

На правах рукописи



Гарифуллин Вадим Фанисович

**МЕТОДЫ синхронизации в широкополосных
радионавигационных системах
со спектрально-эффективными шумоподобными
сигналами**

Специальность 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Красноярск – 2016

Работа выполнена в Федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Сибирский федеральный университет»

Научный руководитель: Доктор технических наук, профессор,
Бондаренко Валерий Николаевич

Официальные оппоненты: Тисленко Владимир Ильич, доктор технических наук, профессор, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Томский университет систем управления и радиоэлектроники», кафедра «Радиотехнические системы», профессор

Сидоров Виктор Геннадьевич, кандидат технических наук, доцент, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнёва», кафедра «Системы автоматического проектирования», доцент

Ведущая организация: Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», г. Железногорск

Защита состоится « 7 » июня 2016 года в 15 часов на заседании диссертационного совета Д 212.099.21 на базе Сибирского федерального университета по адресу: 660036, г. Красноярск, микрорайон Академгородок 13а, ауд. Б 1-07.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте Сибирского федерального университета <http://www.sfu-kras.ru>.

Автореферат разослан «11» апреля 2016 г.

Учёный секретарь
диссертационного совета



Дмитриев Дмитрий Дмитриевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы диссертации. В последние годы достигнуты значительные успехи в области спутниковой радионавигации. Вместе с тем интерес к наземным системам радионавигации не ослабевает. Объясняется это тем, что в критических ситуациях региональные и мобильные наземные системы военного назначения более эффективны и менее уязвимы, чем спутниковые системы. Большой интерес к наземным радионавигационным системам (РНС) нового поколения проявляют также и гражданские потребители, имеющие отношение к геодезии, картографии, службам спасения и прочим отраслям.

Дополняя спутниковые РНС и способствуя улучшению их характеристик при комплексном использовании, наземные РНС сохраняют возможность автономного функционирования. Это особенно важно для применения интегрированных систем навигации в условиях, когда нормальное функционирование спутниковых систем невозможно и наземные широкополосные РНС могут оказаться безальтернативным средством навигационного обеспечения потребителей. В этом случае осуществляется автономная синхронизация излучения опорных станций без привлечения внешних источников информации о точном времени.

К числу приоритетных проблем современной теории и практики наземной радионавигации относятся проблемы частотно-временной синхронизации опорных станций. Точность синхронизации опорных станций непосредственно влияет на точность систем навигации, а время, необходимое для синхронизации, во многом определяет время развертывания системы.

Вопросам синхронизации узкополосных систем радионавигации посвящены работы А.Д. Аргунова, С.Н. Малюкова, А.Д. Матюшенко, В.Г. Боровицкого, В.С. Жолнерова, С.П. Зарубина и других авторов. Теоретическим аспектам задачи синхронизации пространственно разнесенных эталонов времени и частоты (ЭВЧ) посвящена докторская диссертация А.С. Толстикова.

В случае широкополосных РНС трудности решения указанной проблемы значительно возрастают из-за необходимости синхронизации кодовых последовательностей опорного и принятого шумоподобных сигналов (ШПС). Вопросы синхронизации

ции широкополосных РНС до сих пор не нашли должного отражения в научных публикациях. Специфика широкополосных систем навигации требует проведения дополнительных исследований в этом направлении.

С целью расширения рабочей зоны РНС наземного базирования используют длинно- и средневолновый диапазоны, для которых характерна проблема тесноты эфира и значительные помехи техногенного происхождения. По этой причине в последние десятилетия проявляется повышенный интерес к применению в подобных системах спектрально-эффективных методов модуляции, концентрирующих излучение в минимально узких спектральных зонах. Из работ, посвящённых вопросам теории и практики применения спектрально-эффективных шумоподобных сигналов, следует отметить работы В.П. Ипатова.

На сегодняшний день глубина проработки вопросов теории и возможных направлений решения задач синхронизации опорных и бортовых станций широкополосных наземных систем радионавигации не соответствуют запросам практики. Указанные задачи являются актуальными и полностью согласующимися с принятой в России концепцией Единой системы координатно-временного и навигационного обеспечения.

Целью диссертационной работы является разработка методов синхронизации опорных и бортовых станций широкополосных наземных радионавигационных систем со спектрально-эффективными шумоподобными сигналами.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

- выбор и обоснование вида модуляции и структуры спектрально-эффективных шумоподобных сигналов радионавигационных систем;
- выбор и обоснование структуры и параметров дальномерных кодов для сигналов широкополосных РНС с временным разделением;
- разработка алгоритмов параллельного поиска спектрально-эффективных шумоподобных сигналов радионавигационных систем с временным разделением;
- разработка алгоритмов слежения за задержкой спектрально-эффективных шумоподобных сигналов радионавигационных систем с временным разделением;

- исследование помехоустойчивости алгоритмов параллельного поиска и слежения за задержкой спектрально-эффективных шумоподобных сигналов;
- разработка и исследование способов синхронизации шкал времени опорных и бортовых станций наземных широкополосных РНС с использованием спутниковых систем навигации;
- разработка алгоритмов синхронизации с использованием кодовых и фазовых псевдодалномерных измерений на основе применения аппаратуры потребителя спутниковых систем навигации;
- экспериментальное исследование предложенных способов и алгоритмов синхронизации опорных и бортовых станций.

Методы исследования. В диссертационной работе используются методы теории сигналов, теории оптимального оценивания параметров сигналов и оптимальной фильтрации, теории автоматического управления, методы математического анализа, статистического моделирования, методы цифровой обработки сигналов.

Научная новизна. Новыми являются следующие результаты работы:

1. Предложен двухкомпонентный формат спектрально-эффективных сигналов с пилотной и информационной компонентами, позволяющий значительно ослабить негативное влияние модуляции сигнала данными на системные характеристики по сравнению с существующими сигналами.
2. В отличие от сигналов с кодовым разделением предложенный формат сигналов опорных станций широкополосной РНС при временном разделении обеспечивает возможность разделения сигналов, принимаемых бортовыми станциями, без ограничения рабочей зоны РНС.
3. Разработанные алгоритмы поиска по задержке спектрально-эффективных шумоподобных сигналов существенно сокращают аппаратные затраты по сравнению с известным способом параллельного поиска при равных энергетических и временных ограничениях.
4. Разработанный способ синхронизации наземных опорных станций интегрированной радионавигационной системы обеспечивает сокращение времени синхронизации более чем в три раза по сравнению с известным способом автономной синхронизации.

Новизна полученных результатов подтверждается 4 патентами на изобретения.

Защищаемые научные положения:

1. При равных ограничениях на частотный ресурс сигналы *MSK-BOC* обеспечивают увеличение точности измерения задержки, эквивалентное энергетическому выигрышу 3,5 дБ и более, по сравнению с сигналами с традиционной *MSK*.
2. Предложенный формат сигналов, минимизирующий энергетические потери из-за пауз при временном разделении, снимает присущее кодовому разделению ограничение рабочей зоны РНС минимальной дальностью.
3. Разработанные алгоритмы параллельного поиска спектрально-эффективных сигналов с равновесовой поэлементной обработкой проигрывают в помехоустойчивости оптимальному алгоритму менее 1 дБ, обеспечивая существенные преимущества в реализации.
4. Потенциальная помехоустойчивость предложенных алгоритмов параллельного поиска *MSK*-сигналов характеризуется пороговым отношением сигнал/шум минус 40 дБ при вероятности ошибки менее 0.001 и времени поиска менее 5 с.
5. Способ синхронизации широкополосных наземных РНС с использованием спутниковых РНС обеспечивает точность синхронизации опорных станций не хуже 5 нс.

Достоверность результатов. Достоверность результатов исследований основана на корректности используемого математического аппарата, совпадении теоретических выводов, статистических результатов компьютерного моделирования и экспериментально полученных данных.

Практическая значимость результатов работы.

Результаты исследований использованы в аппаратуре опытного образца наземной широкополосной системы дальней радионавигации «Спрут», разработанной совместно ФГАОУ ВПО «СФУ» и АО «НПП «Радиосвязь» г. Красноярск и прошедшей государственные испытания. Предложенные в диссертации технические решения позволят существенно расширить рабочую зону навигационной системы, повысить точность координатно-временного обеспечения потребителей.

Результаты диссертационной работы использованы при выполнении научных проектов: «Разработка и исследование способа синхронизации станций наземных

радионавигационных систем с использованием спутниковых систем навигации» (2013 г., СФУ КФ-384, Грант Красноярского краевого фонда поддержки научной и научно-технической деятельности). «Адаптивный компенсатор структурных помех для приемников широкополосных радионавигационных систем» (2014 г., СФУ КФ-406 НИЧ СФУ, Грант Красноярского краевого фонда поддержки научной и научно-технической деятельности), "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы" (Федеральная целевая программа Соглашение № 14.575.21.0081, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57514X0081).

Результаты исследований могут быть использованы при разработке новых наземных широкополосных систем дальней радионавигации с временным разделением.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 48 работ. Из них 18 работ опубликованы в центральных рецензируемых научных журналах, рекомендованных перечнем ВАК, включая 4 патента на изобретения; 24 – в сборниках докладов международных и всероссийских конференций.

Апробация работы. Основные результаты работы представлены на конференциях «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2013, 2014 и 2015 гг.), «SibCon» (Красноярск, 2013 г., Омск, 2015 г.), «Междисциплинарные исследования в науке и образовании» (Киев, 2012), «Междисциплинарные исследования в науке и образовании» (Киев, 2012), III Международная научно-техническая конференция «Технологии разработки информационных систем» (г. Таганрог – 2012, 2013, 2014 гг.).

Структура работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка. Работа изложена на 172 страницах машинописного текста, содержит 86 рисунков, 11 таблиц. Библиографический список включает 69 наименований

Содержание работы

Во введении обоснована актуальность темы диссертации, сформулированы цель работы и задачи исследования, определены основные научные результаты, их новизна, теоретическая и практическая значимость.

В первой главе рассмотрены вопросы теории и практического применения спектрально-эффективных шумоподобных сигналов формата *MSK-BOC(l)*:

$$s(t) = \sqrt{2P_c} \left[I(t) \cos 2\pi f_0 t + Q(t) \sin 2\pi f_0 t \right], \quad (1)$$

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k S_0(t - kT), \quad Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k S_0(t - kT - \delta), \quad (2)$$

$$S_0(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{l\pi t}{T} + \frac{l\pi}{2}\right), & |t| \leq T/2; \\ 0, & |t| > T/2, \end{cases} \quad (3)$$

где P_c – мощность сигнала; f_0 – несущая (центральная) частота (начальная фаза равна нулю); $I(t)$ и $Q(t)$ – действительная и мнимая компоненты нормированной комплексной огибающей; c_k и s_k – псевдослучайные последовательности (ПСП); $S_0(t)$ – функция, определяющая форму элемента квадратурных ШПС; T – длительность элемента каждого квадратурного ШПС ($\delta = T/2l$ – длительность частотного элемента); l – число знакопеременных синусных чипов в элементах кодовых последовательностей квадратурных компонент ШПС.

При $l=1$ формула (3) определяет форму элемента сигнала с традиционной *MSK* (*minimal shift keying*), при $l \geq 2$ – сигнал с модифицированной *MSK-BOC* (*binary offset carrier*).

Проведённый сравнительный анализ свидетельствует о преимуществах *MSK-BOC*-сигналов перед сигналами с традиционной модуляцией *MSK* в точности измерения задержки: среднеквадратическое отклонение (СКО) потенциальной ошибки уменьшается в l раз.

Рассмотрены вопросы влияния ограничения спектра шумоподобных сигналов на точность измерения задержки дальномерного кода. В таблице 1 приведены характеристики сигналов *MSK*, *MSK-BOC* (2), *MSK-BOC* (3) и *MSK-BOC* (4) при ограниче-

нии спектра *согласованной полосой* $F_b = 0.3$ МГц, соответствующей определению ширины спектра по нулям главных лепестков. Значения тактовой частоты $f_T = 200, 150, 120$ и 100 кГц для сигналов *MSK*, *MSK-BOC (2)*, *MSK-BOC (3)* и *MSK-BOC (4)* соответственно.

Таблица 1– Характеристики сигналов *MSK*, *MSK-BOC (2)*, *MSK-BOC (3)* и *MSK-BOC (4)*

Вид модуляции ШПС	Полоса частот F_b , МГц	Коэффициент использования мощности γ	Эффективная ширина спектра F_3 , кГц	Выигрыш в СКО ошибки	Эквивалентный энергетический выигрыш, дБ
<i>MSK</i>	0.3	0.995	92.6	1	0
<i>MSK-BOC(2)</i>	0.3	0.989	140.7	1.5	3.6
<i>MSK-BOC (3)</i>	0.3	0.985	170.1	1.8	5.3
<i>MSK-BOC (4)</i>	0.3	0.982	189.9	2.1	6.2

В условиях указанных ограничений на частотный ресурс (полосой 0.3 МГц) сигнал *MSK-BOC (4)* обеспечивает наивысшую точность среди рассмотренных ШПС. Выигрыш в СКО ошибки сигнала *MSK-BOC (4)* составляет 2.1 раза по сравнению с *MSK*, что соответствует эквивалентному энергетическому выигрышу около 6 дБ. Применение сигналов *MSK-BOC(2)* в широкополосных РНС большой дальности наиболее целесообразно с учётом технических ограничений, связанных с реализацией аппаратуры формирования, приёма и обработки сигналов (энергетический выигрыш 3.6 дБ по сравнению с сигналом *MSK*).

Далее рассмотрены составные шумоподобные *MSK*-сигналы с пилотной и информационной компонентами. Составной сигнал описывается формулой (1), в которой *I*- и *Q*- компоненты представляют пилот-сигнал *P* и информационный *D*-сигнал соответственно (*Q*-компонента промодулирована данными). Сигнал *P* представляет собой ШПС с модуляцией *MSK-BOC(l)*. Информационная *D*-компонента – ШПС с модуляцией *MSK(l)*, отличающийся от сигнала *MSK-BOC(l)* тем, что его синусные

чипы знакопостоянные. Частота следования синусных чипов сигнала $MSK(l)$ равна $1/T$ (на длительности T элемента квадратурных ПСП укладывается l чипов). Сдвиг чипов квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ составляет $T/2l$.

Наибольший практический интерес представляет случай $l=2$. Спектр сигнала $MSK-BOC(2)$ имеет характерные провалы в области локализации основного и боковых лепестков спектра сигнала $MSK(2)$. Это позволяет уменьшить уровень взаимных помех за счёт частичного спектрального разделения пилотного и информационного сигналов.

Автокорреляционная функция полного сигнала, полученная сложением АКФ компонент $MSK(2)$ и $MSK-BOC(2)$, однопиковая, что позволяет осуществлять поиск с шагом $T/4$.

Двухкомпонентный формат спектрально-эффективных сигналов с пилотной компонентой $MSK-BOC(2)$ и информационной компонентой $MSK(2)$ позволяет значительно ослабить негативное влияние модуляции сигнала данными, обеспечивая улучшение системных характеристик: сокращение времени поиска, повышение точности и устойчивости слежения за кодовой задержкой.

Рассмотрены вопросы, связанные с выбором способа разделения сигналов. Проведённый анализ показывает, что при непрерывном излучении (способы кодового или частотного разделения) взаимные помехи в широкополосных РНС неизбежны. Способ временного разделения (ВР) обеспечивает полное отсутствие взаимных помех в режиме слежения за сигналами. Однако в режиме поиска возникающие из-за несовпадения временных диаграмм излучения и приема взаимные помехи могут привести к ложной синхронизации (по мешающему сигналу). Требования к уровню взаимнокорреляционной функции (ВКФ) используемых сигналов при временном разделении могут быть не столь высокими как при кодовом разделении. Для формирования шумоподобных спектрально-эффективных сигналов широкополосных РНС с временным разделением перспективными являются ансамбли из последовательностей *Касами*, оптимальные среди бинарных кодов по критерию минимума мощности взаимных помех. Для исключения ложной синхронизации (по мешающему сигналу) в режиме поиска необходимо использовать коды длины $N \geq 4095$.

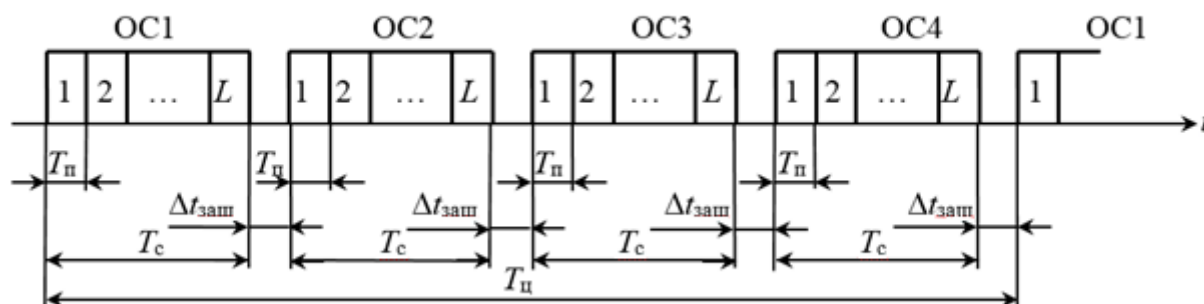


Рисунок 1 – Формат цикла навигационного сигнала при BP

Формат цикла навигационного сигнала широкополосной РНС с временным разделением (BP) излучений при четырех опорных станциях приведен на рисунке 1. Длительность ШПС каждой опорной станции $T_c = LT_n$, длительность цикла $T_{\text{ц}} = 4 T_c + \Delta t_{\text{защ}}$, где $\Delta t_{\text{защ}}$ – защитный интервал.

Проведен анализ вариантов формата цикла навигационного сигнала широкополосной РНС «Спрут» средневолнового диапазона с временным разделением излучений при четырех ОС. Основные параметры сигнала для варианта с минимальными энергетическими потерями из-за пауз следующие: $N=4095$, $L=16$, $T_c=122$ мс, $T_{\text{ц}} = 0.5$ с, $\Delta t_{\text{защ}} = 3$ мс.

Во второй главе рассмотрены вопросы автономной синхронизации опорных и бортовых станций широкополосной РНС. В общем случае автономная синхронизация предполагает поиск ШПС по времени запаздывания (грубая ступень синхронизации) с точностью, достаточной для захвата сигнала системами кодовой и фазовой синхронизации.

Оптимальная поисковая процедура, обеспечивающая минимальное время поиска, состоит в одновременном (параллельном) анализе всех точек области неопределенности. Число анализируемых точек M определяет число пар квадратурных корреляторов, которые должны быть задействованы для выполнения поиска.

Сокращение числа каналов достигается за счёт увеличения шага поиска, максимальное значение которого для *MSK*-сигнала равно половине длительности элемента ПСП квадратурных компонент. В случае временного разделения сигналов

опорных станций неопределённость по времени запаздывания ШПС определяется длительностью цикла излучения опорных станций. При поиске с шагом $T/2$ число ячеек поиска составляет $M = 2T_{\text{ц}}/T$.

Максимальное упрощение алгоритма параллельного поиска шумоподобного *MSK*-сигнала возможно за счёт аппроксимации опорных видеочастотных квадратурных сигналов знаковыми функциями. Алгоритм включает равновесовую поэлементную обработку наблюдений на интервалах, равных половине длительности элемента ПСП, когерентное накопление квадратурных корреляций на каждом цикле с последующим суммированием модулей корреляции по циклам. Принятие решения о задержке сигнала производится по максимальному значению ВКФ, соответствующему задержке опорной ПСП синхронного канала.

Предложенный алгоритм параллельного поиска шумоподобного *MSK*-сигнала обеспечивает существенные преимущества в реализации по сравнению с оптимальным алгоритмом, позволяя снизить требования к быстродействию элементной базы за счёт исключения операций умножения. При высоких вычислительных возможностях процессора время поиска для описанной процедуры всего лишь на один период превышает время, требуемое для оптимальной процедуры параллельного (M -канального) поиска.

Рассмотренный алгоритм поиска легко обобщается на случай двухкомпонентного шумоподобного *MSK*-сигнала с использованием обеих его компонент: *пилотной* и *информационной* (в том числе с пилотной и информационной компонентами формата *MSK-BOC* (2) и *MSK* (2) соответственно). В случае ШПС с пилотной и информационной компонентами формата *MSK-BOC* (2) и *MSK* (2) число каналов поиска и объём цифровых интеграторов увеличиваются в два раза: с $2N$ до $4N$.

Поиск сигналов бортовыми станциями отличается тем, что число сигналов равно 4 (по числу ОС). На первом этапе производится поиск ближней ОС на интервале задержек $0, T_{\text{ц}}$ – обнаружение “сильного” сигнала. Определяется максимальный выброс ВКФ $Z_{mj} = \max_l Z_{jl}$ ($l=0,1,\dots,N-1$) для каждого периода ($j=1,2,\dots,K$) раздельно по каждой ОС. Затем находят абсолютный максимум:

$$Z_{\text{max}} = \max_j Z_{mj}$$

Определяется 2-й по величине максимум ВКФ $Z'_{\max}$ в каналах приёма сигналов ОС1-ОС4. Далее производят сравнение двух абсолютных максимумов (двух ОС). В случае, если

$$Z_{\max} / Z'_{\max} > 20 \text{ дБ},$$

принимается решение об обнаружении сильного сигнала. Порог 20 дБ гарантирует, что значение $Z_{\max}$ соответствует «синхронному» каналу, а не является шумовым выбросом. В случае, если «сильный» сигнал не обнаружен, производится поиск всех ОС (ОС1–ОС4) в «широком» интервале задержек $(0 \dots T_{\text{ц}})$.

При наличии сильного сигнала близкой ОС время поиска может быть сокращено примерно на порядок за счёт поиска сигналов других ОС в «узком» интервале задержек (2 мс).

По завершении поиска на начальном этапе кодовой синхронизации реализуется алгоритм некогерентного слежения за задержкой (*некогерентная ССЗ*), а после установления фазовой синхронизации – алгоритм *когерентной ССЗ*. Структура некогерентного временного дискриминатора двухкомпонентного *MSK*-сигнала определяется алгоритмом:

$$\begin{aligned} Z_{\text{д}} &= Z(\Delta) - Z(-\Delta), & Z(\pm\Delta) &= \sqrt{z_1^2(\pm\Delta) + z_2^2(\pm\Delta)}, \\ z_1(\pm\Delta) &= u_1(\pm\Delta) - \hat{D}w_1(\pm\Delta), & u_1(\pm\Delta) &= \sum_{i=1}^{M_k} x_i I_i(\pm\Delta), & w_1(\pm\Delta) &= \sum_{i=1}^{M_k} y_i Q_i(\pm\Delta), \\ z_2(\pm\Delta) &= u_2(\pm\Delta) + \hat{D}w_2(\pm\Delta), & u_2(\pm\Delta) &= \sum_{i=1}^{M_k} y_i I_i(\pm\Delta), & w_2(\pm\Delta) &= \sum_{i=1}^{M_k} x_i Q_i(\pm\Delta), \\ \hat{D} &= \text{sign}[w_1(0)u_1(0) + w_2(0)u_2(0)], \end{aligned} \quad (4)$$

$$\hat{D} = \text{sign}[w_1(0)u_1(0) + w_2(0)u_2(0)], \quad (5)$$

где x_i и y_i – отсчеты наблюдений на выходах квадратурного преобразователя; $M_k = T_k / T_{\text{д}}$ – число отсчётов на интервале когерентного накопления; $u_1(\tau)$, $u_2(\tau)$, $w_1(\tau)$, $w_2(\tau)$ – квадратурные корреляции в «опережающем» и «задержанном» каналах дискриминатора (при $\tau = \Delta$ и $\tau = -\Delta$), а также в «синхронном» канале ($\tau = 0$). В соответствии с (4) синфазные корреляции u_1 и w_1 компонент I и Q каждого канала (Δ и $-\Delta$) объединяются с использованием оценки $\hat{D}$ (5) текущего бита данных. Аналогично объединяются квадратурные корреляции u_2 и w_2 компонент I и Q кана-

лов Δ и $-\Delta$. Алгоритм (4) применим как для двухкомпонентного *MSK*-сигнала, так и для сигнала формата *MSK-BOC(l) /MSK(l)*. В последнем случае временной сдвиг Δ выбирается из условия $\Delta \leq T / 2l$.

В случае *когерентной ССЗ* используется временной дискриминатор, реализующий алгоритм:

$$Z_{д1} = \sum_{i=1}^{M_k} x_i I_{опi}, \quad Z_{д2} = \sum_{i=1}^{M_k} y_i Q_{опi}, \quad Z_{д} = Z_{д1} - DZ_{д2}. \quad (6)$$

Отсчеты наблюдений x_i и y_i , поступающие с выходов синхронного детектора, перемножаются с отсчётами опорных сигналов $I_{опi}$ и $Q_{опi}$ соответственно. Результаты перемножения интегрируются на интервалах когерентного накопления, образуя сигнал ошибки $Z_{д1}$ дискриминатора для пилотной компоненты и сигнал ошибки $Z_{д2}$ дискриминатора для информационной компоненты на текущем цикле. Отсчёты сигнала ошибки на выходе дискриминатора запоминаются на $T_{ц}$ и далее поступают на петлевой фильтр и формирователь опорных сигналов ССЗ. После считывания текущих отсчётов интеграторы сбрасываются на нуль и переходят к формированию следующих отсчётов.

Для двухкомпонентного *MSK-BOC*-сигнала сложность реализации когерентного временного дискриминатора возрастает с ростом l . Сигналы формата *MSK-BOC(2)* позволяют максимально упростить реализацию когерентного временного дискриминатора. Хотя число локальных максимумов АКФ такого сигнала равно 3, характеристика временного дискриминатора не содержит «ложных» нулей.

В третьей главе проведён анализ помехоустойчивости алгоритмов поиска и слежения за задержкой *MSK-BOC*-сигналов. Оценена вероятность $P_{ош}$ аномальных ошибок, превышающих по абсолютной величине половину шага поиска Δ .

Для алгоритмов, использующих смешанное когерентно-некогерентное накопление (поиск по обеим компонентам), вероятность ошибки

$$P_{\text{ош}} \cong 1 - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \Phi(x) \Phi^{M-2}(x+q) dx, \quad (7)$$

$$P_{\text{ош}} \cong 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \Phi^{M-1}(x+q) dx,$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятности; $q = \eta_n \sqrt{n} q_0 R(\Delta/2)$, $q_0 = \sqrt{\frac{2\eta_p P_c}{N_0}} T_k$ – отношение сигнал/шум на интервале T_k когерентного накопления в «синхронном» канале (ошибка синхронизации равна нулю); n – число некогерентно суммируемых корреляций; η_n – проигрыш в отношении сигнал/шум из-за некогерентного накопления. η_p – потери из-за равновесовой обработки (0.9дБ); $R(\Delta/2)$ – значение нормированной АКФ при $\tau = \Delta/2$.

Формулы (7) определяют вероятность ошибки для случаев $\tau = \Delta/2$ и $\tau = 0$: верхняя и нижняя формулы соответственно. Во втором случае q – отношение сигнал/шум в «синхронном» канале при $R(0) = 1$.

На рисунке 2 представлены графики зависимостей вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум на интервале когерентного накопления q_0 , рассчитанных по формулам (7) (кривые 1 и 2 для $\tau = \Delta/2$ и $\tau = 0$ соответственно). Приведенные зависимости соответствуют числу ячеек поиска $M = 532220$ и числу циклов некогерентного накопления $n = 10$.

Как видно из рисунка (кривая 1), для обеспечения приемлемых значений вероятности $P_{\text{ош}} < 10^{-3}$ требуемое отношение сигнал/шум q_0 составляет около 13 дБ. При полосе приёмного тракта 0.5 МГц это соответствует отношению сигнал/шум на входе минус 40 дБ. Время поиска для рассмотренной процедуры минимально возможное и равно $t_n = nT_{\text{ц}}$, где n – число суммируемых не когерентно результатов интегрирования, полученных на каждом цикле. Так при длительности цикла $T_{\text{ц}} = 0.5$ с время поиска равно $10T_{\text{ц}} = 5$ с.

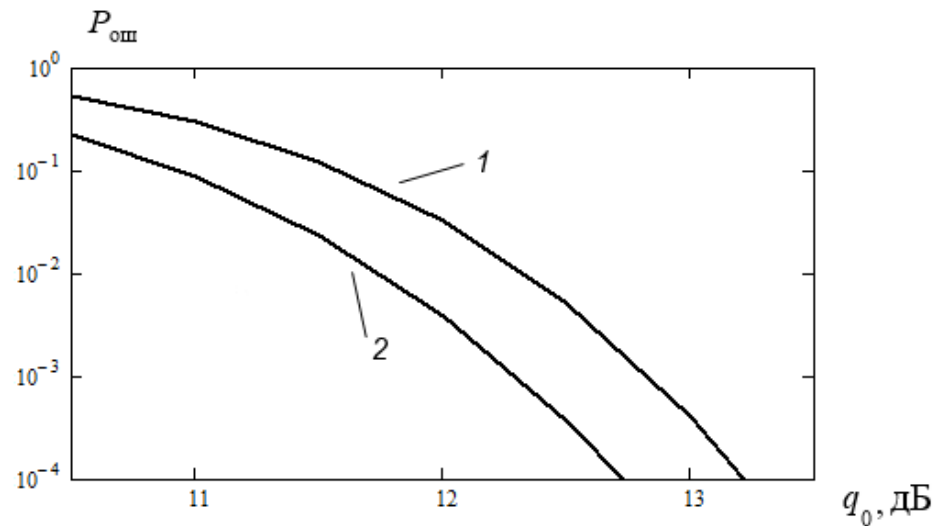


Рисунок 2. Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

На рисунке 3 представлены графики зависимостей вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от отношения сигнал/шум q_0 , рассчитанных по формулам (7) (кривые 1 и 2 для $\tau = \Delta / 2$ и $\tau = 0$ соответственно) для условий: число ячеек поиска $M = 820$ (поиск в «узком» интервале задержек, равном 2мс) число циклов некогерентного накопления $n = 4$. Символами $\bullet$, $\blacksquare$ (для соответствующих кривых 1 и 2) обозначены результаты статистического моделирования при числе испытаний 10^4 .

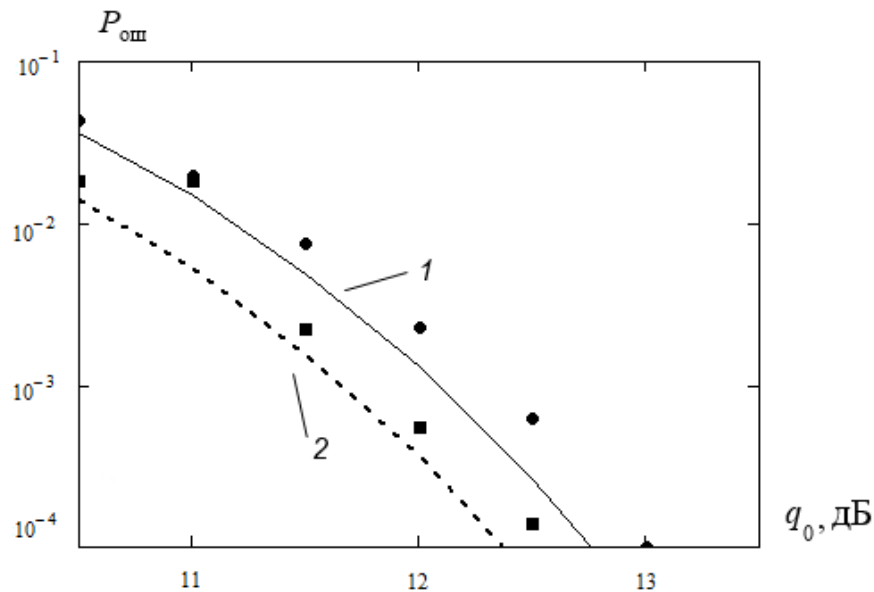


Рисунок 3. Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Как видно из рисунка, для обеспечения приемлемых значений вероятности $P_{\text{ош}} < 10^{-3}$ (кривая 1) требуемое отношение сигнал/шум q_0 составляет около 12 дБ. Время поиска для рассмотренной процедуры минимально возможное и равно $4T_{\text{ц}} = 2$ с.

Эффективность рассмотренных алгоритмов поиска с использованием обеих сигнальных компонент возрастает по мере увеличения отношения сигнал/шум и числа циклов накопления. При значениях указанных параметров, представляющих практический интерес, рассмотренный алгоритм обеспечивает помехоустойчивость, близкую к потенциально достижимой в отсутствие модуляции данными (проигрыш менее 0.2 дБ). Алгоритм поиска с использованием только пилотной компоненты сигнала заметно проигрывает в помехоустойчивости алгоритму с использованием обеих компонент сигнала (при равной мощности сигнальных компонент проигрыш составляет около 3 дБ).

Исследована помехоустойчивость временных дискриминаторов. При равной тактовой частоте сигнал *MSK-BOC* обеспечивает в l раз меньшую ошибку измерения задержки по сравнению с сигналом *MSK*. В частности, для сигнала формата *MSK-BOC(2)* выигрыш составляет 2 раза, а эквивалентный энергетический выигрыш 6 дБ.

При отношении сигнал/шум $q_0 \ll 1$ когерентный ВД с использованием обеих компонент сигнала формата *MSK-BOC(2)/MSK(2)* обеспечивает в $\sqrt{2}$ раз меньшую ошибку измерения задержки по сравнению с использованием только пилотной компоненты (за счёт увеличения q_0^2 в 2 раза). Это соответствует эквивалентному энергетическому выигрышу 3 дБ.

Проведенный анализ системы слежения за задержкой *MSK*-сигнала позволил определить потенциальные показатели помехоустойчивости и точности при воздействии флуктуационной помехи для типовых условий. При нулевой динамической ошибке СКО ошибки слежения в установившемся режиме составляет менее 100 нс при среднем времени синхронизации 30 с.

В четвертой главе рассматриваются вопросы, связанные с выбором и теоретическим обоснованием предложенных способов синхронизации опорных станций

наземных широкополосных РНС с использованием навигационной аппаратуры потребителя (НАП) спутниковых РНС.

Разработаны алгоритмы оценивания расхождения шкал времени и характеристик нестабильности частоты ЭВЧ, а также алгоритмы коррекции шкал времени и частоты. Синхронизация каждой ОС широкополосной РНС производится по сигналам навигационных космических аппаратов (НКА) путем привязки собственной шкалы времени к системной шкале ГЛОНАСС/GPS. Расхождение шкал времени определяется в результате решения системы навигационных уравнений:

$$D_j = \left[X_j - X^2 + Y_j - Y^2 + Z_j - Z^2 \right]^{\frac{1}{2}} + c\Delta\tau, \quad j=1, 2, \dots, K, \quad (8)$$

где D_j – результат измерения псевдодальности по j -му НКА; K – число радиовидимых НКА; (X, Y, Z) – координаты опорной станции, (X_j, Y_j, Z_j) – координаты j -го НКА; $\Delta\tau$ – расхождение шкал времени (ШВ) опорной станции относительно шкалы ГНСС; c – скорость распространения радиоволн.

Повышение точности определения расхождения $\Delta\tau$ достигается путем усреднения (сглаживания) результатов единичных измерений за достаточно большой интервал $T_{\text{изм}}$ (100с и более). В работе показано, что для адекватного описания нестабильности частоты ЭВЧ и прогнозирования расхождения шкал времени следует использовать математическую модель, содержащую полиномиальную компоненту с постоянными коэффициентами для описания долговременной нестабильности ЭВЧ и динамическую компоненту для описания кратковременной нестабильности:

$$\Delta\tau_k = \Delta\tau_0 + k\nu_\tau T_{\text{ц}} + \frac{1}{2}\dot{\nu}_\tau kT_{\text{ц}}^2 + \delta\tau'_k + \delta\tau_k, \quad k=1, 2, \dots \quad (9)$$

где $\Delta\tau_0$ – начальное значение расхождения $\Delta\tau$; $\nu_\tau = \Delta f / f$ и $\dot{\nu}_\tau = \dot{\Delta f} / f$ – характеристики долговременной нестабильности: значения отклонения частоты ЭВЧ от номинала и дрейфа частоты (скорости изменения); $\delta\tau'_k$ – случайная составляющая отклонения ШВ, обусловленная кратковременной нестабильностью частоты ЭВЧ; $T_{\text{ц}} = 1\text{с}$ – длительность цикла измерения; $\delta\tau_k$ – случайная ошибка единичного измерения с СКО σ_τ .

В случае, когда дрейф частоты не подлежит оцениванию ($\dot{\nu}_\tau \approx 0$), максимально правдоподобные оценки параметров $\Delta\tau_0$ и $\Delta\tau$ модели (9) определяются формулами

$$\hat{\nu}_\tau = \frac{\Delta\hat{f}}{f} = \frac{\sum_{k=1}^n k\Delta\tau_k - \frac{1}{2}n(n+1)\overline{\Delta\tau}}{n(n^2-1)/12}, \quad (10)$$

$$\Delta\hat{\tau}_0 = \overline{\Delta\tau} - \frac{n+1}{2}\hat{\nu}_\tau, \quad \overline{\Delta\tau} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^n \Delta\tau_k,$$

где $\overline{\Delta\tau}$ – выборочное среднее значение, $n = T_{\text{изм}}/T_{\text{ц}}$ – число отсчетов $\Delta\tau_k$ на интервале $T_{\text{изм}}$ (равное числу секундных интервалов).

Решение задачи высокоточного сличения частот пространственно-разнесенных ЭВЧ на основе измерения *кодовых псевдодальностей* на интервалах приемлемой продолжительности практически неосуществимо. По этой причине целесообразно проводить сличение частот на основе фазовых измерений псевдодальности, имеющих гораздо меньшую погрешность по сравнению с кодовыми измерениями. Использование фазовых измерений, выполняемых одновременно на двух и более опорных станциях, позволяет оценить отклонение частот ЭВЧ с погрешностью $10^{-14} \dots 10^{-13}$ на интервале 1000 секунд.

Проведено исследование погрешности координатно-временных определений. Результирующая погрешность измерения псевдодальности в автономном режиме с учетом всех составляющих остаточной (после компенсации) погрешности измерения псевдодальности составляет около 3 м. При этом основной вклад в результирующую погрешность вносит погрешность эфемерид.

В дифференциальном режиме в значительной мере компенсируются эфемеридная и ионосферная составляющие погрешности, а также частично – тропосферная. При этом на первый план выходит аппаратная погрешность измерения псевдодальности и погрешность многолучевости. Результирующая погрешность (СКО) псевдодальности в дифференциальном режиме составит 0,35м, что обеспечивает выполнение требований в части погрешности синхронизации шкал времени опорных станций.

Результаты экспериментальных исследований свидетельствуют о возможности относительной синхронизации временных шкал опорных станций с точностью не хуже 5 нс (СКО) на базе до 400 км. Это возможно при выполнении условий: координаты опорных станций известны с сантиметровой точностью, синхронизация осуществляется по навигационным сигналам одного выбранного определенным образом навигационного спутника, имеется возможность вычислять геометрические дальности от НКА до приемной антенны НАП по бортовым эфемеридам с погрешностью, не превышающей 1 м и по уточненным эфемеридам в режиме постобработки с погрешностями 10-20 см, для измерений псевдодальностей применяется двухчастотная помехоустойчивая аппаратура в режимах кодовых и фазовых измерений.

Основные публикации автора по теме диссертации

1. Гарифуллин В.Ф. Multiple Access Interferences in Wideband Radionavigation Systems with Spectrum-Effective Pseudonoise Signals / Valery N. Bondarenko, Timur V. Krasnov* and Rinat G. Galeev // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 3 (2015 8) 313-318.
2. Гарифуллин В.Ф. Noise immunity of a quasi-optimal correlation receiver of noiselike signals with minimum frequency-shift keying / Valery N. Bondarenko, Timur V. Krasnov* and Rinat G. Galeev // Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 58 (12), 2013 - pp. 1194-1199.
3. Гарифуллин В.Ф. Помехоустойчивость алгоритма поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией при воздействии гармонической помехи / Р.Г. Галеев, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2014. – №4-С. 3-7.
4. Гарифуллин В.Ф. Поиск по времени запаздывания шумоподобных сигналов с модифицированной минимальной частотной манипуляцией / Р.Г. Галеев, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – №5. – С. 20–25.
5. Гарифуллин В.Ф. Квазикогерентный алгоритм накопления при поиске составного шумоподобного сигнала / Р.Г. Галеев, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – №12. – С. 28–33.
6. Гарифуллин В.Ф. Navigation system with the separated data channel / Valery N. Bondarenko, Timur V. Krasnov* and Rinat G. Galeev // Control and Communica-

tions (SIBCON), 2013 International Siberian Conference on /12-13 Sept. 2013 /Krasnoyarsk.

7. Гарифуллин В.Ф. Эффективность подавления структурной помехи корреляционных приемником шумоподобного сигнала с автокомпенсатором / Р.Г. Галеев, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – №5-С. 18-22.

8. Гарифуллин В.Ф. Помехоустойчивость квазиоптимального корреляционного приёмника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / Р.Г. Галеев, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58. – № 12, С. 1236–1242.

9. Гарифуллин В.Ф. Broadband radionavigation system with the separated data channel / Valery N. Bondarenko, Timur V. Krasnov* and Rinat G. Galeev //2013 International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON. September 12–13, 2013. – Russia, Krasnoyarsk, – IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. – 978-1-4799-1062-5/13.

10. Гарифуллин В.Ф. Временной дискриминатор шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией формата MSK-BOC / Р.Г. Галеев, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Радиотехника// Москва/ Радиотехника. – 2013. – №6. – С. 89–92.

11. Гарифуллин В.Ф. Поиск шумоподобного сигнала при наличии помехи-отражения / Р.Г. Галеев, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – №1 – С. 64–70.

12. Гарифуллин В.Ф. Квазиоптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / Р.Г. Галеев, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – №9. – С. 85–90.

13. Патент 2534221 С1. МПК Н 04 В 1/10. – Оpubл. 27.11.2014. – Бюл. №33. Приоритет 27.03.2013/ В.Ф. Гарифуллин, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов.

14. Патент RU 2486683 С1. МПК Н 04 L 7/10. – Оpubл. 27.06.2013. – Бюл. №18. Приоритет 06.04.2012/ В.Ф. Гарифуллин, В.Н. Бондаренко, Т.В. Краснов.