t) = \Delta T_0^{AB} + t(T_B - T_A)/T_A;$$

$$\Delta T^{BA}(t) = \Delta T_0^{BA} + t(T_A - T_B)/T_B.$$

Дифференцируя по времени соотношения (1.6), можно оценить отличие эталонов по частоте:

$$\frac{\partial [\Delta T^{AB}(t)]}{\partial t} = (T_B - T_A)/T_A = (F_A - F_B)/F_B;$$

$$\frac{\partial [\Delta T^{BA}(t)]}{\partial t} = (T_A - T_B)/T_B = (F_B - F_A)/F_A,$$

где  $F_A=1/T_A$ ,  $F_B=1/T_B$  – частоты первых гармоник спектров сигналов эталонов шкал **A** и **B** соответственно.

Следовательно, измеряя значение временного сдвига шкал как функцию времени, можно измерить относительную нестабильность частоты каждого из эталонов. Поэтому в дальнейшем говорится о сличении шкал времени, однако подразумевается, что при этом аналитически сличаются и частоты эталонов.

1.2. Анализ методов, используемых в системах частотно-временной синхронизации. Обоснование преимуществ пассивного метода общего охвата

1.2.1. Активный и полуактивный методы синхронизации времени и частоты

Сопоставление методов сличения по точности возможно только при использовании идентичных методик расчета погрешностей, а в настоящее время и неопределенностей измерений сдвига шкал [42, 43, 55, 56].

Рассмотрим основные подходы к решению этой задачи.

Системы, реализующие современные методы сличения, используют технические средства и частотные диапазоны, обеспечивающие максимальную стабильность (а для некоторых систем – и обратимость) задержки сигналов при РРВ.

Особую роль при анализе и сравнении систем сличения по точности и другим показателям играют алгоритмы измерений – порядок обмена сигналами между сличаемыми эталонами, который после обработки этих сигналов, а также исключения времени задержки сигналов в канале РРВ и аппаратуре обеспечивает измерение сдвига шкал.

Методы сличения, с точки зрения излучения сигналов в пунктах размещения эталонов, можно разделить на три вида [13, 54]:

1) активный метод, при котором имеют место излучения сигналов в каждом из пунктов (англ. термин – two-way);

2) полуактивный или односторонний метод – сигналы излучаются только из одного пункта, в котором расположен ведущий эталон (англ. термин – one-way или «One-WayTimeTransfer», сокр. OWTТ);

3) пассивный метод общего охвата (ПМОО), основанный на приеме в пунктах сигнала общего источника (англ. термин – common-view).

Комплексный анализ методов для общего случая (непостоянства и необратимости задержек сигналов в канале РРВ и в аппаратуре, а также наличия помех) позволяет выработать критерии для их сравнения, а также синтезировать новые методы [13, 57 - 59].

К активным методам можно отнести метод непосредственного сличения, а также сличение при помощи переносного квантового генератора (ПКГ), поскольку при этом происходит непосредственная или косвенная активная передача физической шкалы. Активный радиотехнический метод сличения предполагает одновременный или ретрансляционный обмен информацией.

К полуактивным методам следует отнести использование специальных сигналов телевидения, радиостанций СДВ и КВ диапазонов, а также использование ГНСС.

Пассивный метод сличения в некотором смысле тождественен использованию ПКГ, однако в роли так называемого «третьего генератора» может выступать произвольный сторонний искусственный или естественный источник сигнала, который уверенно принимается в синхронизируемых пунктах. При этом точность синхронизации не зависит от стабильности общего источника.

Рассмотрим более детально перечисленные методы частотно-временной синхронизации.

*Активный метод. Использование дуплексных спутниковых каналов связи.* Результаты экспериментов по синхронизации с использованием спутниковых каналов связи опубликованы в работах [49, 53, 56, 60-62]. Достоинствами данного метода являются глобальная зона охвата, возможность синхронизации пунктов в труднодоступных северных и горных районах, высокая точность. Не-

достатки метода – активный режим, то есть наличие в синхронизируемых пунктах приемопередающей аппаратуры и поэтому относительно высокая стоимость.

Европейскими метрологическими учреждениями совместно с Национальным институтом стандартов и технологий (NIST) США проведены исследования по сличению государственных стандартов частоты активным способом, который осуществлен посредством двухсторонней спутниковой связи через геостационарный ИСЗ [46]. По результатам обработки суточного цикла измерений получено значение относительной нестабильности частоты на уровне  $1 \times 10^{-15}$ . Метод сличения при помощи двусторонней передачи является по существу разностным и позволяет избежать неопределенностей точных координат часов, определения траекторий распространения сигналов и учета задержек в тропосфере и ионосфере. Точность сличений возрастает при увеличении интервала до нескольких суток [37].

*Полуактивные методы. Применение специальных сигналов телевидения, а также радиостанций СДВ и КВ диапазонов.* По сложившейся в мире практике для передачи эталонных сигналов времени и частоты используется телевидение и сеть звукового вещания, а также разветвленная сеть средств передачи, которая включает в себя радиостанции ОНЧ, НЧ и ВЧ диапазонов как специального, так и другого назначения (вещательные, навигационные и т. п., передающие эти сигналы на вторичной основе), и глобальные навигационные спутниковые системы GPS-ГЛОНАСС.

Телевизионные каналы характеризуются широкой полосой пропускания, значением соотношения сигнал/шум равным 50 дБ, высокой стабильностью параметров аппаратуры и тракта передачи. Это позволяет использовать ТВ каналы для передачи сигналов времени и частоты [11, 12, 13, 54, 62].

При разработке средств передачи частотно–временной информации в ГСВЧ Украины учтено, что собственных специализированных радиостанций и космических радионавигационных систем Украина не имеет и в ближайшее время, видимо, иметь не будет. Поэтому для большинства потребителей наибо-

лее пригодным средством передачи частотно–временной информации выбрана система телевидения (каналы УТ–1 и УТ–2) [11, 12].

Наибольшая точность определения координат средствами ГНСС достигается путем использования дифференциальных методов и фазовых измерений. Дифференциальные методы основаны на сравнении двух рядов измерений, полученных приемниками, координаты одного из которых, опорного, заведомо точны. Это позволяет исключить влияние погрешностей, одинаково искажающих ряды измерений. Опорные станции проводят измерения псевдодальностей до многих спутников, вычисляют погрешности и их производные по времени. С каждой поправкой потребителю передается младшая часть значения часов спутника, в результате, располагая поправками для совокупности спутников с привязкой ко времени, можно выбрать оптимальное в данных условиях наблюдения рабочее созвездие (конфигурацию навигационных космических аппаратов – НКА). Чем ближе пользователь к опорной станции, тем лучше работают полученные им поправки [36, 39, 40].

Фазовые измерения, обработанные на опорном пункте, позволяют разрешить фазовые неоднозначности и инициализировать приемник пользователя с установкой состояния счетчика целых циклов. В радиусе до 10 км от опорного пункта измерения в реальном времени подвижным приемником имеют средне-квадратичную погрешность координат 2-3 см. В ХНУРЭ проводятся работы, целью которых является расширение зоны высокоточных дифференциальных местоопределений. При этом упор делается на использование более дешевых одночастотных ГНСС-приемников [63].

Самой известной службой, осуществляющей дифференциальную навигацию в реальном времени, располагает Береговая охрана США. В ее составе имеется сеть башен, принимающих сигналы GPS и предлагающих дифференциальные поправки, используя всенаправленные передатчики маяков. Чтобы получать эти данные, пользователь в дополнение к аппаратуре GPS должен иметь специальный приемник с антенной, настроенный на волну маяка [64].

Никакого дополнительного оборудования не требуется для использования данных систем WAAS (Wide Area Augmentation System), которая поддержива-

ется Федеральной администрацией авиации США. В начале эксплуатации система состояла из 25 наземных базовых станций с точно известными координатами, распределенных по территории США, которые отслеживают сигналы спутников GPS. Две ведущие станции, одна на Западном, другая на Восточном побережье, собирают данные станций и формируют комбинированные корректирующие сообщения в соответствии со спецификой их местоположения. Сообщение транслируется одним из двух геостационарных спутников, обслуживающих соответствующую территорию. Приемник пользователя WAAS имеет доступ к этим сигналам и определяет, какие поправки к псевдодальности соответствуют его местоположению. Безопасность полетов существенно повышается, если пилоту известны точные координаты самолета. WAAS увеличивает точность навигации до одного-двух метров по горизонтали и до двух-трех по вертикали в реальном времени на всей территории страны. Кроме того, WAAS контролирует целостность навигационного поля путем проверки качества метрологической достоверности дальномерных сигналов и навигационных сообщений. Прием сигналов WAAS пользователями на открытой местности, воздушными и морскими судами осуществляется беспрепятственно, но, поскольку геостационарные спутники расположены на экваториальных орбитах, прием ретранслируемых ими сигналов затруднен в гористой или лесистой местности, когда горизонт заслонен. Уровень приемлемости ошибки зависит от типа и места проведения работ. Безопасное управление судами в открытом океане требует километровой точности, тогда как при работах в прибрежных водах необходима точность 2-5 м [46].

Наряду с WAAS, спутниковой по типу передачи данных, работают аналогичные службы в Японии – MSAS (Multi-functional Satellite Augmentation System), обслуживающая Азию, европейская EGNOS (European Geostationary Navigation Service), индийская GAGAN. К этой группе функциональных дополнений относятся коммерческие системы, такие как StarFire, принадлежащая американской корпорации John Deere и Starfix DGPS немецкой компании Fugro NV.

### 1.2.2. Пассивный метод общего охвата

Основным недостатком применения сигналов существующих иностранных систем координатно-временного и частотно-временного обеспечения, является тот факт, что соответствующие службы и организации Украины не имеют возможности контролировать процесс управления их параметрами, что и вполне логично. Поэтому для преодоления имеющегося противоречия в первичном источнике синхросигналов следует разделить функции излучения сигнала и его частотно-временной модуляции. При этом функцию частотно-временной модуляции (привязки) необходимо передать «своему» объекту (пункту), а функцию излучателя сигнала уже может выполнять любой произвольный источник, являющийся радиовидимым для синхронизируемых пунктов. В роли «своего» ведущего пункта может выступать государственный, первичный, ведомственные и другие эталоны, которые участвуют в реализации пассивной системы синхронизации. Задача ведущего пункта – принять сигнал общего источника (ОИ) и «привязать» его к шкале эталона. В ведомых пунктах также принимается сигнал ОИ и фиксируется относительно шкал своих эталонов. По информационным каналам с произвольной задержкой происходит обмен информацией о временном положении идентичных фрагментов сигнала стороннего источника между ведущим и ведомыми пунктами, что и позволяет обеспечить сличение шкал эталонов в пунктах [20]. Следовательно, приходим к обобщенной схеме МПСС, показанной на рис. 1.1. Поскольку функция частотно-временной модуляции сигнала ОИ осуществляется в пункте **A**, то информацию о положении сигнала ОИ относительно шкалы системного времени головного эталона необходимо передавать в синхронизируемые пункты **B** и **C**. Поэтому образованы информационные каналы с произвольной задержкой между ведущим и ведомыми пунктами. Эти каналы могут быть как однонаправленными (от ведущего к ведомым), так и двунаправленными, в зависимости от особенностей функционирования МПСС. Синхронизация шкал времени производится путем фиксации относительно своей шкалы времени момента прихода

одного и того же фрагмента сигнала ОИ с последующим обменом информацией.

Бесспорным преимуществом МПСС с использованием сигналов наземных или космических сторонних источников является отсутствие радиоизлучения в синхронизируемых пунктах. Поэтому нет необходимости в создании и применении радиопередающих устройств, которые являются наиболее энергопотребляющими и материалоемкими узлами радиотехнической системы. То есть, МПСС, прежде всего, является экономичной. Кроме того, задача электромагнитной совместимости и скрытности работы такой системы, биологической и экологической безопасности решается автоматически [20]. Поэтому для построения региональных и общегосударственной системы единого времени в качестве базовой предлагается МПСС.

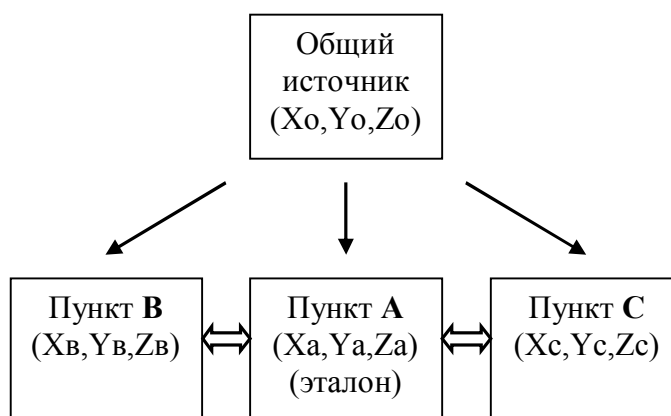


Рис. 1.1 Обобщенная схема МПСС

С учетом особенностей реализации МПСС, а именно, что первоначально происходит разнесенный прием ССИ, а совместная обработка принятых сигналов выполняется после объединения информации, приходим к следующей структуре оптимального измерителя рис. 1.2. В схеме рис. 1.2 учтено, что формирование сигнальных выборок производится отдельно в каждом из пунктов, то есть запись сигналов осуществляется во время соответствующих стробов, сигнал дискретизируется, а так же учтена разность времени поступления сигналов путем сдвига строба записи в одном из пунктов.

В [20, 65] предлагаются правила применения байесовского подхода для нахождения оценки максимального правдоподобия измеряемого параметра.



Выделение полезной информации (определение вектора  $\lambda$  информативного параметра), которая содержится в совместно обрабатываемых сигналах, принимаемых в пунктах сличения шкал эталонов, происходит при воздействии вектора мешающих параметров  $\mathbf{J}$ , которые можно объединить в один  $(r + m)$ -мерный вектор  $\lambda_s = (\lambda^T, \mathbf{J}^T)^T$ , и дальше считать, что все составляющие вектора  $\lambda_s$  подлежат измерению.

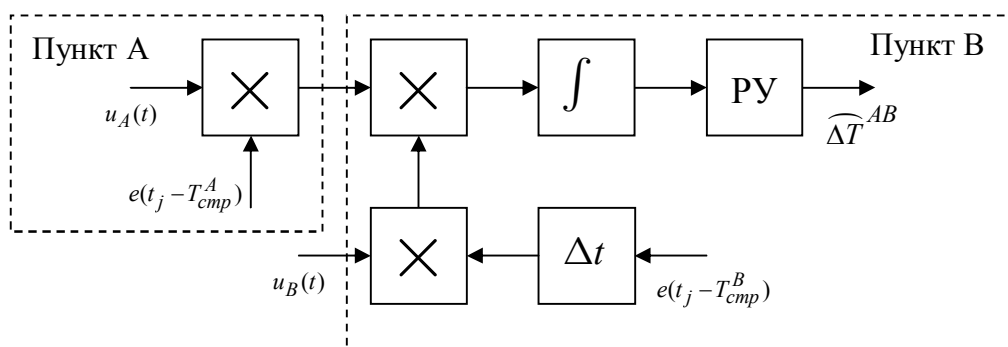


Рис. 1.2 Структурная схема оптимального измерителя для МПСС

Получив в соответствии с байесовским критерием оценку  $\hat{\lambda}_s$  этого вектора по максимуму правдоподобия, можно далее отбросить оценки  $m$  мешающих неинформативных параметров  $\hat{\mathbf{J}}$ , которые являются  $m$  крайними компонентами вектора  $\hat{\lambda}_s$ , и оставшийся  $r$ -мерный вектор  $\hat{\lambda}$  будет являться оценкой максимального правдоподобия для  $\lambda$ . В случае, когда мешающие параметры считаются случайными величинами с достоверно известной априорной плотностью вероятности  $p_0(\mathbf{J})$ , то более простым может быть способ исключения мешающих параметров, который не требует увеличения размерности оцениваемого вектора. Функция правдоподобия вектора  $\lambda$

$$p(y(t) | \lambda) = p(y(t) | \lambda, \mathbf{J})$$

и по теореме умножения вероятностей

$$p(y(t) | \lambda, \mathbf{J}) p_0(\mathbf{J}) = p(y(t), \mathbf{J} | \lambda).$$

В результате интегрирования правой части по всем  $\mathbf{J}$  получаем  $p(y(t) | \lambda)$ , а именно функцию правдоподобия вектора полезных параметров  $\lambda$ . Следова-

тельно, для получения функции правдоподобия  $\lambda$  необходимо усреднить функцию правдоподобия  $\lambda_s$  по всем  $\mathbf{J}$  с учетом известного распределения вероятностей возможных значений неинформативных мешающих параметров:

$$p(y(t) | \lambda) = \int p(y(t) | \lambda_s) p_0(\mathbf{J}) d\mathbf{J}. \quad (1.1)$$

Далее оценка максимального правдоподобия  $\hat{\lambda}$  находится путем максимизации по  $\lambda$  функции правдоподобия  $p(y(t) | \lambda)$  или ее логарифма.

При приеме сигнала на фоне стационарного белого шума

$$u(t) = s(t; \lambda_s) + n(t)$$

можно записать

$$p(u(t) | s(t; \lambda_s)) = c \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - s(t; \lambda_s)]^2 dt \right\},$$

где  $c$  – некоторая константа.

Раскрыв скобки в показателе экспоненты, получаем

$$p(u(t) | \lambda_s) = c_u \exp \left\{ \frac{2z(\lambda_s) - E(\lambda_s)}{N_0} \right\}, \quad (1.2)$$

где  $z(\lambda_s) = \int_0^T u(t) s(t; \lambda_s) dt$  – корреляционный интеграл, в нашем случае

функция взаимной корреляции принятых выборок ССИ;

$$E(\lambda_s) = \int_0^T s^2(t; \lambda_s) dt - \text{энергия ССИ};$$

$c_u$  – коэффициент, зависящий от  $u(t)$ .

Если мешающие параметры отсутствуют, то  $\lambda_s = \lambda$  и функция правдоподобия

$$p(u(t) | \lambda) = c_u \exp \left\{ \frac{2z(\lambda) - E(\lambda)}{N_0} \right\}. \quad (1.3)$$

При известной априорной плотности вероятности  $p_0(\mathbf{J})$  можно сразу исключить  $\mathbf{J}$  из  $p(y(t) | \boldsymbol{\lambda}_s)$  и далее оценивать только  $r$ -мерный вектор полезных параметров  $\boldsymbol{\lambda}$ , в соответствии с (1.1) запишем

$$p(u(t) | \boldsymbol{\lambda}) = c_u \int \exp \left\{ \frac{2z(\boldsymbol{\lambda}_s) - E(\boldsymbol{\lambda}_s)}{N_0} \right\} p_0(\mathbf{J}) d\mathbf{J}. \quad (1.4)$$

Весьма интересным, с точки зрения реализации фазовых измерений, является случай, когда в число неизвестных параметров входит начальная фаза сигнала  $\varphi$ . Полагаем, что принимаемый сигнал не содержит других информативных параметров. В этом случае модель сигнала можно представить в виде

$$s(t; \boldsymbol{\lambda}_s) = s(t; \boldsymbol{\lambda}, \varphi) = \operatorname{Re} \left[ \bar{S}^T(t; \boldsymbol{\lambda}) \exp(j\varphi) \exp(j\omega_0 t) \right],$$

где  $\bar{S}^T(t; \boldsymbol{\lambda})$  – комплексная огибающая сигнала по Гильберту, которая зависит только от информативных параметров;

$\omega_0$  – круговая частота сигнала.

Здесь вектор  $\boldsymbol{\lambda}_s = (\boldsymbol{\lambda}^T, \varphi)^T$  –  $(r+1)$ -мерный. Выражение для корреляционного интеграла примет вид

$$\begin{aligned} z(\boldsymbol{\lambda}_s) &= \int_0^T u(t) \operatorname{Re} \left[ \bar{S}^T(t; \boldsymbol{\lambda}) \exp(j\varphi) \exp(j\omega_0 t) \right] dt = \\ &= \int_0^T \operatorname{Re}[\tilde{u}(t)] \times \operatorname{Re}[\tilde{s}(t; \boldsymbol{\lambda}) \exp(j\varphi)] dt, \end{aligned}$$

где  $\tilde{u}(t), \tilde{s}(t; \boldsymbol{\lambda})$  – аналитические сигналы, которые соответствуют  $u(t)$  и  $s(t; \boldsymbol{\lambda}) = \operatorname{Re} \left[ \bar{S}^T(t; \boldsymbol{\lambda}) \exp(j\omega_0 t) \right]$ .

С использованием  $\operatorname{Re} \tilde{x} = (\tilde{x} + \tilde{x}^*)/2$  и соотношения  $\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{u}(t) \tilde{s}(t; \boldsymbol{\lambda}) dt = 0$ , справедливость которого проверяется с применением равенства Парсеваля для преобразования Гильберта, имеем

$$z(\boldsymbol{\lambda}_s) = \operatorname{Re} \left[ \tilde{z}(\boldsymbol{\lambda}) \exp(j\varphi) \right] = Z(\boldsymbol{\lambda}) \cos \left[ \varphi - \arg \tilde{z}(\boldsymbol{\lambda}) \right], \quad (1.5)$$

$$\text{где } \tilde{z}(\boldsymbol{\lambda}) = \frac{1}{2} \int_0^T \tilde{u}(t) \tilde{s}^*(t; \boldsymbol{\lambda}) dt; \quad (1.6)$$

$$Z(\boldsymbol{\lambda}) = |\tilde{z}(\boldsymbol{\lambda})|. \quad (1.7)$$

Учтем, что энергия сигнала не зависит от начальной фазы  $\varphi$  и в данном рассматриваемом случае  $E(\boldsymbol{\lambda}_s) = E(\boldsymbol{\lambda}) = \frac{1}{2} \int |\bar{S}^T(t; \boldsymbol{\lambda})|^2 dt$ .

На основании (1.2) и (1.5) получаем

$$p(u(t) | \boldsymbol{\lambda}) = c_u \exp \left\{ \frac{2Z(\boldsymbol{\lambda}) \cos \left[ \varphi - \arg \tilde{z}(\boldsymbol{\lambda}) \right] - E(\boldsymbol{\lambda}_s)}{N_0} \right\}. \quad (1.8)$$

Выражение (8) можно использовать для оценки максимального правдоподобия  $\hat{\boldsymbol{\lambda}}$  и  $\hat{\varphi}$ . Если считать фазу равновероятной на интервале  $[-\pi; \pi]$  и  $p_0(\varphi) = 1/2\pi$ ,  $|\varphi| \leq \pi$ , то, усредняя функцию правдоподобия в соответствии с (1.1), получаем функцию правдоподобия для параметра  $\boldsymbol{\lambda}$

$$p(u(t) | \boldsymbol{\lambda}) = c_u I_0 \left[ \frac{2Z(\boldsymbol{\lambda})}{N_0} \right] \exp \left\{ -\frac{E(\boldsymbol{\lambda})}{N_0} \right\}, \quad (1.9)$$

где  $I_0(\cdot)$  - модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Приведенные соотношения (1.4), (1.8), (1.9) устанавливают правила оценки максимального правдоподобия информативного параметра на фоне белого шума и охватывают большинство практических применений по решению задачи сличения пространственно разнесенных мер времени и частоты с использованием ССИ.

Изложенный теоретический подход является основой для практической реализации МПСС, схема которой приведена на рис. 1.2. Однако приведенная схема не отражает наличия источников погрешностей синхронизации, которые неизбежно присутствуют в любых информационно-измерительных системах.

### 1.3. Погрешности в пассивных системах синхронизации. Анализ источников погрешностей синхронизации и путей снижения их влияния

Погрешности синхронизации, исходя из принятой в теории информационно-измерительных систем терминологии, можно классифицировать по причине появления:

- 1) помеховые (потенциальные шумовые), вызванные конечным отношением сигнал/шум;
- 2) трассовые (канальные), зависящие от характеристик канала РРВ;
- 3) аппаратные;
- 4) динамические, вызванные непостоянством измеряемой величины;
- 5) алгоритмические.

Рассмотренные источники погрешностей и их классификацию иллюстрирует рис. 1.3.

Погрешности, интервал корреляции ( $\tau_k$ ) которых соизмерим с длительностью используемых сигналов ( $\tau_k \approx \tau_c$ ), являются случайными или потенциальными, учитывая их неизбежность и неустранимость. Погрешности, у которых интервал корреляции существенно превышает период повторения сигналов ( $\tau_k \gg T$ ) можно отнести к систематическим, разделив на безусловно систематические (постоянная величина и закономерно изменяющиеся функции времени) и условно систематические (медленно меняющиеся случайные функции). Грубые погрешности (промахи) вызваны аномальными измерениями по ложным выбросам помехи, неоднозначностью фазовых измерений, многолучевостью канала прохождения сигнала и ошибками в канале передачи данных о результатах измерений.

На основании рассмотренных источников погрешностей в [20] предложена обобщенная модель канала синхронизации (ОМКС), структура которой приведена на рис.1.4. ОМКС включает алгоритмы измерения сдвига шкал времени и обработки результатов, а также частные модели канала РРВ, помех и аппаратных задержек.

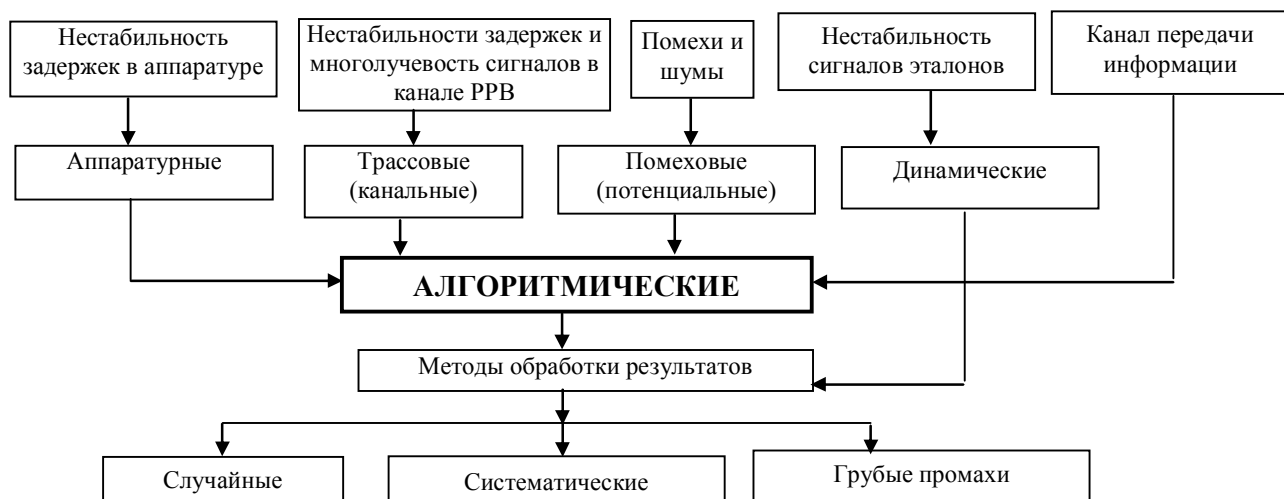


Рис. 1.3 Источники и классификация погрешностей синхронизации

На рис. 1.4 приняты обозначения:  $H^A(t)$ ,  $H^B(t)$  – аналитическое представление шкал времени;  $\tau_p^{AB}(t)$ ,  $\tau_p^{BA}(t)$  – зависимости задержек сигналов в канале РРВ из пункта **A** в пункт **B** и наоборот от времени;  $A(t)$  – изменение затухания в канале РРВ;  $\alpha_i A(t - t_i)$  – учитывает наличие дополнительных переотраженных сигналов, обусловленных многолучевостью РРВ;  $\widehat{\Delta T}^{AB}(t)$ ,  $\widehat{\Delta T}^{BA}(t)$ ,  $\sigma_{\Delta T}^{AB}$ ,  $\sigma_{\Delta T}^{BA}$  – мгновенные оценки сдвигов шкал и среднеквадратических погрешностей в пунктах **A** и **B** соответственно;  $s_0^A(t)$ ,  $s_0^B(t)$ ,  $n_0^A(t)$ ,  $n_0^B(t)$  – соответственно излучаемые сигналы и помехи в пунктах;  $\tau_{\text{прм}}^A$ ,  $\tau_{\text{прд}}^A$ ,  $\tau_{\text{прм}}^B$ ,  $\tau_{\text{прд}}^B$  – задержки сигналов в приемных и передающих трактах аппаратуры соответствующих пунктов.

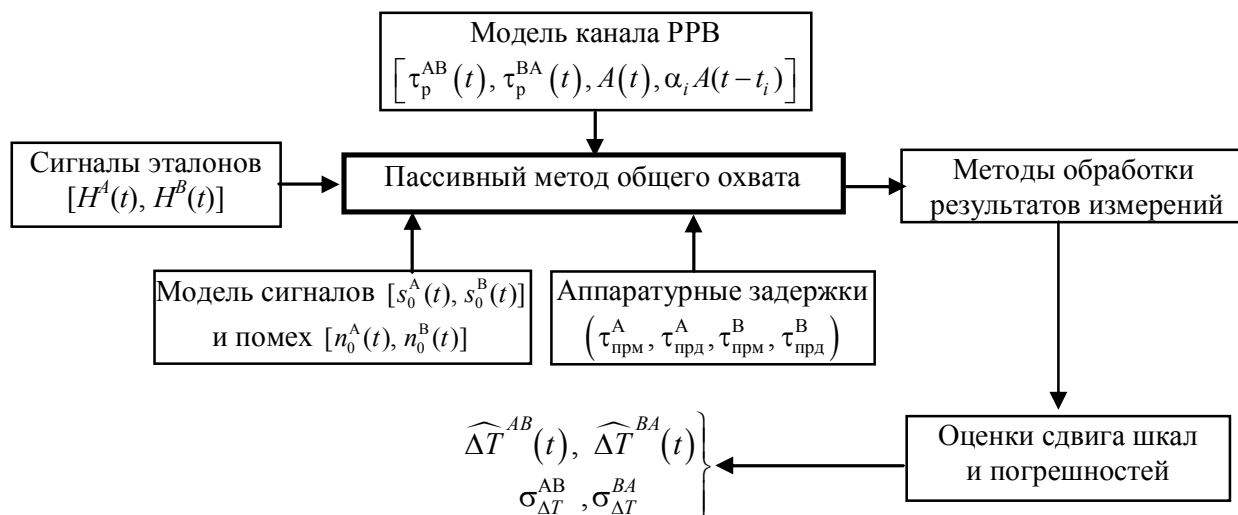


Рис. 1.4 Структура ОМКС

Слагаемые ОМКС взаимодействуют в соответствии со структурной схемой канала синхронизации (рис.1.4), состоящей из канала РРВ и аппаратного комплекса одного из синхронизируемых пунктов.

Для оценки реальных точностей синхронизации в ОМКС целесообразно включить модели устройств (формирования, излучения, приема и обработки сигналов), определяющих систематические погрешности измерений.

Различные источники погрешности, согласно ОМКС, трансформируются в результирующую погрешность синхронизации в соответствии с используемым алгоритмом синхронизации. Из этого следует особая роль, которую играют алгоритмы измерения сдвига шкал времени. Принципиально отличаясь от алгоритмов работы других систем, алгоритмы синхронизации обеспечивают учет либо исключение времени задержки сигналов в канале РРВ, определяют уровень аппаратных и случайных погрешностей.

Детальное рассмотрение всех видов погрешностей и разработка путей снижения их влияния выходит за рамки одной диссертационной работы. Анализ литературы [1-5, 36, 39, 40, 43, 49-56, 66] показывает, что каждая из погрешностей исследуется многократно в зависимости от тех или иных условий ее проявления или применительно к конкретной решаемой задаче.

Многолучёвость (или многопутность) возникает во время приема антенной одновременно прямого сигнала ОИ и сигнала, отраженного от окружающих ее поверхностей. В технической литературе [68-72] анализируются различные аспекты проявления многолучевости, особенно пристальное внимание в настоящее время уделено многолучевости в телекоммуникационных системах и ГНСС в связи с их широким повсеместным использованием. Теоретическое максимальное смещение из-за многолучёвости в псевдодальности при приеме сигнала ГНСС может достигать до  $ct_i / 2$ , что составляет 150 м для С/А кода и 15 м для Р-кода. Типичные ошибки обычно меньше 10 м. Влияние многолучёвости на фазу несущей не превышает примерно 1/4 от длины волны. Оно изменяется по синусоидальному закону и обычно «усредняется» за период 10-15 минут или больше. Для определения или предсказания влияния многопутности на позиционное решение не существует общей математической модели, однако ее

влияние на наблюдение расстояния можно измерить по комбинации фазовых данных фазы несущей для L1 и L2 и псевдодальности [30-33].

Рекомендациями Международного союза электросвязи [16] предусмотрена необходимость принятия мер к компенсации влияния многолучевости РРВ.

Для снижения влияния многолучевости в ГНСС производителями потребительского оборудования разрабатываются специальные алгоритмы обработки принимаемых сигналов НКА. При этом каждый из производителей решает задачу обособленно, не открывая конкурентам особенностей реализации.

Следует отметить, что для снижения влияния многолучевости в телекоммуникационных системах принимается комплекс мер, связанных с оптимизацией работы стационарной приемо-передающей аппаратуры. Для подвижных объектов, которыми, как правило, являются потребительские терминалы, применяются различные методы помехоустойчивого кодирования. Устранение интерференционных замираний сигнала, межсимвольной интерференции и других нежелательных проявлений многолучевости РРВ осуществляется за счет информационной избыточности, которую дает специальное кодирование, что неизбежно ведет к снижению пропускной способности канала.

Особенность функционирования МПСС при использовании телекоммуникационных сигналов состоит в том, что полное декодирование сигнала ОИ не производится, что, зачастую, и не представляется возможным при закрытой передаче данных. Поэтому реализация достоинств помехоустойчивого кодирования для МПСС не выполнима, что требует разработки таких методов компенсации многолучевости РРВ, которые учитывали бы особенности работы пассивной системы синхронизации и обладали бы достаточной эффективностью.



Выводы по 1 разделу. Обоснование направлений и методов исследований, постановка задач исследований

Для решения поставленной научно-практической задачи необходимо видоизменить известные принципы реализации систем защиты от пассивных коррелированных помех, которыми и являются помехи, обусловленные многолучевостью РРВ, в соответствии с особенностями функционирования МПСС. Данные особенности будут проанализированы в следующем разделе работы.

Выполнение исследований в рамках диссертационной работы предполагает применение классических методов, широко используемых в радиотехнике:

- теории временного, спектрального и корреляционного анализа при исследовании причин возникновения, характера и механизма воздействия многолучевых помех в МПСС, обосновании достоинств и недостатков при выборе сигналов сторонних источников, обосновании методов и реализации обработки данных;

- математического моделирования процессов в пассивных системах синхронизации при решении задач, связанных с компенсацией влияния многолучевости при реализации ПМОО;

- экспериментальной проверки достоверности результатов теоретических исследований и возможности технической реализации предложенных подходов и решений.

Из выполненного в разделе анализа следует.

1. Сопоставительный анализ методов и алгоритмов частотно-временной синхронизации показывает, что они во многом отличаются, как по принципам практической реализации, так и по сложности технического построения, однако предпочтительных во всех отношениях как методов, так и алгоритмов не существует. Тот или иной выбранный метод синхронизации имеет присущие ему преимущества и недостатки. По сравнению с известными активными и полуактивными методами ПМОО обладает существенными преимуществами, а именно – экономичность, помехозащищенность, биологическая и экологическая безопасность, скрытность работы, электромагнитная совместимость.

2. Наибольшую точность в настоящее время обеспечивает метод непосредственной синхронизации, используемый, как правило, в метрологических целях. На практике для синхронизации пространственно разнесенных эталонов (стандартов) времени и частоты ограниченно применяется активный метод с ретрансляцией сигнала через дуплексные каналы связи, а наиболее распространенным является полуактивный метод с использованием ГНСС. С помощью глобальных навигационных спутниковых систем обеспечивается сличение разнесенных атомных часов с точностью 3-5 наносекунд на базах до 3000 км и 10-20 наносекунд на более длинных базах, дуплексный метод через каналы связи геостационарных спутников дает точность в десятки пикосекунд на глобальных расстояниях, метод РСДБ - от 0,1 наносекунды до 10 наносекунд. Для передачи данных по оптоволоконным линиям со скоростью в десятки и сотни тера бит в секунду требуется точность сличения эталонов по времени на уровне 100-10 пикосекунд, по частоте  $1 \times 10^{-15} - 1 \times 10^{-16}$  на суточном интервале.

3. Анализ канальных погрешностей, возникающих при реализации методов синхронизации, которые основаны на передаче сигнала по радиоканалу, свидетельствуют о необходимости разработки мер по устранению (снижению до допустимого уровня) влияния многолучевости (многопутности) распространения сигналов. О важности научно-технической задачи, решаемой в диссертации свидетельствует то, что рекомендациями Международного союза электросвязи предусмотрена необходимость принятия мер к компенсации влияния многолучевости РРВ.

4. Особенности функционирования МПСС требуют поиска новых путей для снижения влияния многолучевой помехи, что предполагает проведение теоретических и экспериментальных исследований в рамках данной диссертационной работы.

Усовершенствование МПСС, на что направлено выполнение диссертационных исследований, заключается в том, что путем сравнения известных принципов подавления пассивных помех разработаны методы подавления многолучевости сигнала общего источника с учетом особенностей функционирования МПСС, для чего решаются следующие задачи:

- выполнение теоретического обоснования принципов компенсации пассивной коррелированной помехи, обусловленной многолучевым распространением сигнала общего источника, с учетом особенностей технической реализации МПСС;

- разработка математической модели МПСС, в которой реализована возможность компенсации многолучевого сигнала;

- разработка алгоритма функционирования МПСС, позволяющего выявлять факт наличия многолучевости и иметь возможность выполнять сличение пространственно разнесенных эталонов времени и частоты с допустимой потерей точности;

- проведение исследований МПСС с использованием разработанной математической модели;

- разработка структурной схемы МПСС, в которой реализуется компенсация (подавление) многолучевой помехи для режима «нулевой базы»;

- выполнение цикла экспериментальных исследований по определению потенциальных значений погрешности сличения шкал эталонов в условиях наличия реальной многолучевой помехи.

## РАЗДЕЛ 2

### ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ КОМПЕНСАЦИИ МНОГОЛУЧЕВОГО СИГНАЛА В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ ЧАСТОТНО- ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

В предыдущем разделе были перечислены основные источники погрешностей, оказывающие существенное влияние на точность синхронизации в ССВЧ, и сделан вывод о необходимости поиска путей снижения влияния такого фактора, как многолучевое распространение сигнала ОИ. Вопросам борьбы с различными видами помех, в том числе и с многолучевостью РРВ посвящено много работ, например [65-70], однако проявление многолучевости в МПСС имеет свои особенности, связанные с принципами работы пассивных систем синхронизации. Для того чтобы наиболее полно учесть эти особенности, необходимо проанализировать принципы реализации ПМОО, который является базовым для МПСС, определить наиболее предпочтительные ОИС и проанализировать излучаемые ими сигналы, используя общепринятые критерии построения информационно-измерительных систем. Далее необходимо провести анализ известных принципов подавления помех с тем, чтобы их видоизменить применительно к задаче подавления многолучевой помехи в МПСС. Также необходимо найти подходы к оценке эффективности работы системы компенсации многолучевого сигнала. Рассмотрению этих вопросов и посвящен данный раздел. Материалы раздела опубликованы и апробированы в [22, 23, 27, 29]

## 2.1. Особенности построения многопозиционной пассивной системы синхронизации времени и частоты

### 2.1.1. Анализ особенностей работы многопозиционной системы синхронизации при реализации пассивного метода общего охвата

Для того чтобы проанализировать особенности функционирования МПСС, необходимо рассмотреть ПМОО, который является базовым при построении пассивной системы синхронизации [17].

Сущность ПМОО иллюстрирует рис. 2.1. В ПМОО используется общий источник (ОИ), сигнал которого  $s_0(t)$  принимается в пунктах **A** и **B**. На рис. 2.1 приведены структурная схема (а) и временная диаграмма (б), а структурная схема системы синхронизации, реализующей ПМОО, – на рис. 2.2.

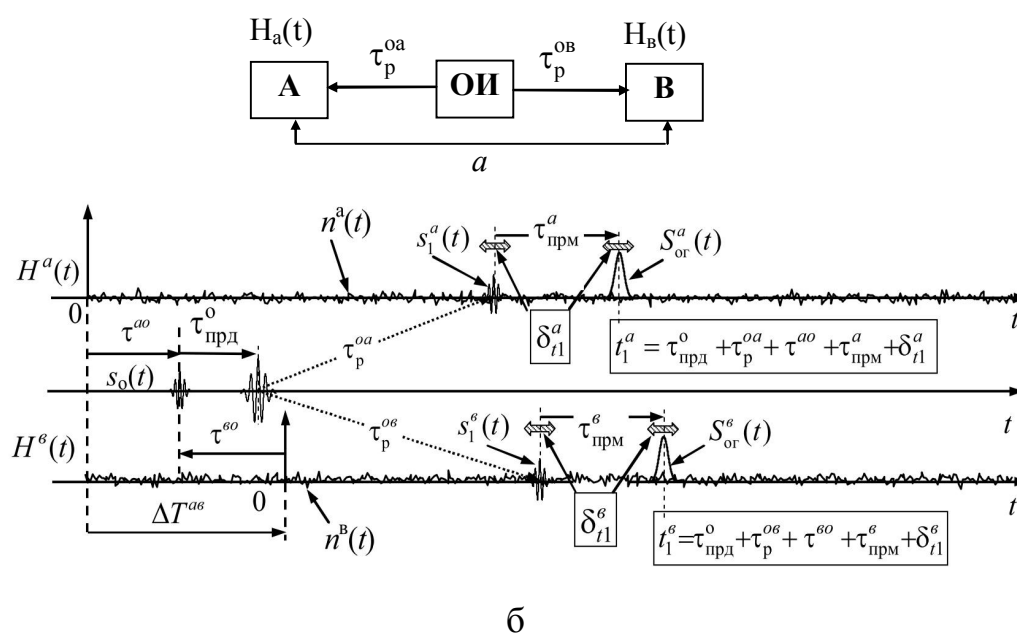


Рис. 2.1. Структурная схема (а) и временная диаграмма (б) ПМОО

На рис. 2.1 и рис. 2.2 введены обозначения:  $H_a(t)$ ,  $H_b(t)$  – шкалы времени пунктов;  $t_1^a$ ,  $t_1^b$  – временные положения сигналов в пунктах;  $\tau_p^{oa}$ ,  $\tau_p^{ob}$  – задержка сигнала в канале РРВ от ОИ до пунктов **A** и **B** соответственно;  $\tau^{ao}$ ,  $\tau^{bo}$  – времен-

ной сдвиг импульса запуска передатчика ОИ относительно «нуля» шкал времени пунктов **A** и **B** соответственно;  $\Delta T^{ab} = \Delta T^{ao} - \Delta T^{bo}$  – сдвиг шкал пунктов **A** и **B**, выраженный через временные сдвиги между сигналом ОИ и шкалами пунктов;  $\tau_{\text{прд}}^{\text{oi}}$  – задержка сигнала в передатчике ОИ;  $\tau_{\text{прм}}^a, \tau_{\text{прм}}^b$  – задержки сигнала в приемных трактах пунктов;  $\delta_{t1}^a, \delta_{t1}^b$  – абсолютные значения помеховых погрешностей оценок временного положения (ОВП) сигнала в пунктах;  $\widehat{\Delta T}^{ab}, \widehat{\Delta T}^{ba}$  – оценки сдвигов шкал пунктов.

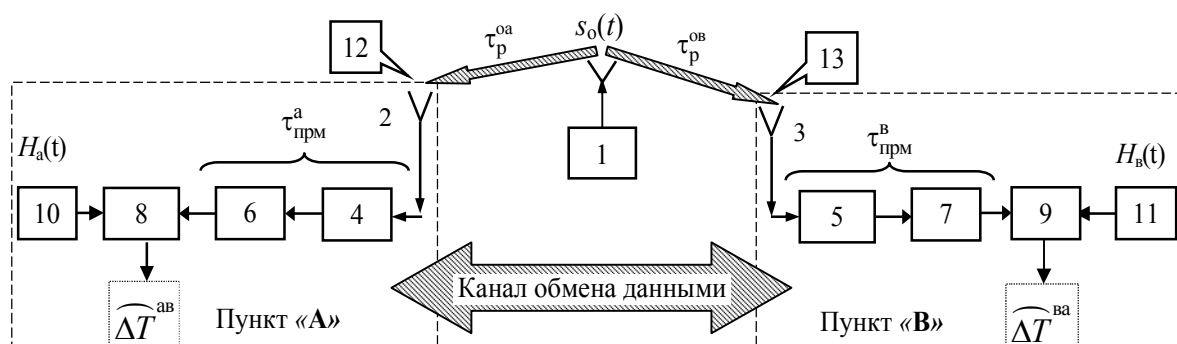


Рис. 2.2 Структурная схема системы синхронизации, реализующей ПМОО:

1 – источник общего сигнала; 2, 3 – антенны; 4, 5 – приемные устройства; 6, 7 – устройства оценки временного положения сигналов; 8, 9 – устройства, реализующие алгоритм измерений и методы обработки результатов; 10, 11 – сличаемые эталоны; 12, 13 – источники помех

Сдвиг шкал времени пунктов **A** и **B** оценивается на основании решения системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} t_1^A &= \Delta T^{AO} + \tau_{\text{прд}}^{\text{oi}} + \tau_p^{OA} + \delta_t^A + \tau_{\text{прм}}^A, \\ t_1^B &= \Delta T^{BO} + \tau_{\text{прд}}^{\text{oi}} + \tau_p^{OB} + \delta_t^B + \tau_{\text{прм}}^B, \\ \Delta T^{AB} &= -\Delta T^{BA} = \Delta T^{AO} - \Delta T^{BO}. \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

Из уравнений (2.1) можно получить оценку сдвига шкал

$$\begin{aligned} \widehat{\Delta T}^{AB} &= -\widehat{\Delta T}^{BA} = t_1^A - t_1^B - \left( \widehat{\tau}_p^{OA} - \widehat{\tau}_p^{OB} \right) = \\ &= \Delta T^{AB} + \left( \delta_i^A - \delta_i^B \right) + \left( \tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B \right) + \left[ \left( \tau_p^{OA} - \tau_p^{OB} \right) - \left( \widehat{\tau}_p^{OA} - \widehat{\tau}_p^{OB} \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Из (2.2) следует соотношение для суммарных абсолютных погрешностей измерения сдвига шкал

$$\delta_{\Delta T}^{AB}(\Sigma) = -\delta_{\Delta T}^{BA}(\Sigma) = \overline{\widehat{\Delta T}^{AB}} - \Delta T^{BA} = \delta_{\Delta T}^{AB}(c/n) + \delta_{\Delta T}^{AB}(PPB) + \delta_{\Delta T}^{AB}(an), \quad (2.3)$$

где  $\delta_{\Delta T}^{AB}(c/n) = \delta_i^A - \delta_i^B$  – помеховая погрешность измерения  $\Delta T$ ;

$\delta_{\Delta T}^{AB}(PPB) = \left( \tau_p^{OA} - \tau_p^{OB} \right) - \left( \widehat{\tau}_p^{OA} - \widehat{\tau}_p^{OB} \right)$  – канальная погрешность измерения  $\Delta T$ ;

$\delta_{\Delta T}^{AB}(an) = \tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B$  – аппаратурная погрешность измерения сдвига шкал  $\Delta T$ .

Непрерывное измерение сдвига шкал времени  $\widehat{\Delta T}(t)$  позволяет рассчитать взаимный сдвиг стандартов по частоте:

$$\Delta \widehat{f}^{AB}(t) = f_0 \frac{d \left[ \widehat{\Delta T}^{AB}(t) \right]}{dt}; \quad \Delta \widehat{f}^{BA}(t) = f_0 \frac{d \left[ \widehat{\Delta T}^{BA}(t) \right]}{dt}, \quad (2.4)$$

где  $f_0$  – номинальное значение частоты стандартов.

Проведя для соотношений (2.4) анализ источников погрешностей, аналогичный выражениям (2.2) и (2.3), можно получить

$$\delta_{\Delta f}^{AB}(\Sigma) = -\delta_{\Delta f}^{BA}(\Sigma) = \overline{\Delta \widehat{f}^{AB}} - \Delta f^{AB} = \delta_{\Delta f}^{AB}(c/n) + \delta_{\Delta f}^{AB}(PPB) + \delta_{\Delta f}^{AB}(an), \quad (2.5)$$

где  $\delta_{\Delta f}^{AB}(\text{с/П}) = \frac{d(\delta_t^A - \delta_t^B)}{dt}$  – помеховая погрешность измерения  $\Delta f$ ;

$\delta_{\Delta f}^{AB}(\text{ППВ}) = \frac{d[(\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}) - (\widehat{\tau}_p^{OA} - \widehat{\tau}_p^{OB})]}{dt}$  – канальная погрешность измерения  $\Delta f$ ;

$\delta_{\Delta f}^{AB}(\text{АП}) = \frac{d(\tau_{нрм}^A - \tau_{нрм}^B)}{dt}$  – аппаратурная погрешность измерения  $\Delta f$ .

Соотношения (2.2) и (2.3) показывают, что в случае ПМОО нестабильность задержки в передающем тракте общего источника не влияет на погрешность измерения сдвига шкал [17, 72, 73].

В случае применения ПМОО для синхронизации частоты (см. соотношения (2.4) и (2.5)) канальная погрешность измерения  $\Delta f$  отсутствует при постоянных значениях задержек  $\tau_p^{OA}$ ,  $\tau_p^{OB}$  (в случае, когда общий источник и синхронизируемые пункты неподвижны). Это преимущество делает ПМОО перспективным для синхронизации опорных генераторов в цифровых системах связи [19, 20].

К достоинству ПМОО можно отнести также возможность использования для измерения сдвига шкал взаимокорреляционную обработку сигналов, принятых в сличаемых пунктах. Данное положение можно проиллюстрировать полученными путем моделирования графиками, приведенными на рис. 2.3 и рис. 2.4, и соотношениями для взаимокорреляционных функций (ВКФ):

$$B_{S_A S_B}(\tau) = \int s_A(t) s_B(t - \tau) dt;$$

$$B_{S_B S_A}(\tau) = \int s_B(t) s_A(t - \tau) dt,$$

где  $s_A(t)$ ,  $s_B(t)$  – сигналы, принятые в соответствующем пункте.

На рис. 2.3а приведены результаты моделирования временной диаграммы ПМОО для произвольного шумоподобного сигнала общего источника  $s_O(t)$ , принимаемого в пунктах А и В при отсутствии помех



$$s_A(t) = k_{OA} s_O(t - t_1^A); \quad s_B(t) = k_{OB} s_O(t - t_1^B).$$

где  $k_{OA}$ ,  $k_{OB}$  – затухание в каналах распространения радиоволн от общего источника до соответствующего пункта.

На рис. 2.3б и рис. 2.3в представлены графики ВКФ:

$$\left. \begin{aligned} B_{S_A S_B}(\tau) &= k_{OA} k_{OB} R_{s_O}[\tau - (t_1^A - t_1^B)] \\ B_{S_B S_A}(\tau) &= k_{OA} k_{OB} R_{s_O}[\tau - (t_1^B - t_1^A)] \end{aligned} \right\}, \quad (2.6)$$

где  $R_{s_O}(\tau)$  – автокорреляционная функция сигнала общего источника  $s_O(t)$ .

Максимум ВКФ  $B_{S_A S_B}(\tau)$  соответствует  $\tau = t_1^A - t_1^B$ , а максимум ВКФ  $B_{S_B S_A}(\tau)$  –  $\tau = t_1^B - t_1^A$ .

На рис. 2.4а приведены результаты моделирования временной диаграммы ПМОО для такого же сигнала общего источника  $s_O(t)$ , принимаемого в пунктах А и В с помехами

$$s_A(t) = k_{OA} s_O(t - t_1^A) + n_A(t); \quad s_B(t) = k_{OB} s_O(t - t_1^B) + n_B(t), \quad (2.7)$$

где  $n_A(t)$ ,  $n_B(t)$  – аддитивные гауссовы помехи в соответствующем пункте.

На рис. 2.4б, в представлены графики ВКФ:

$$\left. \begin{aligned} B_{S_A S_B}(\tau) &= k_{OA} k_{OB} R_{s_O}[\tau - (t_1^A - t_1^B)] + k_{OA} B_{s_O n_B}(\tau) + k_{OB} B_{s_O n_A}(\tau) \\ B_{S_B S_A}(\tau) &= k_{OA} k_{OB} R_{s_O}[\tau - (t_1^B - t_1^A)] + k_{OA} B_{s_O n_B}(\tau) + k_{OB} B_{s_O n_A}(\tau) \end{aligned} \right\}, \quad (2.8)$$

где  $B_{s_A n_B}(\tau)$ ,  $B_{s_B n_A}(\tau)$  – ВКФ сигнала общего источника с помехой соответствующего пункта [74, 75].

В уравнениях (2.7) учтена некоррелированность помех в пунктах

$$B_{n_A n_B}(\tau) = B_{n_B n_A}(\tau) = 0.$$

Как и в случае отсутствия помех, максимум ВКФ  $B^{S_A S_B}(\tau)$  (рис. 2.4б) соответствует  $\tau = t_1^A - t_1^B$ , а максимум ВКФ  $B_{S_B S_A}(\tau)$  (рис. 2.4в) –  $\tau = t_1^B - t_1^A$ .

Сравнение уравнений (2.6) и (2.8) показывает, что при наличии помех в состав ВКФ входят аддитивные помеховые составляющие. Поэтому максимум ВКФ  $B_{S_A S_B}(\tau)$  соответствует оценке разностей задержек  $\widehat{t_1^A - t_1^B}$ , а максимум ВКФ  $B_{S_B S_A}(\tau) - \widehat{t_1^B - t_1^A}$ .

Для идеального случая ( $\tau_{\text{прд}}^O = \tau_{\text{прм}}^A = \tau_{\text{прм}}^B = 0$ ;  $\delta_t^A = \delta_t^B = 0$ ) измеренные значения временного положения принятых сигналов связаны уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} t_1^A &= \Delta T^{AO} + \tau_p^{OA}; \\ t_1^B &= \Delta T^{BO} + \tau_p^{OB}. \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

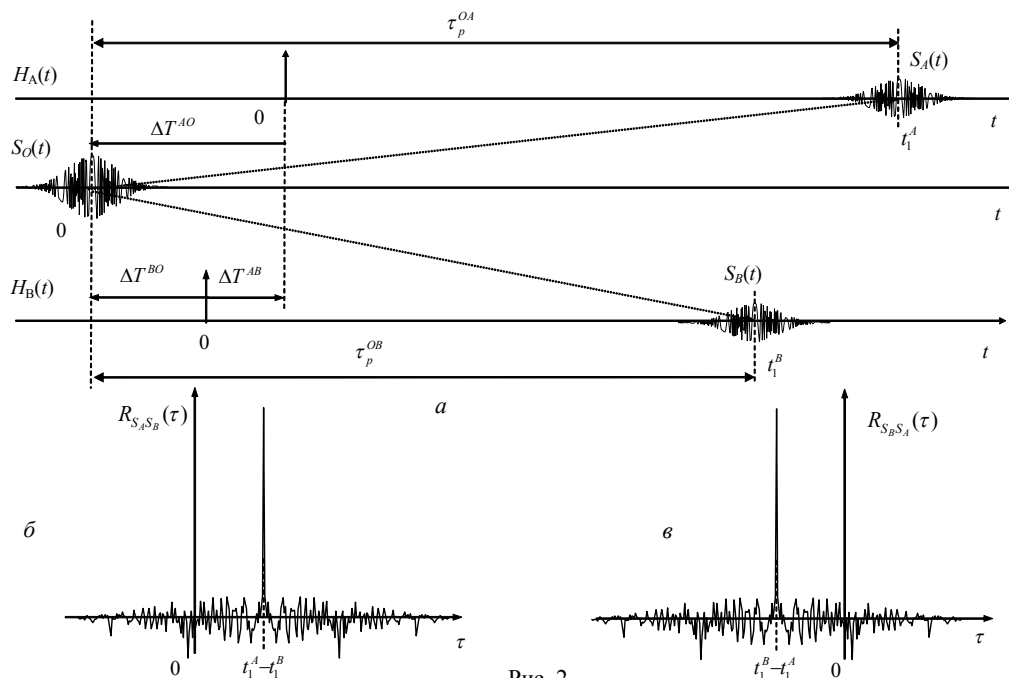


Рис. 2

Рис. 2.3 Результаты моделирования временной диаграммы ПМОО для произвольного шумоподобного сигнала ОИ

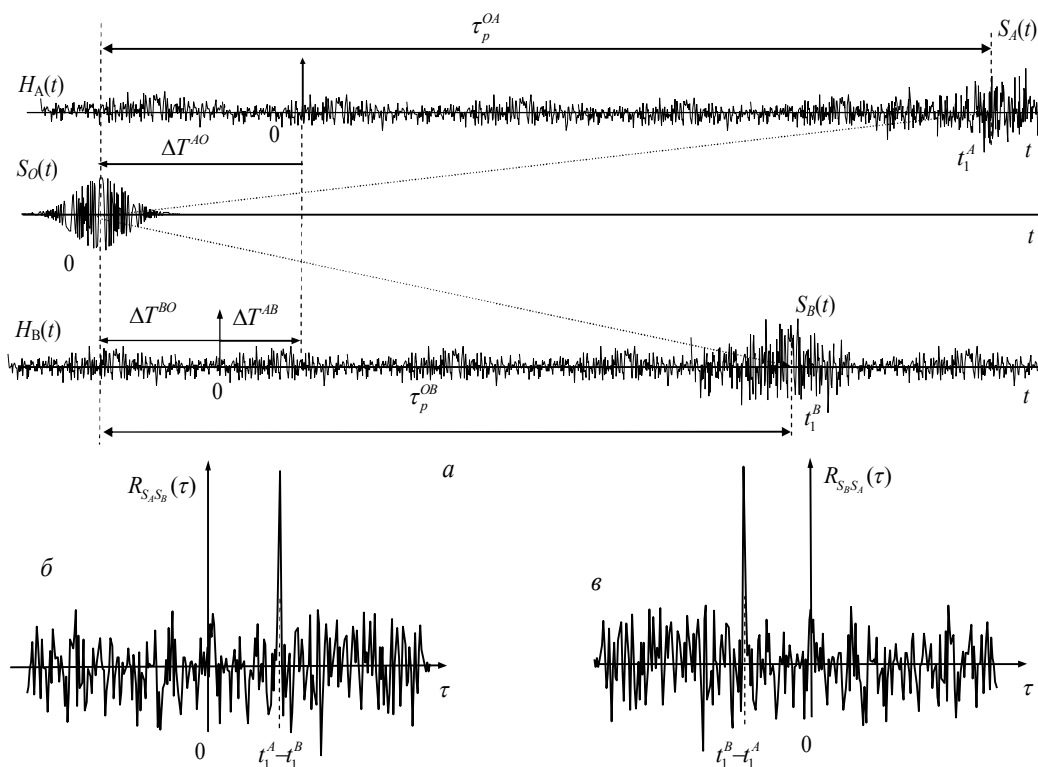


Рис. 2.4 Результаты моделирования временной диаграммы ПМОО для сигнала ОИ, принимаемого в пунктах А и В с помехами

При наличии помех и конечных значений задержек сигналов в трактах передачи и приема аналогичные уравнения примут вид:

– в случае СФ

$$\left. \begin{aligned} \hat{t}_1^A &= \Delta T^{AO} + t_{np\delta}^{ou} + t_p^{OA} + \delta_t^A + t_{npм}^A, \\ \hat{t}_1^B &= \Delta T^{BO} + t_{np\delta}^{ou} + t_p^{OB} + \delta_t^B + t_{npм}^B; \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

– в случае ВКО

$$\widehat{t_1^A - t_1^B} = \Delta T^{AO} - \Delta T^{BO} + t_p^{OA} - t_p^{OB} + \delta_t^{AB} + t_{npм}^A - t_{npм}^B, \quad (2.11)$$

где  $t_{np\delta}^{ou}$ ,  $t_{npм}^A$ ,  $t_{npм}^B$  – задержки сигналов соответственно в передающем устройстве общего источника и приемниках пунктов А и В;

$\delta_t^A$ ,  $\delta_t^B$  – абсолютные погрешности оценок временного положения (ОВП) сигналов в пунктах, вызванные конечным соотношением сигнал/помеха;  $\delta_t^{AB}$  – аб-

солютная помеховая погрешность оценки временного положения ВКФ  $B_{AB}(\tau)$ .

Из уравнений (2.9) можно определить истинное значение сдвига шкал в виде

$$\Delta T^{AB} = \Delta T^{AO} - \Delta T^{BO} = t_1^A - t_1^B - (\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}), \quad (2.12)$$

а из уравнений (2.10) и (2.11) –

а) для случая СФ

$$\Delta T^{AB} = \hat{t}_1^A - \hat{t}_1^B - (\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}) - (\delta_t^A - \delta_t^B) - (\tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B); \quad (2.13)$$

б) для случая ВКФ

$$\Delta T^{AB} = \widehat{t_1^A - t_1^B} - (\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}) - \delta_\tau^{AB} - (\tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B). \quad (2.14)$$

Используя оценочные значения разностей задержек сигналов в канале РРВ  $\left(\overline{\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}}\right)$  и приемных трактах пунктов  $\left(\overline{\tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B}\right)$ , результат измерения сдвига шкал можно записать в виде:

а) для случая СФ

$$\widehat{\Delta T}^{AB} = \hat{t}_1^A - \hat{t}_1^B - \left(\overline{\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}}\right) - \left(\overline{\tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B}\right); \quad (2.15)$$

б) для случая ВКФ

$$\widehat{\Delta T}^{AB} = \widehat{t_1^A - t_1^B} - \left(\overline{\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}}\right) - \left(\overline{\tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B}\right). \quad (2.16)$$

Из соотношений (2.13) – (2.16) следует выражение для суммарной абсолютной погрешности измерения  $\Delta T$  (2.3).

Выражения для составляющих абсолютных погрешностей измерения  $\Delta T$  приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Соотношения для слагаемых абсолютной погрешности единичного измерения  $\Delta T$

Источник погрешности	Вид обработки сигналов	
	СФ	ВКФ
$\delta_{\Delta T}^{AB}$ (РРВ)	$\left(\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}\right) - \left(\overline{\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}}\right)$	
$\delta_{\Delta T}^{AB}$ (с/ш)	$\delta_t^A - \delta_t^B$	$\delta_\tau^{AB}$
$\delta_{\Delta T}^{AB}$ (ап)	$\left(\tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B\right) - \left(\overline{\tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B}\right)$	

СКО шумовой погрешности измерения  $\Delta T$  в случае некоррелированных нормальных помех в пунктах, независимо от способа обработки, одинаковы и составят

$$\sigma_{\Delta T}^{AB} (\text{с/ш}) = \sqrt{(\sigma_t^A)^2 + (\sigma_t^B)^2} = \sigma_\tau^{AB}, \quad (2.17)$$

где  $\sigma_t^A = 1/(q_A \omega_{\text{эф}})$ ,  $\sigma_t^B = 1/(q_B \omega_{\text{эф}})$  – СКО оценок временного положения сигналов в пунктах;  $q_A$ ,  $q_B$  – соотношения сигнал/шум при СФ сигналов в пунктах;  $\omega_{\text{эф}}$  – эффективная частота (полоса частот) сигнала [56] общего источника;  $\sigma_\tau^{AB} = 1/(q_{AB} \omega_{\text{эф}})$  – СКО оценки положения ВКФ по оси  $\tau$ ;  $q_{AB} = q_A q_B / \sqrt{q_A^2 + q_B^2}$  – отношение сигнал/шум ВКФ  $B_{AB}(\tau)$ .

В результате выполненного анализа можно сделать вывод, что для ПМОО нестабильность задержки в передающем тракте общего источника не влияет на погрешность измерения сдвига шкал (см. выражения 2.12 – 2.14)

Непрерывное измерение сдвига шкал, как функции времени ( $\widehat{\Delta T}^{AB}(t)$ ), позволяет оценить взаимный сдвиг по частоте генераторов, формирующих шкалы времени.

Проведя анализ источников погрешностей при измерении сдвига стандартов по частоте, аналогичный выполненному для измерения сдвига шкал, можно получить выражение для суммарной абсолютной погрешности измерения частотного сдвига в ПМОО [17]

$$\delta_{\Delta f}^{AB}(\Sigma) = \widehat{\Delta f}^{AB} - \Delta f^{AB} = \delta_{\Delta f}^{AB}(\text{с/ш}) + \delta_{\Delta f}^{AB}(\text{РРВ}) + \delta_{\Delta f}^{AB}(\text{ап}), \quad (2.18)$$

где  $\Delta f^{AB}$  – истинное значение сдвига генераторов по частоте.

Выражения для слагаемых погрешностей, входящих в (2.18), приведены в табл. 2.2.

При использовании ПМОО для синхронизации частоты (табл.2.2) канальная погрешность измерения отсутствует при постоянных значениях задержек  $\tau_p^{OA}$ ,  $\tau_p^{OB}$  (например, когда общий источник и синхронизируемые пункты неподвижны). Это преимущество делает АОО перспективным для частотной синхронизации опорных генераторов в цифровых системах связи [66].

Таким образом, особенности функционирования ПМОО состоят в следующем:

- известные принципы компенсации активных помех разработаны и реализованы для систем активной локации (передачи данных), что предполагает наличие априорной информации о параметрах принимаемых сигналов. При этом некоторые из параметров сигналов могут целенаправленно изменяться именно с целью селекции помех. МПСС использует сигнал стороннего общего источника, изменить параметры которого нет возможности;

- сложные и дорогостоящие радиолокационные системы, как правило, оснащены антеннами в виде фазированных решеток и такая антенна позволяет

решать вопросы помеховой селекции. С целью обеспечения экономической привлекательности вопрос использования ФАР в МПСС не рассматривается;

- системы обнаружения и сопровождения лоцируемых целей работают в реальном масштабе времени и данное обстоятельство, как правило, является определяющим. МПСС предполагает реализацию режима пост-обработки, когда сигналы фиксируются в цифровой форме, производится обмен данными между синхронизируемыми пунктами, выполняются расчеты, которые за тем также могут подвергаться совместному анализу.

Таблица 2.2

Соотношения для слагаемых погрешности измерения  $\Delta f$

Источник погрешности	Вид обработки сигналов	
	СФ	ВКО
$\delta_{\Delta f}^{AB} (PPB)$	$d \left[ (t_p^{OA} - t_p^{OB}) - (\widehat{t}_p^{OA} - \widehat{t}_p^{OB}) \right] / dt$	
$\delta_{\Delta f}^{AB} (c/ш)$	$d (d_t^A - d_t^B) / dt$	$d (d_t^{AB}) / dt$
$\delta_{\Delta f}^{AB} (ап)$	$d \left[ (t_{нрм}^A - t_{нрм}^B) - (\widehat{t}_{нрм}^A - \widehat{t}_{нрм}^B) \right] / dt$	

Исходя из вышеперечисленных особенностей функционирования МПСС, следует необходимость выполнения исследований по поиску тех радиоисточников, которые могут быть использованы в качестве общих при построении системы, для чего предварительно надо выбрать критерии, по которым в дальнейшем и производить отбор общих источников сигналов.

2.1.2. Основные критерии выбора общего источника сигналов при построении пассивной системы синхронизации времени и частоты

Опираясь на результаты проведенных теоретических и экспериментальных исследований, проведем сравнительный анализ радиосигналов наиболее ши-

роко распространенных наземных источников с целью выбора ОИС для построения ССВЧ. В работе [75] показано, что минимальная дисперсия ошибки измерения времени задержки сигнала с неизвестной начальной фазой на фоне аддитивной нормальной помехи типа белого шума определяется соотношением

$$\sigma^2 = \frac{1 - P_{ош}}{q^2 \Delta F_{эф}} + P_{ош} \frac{T^2}{6}, \quad (2.19)$$

где  $T$  – интервал наблюдения, на котором осуществляется измерение задержки сигнала;  $P_{ош}$  – вероятность ошибочного измерения временного положения сигнала по помеховому выбросу или боковому лепестку выходного сигнала оптимального приемника;  $q = \sqrt{2\mathcal{E}/N_0}$  – энергетическое отношение сигнал/шум;  $\mathcal{E}$  – энергия сигнала;  $N_0$  – спектральная плотность шума;  $\Delta F_{эф}$  – эффективная ширина спектра сигнала.

Из (2.19) следует, что в качестве основных сравниваемых характеристик при выборе ОИС могут использоваться – значение отношения сигнал/шум на выходе устройства обработки сигнала, величина эффективной ширины спектра сигнала.

При реализации взаимокорреляционной обработки (ВКО) сигналов также могут использоваться производные величины, которые непосредственно связаны с указанными основными характеристиками – ширина главного лепестка автокорреляционной функции (АКФ) сигнала, уровень боковых лепестков АКФ сигнала [76, 77].

Так же необходимо учитывать, насколько полной является информация о параметрах сигнала, т.е. является ли принимаемый сигнал сигналом с полностью известными параметрами либо некоторые его параметры имеют случайный характер. В [19] исследован многочастотный сигнал служебной строки С2, выделенный из полного телевизионного (ТВ) сигнала на выходе синхронного детектора, который является сигналом с полностью известными параметрами. Обработка такого сигнала может осуществляться согласованно [13]. Отличительные особенности согласованной фильтрации и ВКО сигналов при реализа-



ции ПМОО рассмотрены в [21] и заключаются в том, что аномальные погрешности измерений в случае согласованной фильтрации появляются при меньших значениях пороговых соотношений сигнал/помеха, чем при ВКО. Применение ВКО позволяет использовать сигналы, параметры модуляции которых являются функцией времени и, в общем случае, изменяются по случайному закону.

Важной характеристикой ССВЧ является вероятность ошибочного измерения временного положения сигнала по помеховому выбросу или боковому лепестку выходного сигнала оптимального приемника –  $P_{ош}$  и ее значение также зависит от выбора вида сигнала и способа его обработки. Случаи возможного увеличения  $P_{ош}$  и особенности обработки информации при этом рассмотрены далее.

Характеристика, которая так же должна учитываться при выборе вида сигнала – это возможность однозначной оценки параметра. Неоднозначность возникает в случае использования периодического сигнала и получаемая при этом оценка повторяет свое значение. Она является наиболее характерной при реализации фазовых измерений.

Исходя из вышеизложенного, приходим к выводу, что с учетом мировых тенденций развития информационного обеспечения наиболее перспективными для использования в МПСС являются сигналы наземного цифрового телевидения, телекоммуникационные сигналы, передаваемые ИСЗ-ретрансляторами на геостационарной орбите, а также GPS-подобные сигналы систем функционального космического дополнения, сигналы которых могут одновременно (с учетом разности времени запаздывания) приниматься в синхронизируемых пунктах.

В приемных трактах МППС могут успешно использоваться узлы приемных устройств, применяемых в соответствующей аппаратуре при работе с упомянутыми радиоисточниками в штатном режиме.

Прием сигналов наземных и космических общих источников неизбежно связан с различного рода помехами, что сказывается на точности синхронизации. При этом условия приема в наземных условиях несколько отличаются от приема сигналов ИСЗ. Данные обстоятельства требуют более детального рас-

смотрения и разработки соответствующих устройств приема и алгоритмов обработки сигнальной информации.

2.2. Сравнительный анализ сигналов, используемых наземными и космическими радиотехническими системами. Выбор общих источников для пассивных систем синхронизации

### 2.2.1. Сигналы наземных радиосистем коллективного пользования

Сигналы цифрового наземного телевидения (ЦНТВ). Цифровые телевизионные системы со сжатием предполагают коренное повышение качества услуг в связи с заметным улучшением использования спектра по сравнению с аналоговыми методами передачи. Одна из возможностей такого повышения — передача потока битов при цифровом наземном или спутниковом вещании для доставки пользователям определенного числа стандартных телевизионных программ с цифровым сжатием [78]. Многие страны мира, в том числе и Украина, приняли в качестве национального стандарта цифрового наземного ТВ вещания (ЦНТВ) систему DVB-T2. В системе ЦНТВ DVB-T используется передача сигналов по многочастотной схеме модуляции с частотным распределением ортогональных несущих (OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplex — ортогональное частотное разделение мультиплекса). Возможен выбор одного из двух режимов вещания: режима  $2k$  с общим числом 1705 ортогональных несущих или режима  $S_k$  с общим числом 6817 ортогональных несущих в одном символе OFDM. Мультиплексом называется цифровой поток, передаваемый по одному физическому каналу сети вещания. Каждая из несущих модулируется низкоскоростным цифровым потоком, являющимся частью общего транспортного потока системы, при чем в качестве первичных видов модуляции для различных условий регламентируются QPSK, 16-QAM и 64-QAM [49]

$$u_{OFDM}(t) = \sum_{i=1}^N U_{0i} \cos[\omega_{0i}t + \varphi_{0i} + n_i(t)\Phi_0],$$

где  $N$  – число ортогональных несущих;  $U_{0i}$ ,  $\omega_{0i}$ ,  $\varphi_{0i}$  – амплитуда, частота и начальная фаза ортогональной несущей;  $\Phi_0$  – значение минимального фазового сдвига в первичном виде модуляции;  $n_i(t)$  – модулирующий низкоскоростной цифровой поток.

Метод OFDM относится к классу методов параллельной передачи данных. В классической системе с параллельной передачей данных выделенная полоса частот канала разбивается на  $N$  неперекрывающихся частотных субканалов, для разделения которых используются фильтры. При этом возникают следующие недостатки: неэффективное использование полосы, поскольку полосы разделительных фильтров должны быть не уже  $(1+a)B_N$  (где  $B_N$  — полоса Найквиста,  $a$  — коэффициент скругления спектра для каждого подканала); сложность изготовления и взаимного согласования большого числа фильтров. Частично эти недостатки могут быть преодолены методом квадратурной модуляции M-QAM с шахматной расстройкой, когда соседние спектры перекрываются по уровню - 3 дБ, а для разделения сигналов в субканалах применяется чередующийся сдвиг данных на половину тактового интервала. Этот метод обеспечивает получение плоского группового спектра с пониженными требованиями к разделительным фильтрам. Для устранения недостатков, связанных с низкой эффективностью системы и сложностью технической реализации, и был найден метод, получивший название OFDM.

Для получения сигнала OFDM не требуется много отдельных генераторов несущих с соответствующими узлами преобразования сигналов и субканальными разделительными фильтрами. Спектры всех субканалов перекрываются между собой, но их разделение обеспечивается не полосовой фильтрацией, а специальной обработкой модулирующих данных в основной полосе частот. В модеме реализована идея прямого синтеза группового спектра OFDM с использованием сигнального процессора, работающего по алгоритму обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ). Обычно при практической реализации модулятора спектр сигнала OFDM формируется на некоторой промежуточной частоте, а затем конвертируется в полосу радиоканала. Преобразования сигналов в демодуляторе приемника OFDM отличаются использованием прямого

БПФ [80].

Частотное распределение несущих в полосе радиоканала производится по определенному правилу их ортогональности, допускающему перекрытие скатов смежных спектров, но при условии, что на центральной частоте каждой из несущих спектральные составляющие всех остальных модулированных несущих переходят через ноль. В результате за счет большого числа несущих формируется групповой спектр мощности, очень близкий к прямоугольному при любом коэффициенте скругления спектра узкополосных модулирующих сигналов, что дает максимальную эффективность использования полосы радиоканала. Пример расстановки несущих в спектре OFDM показан на рис. 2.5. Каждая из  $N$  модулированных несущих, входящих в набор OFDM, может быть выражена формулой [78]

$$U_n(t) = \cos(2\pi f_n t),$$

где  $f_n = f_0 + n/T_s$ ,  $n = \{0, 1, \dots, N-1\}$ ;  $T_s$  – длительность символа;  $f_0$  – частота нижней несущей, а модулированный сигнал OFDM – выражением

$$U(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \{a_k \cos[2\pi(f_0 + k/T)t] + b_k \sin[2\pi(f_0 + k/T)t]\},$$

где  $T$  – длительность тактового интервала;

$N$  – число несущих;

$a_k, b_k \in \{-1, +1\}$  – данные синфазного и квадратурного каналов, модулирующие  $k$ -ю несущую.

Полная спектральная плотность мощности модулируемых несущих OFDM является суммой спектральных плотностей мощности множества несущих. Спектр реального сигнала OFDM показан на рис. 2.6а. На рис. 2.6б показана АКФ, рассчитанная после преобразования и оцифровки сигнала OFDM.

Из рассмотренных сигналов OFDM сигнал имеет наибольшую эффективную ширину спектра. Корреляционные свойства OFDM сигнала – четко выраженный главный максимум АКФ, характер и уровень боковых лепестков дают основания полагать, что по сравнению с аналоговыми ТВ сигналами сигналы

ЦНТВ являются наиболее перспективными для использования их в качестве ОИС при построении местной ССВЧ.

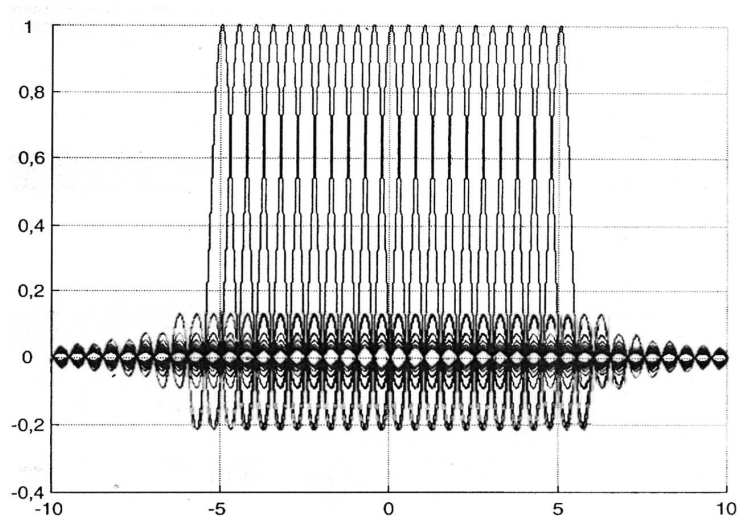
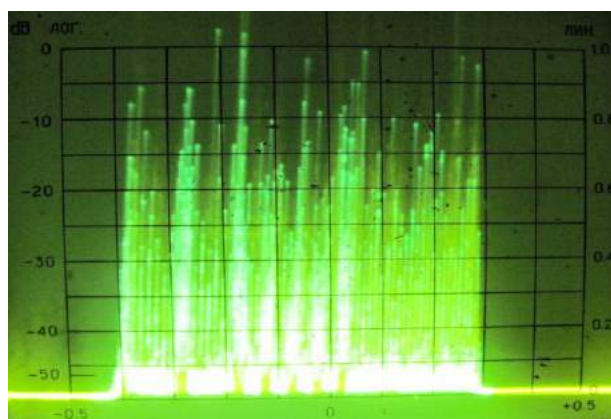
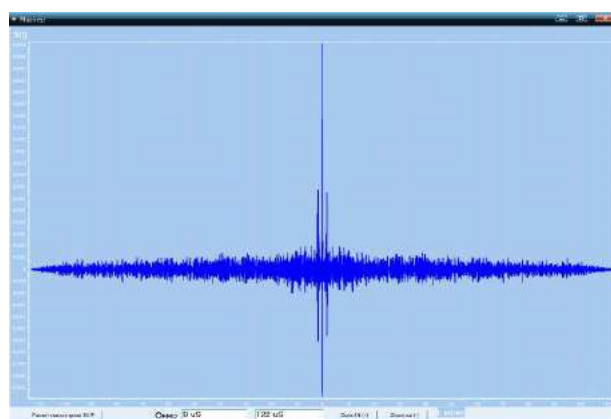


Рис. 2.5 Групповой спектр несущих OFDM сигнала



а) спектр эфирного OFDM сигнала



б) АКФ эфирного OFDM сигнала

Рис. 2.6. Спектр (а) и АКФ (б) сигнала ЦНТВ

### 2.2.2. Сигналы телекоммуникационных систем космического базирования

Система цифрового спутникового телевидения DVB-S предназначена для первичного и вторичного распределений программ цифрового ТВ вещания по спутниковым каналам с различной шириной полосы транспондера.

Система DVB-S представляет собой функциональный блок, обеспечивающий сопряжение цифрового сигнала программы ТВ вещания на выходе транспортного мультиплексора MPEG-2 с характеристиками спутникового канала.

Передача сигналов отдельных составляющих программ ТВ вещания осуществляется на одной цифровой несущей с временным разделением каналов. Хотя система DVB-S оптимизирована для режима "одна несущая на транспондер", допускается ее применение в режиме с несколькими частотно разделенными несущими.

Система DVB-S полностью совместима с форматом транспортного пакетирования данных, соответствующего стандартам MPEG-2 [81]. Цифровой кадр системы DVB-S синхронен с мультиплексированными транспортными пакетами MPEG-2.

Установлено, что многочастотная модуляция OFDM, применяемая в цифровых системах наземного ТВ вещания, не обеспечивает оптимального использования мощности спутникового оборудования. Данный вид модуляции требует большей мощности в транспондере и чувствителен к нелинейным искажениям бортового усилителя на ЛБВ. Поэтому в качестве основного метода модуляции во всех спутниковых системах применяется модуляция QPSK [78].

Следует отметить, что вывод относительно OFDM предварительный и сделан лишь для систем с фиксированным приемом и направленными антеннами, где не предполагаются многолучевость распространения радиоволн и селективные фединги. В случае приема на портативные или подвижные ТВ приемники преимущества модуляции OFDM по защищенности от селективных федингов могут скомпенсировать такие недостатки, как повышенные требования к мощности и нелинейности усилителя на ЛБВ.

### 2.3. Исследование источников помех пассивных систем синхронизации, возникающих при приеме наземных и космических сигналов

В соответствии с выбранными источниками сигналов для МПСС проанализируем условия приема сигналов наземного ТВ, а также сигналов ГС ИСЗ.

Основными дестабилизирующими факторами тракта передачи сигналов наземного телевидения являются:

погрешность регистрации или измерения интервалов времени между сигналами местной ШВ и принятым сигналом, которая определяется измерителем интервалов времени и составляет примерно 0,02 мкс;

нестабильность приемной аппаратуры пункта приема, которая составляет примерно 0,06 мкс;

погрешность определения времени прохождения сигналов до антенны приемных пунктов, примерно 0,01 мкс;

изменение временного положения сигналов при прохождении по тракту радиорелейных линий (РРЛ), которое составляет примерно  $0,05 \times N$  мкс, где  $N$  – число ретрансляционных пунктов РРЛ;

нестабильность задержки аппаратуры телевизионных центров, примерно 0,4 мкс.

Экспериментально установлено, что суммарная погрешность привязки ШВ по сигналам телевидения для наземных трасс протяженностью до 3000 км не превышает 1 мкс. Но при этом не исключены грубые ошибки привязки в случае неизвестных для потребителя переключений каналов РРЛ или при их ремонте.

При внутригородской привязке ШВ по сигналам телевидения погрешность составляет примерно 0,01 мкс [62].

При рассмотрении источников помех для приема космических сигналов следует использовать данные, накопленные из опыта эксплуатации спутниковых радионавигационных систем (СРНС) [82-97]. Основные источники погрешностей СРНС приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3

## Основные источники погрешностей СРНС

Источники погрешностей	Особенности и методы уменьшения	Оценки	Примечание
Режим селективного доступа (Selective availability - S/A).	С целью загробления навигационных измерений намеренно формируются неверные данные об орбите НКА и искажаются показания их часов за счет внесения добавочного псевдослучайного сигнала.	СКО составляет примерно 100 нс.	Режим S/A вводится в системе GPS по решению правительства США
Распространение радиоволн в ионосфере	Навигационное сообщение, передаваемое с борта НКА, содержит параметры модели ионосферы. Компенсировать ошибки можно при использовании сигналов, принимаемых на двух разных частотах	60-100 нс днем и 10-20 нс ночью	Параметры модели ионосферы передается в системе GPS
Распространение радиоволн в тропосфере	Возникают при прохождении радиоволн через нижние слои атмосферы	100 нс.	—
Эфемеридная погрешность	Обусловлены расхождением между фактическим положением НКА и его расчетным положением, которое устанавливается по данным сигнала с борта НКА.	10 нс.	—
Погрешность ухода шкалы времени спутника	Обусловлена расхождением шкал времени различных спутников. Устраняется с помощью наземных станций слежения или за счет компенсации ухода шкалы времени в дифференциальном режиме определения местоположения.	Практически отсутствует	Ссылка в литературе на отсутствие данного вида погрешностей вызывают сомнения
Погрешность определения расстояния до спутника	Является статистической. Вычисляется для конкретного спутника и заданного интервала времени.	30 нс.	Данная погрешность некоррелирована с другими видами погрешностей.



Поскольку применение ПМОО не предполагает извлечение информации из ГНСС-сигналов, то применение сигналов среднеорбитальных группировок является довольно сложной задачей. В [17] предложено использование в МПСС сигналов ГС ИСЗ, излучающих GPS-подобные сигналы и входящих в системы функциональных космических дополнений типа американской WAAS. Также могут быть использованы сигналы телекоммуникационных ГС ИСЗ.

В мире существует несколько аналогичных WAAS систем: в Японии – MSAS (Multi-functional Satellite Augmentation System), обслуживающая Азию, европейская EGNOS (European Geostationary Navigation Service), российская СДКМ, индийская GAGAN. Эти службы являются функциональными дополнениями космического базирования (SBAS), состав которых схематично отражает рис. 2.7.

Любой из геостационарных спутников SBAS (системы WAAS, EGNOS и т.д.) покрывает ограниченную территории, соответственно он может передавать информацию только для 3-4 зон. Эти ограничения связаны с территориальной принадлежностью систем и расположением сети базовых станций, определяющих точность моделирования поправок. Считается, что каждая станция эффективно «покрывает» окружающую территорию радиусом 400-500 км. Время передачи данных с базовых станций на геостационарные спутники составляет несколько секунд.

Таким образом, пассивная система синхронизации на основе ГС ИСЗ из-за постоянства их расположения над определенной точкой поверхности Земли обладает рядом преимуществ и особенностей по сравнению с СРНС: большая зона охвата, снижение влияния ионосферы (ввиду более высоких несущих частот сигналов телекоммуникационных ГС), лучшая помехозащищенность и меньшее влияние многолучевости (за счет возможности применения направленных антенн).

Однако при использовании сигналов ГС требует решения специфическая задача, связанная с учетом в канальной погрешности перемещения (нутаии) ГС. Нутация ГС вносит наиболее весомый вклад в канальные погрешности синхронизации как по времени, так и по частоте. Для наклонной синхронной

орбиты угол места спутника претерпевает суточные изменения, которые вызывают изменения задержки сигналов. Нестабильность положения современных ГС по долготе и широте не превышает  $\pm 0,1^\circ$ . Углу  $0,1^\circ$  соответствует расстояние около 74 км [98, 99].

Рассмотрение источников помех при приеме наземных и космических ОИ показывает, что в обоих случаях при работе МПСС будут иметь место погрешности обусловленные таким фактором, как многолучевость РРВ. Данный вид погрешностей применительно к МПСС исследован недостаточно – не обоснованы принципы построения компенсаторов многолучевой помехи, моделирование воздействия многолучевости в МПСС выполнялось для случая простых, а не сложных, например, OFDM сигналов, не разработаны предложения по оценке эффективности использования систем компенсации. Применение в МПСС сигналов ГС ИСЗ требует также учета суточных перемещений (нутаций) этих спутников на орбите.



Рис. 2.7. Зоны покрытия систем функционального космического дополнения

Для обоснования принципов построения компенсаторов многолучевой помехи предварительно проанализируем основные известные подходы к построению компенсаторов помех в РЭС.

## 2.4. Теоретическое обоснование методов компенсации многолучевого сигнала в пассивной системы время-частотной синхронизации

### 2.4.1. Сравнительный анализ принципов построения систем подавления помеховых сигналов

Идея компенсации радиопомех впервые была высказана ученым академиком Н. Д. Папалекси в его книге «Радиопомехи и борьба с ними», изданной в 1942 г. В этой книге задача о компенсации радиопомех поставлена и решена следующим образом. Помимо основного приемника, реагирующего на смесь сигнала и помехи, используется дополнительный (компенсационный) приемник, антенна которого принимает только помехи. Интенсивности и фазы помех в компенсационном и основном приемниках устанавливаются одинаковыми и противоположными соответственно. В результате, как утверждается в [100], помеха на выходе основного приемника компенсируется, а полезный сигнал остается неискаженным.

Такая постановка и решение задачи о компенсации помех являются классическими и полностью соответствуют случаю, когда основной и компенсационный приемники осуществляют линейные преобразования действующих сигналов и помех. Математически изложенная выше задача ставится следующим образом. На входе основного приемника имеется аддитивная смесь

$$u_{bx}(t) = u_{co}(t) + u_{no}(t) \quad (2.20)$$

полезного сигнала  $u_{co}(t)$  и помех  $u_{no}(t)$ , а на вход компенсационного приемника поступает только помеха  $u_{nk}(t)$ , функционально связанная с  $u_{no}(t)$ .

Если должным образом подобрать операторы  $O_o$  и  $O_k$ , характеризующие процессы в линейных преобразователях напряжений  $u_{bx}(t)$  и  $u_{nk}(t)$  соответственно, то можно добиться того, что

$$\Delta u(t) = O_o \{u_{bx}(t)\} - O_k \{u_{nk}(t)\} = O_o \{u_{co}(t)\}.$$

Здесь  $O_o\{u_{bx}(t)\} = O_o\{u_{co}(t)\} - O_o\{u_{no}(t)\}$  — полезный сигнал и помеха на выходе основного канала, а  $O_k\{u_{nk}(t)\}$  — выходная помеха компенсационного приемника. Поскольку оператор  $O_o$  известен, восстановление сигнала  $u_{co}(t)$  не представляется затруднительным.

На практике полезный сигнал и помеха могут действовать как одновременно, так и в разное время. Последнее характерно для импульсных радиоэлектронных устройств, подверженных действию импульсных помех, которые образуются на интервалах времени, где отсутствует полезный сигнал. В таких условиях возможна компенсация помех как на основе классического метода, называемого амплитудно-фазовым или когерентным, когда основной и компенсационный приемники являются линейными преобразователями, так и методом компенсации помех после предварительного формирования их огибающих, именуемым амплитудным или некогерентным.

Рассмотренные выше методы компенсации помех, которые в настоящее время имеют значительное число схемных реализаций, широко известны для компенсации помех, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности основных приемных антенн [15, 101, 102]. Существенно при этом требование наличия в радиоэлектронном устройстве двух приемников. Один из них должен принимать только помехи, а другой — помехи и полезный сигнал. Однако возможна компенсация помех при использовании лишь одной антенны и одного радиоприемника. Обязательным условием при этом является то, что полезный сигнал и помеха представляют собой импульсы с периодом следования  $T_n$ , возникающие на этом интервале в разное время. Кроме того, интенсивности полезного сигнала и помех во времени должны изменяться и оставаться постоянными соответственно. Метод компенсации помех, основанный на том, что помеха является периодически следующими не перекрывающимися между собой импульсами, принято называть методом череспериодной компенсации.

Возможна также компенсация помех путем их декорреляции. Сущность этого метода сводится к следующему. На выходе основного приемника формируется напряжение вида (2.20), а вспомогательным приемником опорное на-

пряжение  $u_{on}(t)$ .

Полагаем, что основной приемник является радиолокационным и реагирует на непрерывные во времени сигналы, а  $u_{on}(t)$  — характеризует не искаженное помехами опорное напряжение, вырабатываемое передатчиком РЛС. Имея в распоряжении  $u_{on}(t)$ , можно образовать заранее известное напряжение  $u'_{on}(t)$ , отличающееся, например, по фазе, от  $u_{on}(t)$ . В результате совместного преобразования  $u_{on}(t)$  и  $u_{bx}(t)$ , а также  $u'_{on}(t)$  и  $u_{bx}(t)$  можно получить два напряжения

$$u_1(t) = u_{c1}(t) + u_{n1}(t), \text{ и } u_2(t) = u_{c2}(t) + u_{n2}(t),$$

где  $u_{n1}(t)$  и  $u_{n2}(t)$  — некоррелированные помехи, а  $u_{bx}(t)$  и  $u_{c1}(t)$  — функционально связанные полезные сигналы.

Суммирование или вычитание  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  (в зависимости от конкретно решаемой задачи) приводит к возникновению напряжений  $u_{\Sigma}(t) = u_1(t) + u_2(t)$  или  $u_{\Delta}(t) = u_1(t) - u_2(t)$ . Интенсивность помех в  $u_{\Sigma}(t)$  и  $u_{\Delta}(t)$  меньше по сравнению с составляющей полезного сигнала, чем в исходной смеси  $u_{bx}(t)$ .

Резюмируя все сказанное выше, необходимо отметить, что в настоящее время известны следующие три основных метода компенсации помех:

- компенсация помех с помощью вспомогательных (компенсационных) радиоприемников;
- череспериодная компенсация помех;
- компенсация помех путем их декорреляции.

Эти методы используются при борьбе со сравнительно большим числом видов радиопомех.

Различают амплитудный (последетекторный) и когерентный (додетекторный) методы компенсации помех.

Амплитудный метод компенсации помех реализуется технически сравнительно просто и, несмотря на присущие ему недостатки, часто может обеспечивать высокую эффективность импульсных РЛС при их работе в условиях отражений радиосигналов от местных предметов. Он, кроме того, является достаточно универсальным при защите от специально организованных радиопомех,

действующих по боковым лепесткам приема сигналов антеннами, и может использоваться не только в радиолокации, а и в других областях радиоэлектроники.

Сущность когерентного метода компенсации помех, именуемого часто амплитудно-фазовым, состоит в том, что теми или иными средствами обеспечивается получение одинаковых по интенсивности и противоположных по фазе помеховых сигналов на выходах усилителей высокой или промежуточной частоты в основном и компенсационном приемниках. С этих усилителей напряжения помех, а также полезный сигнал основного радиоприемника подаются на сумматор, в котором и происходит подавление помехи.

Возможны различные способы осуществления когерентной компенсации помех. Простейший из них сводится к разработке соответствующего радиотехнического устройства, у которого помеховые сигналы  $u_{no}(t)$  и  $u_{nk}(t)$  на выходах усилителей промежуточной частоты (УПЧ) основного и компенсационного приемников противоположны по фазе.

В реальных условиях получение противофазных помеховых сигналов на выходах УПЧ основного и компенсационного приемников практически невозможно. Это связано с имеющимися всегда различиями в фазово-частотных характеристиках основного и компенсационного приемников, а также нестабильностью частот передатчиков, формирующих помеховые сигналы. Сказанное означает, что при реализации когерентного метода компенсации помех необходимо учитывать различие огибающих и фаз у напряжений  $u_{no}(t)$  и  $u_{nk}(t)$ . В таких условиях система когерентной компенсации помех должна осуществлять автоматическое изменение огибающей и фазы напряжения  $u_{nk}(t)$  так, чтобы выходной сигнал  $u_{k\Sigma}(t)$  этой системы равнялся —  $u_{no}(t)$ . В результате суммирования  $u_{k\Sigma}(t)$  и  $u_{no}(t)$  осуществляется компенсация помех.

В [15] рассматривается два способа получения требуемого напряжения  $u_{k\Sigma}(t)$  из  $u_{nk}(t)$ . Первый из них основывается на применении квадратурных преобразователей [103, 104], хорошо известных в теории оптимального приема, а второй способ предусматривает использование системы АРУ в компенсацион-

ном приемнике, которая при отсутствии полезных сигналов работает под действием разностного напряжения  $u_{no}(t) - u_{nk}(t)$ , и системы автоматического регулирования фазы сигнала  $u_{nk}(t)$  [105].

Приведенные принципы построения компенсаторов помех имеют универсальный характер. Однако компенсация многолучевого сигнала в МПСС имеет свои особенности, которые обусловлены изложенными ранее принципами реализации ПМОО. Следует отметить, в МПСС может быть реализован корреляционный метод компенсации, для чего необходимо осуществить АРУ и выравнивание фаз принимаемых сигналов ОИ, что можно выполнить программно алгоритмическими методами.

Другим вариантом может быть компенсатор, использующий квадратурный прием сигналов ОИ.

Система компенсации помех с квадратурными преобразователями [15]. Принцип компенсации помех с помощью квадратурных преобразователей удобно проиллюстрировать на примере, когда  $u_{no}(t)$  и  $u_{nk}(t)$  — гармонические сигналы с одинаковой частотой, но различными амплитудами и начальными фазами. Эти напряжения можно представить в векторной форме, как показано на рис. 2.8. На рис. 2.8 видно, что для получения вектора  $\mathbf{u}_{k\Sigma} = -\mathbf{u}_{no}$  необходимо иметь два напряжения, которые характеризуются взаимно перпендикулярными векторами  $\mathbf{u}_{nk1}$  и  $\mathbf{u}_{nk2}$ . Векторы  $\mathbf{u}_{nk1}$  и  $\mathbf{u}_{nk2}$  должны быть равны

$$\mathbf{u}_{nk1} = -k_1 \mathbf{u}_{nk} \text{ и } \mathbf{u}_{nk2} = k_2 \mathbf{u}_{nk} .$$

При этом коэффициенты пропорциональности  $k_1$  и  $k_2$  выбираются так, чтобы выполнялось равенство

$$-k_1 \mathbf{u}_{nk} + k_2 \mathbf{u}_{nk} = \mathbf{u}_{k\Sigma} = -\mathbf{u}_{no} ,$$

а угол между векторами  $\mathbf{u}_{nk1}$  и  $\mathbf{u}_{nk2}$  составляет  $90^\circ$ .

Схема устройства, обеспечивающего когерентную компенсации помех с помощью квадратурных преобразователей, показана на рис. 2.9. Она содержит

корреляторы Корр.1 и Корр.2, усилители Усил.1 и Усил.2 с регулируемыми коэффициентами передачи, фазовращатель ФВ, обеспечивающий получение квадратурной составляющей напряжения  $u_{nk}(t)$  и сумматор  $\Sigma$ .

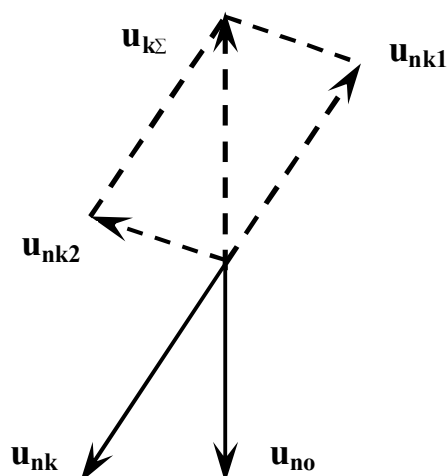


Рис. 2.8 Векторная диаграмма квадратурного компенсатора

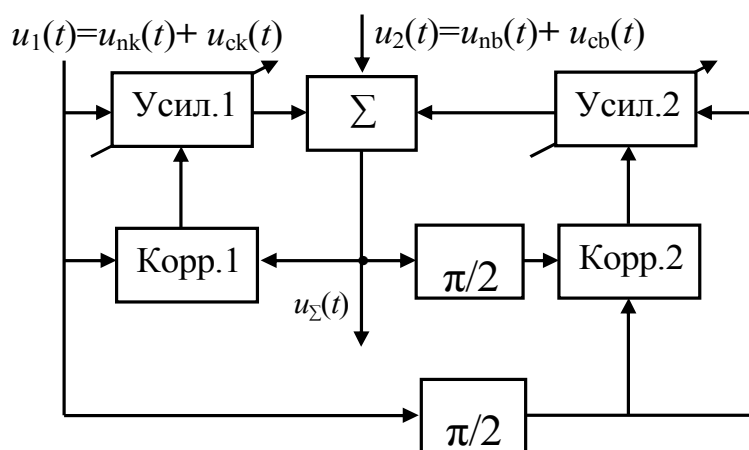


Рис. 2.9 Структурная схема квадратурного компенсатора помехи

Из выполненного выше анализа следует, что при реализации когерентного метода компенсации помех с помощью квадратурных преобразователей необходимо добиваться как можно большей коррелированности между помехами, действующими на выходах УПЧ основного и компенсационного каналов.



Как следует из принципов реализации ПМОО, которые рассмотрены в подр. 2.1, в МПСС нет возможности сразу непосредственно выделить помеховый сигнал, однако имеется возможность получить незашумленный сигнал ОИ из другого пункта системы. Следовательно, качество работы системы подавления многолучевой помехи будет сильно зависеть от степени корреляции сигналов ОИ в синхронизируемых пунктах, а также от остаточного уровня полезного сигнала в выделяемом сигнале помехи. Поэтому вместо  $u_{no}(t)$  и  $u_{nk}(t)$  на рис. 2.9 необходимо учитывать напряжения

$$\begin{aligned} u_1(t) &= u_{nk}(t) + u_{cb}(t) - u_{ca}(t) = u_{ck}(t) + u_{nk}(t), \\ u_2(t) &= u_{cb}(t) + u_{nb}(t) \end{aligned}$$

соответственно. Здесь  $u_{cb}(t)$  и  $u_{ck}(t)$  — напряжения полезного сигнала на выходах УПЧ основного и компенсационного каналов.

Чтобы получить более наглядные результаты, характеризующие работу компенсатора помех с помощью квадратурных преобразователей при наличии полезного сигнала, будем считать, что последний является детерминированным и на выходе УПЧ основного приемника изменяется по закону  $u_{cb}(t) = U_{cb} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o)$ . Здесь  $U_{cb}, \varphi_o$  — амплитуда и начальная фаза напряжения  $u_{cb}(t)$ . Кроме того, предположим, что напряжение  $u_{cb}(t)$  возникает в момент появления помехового сигнала и

$$u_{ck}(t) = U_{ck} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o + \varphi_k),$$

где  $U_{ck} = bU_{cb}$ ,  $b < 1$ ,  $\varphi_k$  - дополнительный набег фазы сигнала в компенсационном канале.

При одновременном действии полезного и помехового сигналов напряжение  $u_2(t)$  как это следует из рис. 2.9, равно

$$u_{\Sigma}(t) = u_{cb}(t) + u_{nb}(t) + k_{y1}u_{ck}(t) + k_{y1}u_{nk}(t) + k_{y2}u_{ck\perp}(t) + k_{y2}u_{nk\perp}(t). \quad (2.21)$$

Здесь  $u_{ck\perp}(t) = U_{ck} \sin(\omega_{np}t + \varphi_o + \varphi_k)$  — напряжение  $u_{ck}(t)$ , сдвинутое по фазе на  $-0,5\pi$ .

Коэффициенты передачи  $k_{y1}$  и  $k_{y2}$  изменяются пропорционально напряжениям, формируемым корреляторами Корр.1 и Корр.2, и равны

$$\begin{aligned} k_{y1} &= k_1 \{ [u_{ck}(t) + u_{nk}(t)] u_{\Sigma}(t) \}_{cp}, \\ k_{y2} &= k_2 \{ [u_{ck\perp}(t) + u_{nk\perp}(t)] u_{\Sigma}(t) \}_{cp} \end{aligned} \quad (2.22)$$

С использованием (2.21), (2.22) получаем

$$\begin{aligned} k_{y1} &= k_1 \frac{\{u_{cb}(t)u_{ck}(t)\}_{cp} + \{u_{nb}(t)u_{nk}(t)\}_{cp}}{1 - k_1 \{u_{ck}^2(t)\}_{cp} - k_1 \sigma_{nk}^2}, \\ k_{y2} &= k_2 \frac{\{u_{cb}(t)u_{ck\perp}(t)\}_{cp} + \{u_{nb}(t)u_{nk\perp}(t)\}_{cp}}{1 - k_2 \{u_{ck\perp}^2(t)\}_{cp} - k_2 \sigma_{nk}^2} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Можно показать, что наиболее целесообразен режим работы компенсатора при

$$\begin{aligned} k_1 \{u_{ck}^2(t)\}_{cp} + k_1 \sigma_{nk}^2 &\gg 1, \\ k_2 \{u_{ck\perp}^2(t)\}_{cp} + k_2 \sigma_{nk}^2 &\gg 1 \end{aligned} \quad (2.24)$$

В этих условиях на основании формул (2.20), (2.23) найдем

$$\begin{aligned} u_{\Sigma}(t) &= u_{cb}(t) + u_{nb}(t) - \frac{\{u_{cb}(t)[u_{cb}(t) - u_{ca}(t)]\}_{cp} + \{u_{nb}(t)u_{nk}(t)\}_{cp}}{\{u_{ck}^2(t)\}_{cp} + \sigma_{nk}^2} \times [u_{ck}(t) + u_{nk}(t)] - \\ &- \frac{\{u_{cb}(t)[u_{cb\perp}(t) - u_{ca\perp}(t)]\}_{cp} + \{u_{nb}(t)u_{nk\perp}(t)\}_{cp}}{\{u_{ck\perp}^2(t)\}_{cp} + \sigma_{nk}^2} \times [u_{ck\perp}(t) + u_{nk\perp}(t)] \end{aligned} \quad (2.25)$$

В соответствии с приведенными выше формулами соотношение (2.25) после несложных преобразований принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}
u_{\Sigma}(t) = & U_{cb} \frac{\sigma_{nk}^2 - b\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho \sin(\varphi_k + \Delta\psi)}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o) - \\
& - \frac{b\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho U_{cb} \cos(\varphi_k + \Delta\psi)}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} \times \sin(\omega_{np}t + \varphi_o) + \\
& + \left\{ u_{nb}(t) - \frac{b\sigma_{cb}^2}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} u_{nk}(t) \cos[\Delta\varphi(t) - \varphi_k] - \frac{\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} u_{nk}(t) \times \sin[\Delta\varphi(t) + \Delta\psi] \right\} \times \\
& \times \cos[(\omega_{np}t + \varphi_o(t))] + \\
& + \left\{ \frac{b\sigma_{cb}^2}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} u_{nk}(t) \sin[\Delta\varphi(t) + \varphi_k] + \frac{\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} u_{nk}(t) \cos[\Delta\varphi(t) + \Delta\psi] \right\} \times \\
& \times \sin[(\omega_{np}t + \varphi_o(t))].
\end{aligned}$$

$$\text{Здесь } \sigma_{cb} = 0,5U_{cb}^2 \text{ и } \Delta\psi = \operatorname{arctg} \frac{\rho_{nb}}{\rho_{nk}}. \quad (2.26)$$

Из соотношения (2.25) видно, что напряжение  $u_{\Sigma}(t)$  содержит составляющую

$$u_c(t) = U_{cb} \frac{\sigma_{nk}^2 - b\sigma_{nb}\sigma_{nk}\rho \sin(\varphi_k + \Delta\psi)}{b^2\sigma_{cb}^2 + \sigma_{nk}^2} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o), \quad (2.27)$$

которая изменяется во времени так же, как и полезный сигнал  $u_{co}(t)$  на выходе УПЧ основного приемника, и составляющую

$$u_{n\Sigma}(t) = u_c(t) + u_{\Sigma}(t), \quad (2.28)$$

которая является помехой.

Анализ соотношений (2.25)—(2.28) позволяет сделать следующие выводы. Если компенсационный канал не реагирует на полезный сигнал, то напряжение  $u_c(t)$  оказывается равным полезному сигналу  $u_{cb}(t) = U_{cb} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o)$ , образующемуся на выходе УПЧ основного приемника. При тех же условиях

$$u_{n\Sigma}(t) = u_{nb}(t) \cos[\omega_{np}t + \varphi_o(t)] - \rho u_{nb}(t) \sin[\omega_{np}t + \varphi_o(t) + \Delta\varphi(t) + \Delta\psi].$$

Отсюда следует, что полезный сигнал  $u_{cb}(t)$  при  $b=0$  и  $u_{nk}(t) = au_{nb}(t)$  остается искаженным помехами, если  $\Delta\varphi \neq 0$  и коэффициент корреляции  $\rho \neq 1$ . Если же  $\rho = 1$ , что приводит к равенству  $\Delta\psi = 0,5\pi$ , и одновременно выполняется равенство  $\Delta\varphi = 0$ , что эквивалентно идентичности фазово-частотных характеристик основного и компенсационного каналов,  $u_{n\Sigma}(t) = 0$  в любой момент времени и, следовательно, обеспечивается идеальная компенсация помех. Если помехи в основном и компенсационном каналах не коррелированы ( $\rho = 0$ ), устройство компенсации практически не влияет на напряжение помех.

2.4.2. Обоснование математической модели МПСС с компенсацией многолучевой помехи. Разработка алгоритма компенсации многолучевости сигнала общего источника

Исключение влияния многолучевости прежде всего предполагает выявление факта ее наличия. Здесь следует исходить из предположения о том, что многолучевость не может одновременно присутствовать во всех синхронизируемых пунктах, а поэтому ее наличие можно определить путем сравнения энергетических характеристик принятых сигналов ОИ (значений максимумов их АКФ), что требует предварительной калибровки приемных каналов, либо из сравнения попарных ВКФ выборок сигнала ОИ, записанных в синхронизируемых пунктах. Присутствие боковых лепестков в одной или в нескольких ВКФ будет свидетельствовать о наличии дополнительного сигнала, находящегося в пределах интервала временной корреляции. Представляет интерес выделение такого сигнала – выполнение задачи временного разрешения, а за тем уже компенсация его влияния. Таким образом, алгоритм сличения шкал времени пространственно разнесенных мер по сравнению с предложенным в [13] несколько усложняется – добавляется процедура проверки принятых сигналов на наличие многолучевости, которую можно выполнять параллельно с операцией сличения

эталонов, и при выявлении таковой принимать меры по устранению ее влияния на точность синхронизации.

Для произвольного ССИ величина сдвига шкал времени определяется по результатам взаимокорреляционной обработки  $m$  сигнальных выборок, в каждой из которых содержится по  $i$  отсчетов. То есть, анализу подлежит диагональная матрица взаимокорреляционных функций размерностью  $(m \times m)$ :

$$\mathbf{B}^{AB}[\tau] = M\{\mathbf{X}_m^{AB}[i + \tau]\mathbf{X}_m^{B*T}[i]\} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11}^{AB} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \mathbf{B}_{mm}^{AB} \end{bmatrix},$$

то есть в формировании ВКФ участвуют только идентичные фрагменты сигнала ОИ, поэтому все элементы данной матрицы кроме диагональных равны нулю. Для каждой из ВКФ  $\mathbf{B}_{mm}^{AB}$  находится временное положение ее максимума, которое далее участвует в статистической обработке результатов измерений и формировании результирующей оценки сличения шкал времени эталонов. Полагаем, что при приеме сигнала ОИ в пункте  $\mathbf{B}$  наблюдается эффект многолучевости. В этом случае такой сигнал можно представить в виде [22, 27]:

$$X^B[i] = x^B[i] + \sum_{j=1}^k b_j x^B[i - \tau_j] + n^B[i], \quad (2.29)$$

где  $b_j$  – коэффициент ослабления отдельного дополнительного луча;

$\tau_j$  – временное запаздывание луча;

$k$  – количество принимаемых дополнительных лучей.

При  $\tau_j < \tau_{kop}$  ВКФ  $\mathbf{B}_{mm}^{AB}$  содержит дополнительные выбросы, отстоящие от главного лепестка на  $\tau_j$ . Поскольку в вычислении данной ВКФ участвуют идентичные фрагменты сигнала ОИ, то есть  $x^A[i] \approx x^B[i]$  с точностью до фазы, то вы-

читая из  $X^B[i]$  значения  $X^A[i]$ , получаем помеховую составляющую сигнала в пункте **В**:

$$\begin{aligned} X_n^B[i] &= X^B[i] - X^A[i] = x^B[i] + \sum_{j=1}^k b_j x^B[i - \tau_j] + n^B[i] - x^A[i] - n^A[i] = \\ &= \sum_{j=1}^k b_j x^B[i - \tau_j] + n^B[i] - n^A[i]. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Полученную помеховую составляющую теперь можно вычесть из принятого в пункте **В** сигнала ОИ

$$X^B[i] - X_n^B[i] = x^B[i] + n^A[i]. \quad (2.31)$$

Структурная схема устройства, реализующего операции (2.30) и (2.31), представлена на рис. 2.10. Сигнал, в котором многолучевая помеха отсутствует, на рис. 2.10 обозначен как «опорный сигнал». Наличие аттенюаторов в схеме учитывает разные уровни сигналов. Задержка в помеховых каналах может быть неизвестной. Выделение помехового сигнала с целью его последующей компенсации возможно при известной разнице времени запаздывания сигнала ОИ до синхронизируемых пунктов и выравнивании амплитуд основных сигналов. Выходным сигналом устройства является выходной сигнал левого по схеме сумматора.

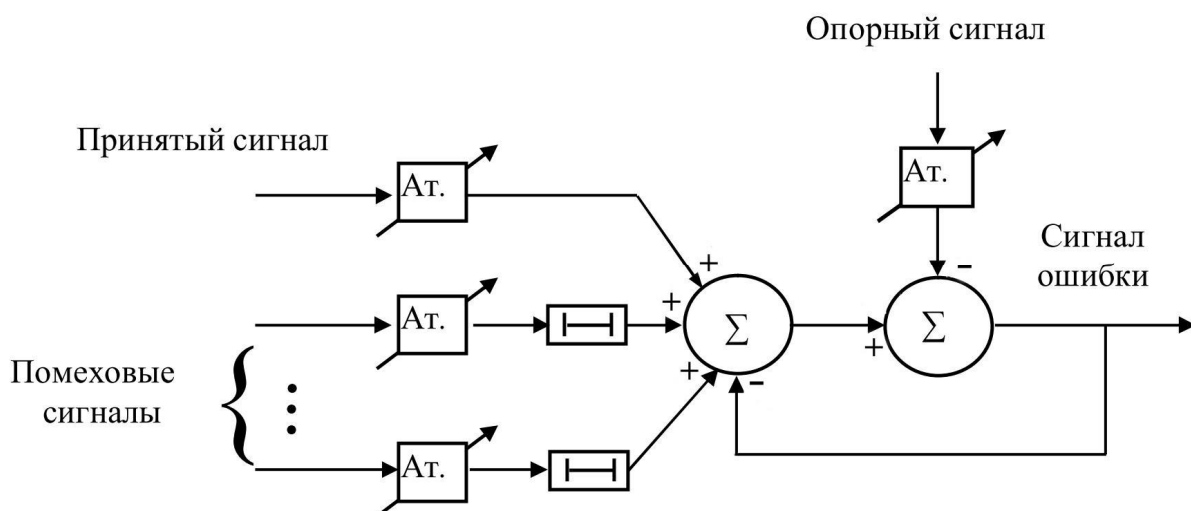


Рис.2.10. Структурная схема устройства компенсации многолучевой помехи

Следовательно, приходим к следующему алгоритму компенсации многолучевости сигнала, который можно реализовать параллельно с работой основного алгоритма МПСС.

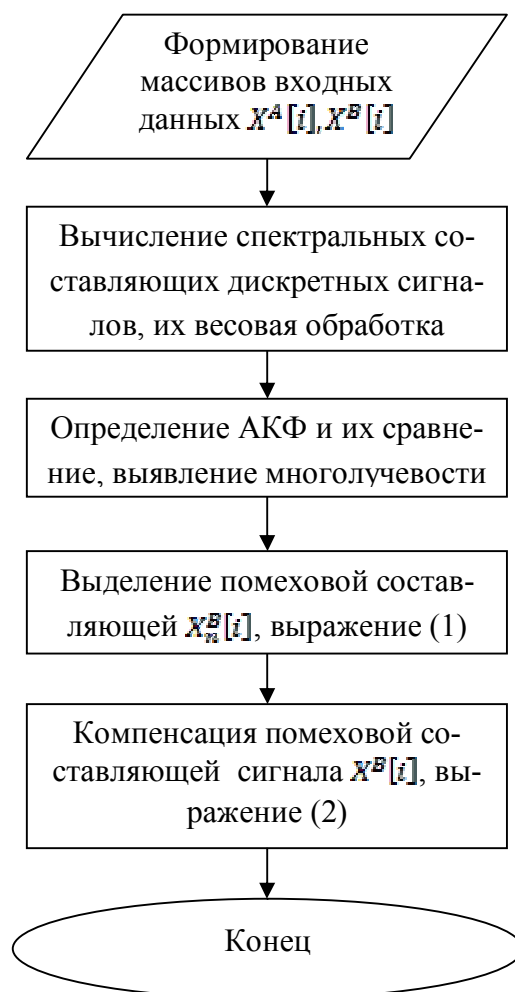


Рис. 2.11 Алгоритм компенсации многолучевости сигнала

Изложенный принцип компенсации может быть реализован в МПСС, структурная схема которой приведена на рис. 2.12 [23, 29]. Принцип функционирования такой системы заключается в следующем. Сигнал ОИ фиксируется в синхронизируемых пунктах в пределах строба записи с учетом априори известной разности времени запаздывания. В схеме рис 2.12 имеются два идентичных по составу функциональных блока (аттенюатор, перемножитель, интегратор и сумматор), в первом из которых выделяется многолучевая помеха. Во втором блоке эта помеха складывается в противофазе с зашумленным сигналом и на его выходе формируется сигнал, который используется для сличения эталонов.

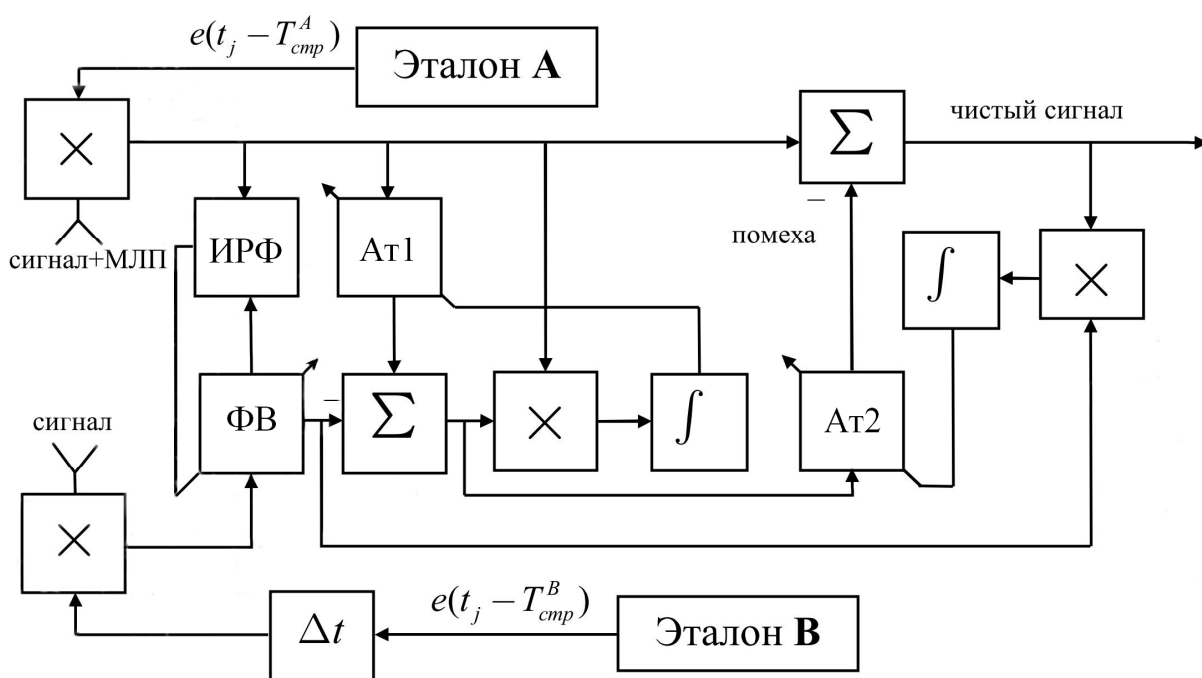


Рис.2.12 Структурная схема МПСС с компенсацией многолучевой помехи

В соответствии с представленной схемой сигнал в пункте **А** имеет большую задержку, поэтому в пункте **В** имеется узел, обозначенный  $\Delta t$ , позволяющий выровнять разность хода лучей. Схема рис. 2.12 отображает ситуацию, когда в пункте **В** многолучевой помехи нет, а в пункте **А** она присутствует. При помощи сумматоров сначала из сигнала пункта **А** выделяется многолучевая помеха, которая за тем в противофазе складывается с сигналом пункта **А**, что и позволяет выполнить ее компенсацию. Данная компенсация основана на корреляционном принципе и требует равенства амплитуд сигналов на соответствующих входах устройств, обеспечения равенства промежуточных частот, а также выравнивания фазовых задержек, то есть, как указано в [15], необходимо использовать схемы АРУ, АПЧ и АПФ. Функции данных схем могут быть решены программно-алгоритмическими методами, например, применение АРУ эквивалентно использованию нормировки отсчетов (выравнивание сигналов в каналах), а также введению амплитудных множителей в зависимости от получаемого уровня нескомпенсированного сигнала. АПЧ можно реализовать путем сдвига спектра частот сигнала одного из пунктов с тем, чтобы скомпенсировать неравенство частот гетеродинов в приемных каналах пунктов. АПФ эквивалентна сдвигу фазочастотного спектра одного сигнала относительно другого с



целью выравнивания начальных фаз. При этом следует исходить из предположения, что взаимные рассогласования регулируемых параметров являются медленно меняющимися функциями по отношению к длительности сигнальной выборки, которая ограничена объемом ОЗУ оцифровывающего устройства и в ходе проводимых экспериментов составляет десятки микросекунд.

Таким образом, для расчета ВКФ сигналов ОИ, принятых в пространственно разнесенных пунктах будут использоваться сигналы, свободные от многолучевой помехи.

Анализ ВКФ позволяет определить как временной сдвиг каждого из дополнительных лучей, так и его уровень по отношению к основному сигналу. Поскольку мешающий сигнал является смещенной во времени выборкой сигнала ОИ, то представляется возможным, записав в другом, свободном от помехи, пункте выборку с необходимым временным смещением, после инвертирования и выравнивания амплитуды осуществить компенсацию помехи. В этом случае необходимо выполнить условие [22, 27]:

$$X_n^B[i] = \sum_{j=1}^k b_j x^A [i - \tau_j] = \sum_{j=1}^k b_j x^B [i - \tau_j]. \quad (2.32)$$

В этом случае результирующий сигнал пункта В, который будет использоваться для вычисления ВКФ

$$X^B[i] - X_n^B[i] = x^B [i] + n^B [i] - n^A [i], \quad (2.33)$$

то есть получается сигнал, в котором многолучевая помеха скомпенсирована.

Операции в соответствии с выражениями (2.32) и (2.33) выполняет устройство, упрощенная схема которого показана на рис. 2.13. Чтобы не загромождать рисунок, не показаны обратные связи в каналах компенсации каждого из лучей

помехи. Данное устройство существенно сложнее приведенного на рис. 2.12, поскольку является многоканальным.

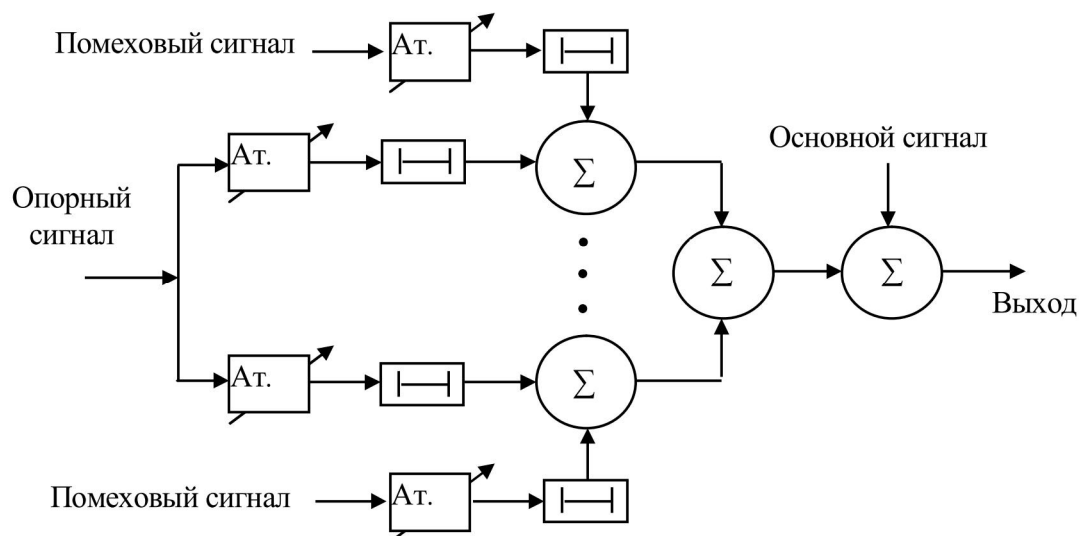


Рис.2.13. Структурная схема многоканального устройства компенсации многолучевой помехи

Особенностью работы высокоточной многопозиционной пассивной системы синхронизации времени и частоты является то, что сличение шкал пространственно разнесенных эталонов выполняется в режиме пост-обработки, что предполагает информационный обмен между пунктами приема сигнала ОИ и совместную обработку сигнальных выборок, записанных в синхронизируемых пунктах. Поэтому, в отличие от систем реального времени, требования к быстродействию вычислений, а так же ограничения по ресурсу «машинного» времени здесь не столь жесткие.

#### 2.4.3. Определение эффективности применения системы компенсации многолучевого сигнала

Для определения эффективности работы компенсатора многолучевого сигнала воспользуемся подходом, изложенным в [15, 106]. Чтобы оценить

степень подавления помех когерентным компенсатором с квадратурными преобразователями, сравним отношения эффективных мощностей полезного сигнала и помехи на выходе УПЧ устройств с компенсатором и без компенсатора. При этом работу устройства с компенсатором будем определять на основе соотношений (2.34).

$$\begin{aligned} u_c(t) &= U_{cb} \frac{a\sigma_{nb}(a-b)}{b^2\sigma_{cb}^2 + a^2\sigma_{nb}^2} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o), \\ u_{n\Sigma}(t) &= \frac{\sigma_{cb}^2 b(b-a)}{b^2\sigma_{cb}^2 + a^2\sigma_{nb}^2} u_{nb}(t) \cos[\omega_{np}t + \varphi_o(t)], \end{aligned} \quad (2.34)$$

которые получены из (2.24-2.28) при условии  $b \neq 0$ ,  $\Delta\varphi = 0$ ,  $\rho = 1$ ,  $\varphi_k = 0$  и  $\Delta\psi = 0,5\pi$ .

Если компенсатор отсутствует, то напряжения  $u_{co}(t)$  и  $u_{no}(t)$  полезного сигнала и помех на выходе УПЧ приемника равны

$$\begin{aligned} u_{cb}(t) &= U_{cb} \cos(\omega_{np}t + \varphi_o); \\ u_{nb}(t) &= U_{nb} \cos[\omega_{np}t + \varphi_o(t)], \end{aligned}$$

а их эффективные мощности соответственно пропорциональны дисперсиям их напряжений  $\sigma_{cb}^2$  и  $\sigma_{nb}^2$ . Отношение  $\sigma_{cb}^2$  к  $\sigma_{nb}^2$  обозначим символом  $q_{cn}$ .

При наличии компенсатора эффективная мощность полезного сигнала пропорциональна среднему значению  $\sigma_c^2$  — квадрата напряжения  $u_c(t)$ , которое, как это следует из формулы (2.34), равно

$$\sigma_c^2 = \sigma_{cb}^2 \frac{a^2\sigma_{nb}^4(a-b)^2}{(b^2\sigma_{cb}^2 + a^2\sigma_{nb}^2)^2}.$$

Эффективная мощность помех в устройстве с компенсатором пропорциональна дисперсии  $\sigma_{n\Sigma}^2$  напряжения  $u_{n\Sigma}(t)$ . На основании формулы (2.34) находим

$$\sigma_{n\Sigma}^2 = \sigma_{nb}^2 \frac{b^2 \sigma_{cb}^4 (a-b)^2}{(b^2 \sigma_{cb}^2 + a^2 \sigma_{nb}^2)^2}$$

Поэтому

$$q_{ck} = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{n\Sigma}^2} = \frac{a^2 \sigma_{nb}^2}{b^2 \sigma_{cb}^2} = \frac{a^2}{b^2 q_{cn}};$$

$$q = \frac{q_{ck}}{q_{cn}} = \frac{a^2}{b^2 q_{cn}^2},$$

которые можно использовать для построения графических зависимостей.

При идентичных фазо-частотных характеристиках основного и компенсационного приемников, когда  $\Delta\varphi(t) = \varphi_k = 0$ , уровень напряжения помех оказывается незначительным. В этих условиях  $u_{nb}(t) = u_{nk}(t)$  и  $b \ll 1$

$$u_{c\Sigma}(t) = (1 - \rho \sin \Delta\psi) u_{nb}(t) \cos[\omega_{np} t + \varphi_o(t)] + \rho u_{nb}(t) \cos \Delta\psi \sin[\omega_{np} t + \varphi_o(t)] \quad (2.35)$$

Когда  $\rho = 1$  и  $\Delta\psi = 0,5\pi$ , получается полная компенсация помех.

Таким образом, высокое качество подавления помех и незначительное ослабление детерминированного полезного сигнала в устройствах когерентной компенсации с квадратурными преобразователями обеспечиваются при следующих условиях: малой мощности полезного сигнала, поступающего в компенсационный приемник, идентичных амплитудно-частотных и фазово-частотных характеристиках УПЧ основного и компенсационного приемников и равенстве единице коэффициента взаимной корреляции помеховых сигналов, действующих на выходах УПЧ основного и компенсационного приемников.

Если полезный сигнал изменяется во времени случайным образом и не коррелирован с помехами, то можно получить соотношения, аналогичные (2.24-2.28) — (2.34, 2.35), т. е. в отношении компенсации помех и воспроизведения полезного сигнала прийти к тем же выводам, что и при рассмотрении вопроса о действии радиопомех совместно с детерминированным полезным сигналом.

## Выводы по 2 разделу

Особенности реализации ПМОО позволяют модифицировать известные подходы в вопросах компенсации многолучевых помех. Здесь определенную трудность составляет тот фактор, что параметры сигнала ОИ невозможно видоизменить (адаптировать) под условия помеховой обстановки, поскольку источник полезного сигнала не подконтролен потребителям в МПСС. Также следует учитывать, что многолучевая помеха имеет ту же длительность, что и полезный сигнал, сосредоточена в той же полосе частот и может быть частично коррелированной с основным сигналом.

Анализ наиболее распространенных и общедоступных радиоисточников показывает, что, опираясь на основные критерии выбора, наиболее подходящими для построения МПСС являются следующие сигналы:

- сигналы наземного ЦНТВ (имеют шумоподобную структуру в полосе 8 МГц; мощные передатчики и высокие антенны, а, значит, обеспечивается максимальная зона покрытия в прямой видимости для наземных РТС);

- сигналы спутникового ТВ (обеспечивают охват больших территорий; сигналы полностью совместимы с форматом ЦНТВ с промежуточной частоты 38 МГц);

- сигналы системы функционального космического дополнения типа WAAS, SBAS, EGNOS и др. (наряду с охватом больших территорий возможно получение GPS координатно-временной информации для проведения калибровочных работ. Кроме того, сличение по GPS и ГЛОНАСС обеспечивает многоканальность поверочной схемы).

Сравнительный анализ сигналов предположительных общих источников для МПСС показывает, что наиболее распространены в связных, телекоммуникационных, навигационных и прочих системах сигналы с многофазной модуляцией. Такие сигналы имеют шумоподобную структуру, имеют ширину полосы в пределах 10 МГц и позволяют обеспечить высокую точность частотно-временных сличений. Использование эффекта сжатия таких сигналов при их

ВКО позволяет выявить наличие многолучевого сигнала для случая частично коррелированной многолучевой помехи, если основной и дополнительные пики ВКФ разрешаются.

Наряду с многолучевостью РРВ малоисследованным для МПСС является такой источник погрешности как суточное перемещение (нутаии) ИСЗ при построении системы с использованием спутниковых сигналов.

В ходе выполненных теоретических исследований обоснована возможность компенсации многолучевости сигнала общего источника при ее отсутствии в одном из синхронизируемых пунктов. Здесь следует исходить из предположения о том, что многолучевость не может одновременно присутствовать во всех синхронизируемых пунктах, а поэтому ее наличие можно определить путем сравнения энергетических характеристик принятых сигналов ОИ (значений максимумов их АКФ), что требует предварительной калибровки приемных каналов, либо из сравнения попарных ВКФ выборок сигнала ОИ, записанных в синхронизируемых пунктах. Присутствие боковых лепестков в одной или в нескольких ВКФ будет свидетельствовать о наличии дополнительного сигнала, находящегося в пределах интервала временной корреляции.

Реализован модифицированный принцип «когерентной» компенсации. Модификация стала возможной при разнесенном приеме за счет выделения полезного сигнала, свободного от многолучевости, с последующим выделением помеховой составляющей, обусловленной многолучевым приемом. Также рассмотрены варианты одноканального и многоканального построения компенсатора.

Для оценки эффективности подавления многолучевой помехи использован известный подход для определения эффективности подавления помехи по боковому лепестку диаграммы направленности. Применение указанного подхода с учетом особенностей построения МПСС позволяет выработать следующие рекомендации:

- необходимо добиваться минимума остаточной мощности полезного сигнала при выделении сигнала многолучевой помехи;

- обеспечивать идентичность амплитудно-частотных и фазово-частотных характеристиках УПЧ в приемных устройствах синхронизируемых пунктов;
- выполнять условие равенства единице коэффициента взаимной корреляции сигналов общего источника, действующих на выходах УПЧ приемных пунктов.

Использование предложенных принципов возможно и в других многопозиционных системах, принимающих идентичные полезные сигналы, если в одном из приемных пунктов помеха отсутствует.

### РАЗДЕЛ 3

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

В разделе приведены результаты исследования физических процессов в МПСС при помощи математического моделирования. Первоначально разработана общая математическая модель пассивной системы синхронизации, которая отражает особенности ее практической реализации и принципы извлечения сигнальных параметров. Эффективность работы МПСС оценивается в сравнении с классическими информационно-измерительными системами, использующими корреляционно-фильтровую и корреляционную обработку. В дальнейшем основные отлаженные и апробированные модули этой математической модели используются для исследования влияния многолучевости принимаемого сигнала общего источника. Также при помощи математического моделирования исследуются погрешности синхронизации, обусловленные суточным перемещением ГС ИСЗ при использовании их сигналов в МПСС. Публикация и апробация материалов раздела в [17, 20, 21, 27, 29].

### 3.1. Моделирование многопозиционной пассивной системы синхронизации времени и частоты

#### 3.1.1. Разработка модели пассивной системы синхронизации при согласованной фильтрации и взаимокорреляционной обработке сигнала общего источника

Как показано в подразделе 2.4.1, система компенсации многолучевой помехи может строиться по квадратурной схеме. Поэтому является целесообразной разработка математической модели МПСС с квадратурной обработкой сигнала, проверка работоспособности такой модели и дальнейшая ее доработка узлом формирования многолучевой помехи.

В основу функционирования модели положен принцип ПМОО, полная вре-



менная диаграмма которого для случая измерения временного положения сигналов по огибающим (рис. 3.1) отражает качественный состав погрешностей синхронизации шкал времени пространственно разнесенных эталонов [17, 21]. Рис. 3.1 показывает, что при отсутствии сдвига шкал положение максимума взаимокорреляционной функции (ВКФ) принятых сигналов в системной шкале соответствует разности времени прихода сигнала общего источника в пункты.

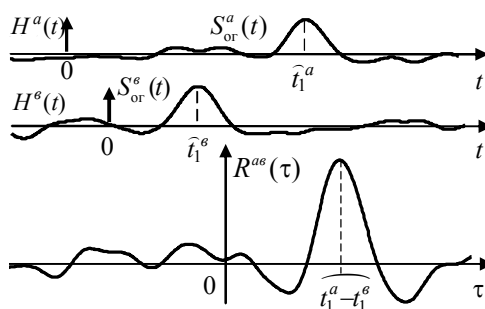


Рис. 3.1 Временная диаграмма ПМО для случая измерения временного положения сигналов по огибающим

Разработанная в пакете Matchcad-14 модель состоит из блоков, соответствующих основным этапам обработки сигналов в пассивных системах синхронизации:

1) блок формирования общего сигнала (рис.3.2) позволяет формировать видео и радиосигналы с различными огибающими;

2) блоки моделирования устройств квадратурной обработки и согласованной фильтрации (СФ) (рис. 3.3) обеспечивают выполнение соответствующих математических операций и входят составными частями в исследуемые модели рис. 3.4 и рис. 3.5;

3) блок квадратурной обработки сигналов (КОС) и статистической оценки результатов измерений для СФ в каждом из пунктов – блок «КОС+СФ» (рис. 3.4) позволяет получить первое из сравниваемых значений оцениваемого параметра;

4) блок КОС и статистической оценки результатов измерений для ВКО принимаемых в пунктах сигналов – блок «КОС+ВКО» (рис. 3.5) дает второе значение оцениваемого параметра и отражает результат работы предлагаемого пассивного метода общего охвата.

Блок формирования сигналов (рис. 3.2) включает генератор общего сигнала  $s_0(t)$ , формируемого путем модуляции (блок «М») несущей  $s_0(t)$  видеосигналом  $S_{ор.0}(t)$ .

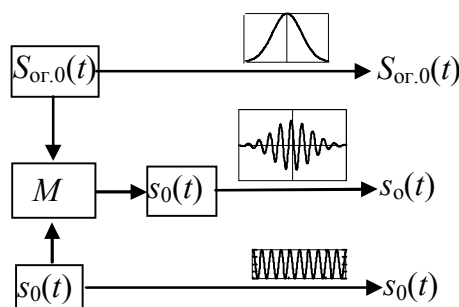


Рис. 3.2 Блок формирования сигнала общего источника

Блок моделирования устройства квадратурной обработки (обведен пунктиром на рис. 3.3) позволяет имитировать обработку общего сигнала  $s_0(t)$  без помех (в 1-м положении переключателя П1), аддитивной смеси (см. сумматор «+») общего сигнала и помехи  $s_1(t)$  (во 2-м положении переключателя П1), только помехи  $n(t)$  (в 3-м положении переключателя П1). Для изменения отношения с/п предусмотрен аттенуатор «Ат.».

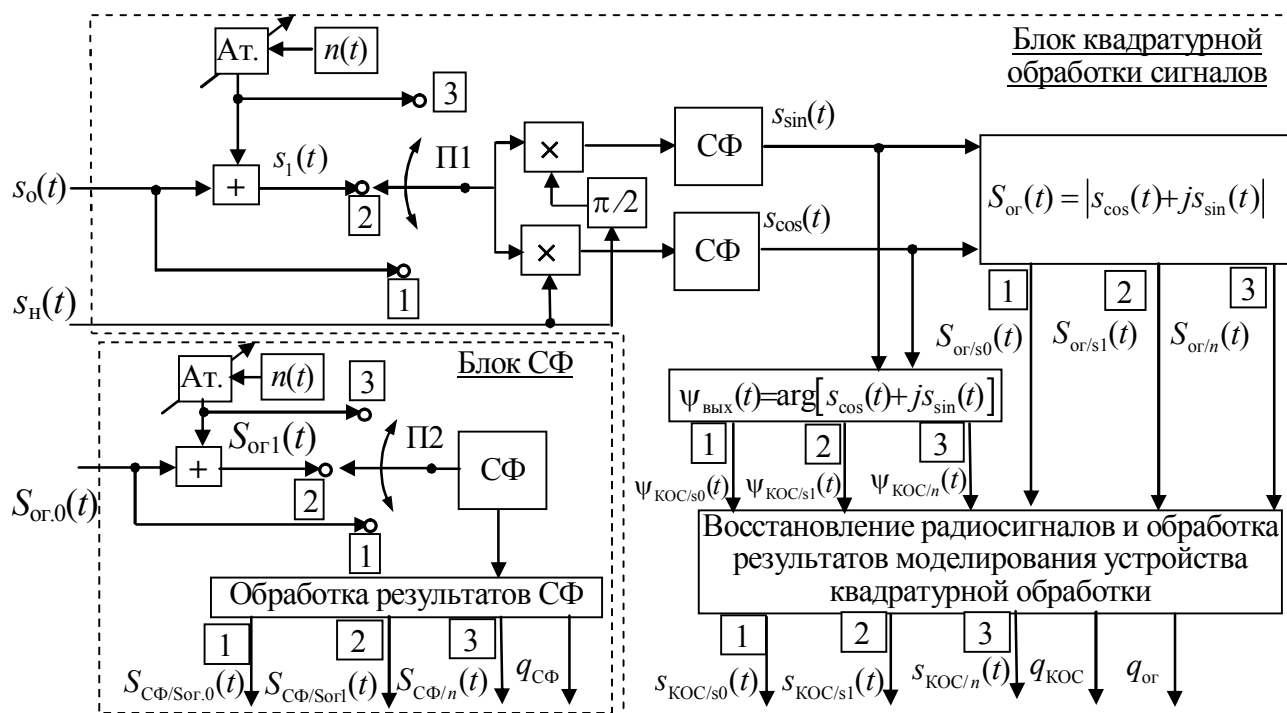


Рис. 3.3 Структуры блоков моделирования устройства КОС и СФ

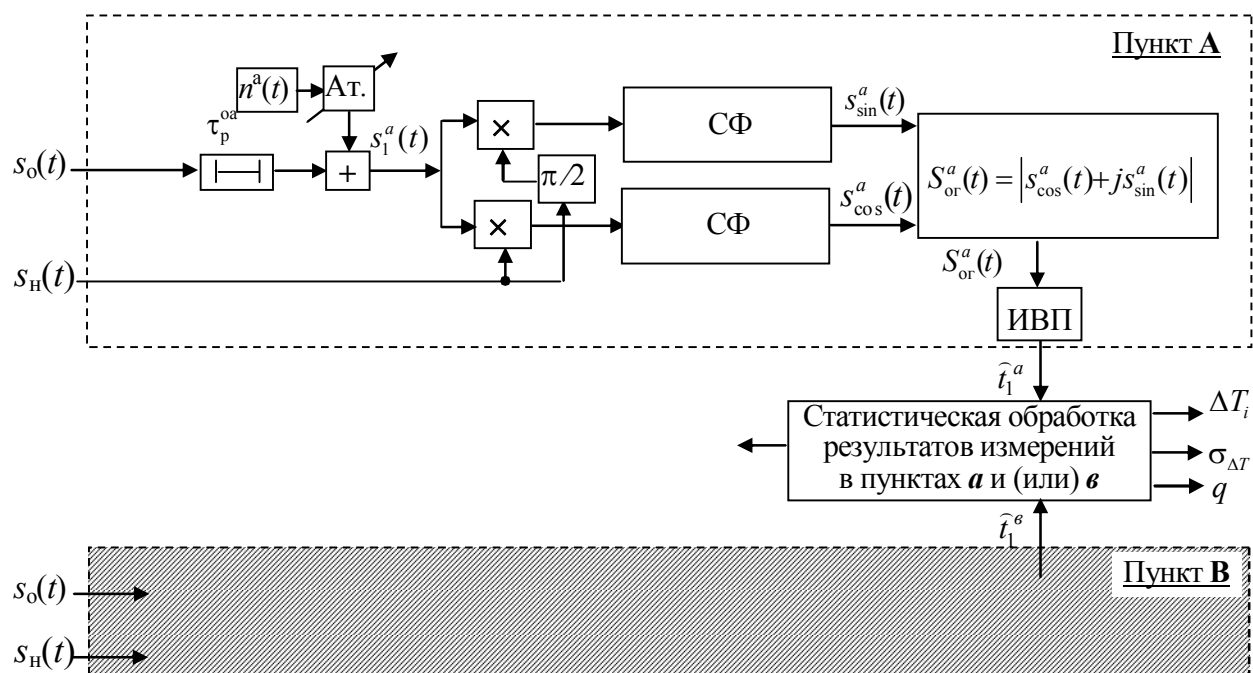


Рис. 3.4 Структура блока моделирования «КОС+СФ»

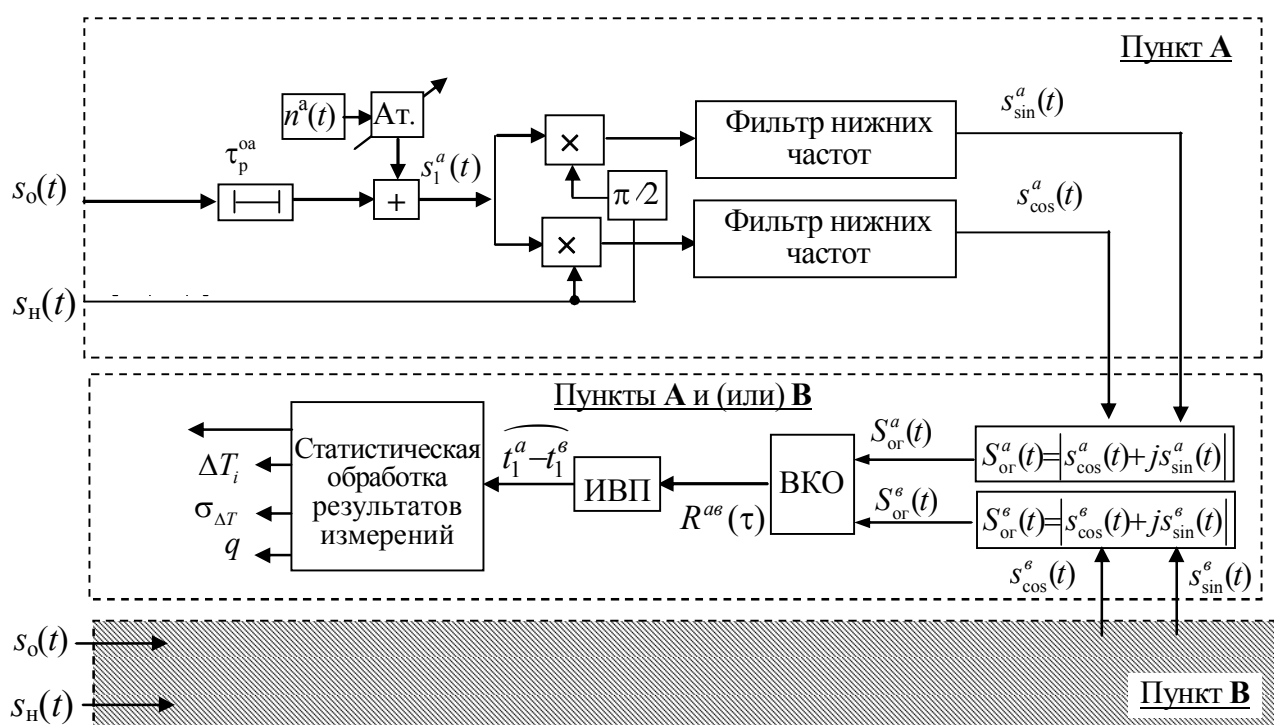


Рис. 3.5. Структура блока моделирования «КОС+ВКО»

Устройство квадратурной обработки (рис. 3.3) состоит из двух каналов, каждый из которых включает множитель « $\times$ » и СФ для огибающей общего сигнала  $S_{or}(t)$ . В качестве гетеродина используется несущая  $s_H(t)$ , сдвинутая по фазе на  $\pi/2$  в одном из каналов. Выходные сигналы каналов  $s_{sin}(t)$ ,  $s_{cos}(t)$  используются для определения огибающих  $S_{or}(t) = |s_{cos}(t) + js_{sin}(t)|$  и фаз

$\Psi_{KOC}(t) = \arg[s_{\cos}(t) + js_{\cos}(t)]$  принятых сигналов. Для огибающих и фаз соответствующих выходных сигналов приняты обозначения:  $S_{ор/s0}(t)$ ;  $\Psi_{KOC/s0}(t)$ ;  $S_{ор/s1}(t)$ ;  $\Psi_{KOC/s1}(t)$ ;  $S_{ор/n}(t)$ ;  $\Psi_{KOC/n}(t)$ .

Сигнал на выходе блока квадратурной обработки имеет вид

$$s_{KOC}(t) = S_{oz}(t) \cos[\omega_0 t + \Psi_{KOC}(t)],$$

где  $\omega_0$  – угловая частота несущей общего сигнала.

Выходные радиосигналы типа «сигнал», «сигнал+помеха» и «помеха» обозначены соответственно:  $s_{KOS/s0}(t)$ ;  $s_{KOS/s1}(t)$ ;  $s_{KOS/n}(t)$ .

Обработка результатов моделирования устройства квадратурной обработки заключается в количественных оценках отношений с/п для огибающих и для восстановленных радиосигналов (соответственно  $q_{ор}$  и  $q_{KOC}$ ), построении гистограмм и оценок законов распределения помех для огибающих и восстановленных радиосигналов, проверке принципа наложения и др.

Блок моделирования СФ огибающей общего сигнала (обведен пунктиром на рис. 3.3) в зависимости от положения переключателя П2 имитирует согласованный фильтр огибающей общего сигнала  $S_{ор0}(t)$  без помех, суммы огибающей и помехи  $S_{ор1}(t)$  и только помехи  $n(t)$ . Назначение аттенюатора и принятые обозначения для огибающих на выходе аналогичны блоку моделирования устройства квадратурной обработки. Основное назначение блока состоит в выдаче отношений с/п для согласованной фильтрации ( $q_{СФ}$ ) и последующем их сравнении с отношениями с/п для квадратурной обработки ( $q_{ор}$  и  $q_{KOC}$ ).

С целью упрощения, для блоков «КОС+СФ» (рис. 3.4) и «КОС+ВКО» (рис. 3.5) полные структурные схемы приведены только для одного из пунктов (пункта *а*). Структурные схемы для второго пункта, которые отличаются только индексом («б») в обозначениях, условно показаны заштрихованными прямоугольниками.

Идентичными для блоков «КОС+СФ» и «КОС+ВКО» являются: линии задержки, имитирующие запаздывание сигнала в канале распространения  $\tau_p^{oa}, \tau_p^{ob}$ ; генераторы помех  $n^a(t), n^b(t)$ ; аттенюаторы «Ат.» и сумматоры «+», формирую-

щие аддитивные смеси задержанного общего сигнала и помех  $s_1^a(t), s_1^e(t)$ , элементы устройств квадратурной обработки – перемножители « $\times$ » и фазовращатели на  $\pi/2$ ; формирователи огибающих  $S_{oz}(t) = |s_{\cos}(t) + js_{\sin}(t)|$ ; измерители временного положения сигналов «ИВП»; алгоритмы статистической обработки результатов измерений.

Блоки «КОС+СФ» и «КОС+ВКО» отличаются устройствами обработки в квадратурных каналах. В блоке «КОС+СФ» используется согласованный фильтр (см. рис. 3.4), а в блоке «КОС+ВКО» – фильтры нижних частот (см. рис. 3.5) для подавления преобразованных сигналов с частотой  $2\omega_0$ . Блок «КОС+ВКО» отличается также наличием устройства для ВКО огибающих сигналов в пунктах  $S_{oz}^a(t), S_{oz}^e(t)$ .

Результатами моделирования пассивной системы синхронизации для случаев применения квадратурной обработки с последующей СФ либо ВКО являются средние значение сдвигов шкал  $\overline{\Delta T}$  и СКО измерений  $\sigma_{\Delta T}$ , а также гистограммы, позволяющие проверить гипотезы о законах распределения. Поскольку нелинейность квадратурной обработки приводит к бóльшему отношению с/п на выходе, чем в случае СФ, для анализа используются значения  $q$  СФ по результатам моделирования СФ огибающей.

### 3.1.2. Результаты моделирования устройства квадратурной обработки и согласованной фильтрации

В результате моделирования получены реализации мгновенных значений огибающих ( $S_{or/s0}(t), S_{or/s1}(t), S_{or/\pi}(t)$ ) и восстановленных радиосигналов ( $s_{KOS/s0}(t); s_{KOS/s1}(t); s_{KOS/n}(t)$ ) после квадратурной обработки для различных видов общего сигнала. Показанные в качестве примеров на рис.3.6 вид восстановленных радиосигналов, а на рис.3.7 – огибающих для *Sinc* (*a*) и колокольного (*б*) импульсов демонстрируют появление погрешности оценки временного положения сигналов вследствие помехового воздействия.

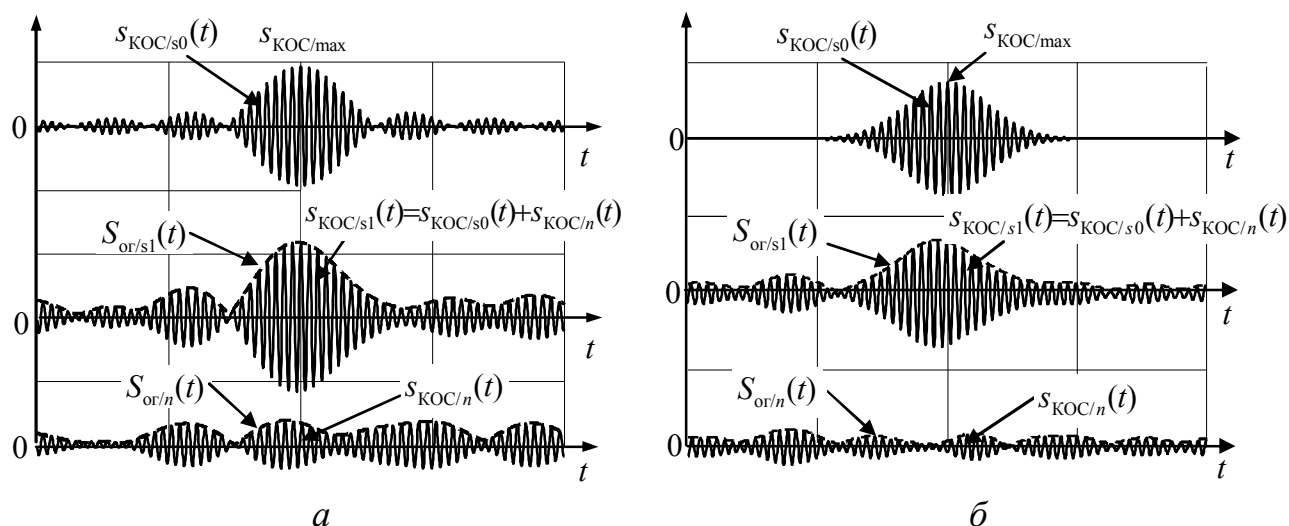


Рис. 3.6 Реализации восстановленных радиосигналов на выходе устройства КОС

для  $q_{КОС} = q_{СФ} = 7$

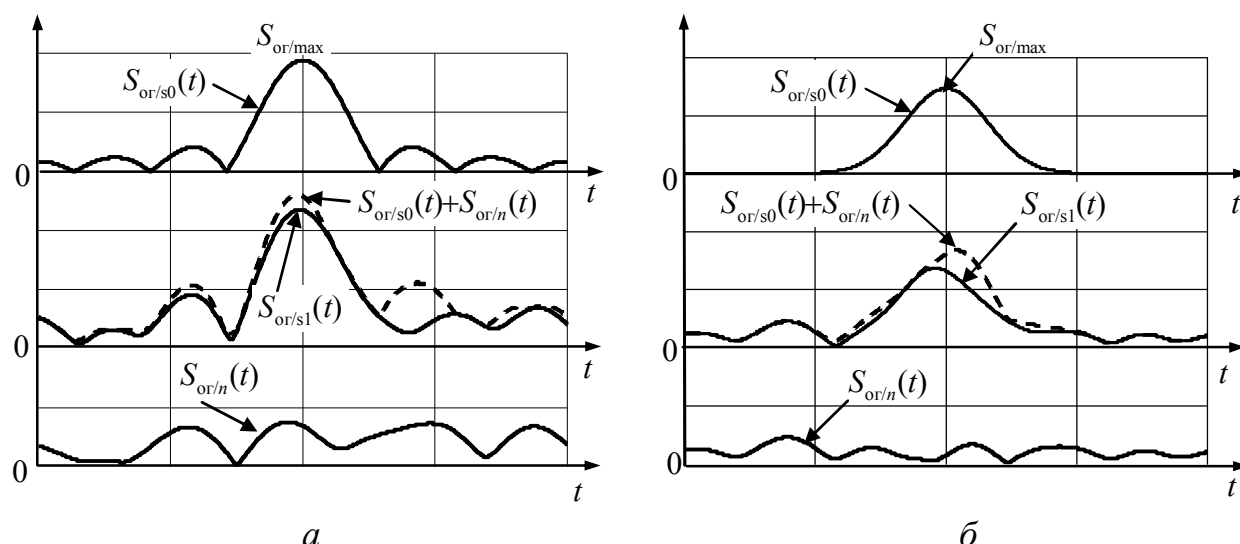


Рис. 3.7 Реализации огибающих на выходе устройства КОС для  $q_{КОС} = q_{СФ} = 7$

Анализ показал, что для огибающих не выполняется, а для восстановленных радиосигналов выполняется принцип наложения:

$$s_{KOC/s1}(t) = s_{KOC/s0}(t) + s_{KOC/n}(t);$$

$$S_{oz/s1}(t) \neq S_{oz/s0}(t) + S_{oz/n}(t).$$

Отношения с/п для восстановленного в устройстве квадратурной обработки радиосигнала  $s_{KOC/s1}(t)$  и для СФ одинаковы

$$q_{СФ} = q_{КОС},$$

где  $q_{КОС} = S_{KOC/max} / \sigma_{KOC/n}$ ;

$S_{KOC/max}$  — максимальное значение восстановленного сигнала без помех (см.

рис. 3.6);

$\sigma_{KOC/n}$  – среднеквадратическое отклонение восстановленного узкополосного шума;

$$q_{C\Phi} = S_{C\Phi/max} / \sigma_{C\Phi/n};$$

$S_{C\Phi/max}$ ,  $\sigma_{C\Phi/n}$  – максимальное значение сигнала без помех и среднеквадратическое отклонение шума на выходе СФ.

Отношение с/п для огибающих при квадратурной обработке составляет

$$q_{ог} \approx 1,5q_{KOC} = 1,5q_{C\Phi},$$

где  $q_{ог} = S_{ог/max} / \sigma_{ог/n}$ ;  $S_{ог/max}$  – максимальное значение огибающей сигнала без помех при квадратурной обработке (см. рис. 3.7);

$\sigma_{ог/n}$  – СКО огибающей шума при квадратурной обработке.

Гистограммы распределения значений огибающей шума и мгновенных значений восстановленного узкополосного шума приведены на рис.3.8.

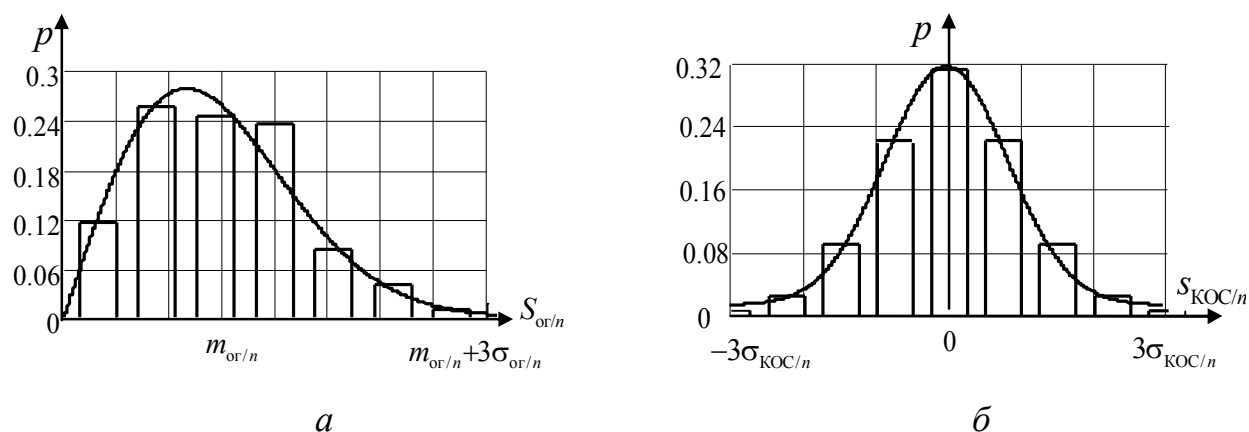


Рис. 3.8 Распределения значений огибающей шума (а) и восстановленного узкополосного шума (б)

Как следует из рис. 3.8, гистограмма распределения значений огибающей шума приближенно соответствует закону распределения Релея (рис. 3.8а), а для мгновенных значений восстановленного узкополосного шума закон распределения Гауссов (рис. 3.8б). Математическое ожидание значений огибающей шума на рис. 3.8а обозначено  $m_{ог/n}$  [107-113].

### 3.1.3. Результаты моделирования пассивной системы синхронизации для случаев применения квадратурной обработки и последующей СФ либо ВКО

Приведенные на рис. 3.9 результаты исследований для случая  $M = T_n \Delta\omega_{эф} = 25$  ( $T_n$  – интервал наблюдения;  $\Delta\omega_{эф}$  – эффективная ширина спектра огибающей) подтверждают наличие пороговых эффектов, что проявляется в резком увеличении среднеквадратического отклонения измерения сдвига шкал  $\sigma_{\Delta T}$  при уменьшении отношения с/п ниже некоторого порогового значения  $q_{пор}$ . Хотя пороговые эффекты теоретически обоснованы для измерения временного положения сигналов после согласованной фильтрации, однако модельные значения  $q_{пор}$  для пассивных систем синхронизации в случае квадратурной обработки ( $q_{пор/(KOC+CФ)}$  и  $q_{пор/(KOC+BKO)}$  на рис. 3.9 примерно на 3 дБ превышают теоретические значения [104].

При  $q < q_{пор}$  зависимости  $\sigma_i \Delta\omega_{эф}(q)$  для квадратурной обработки существенно отличаются от теоретических. В случае  $q > q_{пор}$  точности измерения сдвига шкал в ПМОО для случаев квадратурной обработки и согласованной фильтрации практически совпадают.

Гистограммы распределений значений сдвига шкал  $\Delta T_i$ , построенные на рис. 3.10, показывают, что при  $q > q_{пор}$  закон распределения приближается к нормальному с математическим ожиданием  $\overline{\Delta T}$  (рис. 3.10а), а при  $q < q_{пор}$  – стремится к равномерному (рис. 3.10б).

Таким образом, при условии превышения отношений с/п соответствующих пороговых значений  $q > q_{пор} = 6 \dots 9$  квадратурная обработка может быть использована в пассивных системах синхронизации для измерений сдвига шкал по огибающим общим сигналам совместно с согласованной фильтрацией либо взаимокорреляционной обработкой.

Недостатком квадратурного приема является усложнение аппаратуры, однако квадратурная составляющая может быть получена алгоритмически с использованием преобразования Гильберта, что не представляет сложности после оцифровки принятого сигнала.



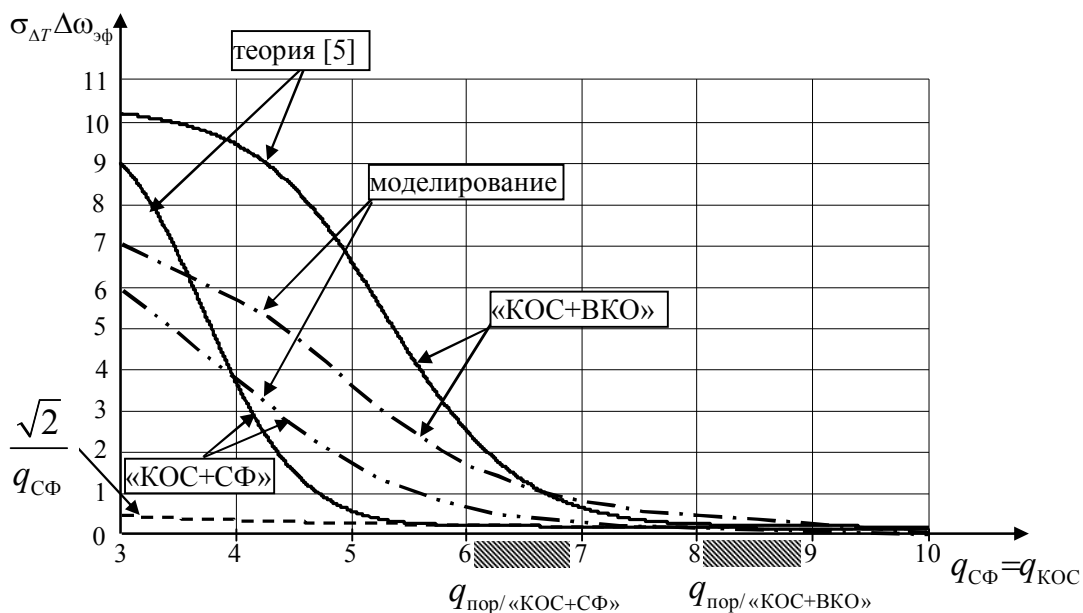


Рис. 3.9 Зависимости СКО измерения сдвига шкал в пассивных системах синхронизации от отношения сигнал/помеха

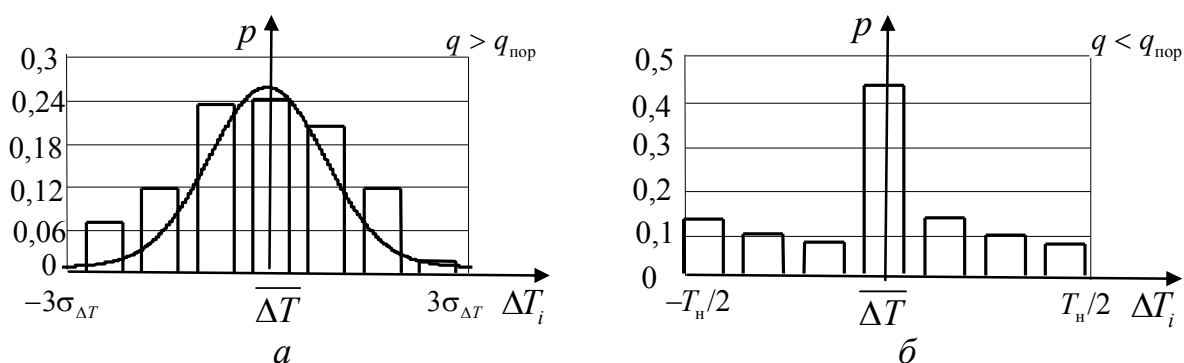


Рис. 3.10 Гистограммы распределения модельных значений сдвига шкал

Применение квадратурной обработки и получение огибающей сигнала общего источника позволяет существенно уменьшить объем информации, которой обмениваются пункты для последующей взаимокорреляционной обработки, что является преимуществом по сравнению с передачей оцифрованного сигнала радио или промежуточной частоты.

Модель адекватно отображает процессы, происходящие в МПСС, и при некоторой доработке может быть использована для исследования коррелированных и мультипликативных помех, вызванных многолучевостью в канале распространения радиоволн.

### 3.2. Моделирование МПСС в условиях многолучевого распространения сигнала общего источника

#### 3.2.1. Обоснование принципов построения модели МПСС с многолучевостью сигнала общего источника

Известно, что при воздействии помехи с мощностью  $P_n$ , сосредоточенной в полосе сигнала, к которым следует отнести многолучевую помеху, и собственного шума приемного устройства со спектральной плотностью мощности  $N_0$ , отношение сигнал/помеха в выходном сигнале [114]

$$q_{nm}^2 = q^2 \frac{P_N / P_n}{1 + P_N / P_n} = 2B \frac{P_c}{P_N + P_n} = 2B \left( \frac{P_c}{P_N} + \frac{P_c}{P_n} \right),$$

где  $q^2 = 2E / N_0$  – отношение сигнал/шум;

$P_N = FN_0$  – мощность собственного шума, который попадает в полосу пропускания шириной  $F$ ;

$B = \Delta f \tau_u$  – база сигнала (произведение его ширины спектра на длительность импульса).

Для случая МПСС база определяется как произведение ширины спектра сигнала ОИ на длительность сигнальной выборки, поскольку сигнал ОИ излучается непрерывно и о его базе говорить некорректно.

Поскольку многолучевая помеха не коррелирована с шумами приемного устройства, в дальнейшем можно разделить анализ воздействия этих составляющих, просуммировав их мощности на заключительном этапе.

Как показано в [20], прием и обработка сигнала ОИ сводится к когерентной обработке сигнала со случайной амплитудой или со случайной амплитудой и начальной фазой. Второй случай является более общим, поэтому его рассмотрение и уделяется внимание в данной работе. Как следует из общей теории корреляционной обработки [104, 114, 115 и др.], в этом случае используется

комплексная огибающая сигнала и ее спектр  $G(\omega)$ , который связан со спектром сигнала соотношением [116]

$$g(\omega) = \frac{G(\omega - \omega_0)}{2} \text{ при } \omega > 0,$$

что эквивалентно переносу спектра сигнала на частоту  $\omega_0$ .

Выполненный в предыдущих работах анализ воздействия помех на МПСС был построен на использовании в математических моделях сигналов без внутриимпульсной модуляции. При этом рассматривались видео и радиосигналы с колокольной огибающей и огибающей вида  $\text{Sinx}/x$  [19]. Однако, как следует из результатов подраздела 2.2, наиболее распространенные ОИ излучают модулированные сигналы, при использовании которых, используя определение, приведенное в [104], следует использовать термин «широкополосные сигналы» (ШПС). Как отмечается в [114], за счет использования ШПС с большими базами ( $B \gg 1$ ) можно «извлекать» сигналы из-под помехи, которая во много раз превосходит сигнал по мощности. Использование ШПС позволяет реализовать эффект «сжатия» сигналов, когда отклик оптимального фильтра сужается и его амплитуда возрастает пропорционально базе сигнала. Такая трансформация отклика существенно изменяет ширину и форму главного лепестка ВКФ сигналов ОИ, которые принимаются в синхронизируемых пунктах МПСС, что способствует повышению точности определения местоположения максимума ВКФ, а, следовательно, повышению точности сличения эталонов. Следовательно, при моделировании работы МПСС следует учесть факт применения ШПС и использовать модели сигналов с внутриимпульсной модуляцией, что более полно отражает реальные условия работы МПСС.

Наиболее широкое применение в телекоммуникационных системах получил OFDM сигнал, мгновенное значение которого можно представить в виде суммы радиоимпульсов, излучаемых на дискретном наборе частот, сосредоточенных в полосе  $F$ . Если принять число импульсов  $M$ , длительность радиоимпульса  $\tau_u = T_c / M$ , которая равна времени до переключения фазы при общей

длительности фазоманипулированной последовательности  $T_c$ , а сдвиг по частоте составляет  $\Delta f$ , то модуль спектра комплексной огибающей такого сигнала можно представить в виде функции

$$|G(\omega)| = \sqrt{2P_c T_c} \sum_{m=1}^M \left| \frac{\sin(\omega - m\Delta\omega)\tau_i/2}{(\omega - m\Delta\omega)\tau_i/2} \right|. \quad (3.1)$$

Графическое представление спектра вида (3.1) показано на рис. 3.11.

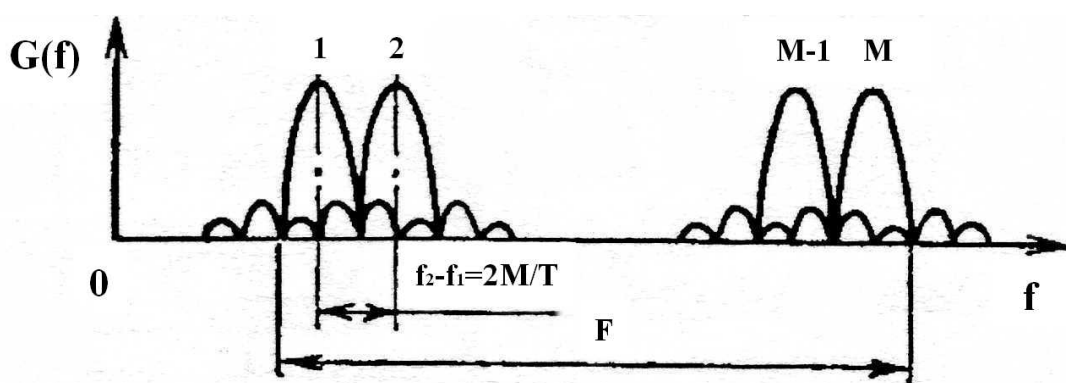


Рис. 3.11 Графическое представление спектра OFDM сигнала

Из теории оптимального обнаружения известно, что при большом отношении сигнал/помеха в точке приема многие оптимальные методы оценки параметров сводятся к методу максимального правдоподобия [117-121]. При наличии помехи в виде Гауссовского случайного процесса с равномерной спектральной плотностью  $N_0$  апостериорная вероятность того, что в принятом колебании  $x(t)$  полезный параметр равен  $t_3$ , определяется выражением

$$p[t = t_3 | x(t)] = k_1 I_0 \left[ \frac{2Z(t_3)}{N_0} \right]. \quad (3.2)$$

Здесь  $k_1$  — постоянная величина;  $I_0$  — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;  $Z(t_3)$  — огибающая напряжения на выходе согласованного фильтра.

Оцениваемый параметр  $t_3$  содержит постоянную составляющую, то есть его

можно представить в виде  $t_3 = t_{30} + \tau$ , где  $\tau$  - величина отклонения. Поскольку постоянная составляющая не влияет на оценку параметра, то справедливо записать

$$p[\tau | x(t)] = k_0 I_0 [2Z(\tau) / N_0] \quad (3.3)$$

Далее  $Z(t_3)$  можно представить в виде суммы сигнальной и шумовой составляющих и находить ошибки, к которым приводит действие помехи. Но поскольку помеха вызывает ошибку при измерении параметров, можно, предположить, что на вход согласованного фильтра поступает сигнал со случайными параметрами, отличными от тех, для которых фильтр согласован. Такой подход справедлив, если отношение сигнал/помеха в точке измерения намного превышает единицу, т. е. при точных измерениях. А проводить сличения без надлежащей точности не имеет смысла. Поэтому представляет интерес определение того допустимого уровня многолучевой помехи, при котором обеспечивается заданный уровень точности частотно-временных сличений. При этом не следует забывать, что необходимо учитывать и другие имеющиеся источники помех.

Если огибающая напряжения на выходе согласованного фильтра равна  $E |R(\tau)|$ , то выражение (3.3) имеет вид

$$p[\tau | x(t)] = k_1 I_0 \left[ \frac{2E}{N_0} |R(\tau)| \right], \quad (3.4)$$

где  $\tau$  — случайный параметр с нулевыми средним значением;

$R(\tau)$  — функция неопределенности (АКФ) ШПС определяется известным выражением

$$R(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) U^*(t - \tau) e^{-j\omega t} dt, \quad (3.5)$$

где  $E$  — энергия ШПС;  $U(t)$  — его комплексная огибающая.

При условии  $2E / N_0 \gg 1$  (точные измерения) функцию Бесселя можно приближенно представить в виде экспоненты. Тогда:

$$p[\tau | x(t)] = k_2 \exp[2E | R(\tau) | / N_0], \quad (3.6)$$

где  $k_2$  — постоянная величина.

Восстановление огибающих сигналов ОИ выполняется с использованием преобразования Гильберта дискретных сигналов  $s^A[t]$  и  $s^B[t]$  и получения квадратурных составляющих [122-124]:

$$\begin{cases} X^{A(B)} = \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{m-1} y[t_{kl}] A[t_{kl}] \\ Y_{\perp}^{A(B)} = \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{m-1} y[t_{kl} + T_0 / 4] A[t_{kl} + T_0 / 4], \end{cases}$$

где  $A[t]$  - дискретная огибающая сигнала;  $y[t]$  - смесь сигнала и помехи;

$T_H$  - интервал наблюдения;  $m$  - число отсчетов в сигнальной выборке;  $t_{kl}$  - текущий временной отсчет;

$T_0$  - период высокочастотного заполнения радиоимпульсов.

Принимаем  $s^A[t] = X^A$ ,  $s^B[t] = X^B$ . Квадратурные составляющие этих сигналов получаем через преобразование Гильберта  $Y_{\perp}^A = X^{GA}$ ,  $Y_{\perp}^B = X^{GB}$ .

Гильбертово преобразование в дискретной форме:

$$X^G[k] = \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} X[n] / [k - n],$$

где  $X^G[k]$  - комплексно сопряженный сигнал;  $X[n]$  - исходный сигнал.

Таким образом, дискретная огибающая сигнала и ее фаза при  $k = n$ :

$$A[k] = \sqrt{(X^G[k])^2 + (X[k])^2}; \quad \varphi[k] = \arctg \frac{X[k]}{X^G[k]}.$$

Считая  $s^A[t]$  и  $s^B[t]$  дискретными нормальными процессами, при большом числе отсчетов в силу предельной теоремы [122], величины  $X, Y = X^G$  можно считать распределенными по нормальному закону. Обозначим средние значения, дисперсии и коэффициент взаимной корреляции этих величин символами  $\bar{X}, \bar{Y}, \sigma_X^2, \sigma_Y^2, \rho$ . Выражение для плотности совместного распределения [123]

$$p(X, Y) = (1 / 2\pi\sigma_X\sigma_Y\sqrt{1-\rho^2}) \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left[ \frac{(X-\bar{X})^2}{\sigma_X^2} - \frac{2\rho(X-\bar{X})(Y-\bar{Y})}{\sigma_X\sigma_Y} + \frac{(Y-\bar{Y})^2}{\sigma_Y^2} \right] \right\}.$$

С использованием выражений для огибающей и ее фазы полученное выражение можно записать в виде:

$$p(A, \varphi) = (1 / 2\pi\sigma_X\sigma_Y\sqrt{1-\rho^2}) \times \exp \left\{ -\frac{A^2}{2(1-\rho^2)} \left( \frac{\cos^2 \varphi}{\sigma_X^2} - \frac{\rho \sin 2\varphi}{\sigma_X\sigma_Y} + \frac{\sin^2 \varphi}{\sigma_Y^2} \right) \right\} \times \\ \times \exp \left\{ \frac{A^2}{1-\rho^2} \left( \frac{\bar{X} \cos \varphi}{\sigma_X^2} - \frac{\rho(\bar{X} \sin \varphi + \bar{Y} \cos \varphi)}{\sigma_X\sigma_Y} + \frac{\bar{Y} \sin \varphi}{\sigma_Y^2} \right) - \frac{1}{2(1-\rho^2)} \left( \frac{\bar{X}^2}{\sigma_X^2} - \frac{2\rho\bar{X}\bar{Y}}{\sigma_X\sigma_Y} + \frac{\bar{Y}^2}{\sigma_Y^2} \right) \right\}.$$

В силу ортогональности отсчетов  $X, Y$  ( $\rho = 0$ ) получаем

$$p(A, \varphi) = (1 / 2\pi\sigma_X\sigma_Y) \times \exp \left\{ -\frac{A^2}{2} \left( \frac{\cos^2 \varphi}{\sigma_X^2} + \frac{\sin^2 \varphi}{\sigma_Y^2} \right) \right\} \times \\ \times \exp \left\{ A^2 \left( \frac{\bar{X} \cos \varphi}{\sigma_X^2} + \frac{\bar{Y} \sin \varphi}{\sigma_Y^2} \right) - \frac{1}{2} \left( \frac{\bar{X}^2}{\sigma_X^2} + \frac{\bar{Y}^2}{\sigma_Y^2} \right) \right\}.$$

3.2.2. Разработка модели пассивной системы синхронизации для многолучевого сигнала общего источника

В соответствии с предложенным алгоритмом функционирования МПСС в условиях наличия мешающего переотраженного сигнала ОИ разработана мо-

дель системы, блок-схема которой представлена на рис. 3.13.

В состав модели входят:

- блок формирования сигналов и помех (рис. 3.12), выходными для которого являются:

$\mathbf{S}^A[\mathbf{t}]$  – вектор-столбец дискретных отсчетов сигнальных выборок ОИ в пункте А;

$\mathbf{S}^B[\mathbf{t}]$  – вектор-строка дискретных отсчетов сигнальных выборок ОИ в пункте В;

$\mathbf{N}_0^A[\mathbf{t}]$  – вектор-столбец дискретных отсчетов внутренних шумов приемного канала пункта А;

$\mathbf{N}_0^B[\mathbf{t}]$  – вектор-строка дискретных отсчетов внутренних шумов приемного канала пункта В;

$\alpha_k \mathbf{S}^B[\mathbf{t} - \mathbf{t}_i]$  – вектор-строка дискретных отсчетов сигнальных выборок дополнительных лучей сигнала ОИ в пункте В, задержанных на время  $t_i$  по отношению к основному сигналу, где  $\alpha_k$  – скалярный параметр, определяющий соотношение между основным и задержанным лучами (амплитудный множитель).

При помощи данного блока для пункта А формируется сигнал, состоящий из сигнала ОИ и внутренних шумов приемного канала пункта А

$$\mathbf{U}^A[\mathbf{t}] = \mathbf{S}^A[\mathbf{t}] + \mathbf{N}_0^A[\mathbf{t}],$$

а для пункта В еще дополнительно добавляется многолучевая помеха

$$\mathbf{U}^B[\mathbf{t}] = \mathbf{S}^B[\mathbf{t}] + \mathbf{N}_0^B[\mathbf{t}] + \alpha_k \mathbf{S}^B[\mathbf{t} - \mathbf{t}_i].$$

При этом в модели имеется возможность изменения параметров  $\alpha_k$  и  $t_i$ . Сформированные сигналы поступают на идентичные блоки обработки (рис 3.13), на выходах которых формируются оценки точности сличения шкал эталонов.



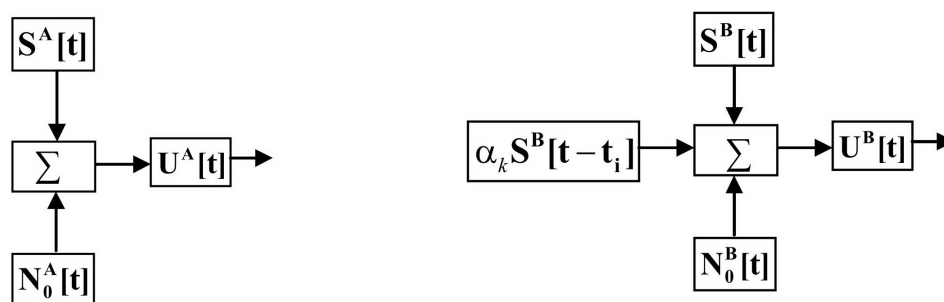


Рис. 3.12 Блоки формирования сигналов и помех пунктов А и В

В ходе математического моделирования проводились следующие исследования:

- получение зависимости точности сличения от величины уровня многолучевой помехи  $\alpha_k$ ;
- определение зависимости точности сличения от значения времени задержки помехового луча  $t_i$ .

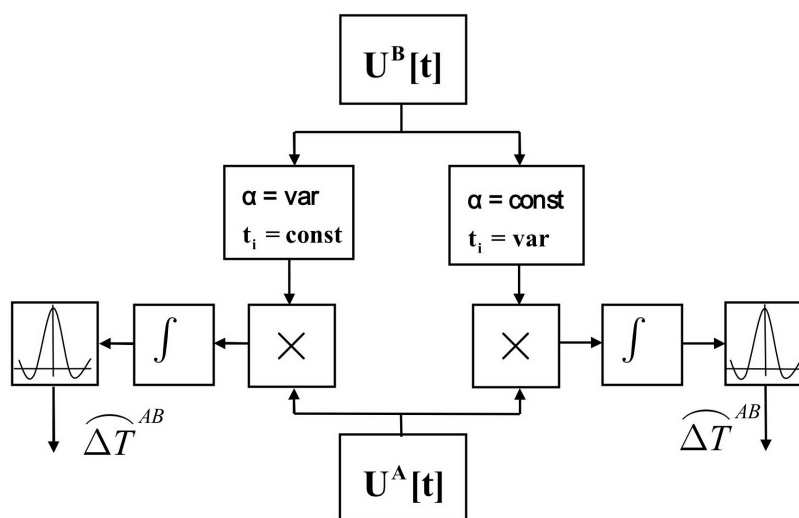


Рис. 3.13 Блок-схема модели для исследования влияния многолучевой помехи

Основным отличием проводившихся исследований от выполненных ранее [19] является формирование сигнальных выборок  $S^A[t]$ ,  $S^B[t]$ ,  $\alpha_k S^B[t-t_i]$  в виде сигналов с внутриимпульсной модуляцией в то время, как в предыдущих моделях использовались простые сигналы, что позволяет определить влияние эффекта сжатия сигнала ОИ на точностные характеристики МПСС. При этом за основу взята модель дискретно-частотного сигнала с фиксированной (единичной) амплитудой частотных составляющих, начальная фаза которых изменяется

при изменении номера частотной составляющей

$$u_k[t] = \sum_{k=1}^N U_0 \cos[\omega_{0k}t + n_k \Phi_0],$$

где  $\Phi_0$  – минимальное значение фазового приращения.

### 3.2.3. Результаты математического моделирования МПСС в условиях многолучевого распространения сигнала общего источника

На основе теоретического обоснования, представленного в предыдущем подразделе, выполнено моделирование МПСС в условиях приема в одном из синхронизируемых пунктов основного и переотраженного сигналов ОИ. Моделирование проводилось в среде MATLAB [125-127].

В качестве исходных использованы дискретные сигналы, состоящие из помеховой и сигнальной составляющих, при этом помеховые составляющие пунктов  $U_{N_0}^A[t]$  и  $U_{N_0}^B[t]$  не коррелированы

$$\begin{aligned} u^A[t] &= U_{N_0}^A[t] + \sum_{k=1}^N U^A \cos[\omega_{0k}t + n_k \Phi_0]; \\ u^B[t] &= U_{N_0}^B[t] + \sum_{k=1}^N U^B \cos[\omega_{0k}t + n_k \Phi_0]; \\ u_n^B[t - t_3] &= \alpha \left\{ U_{N_0}^B[t - t_3] + \sum_{k=1}^N U^B \cos[\omega_{0k}(t - t_3) + n_k \Phi_0] \right\}. \end{aligned}$$

Результаты моделирования представлены на рис. 3.14. На рис. 3.14а показана ВКФ сигналов синхронизируемых пунктов при отсутствии многолучевой помехи, а на рис. 3.14б – гистограмма результатов сличения шкал эталонов в этих условиях. Уровень шума в приемных каналах  $N_0^A$  и  $N_0^B$  подобран таким образом, чтобы результат обработки измерений соответствовал данным, полученным в ходе натуральных экспериментов, то есть СКО находилось в пределах 3...5 нс. Гистограмма рис. 3.14б соответствует нормальному закону распределения. При выполнении моделирования в условиях многолучевости уровни  $N_0^A$

и  $N_0^B$  оставались неизменными. На следующей паре рисунков 3.14в и 3.14г показаны результаты моделирования работы МПСС в условиях наличия многолучевой помехи.

Особенностью функционирования МПСС является то обстоятельство, что многолучевая помеха имеет ту же длительность, что и сигнальная выборка. От том, что помеха сосредоточена в той же полосе частот, говорилось ранее. И если время дополнительной задержки из-за переотражения луча меньше длительности сигнальной выборки, то многолучевая помеха является частично коррелированной с основным сигналом, что упрощает задачу ее выявления. При этом уровень переотраженного сигнала является определяющим для результирующего отношения сигнал/помеха и если он не превышает допустимого уровня, высокоточные измерения возможны и в мерах по подавлению многолучевости нет необходимости. В ходе проводимых исследований моделировалась ситуация, когда имеют место аномальные измерения, обусловленные многолучевостью РРВ общего источника. Как следует из анализа рис. 3.14г, в условиях интенсивной многолучевой помехи выполнение высокоточных измерений становится нереализуемым.

Поскольку в современных высокоточных системах ЧВС применяются, как правило, когерентные простые либо сложные сигналы, для анализа используем сигнал без шума в виде

$$s_0(t) = \operatorname{Re}[\bar{S}_0(t)e^{j\omega_0 t}] = S_0(t)\cos[\omega_0 t + \psi(t)], \quad (3.7)$$

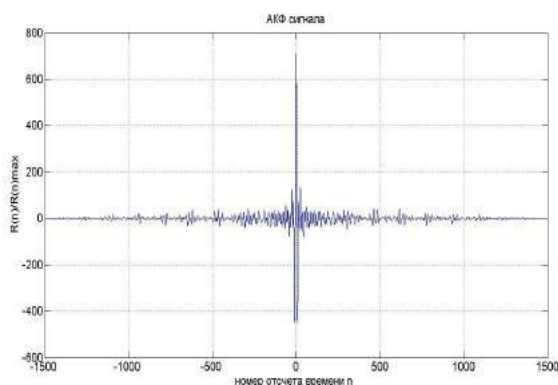
где  $\bar{S}_0(t) = S_0(t)e^{j\psi_0(t)}$  – комплексная огибающая сигнала,  $S_0(t)$  – огибающая амплитуд,  $\omega_0$  – несущая угловая частота;  $\psi(t)$  – закон изменения фазы.

При многолучевом РРВ результирующий принимаемый сигнал можно представить как

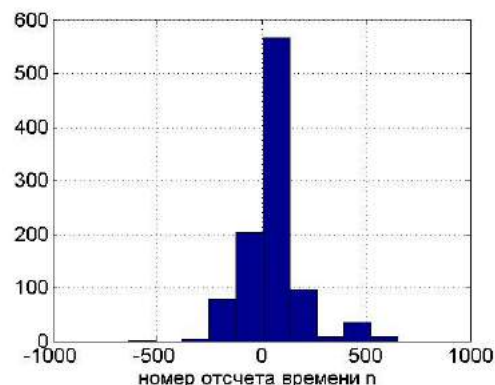
$$s_p(t) = s_0[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i s_0[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \quad (3.8)$$

где  $t_0(t)$  – закон изменения истинной задержки сигнала;  $\alpha_i$ ,  $\tau_i(t) > t_0(t)$  – относительный уровень и закон изменения задержки  $i$ -го «луча»;  $m$  – количе-

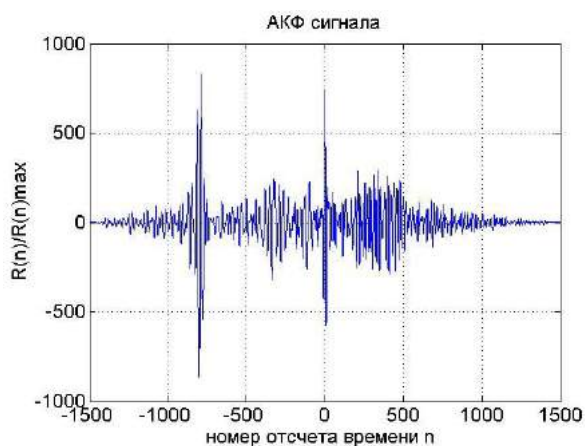
ство «лучей».



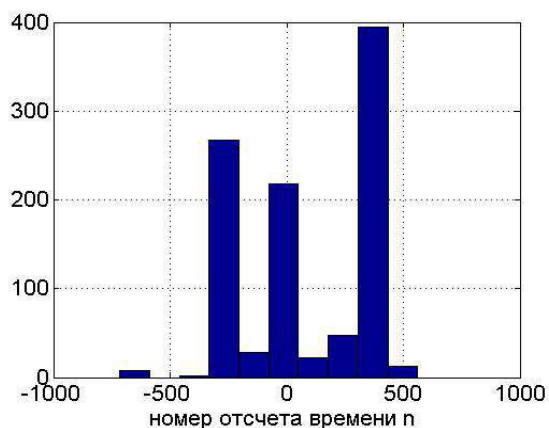
а) ВКФ сигналов синхронизируемых пунктов при отсутствии многолучевой помехи



б) Гистограмма результатов сличения шкал эталонов при отсутствии многолучевой помехи



в) ВКФ сигналов синхронизируемых пунктов при наличии многолучевой помехи



г) Гистограмма результатов сличения шкал эталонов при наличии многолучевой помехи

Рис. 3.14 Результаты моделирования работы МПСС в условиях многолучевости сигнала общего источника

Значения  $\alpha_i$  могут быть как положительными так и отрицательными, в зависимости от того, изменяется или не изменяется фаза на  $\pi$  при переотражении. Однако, как правило,  $|\alpha_i| < 1$ , а в частном случае —  $|\alpha_i| \ll 1$ . Рассматривать случай  $|\alpha_i| \leq 1$  нецелесообразно, поскольку при этом имеют место аномальные измерения и достичь высокой точности сличения не представляется возможным

без принятия мер к подавлению помехи.

В работе [128] оценены погрешности синхронизации МПСС, вызванные многолучевым распространением радиосигналов без внутриимпульсной модуляции. Оптимальное обнаружение и оценка параметров результирующего сигнала (3.8) в пассивной системе синхронизации предполагает его согласованную фильтрацию или эквивалентную ей корреляционную обработку [79, 103, 104, 114, 115, 121, 129].

В качестве примера на рис.3.15 приведены временные диаграммы колокольных неискаженного сигнала (*a*), одной коррелированной помехи (*б*) и результирующего сигнала (*в*) на выходе СФ.

В общем случае сигнал на выходе СФ примет вид

$$s_{p\text{СФ}}(t) = s_{0\text{СФ}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i s_{0\text{СФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)], \quad (3.9)$$

где  $s_{0\text{СФ}}(t) = \text{Re}[S_{0\text{СФ}}(t)e^{j\omega_0 t}] = S_{0\text{СФ}}(t)\cos(\omega_0 t)$  – неискаженный сигнал на выходе СФ;  $S_{0\text{СФ}}(t)$  – огибающая амплитуд сигнала на выходе СФ.

Для удобства дальнейшего анализа и трактовки полученных результатов нормируем выражение (3.9) к максимальному значению огибающей амплитуд сигнала на выходе СФ  $S_{0\text{СФ}}(0)$

$$s_{p\text{СФ}}(t) / S_{0\text{СФ}}(0) = s_{p\text{ВКФ}}(t) = s_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i s_{0\text{АКФ}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)], \quad (3.10)$$

где  $s_{p\text{ВКФ}}(t)$  – нормированная к значению  $S_{0\text{СФ}}(0)$  ВКФ результирующего сигнала  $s_p(t)$  и неискаженного  $s_0(t)$  сигналов;  $s_{0\text{АКФ}}(t) = s_{0\text{СФ}}(t) / S_{0\text{СФ}}(0)$  – нормированная автокорреляционная функция (АКФ) сигнала  $s_0(t)$ .

ОВП сигнала с когерентной несущей можно проводить по огибающей или фазе когерентной несущей результирующего сигнала (3.9). Для определения функций огибающей и фазы нормированного результирующего сигнала на выходе СФ (3.10) воспользуемся комплексным сигналом, который соответствует мгновенному значению нормированной ВКФ (3.10), –

$$\begin{aligned} \bar{S}_{\text{рВКФ}}(t) &= S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)] \cdot e^{j\omega_0[t-t_0(t)]} + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)-\tau_i(t)] \cdot e^{j\omega_0[t-t_0(t)-\tau_i(t)]} = \\ &= \left\{ S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)-\tau_i(t)] \cdot e^{-j\omega_0[\tau_i(t)]} \right\} \cdot e^{j\omega_0[t-t_0(t)]}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

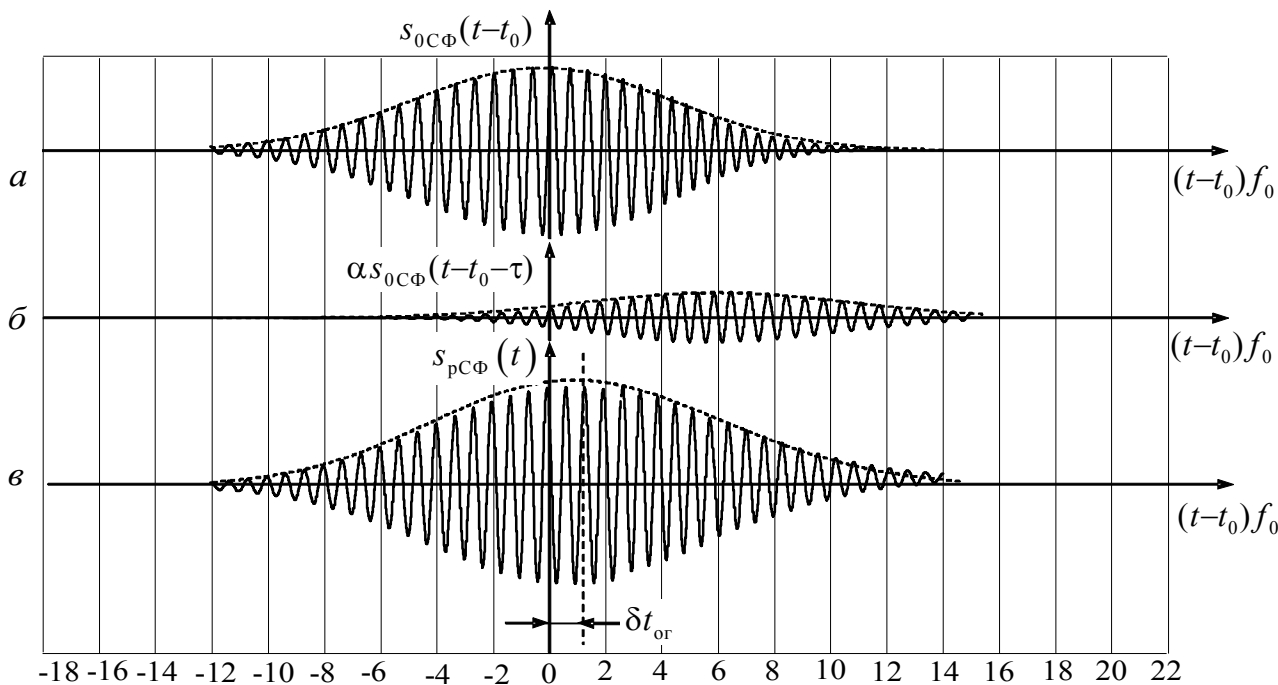


Рис. 3.15 Временные диаграммы основного сигнала (а), коррелированной помехи (б) с параметрами  $\alpha = 0,3$ ;  $\tau f_0 = 8$  и результирующего сигнала (в)

Огибающую амплитуд определим как модуль комплексной огибающей ВКФ (3.11)

$$\begin{aligned} S_{\text{рВКФ}}(t) &= \left| \bar{S}_{\text{рВКФ}}(t) \right| = \left| S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)-\tau_i(t)] \cdot e^{-j\omega_0\tau_i(t)} \right| = \\ &= \sqrt{\left\{ S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)-\tau_i(t)] \cos[\omega_0\tau_i(t)] \right\}^2 + \\ &\quad + \left\{ \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}[t-t_0(t)-\tau_i(t)] \sin[-\omega_0\tau_i(t)] \right\}^2}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Приближенное выражение для огибающей амплитуд сигнала (3.12) в случае  $\alpha_i \ll 1$  имеет вид

$$S_{\text{рвкф}}(t) \approx S_{0\text{акф}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{акф}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cos[\omega_0 \tau_i(t)]. \quad (3.13)$$

Полную фазу определим как аргумент комплексного сигнала (3.11)

$$\begin{aligned} \psi_{\text{рвкф}}(t) &= \arg[S_{\text{рвкф}}(t)] = \\ &= \omega_0 [t - t_0(t)] - \operatorname{arctg} \left\{ \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{акф}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \sin[\omega_0 \tau_i(t)]}{S_{0\text{акф}}[t - t_0(t)] + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{акф}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \cos[\omega_0 \tau_i(t)]} \right\}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Полагая  $\alpha_i \ll 1$ , можно записать приближенное выражение для полной фазы (3.14)

$$\psi_{\text{рвкф}}(t) \approx \omega_0 [t - t_0(t)] - \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{акф}}[t - t_0(t) - \tau_i(t)] \sin[\omega_0 \tau_i(t)]}{S_{0\text{акф}}[t - t_0(t)]}. \quad (3.15)$$

3.2.4. Анализ погрешностей при измерении временного положения сигналов по их огибающим

Наибольшее практическое применение для ОВП по огибающей находит алгоритм, основанный на измерении временного положения максимума сигнала [103, 129, 130]. Применительно к данной задаче такой алгоритм сводится к решению уравнения

$$\left. \frac{dS_{\text{рвкф}}(t)}{dt} \right|_{t=\hat{t}_{0\text{ор}}(t)} = 0, \quad (3.16)$$

где  $\hat{t}_{0\text{ор}}(t)$  – оценка закона изменения задержки по огибающей  $s_{\text{рвкф}}(t)$ .

Соотношения для случая  $\alpha_i \ll 1$  при постоянстве задержек

$$S_{\text{рвкф}}(t) = \sqrt{\left[ S_{0\text{акф}}(t-t_0) + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{акф}}(t-t_0-\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) \right]^2 + \left[ \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{акф}}(t-t_0-\tau_i) \sin(\omega_0 \tau_i) \right]^2} \quad (3.17)$$

$$S_{\text{рСФ}}(t) = S_{0\text{АКФ}}(t - t_0) + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}(t - t_0 - \tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) \quad \text{при } (\alpha_i \ll 1) \quad (3.18)$$

$$\Psi_{\text{рСФ}}(t) = \omega_0(t - t_0) - \arctg \left[ \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}(t - t_0 - \tau_i) \sin(\omega_0 \tau_i)}{S_{0\text{АКФ}}(t - t_0) + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}(t - t_0 - \tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i)} \right] \quad (3.19)$$

$$\Psi_{\text{рСФ}}(t) = \omega_0(t - t_0) - \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}(t - t_0 - \tau_i) \sin(\omega_0 \tau_i)}{S_{0\text{АКФ}}(t - t_0) + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}(t - t_0 - \tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i)} \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1) \quad (3.20)$$

При этом абсолютная погрешность ОВП сигнала по огибающей составит

$$\delta t_{\text{ор}}(t) = \widehat{t}_{0\text{ор}}(t) - t_0(t). \quad (3.21)$$

Если  $t_0 \rightarrow \text{const}$  и  $\tau_i \rightarrow \text{const}$ , то будут также постоянными ОВП сигнала по огибающей  $\widehat{t}_{0\text{ор}} \rightarrow \text{const}$  и абсолютная погрешность

$$\delta t_{\text{ор}}(t) = \delta t_{\text{ор}} = \widehat{t}_{0\text{ор}} - t_0 \rightarrow \text{const}. \quad (3.22)$$

Уравнение (3.10) применимо для определения погрешностей (3.21) и (3.22) как для общих случаев (3.12) и (3.16), так и для частного случая  $\alpha_i \ll 1$  (3.17), когда это уравнение примет вид

$$\left. \frac{dS_{\text{рСФ}}(t)}{dt} \right|_{t=\widehat{t}_{0\text{ор}}} = S_{0\text{СФ}}^{(1)}(\widehat{t}_{0\text{ор}} - t_0) + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{СФ}}^{(1)}(\widehat{t}_{0\text{ор}} - t_0 - \tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) = 0;$$

$$S_{0\text{СФ}}^{(1)}(\delta t_{\text{ор}}) + \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{СФ}}^{(1)}(\delta t_{\text{ор}} - \tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i) = 0. \quad (3.23)$$

Из уравнения (3.21) можно найти приближенное значение  $\delta_{\text{ор}}$ , проведя разложение функций  $S_{0\text{СФ}}^{(1)}(\delta t_{\text{ор}})$  и  $S_{0\text{СФ}}^{(1)}(\delta t_{\text{ор}} - \tau_i)$  в ряд Тэйлора в окрестности  $\delta_{\text{ор}} = 0$  и ограничившись конечным числом членов ряда [131-133].

С учетом очевидных равенств  $S_{\text{рСФ}}^{(1)}(0) = 0$  и  $S_{0\text{АКФ}}^{(1)}(-\tau_i) = -S_{0\text{АКФ}}^{(1)}(\tau_i)$ , уравнение (3.23) можно записать в виде



$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{S_{0\text{СФ}}^{(n+1)}(0)}{n!} \delta t_{\text{ор}}^n + \sum_{i=1}^m \alpha_i \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{S_{0\text{СФ}}^{(n+1)}(-\tau_i)}{n!} \delta t_{\text{ор}}^n \right] \cos(\omega_0 \tau_i) = \sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{СФ}}^{(1)}(\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i). \quad (3.24)$$

Результаты решения уравнения (3.22) для  $n = 2$

$$\delta t_{\text{ор}} = - \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}^{(1)}(\tau_i) \cos(\omega_0 \tau_i)}{\Delta \omega_{\text{эф}}^2} \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1) \quad (3.25)$$

$$\delta t_{\text{ор}} = \sum_{i=1}^m \alpha_i \tau_i \cos(\omega_0 \tau_i) \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1, \tau_i \ll \tau_{\text{и}}) \quad (3.26)$$

При выводе приближенной формулы для расчета  $\delta t_{\text{ор}}$  (3.25) использованы:

1) связь второй производной нормированной огибающей АКФ  $S_{0\text{АКФ}}^{(2)}(0)$  с эффективной шириной спектра огибающей  $\Delta \omega_{\text{эф}}$  [103, 104, 129]

$$S_{0\text{АКФ}}^{(2)}(0) = -\Delta \omega_{\text{эф}}^2;$$

2) приближенные соотношения в случае  $\tau_i \ll \tau_{\text{и}}$  ( $\tau_{\text{и}}$  – длительность огибающей АКФ):

$$S_{0\text{АКФ}}^{(1)}(\tau_i) \approx S_{0\text{АКФ}}^{(2)}(0) \tau_i = -\Delta \omega_{\text{эф}}^2 \tau_i; \quad S_{0\text{АКФ}}^{(2)}(\tau_i) \approx -\Delta \omega_{\text{эф}}^2.$$

Приближенное соотношение для расчета  $\delta t_{\text{ф}}$ , соответствующие случаю  $\tau_i \ll T_0$ .

$$\delta t_{\text{ф}} = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0\text{АКФ}}(\tau_i) \sin(\omega_0 \tau_i)}{\omega_0} \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1) \quad (3.27)$$

### 3.2.5. Результаты моделирования воздействия многолучевой помехи

Моделирование проводилось с применением пакета Matchcad-14, а также полученных точных (3.20)–(3.23), (3.29) и приближенных (3.25 и 3.27) соотношений для погрешностей ОВП результирующих сигналов  $s_{\text{рвкф}}(t)$  [128].

ОВП сигналов при моделировании выполнялось по максимуму сигнала.

В качестве исследуемых сигналов использовались Sinc- и колокольный радиоимпульсы с одинаковой несущей частотой  $\omega_0$  и эффективной шириной спектра  $\Delta\omega_{\text{эф}}$ . Результаты моделирования по точным соотношениям сравнивались с расчетами по приближенным выражениям, основанным на разложении в ряд Тейлора результирующего сигнала  $s_{\text{рВКФ}}(t)$  в окрестности максимума основного сигнала.

На рис.3.16 и рис.3.17 приведены результаты моделирования для случая одного луча и ОВП по огибающим результирующим сигналам  $s_{\text{рВКФ}}(t)$  для основного сигнала  $s_{0\text{АКФ}}(t)$  соответственно с Sinc- и колокольной огибающими.

На этих рисунках приведены:

а) зависимость относительной абсолютной погрешности ОВП при измерениях по огибающей результирующего сигнала  $\delta t'_{\text{ог}} = \delta t_{\text{ог}} \cdot \Delta\omega_{\text{эф}}$  от относительной задержки помехи  $\tau' = \tau/T_0$  для уровня помехи  $\alpha=0,3$  (рис.3.16а и рис.3.17а); там же пунктиром показаны графики максимальных  $\delta t'_{\text{огmax}}(\tau')$  и минимальных  $\delta t'_{\text{огmin}}(\tau')$  значений погрешностей, экстремальные значения которых обозначены  $\delta t'_{\text{огmax.max}}$  и  $\delta t'_{\text{огmin.min}}$ ;

б) зависимость максимального значения огибающей результирующего сигнала  $S_{m\delta t_{\text{ог}}}$  от относительной задержки помехи  $\tau'$  (рис.3.16б и рис.3.17б);

в) графики  $\delta t'_{\text{огmax}}(\tau')$  и  $\delta t'_{\text{огmin}}(\tau')$ , полученные по точным (график №1) и приближенным (графики №№2–4) соотношениям для уровня помехи  $\alpha=0,6$  (рис.3.16в и рис.3.17в);

г) зависимости относительных задержек помехи  $\tau'_{\text{огmax.max}} = \tau_{\text{огmax.max}}/T_0$  и  $\tau'_{\text{огmin.min}} = \tau_{\text{огmin.min}}/T_0$ , соответствующих экстремальным значениям погрешностей  $\delta t'_{\text{огmax.max}}$  и  $\delta t'_{\text{огmin.min}}$ , от относительного уровня помехи  $\alpha$  (рис.3.16г и рис.3.17г);

д) графики  $K_{\text{огmax.max}}(\alpha) = \delta t'_{\text{огmax.max}} q_{\text{кп}}$  и  $K_{\text{огmin.min}}(\alpha) = \delta t'_{\text{огmin.min}} q_{\text{кп}}$ , где  $q_{\text{с/кп}} = 1/\alpha$  – отношение сигнал/коррелированная помеха, построены на рис.3.16д и рис.3.17д.

При обработке результатов моделирования использованы нормированные экстремальные погрешности:

– при ОВП по огибающим

$$K_{\text{огmax.max}}(\alpha) = \delta t_{\text{огmax.max}} \Delta \omega_{\text{эф}} q_{\text{кп}}; \quad K_{\text{огmin.min}}(\alpha) = \delta t_{\text{огmin.min}} \Delta \omega_{\text{эф}} q_{\text{кп}}. \quad (3.28)$$

Из графиков на рис.3.16д и рис.3.17д следует, что при  $0 < \alpha < 0.5$  значения  $K_{\text{огmax.max}}(\alpha)$  и  $|K_{\text{огmin.min}}(\alpha)|$  одинаковы и составляют – для колокольного радиоимпульса  $\sim 0,6$ , а для Sinc-радиоимпульса –  $\sim 0,75$ . Как показывают расчеты и моделирование, максимальные значения этих коэффициентов имеет двухчастотный сигнал (ДЧС), у которого  $K_{\text{огmax.max}}(\alpha) = |K_{\text{огmin.min}}(\alpha)| = 1$ .

Известные из [103, 104] соотношения для потенциальных СКП ОВП сигнала, вызванные аддитивным белым шумом, можно записать в удобном для сравнения с выражениями (3.14) и (3.15) виде

$$\sigma_{\text{ог}} \Delta \omega_{\text{эф}} q_{\text{с/БШ}} = 1; \quad \sigma_{\text{ф}} \omega_0 q_{\text{с/БШ}} = 1, \quad (3.29)$$

где  $q_{\text{с/БШ}}$  – отношение амплитуды сигнала к СКО шума на выходе СФ.

Сравнение соотношений (3.29) с одной стороны и соответствующих выражений (3.28) – с другой позволяет сопоставить максимальные погрешности, вызванные коррелированными многолучевыми помехами, с погрешностями, обусловленными белым шумом. Выполненный анализ абсолютных погрешностей ОВП сигналов для случая одной детерминированной коррелированной помехи позволяет выбирать стратегию и осуществлять проверку результатов статистического анализа погрешностей, вызванных коррелированными помехами с заданными законами распределения их уровней  $p(\alpha_i)$  и задержек  $p(\tau_i)$ .

Для упрощения статистического анализа соотношения для оценки погрешностей (3.18) – (3.20) были преобразованы в (3.30) путем введения безразмерных переменных:  $x_{\tau} = \Delta \omega_{\text{эф}} \tau \geq 0$ ,  $n = \omega_0 / \Delta \omega_{\text{эф}} \gg 1$ . Соотношения (3.19) – (3.22) позволяют оценить СКП ОВП сигнала для случая одной коррелированной помехи, относительный уровень которой  $\alpha$  и ее задержка во времени  $\tau$  являются независимыми случайными величинами с известными законами распределения соответственно  $p(\alpha)$  и  $p(x_{\tau})$ .

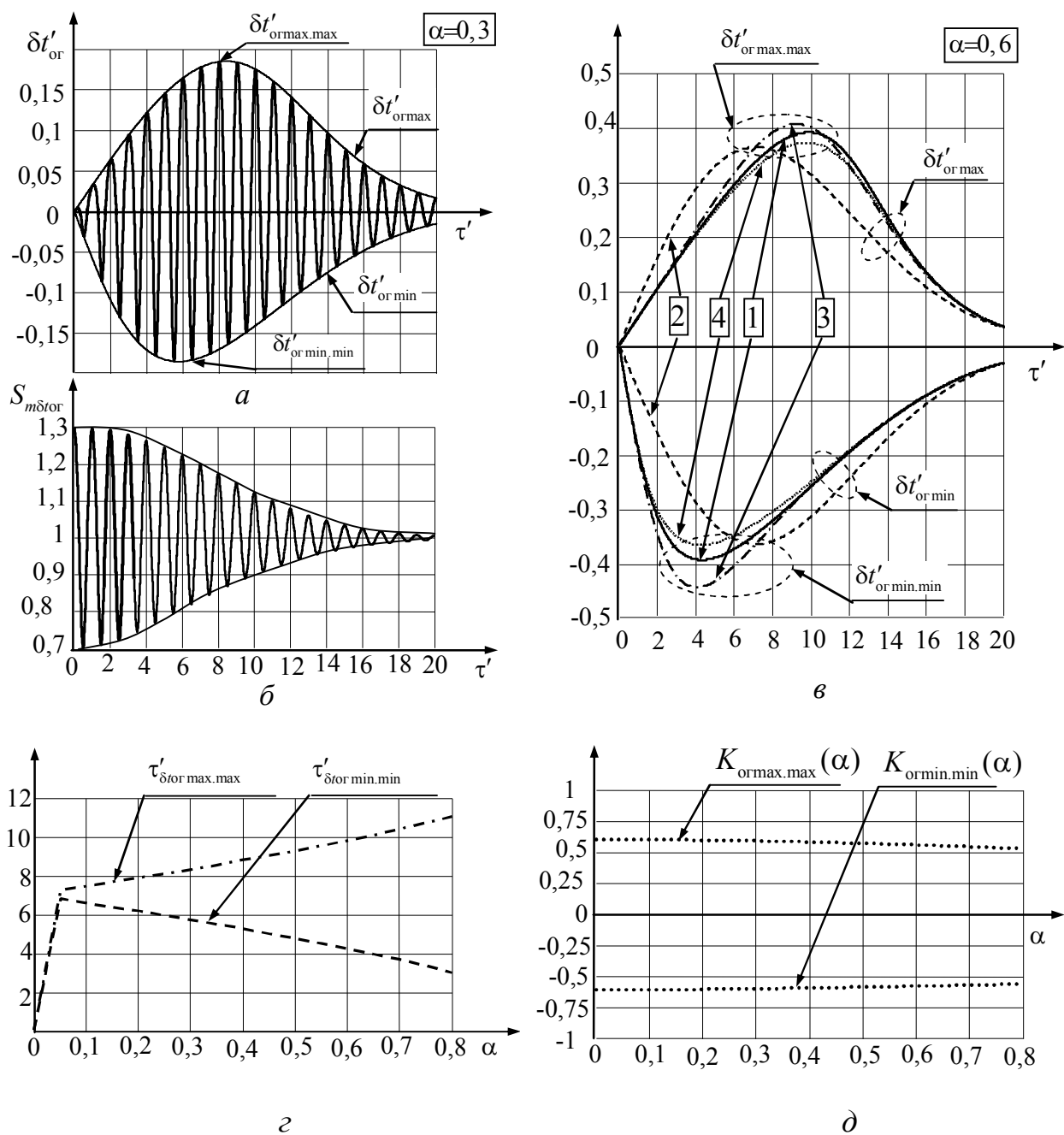


Рис. 3.16 Результаты моделирования погрешностей ОВП по огибающей колокольного радиоимпульса для случая одной коррелированной помехи

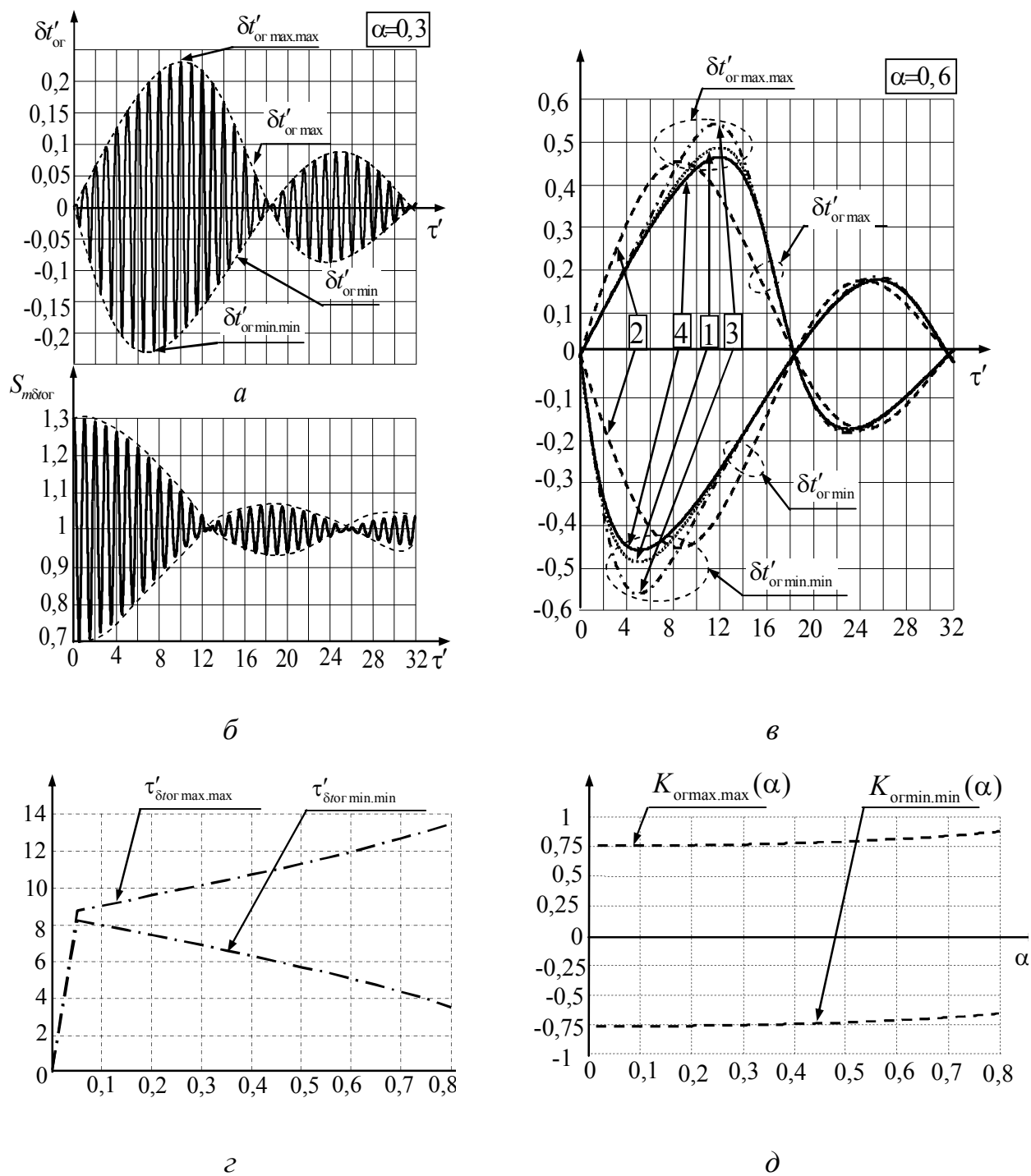


Рис. 3.17 Результаты моделирования погрешностей ОВП по огибающей Sinc-радиоимпульса для случая одной коррелированной помехи

Преобразованная формула путем введения безразмерных переменных

$$\delta t_{ог}(\alpha, x_\tau, n) = - \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0AKФ}^{(1)}(x_{\tau_i}) \cos(nx_{\tau_i})}{\Delta\omega_{эф}} \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1) \quad (3.30)$$

Если принять закон распределения  $p(\alpha)$  нормальным с нулевым математическим ожиданием и СКО  $\sigma_\alpha = 1/q_{с/кп}$ , то можно получить формулы для определения СКП (3.31) – (3.34).

Преобразованные формулы путем введения безразмерных переменных

$$\delta t_\phi(\alpha, x_\tau) = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i S_{0AKФ}(x_{\tau_i}) \sin(nx_{\tau_i})}{\omega_0} \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1) \quad (3.31)$$

$$\delta t_\phi(\alpha, x_\tau) = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i \sin(nx_{\tau_i})}{\omega_0} \quad (\text{при } \alpha_i \ll 1; \tau_i \ll \tau_n) \quad (3.32)$$

Формулы для определения СКП по огибающей сигнала ОИ:

$$\sigma_{oz} = \frac{\sqrt{\int_0^\infty p(x_\tau) [S_{0AKФ}^{(1)}(x_\tau) \cos(nx_\tau)]^2 dx_\tau}}{q_{с/кп} \Delta\omega_{эф}} = \frac{K_{1ог}}{q_{с/кп} \Delta\omega_{эф}} \quad (\text{при } \alpha \ll 1) \quad (3.33)$$

$$\sigma_{oz} = \frac{\sqrt{\int_0^\infty p(x_\tau) [x_\tau \cos(nx_\tau)]^2 dx_\tau}}{q_{с/кп} \Delta\omega_{эф}} = \frac{K_{2ог}}{q_{с/кп} \Delta\omega_{эф}} \quad (\text{при } \alpha \ll 1; \tau \ll \tau_n) \quad (3.34)$$

Коэффициенты  $K_{1ог}$ ,  $K_{2ог}$ ,  $K_{1\phi}$ ,  $K_{2\phi}$  в формулах (3.23) – (3.24) позволяют сравнивать СКП, вызванные коррелированными помехами, с потенциальными СКП (3.28), обусловленными аддитивным белым шумом.

Формулы для определения СКП для фазовых измерений:

$$\sigma_\phi = \frac{\sqrt{\int_0^\infty p(x_\tau) [S_{0AKФ}(x_\tau) \sin(nx_\tau)]^2 dx_\tau}}{q_{кп} \omega_0} = \frac{K_{1\phi}}{q_{кп} \omega_0} \quad (\text{при } \alpha \ll 1) \quad (3.35)$$

$$\sigma_{\varphi} = \frac{\sqrt{\int_0^{\infty} p(x_{\tau}) [\sin(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}}}{q_{\text{кп}} \omega_0} = \frac{K_{2\varphi}}{q_{\text{кп}} \omega_0} \quad (\text{при } \tau \ll \tau_{\text{н}}, \alpha \ll 1) \quad (3.36)$$

Расчетные соотношения (3.38) – (3.43) позволяют рассчитать коэффициенты в случае равномерного закона распределения времени задержки помехи (3.37)

$$p(x_{\tau}) = \frac{1(x_{\tau} - x_{\tau\text{н}}) - 1(x_{\tau} - x_{\tau\text{н}} - \Delta x_{\tau})}{\Delta x_{\tau}}, \quad (3.37)$$

где  $\Delta x_{\tau} = \Delta \omega_{\text{эф}} \Delta \tau$ ,  $\Delta \tau$  – диапазоны изменения соответственно  $x_{\tau}$  и  $\tau$ ;  $x_{\tau\text{н}} = \Delta \omega_{\text{эф}} \tau_{\text{н}}$ ,  $\tau_{\text{н}}$  – начальные (минимальные) значения соответственно  $x_{\tau}$  и  $\tau$ .

На рис.3.18 и рис.3.19 построены графики, иллюстрирующие зависимости коэффициентов  $K_{1\text{ог}}$ ,  $K_{1\varphi}$  от параметров  $\Delta \tau$  и  $x_{\tau\text{н}}$  закона распределения.

Расчетные соотношения для коэффициентов  $K_{1\text{ог}}$ ,  $K_{2\text{ог}}$  в случае равномерного закона распределения времени задержки помехи при  $\alpha \ll 1$

$$K_{1\text{ог}} = \sqrt{\frac{1}{\Delta x_{\tau}} \int_{x_{\tau\text{н}}}^{(x_{\tau\text{н}} + \Delta x_{\tau})} [S_{0\text{АКФ}}^{(1)}(x_{\tau}) \cos(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}} \quad (3.38)$$

$$K_{2\text{ог}} = \sqrt{\frac{1}{\Delta x_{\tau}} \int_{x_{\tau\text{н}}}^{(x_{\tau\text{н}} + \Delta x_{\tau})} [x_{\tau} \cos(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}} \quad (3.39)$$

$$K_{2\text{ог}} \approx \frac{\Delta x_{\tau}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[ \frac{1}{3} + \frac{\sin(2n\Delta x_{\tau})}{(2n\Delta x_{\tau})} \right]} \quad (x_{\tau\text{н}} = 0) \quad (3.40)$$

Расчетные соотношения для коэффициентов  $K_{1\varphi}$ ,  $K_{2\varphi}$  в случае равномерного закона распределения времени задержки помехи

$$K_{1\varphi} = \sqrt{\frac{1}{\Delta x_{\tau}} \int_{x_{\tau\text{н}}}^{(x_{\tau\text{н}} + \Delta x_{\tau})} [S_{0\text{АКФ}}(x_{\tau}) \sin(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}} \quad \alpha \ll 1 \quad (3.41)$$

$$K_{2\varphi} = \sqrt{\frac{1}{\Delta x_{\tau}} \int_{x_{\tau\text{н}}}^{(x_{\tau\text{н}} + \Delta x_{\tau})} [\sin(nx_{\tau})]^2 dx_{\tau}} \quad \alpha \ll 1; \tau \ll \tau_{\text{н}} \quad (3.42)$$

$$K_{2\varphi} \approx \sqrt{\frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{\sin(2n\Delta x_\tau)}{(2n\Delta x_\tau)} \right]} \quad (x_{\tau H} = 0) \quad \alpha \ll 1; \tau \ll \tau_H \quad (3.43)$$

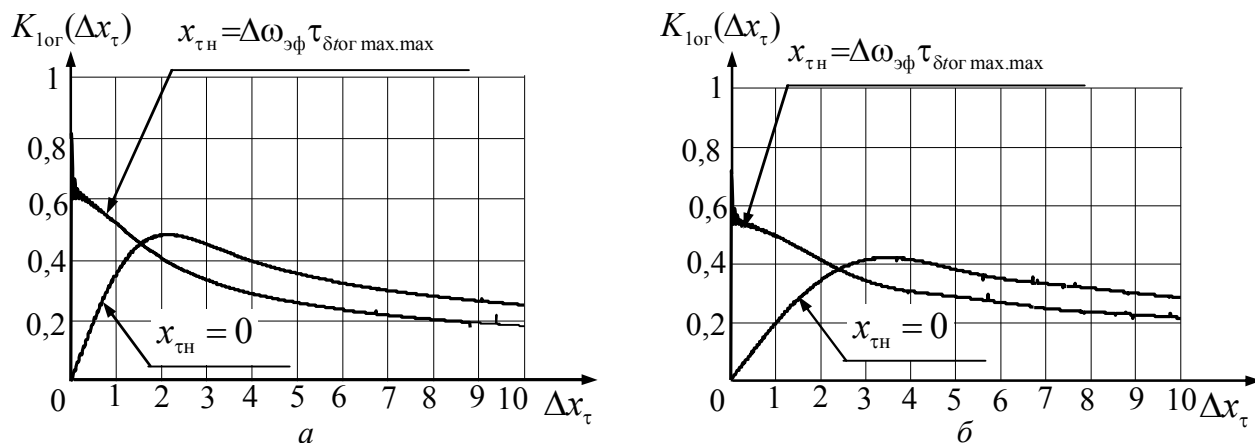


Рис. 3.18 Зависимости  $K_{\log}(\Delta x_\tau)$  и  $K_{\log}(\Delta x_\tau, x_{\tau H})$  для колокольного (а) и Sinc- (б) радиоимпульсов в случае равномерного закона распределения  $p(x_\tau)$

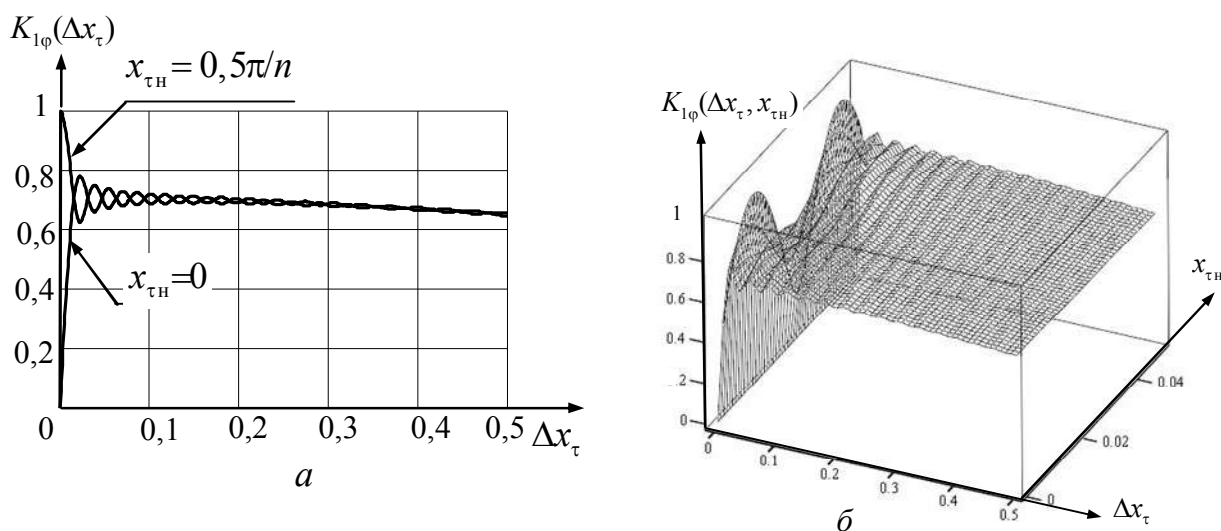


Рис. 3.19 Графики  $K_{1\varphi}(\Delta x_\tau)$  (а) и зависимости  $K_{1\varphi}(\Delta x_\tau, x_{\tau H})$  (б) для равномерного закона распределения  $p(x_\tau)$

Математическое ожидание (систематическая погрешность) результатов модельных измерений равно нулю, а нормированное СКП составляет  $K_{1\varphi} \approx 0,7$ , что совпадает с приведенной на рис.3.19 зависимостью  $K_{1\varphi}(\Delta x_\tau)$  для данных параметров.



ров  $p(x_\tau)$ . Как показала проверка гипотез, законы распределения погрешностей как в данном примере, так и в других случаях отличаются от нормального.

в случае коррелированной помехи с уровнем  $\alpha \ll 1$  погрешности ОВП сигнала по огибающей при  $\tau \ll \tau_n$  колеблются в пределах  $\delta t_{\varphi \max} \geq \delta t_{\varphi} \geq \delta t_{\varphi \min} < 0$ , которые пропорциональны  $\alpha$  и не зависят от формы огибающей основного сигнала;

1) в случае одинаковых отношений сигнал–коррелированная помеха и сигнал–белый шум ( $q_{с/КП} = q_{с/БШ} \gg 1$ ) максимальные значения СКП ОВП сигналов по огибающей, вызванные коррелированной помехой с равномерным законом распределения задержек, меньше, чем потенциальные погрешности ОВП сигналов при белом шуме; лишь для ДЧС эти погрешности совпадают;

2) в случае равномерного закона распределения задержек помехи с  $\Delta\tau \ll \tau_n$  при измерениях по огибающей, а также  $q_{с/КП} \gg 1$  СКП ОВП сигнала пропорциональны  $\sigma_\alpha$  и не зависят от формы огибающей основного сигнала;

3) при наличии ряда независимых коррелированных многолучевых помех результирующие СКП ОВП сигналов по огибающим составят:

$$\sigma_{\Sigma \text{ог}} = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sigma_{\text{ог}i}^2}.$$

Результаты математического моделирования полностью соответствуют основным положениям теории статистических измерений в радиолокации и связи, а, следовательно, адекватно отражают физические процессы, происходящие в МПСС.

Из полученных результатов моделирования следует, что условием минимизации аномальных измерений является отношение сигнал/помеха  $> 6 \dots 9$ . Использование эффекта «сжатия» модулированных сигналов обеспечивает улучшение в  $B$  раз разрешающей способности МПСС при наличии многолучевого приема и более уверенного определения факта наличия многолучевой помехи.

3.3. Разработка рекомендаций по снижению влияния нутаций геостационарных ИСЗ на погрешности синхронизации пассивной системы синхронизации

### 3.3.1. Разработка модели суточного перемещения ГС ИСЗ

Было проведено моделирование движения КА и расчет эфемерид относительно наземного измерительного пункта (НИП). Моделирование движения космических аппаратов (КА) осуществлялось путем интегрирования дифференциальных уравнений возмущенного движения в инерциальной прямоугольной системе координат (ИСК), начало которой находится в центре масс Земли, ось  $X$  лежит в плоскости экватора и направлена в точку весеннего равноденствия небесной сферы, ось  $Z$  направлена к северному полюсу небесной сферы перпендикулярно плоскости экватора, ось  $Y$  дополняет систему до правой.

Уравнения возмущенного движения в ИСК имеют вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_x}{dt} = \frac{dU}{dX} + A_{ax} + A_{sx} + A_{px}; \\ \frac{dV_y}{dt} = \frac{dU}{dY} + A_{ay} + A_{sy} + A_{py}; \\ \frac{dV_z}{dt} = \frac{dU}{dZ} + A_{az} + A_{sz} + A_{pz}; \\ \frac{dX}{dt} = V_x; \quad \frac{dY}{dt} = V_y; \quad \frac{dZ}{dt} = V_z, \end{array} \right.$$

где:  $t$  – время,  $X, Y, Z$  – геоцентрические координаты КА в ИСК;  $V_x, V_y, V_z$  – геоцентрические скорости в ИСК;  $U$  – геопотенциал Земли;  $A_{ax}, A_{ay}, A_{az}$  – ускорения, вызванные влиянием атмосферы Земли;  $A_{sx}, A_{sy}, A_{sz}$  – ускорения, вызванные световым давлением;  $A_{px}, A_{py}, A_{pz}$  – пертурбационные ускорения, вызванные влиянием Луны и Солнца.

Для расчета движения КА в поле тяготения Земли использовано разложение геопотенциала по сферическим геогармоникам [98] в гринвичской подвижной

системе координат (ГПСК), которая отличается от ИСК тем, что ось X направлена на Гринвичский меридиан:

$$U = \frac{\mu}{r} \left\{ 1 - \sum_{n=2}^m J_n \left( \frac{r_0}{r} \right)^n P_n(\sin \phi) + \sum_{n=2}^m \sum_{k=1}^n I_{nk} \left( \frac{r_0}{r} \right)^n P_{nk}(\sin \phi) \cdot \cos[k(\lambda - \lambda_{nk})] \right\}, \quad (3.44)$$

где:  $J_n$ ,  $I_{nk}$ ,  $\lambda_{nk}$  – безразмерные коэффициенты;

$P_n$  – функция Лежандра;

$P_{nk}$  – присоединенный полином Лежандра;

$r_0$  – средний экваториальный радиус Земли;

$r$  – модуль текущего геоцентрического радиус-вектора КА;

$\mu$  – постоянная тяготения Земли;

$\phi$  – геоцентрическая широта КА,

$\lambda$  – геоцентрическая долгота КА.

Отрицательное ускорение, вызываемое торможением в верхней атмосфере, рассчитывалось как:

$$A_{aj} = -K_b \cdot \rho \cdot V_{aj} \cdot |V_a|, \quad (j = X, Y, Z), \quad (3.45)$$

где:  $K_b = \frac{1,1 \cdot S_9}{M}$  – баллистический коэффициент КА;

$M$  – масса КА;  $S_9$  – эквивалентное поперечное сечение КА;

$\rho$  – плотность верхней атмосферы на высоте полета КА;

$V_a = (V_{ax}, V_{ay}, V_{az})$  – вектор скорости КА относительно атмосферы Земли:

$$V_{ax} = V_x + \omega_z \cdot Y; \quad V_{ay} = V_y - \omega_z \cdot X; \quad V_{az} = V_z, \quad (3.46)$$

где  $\omega_z$  – угловая скорость вращения Земли.

Такой подход к вычислению торможения в атмосфере позволяет учесть возмущение движения КА, вызванное вращением атмосферы совместно с Зем-

лей.

Ускорение от светового давления учитывалось, когда КА освещен Солнцем. Это ускорение всегда направлено в сторону, обратную направлению на Солнце, и рассчитывалось как:

$$A_{sj} = \frac{-K_s \cdot P_s \cdot j_s}{|R_s|}; \quad (j = X, Y, Z),$$

где:  $K_s = \frac{1,1 \cdot S_{\odot}}{M}$  – "световой" коэффициент объекта;

$P_s$  – постоянная светового давления на орбите Земли;

$R_s = (X_s, Y_s, Z_s)$  – вектор координат Солнца по отношению к Земле в ИСК.

Пертурбационные ускорения КА, вызываемые тяготением Луны и Солнца обусловлены тем, что реальное движение КА происходит не по орбите вокруг центра тяжести Земли, а по орбите вокруг центра тяжести системы Земля – Луна – Солнце. При этом ИСК, связанная с центром Земли, не является истинно инерциальной, поскольку Земля сама испытывает ускорения от тяготения Луны и Солнца. Пертурбационные ускорения КА относительно невелики для низких орбит ( $10^{-9}$  от ускорения, вызванного действием геопотенциала), однако для геостационарных орбит эта величина может достигать  $10^{-6}$ . В связи с тем, что точный расчет пертурбационных ускорений достаточно сложен, моделирование проводилось в приближении движения КА по орбите вокруг центра тяжести Земли, а возмущающие воздействия Луны и Солнца учитывались как поправки [134].

При таком подходе пертурбационные ускорения определяются такими соотношениями:

$$A_{pj} = \mu \sum_{i=1}^2 K_i \left( \frac{j_i - j}{|r_i|^3} - \frac{j_i}{|R_i|^3} \right), \quad (j = X, Y, Z),$$

где:  $|r_i| = \sqrt{(X_i - X)^2 + (Y_i - Y)^2 + (Z_i - Z)^2}$  – модуль расстояния до  $i$ -го небесного тела от КА;

$i$  – индекс небесного тела ( $i=1$  – Луна,  $i=2$  – Солнце);

$K_i$  – отношение масс  $i$ -го небесного тела и Земли;

$\mathbf{R}_i = (X_i, Y_i, Z_i)$  – вектор координат  $i$ -го небесного тела по отношению к Земле в ИСК.

Для расчета пертурбационных возмущений движения КА необходимо вычисление векторов Земля–Солнце и Земля–Луна. Были использованы алгоритмы, основанные полиномиальном представлении элементов орбит небесных тел. Для определения координат Луны использована теория Брауна [99, 135, 136].

Для интегрирования дифференциальных уравнений возмущенного движения КА использовалась комбинация численных методов – методов Адамса пятого порядка и Рунге-Кутты четвертого порядка [134].

Для расчета эфемерид КА производилось преобразование координат из ИСК в ГПСК с учетом прецессии и нутации оси Земли, а также звездного угла  $f$ .

Переход из текущей ИСК в ИСК на заданную эпоху производится с помощью матрицы  $\mathbf{M}_{\text{нп}}$  прецессии и нутации оси Земли от заданной эпохи на текущий момент времени:

$$\mathbf{R} = \mathbf{M}_{\text{нп}} \cdot \mathbf{R}_{\text{э}}; \mathbf{V} = \mathbf{M}_{\text{нп}} \cdot \mathbf{V}_{\text{э}},$$

где:  $\mathbf{R}_{\text{э}}$  и  $\mathbf{V}_{\text{э}}$  – соответственно вектора координат и скорости КА в ИСК на заданную эпоху;

$\mathbf{R}$  и  $\mathbf{V}$  – соответственно текущие вектора координат и скорости КА в ИСК.

Собственно поворот из ИСК в ГПСК производится по формулам:

$$\mathbf{R}_{\Gamma} = \mathbf{M}_{\Gamma}^{-1} \cdot \mathbf{R}; \mathbf{V}_{\Gamma} = \mathbf{M}_{\Gamma}^{-1} \cdot (\mathbf{V} - \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{R}),$$

где:  $\mathbf{R}_{\Gamma}$  – вектор координат КА в ГПСК;

$\mathbf{V}_{\Gamma}$  – вектор скорости КА в ГПСК;

$\boldsymbol{\omega} = (0, 0, \omega_Z)$  – вектор средней угловой скорости вращения Земли;

$\mathbf{M}_f$  – матрица пассивного поворота вокруг оси  $Z$  на «звездный угол»  $f$ :

$$\mathbf{M}_f = \begin{bmatrix} \cos(f) & -\sin(f) & 0 \\ \sin(f) & \cos(f) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Для расчета сферических координат КА относительно НИП, таких как:  $A$  – азимут, отсчитанный от направления на север по часовой стрелке,  $B$  – угол места, отсчитанный от плоскости местного горизонта,  $L$  – наклонная дальность до КА,  $V_r$  – радиальная скорость КА,  $V_a$  – азимутальная скорость КА,  $V_u$  – угломестная скорость КА, проводился промежуточный пересчет в местную прямоугольную систему координат (СК) НИП. При заданных в ГПСК координатах положения и скорости КА –  $\mathbf{R}_\Gamma = [X_\Gamma, Y_\Gamma, Z_\Gamma]$  и  $\mathbf{V}_\Gamma = [V_{X\Gamma}, V_{Y\Gamma}, V_{Z\Gamma}]$  и  $\mathbf{R}_0 = [X_0, Y_0, Z_0]$ , прямоугольные координаты КА  $\mathbf{R}_0 = [X_0, Y_0, Z_0]$  и  $\mathbf{V}_0 = [V_{X0}, V_{Y0}, V_{Z0}]$  в СК НИП могут быть получены вращением кватернионного представления вектора  $\mathbf{R}_\Gamma$  с помощью кватерниона  $\overline{\overline{Q}}$  [136]:

$$\overline{\overline{R}}_0 = \overline{\overline{Q}} \otimes (\overline{\overline{R}}_\Gamma - \overline{\overline{R}}_H) \otimes \overline{\overline{Q}}; \quad \overline{\overline{V}}_0 = \overline{\overline{Q}} \otimes \overline{\overline{V}}_\Gamma \otimes \overline{\overline{Q}},$$

где  $\overline{\overline{Q}}$  – собственный кватернион вращения из ГПСК в МПСК НИП;

$\overline{\overline{R}}_H$  – кватернионное представление вектора координат НИП в ГПСК;

$\overline{\overline{R}}_\Gamma$  – кватернионное представление вектора  $\mathbf{R}_\Gamma$ ;

$\overline{\overline{R}}_0$  – кватернионное представление вектора  $\mathbf{R}_0$ ;

$\overline{\overline{V}}_\Gamma$  – кватернионное представление вектора  $\mathbf{V}_\Gamma$ ;

$\overline{\overline{V}}_0$  – кватернионное представление вектора  $\mathbf{V}_0$ ;

$\otimes$  – символ кватернионного умножения.

Тогда сферические координаты КА:

$$A = \operatorname{arctg} \frac{Y_0}{X_0}; \quad B = \operatorname{arctg} \frac{Z_0}{\sqrt{X_0^2 + Y_0^2}};$$

$$L = \sqrt{X_0^2 + Y_0^2 + Z_0^2}; \quad V_1 = V_0 \cdot \mathbf{E}_{R_0},$$

где  $\mathbf{E}_{R_0}$  - единичный вектор, совпадающий по направлению с  $\mathbf{R}_0$ .

Угловые скорости КА в СК НИП ( $V_a$  – азимутальная и  $V_u$  – угломестная скорость) были получены путем перехода из прямоугольной СК НИП в т.н. «лучевую» СК, ось  $X$  которой расположена вдоль наклонной дальности, а ось  $Y$  – горизонтальна. Такое преобразование может быть получено с помощью поворотов на угол  $A$  вокруг оси  $Z$  и на угол  $-B$  вокруг оси  $Y$ :

$$\mathbf{V}_л = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_a \\ V_u \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{AB} \cdot \mathbf{V}_0; \quad \mathbf{M}_{AB} = \begin{bmatrix} \cos B \cdot \cos A & \cos B \cdot \sin A & \sin B \\ -\sin A & \cos A & 0 \\ -\sin B \cdot \cos A & -\sin B \cdot \sin A & \cos B \end{bmatrix}.$$

Рассмотренная модель используется в Центре контроля космического пространства Национальной системы контроля и анализа космической обстановки при ведении каталога космических объектов [137].

### 3.3.2. Результаты моделирования суточного перемещения ГС ИСЗ

Для оценки влияния нутаций ГС на канальную погрешность синхронизации была применена модель [17]. Моделирование движения ГС осуществлялось путем интегрирования дифференциальных уравнений возмущенного движения в инерциальной прямоугольной системе координат (ИСК), начало которой находится в центре масс Земли, ось  $X$  лежит в плоскости экватора и направлена в точку весеннего равноденствия небесной сферы, ось  $Z$  направлена к северному полюсу небесной сферы перпендикулярно плоскости экватора, ось  $Y$  дополняет систему до правой.

Было проведено моделирование движения ГС и расчет эфемерид относительно наземного измерительного пункта (НИП). При моделировании использовались данные геостационарного спутника 33750 HotBird 10, который рас-

положен в позиции  $7.2^0$  W. Рассмотрено три случая расположения синхронизируемых пунктов: на расстоянии около 100 км (трасса №1) – г. Харьков (ХНУРЭ) и БНИП (Балаклейский научно – исследовательский полигон, Харьковская обл.); на расстоянии около 500 км (трасса №2) – г. Харьков (ХНУРЭ) и г. Киев (Главная астрономическая обсерватория); на расстоянии около 800 км (трасса №3) – г. Харьков (Государственный первичный эталон времени и частоты Украины) и г. Москва (Государственный эталон времени и частоты России). Использовались наблюдения за двое суток – 3–4 июня 2009 года. Моделирование выполнялось с временным интервалом 30 с.

Для каждой из трасс рассчитывались дальности от пунктов до спутника и его радиальные скорости. Далее рассчитывалась разность дальностей  $\Delta R$  и радиальных скоростей  $\Delta V$ , оценивались средние значения за весь период  $\Delta R_0$  и  $\Delta V_0$  соответственно. В заключение определялись вызванные нутацией спутника каналные составляющие погрешностей синхронизации по времени и частоте:

$$\Delta\tau_p - \Delta\tau_{p0} = (\Delta R - \Delta R_0)/c; \Delta f/f_0 = (\Delta V - \Delta V_0)/c,$$

где  $c$  – скорость света.

Полученные результаты приведены на рис. 3.20 (*a, б* – для трассы №1; *в, г* – для трассы №2; *з, д* – для трассы №3).

Моделирование показало, что без учета влияния нутаций спутника каналные составляющие погрешностей рассматриваемого метода синхронизации по времени в зависимости от расстояния между пунктами лежат в пределах  $\pm 200$  нс –  $\pm 1$  мкс, а относительные каналные погрешности по частоте –  $\pm 2 \cdot 10^{-11}$  –  $\pm 10^{-10}$ . Для снижения каналных погрешностей синхронизации можно либо их учитывать, пользуясь рассмотренной моделью, либо усреднять результаты измерений в течение суток.

Анализ полученных результатов, представленных на рис. 3.20, показывает, что значение времени запаздывания сигнала для расстояния между синхронизируемыми пунктами 100 км изменяется в пределах  $\pm 0,25$  мкс, для расстояния 500 км –  $\pm 0,75$  мкс, для расстояния 800 км –  $\pm 1,5$  мкс, максимальные значе-



ния относительных частот Доплера  $\Delta f / \Delta f_0$  лежат в пределах  $2 \cdot 10^{-11} - 10^{-10}$  при изменении расстояния между синхронизируемыми пунктами от 100 км до 800 км.

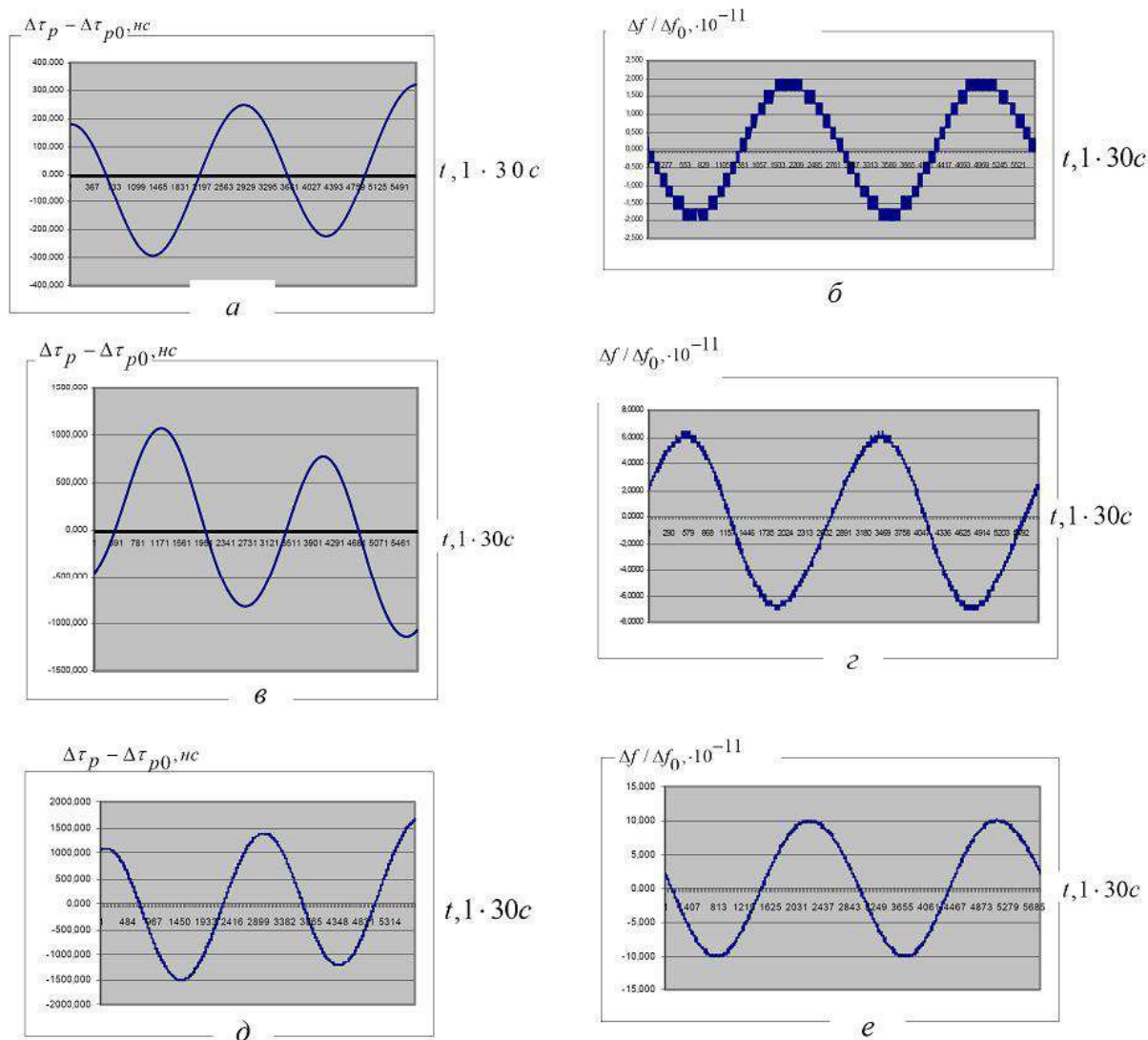


Рис. 3.20. Результаты моделирования канальных погрешностей, вносимых нутацией ГС, для различных расстояний между синхронизируемыми пунктами

Результаты моделирования получили экспериментальное подтверждение в ходе проведения сеанса сличений двух пространственно разнесенных пунктов [138, 139]. На рис. 3.21а и 3.21б показаны данные фазовых измерений псевдодальности, из которых следует, что значение дальности в течение суток изменяется приблизительно на 70 км и данное обстоятельство необходимо учитывать при решении задач синхронизации.

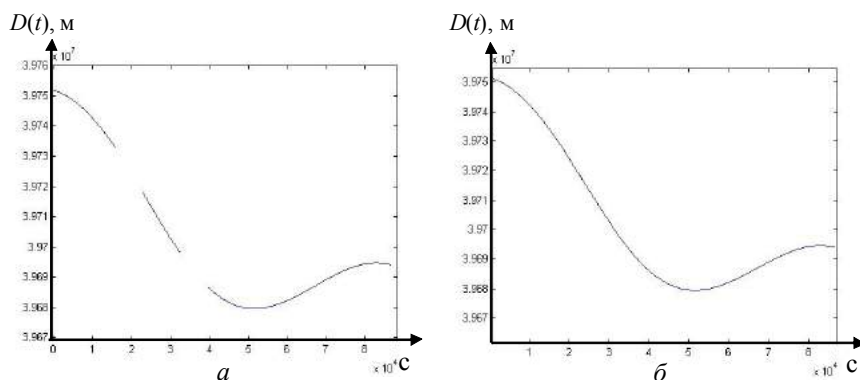


Рис. 3.21. Фазовые измерения псевдодальности приемником №1 (а) и №2 (б)

На рис. 3.22а в виде графика представлены разности псевдодальностей между пунктами, полученные при помощи модели, при базовом расстоянии 4 км, а на рис. 3.22б также полученные при помощи модели разности между измерениями значений скорости ГС ИСЗ для каждого из пунктов.

Приведенные данные показывают, что в этом случае значение разности времени запаздывания сигналов составляет  $\pm 90$  нс.

Сравнение приведенных экспериментальных данных с результатами моделирования свидетельствует о достаточно высокой степени их совпадения.

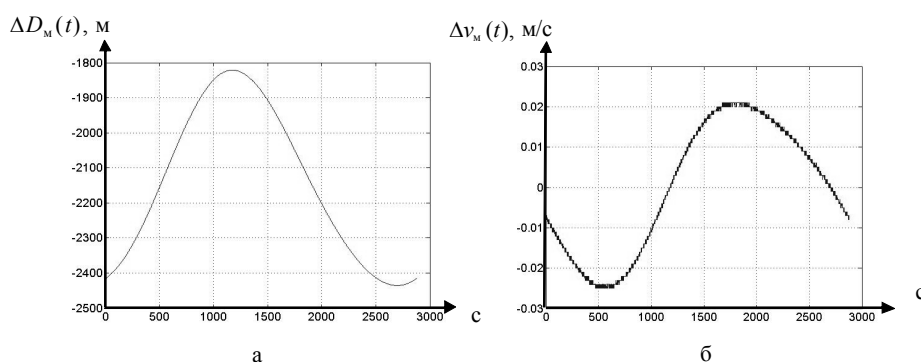


Рис. 3.22. Модельные значения разностей псевдодальностей (а) и скоростей (б) между пунктами и данным ГС ИСЗ

### Выводы по разделу 3

Математическая модель МПСС, которая разработана для исследования происходящих в ней физических процессов, достаточно точно соответствует принципам ее работы. Качественные показатели МПСС определены в сравнении с классическими информационно-измерительными системами, реализующими фильтровую и корреляционно-фильтровую обработку принимаемых сигналов.

При построении математической модели МПСС использована широко используемая в теории радиолокации и связи модель сигнала со случайной начальной фазой и случайной амплитудой. При этом отличительной особенностью МПСС является следующее:

- МПСС использует сигналы ОИ, которые, как правило, являются модулированными, непрерывными и имеют малый интервал корреляции;

- поскольку система синхронизации является пассивной, то, как со стороны ведущего, так и со стороны ведомых синхронизируемых пунктов отсутствует какая-либо возможность корректировать параметры сигнала ОИ;

- условия приема сигналов ОИ могут существенно отличаться в синхронизируемых пунктах, что вызывает частичную их декорреляцию, а также возникновение дополнительных источников помех, одним из которых является многолучевое РРВ;

- из известных методов борьбы с многолучевой помехой для МПСС показал хорошие результаты метод когерентной компенсации на несущей либо промежуточной частоте. Достоинством такого метода является увеличение отношения сигнал/помеха исходного сигнала, что позволяет обеспечить высокую точность измерений.

Результаты математического моделирования полностью соответствуют основным положениям теории статистических измерений в радиолокации и связи, а, следовательно, адекватно отражают физические процессы, происходящие в МПСС.

Использование эффекта «сжатия» модулированных сигналов обеспечивает

улучшение в  $B$  раз разрешающей способности МПСС, что при наличии многолучевого приема позволяет более уверенно определить факт наличия многолучевой помехи.

Моделирование суточных перемещений ГС ИСЗ показало, что учет влияния нутаций спутника необходим при построении высокоточной МПСС. Канальные составляющие погрешностей, обусловленные данным физическим процессом, в зависимости от расстояния между пунктами по времени находятся в пределах  $\pm 200$  нс –  $\pm 1$  мкс, а относительные канальные погрешности по частоте составляют  $\pm 2 \cdot 10^{-11}$  –  $10^{-10}$ . Снижения канальных погрешностей синхронизации можно достичь путем их учета при помощи рассмотренной модели, либо усреднением суточных результатов измерений.

РАЗДЕЛ 4  
РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ  
ПАССИВНЫХ СИСТЕМ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ  
ПРИ МНОГОЛУЧЕВОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ СИГНАЛА ОБЩЕГО  
ИСТОЧНИКА

С целью проверки предлагаемых принципов построения и программно-аппаратных решений по подавлению многолучевых помех в МПСС изготовлены действующие лабораторные макеты нескольких вариантов систем и проведены их экспериментальные исследования. Для определения потенциальных характеристик использовался режим «нулевой базы». Материалы раздела опубликованы и апробированы в [18, 20, 23, 25–27, 29].

4.1. Результаты экспериментальных исследований пассивной системы время-частотной синхронизации при использовании сигнала цифрового наземного телевидения

Рассматривается ССВЧ, реализующая ПМОО, когда сличение шкал производится по измерению разности времени прихода сигнала ОИ в синхронизируемые пункты и ее сравнению с заранее определенным значением, то есть оценке подлежит временной параметр, равный временному сдвигу шкал эталонов. Задача оценки параметра является частным случаем фильтрации, когда фильтруемый параметр не успевает существенно измениться за время наблюдения [119, 120]. Для наглядности приводится простейший случай, когда в ССВЧ входит только два пункта – ведущий (пункт *A*) и ведомый (пункт *B*).

В качестве оцениваемого параметра выбрано временное положение максимума ВКФ фрагментов сигнала общего источника, записанных в пунктах синхронизации относительно «своих» временных шкал,  $u_1(t) = s_1(t_1) + n_1(t_1)$  и  $u_2(t) = s_2(t_2) + n_2(t_2)$ , где  $s(t)$  – сигнальная, а  $n(t)$  – помеховая составляющие.

Оценивание производится в условиях наличия следующей априорной информации:

- $s_1(t_1)$  и  $s_2(t_2)$  коррелированные,  $n_1(t_1)$  и  $n_2(t_2)$  некоррелированные составляющие случайных процессов;

- время распространения или разность времени распространения сигнала ОИ до синхронизируемых пунктов  $\tau_p^{OA} - \tau_p^{OB}$  известно с необходимой точностью;

- известны несущая частота, полоса частот и закон модуляции сигнала ОИ;

- начальный сдвиг шкал пунктов приблизительно известен, то есть в записываемых фрагментах сигнала общего источника однозначно присутствуют взаимно коррелированные участки ( $t_1 \approx t_2$ ). Если фрагменты не перекрываются, то задаче сличения шкал предшествует задача обнаружения сигнала, которая достаточно подробно рассмотрена в [103, 104, 121, 129, 140].

Алгоритм оптимального (квазиоптимального) оценивания следующий.

В соответствии с прогнозируемым временем запаздывания в пунктах производится запись фрагментов сигнала ОИ относительно шкалы времени пункта приема сигнала. В результате записи выборок сигнала ОИ в пунктах **A** и **B** формируются массивы данных, каждый из которых можно представить в виде суммы двух матриц размерностью  $n \times m$ , где  $i=1, \dots, n$  – номер отсчета в сигнальной выборке,  $j=1, \dots, m$  – номер сигнальной выборки, одиночный отсчет представляет собой сумму полезного сигнала и помехи и является случайным вектором:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{A_i,j}(t) = \mathbf{s}_{A_i,j}(t) + \mathbf{n}_{A_i,j}(t); \\ \mathbf{u}_{B_i,j}(t) = \mathbf{s}_{B_i,j}(t) + \mathbf{n}_{B_i,j}(t). \end{cases} \quad (4.1)$$

После обмена данными в каждом пункте осуществляется совместная обработка информации (4.1) – рассчитываются ВКФ фрагментов сигнала ОИ [18, 20]:

$$\mathbf{V}_j(\tau) = \mathbf{U}_{A_i}(t) \mathbf{U}_{B_i}^{*T}(t), \quad (4.2)$$

где символами  $*T$  обозначены операции комплексного сопряжения и транспонирования матрицы.

В соответствии с (4.2) по каждой паре сигнальных выборок рассчитывается их ВКФ, при этом формируется  $j$  массивов значений и в каждом находится временное положение максимума функции. Результаты единичных расчетов усредняются и оценивается взаимное смещение временного положения максимумов ВКФ:

$$\left[ B_j^{u^A u^B}(\tau) \right] \Rightarrow \left[ \widehat{t_j^A - t_j^B} \right]. \quad (4.3)$$

Значения временного положения максимумов ВКФ  $t_j^A, t_j^B$  являются случайными величинами, к которым применимы методы статистической обработки. Отличие оценок измеренного и расчетного значений положения максимумов ВКФ на временных шкалах дает результат сличения.

Результатом статистической обработки результатов измерений (СОРИ) являются значения математического ожидания и среднеквадратического отклонения (СКО) временного сдвига шкал, а также отношение сигнал/шум в пунктах [130, 132, 141]:

$$\left[ \widehat{\Delta T_j^{AB}} \right] = \left[ \widehat{t_j^A - t_j^B} \right] - \left[ \tau_p^{OA} - \tau_p^{OB} \right] \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \left[ \overline{\Delta T_j} \right] \\ \left[ \sigma_{\Delta T_j} \left( q_j^{-A}, q_j^{-B} \right) \right] \end{array} \right\}. \quad (4.4)$$

Устройство приема и обработки сигналов ОИ (рис. 4.1) состоит из таких основных частей – приемно-преобразующего модуля, модуля цифровой обработки и модуля связи. Задачей приемно-преобразующего модуля является прием радиосигнала, перенос его на пониженную частоту и преобразование при помощи аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в цифровую форму.

В дальнейшей обработке используется последовательность дискретных временных отсчетов

$$u(i\Delta) = s(i\Delta) + n(i\Delta), \quad (4.5)$$

где  $i = 0, 1, \dots, m$ ;  $0 \leq i\Delta \leq T$ ;  $T$  – длительность сигнальной выборки.

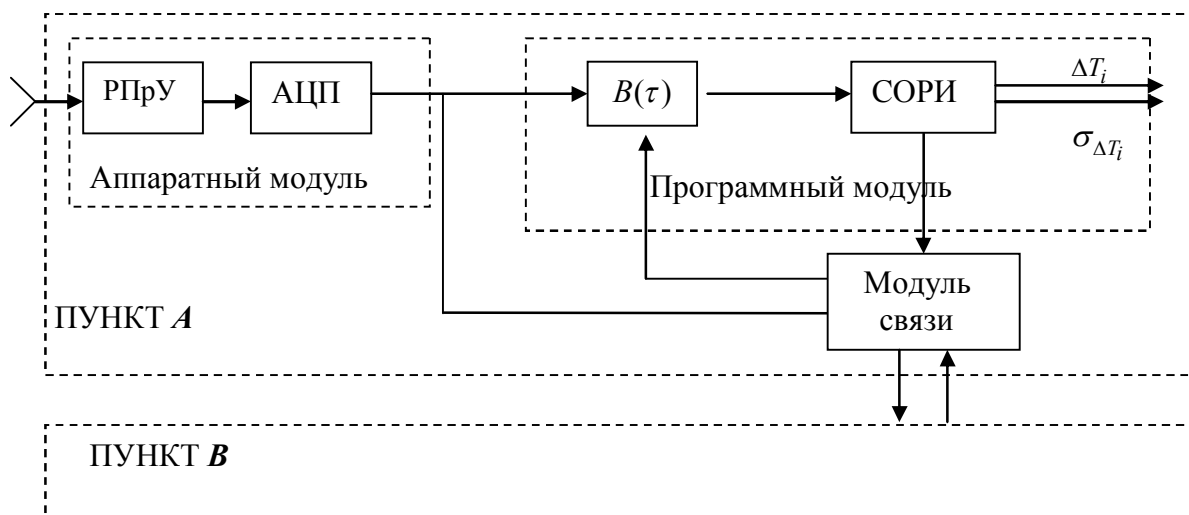


Рис. 4.1. Структурная схема устройства приема и обработки сигналов ОИ: РПрУ – радиоприемное устройство; АЦП – аналого-цифровой преобразователь;  $B(\tau)$  – программный блок, вычисляющий положение максимумов ВКФ принятых сигналов ОИ; СОРИ – программный блок статистической обработки результатов измерений

Программный модуль осуществляет вычисление дискретных значений ВКФ сигналов ОИ, принятых в пунктах  $A$  и  $B$ ,  $u_A(i\Delta) = x$ ,  $u_B(l\Delta) = y$ , при этом массивы сигнальных выборок  $i$  и  $l$  имеют смежную область  $\{K-n\}$  [107, 108, 131]:

$$B_{xy}(n\Delta) = \frac{K}{K-n} \sum_{k=0}^{K-n} x_k y_{k-n}. \quad (4.6)$$

Максимальные значения дискретных отсчетов ВКФ могут не совпадать с положениями истинных максимумов функции и поэтому необходимо восстановить ВКФ, используя априорную информацию о параметрах сигнала ОИ. При этом достаточно произвести восстановление в окрестности максимума, что существенно снижает объем производимых вычислений. В зависимости от формы ВКФ используется определенный вид интерполяции. ВКФ выборок OFDM-сигнала, используемого в наземном цифровом телевидении, интерполируется функцией вида  $\sin x / x$  [113].



После этапа интерполяции следует оценка временного положения (ОВП) максимума ВКФ, для чего используются известные методы нахождения экстремумов функции. Если функция непрерывна и дифференцируема на исследуемом интервале, то поиск ее экстремума сводится к решению уравнения

$$B'_{xy}(\tau) = 0. \quad (4.7)$$

На заключительном этапе осуществляется статистическая обработка результатов измерений и их визуализация. Поскольку временное положение максимумов ВКФ принятых в пунктах сигналов привязано к временным шкалам пунктов, то различия в ОВП дает смещение временных шкал.

Результатом работы устройства является ОВП сдвига шкал эталонов в пунктах в виде математического ожидания и дисперсии величины сдвига, также оценивается отношение сигнал/шум. Для наглядности результат статистической обработки отображается в виде графиков и гистограмм.

По каналу связи с произвольной задержкой происходит обмен данными между синхронизируемыми пунктами о принятых сигналах и результатах сличения шкал времени и частоты. Связной и программный модули могут быть реализованы в виде специализированного устройства либо на базе ПЭВМ. При использовании ПЭВМ реализация ССВЧ существенно упрощается, однако имеет место определенная аппаратная избыточность, т. к. большинство функциональных возможностей ПЭВМ остаются неиспользованными.

На следующем этапе экспериментальных исследований в лаборатории НУЦ ОРТ ХНУРЭ проводились испытания в режиме «нулевой базы» [18, 25] макета МПСС с использованием ТВ сигнала цифрового формата DVB-T2. В режиме «нулевой базы», когда оба канала ССВЧ находятся рядом, исключается канальная погрешность синхронизации, связанная с неидентичностью каналов РРВ. Кроме того, можно вносить заранее известное запаздывание сигнала стороннего источника, а также контролировать аппаратные задержки. Поэтому режим «нулевой базы» очень удобен для оценки потенци-

альных возможностей исследуемой ССВЧ. Структурная схема макета приведена на рис. 4.2. В состав одного канала экспериментальной установки входят: антенна; преселектор 1; управляемый генератор 2; преобразователь частоты 3; частотный детектор 4; делители с переменным коэффициентом деления 5, 7; двухканальный цифровой осциллограф 6; синусоидальный генератор 8; персональная ЭВМ 9.

Управляемый генератор с кольцом автоподстройки частоты и делителями частоты является синтезатором сетки частот, который работает в качестве перестраиваемого гетеродина. Двухканальный цифровой осциллограф применяется как АЦП. ПЭВМ управляет работой цифрового осциллографа и обеспечивает обработку результатов измерений в соответствии с разработанным программным обеспечением.

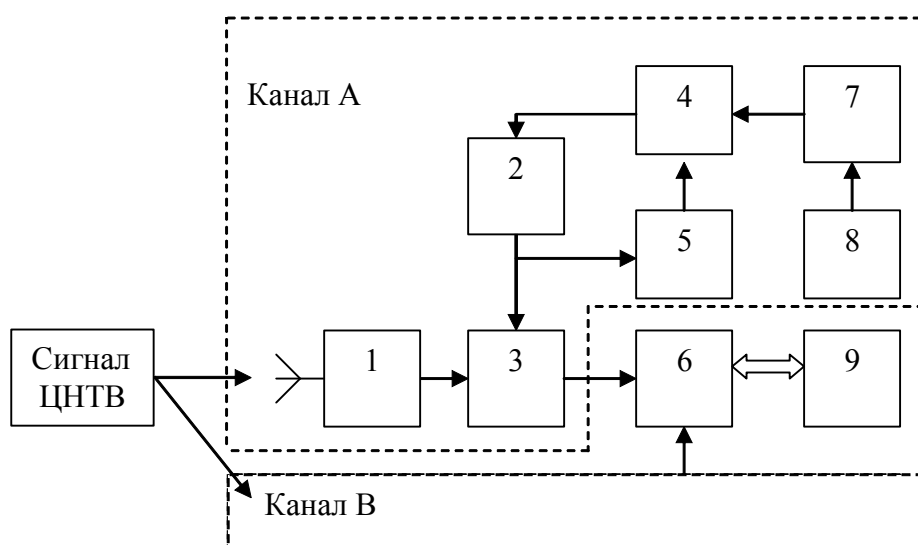


Рис. 4.2. Структурная схема экспериментальной установки: 1 – преселектор; 2 – управляемый генератор; 3 – преобразователь частоты; 4 – частотный детектор; 5, 7 – делители с переменным коэффициентом деления; 6 – двухканальный цифровой осциллограф; 8 – синусоидальный генератор; 9 – персональная ЭВМ 9.

Принцип работы установки состоит в следующем. Под управлением ПЭВМ цифровой осциллограф одновременно формирует сигнальные выборки из двух приемных каналов и записывает массивы данных на съемный но-

ситель, информация с которого переносится в ПЭВМ, где выполняется циклическое извлечение сигнальных выборок, вычисление дискретных отсчетов ВКФ по каждой паре выборок, грубое определение временного положения максимума ВКФ и его уточнение. Массив данных о временном положении максимумов ВКФ подвергается статистической обработке, результаты которой визуализируются.

При проведении измерений получено:

- количество пар сигнальных выборок – 250;
- количество отсчетов в сигнальной выборке – 10 000;
- длительность сигнальной выборки – 50 мкс.

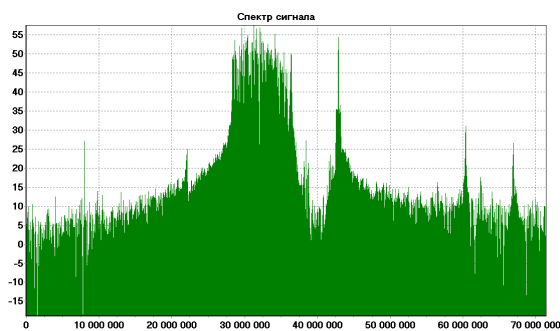
Результаты обработки данных:

- среднее значение разности времени прихода сигналов 9,8 нс (соответствует разности длин соединительных кабелей между антеннами и приемными модулями);
- СКО определения временного положения максимума ВКФ – 2,5 нс;
- отношение сигнал/помеха на входе АЦП после фильтрации – 30-35 дБ.

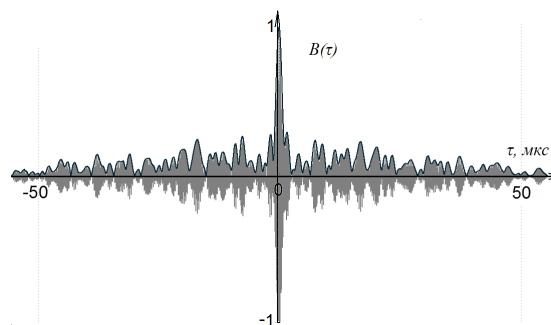
На рис. 4.3 представлены: а) – спектр OFDM сигнала промежуточной частоты (ПЧ); б) – ВКФ 2-х сигнальных выборок; в) – массив значений задержек; г) – гистограмма «взвешенных» значений; д) – среднее значение на «скользящем» интервале; е) – СКО на «скользящем» интервале; ж) – среднее значение на интервале; з) – интервальное СКО [133, 141, 142].

Из анализа приведенных графиков следует:

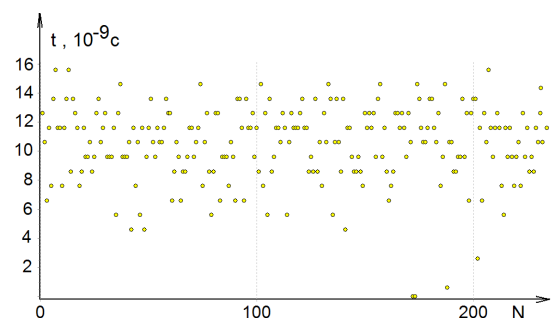
- полученная в результате Фурье-преобразования спектрограмма соответствует параметрам оцифрованного сигнала и свидетельствует о корректности аналого-цифрового преобразования;
- графическое изображение ВКФ сигнальных выборок несколько отличается от АКФ OFDM-сигнала – функция взаимной корреляции имеет более широкие лепестки, следовательно, сигналы частично декоррелированы;



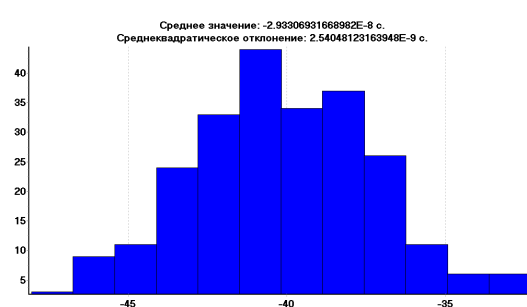
а – спектр OFDM сигнала ПЧ



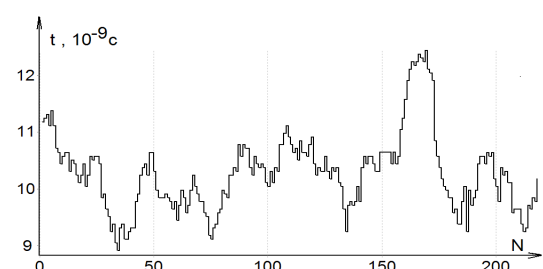
б – ВКФ 2-х сигнальных выборок



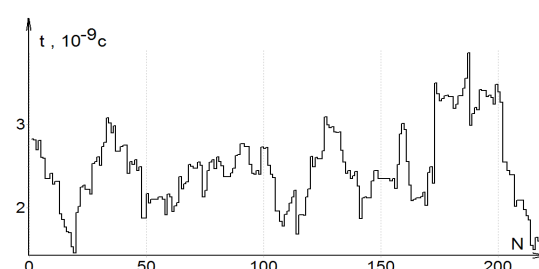
в – массив значений задержек



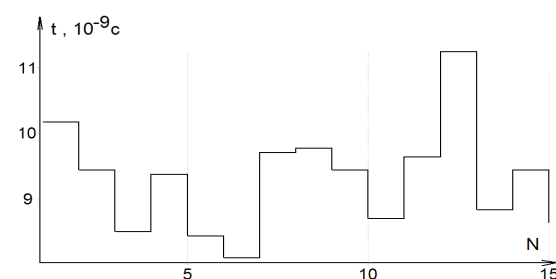
г – «взвешенная» гистограмма



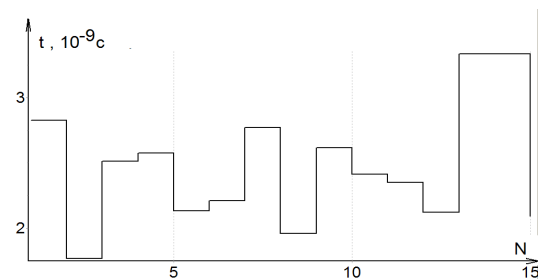
д – «скользящее» среднее



е – «скользящее» СКО



ж – среднее значение на интервале



з – интервальное СКО

Рис. 4.3. Графическое представление результатов эксперимента

- вид гистограммы «взвешенных» значений результатов измерений разности времени прихода сигналов соответствует нормальному закону распределения, поэтому для обработки этих результатов могут применяться статистические методы;

- визуализация результатов статистической обработки дает адекватное представление о величине и характере изменения полученных оценок разности времени прихода сигналов.

Исследования подтвердили результаты выполненного во 2-м разделе работы анализа по выбору источников общих сигналов для МПСС и показали, что использование передатчика сигналов ЦНТВ обеспечивает высокую потенциальную точность синхронизации шкал времени, которая составляет единицы наносекунд.

В качестве недостатка МПСС при использовании сигналов ЦНТВ следует отметить ограничение ее дальности действия. Однако данное ограничение может быть снято при использовании сигналов ГС ИСЗ [17].

4.2. Результаты экспериментальных исследований фазовой пассивной системы время-частотной синхронизации при использовании аналогового телевизионного сигнала

Наиболее точными являются информационно-измерительные системы, использующие фазовые методы измерений [144-147].

В варианте технической реализации МПСС [19, 148] для определения временного положения синхросигнала производится обработка фрагмента служебной строки телевизионного сигнала на видеочастоте. В данной работе показано, что полученные таким образом в режиме “нулевой базы” экспериментальные данные близки к теоретическому пределу. Следовательно, актуальной является задача дальнейшего совершенствования аппаратных средств для реализации ПМОО. Последующее улучшение качественных показателей синхронизации пространственно разнесенных эталонов (стандартов) времени и частоты возможно, если в качестве отсчетного использовать момент изме-

рения значения фазы несущей частоты сигнала ОИ. При этом неизбежно возникает задача устранения неоднозначности определения целочисленного количества полных набегов фазы. Поэтому фазовым измерениям должны предшествовать более грубые измерения, позволяющие устранить фазовую неоднозначность. Полученные в [19] оценки свидетельствуют о том, что, используя результат такого сличения эталонов времени и частоты, можно переходить к фазовым измерениям.

Структурная схема лабораторного стенда для сличения шкал эталонов (стандартов) по фазе несущей частоты сигнала местного телецентра в режиме «нулевой базы» [20, 148] приведена на рис 4.4. В состав стенда входят: 1,9 – селекторы каналов метрового диапазона, 2, 9 – усилители промежуточной частоты (УПЧ - 38 МГц), 3, 10 – смесители, 4, 11 – вторые УПЧ (2 МГц), 5 – двухканальный цифровой осциллограф, 6 – общий гетеродин, 7 – ПЭВМ.

Цифровой осциллограф совместно с персональной ЭВМ и программным обеспечением составляют программно-аппаратный измерительный комплекс.

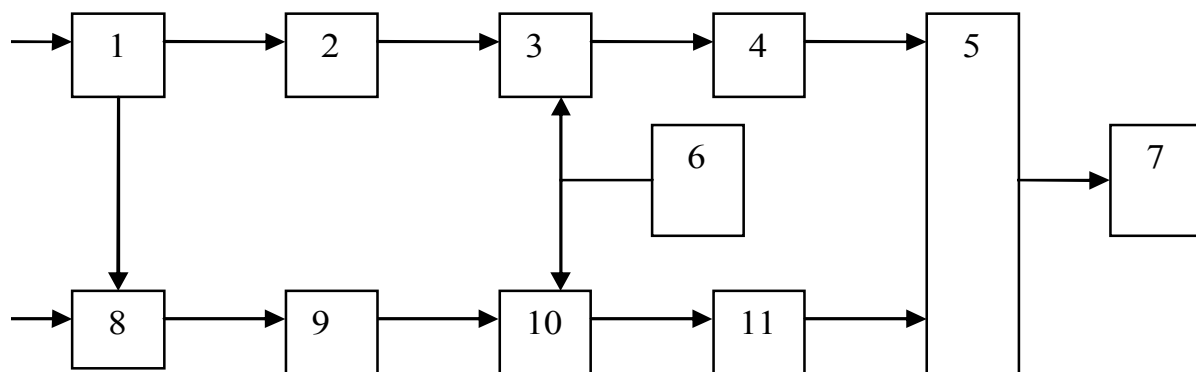


Рис. 4.4. Структурная схема лабораторного стенда: 1,9 – селекторы каналов метрового диапазона, 2, 9 – усилители промежуточной частоты (УПЧ – 38 МГц), 3, 10 – смесители, 4, 11 – вторые УПЧ (2 МГц), 5 – двухканальный цифровой осциллограф, 6 – общий гетеродин, 7 – ПЭВМ

При создании стенда максимально использованы узлы и блоки бытовых телевизоров. В приемниках осуществляется преобразование сигналов на промежуточную частоту 38 МГц, выделение несущей частоты изображения и

ее преобразование на частоту 2 МГц с последующей оцифровкой и обработкой на персональной ЭВМ. В селекторах 1, 8 используется общий гетеродин. Применение в приемных каналах общих гетеродинов на первой и второй ступени преобразования позволяет автоматически исключить влияние нестабильности частоты генераторов на результат измерения разности фаз сигналов.

На начальном этапе исследований проведена калибровка измерителя, которая заключалась в определении среднеквадратического отклонения (СКО) результатов измерений разности фаз сигналов на входах осциллографа при отсутствии шумовой составляющей. С этой целью на входы осциллографа подавался синусоидальный сигнал частотой 2 МГц с выхода генератора Г4-107 через радиочастотные кабели различной длины. Осциллографом осуществлялась запись радиоимпульсов одинаковой длительности, зафиксирована серия из 500 измерений. В качестве оценочного определялось временное положение максимума ВКФ радиоимпульсов. СКО результатов калибровки (см. рис. 4.5) составило 30 пс, что определяет инструментальную погрешность измерителя для данного количества измерений. Проведение нескольких серий измерений с различными значениями межканальной задержки от 300 пс до 3 нс подтвердили устойчивость и достоверность работы измерительного комплекса.

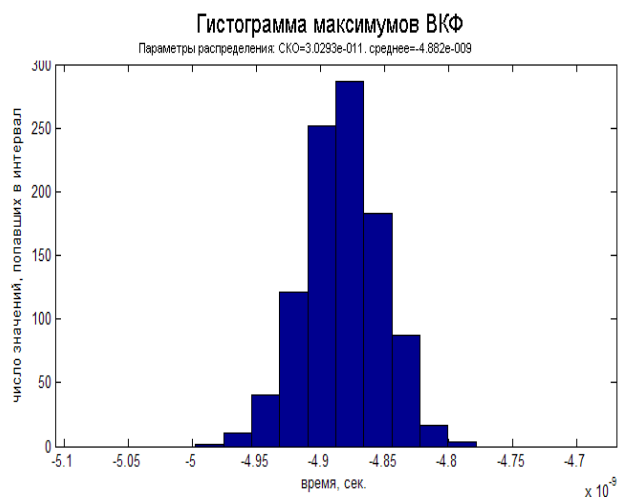


Рис. 4.5. Гистограмма результатов калибровки измерительного комплекса

На следующем этапе оценено влияние шумов радиоканалов на результат измерений. Для этого на входы каналов стенда подавался сигнал генератора частотой 77,25 МГц, что соответствует частоте несущей изображения 3-го телевизионного канала. Это самый низкочастотный канал, на котором транслируются телепередачи в г. Харькове. Результат обработки серии из 500 измерений представлен на рис. 4.6. СКО результатов измерений разности фаз сигналов в приемных каналах составляет приблизительно 240 пс. Уменьшение СКО достигается увеличением количества измерений и не является предельным, что справедливо и для случая калибровки измерительного комплекса.

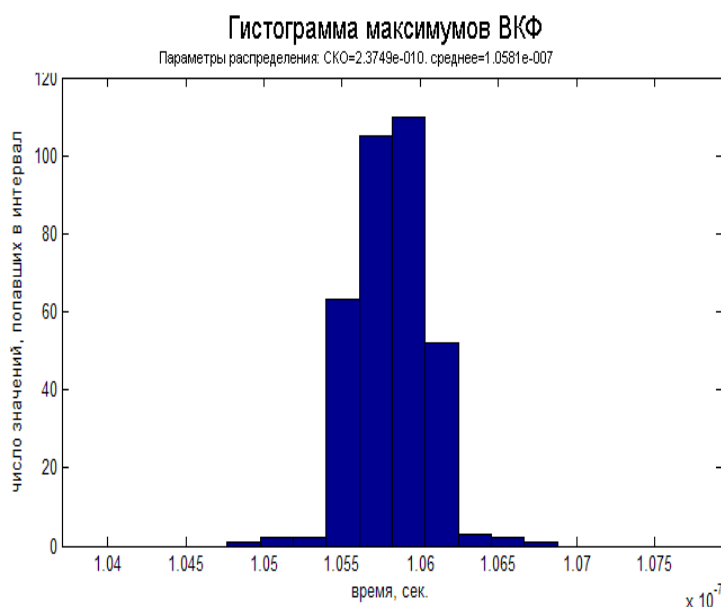


Рис. 4.6. Гистограмма результатов калибровки стенда

Предлагаемый комплекс программно-аппаратных средств рассматривается как дальнейшее совершенствование разработанной в НУЦ ОРТ системы частотно-временной синхронизации по сигналу наземного аналогового телевидения. При создании ССВЧ на основе фазовых измерений требуется обеспечить когерентное преобразование колебаний несущей частоты сигнала на пониженную частоту в диапазон входных частот АЦП. Возможным вариантом технической реализации когерентного гетеродина является перестраиваемый автогенератор с кольцом ФАПЧ и делителем частоты в цепи обрат-



ной связи, а в качестве опорного сигнала фазового детектора используются колебания стандарта времени и частоты.

Структурная схема лабораторного стенда для сличения шкал эталонов (стандартов) по фазе несущей частоты сигнала местного телецентра в режиме «нулевой базы» приведена на рис 4.7. В состав одного канала стенда входят: 1 – селектор каналов метровый; 2 – усилитель промежуточной частоты (УПЧ - 38 МГц); 3 – смеситель; 4 – второй УПЧ (2 МГц). Общими для приемных каналов являются: гетеродины 5, 6, двухканальный цифровой осциллограф 7, ПК – 8. Также были изготовлены две антенны типа «волновой канал» для приема ТВ сигнала и установлены с некоторым разносом в пределах 30 м.

При создании стенда максимально использованы узлы и блоки бытовых телевизионных приемников. В приемных каналах осуществляется преобразование сигналов на промежуточную частоту 38 МГц, выделение несущей частоты изображения и ее преобразование на частоту 2 МГц с последующей оцифровкой и обработкой на персональной ЭВМ. В селекторах приемных каналов используется общий гетеродин. Применение общих гетеродинов в первой и во второй ступенях преобразования позволяет автоматически исключить влияние нестабильности частоты генераторов на результат измерения разности фаз сигналов.

В ходе эксперимента проверялась возможность практической реализации ПМОО на основе фазовых измерений, работоспособность предлагаемых технических решений, соответствие реальных измерений ожидаемым теоретическим оценкам, правильность работы созданного специализированного программного обеспечения.

Предварительно оценивался уровень аппаратурной погрешности. Для этого на входы приемных каналов подавался сигнал от одной общей антенны.

На следующем этапе приемные каналы работали со своими антеннами типа «волновой канал», рассчитанными и изготовленными для приема 2-го ТВ канала, транслируемого Харьковским телецентром.

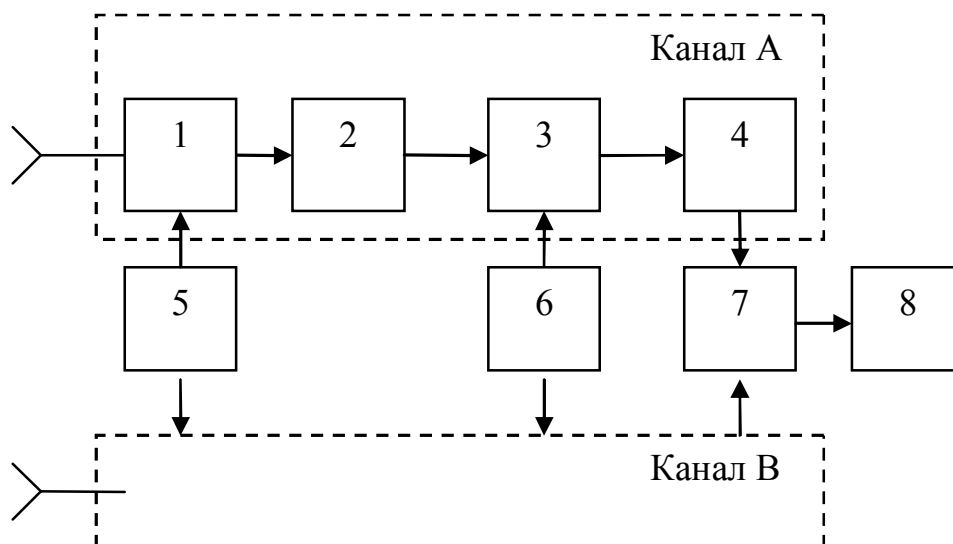


Рис. 4.7. Структурная схема лабораторного стенда для сличения шкал эталонов по фазе несущей частоты: 1 – селектор каналов метровый; 2 – усилитель промежуточной частоты (УПЧ - 38 МГц); 3 – смеситель; 4 – второй УПЧ (2 МГц); 5, 6 – гетеродины; 7 – двухканальный цифровой осциллограф; 8 – ПК

На третьем этапе в одном из каналов между приемником и антенной включался дополнительный отрезок кабеля длиной 1 м.

Результаты обработки измерений по фазе несущей частоты ТВ сигнала показаны на рис. 4.8, а именно: на рис. 4.8а – массив данных по определению разности аппаратурных задержек (1500 измерений); 4.8б – гистограмма результатов измерений по определению разности аппаратурных задержек; 4.8в – массив данных по измерению разности времени прихода сигналов (1000 измерений); 4.8г – гистограмма результатов измерений разности времени прихода сигналов; 4.8д – массив данных при введении известной задержки (1000 измерений); 4.8е – гистограмма результатов измерений при введении известной задержки.

По результатам обработки данных получены такие результаты:

- среднее значение разности аппаратурных задержек при общем антенном спуске при измерении на частоте 2 МГц равно 5,5 нс, что при пересчете для значения частоты телевизионного канала 77,25 МГц это соответствует значению 0,14 нс;

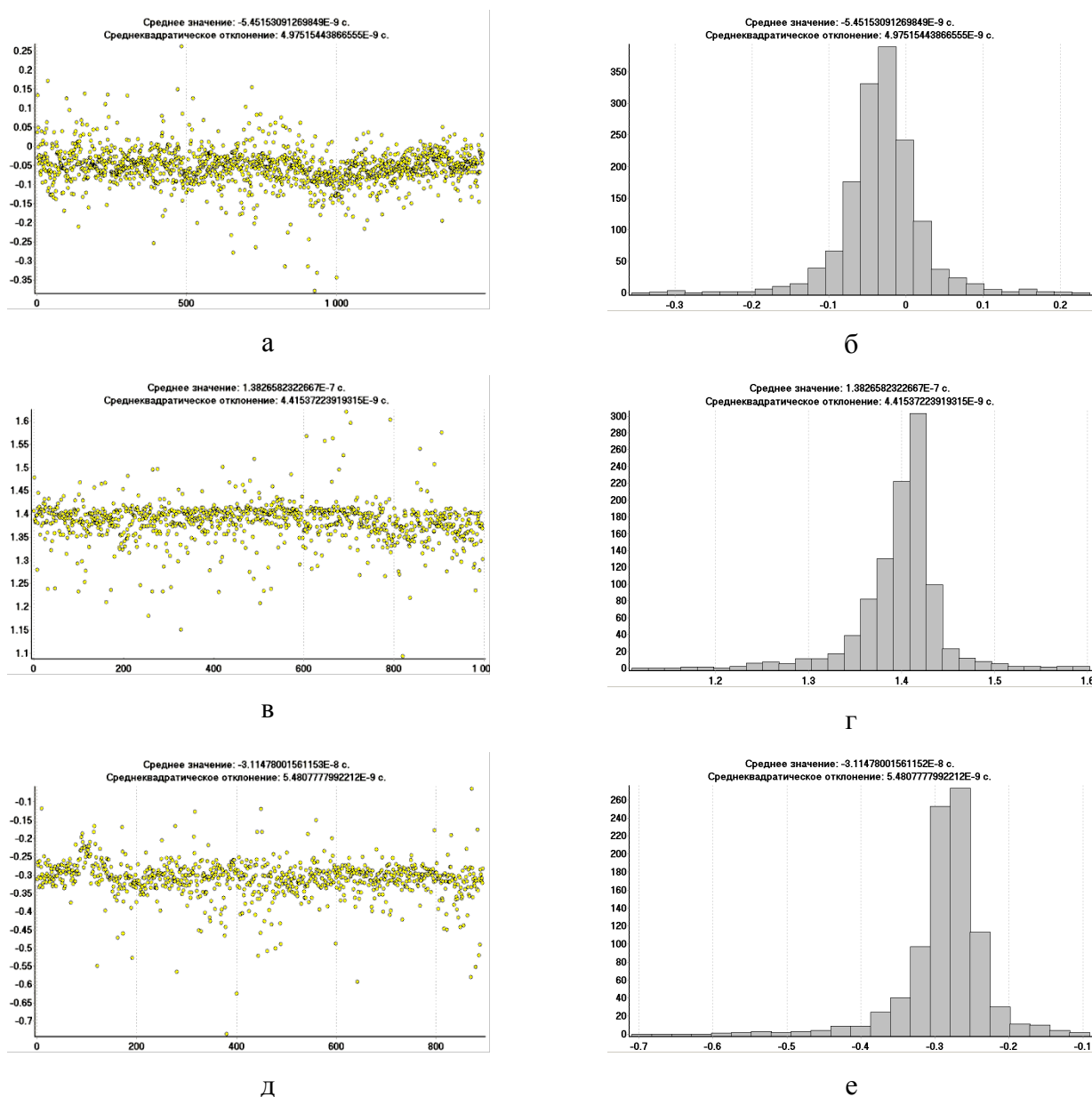


Рис. 4.8. Результаты обработки измерений по фазе несущей частоты ТВ сигнала: а) – массив данных по определению разности аппаратных задержек; б) – гистограмма результатов измерений по определению разности аппаратных задержек; в) – массив данных по измерению разности времени прихода сигналов; г) – гистограмма результатов измерений разности времени прихода сигналов; д) – массив данных при введении известной задержки; е) – гистограмма результатов измерений при введении известной задержки.

- измеренное значение разности времени прихода сигналов от ОИ до приемных антенн составляет 10 нс (0,26 нс на ВЧ);

- полученное в ходе обработки СКО результатов измерений имеет величину 5 нс (0,13 нс для ВЧ).

При введении дополнительного отрезка кабеля разность времени задержки сигналов составила приблизительно 170 нс, что с учетом пересчета на частоту принимаемого сигнала соответствует расчетному значению.

Полученные экспериментальные данные полностью подтвердили реализуемость принципов функционирования ПМОО и возможность создания высокоточных МПСС, использующих фазовые измерения.

#### 4.3. Результаты экспериментальных исследований МПСС с компенсацией многолучевости сигнала цифрового наземного телевидения

##### 4.3.1. Экспериментальная проверка алгоритма компенсации многолучевой помехи в МПСС

Для проверки алгоритма компенсации многолучевого сигнала в МПСС в соответствии с выражениями (2.30), (2.31) реализована аппаратно-программная экспериментальная установка, структурная схема которой представлена на рис. 4.9 [23, 29, 149]. В состав данной установки входят два идентичных радиоприемных канала (полосовые фильтры – ПФ, смесители – См. и гетеродины – Гет.), обеспечивающие прием одного и того же вещательного канала цифрового наземного телевидения и его преобразование на промежуточную частоту 38 МГц. Эти сигналы поступают на входы двухканального цифрового осциллографа (ЦО), который выполняет функцию аналого-цифрового преобразователя, то есть непрерывные сигналы  $s_A(t)$  и  $s_B(t)$  переводятся в дискретную форму  $s_A[t]$  и  $s_B[t]$ . Последующая часть схемы реализована в виде специализированного программного обеспечения, при помощи которого на первом этапе в каждой сигнальной выборке смеси сигнала и многолучевой помехи, записанных в 1-м приемном канале, вычитаются

значения полезного сигнала, полученные при помощи 2-го канала, в котором многолучевая помеха отсутствует. Таким образом формируются выборки 1-го канала, в которых присутствуют только составляющие многолучевой помехи, то есть, как некоррелированная, так и частично-коррелированная составляющие. В этом участвуют управляемый аттенюатор (Ат.1), который управляется сигналом коррелятора (Кор.1), и сумматор (Сум.1). Помеховые составляющие формируются на выходе Сум.1.

На втором этапе смесь сигнала и помехи 1-го канала складывается с противофазной выделенной помехой, благодаря чему многолучевая помеха компенсируется. Таким образом на выходе схемы (выход Сум.2) формируется сигнал ОИ 1-го канала, в котором подавлена многолучевая помеха и становится возможным проведение высокоточных сличений шкал эталонов времени и частоты.

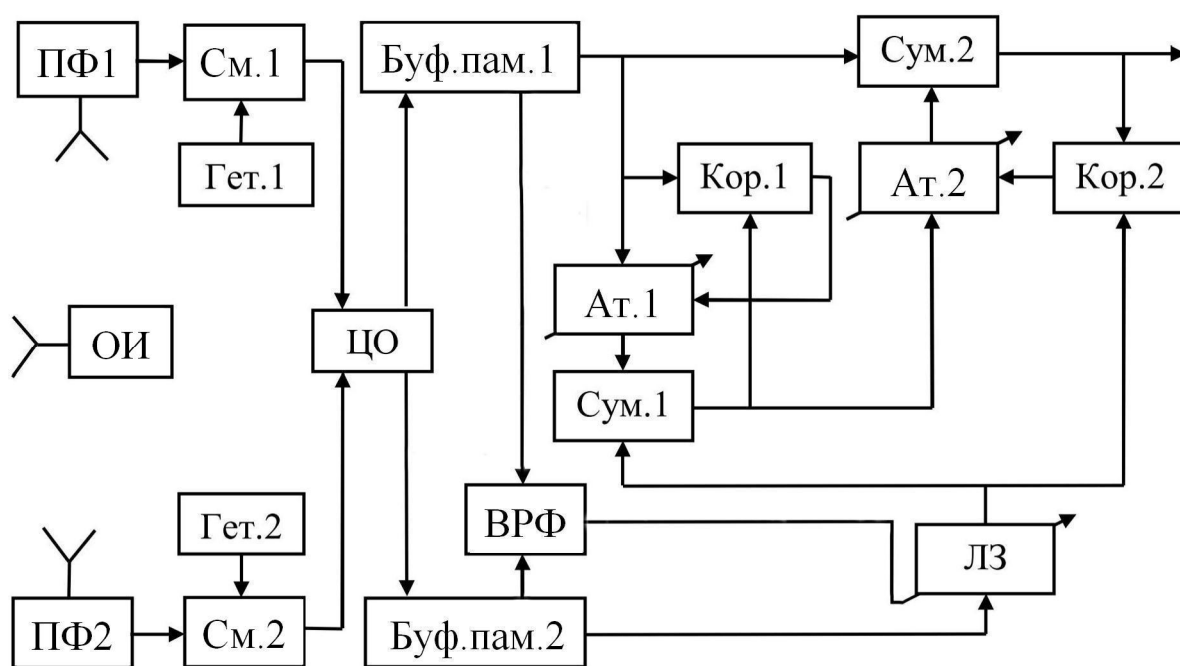
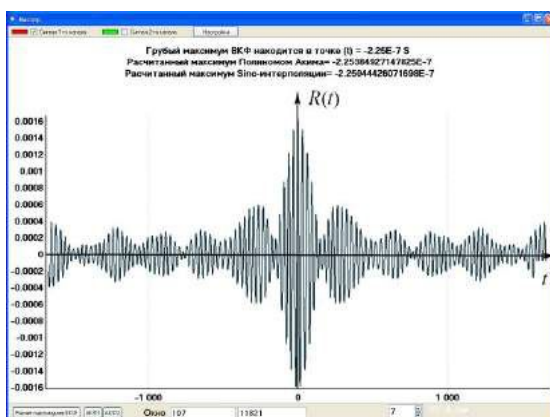


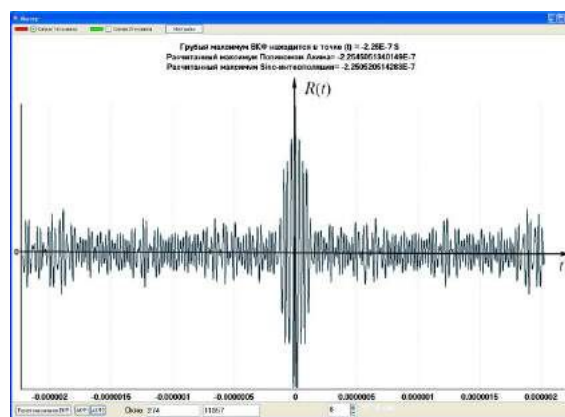
Рис. 4.9. Структурная схема экспериментального стенда

На рис. 4.10 представлены АКФ, ВКФ и спектры исходных сигналов, которые использовались для проверки работоспособности стенда, программного обеспечения и алгоритма подавления многолучевого сигнала, так на рис. 4.10а и рис. 4.10б показаны АКФ идентичных сигнальных выборок, при-

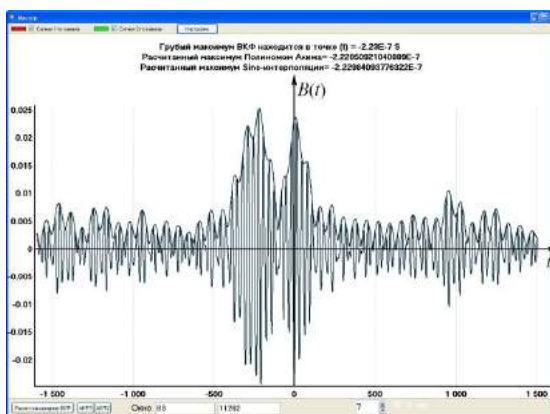
нятых в канале без помехи (рис. 4.10а) и при наличии переотраженного сигнала (рис. 4.10б).



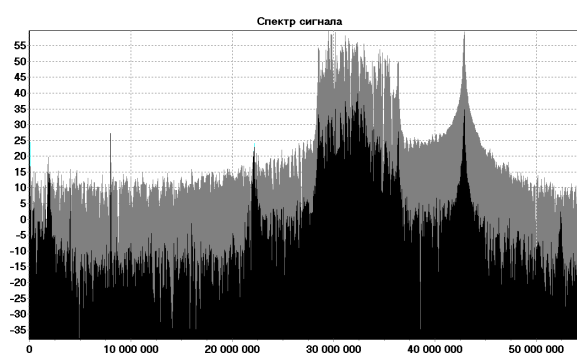
а) АКФ сигнала ОИ без помехи



б) АКФ зашумленного сигнала ОИ



в) ВКФ сигналов при уровне помехи 90%



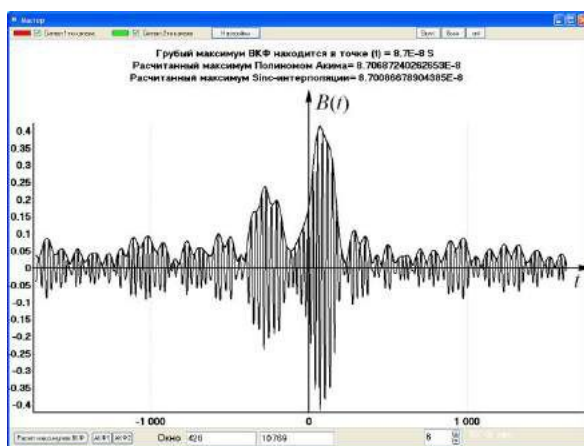
г) Спектры сигнальных выборок без помехи (серый цвет) и с помехой (черный цвет)

Рис. 4.10. АКФ, ВКФ и спектры сигналов ОИ при наличии многолучевой помехи в одном из каналов

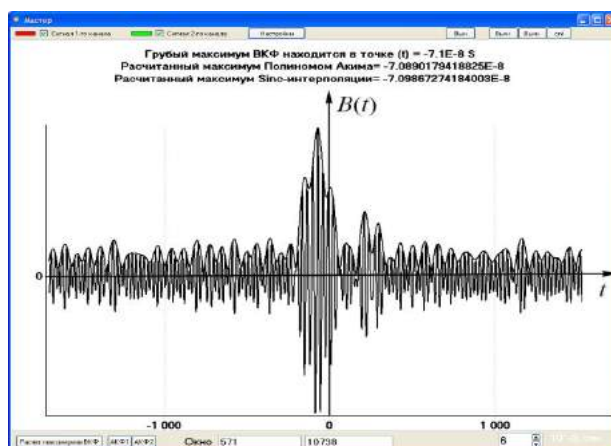
На рис. 4.10в приведена ВКФ сигналов в приемных каналах при значительном (до 90%) уровне переотраженного сигнала. На рис. 4.10г для наглядности показаны наложенные спектры пары сигнальных выборок – сигнал без помехи отображен серым цветом и имеет большую интенсивность, а сигнал с многолучевой помехой (черный цвет) сосредоточен в той же полосе и незначительно отличается от первого сигнала. Из анализа этих рисунков следует, что для работы МПСС довольно сложные условия и высокоточные сличения невозможны без принятия специальных мер по исключению влияния многолучевой помехи.

Рис. 4.11 демонстрирует работу схемы при подавлении полезного сигнала и выделении помехи с последующим подавлением помехового сигнала. Для работы компенсатора необходимо обеспечить как можно более полное временное совпадение основных сигналов ОИ, зафиксированных в приемных каналах. При этом также надо выровнять амплитуды этих сигналов. В качестве критерия равенства фаз принятых сигналов принят критерий минимума суммы амплитудных отсчетов разностного сигнала на выходе первого сумматора при взаимном дискретном смещении выборок в возможном диапазоне временного рассогласования:

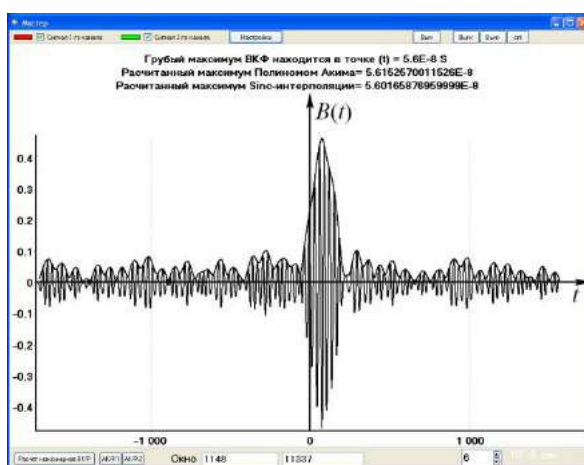
$$\sum_{i=0, j=0}^n \{X^A[i] - X^B[j]\} = \min.$$



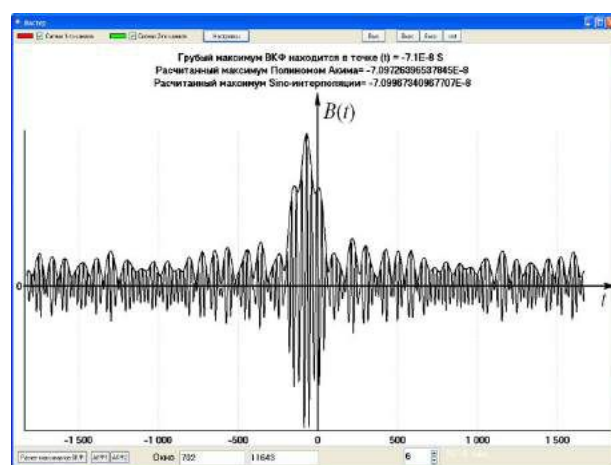
а) Подавление полезного сигнала на 50%(выход 1-го коррелятора)



б) Подавление сигнала помехи на 50%(выход 2-го коррелятора)



в) Полное подавление полезного сигнала (выход 1-го коррелятора)



г) Полное подавление сигнала помехи (выход 2-го коррелятора)

Рис. 4.11. Графики ВКФ сигналов ОИ при работе компенсатора

Выравнивание амплитуд полезных сигналов происходит при помощи первого аттенюатора по результату определения остаточного уровня полезного сигнала на выходе первого коррелятора, что демонстрируют рис. 4.11а и рис. 4.11в. Этот сигнал через второй аттенюатор поступает в противофазе на вход второго сумматора, в котором и происходит подавление помехи. Коэффициент передачи второго аттенюатора регулируется по уровню нескомпенсированного сигнала многолучевой помехи на выходе второго коррелятора, что демонстрируют рис. 4.11б и рис. 4.11г. Выходным является сигнал второго сумматора, который далее и будет использоваться для выполнения частотно-временных сличений.

#### 4.3.2. Результаты экспериментальных исследований МПСС с компенсацией многолучевой помехи при использовании сигнала ЦНТВ

С целью проверки результатов теоретических исследований и математического моделирования проведены экспериментальные исследования лабораторного макета МПСС, структурная схема которого приведена на рис. 4.12 [23, 29, 149]. Экспериментальная установка состоит из двух одноступенчатых приемных каналов, обеспечивающих прием идентичных программ ЦНТВ (приемная антенна, преселектор 1, усилитель высокой частоты 2, преобразователь частоты 3, усилитель промежуточной частоты 4, которые на первом этапе эксперимента функционируют в условиях отсутствия многолучевой помехи, а на втором этапе в одном из приемных каналов такая помеха присутствует. Наличие и отсутствие (допустимый уровень, не оказывающий влияния на качество ТВ приема) многолучевой помехи предварительно визуально определялось при помощи переносного стандартного ТВ приемника по наличию дополнительного наложенного сигнала изображения. Также в состав экспериментальной установки входят двухканальный цифровой осциллограф (ЦО) 6 и персональные ЭВМ 5, 7.

Принцип работы макета МПСС следующий. Приемные каналы при помощи ЭВМ 5, 7 настраиваются на прием одной и той же телевизионной про-



граммы ЦНТВ и сигналы промежуточной частоты 38 МГц поступают на входы ЦО. Управление работой осциллографа осуществляется через ЭВМ 7. Записанные в течение эксперимента сигнальные выборки хранятся в памяти осциллографа, а затем передаются в ЭВМ 5, где выполняется их обработка.

Эксперимент включал выполнение следующих этапов:

- сличение эталонов при отсутствии многолучевости и определение потенциальной точности МПСС;
- размещение одной из приемных антенн в условиях многолучевости и определение наличия помехового сигнала путем сравнения ВКФ сигналов ОИ при различных условиях приема;
- определение результата сличения при размещении одной из приемных антенн в условиях многолучевости;
- программно-алгоритмическое подавление многолучевого сигнала и уточнение результатов сличения эталонов.

В ходе эксперимента выполнено две серии измерений, в которых зафиксировано по 250 сигнальных выборок. Длительность каждой выборки 10 тыс. отсчетов, тактовая частота ЦО составляет 200 МГц, что более чем в 5 раз превышает значение верхней частоты спектра записываемого сигнала. По входу ЦО используется 8 разрядный аналого-цифровой преобразователь.

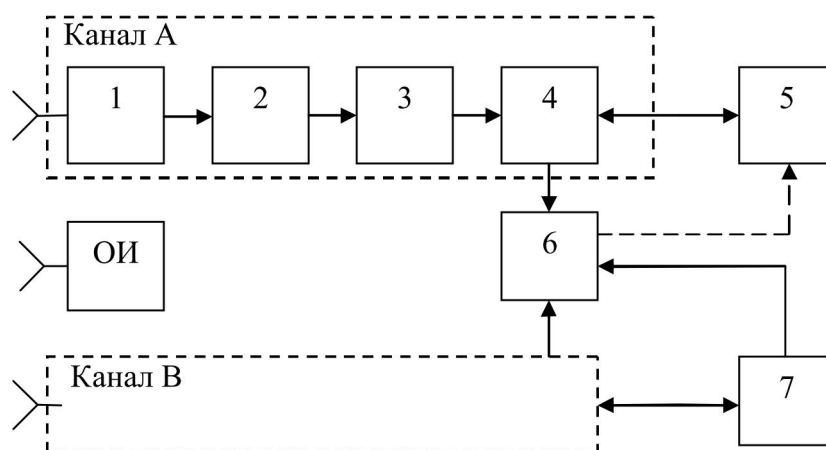


Рис. 4.12. Структурная схема лабораторного макета МПСС с подавлением многолучевой помехи: 1 – преселектор; 2 – усилитель высокой частоты; 3 – преобразователь частоты; 4 – усилитель промежуточной частоты; 5, 7 – ПЭВМ; 6 – двухканальный цифровой осциллограф

На рис. 4.13 представлены результаты обработки первой серии измерений, которые выполнялись в отсутствие многолучевости сигнала ОИ. На рис. 4.13а показан массив отсчетов, полученных в результате определения местоположения максимумов ВКФ принятых сигналов ОИ. Эти же результаты на рис. 4.13б представлены в виде гистограммы. На рис. 4.13в и 4.13д – графики изменения «скользящего» и «интервального» среднего значения, а на паре графиков 4.13г и 4.13е – «скользящего» и «интервального» СКО, которые свидетельствуют об отсутствии трендов в процессе измерений, т.е. среднее значение и СКО на протяжении эксперимента являются неизменными, что подтверждает предположение о стационарности процесса рис. 4.13а. По результатам статистической обработки результатов измерений в данном эксперименте получено значение СКО сличения шкал времени пунктов, которое приблизительно равно 4,8 нс.

На следующем рис. 4.14 показаны результаты предварительной обработки второй серии измерений, которые производились в условиях многолучевости сигнала ОИ. В процессе измерений зафиксирована серия из 250 отсчетов. Как следует из рис. 4.14а, значительная часть результатов измерений (приблизительно 35%) является ложной, то есть амплитуда лепестка ВКФ, который сформирован переотраженным помеховым (многолучевым) сигналом, превышала амплитуду сигнального лепестка, что свидетельствует о необходимости доработки алгоритма поиска максимума ВКФ для случая многолучевого сигнала. Графическое представление результатов измерений в виде точек рис. 4.14а и гистограммы рис. 4.14б показывает, что в них отсутствует «нормальность» и применение стандартной статистической обработки является некорректным.

На рис. 4.14б отображена гистограмма по результатам обработки части массива (приблизительно 140 отсчетов), которые сосредоточены в правой нижней части рис. 4.14а. Гистограмма является особенно наглядной и показывает, что в данном массиве данных присутствует два явно выраженных максимума, то есть результаты измерений являются неоднозначными и причина этого – многолучевость принимаемого сигнала.

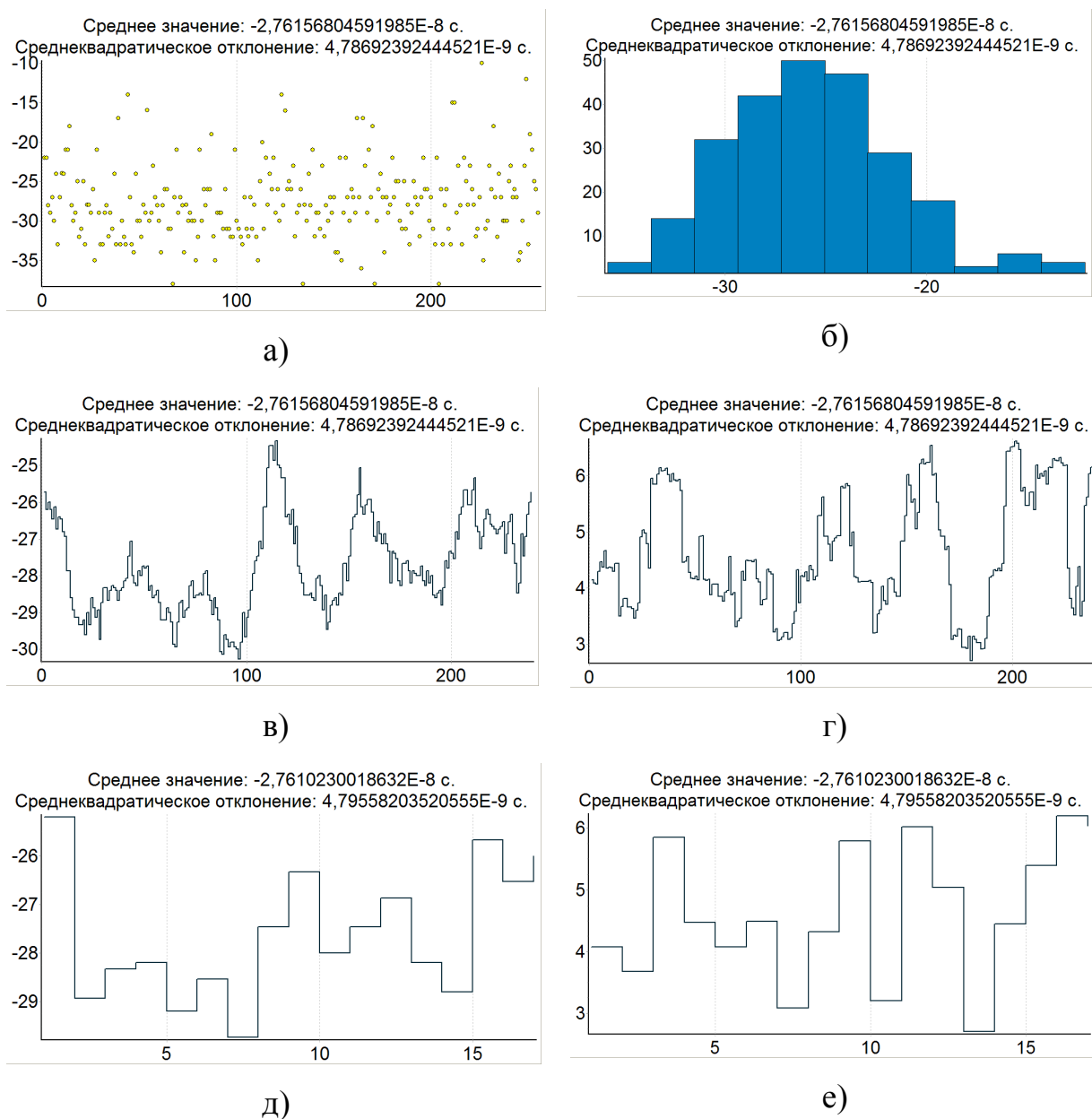


Рис. 4.13. Результаты обработки измерений при отсутствии многолучевости сигнала общего источника: а) – массив значений временного положения максимумов ВКФ сигналов; б) – гистограмма значений временного положения максимумов ВКФ сигналов; в) – график изменения «скользящего» среднего значения; г) – график изменения «скользящего» СКО; д) – график изменения «интервального» среднего значения; е) – график изменения «интервального» СКО

Данный эффект соответствует теоретическим данным, приведенным в [104, 114]. Использование стандартной статистической обработки для данного фрагмента массива также является некорректным

Обработка аномальных измерений рис. 4.14в, и рис. 4.14г свидетельствует о близости закона их распределения к нормальному и высокой вероятности ложных измерений.

Эти результаты свидетельствуют о необходимости принятия специальных мер для подавления многолучевой помехи, поскольку ни о каких достоверных измерения в подобных условиях речи быть не может.

Таким образом, результаты предварительной обработки серии измерений, полученных, когда в одном из приемных пунктов имеется многолучевая помеха, свидетельствуют о необходимости компенсации помехового сигнала, для чего следует применять разработанный алгоритм, приведенный в подр. 2.4.2.

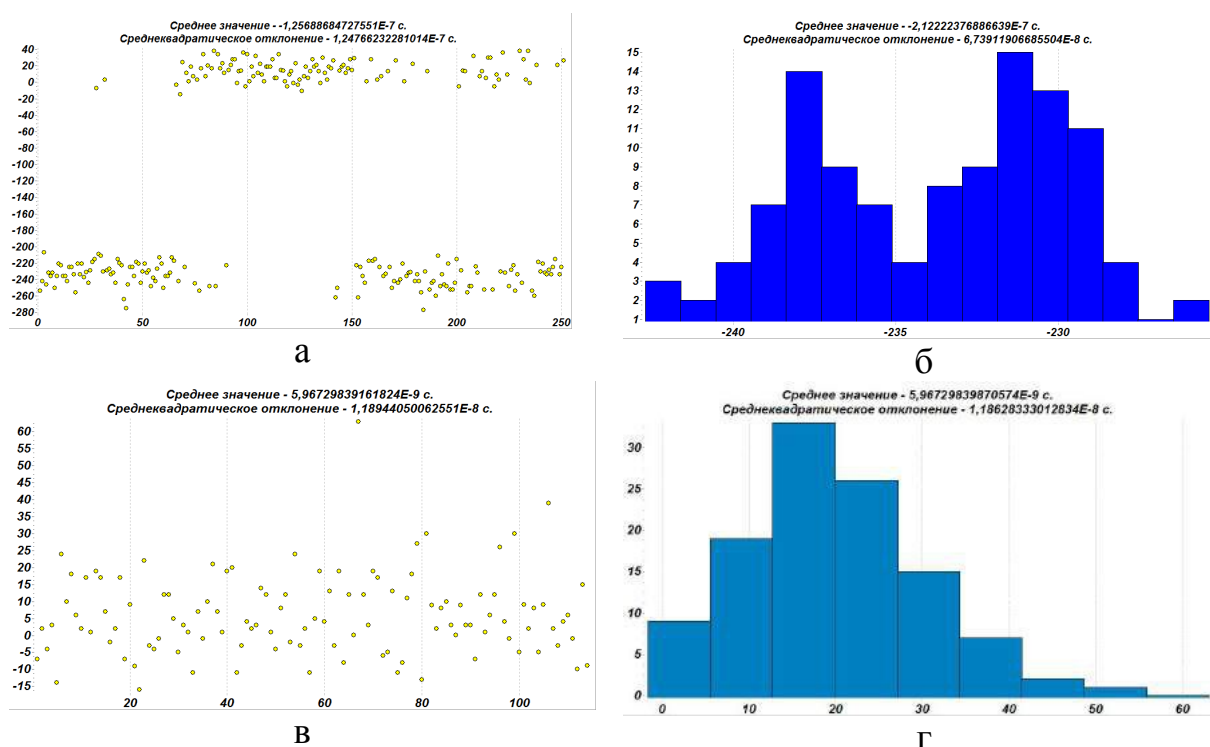


Рис. 4.14. Результаты предварительной обработки измерений в условиях многолучевого приема: а) – точечный массив результатов измерений и его гистограмма б); в) – правая нижняя часть верхнего массива и его гистограмма г); д) – точечный массив результатов аномальных измерений и его гистограмма е)

На следующем этапе эксперимента в соответствии с разработанным алгоритмом в каждой из сигнальных выборок второго пункта происходит компенсация помехи. Для этого первоначально в выборках подавляется полезный сигнал, а затем полученные выборки складываются в противофазе с исходными и выполняется компенсация помеховой составляющей. В последующих вычислениях ВКФ и определении местоположения их максимумов уже участвуют выборки, свободные от многолучевой помехи. Результат такой обработки представлен на рис. 4.15а – рис.4.15е, где на рис. 4.15а в виде точек показан массив вычисленных значений временного положения максимумов ВКФ сигналов ОИ, на рис. 4.15б эти значения изображены в виде гистограммы, на рис. 4.15в и 4.15г – график изменения «скользящего» среднего значения и «скользящего» СКО; а на паре графиков 4.15д и 4.15е – графики изменения «интервального» среднего значения и «интервального» СКО [133, 141, 142].

По результатам обработки получено:

среднее значение разности времени запаздывания сигнала ОИ между пунктами составляет приблизительно 235 нс, что соответствует расчетным данным;

СКО результатов измерений 13,8 нс, что в 4,8 раза меньше погрешности измерений, полученными без компенсации многолучевого приема.

Таким образом, результаты экспериментальных исследований подтвердили теоретически обоснованную возможность подавления частично-коррелированной и некоррелированной составляющих многолучевой помехи при приеме сигнала ОИ в МПСС.

При практической реализации программного компенсатора многолучевой помехи следует уделять особое внимание согласованию фаз и амплитуд сигналов ОИ при выделении помеховых составляющих. При этом вводить временную задержку и изменять уровень сигнала следует только в опорном канале, где многолучевая помеха отсутствует, а для выполнения сличений использовать сигнал опорного канала без каких-либо изменений [149, 150].

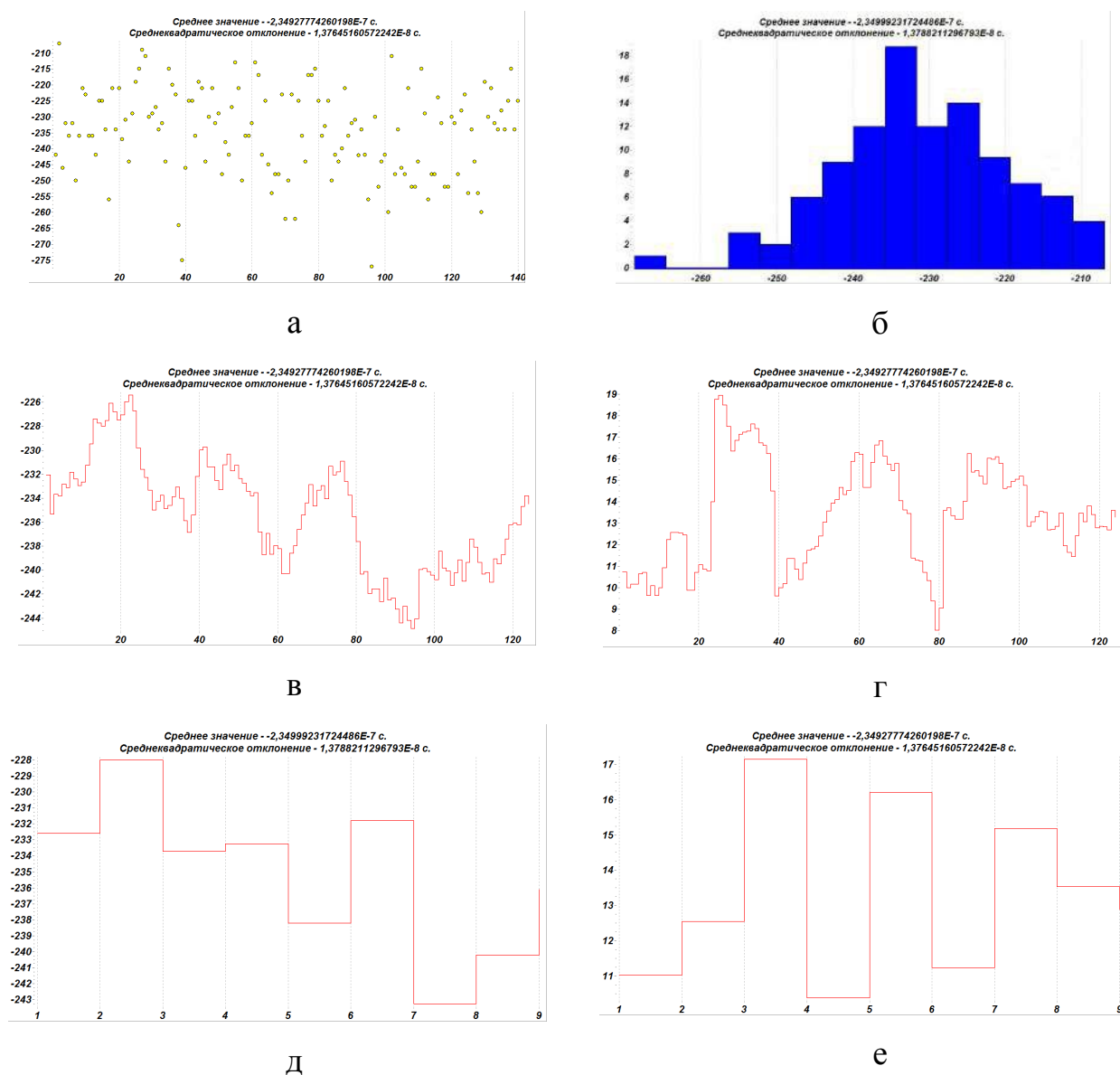


Рис. 4.15. Результаты обработки измерений после подавления помехи: а – массив значений временного положения максимумов ВКФ сигналов; б – гистограмма значений временного положения максимумов ВКФ сигналов; в – график изменения «скользящего» среднего значения; г – график изменения «скользящего» СКО; д – график изменения «интервального» среднего значения; е – график изменения «интервального» СКО

## Выводы по 4 разделу

Результаты теоретических и экспериментальных исследований свидетельствуют о возможности технической реализации высокоточной региональной ССВЧ в зоне уверенного приема сигналов цифрового телевидения.

Полученные практические результаты полностью подтверждают теоретическое обоснование возможности подавления частично коррелированной и некоррелированной помехи, находящихся в пределах временного stroba разрешения, которыми для МПСС являются переотраженные сигналы ОИ при многолучевом распространении. В проведенном эксперименте в части измерений помеховый сигнал даже превышал уровень полезного сигнала, что не сказалось на работоспособности предложенного алгоритма.

Использование разработанного метода подавления многолучевой помехи в МПСС делает возможным проведение сличений даже в условиях, когда уровень помехи превышает уровень полезного сигнала;

Результат сличения шкал эталонов времени и частоты после компенсации многолучевости сигнала ОИ соответствует реальному значению и имеет допустимое увеличение погрешности по отношению к результату, полученному при отсутствии помехи, что свидетельствует об эффективности использования разработанного метода.

Разработанный алгоритм подавления многолучевой помехи может применяться и в других разнесенных радиотехнических системах, принцип работы которых базируется на совместной обработке информации.

## ВЫВОДЫ

В диссертационной работе решена актуальная научно-прикладная задача повышения точности сличения шкал пространственно-разнесенных эталонов времени и частоты за счет использования нового метода компенсации влияния многолучевой помехи общего источника в пассивных радиотехнических системах частотно-временной синхронизации. Использование разработанного метода обеспечило повышение точности синхронизации многопозиционной пассивной системы в 4-5 раз.

При этом получены такие теоретические и практические результаты:

1. Впервые разработан метод компенсации влияния многолучевости сигнала общего источника на результирующую погрешность синхронизации в многопозиционных пассивных системах синхронизации (МПСС), который, в отличие от известных методов, позволяет осуществить одновременную компенсацию частично-коррелированных и некоррелированных многолучевых помех, находящихся в стробе временного разрешения.

2. Впервые разработана математическая модель многопозиционной пассивной системы синхронизации, в которой в отличие от известных моделей систем сличения шкал времени и частоты реализована компенсация многолучевого распространения сигнала общего источника.

3. Впервые разработаны принципы построения компенсаторов многолучевости сигнала в МПСС, которые, в отличие от известных, основаны на выделении и компенсации сначала полезного сигнала, после чего становится возможным выделение помехи и ее последующее подавление.

4. Разработан новый алгоритм компенсатора многолучевой помехи в многопозиционных пассивных системах синхронизации. В основу работы алгоритма положен модифицированный принцип корреляционной компенсации, состоящий в первоочередном выделении и подавлении полезного сигнала, что дает возможность получить составляющие многолучевой помехи для их дальнейшей компенсации.



5. Синтезирована структура компенсатора многолучевости сигнала общего источника в МПСС. Отличительной особенностью предложенного компенсатора является то, что его работа построена на выделении полезного сигнала, свободного от многолучевой помехи, который далее и используется для формирования компенсирующего сигнала.

6. Предложено новое программно-аппаратное решение реализации компенсатора многолучевости сигнала общего источника в МПСС и принципы обработки результатов измерений, что позволило впервые провести экспериментальные исследования макета МПСС с использованием сигналов Харьковского телецентра формата DVB-T2 в режиме “нулевой базы”. Использование компенсатора позволило снизить уровень помехового сигнала, обусловленного многолучевым приемом, что обеспечило снижение среднеквадратических отклонений ошибок измерений сдвига шкал эталонов времени и частоты в 4-5 раз. Благодаря реализованному методу помеха была подавлена до уровня, при котором результаты сличения эталонов практически сравнялись с результатами сличений в беспомеховой обстановке, а среднеквадратические отклонения измерений составили 12-14 нс против 3-5 нс при отсутствии помех.

7. Результаты диссертационной работы внедрены в госбюджетные НИР, которые выполнялись в ХНУРЭ, Национальном научном центре «Институт метрологии», Метрологического центра военных эталонов, а также в учебный процесс предметного курса «Радионавигационные сети и системы синхронизации», что подтверждается 4 Актами о внедрении.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Bhaskai N.D., White J., Mallette L.A., McClelland T.A., Hardy C.J. A historical review of atomic frequency standards used in space systems // IEEE Proc. of 50th International frequency control symposium. – June, 1996. – pp. 24–31.
2. Оптические стандарты частоты и фемтосекундные лазеры [Электронный ресурс] / Е. В. Бакланов, П. В. Покасов // Квантовая электроника. – 2003. - Т. 33. - № 5. - С. 383–400. – Режим доступа до журн.: <http://ke.ioc.ac.ru>.
3. Багаев С. Н. Лазерные стандарты частоты / С. Н. Багаев, В. П. Чеботаев // Успехи физических наук. – 1986. – Т. 148. – Вып. 1. - С. 143–178.
4. Wilpers G. Optical frequency wavelength references / G. Wilpers, C. W. Oates, G. Wilpers, C. W. Hoyt, Z. W. Barber, S.A. Diddams, W. H. Oskay and J. C. Bergquist // Journal of physics B: At. Mol. Opt. Phys. – 2005. – Т. 38. – p.p. S469–S495.
5. Слепов, Н. Синхронизация цифровых сетей. Методы, терминология, аппаратура [Текст] / Н. Слепов, В. Васильев // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2002. – №24. – С. 24–29.
6. Рыжков А. В. Распределение сигналов точного времени по наземным цифровым сетям электросвязи [Текст] / А.В. Рыжков, М.Н. Колтунов, Е.О. Новожилов, Н.Н. Леготин // Электросвязь. – 2007. – №10. – С. 30-34.
7. Розпорядження Кабінету Міністрів України №874-р від 25 червня 2008 р. Про схвалення концепції розвитку державної метрологічної системи на період до 2015 року. [Електронний ресурс] – Режим доступу до документу: <http://www.gdo.kiev.ua/files/db.php?st=15458&god=2008>.
8. Клейман А. С. Метрологическое обеспечение время-частотных измерений в Украине [текст] / А. С. Клейман, А. И. Левенберг, В. С. Соловьев [та ін.] // Український метрологічний журнал. – 2003. – № 2. – С. 10–19.
9. Яцків Я. С. Державна служба єдиного часу і еталонних частот – необхідний елемент розвитку наземної космічної інфраструктури України [текст] / Я. С. Яцків, Ю. І. Сафронов, Величко О. М. [та ін.] // Космічна наука і технологія. – 1997. – Т. 3. – № 1/2. – С. 7–15.

10. Яцків Я. С. Державна програма створення та розвитку державної служби єдиного часу і еталонних частот [текст] / Я. С. Яцків, О. М. Величко, Б. И. Макаренко [та ін.] // Український метрологічний журнал. – 1996. – № 4. – С. 13-16.

11. Клейман А. С. Региональная система передачи потребителям размера единиц частоты и шкал времени [текст] / А. С. Клейман, А. И. Левенберг, В. С. Соловьев [и др.] // Радиотехника. – 2001. – Вып. 121. – С. 74–76.

12. Романько В.М. Принципи побудови відомчої служби часу [текст] / Наукові праці 6-ї Міжнародної науково-технічної конференції “Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія-2008)”, том 1. Харків, ННЦ “Інститут метрології”. 2008. – с. 126-129.

13. Коваль Ю.А. Методы и алгоритмы высокоточной частотно-временной синхронизации [текст] / Ю.А.Коваль, А.А.Костыря, С.А. Плехно, Х.Х.Асаад // Зв'язок. Загально галузевий науково-виробничий журнал. № 1(97), 2012. – С. 52-59.

14. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.

15. Защита от радиопомех. Под ред. Максимова М.В., М.: «Сов. радио», 1976, 496 с.

16. Рекомендация МСЭ-R F.1093-2 Влияние многолучевости распространения радиоволн на проектирование и работу цифровых систем фиксированной беспроводной связи прямой видимости. [Електронний ресурс] – Режим доступу до документу: [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/f/R-REC-F.1093-2-200604-I!!PDF-R.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/f/R-REC-F.1093-2-200604-I!!PDF-R.pdf)

17. Коваль Ю.А. Погрешности частотно-временной синхронизации при использовании сигналов телекоммуникационных геостационарных спутников с учетом модели их перемещения [текст] / Ю.А. Коваль, Е.А. Иванова, А.А. Костыря, С.И. Ушаков и др. // Східно - Європейський журнал передових технологій. Вип. 4/10 (40). Х.: 2009. — С. 25-29.

18. Костыря А.А. Экспериментальные исследования потенциальной точности частотно-временной синхронизации при использовании сигналов цифрово-

го наземного телевидення [текст]/ А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков//Східно-Європейський журнал передових технологій. Випуск 1/9(67). Харків, 2014. — С.24-28

19. Коваль Ю.А. Оценка потенциальной точности синхронизации стандартов времени и частоты при использовании измерительного телевизионного сигнала [текст]/ Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, Е.А. Иванова и др. //Системи управління, навігації та зв'язку, 2009, випуск 2(10). — С. 40-45.

20. Должиков В.В. Исследования макета пассивной системы синхронизации по фазе несущей частоты аналогового телевизионного сигнала [текст] / В.В. Должиков, А. А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. Вып. 178. Харьков, 2014 — С. 111 - 118.

21. Коваль Ю.А. Квадратурная обработка сигналов в моделях пассивных систем частотно-временной синхронизации [текст] / Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. Вып. 182. Харьков, 2015 — С. 79 - 86.

22. Костыря А.А. Компенсация многолучевости сигнала общего источника в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. Вып. 183. Харьков, 2015 — С. 13 - 17.

23. Костыря А.А. Экспериментальная проверка алгоритма компенсации многолучевой помехи в пассивной системе синхронизации времени и частоты / А.А. Костыря, В.Н. Науменко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2016. Вып. 184. С. 94 - 99.

24. Ушаков С.І. Перспективи розвитку космічної складової системи управління Збройних Сил України [текст] / Ушаков С.І., Щербина О.В., Випорханюк Д.М.// «Проблеми створення, розвитку та застосування інформаційних систем спеціального призначення» 18-та науково-практична конф., тези доповідей. Ч.1/ Житомир: ЖВІ НАУ, 2011. – С. 170.

25. Alexander Kostyria, Sergey Plehno, Vitaliy Naumenko, Sergey Ushakov. Experimental estimation of potential accuracy synchronization of time and frequency

standards by using signals of digital TV. // International Conference TCSET'2014 „Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science”, Lviv-Slavske, Ukraine, 2014. — p. 794.

26. Ушаков С.И. Результаты экспериментальных исследований макета фазовой пассивной системы синхронизации времени и частоты [текст] / С.И. Ушаков, С.А. Плехно, В.Н. Науменко // Материалы XIX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», том 3, Харьков 2015, – с. 63-64.

27. Костыря А.А. Компенсация влияния багатопроменевості в многопозиционной пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / А.А. Костыря, С.И. Ушаков, В.Н. Науменко // Матеріали науково-техн. конференції «Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки» 15-18 грудня 2015р., ЦНДІ ОБТ, К.: – 2015, – с. 349-351.

28. Костирия О.О. Комплексні системи візуалізації інформації стаціонарних та пересувних диспетчерських пунктів керування [текст] / О.О. Костирия, С.О. Товстик, С.І. Ушаков // Матеріали науково-техн. конференції «Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки» 15-18 грудня 2015р., ЦНДІ ОБТ, К.: – 2015, – с. 388-389.

29. Ушаков С.И. Компенсация многолучевой помехи в пассивной системе синхронизации времени и частоты [текст] / С.И. Ушаков, В.Н. Науменко // Материалы XX Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», том 3, Харьков 2016, – с. 50-51.

30. McCaskill T.B., Buisson J.A. Performance of Global Position System (GPS) On-Orbit NAVSTAR Clocks // IEEE Proc. of 49th International frequency control symposium. – May/June, 1995. – p. 163.

31. Performance of GPS On-Orbit NAVSTAR Frequency Standards and Monitor Station Time References // O. Oaks, T. McCaskill, M. Largay, W. Reid, J. Buisson / [Електронний ресурс] – Режим доступу до документу:  
[http://tycho.usno.navy.mil/ptti/1998/Vol30\\_13.pdf](http://tycho.usno.navy.mil/ptti/1998/Vol30_13.pdf).

32. Global Positioning System Constellation Clock Performance \ J. Oaks, M. Largay, W. Reid, and J. Buisson // 34nd Annual Precise Time and Time Interval

(PTTI) Meeting. – pp. 77–88. [Электронный ресурс] – Режим доступа до документу: <http://tycho.usno.navy.mil/ptti/ptti2002/paper7.pdf>.

33. Development and evaluation of GPS space clocks for GPS III and beyond \ A.Wu, B. Fees \ 32nd Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. pp.389–399. [Электронный ресурс] – Режим доступа до документу: <http://tycho.usno.navy.mil/ptti/ptti2000/paper30.pdf>.

34. Глобальная система позиционирования GPS [Электронный ресурс] // Navigation Controller's Systems. – 2006. Режим доступа до документу: <http://galkom-fin.com.ua/GPS.pdf>.

35. Gouzhva Y.G., Gevorkyan A.G., Kornienko V.V. Atomic Frequency Standards for Satellite Radionavigation Systems// IEEE Proc. of 45th International frequency control symposium. – 1991. – p. 593.

36. Гофманн-Велленгоф Б. Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика [текст] / Гофманн-Велленгоф Б., Ліхтенеггер Г., Коллінз Д. – пер. з англ. ; під ред. Я. С. Яцківа. – Київ: Наук. думка, 1996. – 392 с.

37. A. Bauch, J. Achkar, S. Bize, D. Calonico, R. Dach, R. Hlavac, L. Lorini, T. Parker, G. Petit, D. Piester, K. Szymaniec, P. Urich. Comparison between frequency standards in Europe and the USA at the 10-15 uncertainty level. Metrologia, Vol. 43, pp. 109-120, 2006.

38. Арев С. Н. Использование сигналов космических аппаратов для определения метрологических характеристик мер частоты и времени [текст] / Арев С.Н., Каган С.Н., Михайлов Е.В. [и др.] // Измерительная техника. – 1993. – № 7. – С. 31-32.

39. Одуан К. Измерение времени. Основы GPS [текст] / Одуан К., Гино Б. ; пер. с англ. – Москва: Техносфера, 2002. – 400 с.

40. Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А.И. Перов, В.Н. Харисов. - М.: Радиотехника, 2010. - 800 с.

41. Гансвид И.Н. Глобальные навигационные спутниковые системы [Электронный ресурс] // Режим доступа до документу: [//www.chronos.msu.ru/old/RREPORTS/gansvind\\_izmerenie.pdf](http://www.chronos.msu.ru/old/RREPORTS/gansvind_izmerenie.pdf)

42. Метрологічне забезпечення. Основні положення: ДСТУ 2682-94. – [Чинний від 1995-01-01]. – К.: Держстандарт України, 1994. – 16 с. – (Національний стандарт України).

43. Руководство по выражению неопределенности измерения: Перевод с англ. под науч. ред. проф. Слаева В.А. - ВНИИМ им. Д.И. Менделеева, С.-Петербург, 1999. - 134 с.

44. Мангелл А. Дж. Национальные эталоны времени и частоты [текст]/ Мангелл А. Дж. // ТИИЭР. –1986. –Т.74, № 1.

45. T.E. Parker and D.B. Sullivan. Update on time and frequency activities at NIST. 31st Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. Pp. 231-239.

46. P. Fenton, NovAtel, Canada; E. Powers, USNO; B. Klepczynski, ISI; M. Weiss, NIST; W. Lewandowski, BIPM, France; M. Brunet, CNES, France. Capabilities of the WAAS and EGNOS using high gain antennas for time distribution and frequency transfer. [Електронний ресурс] // Режим доступу до документу: <http://www.ion.org/meetings/past/gps2001/e4.html>

47. Victor Zhang, Michael A. Lombardi. Time and frequency transfer activities at NIST. 40<sup>th</sup> Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting. pp. 623-639.

48. Matthew Rabinowitz and Bradford W. Parkinson. The application of LEOS to Cycle Ambiguity Resolution on Navstar Transmissions for Kinematic Carrier-Phase Positioning Stan@i University Clark E. Cohen, Integrimdics Corporation.

49. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] : пер. с англ. – М.: Издат. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

50. Бирюков Н.Л. Транспортные сети и системы электросвязи. Системы мультиплексирования [текст] / Бирюков Н.Л., Стеклов В.Н. – К.: Витал, 2003.

51. Брени, С. Синхронизация цифровых сетей связи [Текст] : пер. с англ. – М.: Мир, 2003. – 456 с.

52. Колтунов М.Н. Сетевая синхронизация в системах связи. [Текст] / Колтунов М.Н, Леготин Н.Н., Шварц М.Л. – М.: Syrus Systems, 2007. – 240 с.

53. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении [текст] / Линдсей В. ; пер. англ. В.Н. Кулешова ; под ред. Ю.Н. Бакаева. – М.: Сов. Радио, 1978, – 600 с.

54. Антипов И. Е. Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации [текст] / И. Е. Антипов, Ю. А. Коваль, В. В. Обельченко. - Харьков: Коллегиум, 2006. – 308 с.

55. Коваль Ю.А. Погрешности и неопределенности фазовых радиотехнических методов синхронизации разнесенных эталонов времени [текст]/ Ю.А. Коваль, А.А.Костыря, Е.А. Иванова, А.Ф. Хусейн. //Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 169, 2012. – С. 27-36.

56. Захаров И. П. Эталоны в области электрорадиоизмерений. Справочное пособие [текст] / И. П. Захаров, Ю. Ф. Павленко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 192 с.

57. Коваль Ю.А. Выбор общего источника сигнала для региональной системы синхронизации времени и частоты [текст] / Ю.А.Коваль, А.А.Костыря, О.А.Соляник и др. //Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. Випуск 2(27). Запоріжжя: ЗНТУ, 2012. — С.63-69.

58. Коваль Ю.А. Учет канальных погрешностей пассивной системы синхронизации времени и частоты при использовании сигналов геостационарных ИСЗ [текст] / Ю.А.Коваль, А.А.Костыря, В.Ю.Приймак и др. //Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 170, 2012. – С. 210-216.

59. Коваль Ю.А. Анализ и экспериментальные оценки неопределенности измерений сдвига шкал времени с применением сигналов системы SBAS [текст] / Ю.А.Коваль, В.Ю., С.А. Плехно, А.А. Костыря и др.//Системи обробки інформації. Вип. 3 (110), Х.: ХУПС. 2013. — С. 107-111.

60. Parker T.E., Levine J. Recent improvements in the performance of the NIST AT1 time scale // IEEE Proc. of 50th Annual International Frequency Control Symposium. – 1996. – pp. 1131–1136.

61. Thomas C. Impact of new technologies on the stability and accuracy of the international atomic time TAI // IEEE Proc. of 50th Annual International Frequency Control Symposium. 1996. – pp. 1123.

62. Палий Г. Н. Синхронизация высокоточных мер времени и частоты [текст] / Палий Г. Н., Артемьева В. И. // М.: Госстандарт, 1976. – 287 с.

63. Zhalilo, A.A., Ditskiy, I.V. Elimination of cyclic phase slips of single-



Frequency kinematic GNSS observations / *Radioelectronics and Communications Systems* 55 (7), pp. 321-331, 2012

64. Винклер Г. М. Изменения в глобальной системе хранения времени Обсерватории ВМС США [текст] / Г. М. Винклер // Тематич. выпуск ТИИЭР. Радиоизмерения: методы и эталоны. - 1986. - Т. 74 - № 1. – С. 169-173.

65. Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах. / П.Ф. Поляков - М.: Радио и связь, 1986.-248 с.

66. Костира О. О. «Розвиток теорії і техніки багатопозиційних пасивних радіотехнічних систем високоточної частотно-часової синхронізації» Дис. ... докт. техн. наук за спец. 05.12.17 – Радіотехнічні та телевізійні системи. Харків, 2015. – 339 с.

67. Андреев Ю.В. Усиление хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде распространения. / Ю.В. Андреев, А.С. Дмитриев, А.В. Клецов // *Радиотехника и электроника*, 2007, – т. 52, №7, с. 838–846.

68. Морозов В.А. Оценка скорости передачи информации в локальной сверхширокополосной системе связи в условиях многолучевого распространения. В.А. Морозов, С.О. Старков, Л.В. Кузьмин // *Радиотехника и электроника* – том 53, № 5, Май 2008, – С. 594-598.

69. Okumura Y. et al. Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service / Y. Okumura et al. // *Review of the Electr. Commun. Lab.* 1968. v.16. №9-10. – p. 825-873.

70. Greenstein L.J. A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels / L.J. Greenstein, V. Erceg, Y.S. Yeh, and M.V. Clark // *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, no. 2, May 1997.

71. Михайлов С. Влияние многолучевости распространения радиоволн от навигационного космического аппарата на точность определения координат GPS-приемником / С. Михайлов // *Беспроводные технологии*, №2, 2006.

72. Звіт по НДР “Дослідження варіантів побудови й функціонування комплексу апаратури Центру метрологічного контролю та розробка програмно-методичного забезпечення його дослідної експлуатації та державних випробувань“, № ДР 0114U00411, науковий керівник Костира О.О. , МОН України,

ХНУРЕ, Х.: – 2014. – 63 с.

73. Звіт по НДР № 287 “Створення технологій побудови багатofункціонального радіотехнічного комплексу для екологічного моніторингу ”, науковий керівник д.ф-м.н. Должиков В.В., № ДР 0114U002697 (2014-2015 р.р.).

74. Коваль Ю.А. Анализ возможностей метода общего охвата для высокоточной синхронизации стандартов времени и частоты в пределах прямой видимости [текст]/ Коваль Ю.А., Костыря А.А., Обельченко В.В. и др. // Радиотехника. Информатика. Управління. - Запоріжжя: ЗНТУ, 2009. – № 1(20). —С. 21-30.

75. Бавыкина В. В. К вопросу о потенциальной точности фиксации временного положения сигналов при сличении шкал хранителей времени [текст] / Бавыкина В. В., Коваль Ю. А. //Радиотехника.– Харьков: Изд-во ХГУ, 1981. – Вып.57. – С.63–69.

76. Бавыкина В. В. Анализ влияния боковых пиков сложных сигналов на погрешность сличения высокоточных шкал времени [текст] / Бавыкина В. В., Коваль Ю. А. //Радиотехника.– Харьков: Изд-во ХГУ, 1981. – Вып. 59.– С.50–57.

77. Карлов Д.В. Развитие теории оценивания параметров радиосигналов. Основы энергетического оценивания / Карлов Д.В., Певцов Г.В., Пичугин М.Ф. и др. // Системи обробки інформації. – Харків: ХУПС. – 2013. – Вип. 9 (116). – С. 64 – 78.

78. Ю.Б.Зубарев, М.И. Кривошеев, И.Н. Красносельский. Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы. – М.: НИИ радио, 2001. – 568 с.

79. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю.П.Гришин, В.П.Ипатов, Ю.М.Казаринов и др.; Под ред. Ю.М.Казаринова //М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

80. ITU-R. Russian Federation. The appropriate strategy for introduction and implementation of digital terrestrial TV broadcast service taking account existing terrestrial broadcast service. – Doc. 6E/57, 6P/41.12 March 2001.

81. ITU-R. Doc. 6S/3-E, 4.07.2000. (Appendix 8 to Doc. 11A/135) – Attachment: Digital Television Receivers for Multiple Physical Delivery Systems.

82. Сетевые спутниковые радионавигационные системы [текст] / [Шебчаевич В. С., Дмитриев П. П., Иванцевич Н. В. и др.]; под ред. В. С. Шебчаевича. [2-е изд.]. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.

83. Соловьев Ю. А. Системы спутниковой радионавигации [текст] / Ю. А. Соловьев. – М.: Эко-Трендз, 2000. – 267 с.

84. Хомяков Э. Н. Оценка частотно-временных расхождений аппаратуры потребителей глобальной навигационной спутниковой системы [текст] / Э. Н. Хомяков, В. Н. Романько, Е. Э. Наумова //Український метрологічний журнал. - 2000. – Вип. 3. С. 15–16.

85. Сидоренко Г. С. Використання сигналів супутникових радіонавігаційних систем для порівняння шкал часу [текст] / Г. С. Сидоренко, В. С. Соловьев, О. О. Ткачук // Космічна наука і технологія. – 2001. – Т. 7. № 9.– С. 77–82.

86. Болотов И. М. Развитие научно-технических основ СЕВ. [текст] / Болотов И. М., Геворкян А. Г. //Радионавигация и время. – 1992. – № 1. с. 50 – 52.

87. Блинов И. Ю. Об оценке суммарной погрешности территориально распределенного группового эталона единиц времени и частоты [текст] / И. Ю. Блинов, А. С. Гончаров // Измерительная техника. – 2008. – № 6. С. 24–26.

88. Финкельштейн А. М. Фундаментальное координатно-временное обеспечение [текст] / А. М. Финкельштейн // Вестник Российской Академии Наук. – 2007. – Т. 77. – № 7. С. 608–617.

89. Макаренко Б. И. Система синхронизации и единого времени наземного автоматического комплекса управления космическими аппаратами Украины [текст] / Б. И. Макаренко, В. Ф. Кулишенко, А. Ф. Петров [та ін.] // Космічна наука та технологія. – 2001. – Т. 7. № 4. С. 107–113.

90. Яцків Я. С. Базове координатно-часове забезпечення розвитку в Україні топографо-геодезичної діяльності, землеупорядкування та навігації рухомих об'єктів [текст] / Я. С. Яцків, А. О. Корсунь, О. О. Хода // Інноваційні технології. – 2003. – Т. 1. № 4/5. С. 4–20.

91. Акулов И. И. Радиотехническая система единого времени [текст] / [И. И. Акулов, В. П. Бреславец, Э. Н. Хомяков и др.] – М.: МО СССР, 1971 – 236 с.

92. Mandache C., Vian C., Rosenbusch P., Marion H., Laurent P., Santarelli G., Bize S., Clairon A., Luiten A., Tobar M. Comparison with an Uncertainty of  $2 \times 10^{-16}$  between Two Primary Frequency Standards. - [Электронный ресурс] – Режим доступа до документу: <http://tycho.usno.navy.mil/ptti/ptti2005/paper9.pdf> - 2005.

93. Parker T.E., Howe D.A., Weis M. Accurate frequency comparisons at the  $1 \times 10^{-15}$  level // IEEE Proc. of 52th Annual International Frequency Control Symposium. – 1998. – pp. 265.

94. Reid W.G., Oaks O.J. Fourier transform for non- uniformly sampled data in the study of systematic errors in common-view time transfer // IEEE Proc. of 52th Annual International Frequency Control Symposium. – 1998. – pp. 254.

95. Peters H.E., Owings H.B., MacMillan C.C., Oakley T.W., Smith L.R. Distribution, remote control and measurement of frequency stable, low phase noise standard signals // IEEE Proc. of 50th Annual International Frequency Control Symposium. – 1996. – pp. 964.

96. Клейман А. С. Проблема обеспечения единого времени в электроэнергетике [текст] / А. С. Клейман., В. Н. Романько, В. С. Соловьев [та ін.] // Український метрологічний журнал. – 2006. – № 2. С. 10–15.

97. Романько В. М. Развитие системы метрологического обеспечения радионавигационных полів спутниковых систем [текст] / В. М. Романько, Е. М. Хомяков, С. Т. Черепков // Космічна наука і технологія. - 2001. – Т. 7. №4. С. 122-125.

98. Основы теории полета космических аппаратов / под ред. Г.С. Нариманова, М.К.Тихонравова. – М.: Машиностроение, 1972. – 608 с.

99. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ. /Под ред. В. В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 862 с.

100. Папалекси Н.Д. Радиопомехи и борьба с ними. М., «Гостехиздат», 1942.

101. Пиза Д.М., Сиренко А.С., Звягинцев Е.А. Метод адаптации автокомпенсатора при воздействии комбинированных помех, «Радиоэлектроника, информатика, управление». – 2013. – №2 – С.28-31.

102. Пиза Д.М., Звягинцев Е.А., Мороз Г.В. Методы компенсации активной составляющей комбинированной помехи в когерентно-импульсных РЛС

[Текст] / Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2015г.

103. Теоретические основы радиолокации. Учебное пособие для вузов / [Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н. и др.]; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Советское радио, 1970. – 374 с.

104. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. М.: «Сов. радио», 1974.

105. Лазуткін Б.А. Радіотехнічні пристрої з компенсацією завад. К.: Вид. «Техніка», 1972.

106. Карлов Д.В. Предельные возможности ослабления внешней помехи при оптимальной пространственной обработке принимаемых реализаций полезного сигнала и помехи, подвергшихся случайному воздействию среды распространения / Карлов Д.В., Минервин Н.Н., Мисайлов В.Л. // Прикладная радиоэлектроника (научно - технический журнал). – Харьков: ХНУРЭ – 2013. – Вып.4. С. 538 – 542.

107. Справочник по теории вероятностей и математической статистике [текст]/ [Королюк В.С., Портенко Н.И., Скороходов А.В., Турбин А.Ф.]. М.: – Наука. Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1985. – 640 с.

108. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров [текст] / Корн Г., Корн Т. ; пер. с англ. И. Г. Араманович. [5-е изд.]. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1984. – 831 с.

109. Сизиков В. С. Устойчивые методы обработки результатов измерений. Учебное пособие [текст] / В. С. Сизиков. – СПб.: СпецЛит, 1999. – 240 с.

110. Гайдышев И. Анализ и обработка данных: специальный справочник [текст] / И. Гайдышев. – СПб: Питер, 2001. – 752 с.

111. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных [текст] / Бендат Дж., Пирсол А.; пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 540 с.

112. Новицкий П. В. Оценка погрешности результатов измерений [текст] / П. В. Новицкий, И. А. Зограф. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.

113. Бронштейн И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов [текст] / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1981. – 718 с.

114. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
115. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 375 с.
116. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 150 с.
117. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники [текст] / Б. Р. Левин. [3-е изд.]. - М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
118. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1966. – 678 с.
119. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
120. Тихонов В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов [текст] / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
121. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Пер. с англ./Под ред. В.И.Тихонова, В.Т. Горяинова. – М.: Сов. радио, 1972. т.1 – 744 с.: 1977. т.3 – 664 с.
122. Бондарев В. Н. Цифровая обработка сигналов: методы и средства. Учеб. пособие для вузов [текст] / Бондарев В. Н., Трёстер Г., Чернега В. С. [2-е изд.]. – Х.: Конус, 2001. – 398 с.
123. Солодовников В. В. Спектральные методы расчета и проектирования систем управления [текст] / Солодовников В. В., Дмитриев А. Н., Егунов Н. Д. - М.: Машиностроение, 1986. – 440 с.
124. Лутченко А.Е. Когерентный прием радиолокационных сигналов /М.: «Советское радио», 1973. – 208 с.
125. Самарский А. А. Математическое моделирование: Идеи. Методы. Примеры [текст] / А. А. Самарский, А. П. Михайлов. – М.: ФизМАТЛИТ, 2005. – 320 с.
126. Иглин С.П. Математические расчеты на базе MATLAB / С.П. Иглин. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 640 с.

127. Мэтьюз Джон Г. Численные методы. Использование MATLAB [текст] / Мэтьюз Джон Г., Финк Куртис Д. ; пер. с англ. Л.Ф.Козаченко ; под ред. Ю.В.Козаченко [3-е изд.]. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2001. – 720 с.
128. Коваль Ю.А. Погрешность оценки временного положения сигналов в многолучевых каналах [текст] / Ю.А. Коваль, Е.А. Иванова, А.А. Костыря и др. //Східно-Європейський журнал передових технологій. Випуск 3/12(51). Харків, 2011. — С.51-60.
129. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник [текст] / [Ширман Я.Д., Лосев Ю.И., Минервин Н.Н., Москвитин С.В. и др.]. ; под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
130. Фалькович С. Е. Статистическая теория измерительных радиосистем [текст] / С. Е. Фалькович, Э. Н. Хомяков. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.
131. Математическая энциклопедия [текст] / главный редактор И. М. Виноградов. – М.: Из-во «Советская энциклопедия», 1984. – Т. 4. – 1208 с.
132. Румшицкий, Л. З. Математическая обработка результатов эксперимента [Текст] //М.: Наука, 1971 – 192 с.
133. Грановский В. А. Методы обработки экспериментальных данных при измерениях [текст] / В. А. Грановский, Т. Н. Сирая. – Л.: Энерготомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. - 288 с.
134. Справочное руководство по небесной механике и астродинамике / под ред. Г.Н. Дубошина. – М.: Наука, 1976. – 862 с.
135. F. Meyer.1995. One-way time transfer using geostationary satellite TDF2, IEEE Trans. IM,44, 103-106.
136. Бранец В.Н. Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела / В.Н. Бранец, И.П. Шмаглевский. – М.: Наука, 1970. – 261 с.
137. Эскизный проект "Создание Системы контроля и анализа космической обстановки 1-ой очереди". Часть 2. Центр контроля космического пространства “Спостереження” ПЗ 2. – Днепропетровск: ГКБ "Южное", 1997. – 207 с.
138. Коваль Ю.А. Учет канальных погрешностей пассивной системы синхронизации времени и частоты при использовании сигналов геостационар-

ных ИСЗ [текст] / Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, В.Ю. Приймак и др. //Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. № 170, 2012. – С. 210-216.

139. Коваль Ю.А. Анализ и экспериментальные оценки неопределенности измерений сдвига шкал времени с применением сигналов системы SBAS [текст] / Ю.А. Коваль, С.А. Плехно, А.А. Костыря и др.//Системи обробки інформації. Вип. 3 (110), Х.: ХУПС. 2013. — С. 107-111.

140. Бартон Д. Радиолокационные системы [текст] - М.: Военное изд-во Министерства обороны СССР, 1967. – 480 с.

141. Лобойко Б. И. Оценка точности формирования шкал времени [текст] / Б. И. Лобойко // Измерительная техника. – 1992. – № 9. – С. 27–28.

142. Воинов В. Г. Взвешенное среднее как способ объединения результатов измерений [текст] / В. Г. Воинов // Метрология. – 1982. – № 6. – С. 3-9.

143. Бартон Д. Справочник по радиолокационным измерениям Д. Бартон, Г. Вард /Пер. с англ. под ред. М.М. Вейсбейна. - М., «Сов. радио», 1976. – 392 с.

144. В.Б. Пестряков Фазовые радиотехнические системы (Основы статистической теории) / Пестряков В.Б. - М., «Сов. радио», 1968. – 466 с.

145. Величко А.Ф. Определение усредненной разности фаз и разности частот в ретрансляционных измерителях / А.Ф. Величко, Д.А. Величко, Е.И. Вдовиченко // Радиотехника. – Х. – 2011. № 164 – С.21-29

146. Величко А.Ф. Селекция сигнала и определение фазового набега радиоволны цифровыми методами в ретрансляционных системах диагностики / А.Ф. Величко, Д.А. Величко, Е.И. Вдовиченко // Радиотехника. – Х. – 2011. № 165 – С.258-267.

147. Дудник Б. С. Критерии оценки точностных показателей радиометеорных комплексов для синхронизации шкал времени [текст] / Дудник Б. С., Коваль Ю. А., Пушкин С. Б. // Измерительная техника. 1986. –№1. С.16–18.

148. № 676 “Забезпечення функціонування Державної служби єдиного часу і еталонних частот (ДСЧЧ) в Україні“ №№ ДР 0112U008240, 0115U003818), Український метрологічний центр Державної служби єдиного часу і еталонних частот (2014-2015 р.р.).



149. “Дослідження методів синхронізації шкал часу і частоти та визначення оптимальних варіантів звірення вихідного еталона Збройних Сил України (ВЕЗСУ 07-01-01-09) часу та частоти з державним еталоном“, шифр «Промет-РТ» (2014 р.).

150. Карлов Д.В. Предельные возможности ослабления внешней помехи при оптимальной пространственной обработке принимаемых реализаций полезнаго сигнала и помехи, подвергшихся случайному воздействию среды распространения / Карлов Д.В., Минервин Н.Н., Мисайлов В.Л. // Прикладная радиоэлектроника (научно - технический журнал). – Харьков: ХНУРЕ – 2013. – Вып.4. С. 538 – 542.

## **ПРИЛОЖЕНИЯ**



«Затверджую»  
 В.о. генерального директора  
 Національного наукового центру  
 «Інститут метрології»

В. І. Колмиков

2016 р.

### А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи  
 аспіранта Ушакова Сергія Івановича  
 «Методи компенсації впливу багатопроменевості сигналу спільного джерела в  
 пасивних радіотехнічних системах частотно-часової синхронізації»  
 на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

**Комісія у складі:** голови – директора наукового центру канд. техн. наук Купка В.С., членів комісії – начальника НДЛ-22 канд. техн. наук Корецького Е.А., провідного наукового співробітника НДЛ-22 канд. техн. наук Гричанюка О.М., склала цей Акт про те, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи «Методи компенсації впливу багатопроменевості сигналу спільного джерела в пасивних радіотехнічних системах частотно-часової синхронізації» Ушакова Сергія Івановича, представленої на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук, впроваджено при виконанні науково-дослідної роботи «**Забезпечення функціонування Державної служби єдиного часу і еталонних частот (ДСЧЧ) в Україні**» (№№ держреєстрації 0112U008240, 0115U003818), що виконувалася в межах Державної програми розвитку еталонної бази та затверджена Постановою Кабінету міністрів України від 23.07.2008 р. № 676.

У звіті про НДР № 0112U008240 використані такі положення дисертації:  
 - результати моделювання пасивних радіотехнічних систем зв'язу еталонів часу і частоти, що використовують сигнали спільних джерел, і результати попередньої експериментальної перевірки альтернативного методу зовнішніх зв'язів (розділ 7.5);  
 У звіті про НДР № 0115U003818 використані наступні положення дисертації:  
 - дослідження нових методів вимірів і засобів вимірювальної техніки та можливості їх використання при проведенні дослідницьких робіт в області вимірів часу і частоти (розділ 7.4).

Виконані дисертантом дослідження показали принципову можливість створення в Україні багатопозиційної пасивної системи зв'язу еталонів часу і частоти.

Комісія відмічає доцільність використання положень, розробок і практичних рекомендацій кандидатської дисертації Ушакова Сергія Івановича у ДСЧЧ України.

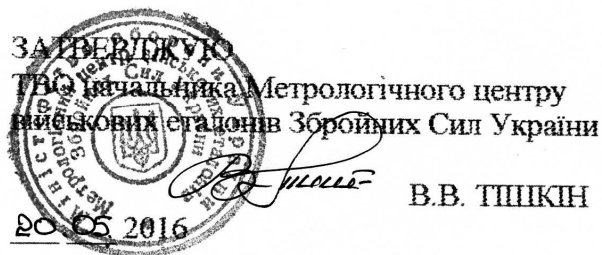
Голова комісії: директор НЦ-2, к.т.н.

Члени комісії: начальник НДЛ-22, к.т.н.

п.н.с., к.т.н.

\_\_\_\_\_ Купко В.С.  
 \_\_\_\_\_ Корецький Е.А.  
 \_\_\_\_\_ Гричанюк О.М.

## Приложение Б

**АКТ**

про впровадження результатів дисертаційної роботи  
УШАКОВА Сергія Івановича

“Методи компенсації впливу багатопроменивості сигналу спільного джерела  
в пасивних радіотехнічних системах частотно-часової синхронізації”  
на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Комісія у складі:

голова комісії: ТВО начальника науково-дослідного відділу  
військових еталонів (НДВВЕ) – заступника начальника Метрологічного  
центру військових еталонів Збройних Сил України (МЦВЕ ЗС України)  
Ніколенко В.В.;

члени комісії:

старший науковий співробітник НДВВЕ МЦВЕ ЗС України, кандидат  
технічних наук, старший науковий співробітник Гаврилов А.Б.;

старший науковий співробітник НДВВЕ МЦВЕ ЗС України, кандидат  
технічних наук, старший науковий співробітник Рондін Ю.П.;

Склала цей акт про те, що при виконанні НДР “Дослідження варіантів  
побудови й функціонування комплексу апаратури Центру метрологічного  
контролю та розробка програмно-методичного забезпечення його дослідної  
експлуатації та державних випробувань” (№ держреєстрації 0114U00411),  
співвиконавець – Харківський національний університет радіоелектроніки,  
реалізовані наступні результати дисертаційної роботи Ушакова С.І.:

- запропонований новий метод компенсації впливу  
багатопроменивості сигналів спільного джерела на результуючу  
похибку синхронізації пасивної системи синхронізації шкал часу і  
частоти;
- оригінальна математична модель багатопозиційної пасивної  
системи синхронізації шкал часу і частоти;
- нові принципи побудови компенсаторів багатопроменивих  
сигналів у пасивних системах синхронізації шкал часу і частоти;
- нові програмно-апаратні рішення реалізації компенсатора  
багатопроменивості сигналу спільного джерела у пасивних  
системах синхронізації і принципи обробки результатів

вимірювань і результати реалізації апаратурного комплексу для експериментальних досліджень макета пасивної системи синхронізації з використанням наземного TV.

Впровадження зазначених результатів досліджень дозволяє удосконалити багатопозиційні пасивні системи синхронізації шкал часу і частоти, а також науково обґрунтувати технічні рішення щодо створення апаратурного комплексу Центру метрологічного контролю сигналів частотно-часової інформації, оптимізувати методики метрологічної атестації робочих еталонів військового призначення часу і частоти, та методики метрологічної атестації робочих еталонів військового призначення часу і частоти.

Голова комісії:

ТВО начальника НДВВЕ – заступника начальника МЦВЕ ЗС України

 В.В. НИКОЛЕНКО

Члени комісії:

старший науковий співробітник НДВВЕ МЦВЕ ЗС України,  
кандидат технічних наук,  
старший науковий співробітник


 А.Б. ГАВРИЛОВ

старший науковий співробітник НДВВЕ МЦВЕ ЗС України,  
кандидат технічних наук,  
старший науковий співробітник

 Ю.П. РОНЧІН

## Приложение В

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-методичної роботи  
Харківського національного  
університету радіоелектроніки


С.Є. Ігнат'єв

2016 р.

## А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи аспіранта кафедри  
«Основи радіотехніки»  
Ушакова Сергія Івановича  
«Методи компенсації впливу багатопроменевості сигналу спільного джерела в  
пасивних радіотехнічних системах частотно-часової синхронізації»  
на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю  
05.12.17 – «Радіотехнічні та телевізійні системи»

Комісія у складі:

Голова комісії - зав. кафедри основ радіотехніки **Антіпов І. Є.**

Члени комісії:

проф. кафедри основ радіотехніки, к.т.н., доцент **Олейніков А. М. ;**проф. кафедри основ радіотехніки, д.ф.-м.н., проф. **Должиков В. В.**

склала цей Акт про те, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи «Методи компенсації впливу багатопроменевості сигналу спільного джерела в пасивних радіотехнічних системах частотно-часової синхронізації» Ушакова Сергія Івановича, поданої на здобуття вченого ступеня кандидата технічних наук, використані при виконанні держбюджетної науково-дослідної роботи № 287 (№ ДР 0114U002697) «Створення технологій побудови багатofункціонального радіотехнічного комплексу для екологічного моніторингу», а саме: розроблено нову математичну модель багатопозиційної пасивної системи синхронізації шкал часу і частоти, в якій реалізовано компенсацію багатопроменевого поширення сигналу спільного джерела, а також результати експериментальних досліджень макетів багатопозиційних пасивних систем синхронізації з використанням сигналів аналогового та цифрового наземного телебачення.

Голова комісії:

зав. кафедри д.т.н., проф.



Антіпов І.Є.


Члени комісії:

проф. кафедри, к.т.н., доцент



Олейніков А.М.

проф. кафедри д.ф.-м.н., проф.



Должиков В.В.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-методичної роботи  
Харківського національного  
університету радіоелектроніки



С.Є. Ігнат'єв

\_\_\_\_\_ 2016 р.

## А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи аспіранта кафедри  
„Основи радіотехніки” Ушакова Сергія Івановича  
„Методи компенсації впливу багатопроменевості сигналу спільного джерела в  
пасивних радіотехнічних системах частотно-часової синхронізації”  
на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю  
05.12.17 – „Радіотехнічні та телевізійні системи” у навчальний процес

Комісія у складі:

Голова комісії — декан факультету РТ проф. Сакало С. М.;

Члени комісії:

- завідувач кафедри „Основи радіотехніки” проф. Антіпов І.Є.;

- доцент кафедри „Основи радіотехніки” с.н.с. Гладкоскок І.Д.

цим Актом засвідчує, що у Харківському національному університеті  
радіоелектроніки при виконанні курсових та дипломних робіт студентами за  
спеціальністю 8.090701 „Радіотехніка” та при підготовці і викладанні  
спецкурсів „Радіонавігаційні мережі та системи синхронізації”, „Глобальні  
навігаційні супутникові системи” впроваджено такі результати дисертаційних  
досліджень Ушакова С.І.:

метод компенсації впливу багатопроменевості сигналу спільного джерела  
на результуючу похибку синхронізації багатопозиційної пасивної системи;

принципи побудови компенсаторів багатопроменевих сигналів у  
багатопозиційних пасивних радіотехнічних системах синхронізації;

алгоритм роботи компенсатора багатопроменевої завади у  
багатопозиційних пасивних системах частотно-часової синхронізації.

Голова комісії:

декан факультету РТ проф.

Сакало С.М.

Члени комісії:

зав. кафедри ОРТ проф.

Антіпов І.Є.

доцент кафедри ОРТ с.н.с.

Гладкоскок І.Д.