

На правах рукописи

СОКОЛОВ Андрей Андреевич

**НЕЙТРАЛИЗАЦИЯ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПОМЕХ В РНС КОСМИЧЕСКОГО
БАЗИРОВАНИЯ**

Специальность: 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт-Петербург – 2012

Работа выполнена в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В.И.Ульянова (Ленина) на кафедре радиотехнических систем

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Ипатов Валерий Павлович

Официальные оппоненты: доктор технических наук
Пономаренко Борис Викторович, начальник сектора ОАО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры (ВНИИРА)» (г. Санкт-Петербург)

кандидат технических наук Гутин Виталий Семенович, научный сотрудник СПбГЭТУ «ЛЭТИ», кафедра радиоэлектронных средств

Ведущая организация: ОАО «Российский институт радионавигации и времени (РИРВ)»

Защита состоится « 18 » апреля 2012 г. в 14 часов на заседании совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д 212.238.03 Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) по адресу: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке СПбГЭТУ.

Автореферат разослан « 16 » марта 2012 г.

Ученый секретарь
Совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д 212.238.03

Д.т.н.

Баруздин С.А.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. В настоящее время спутниковая навигация приобрела огромную популярность. Если раньше использование космических аппаратов в целях определения координат объекта считалось исключительно прерогативой военных, то в последние годы глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) прочно вошли в повседневную жизнь сотен тысяч обычных людей по всему миру. На современном этапе гражданскому потребителю доступны две равноценные и взаимодополняющие ГНСС: GPS и ГЛОНАСС. На стадии пробных испытаний находится ГНСС Galileo, продвигаемая Европейским сообществом. В ближайшем будущем Китай планирует развернуть ГНСС двойного применения Compass. Кроме того, Япония близка к старту практического развертывания региональной навигационной спутниковой системы QZSS (Quasi-Zenith Satellite System). Подобный рост количества систем спутниковой навигации в пределах одного частотного диапазона L ведет к спектральным коллизиям как между ними самими, так и с системами в смежных спектральных диапазонах. В этом плане традиционные для ГНСС навигационные сигналы (НС) с бинарной фазовой манипуляцией, обладающие широким спектром, оказываются не лучшими с точки зрения электромагнитной совместимости и альтернативой им могут явиться спектрально-эффективные сигналы, в частности, сигналы с минимальной частотной модуляцией (МЧМ). При этом правомочен вопрос о тактических характеристиках ГНСС, использующих такие сигналы, и прежде всего о точностных показателях. Таким образом фундаментально задача сводится к оценке потенциальной точности измерения радионавигационных параметров (РНП), в частности, задержки навигационного сигнала.

Проблема обеспечения качественных навигационных измерений в условиях многолучевости является одной из ключевых в вопросах функционирования ГНСС. Поэтому сформулированную выше задачу целесообразно решать именно для сценария интерференционной картины на приемной стороне. При этом с практической точки зрения важным также является вопрос об устойчивости спектрально-эффективных сигналов к многолучевости в сценариях приема с помощью следящих систем.

Повсеместной практикой является моделирование многолучевости одной отраженной репликой прямого сигнала. Такое допущение редко соответствует действительности, что побуждает к усложнению модели в сторону увеличения числа лучей для корректного рассмотрения вопросов потенциальной точности оценки РНП. В то же время вопрос применимости однолучевой модели в разработках навигационных приложений остается открытым, поскольку использование сложных моделей отражений в реальных устройствах не всегда возможно, а адекватность упрощенных версий должна быть в достаточной степени аргументирована. В этом плане полезной может оказаться разработка алгоритмической процедуры нейтрализации многолучевости, поскольку именно алгоритмические методы наиболее чувствительны к модели сигналов, заложенных в их основе.

Названные факторы обуславливают актуальность исследования потенциальной точности оценки РНП спектрально-эффективных сигналов в условиях многолучевого распространения, анализа устойчивости таких сигналов к многолучевости и разработки алгоритмических методов ее нейтрализации.

Цель работы состоит в исследовании потенциальных характеристик измерения времени в ГНСС в том числе для сигналов спектрально-эффективного формата, а также

разработке методов нейтрализации многолучевых ошибок на основе множественных измерений. Для достижения поставленной цели в диссертационной работе предстояло решить следующие задачи:

1. На основе литературных источников рассмотреть методы борьбы с многолучевостью.
2. Принять для дальнейшего анализа конкретные форматы спектрально-эффективной модуляции.
3. Аналитически рассчитать точности измерения РНП при оптимальном приеме и ограниченном спектре сигнальных чипов для различных сценариев присутствия многолучевости, моделируемой одним и двумя лучами.
4. Разработать алгоритмическую процедуру нейтрализации негативных эффектов многолучевости и детально исследовать ее характеристики путем компьютерного моделирования.
5. Провести экспериментальные исследования с использованием записей реальных сигналов двухчастотных навигационных приемоизмерителей ГНСС.

Методы исследования. Для решения поставленных в диссертационной работе задач были использованы методы теории сигналов, теории вероятностей и математической статистики, гармонического анализа, численные методы и методы математического моделирования. Экспериментальные исследования выполнены методом полунатурного моделирования с использованием записей реальных сигналов навигационных приемоизмерителей в ГНСС.

Научная новизна. Новыми являются следующие результаты:

1. Обобщены и систематизированы результаты расчетов потенциальных границ точности оценки задержки НС для однолучевой модели отражений.
2. Получены аналитические выражения для расчета дисперсии оценки РНП при оптимальном приеме НС для двухлучевой модели отражений. Указанные равенства получены для ограниченного в частотно-селективном тракте приемника чипа стандартных и спектрально-эффективных сигналов.
3. Установлено влияние второго отраженного луча на потенциальную точность оценки РНП как для традиционных, так и для спектрально-эффективных сигналов.
4. С целью оценки устойчивости к многолучевости рассчитаны огибающие многолучевой ошибки для спектрально-эффективных сигналов в сценариях измерения РНП с помощью классического ранне-позднего дискриминатора и оптимального дискриминатора слежения за характерной точкой. Даны рекомендации по выбору параметров дискриминатора.
5. Разработан алгоритмический метод нейтрализации многолучевости, основанный на множественных наблюдениях НС в четырех каналах навигатора – стандартной и высокой точности в двух частотных диапазонах – и однолучевой модели отражений.
6. Экспериментально подтверждена работоспособность упомянутого алгоритма, путем обработки реальных данных, полученных от приемоизмерителя ГНСС.

Положения, выносимые на защиту.

1. В присутствии многолучевости для узкополосного частотно-селективного тракта приемника (полоса ограничена 1-2 лепестками) при классической минимальной

частотной модуляции выигрыш в точности достигает 1,8 раз в сравнении с используемым в ГНСС форматом модуляции BPSK..

2. Спектрально-эффективные сигналы с составной структурой чипа при широкополосном тракте приемника обеспечивают выигрыш в дисперсии оценки задержки НС до 11 дБ в сравнении со стандартными сигналами ГНСС.
3. В рамках традиционного слежения в петле АПВ спектрально-эффективные сигналы обеспечивают меньшую ошибку многолучевости при использовании как классического ранне-позднего дискриминатора, так и оптимального дискриминатора слежения за характерной точкой НС.
4. Усложнение модели отражений за счет увеличения числа лучей заметно увеличивает дисперсию оценки задержки сигнала при оптимальном приеме. Этот эффект наиболее выражен в случае стандартных сигналов BPSK и менее заметен в случае спектрально-эффективных сигналов.
5. Навигационные измерения в двух частотных диапазонах в каналах СТ и ВТ позволяют устранить многолучевую ошибку с помощью алгоритмической процедуры, основанной на однолучевой модели отражений.
6. Экспериментально доказано, что однолучевая модель отражений обладает определенной степенью адекватности и может быть использована при разработке практических приложений ГНСС.

Практическая ценность работы Основным практическим выходом работы является подтверждение конкурентоспособности спектрально-эффективных сигналов в плане потенциальной точности и устойчивости к многолучевости, аргументация в пользу адекватности однолучевой модели в практических навигационных приложениях и алгоритмический метод нейтрализации многолучевости, не требующий аппаратных изменений стандартного навигатора.

Апробация работы. Результаты работы докладывались и обсуждались на 64-й – 66-й Научной сессии, посвященной Дню Радио (СПб, 2009 – 2011); на VI и VII международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций» (Севастополь, 2010, 2011); на 62-й – 64-й конференции профессорско-преподавательского состава СПбГЭТУ «ЛЭТИ» (СПб, 2009 – 2011); на IX международном симпозиуме и выставке по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии (СПб, 2011); на Научной сессии «Школа радиэлектроники» (СПб, 2010).

Публикации. Всего по теме диссертации опубликовано 10 работ. Из них 3 работы опубликованы в центральных рецензируемых научных журналах, рекомендованных перечнем ВАК, 7 работ содержатся в сборниках материалов международных, всероссийских и межвузовских научных конференций.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка. Она изложена на 167 страницах машинописного текста, содержит 81 рисунок, 14 таблиц, библиографический список включает 100 наименований.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы, сформулированы цели, направления исследований и основные научные положения, показана научная новизна и практическая

значимость полученных результатов, содержится краткий обзор литературы по теме диссертации, сформулирована цель работы.

В первой главе проведен обзор современного состояния ГНСС, приведена краткая историческая справка. Далее сжато излагаются необходимые для дальнейшего сведения о процедурах измерения времени прихода сигналов в приемниках ГНСС, а также описывается явление многолучевости и приводится обзор известных методов борьбы с ней.

В бюджете погрешностей позиционирования по сигналам ГНСС значительный удельный вес принадлежит ошибкам, связанным с эффектами многолучевого распространения радиоволн на трассе спутник – потребитель.

Известные методы борьбы с многолучевостью основаны на аппаратном усложнении навигационного оборудования, прежде всего антенно-фидерной системы и следящих контуров навигатора. Периодичность повторения многолучевых помех позволяет использовать для их устранения фильтры с большими постоянными времени, а наращивание числа корреляторов в одном канале приемника позволяет приблизиться к потенциальным границам точности оценки РНП. В то же время такой подход ведет к увеличению стоимости аппаратуры и снижает интерес со стороны массового потребителя к навигационному оборудованию. В описанной ситуации могут иметь перспективу способы алгоритмической коррекции навигационных измерений, искаженных многолучевой помехой, основанные на обработке измерений стандартного приемника.

В качестве итога можно сделать следующие выводы:

1. При совершенствовании и модернизации ГНСС важнейшим аспектом исследований является проблема устойчивости к многолучевости.
2. На сегодняшний день не существует универсального метода борьбы с многолучевостью.
3. Большинство методов ориентировано на значительное усложнение аппаратной части НАП.
4. На данном этапе эффективные чисто алгоритмические методы борьбы с многолучевостью находятся на стадии перспективных разработок.

Во второй главе описывается и подробно рассматривается проблема спектральной совместимости ГНСС ГЛОНАСС с сигналами радиоастрономических наблюдений. В настоящее время просачивание спектральных компонент навигационных сигналов в радиоастрономическое окно строго регламентируется международным союзом электросвязи (МСЭ). Для системы ГЛОНАСС максимально допустимая плотность потока мощности у поверхности Земли установлена на уровне -194 дБ Вт/м² в полосе $F = 20$ кГц на один навигационный космический аппарат (НКА). В рамках существующих форматов модуляции столь жесткие требования можно соблюсти лишь на основе грубой режекции спектральных компонент НС в радиоастрономическом окне. Кардинальным решением этой проблемы является применение спектрально-эффективных сигналов, в частности, сигналов с минимальной частотной модуляцией МЧМ.

Сопоставление спектров МЧМ сигналов и стандартных БФМ сигналов ГНСС, показывает, что 99% полоса МЧМ сигнала на порядок меньше аналогичной у БФМ. Проблема комплексирования сигналов открытого и санкционированного доступа (ОД и СД) на одной несущей в рамках МЧМ может быть решена путем представления чипов в каждом канале в виде последовательности более коротких чипов («микрочипов»), представляющих собой полуволну косинуса. При этом узкополосный чип сигнала

открытого доступа формируется из микрочипов одной полярности, а более короткий широкополосный чип санкционированного сигнала представляет собой отрезок гармоники (рис. 1). При такой структуре чипов сложение двух потоков микрочипов, предварительно сдвинутых на половину длительности микрочипа, даст МЧМ сигнал.

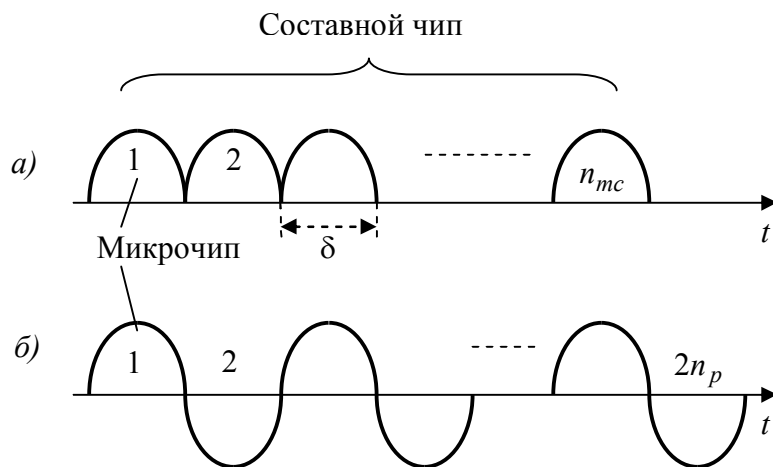


Рис. 1. К построению составных чипов

В заключительной части главы описана методика подбора параметров составного чипа исходя из требований, предъявляемых к спектру сигнала с учетом совместимости с сигналами радиоастрономии. На основе этой методики составлена таблица возможных форматов модуляции (табл. 1), отличающихся длительностью микрочипа.

Таблица 1. Возможные опции МЧМ-форматов сигналов ОД и СД в диапазоне L1

№ опции	1	2	3	4	5
Сигнал ОД	MSK(4)	MSK(5)	MSK(6)	MSK(8)	MSK(10)
Сигнал СД	ВОС-MSK(2,2)	ВОС-MSK(2,5;2,5)	ВОС-MSK(3,3)	ВОС-MSK(4,4)	ВОС-MSK(5,5)
n_m	2	2,5	3	4	5
n_c	2	2,5	3	4	5
$n_{mc} = 2n_m$	4	5	6	8	10
$n_p = n_m / n_c$	1	1	1	1	1
Несущая f_0 , МГц	$1562f_c = 1597,926$	$1563,5f_c = 1599,460$	$1561f_c = 1596,903$	$1562,5f_c = 1598,437$	$1559,5f_c = 1595,368$
Занимаемый диапазон, МГц	1593,6 – 1602,3	1594 – 1605	1590,1 – 1603,7	1589,4 – 1607,4	1584,1 – 1606,5
Полоса сигнала СД, МГц	8,7	11	13,5	18	22,3
Требуемая глубина режекции, дБ	2-3	5	4	8	8

Резюмируя содержание главы можно сделать следующие выводы:

1. Показано, что спектрально-эффективная модуляция, в частности МЧМ, может с успехом использоваться в системах спутниковой навигации для предотвращения

проникновения спектра сигналов в радиоастрономическое окно, при этом требуемая глубина режекции компонент НС в нем не составит более $6 \div 8$ дБ.

2. Задача комплексирования сигналов открытого и санкционированного доступа может быть решена путем представления их чипов в виде последовательности микрочипов.
3. Варьирование формы составного чипа дает возможность гибко управлять спектрами навигационных сигналов, в частности смещением сигналов на оси частот с заданными характеристиками ширины спектра сигналов ОД и СД.
4. Квадратурное уплотнение сигналов ОД и СД легко осуществить простым суммированием, предварительно сдвинув их на половину длительности микрочипа. Полученный таким образом НС будет свободен от амплитудной модуляции и обладать на порядок более узкой 99-процентой полосой, чем стандартный ФМ сигнал.

В третьей главе приведены результаты сравнительного анализа спектрально-эффективных и стандартных сигналов ГНСС с точки зрения потенциальной точности оценки РНП, а также устойчивости к многолучевой помехе при измерении времени прихода сигнала с помощью традиционных следящих измерителей. Расчеты потенциальной точности выполнены как для однолучевой, так и для двухлучевой модели отражений. Проведен сравнительный анализ подходов, различающихся количеством лучей в модели отражений.

Для суждения о применимости тех или иных сигналов необходимо прежде всего оценить потенциально достижимую точность навигационных измерений с учетом многолучевого характера приема. При расчете потенциальных границ точности, т. е. минимально достижимой дисперсии измерений РНП, в качестве эталона принимались границы точности для стандартной БФМ, иными словами для сигнала с прямоугольной формой чипа, прошедшего частотно-селективный тракт.

При двухлучевой модели отражения многолучевой помехе соответствует четыре параметра – a, θ и b, ϑ – соответственно амплитуда и задержка первого и второго лучей. Для количественной оценки влияния многолучевости на точность оценки задержки НС τ были проанализированы три варианта приема, отличающиеся полнотой априорных сведений о параметрах многолучевой помехи:

1. многолучевая помеха полностью детерминирована;
2. оценке подлежат задержки прямого и отраженного сигналов, при известной амплитуде последних;
3. оценке подлежат все параметры совокупного сигнала.

Исходя из определения границы Крамера-Рао, дисперсию оценки задержки прямого сигнала $\hat{\tau}$ можно получить путем обращения матрицы Фишера с удержанием её первого диагонального элемента.

Из определения обратной матрицы следует, что

$$\text{var}_i \{\hat{\tau}\} \approx \frac{\det M_{\tau\tau}}{\det \Phi_i}, \quad q \gg 1, \quad (1)$$

где $i = 1, 2, 3$ – номер сценария, $\det \Phi$ – определитель матрицы Фишера, $M_{\tau\tau}$ – матрица, полученная из Φ удалением первых строки и столбца (т.е. $\det M_{\tau\tau}$ – алгебраическое

дополнение элемента $\Phi_{\tau\tau}$ в $\det \Phi$), а q^2 – отношение сигнал-шум. Потери в дисперсии из-за многолучевости удобно оценить с помощью коэффициента

$$\gamma_i = \frac{\text{var}_i \{\hat{\tau}\}}{\text{var}_0 \{\hat{\tau}\}}, \quad (2)$$

где $\text{var}_0 \{\hat{\tau}\}$ – дисперсия оценки $\hat{\tau}$ в отсутствие многолучевости, т. е. когда $a = 0$ и $b = 0$.

Опираясь на (1) можно получить следующие выражения для трех сценариев:

$$\gamma_1 = \frac{\text{var}_1 \{\hat{\tau}\}}{\text{var}_0 \{\hat{\tau}\}} \approx \frac{1}{1 + a_0^2 + b_0^2 + 2a_0 \frac{\rho''(\theta_0)}{\rho''(0)} + 2b_0 \frac{\rho''(\vartheta_0)}{\rho''(0)} + 2a_0 b_0 \frac{\rho''(\theta_0 - \vartheta_0)}{\rho''(0)}} \quad (3)$$

$$\gamma_2 = \frac{\text{var}_2 \{\hat{\tau}\}}{\text{var}_0 \{\hat{\tau}\}} \approx - \frac{q^2 \rho''(0) (\Phi_{00} \Phi_{99} - \Phi_{09}^2)}{\Phi_{\tau\tau} \Phi_{00} \Phi_{99} - \Phi_{\tau\tau} \Phi_{09}^2 - \Phi_{\tau 0}^2 \Phi_{99} + 2\Phi_{\tau 0} \Phi_{09} \Phi_{09}^2 - \Phi_{\tau 9}^2 \Phi_{00}} \quad (5)$$

$$\gamma_3 = \frac{\text{var}_3 \{\hat{\tau}\}}{\text{var}_0 \{\hat{\tau}\}}, \quad (6)$$

где $\rho(\tau)$ – автокорреляционная функция сигнала.

Для однолучевой модели соответствующие равенства для всех трех исследуемых сценариев могут быть получены непосредственно из выражений для двухлучевой модели путем подстановки $b_0 = 0$:

$$\gamma_1 \approx \frac{1}{1 + a_0^2 + 2a_0 \frac{\rho''(\theta_0)}{\rho''(0)}} \quad \gamma_2 \approx \frac{1}{1 - \left[\frac{\rho''(\theta_0)}{\rho''(0)} \right]^2} \quad \gamma_3 \approx \frac{1}{1 + \frac{[\rho'(\theta_0)]^2}{\rho''(0)} - \left[\frac{\rho''(\theta_0)}{\rho''(0)} \right]^2} \quad (7)$$

На рис. 2 приведены кривые, построенные согласно (7) для третьего варианта приема сигнала с прямоугольной формой чипа при однолучевой модели отражений для БМФ и МЧМ. Видно, что с ростом полосы частотно-селективного тракта $W = k / \Delta$, где k – количество лепестков, а Δ – длительность чипа, потери в дисперсии для БМФ сигнала быстро уменьшаются, тогда как для МЧМ это падение заметно медленнее. При этом при $W = 1 / \Delta$ МЧМ обеспечит выигрыш в точности в районе малых, наиболее опасных задержек отражения.

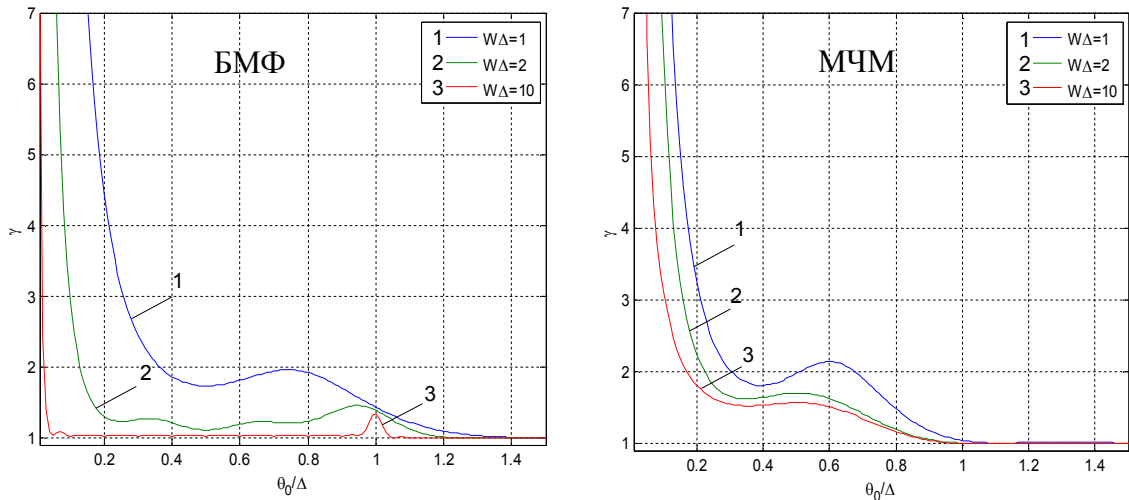


Рис. 2 – Потери в дисперсии $\hat{\tau}$ при отсутствии данных об отражении.

Такой эффект легко объясним тем, что с расширением полосы крутизна фронтов чипа БМФ сигнала резко возрастает, тогда как форма МЧМ чипа практически не

меняется. При этом в области малых задержек потери неограниченно растут, поскольку прямой и отраженный лучи практически неразрешимы.

Аналогичные кривые, но для двух лучевой модели представлены на рис. 3. В качестве параметра для построения кривых выступает разность между задержками первого и второго отраженного луча. Видно, что кривые группируются в достаточно плотной области, при этом для определенных вариантов задержек потери в точности заметно превосходят аналогичные, рассчитанные в рамках однолучевой модели

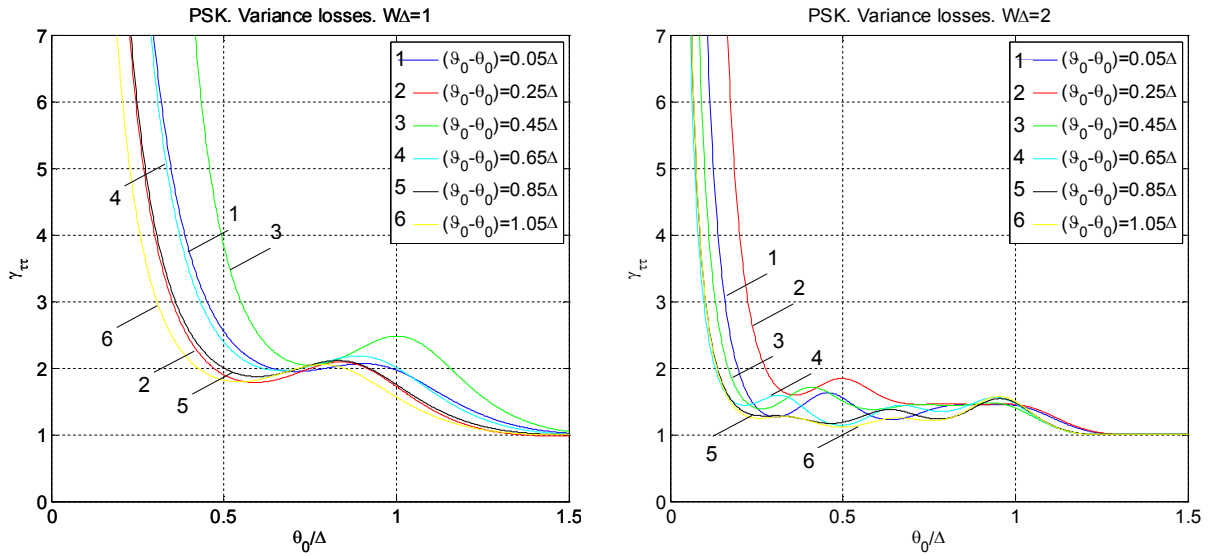


Рис. 3 – Потери в точности в условиях полной неопределённости. БФМ сигнал Двухлучевая модель.

Подобные наблюдения можно провести и в случае МЧМ сигнала (рис. 4). Сравнение с рис. 2 показывает, что с ростом полосы кривые, соответствующие различным задержкам отраженных лучей, плотно группируются, вокруг кривой для однолучевой модели. Таким образом, определенную коррекцию в сторону увеличения дисперсии измерений РНП можно наблюдать в наиболее узкополосном варианте (спектр ограничен одним лепестком).

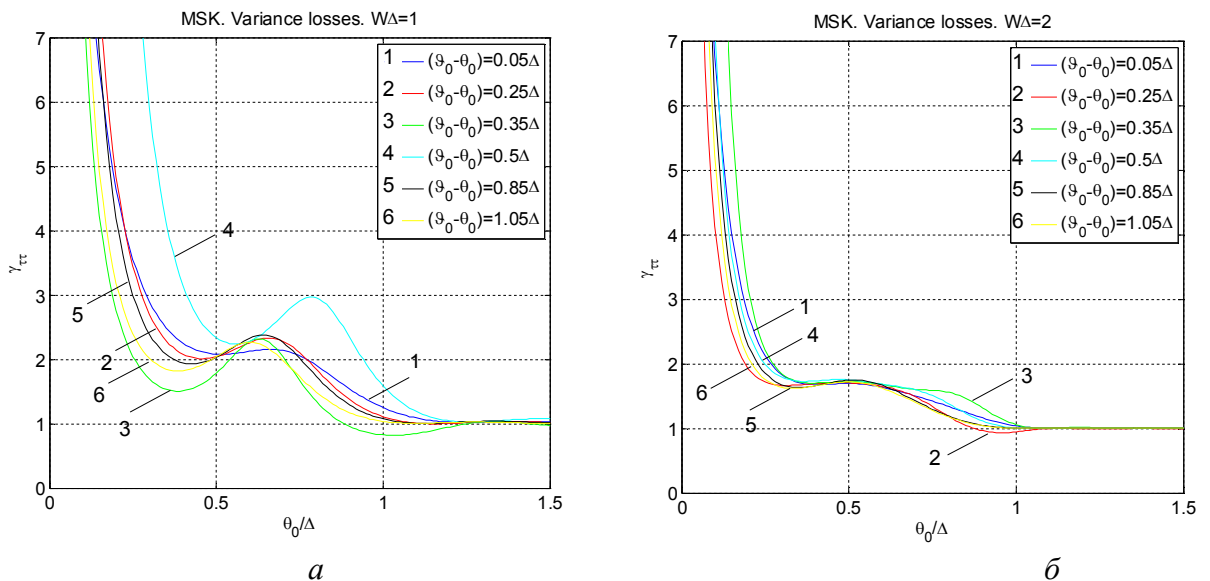


Рис. 4 – Потери в дисперсии оценки задержки при отсутствии данных об отражении. МЧМ сигнал. Двухлучевая модель.

В табл. 2 сведены контрольные значения по всем трем сценариям. В качестве контрольных значений $\theta_{0\min}$, выступают такие значения θ , при которых потери в точности в энергетическом пересчете составляют -3 дБ.

Таблица 2 – Контрольные значения задержки в сравнении с однолучевой моделью

Оцениваемые параметры	$W\Delta$	ФМ		МЧМ	
		1 луч	2 луча	1 луч	2 луча
		$\theta_{0\min} / \Delta$	диапазон $\theta_{0\min} / \Delta$	$\theta_{0\min} / \Delta$	диапазон $\theta_{0\min} / \Delta$
τ	1	0.25	[0.1 0.33]	0.285	[0.07 0.29]
	2	0.1	[0.054 0.17]	0.24	[0.07 0.2]
	10	0.019	[0.012 0.022]	0.22	[0.05 0.18]
τ, θ, ϑ	1	0.25	[0.25 0.55]	0.18	[0.19 0.36]
	2	0.11	[0.1 0.2]	0.15	[0.15 0.22]
	10	0.02	0.02	0.11	[0.11 0.14]
$\tau, \theta, \vartheta, a, b$	1	0.35	[0.42 0.64]	0.29	[0.25 0.77]
	2	0.15	[0.134 0.276]	0.21	[0.19 0.27]
	10	0.021	[0.21 0.046]	0.15	[0.15 0.17]

Для сигналов ОД с составной структурой чипов и однолучевой модели кривые для квадрата нормированной дисперсии представлены на рис. 5.

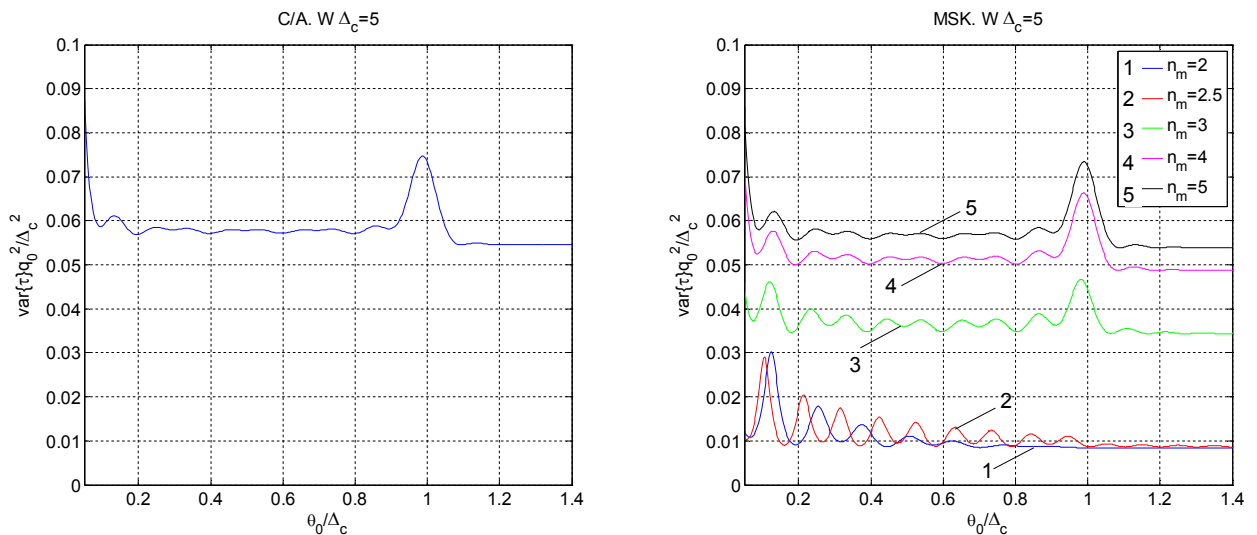


Рис. 5 – Зависимости дисперсий оценки τ от задержки отражения при $W\Delta_c=5$.
Однолучевая модель. Сигнал ОД.

Таблица 3 – Отношение дисперсий оценки τ по C/A коду GPS и сигналу ОД МЧМ

$W\Delta_c$ n_{mc}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
4	0,832	0,923	1,194	4,894	5,941	4,964	4,261	3,994	3,753	3,380
5	0,824	0,878	0,999	1,326	5,848	7,645	6,588	5,765	5,137	4,956
6	0,820	0,855	0,927	1,073	1,452	6,789	9,354	8,247	7,334	6,603
8	0,816	0,835	0,870	0,929	1,028	1,215	1,689	8,657	12,776	11,625
10	0,814	0,826	0,847	0,880	0,930	1,005	1,126	1,349	1,915	10,502

Из рисунка видно, что при определенном количестве микрочипов в чипе выигрыш в дисперсии может достигать 11 дБ. В частности, для сигнала с 4 микрочипами на чип

выигрыш в дисперсии появится начиная с $W = 3 / \Delta$, а для 10 микрочипов – при $W = 6 / \Delta$ (см. табл. 3). При двухлучевой картине (рис. 6) эти значения несколько изменятся из-за влияния второго отраженного луча. В частности для $n_{mc} = 4$ это значение составит $W = 5 / \Delta$, а для $n_{mc} = 10$ – $W = 10 / \Delta$.

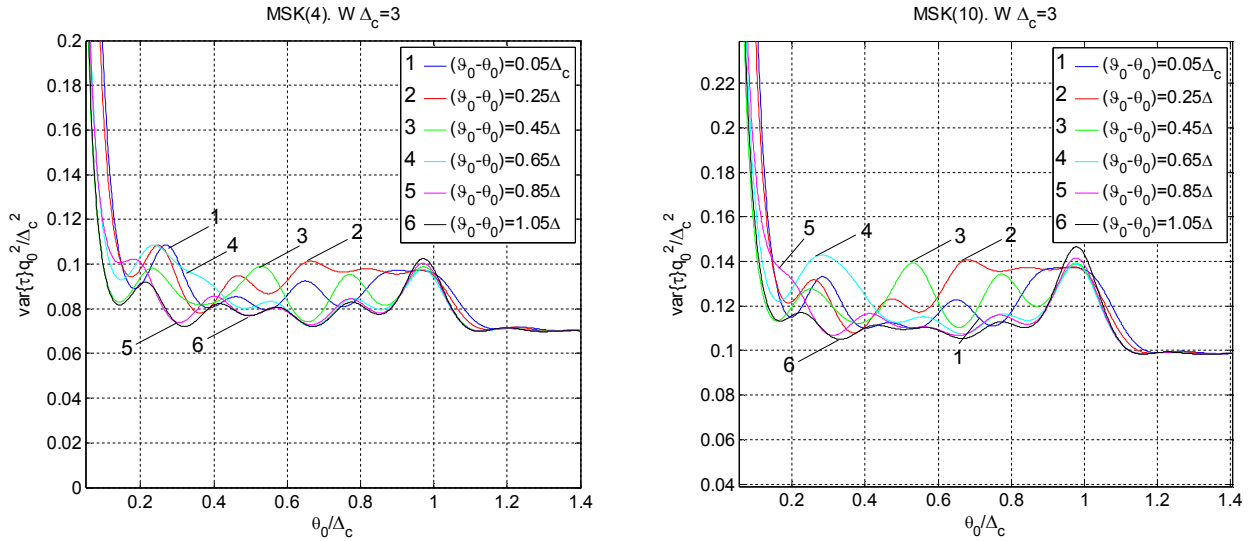


Рис. 6 – Зависимости дисперсий оценки τ от задержки отражения при различном количестве микрочипов в чипе. Двухлучевая модель. Сигнал ОД.

Сигнал СД необходимо сравнивать с P -кодом GPS, с длительностью чипа δ_p . В этом случае расчет дисперсии показывает, что сопоставимый с P -кодом GPS по полосе спектрально-эффективный сигнал при $n_{mc} = 10$ выигрывает у последнего во всей области задержек отражения в случае, когда фильтр пропускает лишь основной лепесток спектра ($W\delta_p = 1$) (рис. 7). В этой же ситуации выигрыш в заметной части зоны задержек отражения имеет и формат $n_{mc} = 8$. С удвоением же полосы фильтра менее уязвимым к отражению при задержках последнего меньших длительности микрочипа оказывается P -код GPS.

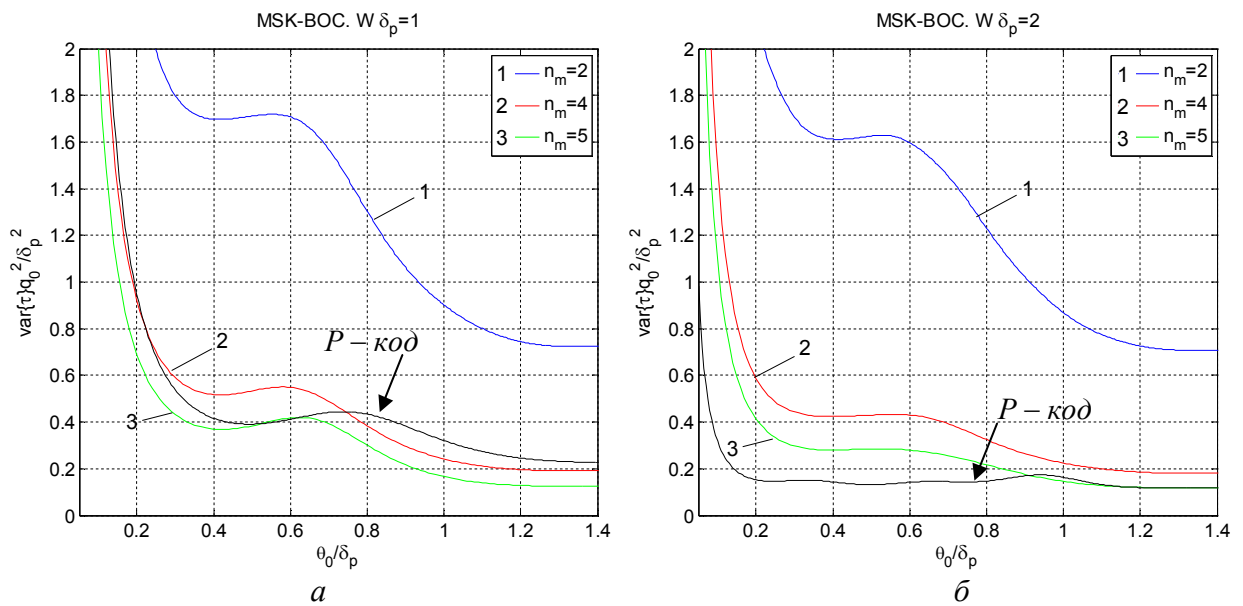


Рис. 7 – Зависимости дисперсий оценки τ . Однолучевая модель. Сигнал СД.

Переход к двухлучевой картине показывает (рис. 8), что введение в модель второго луча практически не влияет на потенциальные характеристики измерений задержки. Лишь в наиболее узкополосном варианте при очень близких задержках двух отраженных лучей кривая дисперсии сильно отклоняется от общей группы.

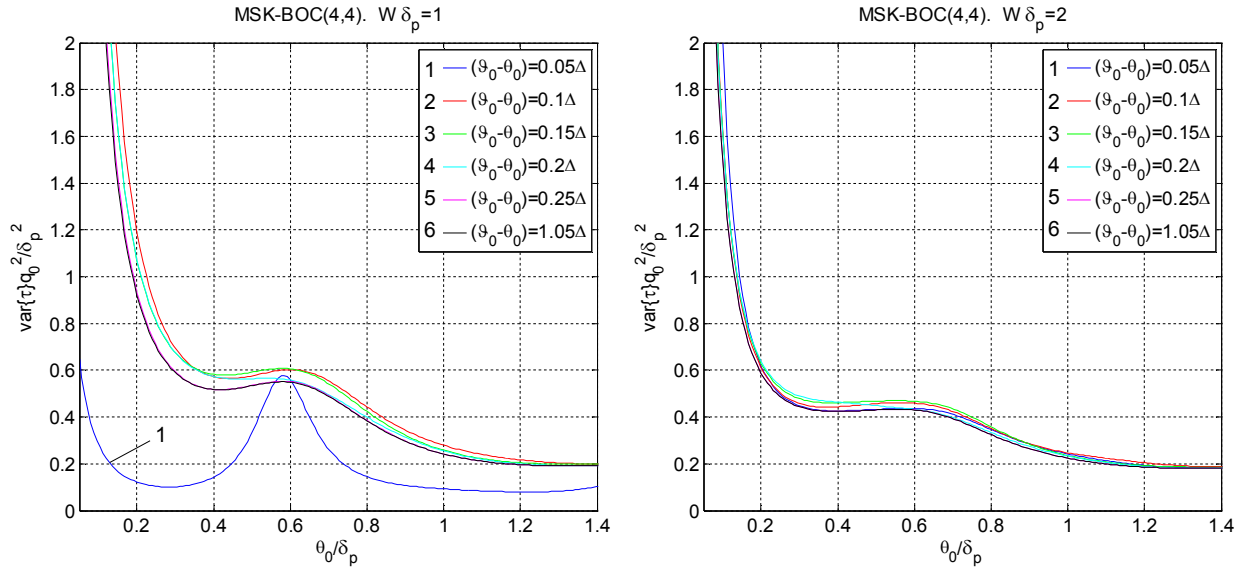


Рис. 8 – Зависимости дисперсий оценки τ . Двухлучевая модель. Сигнал СД.

Реализация оптимального устройства, измеряющего время распространения НС в условиях многолучевости, сопряжена с чрезмерными аппаратными затратами. По этой причине производители оборудования отдают предпочтение разнообразным следящим системам, ключевым элементом которых является временной дискриминатор. Вследствие влияния отраженных реплик сигнала характеристика дискриминатора смещается относительно нуля на величину, которая и является ошибкой измерения задержки из-за многолучевости. Зависимость этой ошибки от задержки отражения называют огибающей многолучевости.

В главе рассмотрены два типа дискриминаторов: стандартный ранне-поздний и дискриминатор слежения за характерной точкой сигнала. На рис. 9 изображены дискриминационные характеристики последнего для различных типов сигналов.

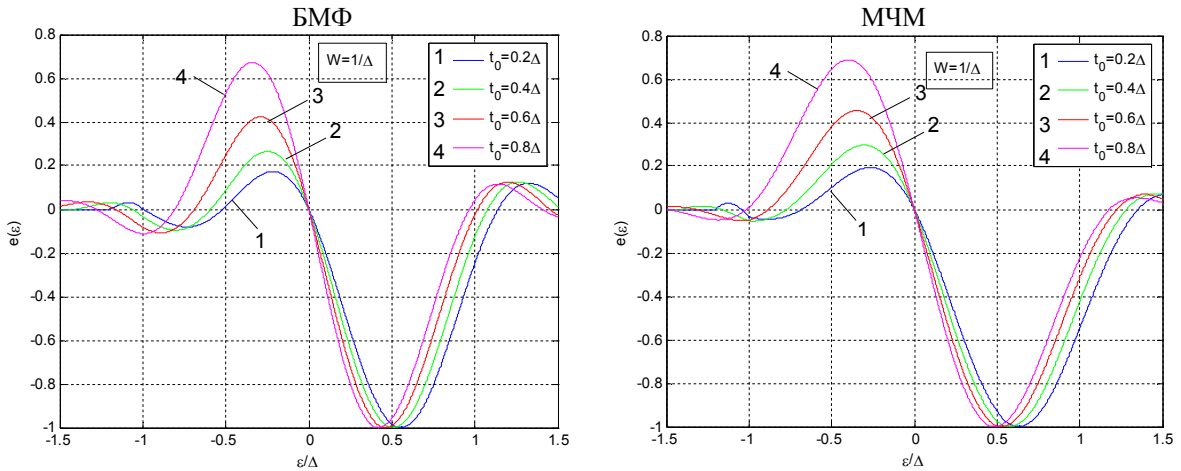


Рис. 9 – Зависимости дисперсий оценки τ . Двухлучевая модель. Сигнал СД.

Расчет огибающих для дискриминатора слежения за характерной точкой свидетельствует, что вплоть до ограничения спектра сигнала пределами $2W = 10 / \delta = 100$ МГц формат сигнала СД не проигрывает P -коду GPS, а в канале ОД в

узкополосном варианте огибающие абсолютно одинаковы. Объяснение этому заключено в том, что в пределах реальной полосы аналоговой части приемника для MSK чипа максимальная крутизна фронта остается равной $\sqrt{2P}\pi/\delta$ при $W \geq 1,2/\delta$, а у прямоугольного чипа крутизна прямо пропорциональна W .

На рис. 10 изображены огибающие для ранне-позднего дискриминатора. Как видно из рис. 10, с расширением полосы частотно-селективного тракта слежение с использованием коррелятора с малым расстоянием между опорами становится более устойчивым к многолучевой помехе в случае MSK по сравнению с BPSK. Это обусловлено, прежде всего, тем, что при широкой полосе составной чип передается с меньшими искажениями, и, следовательно, его корреляционная функция (КФ) имеет гораздо более острый пик, чем КФ прямоугольного чипа. Графики рис. 10 свидетельствуют, что, уже начиная с $W = 2/\Delta_c$, максимальный уровень огибающей для MSK в зоне задержек $\theta = \Delta_c/2$ лежит заметно ниже аналогичного в случае BPSK.

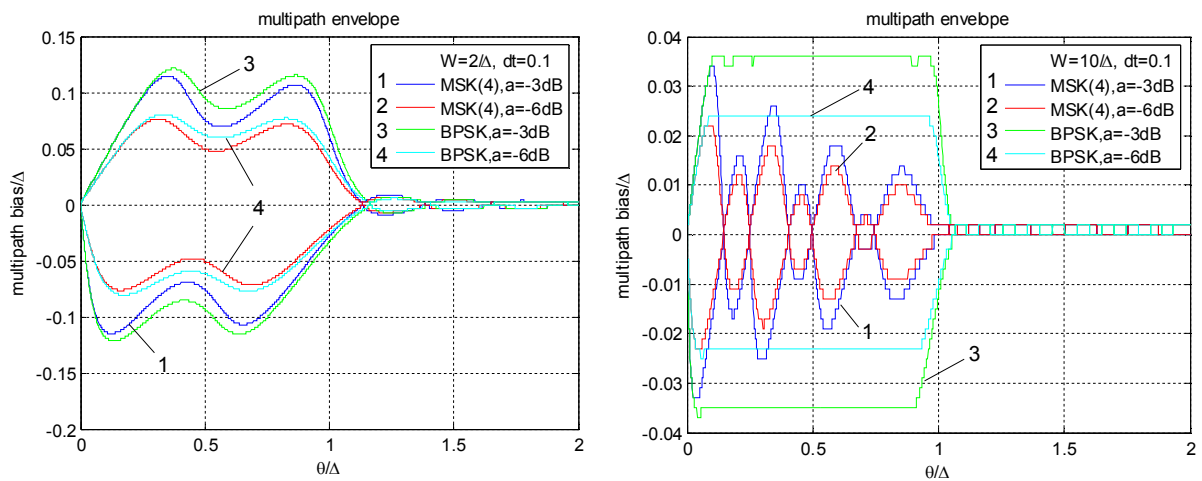


Рис. 10 - Огибающие многолучевой ошибки для различной ширины полосы фильтра W для различных форматов модуляции.

При полосе $W = 10/\Delta_c$, MSK существенно выигрывает у стандартной BPSK. Причем для этой полосы фильтра MSK(8) дает ошибку (по пиковому значению) практически в четыре раза меньшую, чем MSK(4) и BPSK. При этом для MSK модуляции с ростом задержки многолучевого сигнала эта ошибка быстро падает (в четыре раза за длительность чипа), чего не наблюдается в случае BPSK, где ошибка равномерна на всем диапазоне задержек в пределах чипа.

Резюмируя результаты главы можно заключить, что

1. Сигналы спектрально-эффективных форматов не проигрывают либо выигрывают у стандартных сигналов ГНСС в плане потенциальной точности при реальных полосах частотно-селективного тракта приемника.
2. Для сигналов с составной формой чипов выигрыш в дисперсии измерений может достигать 11 дБ в энергетическом пересчете.
3. Усложнение модели многолучевости за счет ввода дополнительного луча увеличивает дисперсию оценки задержки. Этот эффект наиболее выражен в случае БФМ, и менее заметен в случае МЧМ. Для сигналов с составной структурой чипа это влияние минимально.

4. При охвате фильтром более двух лепестков спектра сигналы со спектрально-эффективной модуляцией заметно выигрывают в плане устойчивости к многолучевой помехе. Расчет огибающей показывает, что при десяти лепестках это преимущество может достигать четырех раз.

Четвертая глава диссертации посвящена разработке и исследованию алгоритмического метода нейтрализации многолучевости, основанного на однолучевой модели отражений и множественных измерениях навигационного сигнала.

При проектировании реального устройства в основу построения соответствующего измерителя придется положить ту или иную модель многолучевой помехи, снабдив принимаемое допущение аргументами в пользу ее адекватности. Естественно, в плане упрощения и коммерциализации навигатора наиболее удобна простейшая – однолучевая модель отражений, так что демонстрация ее приемлемости для достаточно представительного набора реальных сценариев весьма актуальна с точки зрения решений по выбору архитектуры аппаратуры потребителя. С другой стороны, если бы такая модель в точности отвечала истинной ситуации, для устранения многолучевой погрешности можно было бы воспользоваться различием ошибок, вносимых отражением в результаты измерений радионавигационного параметра по грубой и точной дальномерным шкалам, а также по сигналам двух частот системы ГЛОНАСС. Алгоритм подобного типа, не предполагающий вмешательства во внутреннее функционирование стандартного навигатора и оперирующий лишь оценками запаздывания, выдаваемыми следящими петлями последнего, предлагается и детально анализируется в четвертой главе.

Система из четырех уравнений упомянутых выше измерений имеет вид:

$$\begin{cases} y_{1c} = \tau + \mu_{1c}(\alpha, \theta) + n_{1c} \\ y_{1p} = \tau + \mu_{1p}(\alpha, \theta) + n_{1p} \\ y_{2c} = \tau + \mu_{2c}(\beta, \theta) + n_{2c} \\ y_{2p} = \tau + \mu_{2p}(\beta, \theta) + n_{2p}, \end{cases} = \mathbf{y} = \tau \mathbf{e} + \mathbf{M}(\alpha, \beta, \theta) + \mathbf{n} \quad (8)$$

где первое слагаемое правых частей – истинная задержка НС, второе – смещение нуля дискриминатора из-за переотражения, третье – шумовая ошибка измерения. Разрешив эту систему, можно найти вектор неизвестных параметров $\mathbf{x} = (\tau, \alpha, \beta, \theta)^T$, а, значит, устранить многолучевую компоненту из результата измерений задержки НС. Стандартным подходом к решению такой системы является применение итерационной процедуры с линеаризацией на каждом шаге. Линеаризованная система (8) имеет вид

$$\mathbf{y} - \mathbf{y}_0 = \mathbf{G}(\mathbf{x}_0)(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0), \quad (9)$$

где $\mathbf{x}_0 = (\tau_0, \alpha_0, \beta_0, \theta_0)^T$ – начальное приближение, $\mathbf{y}_0 = \tau_0 \mathbf{e} + \mathbf{M}(\alpha_0, \beta_0, \theta_0)$, а $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0)$ – 4×4 градиентная матрица, первый столбец которой состоит из единиц, а остальные – из частных производных соответствующих смещений μ по α, β и θ в точке $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$. Если при этом градиентная матрица имеет полный ранг (равный четырем), система (8) имеет решение

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{x}_0 + \mathbf{G}^{-1}(\mathbf{y} - \mathbf{y}_0), \quad (10)$$

используемое далее вместо \mathbf{x}_0 как начальное приближение на следующей итерации, полностью повторяющей предыдущую и т.д.

Таким образом работа алгоритма характеризуется параметрами сходимости, а именно скоростью и зоной сходимости. Зона сходимости – это область в пространстве α, β, θ , в которой алгоритм сходится к решению с заданной наперед точностью.

Первый этап исследования заключался в компьютерном моделировании работы алгоритма. Второй – в экспериментальном подтверждении его работоспособности. В результате моделирования алгоритма было выявлено, что:

1. Алгоритм обладает приемлемым быстродействием, сходясь в среднем за пять итераций. В пределах зоны сходимости для подавляющего большинства комбинаций значений параметров многолучевого сигнала отклонение требуемого числа итераций от этого среднего не превосходит одного–двух шагов..
2. При оптимальном выборе начальных значений алгоритм успешно сходится в $\approx 43\% - 61\%$ опытов при критерии точности решения $\Delta\mu < 10^{-2} \Delta_{1p}$. При этом зона, где алгоритм не сходится, ожидаемо соответствует высоким значениям амплитуд на обеих частотах в области малых задержек отражения. С другой стороны типичные значения амплитуды многолучевых компонент $|\alpha|, |\beta| \leq -3$ дБ, что увеличивает вероятность успешного исхода.
3. При значениях x_0 в середине соответствующих диапазонов α, β, θ вероятность сходимости имеет наибольшее значение.

Далее алгоритм был применен к случаю фильтрованного чипа. Анализ полученных данных показал, что:

1. По-прежнему лучшим выбором начального приближения являются значения из середины рассматриваемого диапазона параметров многолучевости.
2. Алгоритм для случая конечной полосы при $\alpha \leq 0.75$ обладает значительно большей зоной сходимости и вероятностью успешного исхода, при этом последняя при $\alpha \leq 0.45$ составляет более 90%, что превосходит аналогичные значения для алгоритма с $W \rightarrow \infty$ более, чем на 30%.
3. В отличие от случая с бесконечной полосой зона сходимости практически не зависит от выбранного значения $\Delta\mu$ ($10^{-2} \Delta_{1p}$ или $10^{-3} \Delta_{1p}$).
4. По всем параметрам алгоритм инвариантен к изменению ширины полосы частотно-селективного тракта.
5. При $\alpha \geq 0.85$ вероятность и область сходимости резко уменьшается.
6. В зоне сходимости среднее количество затрачиваемых итераций не превосходит 6-7 шагов.

Главный вывод: преобразованный в соответствии с условиями ограничения спектра алгоритм оказался более работоспособен, чем его прототип, разработанный для бесконечной полосы частотно-селективного тракта, практически по всем показателям. Главным недостатком оказалась невозможность коррекции при $\alpha > 0.9$. Однако, учитывая, что в реальности отраженные лучи приходят сильно ослабленными по амплитуде, указанный недостаток не относится к критическим.

Далее были исследованы шумовые характеристики алгоритма. Показано, что в типовом диапазоне отношений сигнал-шум алгоритм полностью оправдывает свое применение.

В заключительной части работы приведены результаты полунатурного эксперимента. Алгоритм бы применен к реальным измерениям, записанным с помощью

стандартного приемника с апертурой в один чип. Измерения радионавигационных параметров формировались с темпом 1Гц с 9 ч 46 мин 51 с до 10 ч 28 мин 4 с. Наблюдения проводились за спутником ГНСС ГЛОНАСС №12 (номер литеры «-1») Таким образом в ходе эксперимента было обработано 2474 записи, для каждого из четырех каналов.

По итогам эксперимента можно сформулировать следующие выводы:

1. Алгоритм сходится практически в 70% измерений, при этом скорость сходимости составляет в среднем 10-15 итераций, что ненамного превышает значения, полученные при моделировании (5-6 итераций).
2. Достоверность результатов подтверждается тем, что итерационная процедура сходится с большой точностью к одному и тому же значению в широком диапазоне начальных приближений. Это исключает «случайную» сходимость алгоритма.
3. Результаты эксперимента хорошо соотносятся как с теоретическими границами погрешности многолучевости для данного дискриминатора, так и с результатами компьютерного моделирования
4. В частотном диапазоне L2 алгоритмическая поправка имеет систематическое смещение, которое в пересчете на псевдодальность составляет ≈ 7 м.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Усложнение модели многолучевости за счет ввода дополнительного луча увеличивает дисперсию оценки задержки. Этот эффект наиболее выражен в случае БФМ, и менее заметен в случае МЧМ. Для сигналов с составной структурой чипа это влияние минимально.
2. Определены потенциальные границы точности измерения задержки сигнала для стандартных и спектрально-эффективных форматов модуляции для однолучевой и двухлучевой моделей отражений. Показано, что в отсутствие многолучевой помехи для узкополосного радиоприемного тракта (полоса ограничена 1–2 лепестками спектра сигнала) при классической минимально-частотной модуляции выигрыш в точности достигает 1,8 раз.
3. Показано, что применение спектрально-эффективных форматов модуляции с составной структурой чипа даст выигрыш в точности до 11 дБ для широкополосного приемного тракта.
4. При охвате фильтром более двух лепестков спектра сигналы со спектрально-эффективной модуляцией заметно выигрывают в плане устойчивости к многолучевой помехе. Расчет огибающей многолучевости показывает, что при десяти лепестках это преимущество может достигать четырех раз.
5. Разработан алгоритмический метод нейтрализации многолучевой ошибки, основанный на множественных измерениях в четырех следящих контурах. Экспериментально доказана его работоспособность. Результаты эксперимента хорошо соотносятся как с теоретическими границами погрешности многолучевости для данного дискриминатора, так и с результатами компьютерного моделирования.

ПУБЛИКАЦИИ

публикации в изданиях, рекомендованных ВАК

1. Соколов А.А. Алгоритмическое исключение многолучевой погрешности из радионавигационных измерений [Текст] / Ипатов В.П., Соколов А.А., Сошин М.П. // Известия вузов России, Радиоэлектроника, СПб, 2010. - Вып. 6 - С. 42-50.
2. Соколов А.А. Потенциальная точность измерения запаздывания сигнала в присутствии многолучевой помехи [Текст] / Ипатов В.П., Соколов А.А., Шебшаевич Б.В. // Известия вузов России, Радиоэлектроника, СПб, 2011. - Вып. 2 - С. 18-25.
3. Соколов А.А. Потенциальная точность измерения запаздывания сигнала с минимальной частотной модуляцией в присутствии многолучевой помехи [Текст] / Ипатов В.П., Соколов А.А. // Известия вузов России, Радиоэлектроника, СПб, 2011. - Вып. 6 - С. 13-19.

в сборниках трудов международных, всероссийских и межвузовских конференций

4. Соколов А.А. Влияние многолучевой помехи на точность слежения за характерной точкой принимаемого сигнала в дискриминаторах навигационной аппаратуры ГНСС [Текст] / Соколов А.А. // Девятый международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, СПб, 2011. - С. 290-293
5. Соколов А.А. Алгоритмические методы борьбы с многолучевостью в навигационных системах космического базирования [Текст] / Соколов А.А. // Шестая международная молодежная научно-техническая конференция РТ-2010, Севастополь, 2010. - С. 144
6. Соколов А.А. Потенциальная точность измерения запаздывания сигнала с минимальной частотной модуляцией в присутствии многолучевой помехи [Текст] / Соколов А.А. // Седьмая международная молодежная научно-техническая конференция РТ-2011, Севастополь, 2011. - С. 112.
7. Соколов А.А. Алгоритмические методы нейтрализации многолучевых помех в РНС космического базирования [Текст] / Соколов А.А. // 64-я научно-техническая конференция, посвященная Дню Радио, СПб, 2009. - С.29-30.
8. Соколов А.А. Учет фазовых измерений в компенсации многолучевой погрешности в ГНСС [Текст] / Соколов А.А. // 65-я научно-техническая конференция, посвященная Дню Радио, СПб, 2010. - С. 35-36.
9. Соколов А.А. Иммуниетет к многолучевой помехе сигналов со спектрально-эффективной модуляцией [Текст] / Соколов А.А. // 66-я научно-техническая конференция, посвященная Дню Радио, СПб, 2011. - С. 35-36.
10. Соколов А.А. Учет фазовых измерений в устранении многолучевой погрешности при множественных измерениях [Текст] / Соколов А.А. // Сборник тезисов докладов Школы радиоэлектроники, СПб, 2010. - С. 26