

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ
«МЭИ»**

Институт ИРЭ РТФ
Кафедра РТС
Специальность Радиоэлектронные системы

ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ
Расчетно-пояснительная записка

Тема: Анализ влияния полосы навигационного сигнала на величину
ошибки, вызываемой многолучевостью распространения

Дипломник	ЭР-15-07 <i>группа</i>		<i>подпись</i>	Ожогин А.В. <i>фамилия, и., о.,</i>
Руководитель проекта	доц. <i>должность</i>	к.т.н. <i>звание</i>	<i>подпись</i>	Болденков Е.Н. <i>фамилия, и., о.,</i>
Руководитель проекта от предприятия _____	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>	<i>фамилия, и., о.,</i>
Консультант по экономической части _____	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>	<i>фамилия, и., о.,</i>
Консультант по разделу “Охрана труда” _____	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>	<i>фамилия, и., о.,</i>
Консультант _____	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>	<i>фамилия, и., о.,</i>
Рецензент _____	<i>должность</i>	<i>звание</i>	<i>подпись</i>	<i>фамилия, и., о.,</i>

“Проект допущен к защите”

Зав. кафедрой	проф. д.т.н. <i>звание</i>	<i>подпись</i>	Перов А.И. <i>фамилия, и., о.,</i>
---------------	-------------------------------	----------------	---------------------------------------

Дата _____

20 ____ г

Рецензия

на дипломную работу

студента группы ЭР-15-07 Ожогина А.В.

на тему: «Анализ влияния полосы навигационного сигнала на величину ошибки, вызываемой многолучевостью распространения»

Работа Ожогина А.В. посвящена оценке влияния многолучевого распространения сигнала на прием навигационных сигналов различных спутниковых радионавигационных систем (СРНС) с модуляцией ВОС и ВРСК. Рассмотрены сигналы СРНС Глонасс, GPS, Galileo, Beidou. Проблема многолучевости является крайне актуальной для современных СРНС, так как вызванные ею ошибки определения псевдодальностей зачастую превышают все прочие, вносимые ионосферой и т.д. Особенно эта проблема актуальна в городских условиях, где вероятность появления переотраженного сигнала велика.

Для решения задачи анализа влияния многолучевости на прием навигационных сигналов в работе выполнено:

- 1) анализ работы системы слежения за задержкой
- 2) анализ влияния многолучевого распространения на прием сигналов с модуляцией ВРСК
- 3) анализ влияния многолучевости на прием сигналов с модуляцией ВОС(1,1)
- 4) сравнительный анализ влияния многолучевого распространения на действующие навигационные радиосигналы современных спутниковых радионавигационных систем.

Работа объемом 69 страниц состоит из введения, пяти глав, заключения (выводов), списка сокращений, списка литературы и приложения.

Во введении обосновывается актуальность, а также ставятся цели и задачи работы. В первой главе рассматриваются свойства радионавигационных сигналов. Во второй главе производится обзор существующих радионавигационных сигналов. В третьей главе описывается работа системы слежения за задержкой (ССЗ). В четвертой главе производится анализ влияния многолучевости на ССЗ. В пятой главе производится сравнительный анализ многолучевости на прием сигналов. В заключении приводятся основные результаты работы, в приложении приведены тексты программ моделирования.

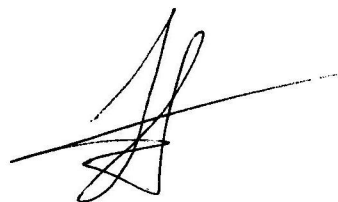
Дипломная работа Ожогина А.В. выполнена на высоком уровне. Текст дипломной работы прекрасно структурирован. Все поставленные задачи выполнены полностью. Ожогин А.В. продемонстрировал глубокие специальные и общетехнические знания.

Недостатками работы являются:

- 1) отсутствие сравнения полученных графиков огибающей многолучевости с ожидаемыми теоретически;
- 2) заметное количество стилистических и грамматических ошибок.

Отмеченные недостатки не снижают высокой оценки работы. Работа Ожогина А.В. соответствует всем требованиям, предъявляемым к дипломным работам.

Рецензент



Нагин И.А.

ОТЗЫВ

на дипломную работу
студента группы ЭР-15-07

Ожогина Артёма Владимировича

на тему «Анализ влияния полосы навигационного сигнала
на величину ошибки, вызываемой
многолучевостью распространения»

Студент Ожогин Артём Владимирович поступил на РТФ МЭИ (ТУ) в 2007 году. Дипломная работа выполнена Ожогиним А. В. в соответствии с учебным планом.

В своей дипломной работе Ожогин А. В. исследует проблемы воздействия многолучёвого распространения сигналов на навигационную аппаратуру спутниковой навигации. Центральным вопросом исследования является сравнительный анализ данного влияния при использовании распространённых в настоящее время и перспективных навигационных радиосигналов с двухуровневой фазовой манипуляцией (BPSK) и двухуровневой фазовой манипуляцией с цифровыми поднесущими частотами (BOC). В качестве основной цели работы поставлено решение вопроса о получении сравнительных оценок эффективности для открытых навигационных радиосигналов ГЛОНАСС ПТ, GPS L1 C/A, GPS L1C/Galileo E1 и Beidou B1.

В ходе выполнения работы Ожогиним А. В. решён ряд задач: изучена методика исследования влияния многолучёвого распространения навигационных радиосигналов на точность измерения псевдодальности, проведён анализ системы слежения за задержкой, создана имитационная модель для анализа воздействия многолучёвого распространения навигационных радиосигналов различного типа на систему слежения за задержкой, проведено сравнительное моделирование. По результатам моделирования показано, что эффективность навигационных радиосигналов с

точки зрения чувствительности к многолучевому распространению во многом зависит от полосы радиосигнала — более широкополосные навигационные радиосигналы оказываются менее чувствительными к воздействию многолучёвости. Для сигналов с одинаковой полосой сделан вывод о значимости типа модуляции, показано, что тип модуляции влияет на характеристики многолучёвости меньше, чем полоса сигнала.

В процессе работы Ожогин А. В. зарекомендовал себя, как дисциплинированный студент, способный самостоятельно решать поставленные перед ним задачи.

Считаю, что А. В. Ожогин успешно справился с выполнением дипломной работы, а объём проведённого исследования соответствует предъявляемым требованиям.

Научный руководитель
доцент, к.т.н.



Болденков Е. Н.

Москва

“___” _____ 20__ г.

1. Содержание задания и исходные данные к проекту (работе)

1. Изучить особенности перспективных сигналов СРНС.
2. Разработать модель сигнала с модуляцией ВОР(1,1), ВРСК(1), ВРСК(2), ВРСК(5), ВРСК(10).
3. Разработать модель ССЗ СРНС и построить на её основе временной дискриминатор в пакете программ Matlab.
4. Исследовать влияние сигнала с разными типами модуляции на работу временного дискриминатора в условиях влияния эффекта многолучевости.

Подпись руководителя проекта (работы) _____ Дата _____

2. Задание по _____
(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта _____ Дата _____
(специализированная часть проекта)3. Задание по _____
(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта _____ Дата _____
(специализированная часть проекта)4. Задание по _____
(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта _____ Дата _____

6. Перечень графического материала

1. Схемы, описывающие общие принципы работы ССЗ в системе ГЛОНАСС.
2. Плакаты с описанием структуры сигналов и их энергетических спектров.
3. Результаты моделирования, подтверждающие выводы работы.

7. Рекомендуемая литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Под редакцией А. И. Перова и В. Н. Харисова. Издательство «Радиотехника» Москва 2010 г.
2. Первачев С.В. - Радиоавтоматика (1982)
3. В.Дьяконов- Matlab 6 Учебный курс.

Краткие сведения о дипломнике:

Домашний адрес г. Московская Область Раменский район пос. Ильинский
ул.Фурманова д.11

Телефон служебный 9851794830

Примечание: Задание брошюруется вместе с пояснительной запиской и с отзывами руководителя и рецензента.

1.	Введение.....	4
1.1	Требования, предъявляемые к сигналам СРНС.....	4
1.2	Навигационная аппаратура потребителя.....	7
1.3	Проблема многолучёвого распространение сигналов.....	9
1.4	Цели и задачи работы.....	12
2.	Свойства навигационных радиосигналов.....	13
2.1	Структура навигационного сигнала.....	13
2.2	Основные свойства M-последовательностей.....	14
2.3	Свойства сигналов с двухуровневой фазовой манипуляцией BPSK(m).....	16
2.4	Свойства сигналов с модуляцией на поднесущих частотах ВОС(n, m).....	19
3.	Обзор существующих радиосигналов.....	23
3.1	Сигнал ГЛОНАСС ПТ - BPSK(0.5).....	23
3.2	Сигнал GPS C/A - BPSK(1) и Сигнал GPS P/Y - BPSK(10).....	25
3.3	Сигнал Galileo E1 - ВОС(1, 1) и Сигнал GPS L1C - ВОС(1, 1)...	28
3.4	Сигнал Beidou B1 - BPSK(2).....	30
4.	Система слежения за задержкой.....	32
4.1	Структура системы слежения за задержкой.....	32
4.2	Дискриминатор задержки огибающей сигнала.....	35
4.3	Построение дискриминационной характеристики по задержке..	37
5.	Анализ влияния многолучёвости на систему слежения за задержкой.....	40
5.1	Двухлучевая модель распространения радиоволн.....	40
5.2	Огибающая многолучёвости.....	40
5.3	Анализ влияния многолучёвости на систему слежения за задержкой.....	43

6.	Анализ характеристик навигационных радиосигналов...	46
6.1	Анализ влияния многолучёвости на сигналы с модуляцией BPSK.....	46
6.2	Анализ влияния многолучёвости на сигналы с модуляцией BOS.....	52
6.3	Сравнительный анализ распространённых типов радиосигналов.....	53
7.	Выводы.....	59
	Список сокращений.....	62
	Список литературы.....	64
	Приложения.....	65
	Программа-1.....	65
	Программа-2.....	67
	Специальный раздел. Влияние СВЧ на человека.....	70

1. Введение

В связи с техническими особенностями спутниковых радионавигационных систем глобального назначения при их эксплуатации возникают различные воздействующие факторы, пагубно влияющие на работу системы.

Один из факторов оказывающий негативное действие на обработку сигнала в навигационной аппаратуре потребителя является эффект многолучевости, возникающий при поступлении на вход приемника нескольких переотраженных сигналов. Сигналы отличаются временной задержкой и фазовым сдвигом, возникающим при отражении прямого падающего сигнала от расположенных вблизи приемной антенны предметов рельефа.

Данный эффект вызывает погрешности определения временного и фазового сдвига, которые в пересчете в расстояние дают большие рассогласования значений координат, недопустимых для современных требований точности радионавигации.

Для борьбы с многолучевостью применяется использование специальных антенн или особых алгоритмов цифровой обработки в НАП. На величину помех от эффекта многолучевого распространения влияет использование сигналов с разными видами модуляции и различными параметрами.

Данная работа посвящена исследованию сигналов с разными видами модуляции в условиях многолучевого распространения, и определении зависимости погрешности определения задержки сигнала от его параметров.

1.1. Требования, предъявляемые к сигналам СРНС

В СРНС осуществляется излучение сигналов со всех находящихся в эксплуатации навигационных спутников НС. При этом на вход приемника потребителя поступают сигналы от всех видимых НС. Для решения задачи навигационной задачи, принимаемые сигналы должны иметь такую структуру, чтобы их можно было разделить и достаточно точно измерить параметры радиосигнала (задержку, доплеровское смещение частоты, фазу). Отсюда вытекают два основных требования, предъявляемые к радиосигналам:

- Возможность их эффективного разделения в приёмнике;
- Обеспечение высокой точности измерения параметров сигнала.

Первое требование реализуется за счет использования того или иного метода разделения сигналов: частотного, временного, кодового и др. Наилучшее разделение n сигналов достигается при использовании ортогональных сигналов. В этом случае при условии точной синхронизации сигналов методы временного, частотного и кодового разделения эквивалентны. В современных СРНС используются два метода разделения сигналов: в СРНС ГЛОНАСС- частотное, в СРНС GPS, Galileo, кодовое.

При частотном разделении сигналов, каждому из них отводится своя полоса частот, а спектр сигнала должен быть достаточно компактным (в идеале- строго полосовым). Так как реализация строго полосовых сигналов практически невозможна, реальные сигналы имеют частично перекрывающиеся спектры, что определяет их неортогональность и взаимное влияние сигналов друг на друга при их приеме и обработке, т.е. приводит к внутрисистемным помехам. Уровень внутрисистемных помех в СРНС ГЛОНАСС оценивается на уровне 54 дБ.

При кодовом разделении каждый сигнал излучается на одной и той же частоте и модулируется своим индивидуальным кодом, причем используемые коды должны быть по возможности ортогональны между собой. Неортогональность кодов приводит к ошибкам при разделении сигналов

(внутрисистемные помехи). В СРНС GPS в качестве таких кодов (для сигналов стандартной точности СТ) используются коды Голда, для которых уровень внутрисистемных помех оценивается в 21,6 дБ.

Основные навигационные параметры, определяемые в СРНС,- дальность и скорость движения потребителя. Соответствующими им радионавигационными параметрами (параметрами радиосигнала) являются задержка τ сигнала и доплеровское смещение частоты f_d . Поэтому для высокоточного определения координат и параметров движения потребителя необходимо обеспечить высокую точность измерения τ и f_d сигнала.

Из статистической теории оценивания параметров сигнала известно, что минимальные среднеквадратические ошибки $\sigma_\tau, \sigma_{f_d}$ оценки задержки и доплеровского смещения частоты при приеме сигнала $s(t)$ с известной начальной фазой на фоне некоррелированного гауссовского шума с односторонней спектральной плотностью N_0 при разделенном их измерении определяются соотношениями

$$\sigma_\tau = 1 / (\sqrt{2q\beta}); \quad \sigma_{f_d} = 1 / \sqrt{2q\alpha'} \quad (1)$$

Где $q = E / N_0$ - отношение сигнал/шум;

$E = \int_0^T S^2(t) dt$ - энергия сигнала за время наблюдения T;

$\alpha = \left[\frac{1}{E} \int_0^T (2\pi t)^2 S^2(t) dt \right]^{1/2}$ - эффективная длительность сигнала;

$\beta = \left[\frac{1}{E} \int_0^T (2\pi f)^2 |S^2(t)| df \right]^{1/2}$ - эффективная ширина спектра сигнала;

$\dot{S}(f) = \int_0^T s(t) e^{-j2\pi f t} dt$ - спектральная плотность сигнала.

Как видно из (1), требования к повышению точности измерения задержки сигнала и доплеровского смещения частоты противоречивы. Для повышения точности измерения задержки необходимо расширять спектр сигнала, а для повышения точности измерения доплеровского смещения частоты следует увеличивать длительность сигнала.

Данное противоречие разрешается при рассмотрении задачи совместной оценки τ и f_d , для которой при выполнении условия

$$\int_0^t \frac{ds(t)}{df_d} \frac{ds(t)}{d\tau} dt = 0 \quad (2)$$

одновременный максимум точности оценки задержки и доплеровского смещения частоты соответствует минимуму произведения

$$\sigma_\tau \sigma_{f_d} = 1 / (2q\alpha\beta) \quad (3)$$

Следовательно, повышение точности совместных оценок задержки сигнала и доплеровского смещения частоты можно достигнуть за счет увеличения произведения $\alpha\beta = B$, которое получило название базы сигнала. При выполнении условия (2) справедливо неравенство $\alpha\beta \geq 1/2$ - соотношение неопределенности. Данное соотношение показывает, что сигнал не может иметь одновременно произвольную малую длительность и произвольно малую ширину спектра. Таким образом, одним из основных требований к радиосигналам в СРНС является большая база сигнала.

1.2. Навигационная аппаратура потребителя

Навигационная аппаратура потребителей СРНС предназначена для определения пространственных координат и составляющих вектора скорости потребителя, текущего времени и других навигационных параметров в

результате приема и обработки радиосигналов, излучаемых навигационными спутниками.

Современная НАП является аналогово-цифровой системой, сочетающей аналоговую и цифровую обработку сигналов. Обобщенная схема НАП приведена на Рис.1 и включает антенну, радиочастотный блок (РЧБ), синтезатор частот (СЧ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровой вычислитель (ЦВ).

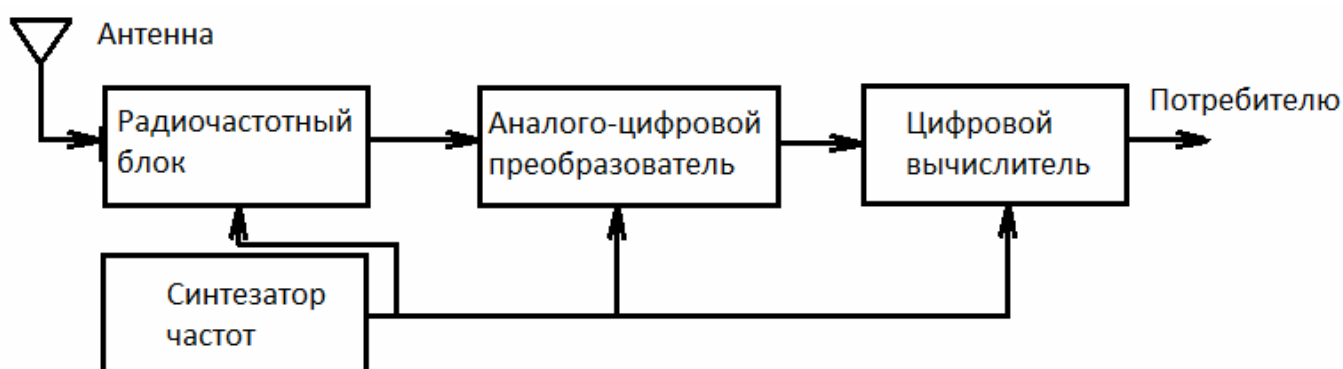


Рис.1.Обобщенная схема аппаратуры потребителя.

Антенна выполняет функцию преобразования электромагнитных волн в электрический сигнал и может состоять из одного или нескольких антенных элементов с необходимыми блоками электронного управления.

Радиочастотный блок (радиоприемник) предназначен для усиления принятых сигналов, частотной селекции (фильтрации) полезных сигналов из смеси с шумами и помехами, понижение несущей частоты принятых сигналов до заданного значения, которое принято называть промежуточной частотой.

Синтезатор частот формирует набор гармонических колебаний, необходимых для работы РЧБ, шкалу времени АЦП и тактовые сигналы, синхронизирующие работу АЦП и ЦВ.

Аналогово-цифровой преобразователь трансформирует аналоговый сигнал, поступающий с выхода РЧБ, в цифровой сигнал, предназначенный для последующей обработки в цифровом вычислителе.

Цифровой вычислитель решает задачу извлечения навигационной и другой информации из принятых и преобразованных в цифровую форму радиосигналов.

1.3. Проблема многолучёвого распространения сигналов

При работе НАП в городских условиях, а также в любых других ситуациях, характеризующихся наличием отражающих предметов, на вход приемника, кроме сигналов НС, поступают переотраженные от местных предметов сигналы. Переотраженные сигналы имеют, как правило, меньшую, чем у прямого сигнала, амплитуду, дополнительную задержку огибающей и дополнительное фазовое смещение, которое, кроме того, могут изменяться во времени. Суммирование всех принятых сигналов на входе приемника приводит к результирующему сигналу, который флуктуирует по амплитуде, фазе и задержке огибающей. При достаточно медленных флуктуациях следящие системы приемника за дальномерным кодом, фазы (или частоты) сигнала сопровождают мгновенное значение соответствующих параметров, которые отличаются от истинных значений задержки, фазы (или частоты), т.е. возникает ошибка оценивания псевдо дальности и псевдо скорости. Кроме того, искажаются формы дискриминационных характеристик дискриминаторов задержки, фазы (или частоты), что также негативно сказывается на точности формируемых оценок.

Так как в приемнике осуществляется корреляционная обработка сигналов, а используемые в ГЛОНАСС фазоманипулированные сигналы некоррелированы при сдвиге кодовой последовательности на длительность T_z символа дальномерного кода, задержка огибающей отраженного сигнала на величину, большую или равную T_z , не влияет на работу приемника. Поэтому режим работы НАП с ВТ-кодом меньше подвержен влиянию многолучевости, чем режим работы с кодом стандартной точности. Указанное обстоятельство

можно использовать для грубой оценки максимально возможной ошибки в оценке псевдо дальности, обусловленной многолучевым распространением сигнала, а именно $\partial D_{млр,мах} = c\partial t_{млр,мах} = \tau_3 c$, что составляет около 600 м при использовании кода стандартной точности и около 60 м при использовании ВТ-кода.

Если сигнал принимается от НС, расположенного в Зените, то условий для его переотражения возникает существенно меньше, чем при приходе сигнал от НС, находящегося под низким углом места. Поэтому одним из методов борьбы с многолучевостью является отказ работы по сигналам НС с малым углом места. Для отображения этого факта, вводят понятие угла маски, типичное значение которого составляет 5..10 гр. Соответственно антенну приемника проектируют так, чтобы для углов, меньших угла маски, коэффициент усиления антенн был меньше, чем для остального сектора угла.

Другой метод борьбы основан на том факте, что с НС излучается сигнал с правой круговой поляризацией. При переотражении сигнала от местных предметов характер его поляризации меняется. Поэтому использование приемных антенн, согласованных с поляризацией прямого сигнала, ослабляет влияние переотраженных сигналов (примерно на 3 дБ по мощности). Кроме того, известны разработки специальных антенн, снижающих влияние многолучевости распространения сигналов.

Естественным методом борьбы с многолучевостью является поднятие антенны приемника на максимально возможную высоту, по крайней мере относительно наиболее существенных отражающих объектов.

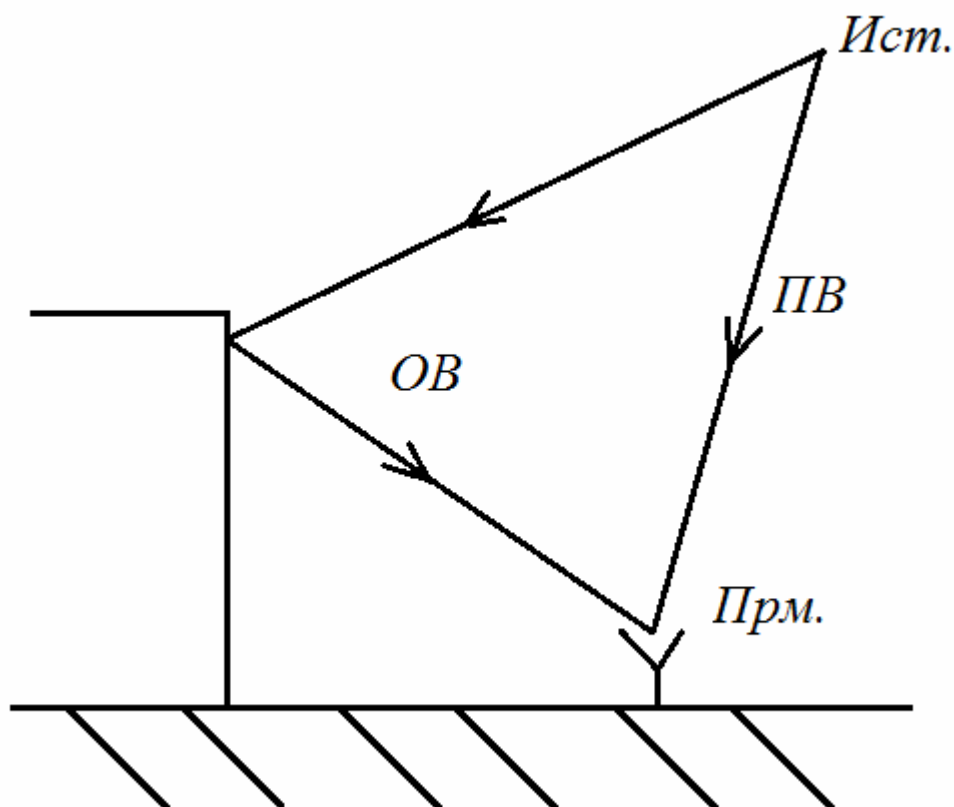


Рис.2. К пояснению эффекта многолучевости.

ПВ- прямая волна, ОВ- отраженная волна, Ист.- источник сигнала, Прм.- приемник.

При работе НАП в городских условиях, а также в любых других ситуациях, характеризующихся наличием отражающих предметов, на вход приемника, кроме сигналов навигационного спутника, поступают переотраженные от местных предметов сигналы. Переотраженные сигналы имеют, как правило, меньшую, чем у прямого сигнала, амплитуду, дополнительную задержку огибающей и дополнительное фазовое смещение, которое, кроме того, могут изменяться во времени. Кроме того, искажаются формы дискриминационных характеристик дискриминаторов задержки, фазы (или частоты), что также негативно сказывается на точности формируемых оценок.

Явление многолучевости проявляется в момент приема прямого сигнала, исходящего непосредственно от источника, одновременно с отраженным сигналом от естественных и искусственных преград и объектов. Прямой и отраженный сигналы отличаются по временной задержке и фазовой.

1.4. Цели и задачи работы

Цель работы - сравнить влияние многолучевого распространения сигнала на различные виды навигационных радиосигналов, используемые в действующих СРНС с модуляцией ВОС и ВРСК.

К основным задачам работы для достижения поставленной цели относятся:

- проведение анализа влияния структуры навигационных радиосигналов на их свойства
- проведение обзора действующих навигационных радиосигналов основных СРНС
- анализ работы системы слежения за задержкой
- создание методики анализа влияния многолучевого распространения на систему слежения за задержкой
- проведение анализа влияния многолучевого распространения на прием сигналов с модуляцией ВРСК
- проведение анализа влияния многолучевого распространения на прием сигналов с модуляцией ВОС(1,1)
- проведение сравнительного анализа влияния многолучевого распространения на действующие навигационные радиосигналы современных спутниковых радионавигационных систем.

2. Свойства навигационных радиосигналов

2.1. Структура навигационного сигнала

В СРНС для получения высокой точности измерения радионавигационных параметров (задержки и доплеровского смещения частоты) сигнала целесообразно использовать сигналы с большой базой $B \gg 1$. Такие сигналы называют шумоподобными (ШПС) или сложными сигналами в отличие от простых с $B = 1$.

Шумоподобные сигналы можно получить в результате дополнительной модуляции радиосигнала. Различные виды ШПС можно разбить на частотно-модулированные; многочастотные; фазоманипулированные; дискретные частные (сигналы с кодовой частотной модуляцией, частотно-манипулированные сигналы); дискретные составные частотные и др.

В современных СРНС используют фазоманипулированные сигналы, в которых сигнал длительностью T_c (период функции модуляции) разбивается на L элементов с длительностью $\tau_s = T_c/L$. При этом база сигнала $B = T_c/\tau_s = L$, а эквивалентная ширина спектра $\Delta f_s = 1/\tau_s$ в B раз шире, чем у исходного сигнала. Так, фазоманипулированный сигнал стандартной точности в СРНС ГЛОНАСС имеет параметры: $T_c = 1$ мс, $\tau_s = 2$ мкс, база сигнала $B = T_c/\tau_s = 511$.

Фазоманипулированные сигналы обеспечивают достаточно высокую помехоустойчивость приемника сигналов, под которой понимают возможность работы аппаратуры в условиях воздействия помех. Повышенная скрытность работы с фазоманипулированными сигналами обеспечивается тем, что при равных мощностях и длительности сигнала (т.е. при равных энергиях) спектральная плотность мощности фазоманипулированного сигнала в B раз

меньше, чем у аналогичного сигнала без фазовой манипуляции. Одновременно высокие характеристики помехоустойчивости и скрытности обеспечивают достаточный уровень помехозащищенности приемников таких сигналов.

Хорошая разрешающая способность фазоманипулированных сигналов обусловлена тем, что они имеют корреляционные функции с узкими пиками по осям τ и f_d , ширина которых обратно пропорциональна Δf_d и τ_d .

В радионавигационном сигнале, независимо от типа используемой модуляции присутствует функция дальномерного кода, определения псевдозадержек радиосигнала. Также должна быть составляющая информационного характера с данными и несущая высокочастотная компонента.

2.2. Основные свойства M-последовательностей

Существует множество различных псевдослучайных кодов, которые можно использовать для формирования навигационных радиосигналов. В качестве примера таких последовательностей рассмотрим M-последовательности. Свойства этих последовательностей хорошо изучены и они применяются в системе ГЛОНАСС. Данные последовательности являются рекуррентными линейными циклическими кодовыми последовательностями, которые формируются в результате циклических перестановок некоторого кодового слова $(b_1 b_2 \dots b_{n-1})$, элементы b_i которого принимают одно из возможных значений из алфавита (при использовании двоичного алфавита - это 0 и 1). Устройством, реализующим циклические перестановки, является многоразрядный (n-разрядный) сдвигающий регистр, состоящий из n последовательно соединенных двоичных элементов памяти, состояние которых передается (сдвигается) на последующие элементы под действием тактовых импульсов. Чтобы после n тактовых импульсов регистр не оказался «пустым», в

схему вводится элемент обратной связи, осуществляющий логическую операцию над содержимым n разрядов регистра. Полученный результат поступает на первый разряд. Схема такого регистра приведена на рис.2 , где $b_{i,j}$ - состояние i -ого регистра на j -м такте работы (другими словами, i -ый элемент кодового слова на j -м такте); $f(b_{1,j}, b_{2,j}, \dots, b_{n,j})$ - логическая функция в цепи обратной связи.

Наиболее распространены и изучены регистры с линейной обратной связью, в которых $f(b_{1,j}, b_{2,j}, \dots, b_{n,j})$ представляет собой сложение по модулю 2 ($\text{mod } 2$) всех или некоторых выходов регистров.

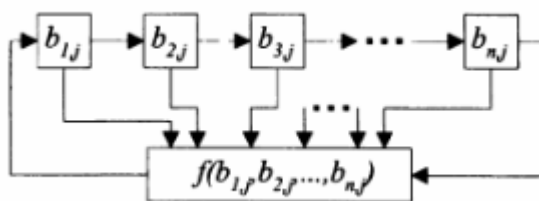


Рис.3. Схема n -разрядного сдвигающего регистра с обратной связью.

Суммирование по $\text{mod } 2$ обозначается \oplus , а умножение по $\text{mod } 2$ - \otimes поэтому для регистра с линейной обратной связью получаем

$$f(b_{1,j}, b_{2,j}, \dots, b_{n,j}) = (c_1 \otimes b_{1,j}) \oplus (c_2 \otimes b_{2,j}) \oplus \dots \oplus (c_n \otimes b_{n,j}) \quad (4)$$

Где c_i - коэффициенты, принимающие значения 0 и 1.

Последовательность на выходе n -разрядного сдвигающего регистра всегда периодична, причем ее период $L \leq 2^n$. В случае линейного сдвигающего регистра наибольший период $L_{max} = 2^n - 1$. Любая выходная последовательность, имеющая такой период, называется последовательностью максимальной длины или М-последовательностью. Для каждого значения n существуют линейные последовательности максимальной длины.

M-последовательности имеют ряд замечательных свойств. Одно из них (свойств уравновешенности) состоит в том, что в периоде последовательности (длиной L_{max}) число нулей и единиц отличается на единицу. При использовании двоичного алфавита символов (0 и 1 или -1 и 1) число единиц в последовательности равно 2^{n-1} , а число нулей $2^{n-1} - 1$.

Другое свойство- свойство корреляции: если последовательность почленно сравнивать с любым её циклическим сдвигом на длительности периода этой последовательности, то число совпадений меньше числа несовпадений на единицу, т.е. число совпадений равно $2^{n-1} - 1$, а число несовпадений 2^{n-1} .

Следующее важное свойство- сумма (по mod 2) двух M-последовательностей, сдвинутых одна относительно другой, является M-последовательностью. Это является следствием того, что сдвинутые M-последовательности можно получить с помощью одной и той же схемы.

Часто для описания работы сдвигающего регистра с линейной обратной связью используют характеристический многочлен (или порождающий полином)

$$B(x) = c_n x^n + c_{n-1} x^{n-1} + c_1 x + 1 \quad (5)$$

2.3. Свойства сигналов с двухуровневой фазовой манипуляцией BPSK(m)

Под фазовой манипуляцией понимают дискретное изменение фазы несущего колебания через временные интервалы τ_s . В общем случае изменение фазы сигнала может проводиться на конечное число разных фазовых углов. В простейшем случае используют два таких угла: 0 и π , а соответствующий вид манипуляции называют бинарной (двоичной) фазовой манипуляцией (ФМ-2

или в иностранной литературе BPSK- binary phase shift keying). В СРНС ГЛОНАСС/GPS/Galileo используют сигналы ФМ-2.

Сигнал с бинарной манипуляцией может быть записан в виде

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \pi \theta(t) + \varphi_0) \quad (6)$$

Где A - амплитуда сигнала; ω_0 - несущая частота; φ_0 - начальная фаза; $\theta(t)$ - функция фазовой манипуляции. При бинарной фазовой манипуляции типичный вид $\theta(t)$ приведен на рис.1

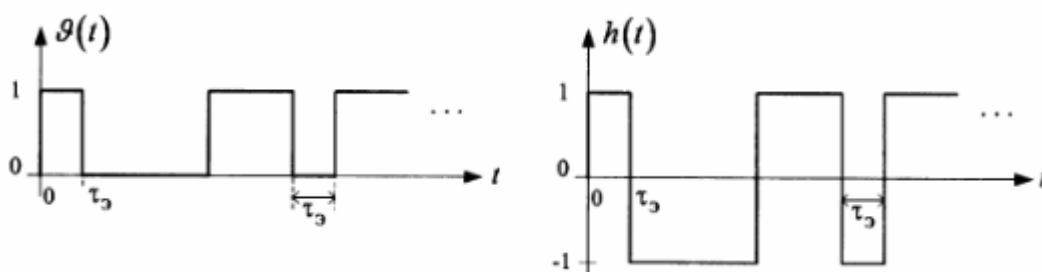


Рис.4. Функция бинарной фазовой манипуляции

Так как изменение фазы сигнала на π эквивалентно умножению амплитуды на -1, сигнал (6) можно записать в виде

$$s(t) = Ah(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (7)$$

Где функция амплитудной модуляции $h(t)$ приведена на рис.1 справа.

Для сигнала (7) комплексная огибающая записывается в виде $U_s(t) = Ah(t)e^{j\varphi_0}$, а огибающая сигнала – $U(t) = Ah(t)$.

В СРНС используют периодические сигналы ФМ-2, у которых на длительности периода T_c укладывается L символов длительностью $\tau_3 = T_c/L$.

При этом функция $h(t)$ тоже является периодической, и на длительности одного периода T_c она может быть описана соотношением

$$h(t) = \sum_{k=1}^L a_k g_0(t - (k-1)\tau_3), \quad (8)$$

где $g_0(t)$ - импульс с единичной амплитудой и длительностью τ_3 , $a_k = \pm 1$.

Последовательность символов $A = (a_1, a_2, \dots, a_k, \dots, a_L)$ называют кодовой последовательностью, которую в СРНС принято называть дальномерным кодом, а функцию $h(t)$ - функцией дальномерного кода, т.к. по задержке огибающей принятого сигнала, пропорциональной функции $h(t)$, измеряется дальность потребителя относительно навигационного спутника.

В цифровой технике для формирования кодовых последовательностей используют символы 0 и 1. Такую последовательность будем обозначать $A_\alpha = (\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_k \dots \alpha_L)$.

Соответствие между значениями символов двух последовательностей a_k и α_k и фазовой манипуляции ФМ-2 сигнала определяется следующим образом:

Фаза манипуляции Символ последовательности:	закон фазовой кодовой	0	π
a_k		1	-1
α_k		0	1

Спектральные свойства ФМ-2 сигналов определяются спектральной плотностью $S_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_0(t) e^{-j2ft\pi} dt$ импульса $g_0(t)$ и типом кодовой последовательности A . Для одиночного прямоугольного импульса

Нормированная автокорреляционная функция прямоугольного импульса описывается соотношением

$$\rho_0(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/\tau_3, & \text{при } |\tau| \leq \tau_3, \\ 0, & \text{при } |\tau| > \tau_3, \end{cases} \quad (9)$$

$$N(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d(\tau) \quad (10)$$

А спектральная плотность мощности, рассчитанная по формуле (10), -

$$N_0(f) = \tau_3 \left(\frac{\sin(\pi f \tau_3)}{\pi f \tau_3} \right)^2. \quad (11)$$

Спектральная плотность функции дальномерного кода $h(t)$ имеет вид

$$S_h(f) = S_0(f) \sum_{k=1}^L a_k \exp(-j(k-1)2\pi f \tau_3). \quad (12)$$

Сумма в правой части (12) является спектральной плотностью кодовой последовательности A , которую обозначим как

$$H(f) = \sum_{k=1}^L a_k \exp(-j(k-1)2\pi f \tau_3).$$

Тогда спектральную плотность функции дальномерного кода $h(t)$ можно представить в виде произведения:

$$S_h(f) = S_0(f) H(f) \quad (13)$$

Выражение (11) удобно тем, что можно сначала отдельно найти спектральные плотности $S_0(f)$ и $H(f)$, а затем, перемножив их, - спектральную плотность функции $h(t)$, которая с точностью до амплитуды A является спектральной плотностью огибающей ФМ-2 сигнала.

2.4. Свойства сигналов с модуляцией на поднесущих частотах ВОС(n, m)

Фазоманипулированные сигналы, рассмотренные выше, имеют спектральную плотность мощности, сосредоточенную в области несущей

частоты сигнала (характеристика Рис.5., перенесенная на несущую частоту сигнала). В то же время, более высокая точность измерения задержки сигнала достигается, если спектр сигнала имеет форму, у которой максимумы смещены к краям занимаемого диапазона частот. Такая форма спектральной плотности мощности может быть получена при использовании бинарной модуляции на поднесущих частотах. В англоязычной литературе данный тип модуляции называется binary offset carrier (BOC).

Под модуляцией BOC(f_{sub}, f_{chip}) понимается бинарная модуляция на поднесущих частотах, при которой f_{sub} - частота отстройки поднесущих, f_{chip} - частота следования символов (чипов) кода. Обычно, частоты f_{sub}, f_{chip} выбираются кратными некоторой «базовой» частоте f_c (например, в GPS $f_c = 1023$ МГц), т.е. $f_{sub} = m f_c, f_{chip} = n f_c$. Тогда для обозначения модуляции на поднесущих частотах используется сокращенная запись BOC(m,n). Отметим, что аналогичное обозначение используется для фазовой манипуляции BPSK(n), что соответствует скорости следования символов кода $f_{chip} = n f_c$.

Для формирования поднесущих используются функции $\text{sign}(\cos(2\pi f_{sub} t))$ или $\text{sign}(\sin(2\pi f_{sub} t))$, т.е. колебание меандрового типа. Здесь $\text{sign}(x)$ – знаковая функция, принимающая значения ± 1 в зависимости от знака аргумента x . В СРНС GPS, Galileo и перспективной СРНС ГЛОНАСС используется функция $\text{sign}(\sin(2\pi f_{sub} t))$.

Для случайной непериодической кодовой последовательности функция амплитудной модуляции сигнала с фазовой манипуляцией BPSK(n) описывается выражением.

$$h(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g_0(t - (k - 1)\tau_s)$$

в котором $\tau_s = 1/(nf_c)$, значения a_k соседних символов независимы между собой, а каждый из символов случайным образом с равными вероятностями может принимать значения ± 1 , а нормированная КФ описывается (9).

Для нормированной КФ справедливо соотношение

$$\rho_0(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{g}_{bpsk}(t) \widetilde{g}_{bpsk}(t + \tau) dt,$$

Где

$$\widetilde{g}_{bpsk}(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{\tau_s}, & \text{при } 0 \leq t \leq \tau_s, \\ 0 & \text{при иных } t, \end{cases} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{g}_{bpsk}(t) dt = 1$$

Последнее условие означает, что модулирующий сигнал

$$\tilde{h}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \tilde{g}(t - k\tau_s), \quad (14)$$

Имеет единичную мощность. Далее будут рассматриваться именно такие модулирующие сигналы. Спектральная плотность мощности такого сигнала описывается (11).

Для модуляции ВОС функция $\tilde{g}(t)$ определяется выражением

$$\widetilde{g}_{voc}(t) = \widetilde{g}_{bpsk}(t) \text{sign}(\sin(\pi t/\tau_s + \psi)), \quad (15)$$

Где $\tau_s = 1/2f_{sub} = 1/(2mf_c)$ – длительность половины периода модулирующей гармонической функции, ψ – начальная фаза модулирующей функции.

Как отмечалось выше, обычно используется $\psi=0$ и $\psi=\pi/2$, а в СРНС используется $\psi=0$, что и полагается далее.

Введем параметр $k = \tau_3 / \tau_s = 2m/n$.

Спектральная плотность мощности модулирующего сигнала единичной мощности с модуляцией ВОС и $\psi=0$ определяется выражением (16). (Understanding GPS. Principles and application/ Edited by D.Kaplan, C.J.Hegarty. Second edition.- Artech House, 2006).

$$N_{\text{voc}}(f) = \begin{cases} \frac{1}{f_s} \text{sinc}^2\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \text{tg}^2\left(\frac{\pi f}{2 f_s}\right), & \text{при четном } k, \\ \frac{1}{f_s} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi f}{f_s}\right)}{\left(\frac{\pi f}{f_s}\right)^2} \text{tg}^2\left(\frac{\pi f}{2 f_s}\right), & \text{при нечетном } k. \end{cases} \quad (16)$$

В СРНС используются ВОС модуляция при кратных значениях $m=pn$, т.е. ВОС(pn,n), $p=1,2,\dots$. Введем целочисленный параметр $\nu = \left[\frac{2p|\tau|}{\tau_s} \right]$, где $[x]$ - функция взятия целой части числа. Тогда корреляционную функцию сигнала с модуляцией ВОС(pn,n) можно записать в виде

$$\rho_{\text{voc}}(\tau) = \begin{cases} (-1)^{\nu+1} \left[\frac{1}{p} (-\nu^2 + 2p\nu + \nu - p) - \frac{|\tau|}{\tau_s} (4p - 2\nu + 1) \right], & \text{при } |\tau| \leq \tau_s, \\ 0, & \text{при иных } \tau. \end{cases} \quad (17)$$

На Рис.5. приведены графики спектральной плотности мощности сигналов с ВОС(m,n) модуляцией и $f_c = 1,023$ МГц, занимающих одинаковую полосу частот $\Delta f = 8f_c = 8,184$ МГц.

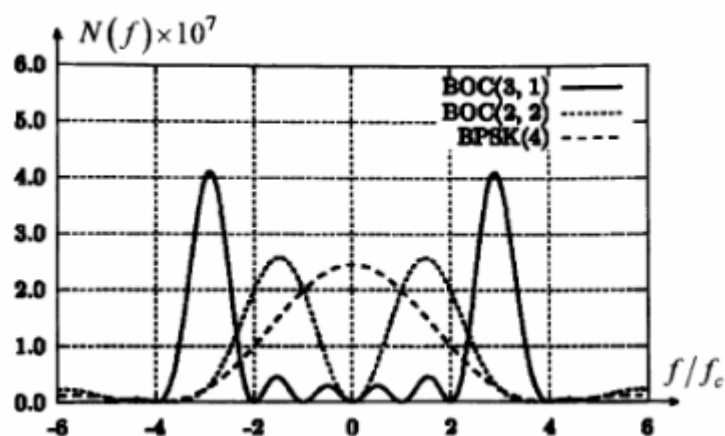


Рис.5. Спектральные плотности мощности сигналов с ВОР(m,n)

Из рисунка видно, что варьируя значения параметров n и m , можно формировать различную форму спектральной плотности мощности модулирующего сигнала, а, следовательно, и фазоманипулированного сигнала в целом.

Сигнал с модуляцией ВОР(n,n). Спектральная плотность мощности огибающей сигнала определяется (16). На Рис.6. приведена спектральная плотность мощности комплексной огибающей сигнала с модуляцией ВОР(1,1).

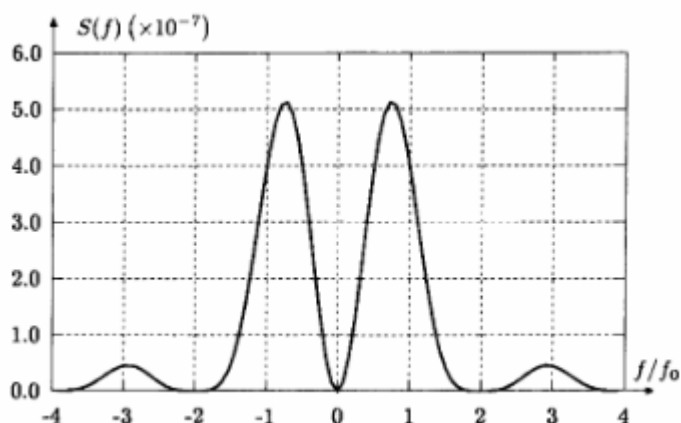


Рис.6. Спектральная плотность мощности комплексной огибающей сигнала с модуляцией ВОР(1,1).

3. Обзор существующих радиосигналов

3.1. Сигнал ГЛОНАСС ПТ - BPSK(0.5)

В СРНС ГЛОНАСС (RUSSIA) в частотном диапазоне L1 используется фазоманипулированный сигнал ФМн-2 или BPSK(0.5) на несущей частоте 1602 МГц с длительностью элементарного символа дальномерного кода $\tau_s = 2$ мкс что дает ширину спектра $\Delta f_c = 1$ МГц, длительность сигнала $T_c = 1$ мс, база сигнала $V=L=511$. В данной системе используется частотное разделение каналов, каждый из которых работает на своей несущей частоте равной «нулевой» рабочей 1602 МГц с прибавлением литерной частоты $\Delta f_1 = 562.5$ КГц. Обеспечение навигационного приемника большой шириной полосы для работы по всем сигналам диапазона является не эффективной с энергетической точки зрения.

Дальномерный код формируется генератором на регистрах сдвига Рис.7., порождающий полином представлен ниже (формула (18)):

$$G(x) = 1 + x^5 + x^9 \quad (18)$$

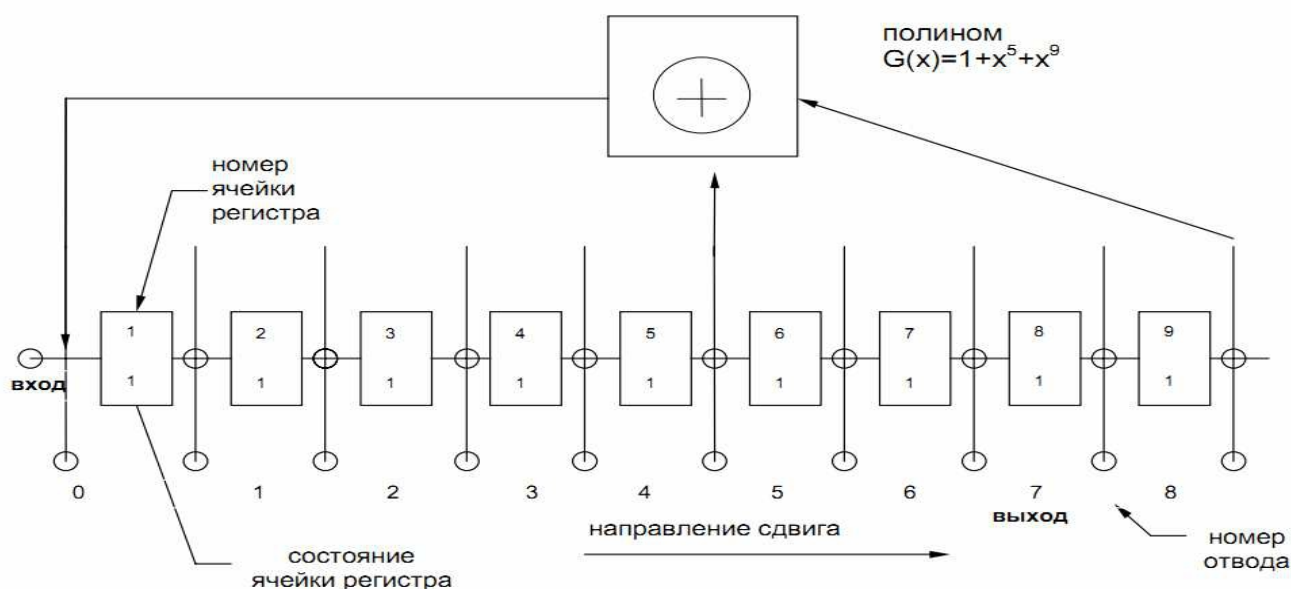


Рис.7. Генератор формирования ДК

На рисунке ниже изображен спектр сигнала СРНС ГЛОНАСС ПТ ВPSK(0.5) с длительностью символов дальномерного кода 2 мкс на промежуточной частоте 20 МГц. Ширина полосы такого сигнала 1 МГц.

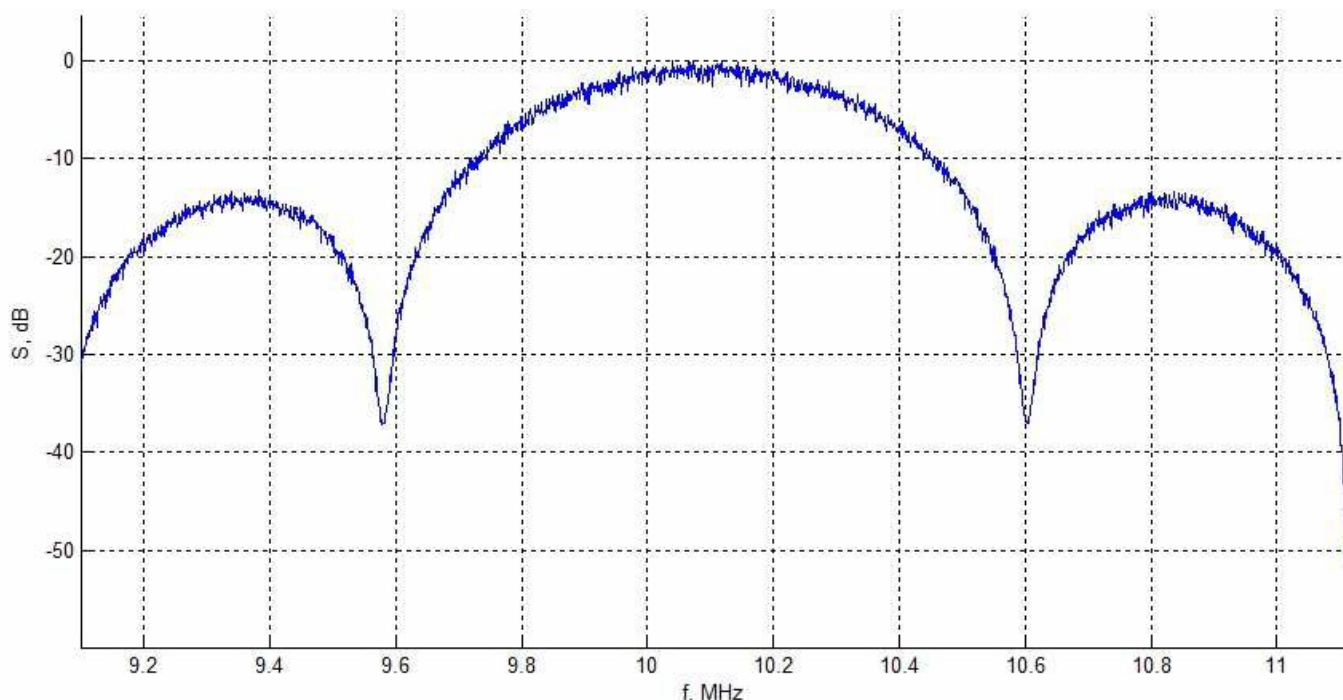


Рис.8. Спектр сигнала ВPSK(0.5) $f_{\text{нес}} = 10.1$ МГц, $T_{\text{дк}} = 2$ мкс. Основной сигнал СРНС ГЛОНАСС $\Delta f_c = 1.1$ МГц.

3.2. Сигнал GPS C/A - ВPSK(1) и Сигнал GPS P/Y - ВPSK(10)

СРНС GPS (United States of America) использует гражданские сигналы с несущей частотой 1575,42 МГц в диапазоне С/А. Используются сигналы ВPSK(1) ($\tau_s = 1$ мкс) стандартной точности, ВPSK(10) ($\tau_s = 0.1$ мкс) высокой точности, в диапазоне L1С сигнал с методом модуляции ВOC($f_{\text{sub}}, 1$) $f_{\text{sub}} = f_c * 1 = 1.023$ МГц (ВOC(1,1)).

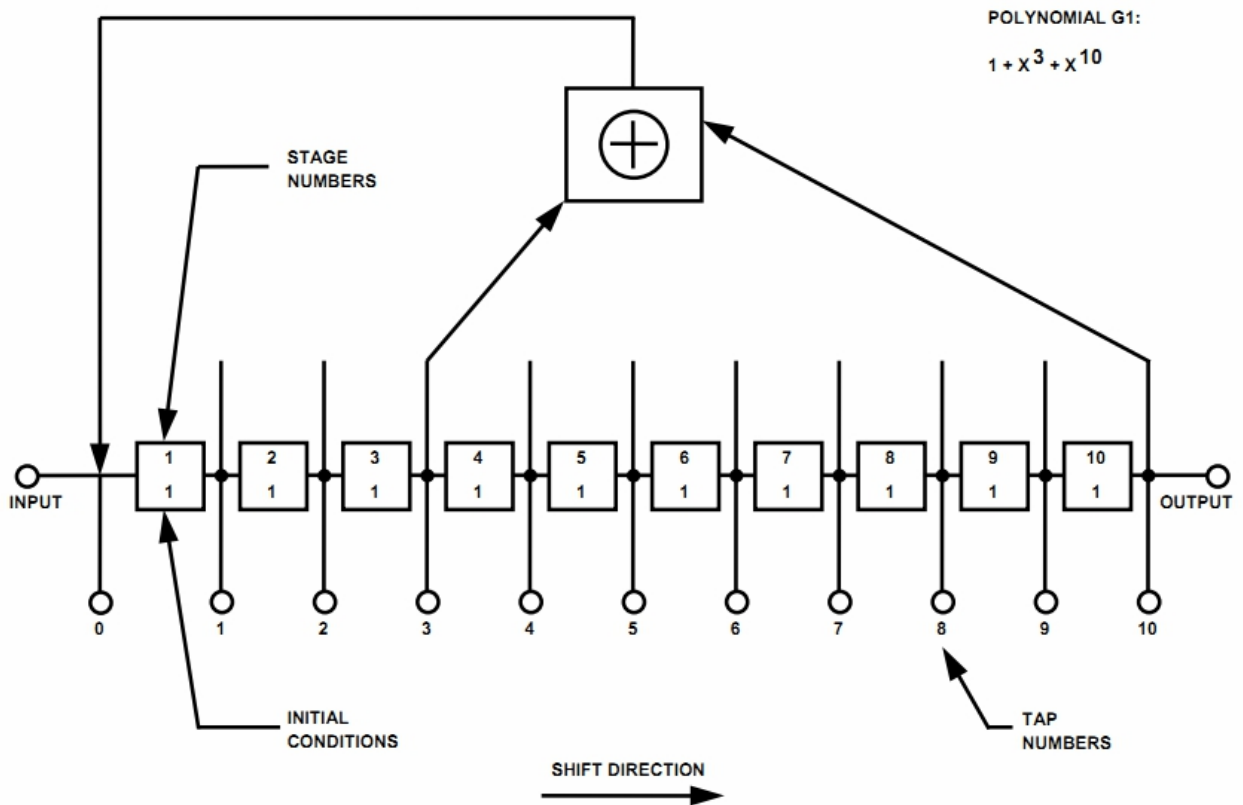
Формирование дальномерного кода диапазона С/А осуществляется на генераторах, построенных на регистрах сдвига (Рис.10.) по порождающим полиномам (19) и (20):

$$G1(x) = 1 + x^3 + x^{10} \quad (19)$$

$$G2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} \quad (20)$$



Рис.9. Схема устройства формирующего код Голда, используемый в генераторе ДК СРНС GPS.



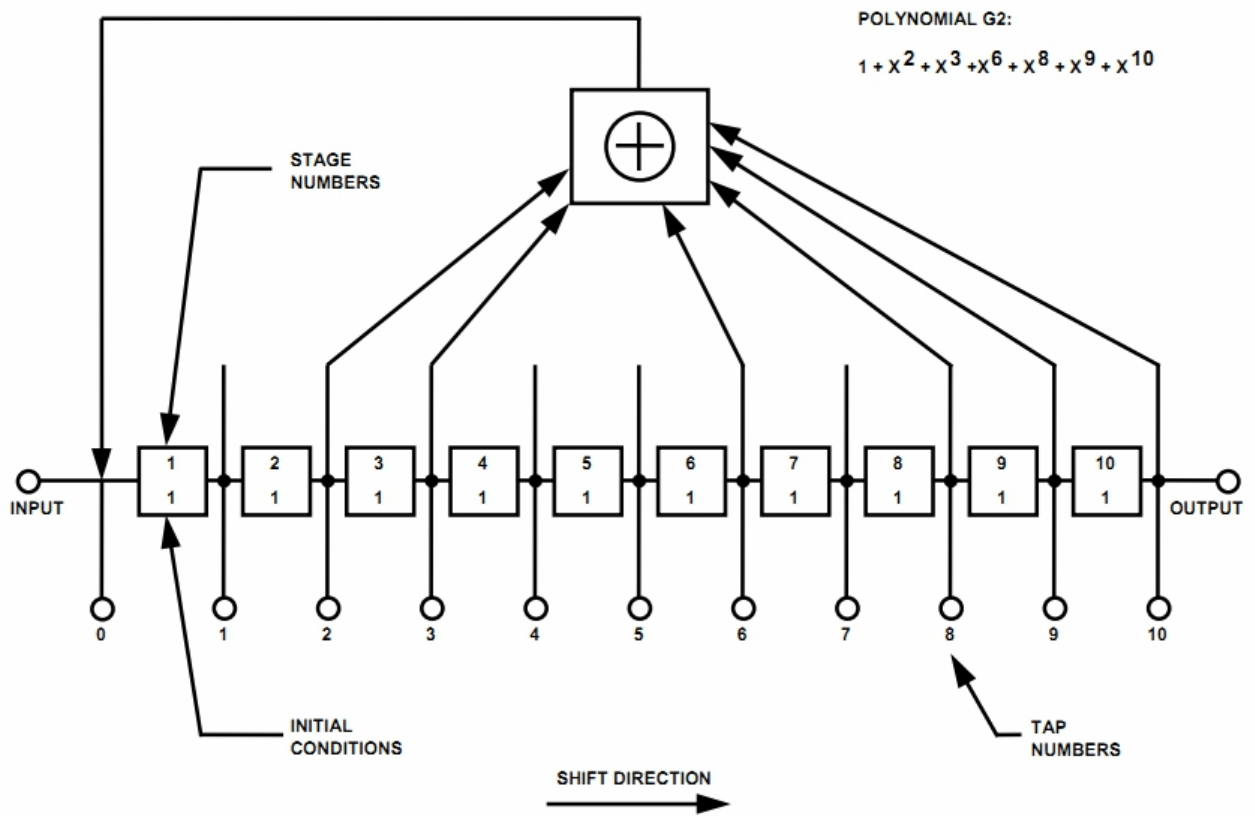


Рис.10. Формирование ДК СРНС GPS.

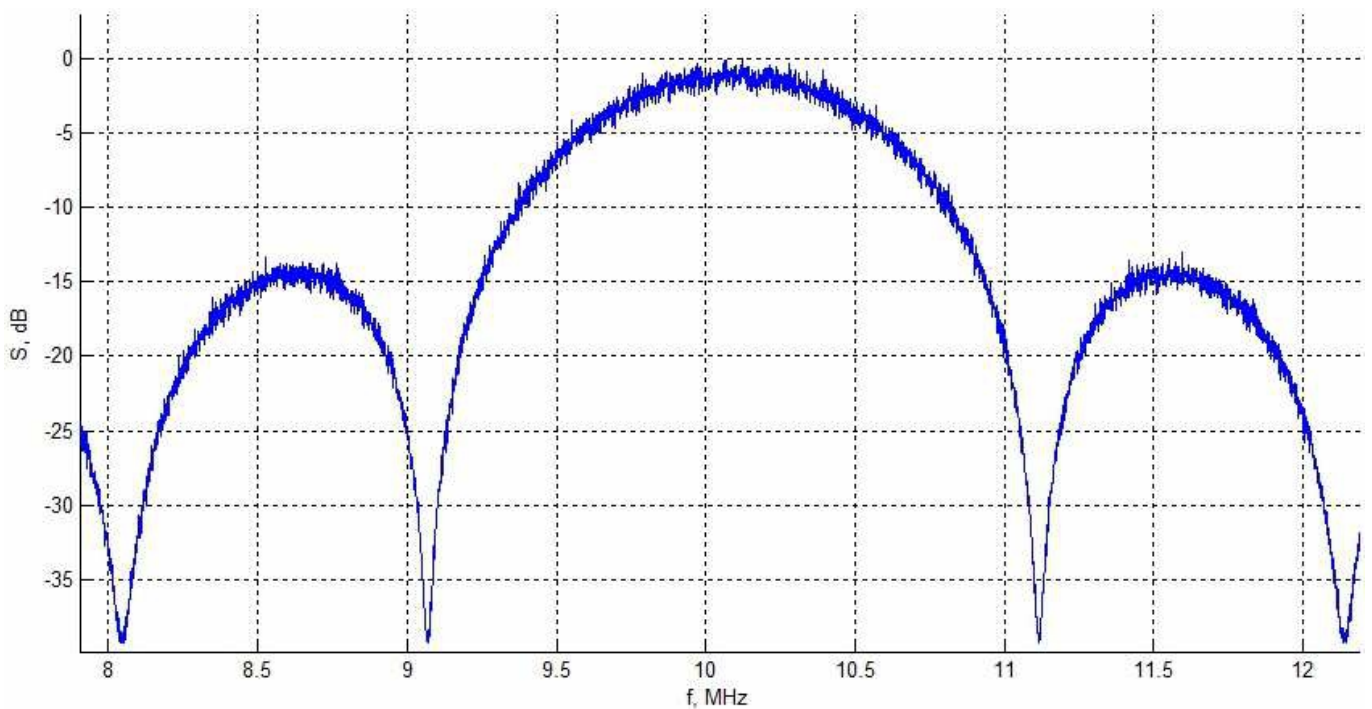


Рис.11. Спектр сигнала BPSK(1) $f_{нес} = 10.1$ МГц, $T_{дк} = 1$ мкс. Сигнал стандартной точности СРНС GPS $\Delta f_c = 2$ МГц

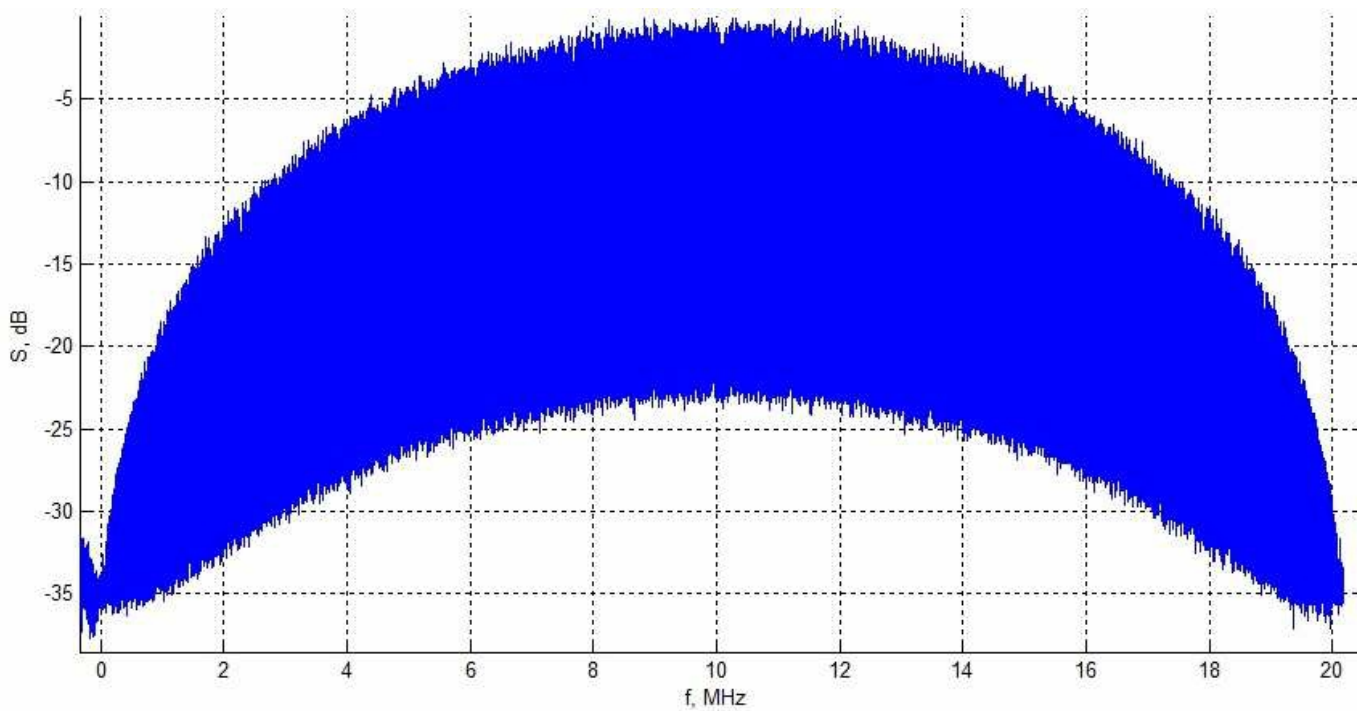


Рис.12. Спектр сигнала BPSK(10) $f_{\text{нес}} = 10.1$ МГц, $T_{\text{дл}} = 0,1$ мкс. Сигнал высокой точности СРНС GPS $\Delta f_c = 20$ МГц.

3.3. Сигнал Galileo E1 - ВОС(1, 1) и Сигнал GPS L1C - ВОС(1,1)

В данном подразделе объединены два сигнала разных СРНС поскольку в них используется одинаковый вид модуляции на поднесущих частотах ВОС(1,1). Для СРНС Galileo представлен краткий обзор сигнала СВОС(6,1)

СРНС Galileo (European Union) использует гражданские сигналы в диапазоне E1 с модуляцией СВОС(6,1) она отличается от модуляции ВОС(1,1) тем, что частота отстройки несущих равна 6 МГц. Структура устройства формирования модуляции СВОС(6,1) а также структура сигнала представлены ниже:

$$S_{E1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (C_{E1-B}(t) (\alpha SC_{E1-B,a}(t) + \beta SC_{E1-B,b}(t)) - C_{E1-C}(t) (\alpha SC_{E1-C,a}(t) + \beta SC_{E1-C,b}(t)))$$

; частота компоненты с индексом «а» равна 1,023 МГц, с «b» 6,138 МГц

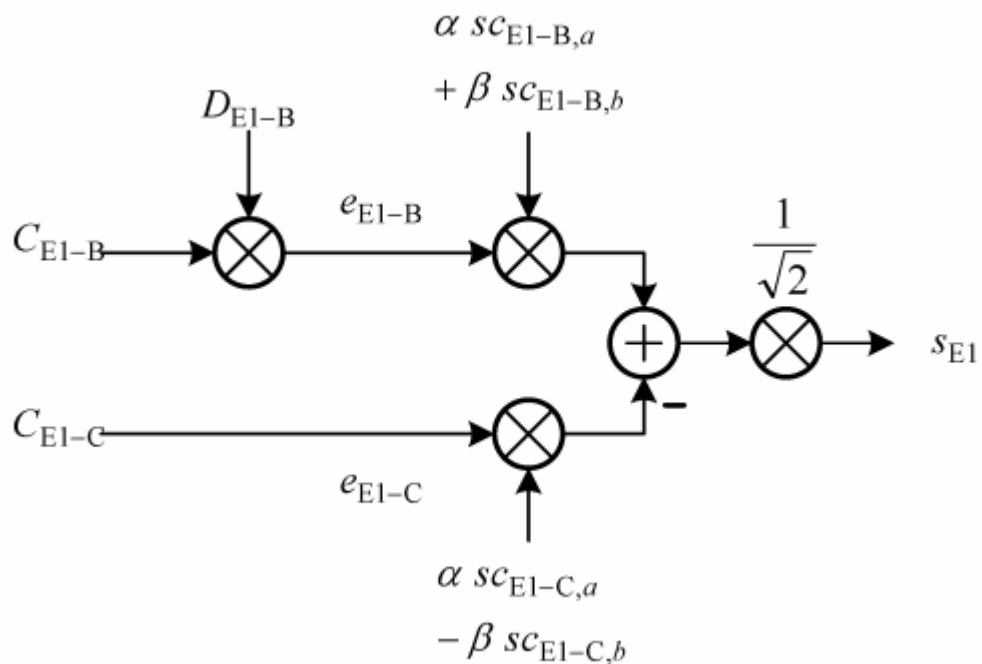


Рис.13. Формирование сигнала S_{E1} .

Последовательность $Sc_{x,a}$ это сигнал ВОС(6,1), а $Sc_{x,b}$ сигнал с модуляцией ВОС(1,1). Входной сигнал C_{E1-B} компонента модулированная данными, C_{E1-C} несущий сигнал. D_{E1-B} - сигнал представляющий навигационное сообщение.

Компонента ВОС(6,1) данного сигнала имеет большую полосу, но маленькую мощность (1/11 от общей мощности сигнала) и предназначена для высокоточных геодезических применений. Стандартные приемники используют только компоненту ВОС(1,1), которая исследована в работе.

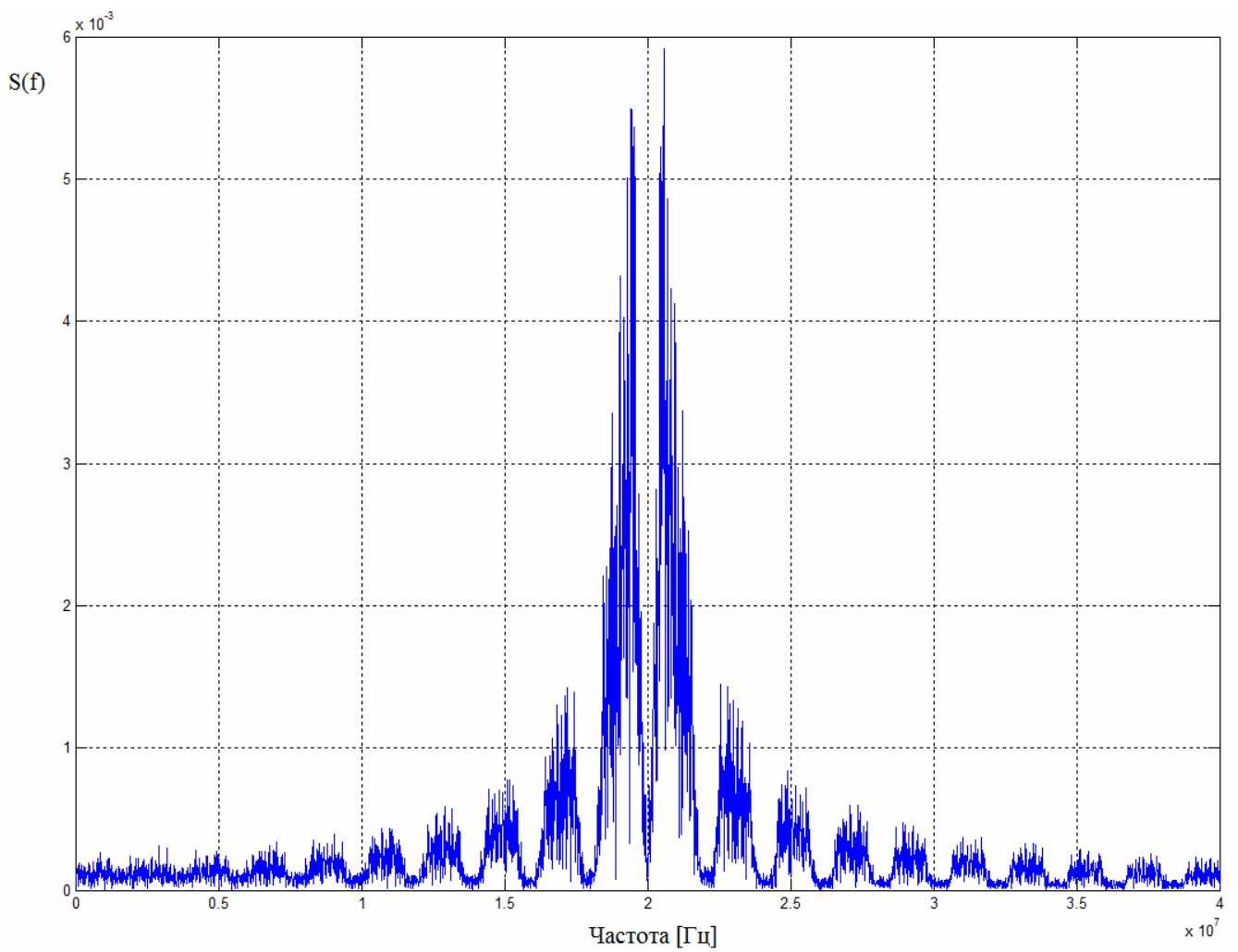


Рис.14. Спектр сигнала ВОС(1,1) $f_{нес} = 20$ МГц, $T_{дк} = 1$ мкс. Основной сигнал
СРНС Galileo $\Delta f_c = 4,1$ МГц

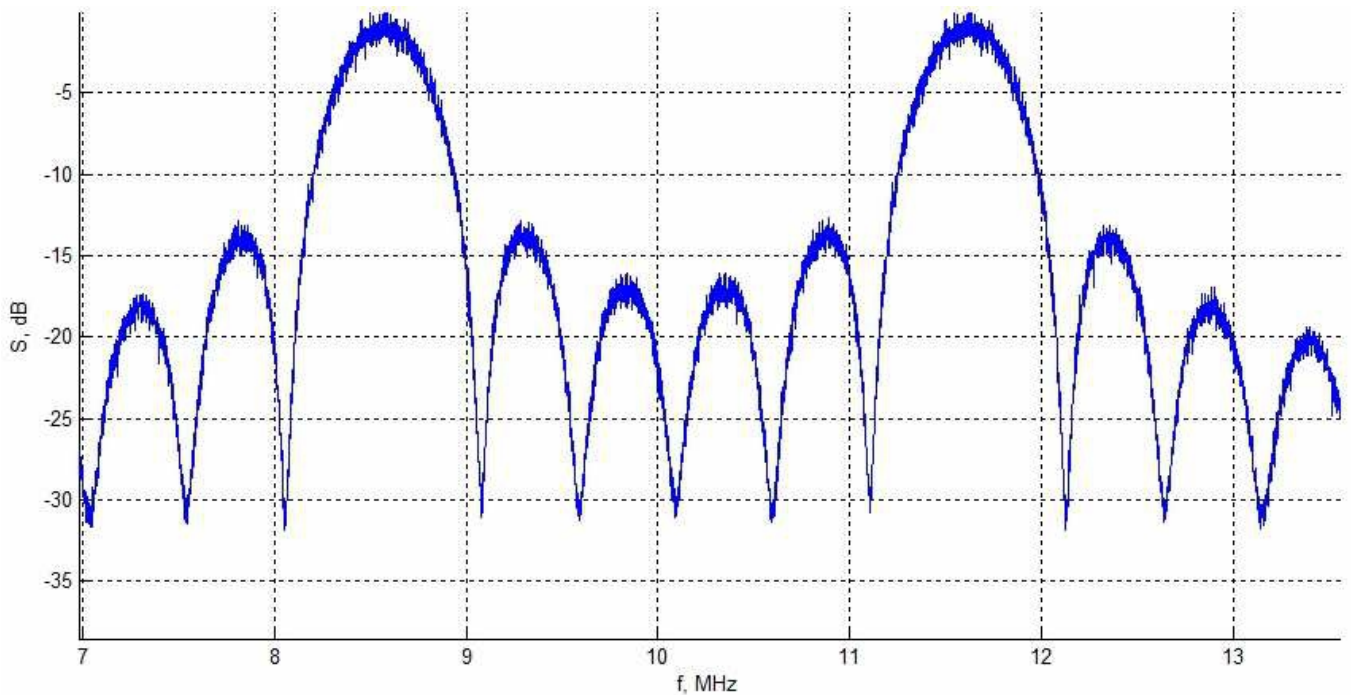


Рис.14. Спектр сигнала ВОС(1,1) $f_{\text{нес}} = 10.1$ МГц, $T_{\text{дк}} = 1$ мкс. Основной сигнал СРНС Galileo $\Delta f_c = 4$ МГц

3.4. Сигнал Beidou B1 - BPSK(2)

СРНС *BeiDou (China)* гражданский сигнал B1 с модуляцией BPSK(2) ($\tau_s = 0.5$ мкс) с частотой следования символов дальномерного кода $f_{\text{дк}} = 2,046$ МГц. Длина кода $L=2046$ символов, она же база сигнала. Для формирования ДК используется генератор кода Голда. Несущая сигнала равна $f_0 = 1561,098$ МГц. Сигнал состоит из двух компонент, синфазной и квадратурной. Структура сигнала:

$$S^j(t) = A_I C_I^j(t) D_I^j(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi^j) + A_Q C_Q^j(t) D_Q^j(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi^j) \quad (22)$$

$C(t)$ - функция ДК. $D(t)$ - навигационное сообщение (data).

Генератор формирующий дальномерный код и формирующие полиномы представлены ниже.

$$G1(x) = 1 + x + x^7 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} \quad (23)$$

$$G2(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + x^8 + x^9 + x^{11} \quad (24)$$

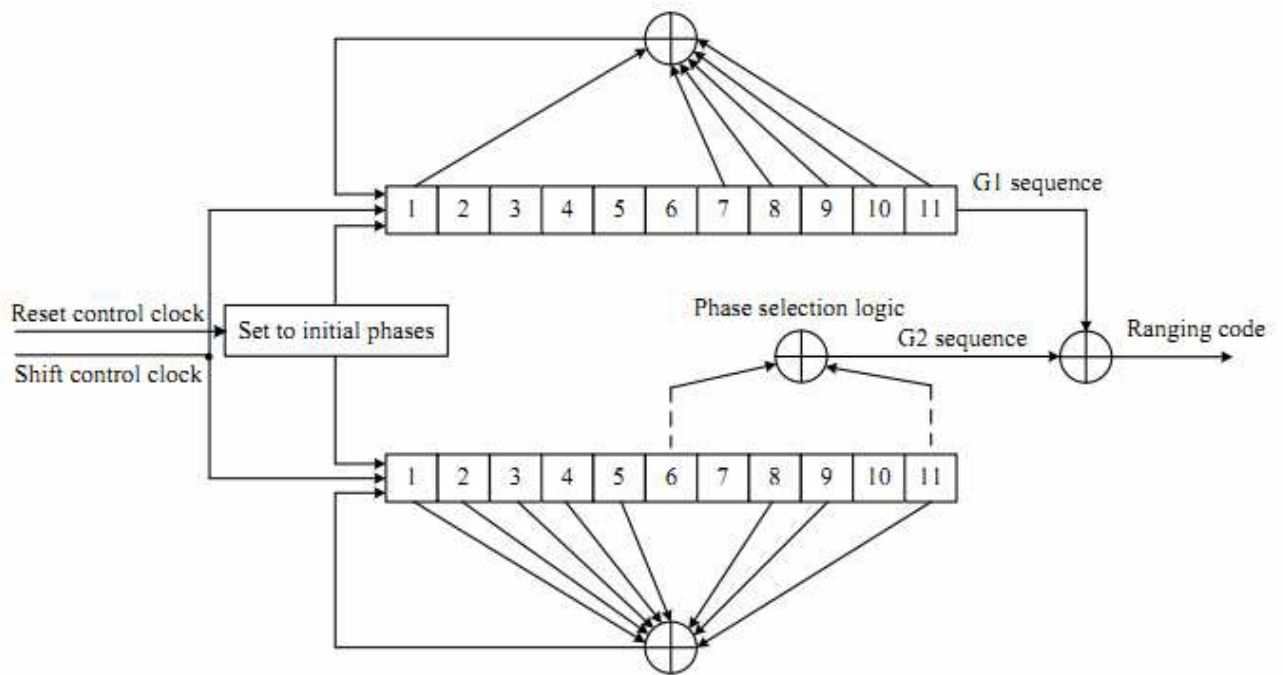


Рис.15. Формирование ДК в СРНС BeiDou.

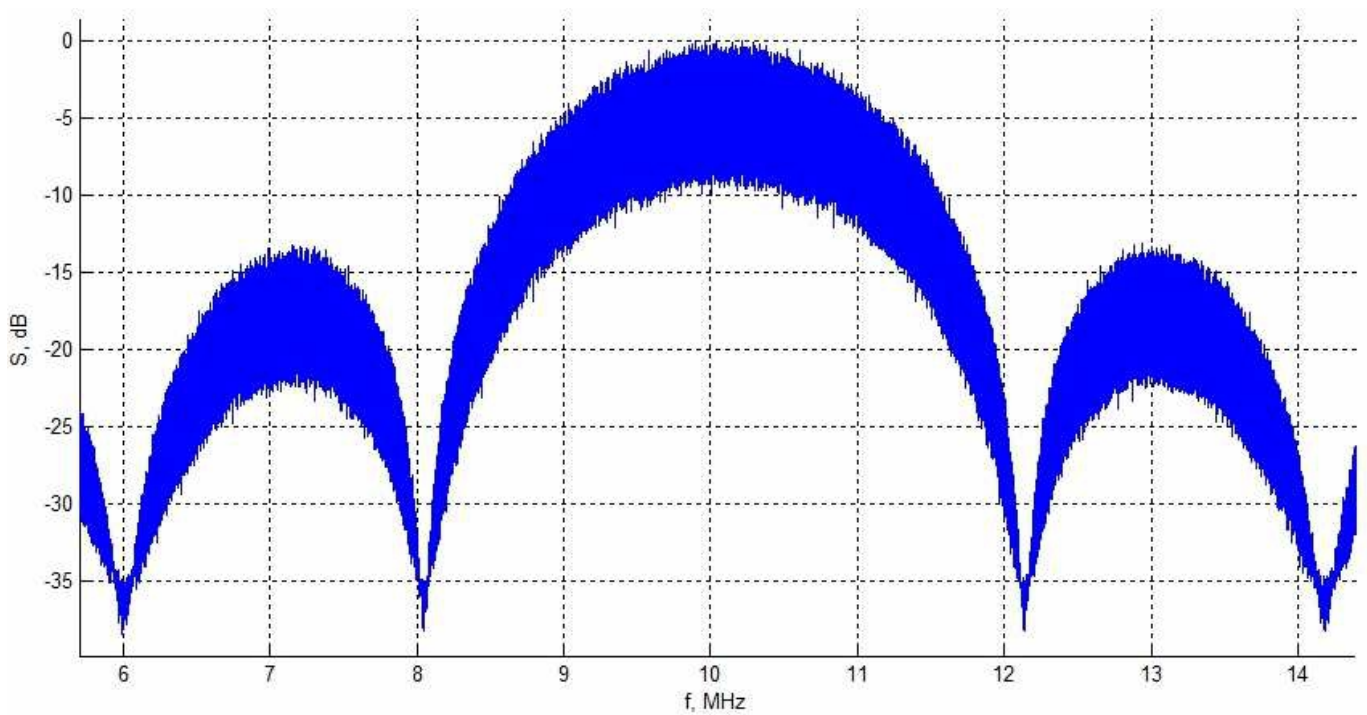


Рис.16. Спектр сигнала BPSK(2) $f_{\text{нес}} = 10.1$ МГц, $T_{\text{дк}} = 0,5$ мкс. Сигнал СРНС BeiDou $\Delta f_c = 4.1$ МГц

4. Система слежения за задержкой

4.1. Структура системы слежения за задержкой

Система ССЗ. На ее вход подается сигнал:

$$y(t) = S(t) + n(t) \quad (25)$$

$$\text{Где } S(t) = A\sigma_{\text{дк}}(t - \tau)\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (26)$$

Где A - амплитуда сигнала, $\sigma_{\text{дк}}$ - функция модуляции дальномерным кодом,

T - задержка сигнала, ω_0 - частота предающего сообщения, $n(t)$ – шумы на входе приемника.

Основная задача следящей системы это высокая точность за соответствующим параметром (в нашем случае за задержкой сигнала). При решении главной задачи возникают сложности обусловленные несовершенством принципов и технологий, применяемых в построении системы.

Работа системы слежения за задержкой описывается следующим образом: на вход системы, а входом является цифровой дискриминатор, поступает сигнал от НС, наряду с ним система, в частности опорный генератор, подает опорный сигнал. Два сигнала задают рассогласование, которое определяет дискриминатор, как расстояние между фронтом опорного импульса и центром импульса исследуемого сигнала, далее вырабатывается напряжение, зависящее от разности рассогласования сигналов по задержке. Структурная схема ССЗ представлена ниже, она состоит из дискриминатора, опорного генератора и фильтра, принцип работы основан на явлении обратной связи, которая является обязательным условием в системах автоматики, к коим причисляется система слежения за задержкой:

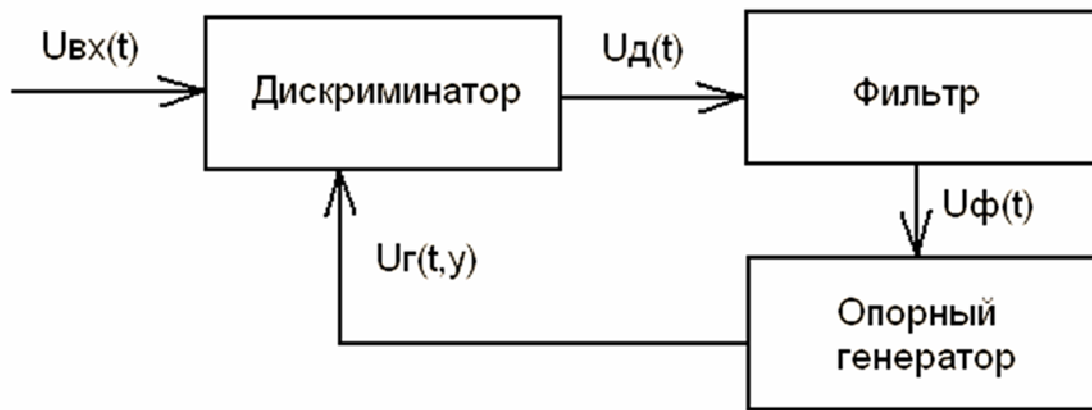


Рис.17. Структурная схема ССЗ.

Напряжение с выхода ВД, пройдя через ФНЧ, поступает на управляющий вход ОГ. На сигнальный вход ОГ подается опорная импульсная последовательность. Под воздействием управляющего напряжения опорная импульсная последовательность задерживается пропорционально управляющему напряжению. Далее опорная последовательность запускает ОГ, который формирует следящие импульсы и стробирующий импульс.

Напряжение на выходе дискриминатора, усредненное за период повторения импульсов, записывается в виде:

$$u_d = M[u_d(t)] + \xi(t, \Delta\tau) = F(\Omega) + \xi(t, \Delta\tau) \quad (27)$$

Где $M[u_d(t) = F(\Delta\tau)]$ - математическое ожидание выходного напряжения.

$\xi(t, \Delta\tau)$ - флюктуационное напряжение, усредненное за период повторения импульсов.

$F(\Delta\tau) = M[u_d(t)]$ - дискриминационная характеристика, определяемая как зависимость среднего значения напряжения на выходе дискриминатора от рассогласования (ошибки слежения).

С выхода дискриминатора напряжение поступает на следящий фильтр.

Математическая модель ССЗ, структурная схема:

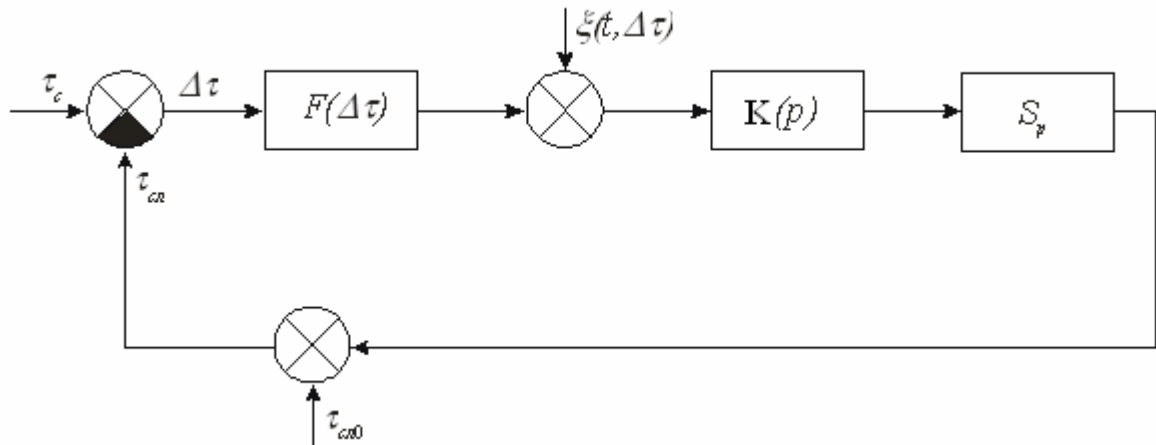


Рис.18. Структурная схема ССЗ.

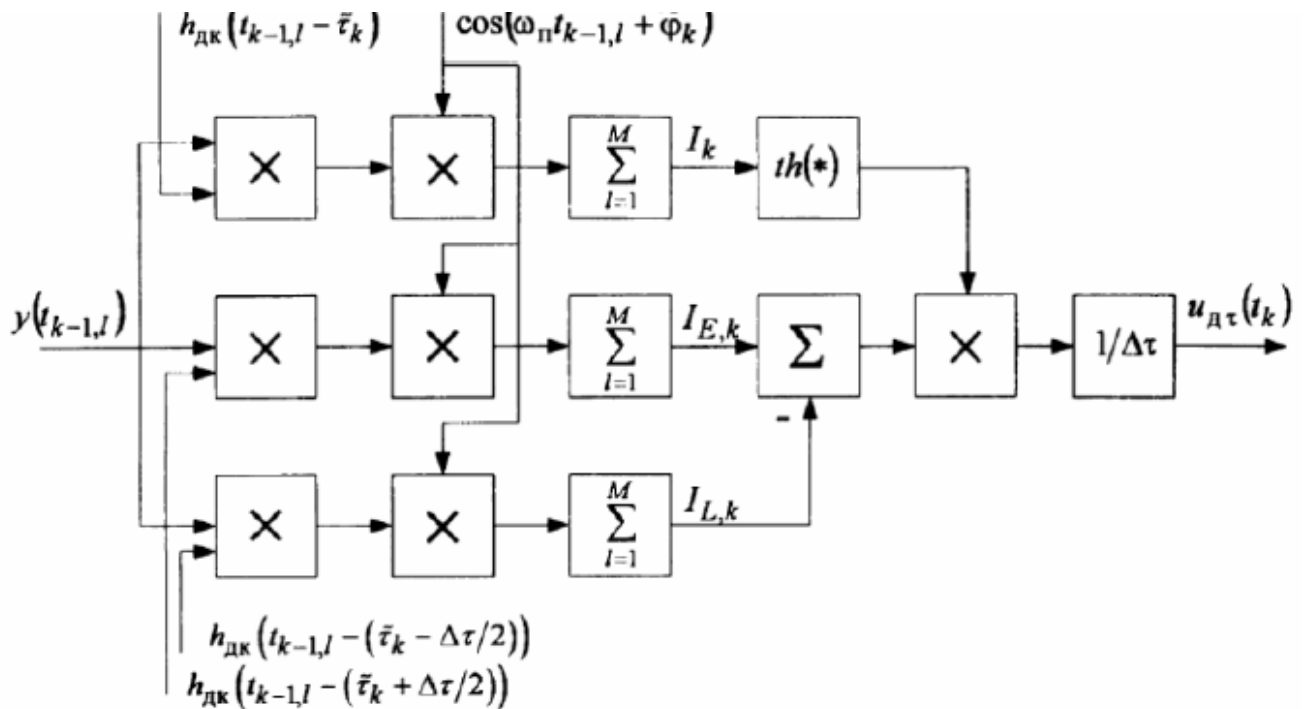


Рис.19. Схема дискриминатора задержки огибающей сигнала

$$I_{E,k} = \frac{A}{\sigma_{\bar{n}}^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l} - (\tau_k + \Delta\tau/2)) \cos(\omega_0 t_{k-1,l} + \varphi_k) \quad (28)$$

$$I_{L,k} = \frac{A}{\sigma_{\bar{n}}^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l} - (\tau_k - \Delta\tau/2)) \cos(\omega_0 t_{k-1,l} + \varphi_k) \quad (29)$$

Синфазные составляющие представляют собой опережающий и запаздывающий сигналы.

А дискриминационная характеристика принимает вид:

$$u_{\delta\tau}(t_k) = th\left(\frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) h_{\delta,k}(t_{k-1,l} - \tau_k) \cos(\omega_n t_{k-1,l} + \varphi_k)\right) * \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) \frac{\partial h_{\delta,k}(t_{k-1,l} - \tau_k)}{\partial \tau} \cos(\omega_n t_{k-1,l} + \varphi_k) \quad (30)$$

Дискриминационная характеристика принимает вид:

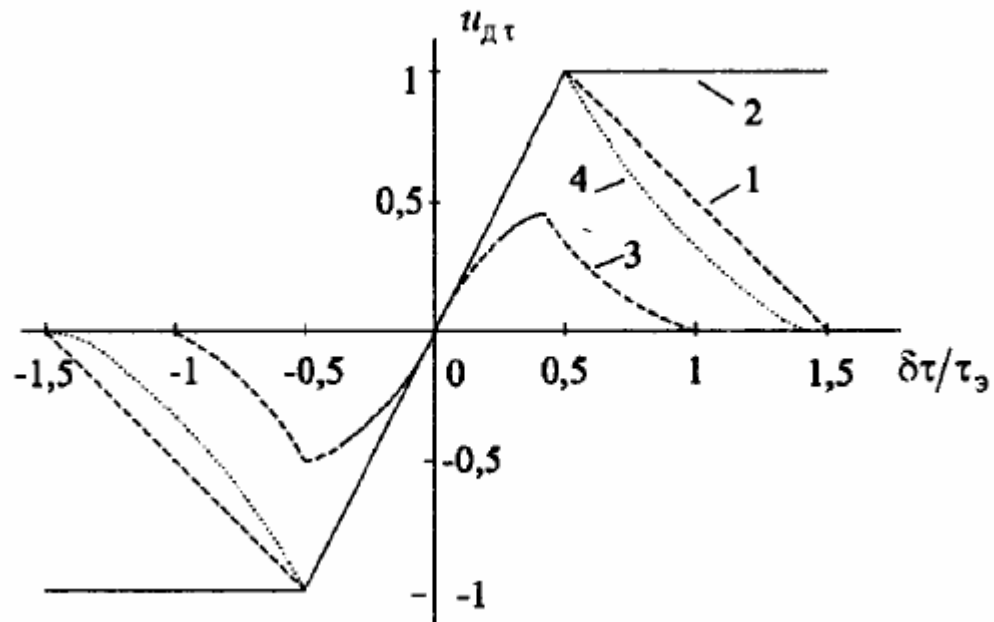


Рис.20. Дискриминационные характеристики дискриминаторов задержки сигналов.

Дискриминационная характеристика, которая моделировалась в работе, функционирует по данному алгоритму:

$$U_{\delta\tau 1} = I(I_E - I_L) \quad (31)$$

4.2. Дискриминатор задержки огибающей сигнала

Данный дискриминатор описывается выражением

$$u_{д\tau}(t_k) = th \left(\frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) h_{дк}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k) \cos(\omega_n t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_k) \right) * \\ * \frac{A}{\sigma_n^2} \sum_{l=1}^M y(t_{k-1,l}) \frac{\partial h_{дк}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} \cos(\omega_n t_{k-1,l} + \tilde{\varphi}_k) \quad (32)$$

Дифференцирование $h_{дк}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k)$ по задержке часто заменяют вычислением конечной разности. Введем расстройку $\Delta\tau$ и запишем

$$\frac{\partial h_{дк}(t_{k-1,l} - \tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} = \frac{h_{дк}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2)) - h_{дк}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2))}{\Delta\tau}$$

С учетом данного представления схема ДЗО может быть представлена в виде, приведенном на Рис.10.

Компоненты (28) (29) соответствуют опережающему (early) $h_{дк}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2))$ и запаздывающему (late) $h_{дк}(t_{k-1,l} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2))$ опорным сигналам соответственно.

Дискриминатор задержки огибающей включает в себя три ветви обработки входного сигнала, в которых используются три типа корреляторов. В первой ветви на основе синфазного коррелятора формируется I_k (синфазная компонента), идентичная той, что используется и в других видах дискриминаторов, таких как фазовый. В двух других ветвях используются аналогичные синфазные корреляторы, но с опережающим и запаздывающим опорными сигналами дальномерного кода. На выходах данных корреляторов имеем опережающую $I_{E,k}$ и запаздывающую $I_{L,k}$ синфазные компоненты.

Таким образом, основой формирования дискриминаторов когерентного приемника являются корреляторы, использующие те или иные опорные сигналы.

В схеме дискриминатора используются экстраполированные оценки \hat{t}_k , $\hat{\varphi}_k$ информативных параметров, выражения для которых могут быть получены, например, из соотношений (28), описывающих сглаживающий фильтр следящей системы.

Как и для ФД, функция $\text{th}(x)$, входящая в (32), может быть аппроксимирована более простыми функциями при малых и больших значениях аргумента. При $|I_k| \leq 0,5$ ДЗО может быть описан соотношением

$$u_{\text{дт}}(t_k) = I_k(I_{E,k} - I_{L,k}) / \Delta\tau, \quad (33)$$

А при $|I_k| \leq 2$ - выражением

$$u_{\text{дт}}(t_k) = (I_{E,k} - I_{L,k}) \text{sign}(I_k) / \Delta\tau. \quad (34)$$

4.3. Построение дискриминационной характеристики по задержке

В рамках данной работы для исследования влияния эффекта многолучевости на точность работы навигационной аппаратуры потребителя, необходимо создать- смоделировать системы слежения за задержкой, в частности модель дискриминатора, работающего по заданному алгоритму формула (34). Посредством программного пакета математического моделирования Matlab версия 6 на ПЭВМ, разработана script-программа, описанная в приложении *программа-1*.

Построим дискриминационную характеристику ССЗ при использовании сигнала ФМн-2 (BPSK) Стандартной точности $T_{\text{дт}} = 1$ мкс.

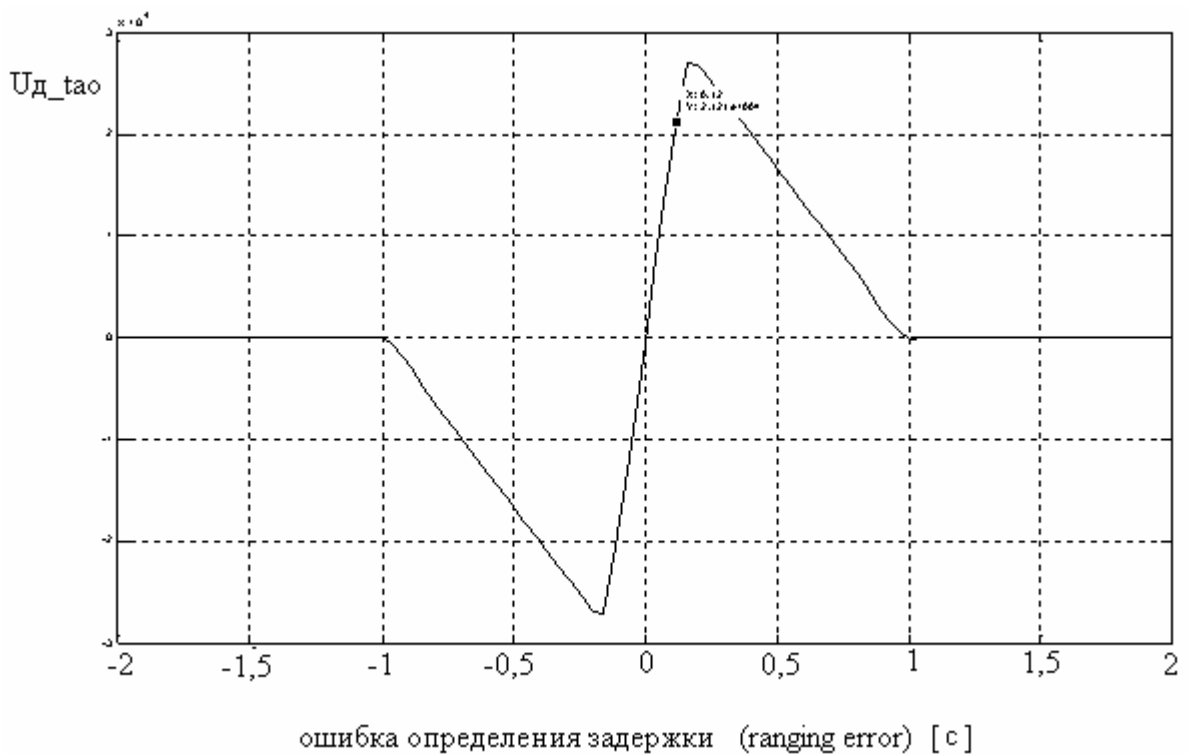


Рис.21 ДХ для $T_{\text{дк}} = 1$ мкс. Сигнала BPSK

Проведем некоторые изменения *приложения-1*, адаптируем систему для работы с сигналами с модуляцией на поднесущих частотах ВОС(1,1), для этого изменим алгоритм работы системы слежения за задержкой, и изменим структуру сигнала. Математическая модель сигнала сформирована по формуле (15). Дискриминационная характеристика ССЗ при использовании сигнала с модуляцией ВОС(1,1) ($T_{\text{дк}} = 1$ мкс) Рис.23 и автокорреляционную функцию Рис.22.

Построим автокорреляционную функцию сигнала с ВОС модуляцией для сравнения с сигналом BPSK С/А

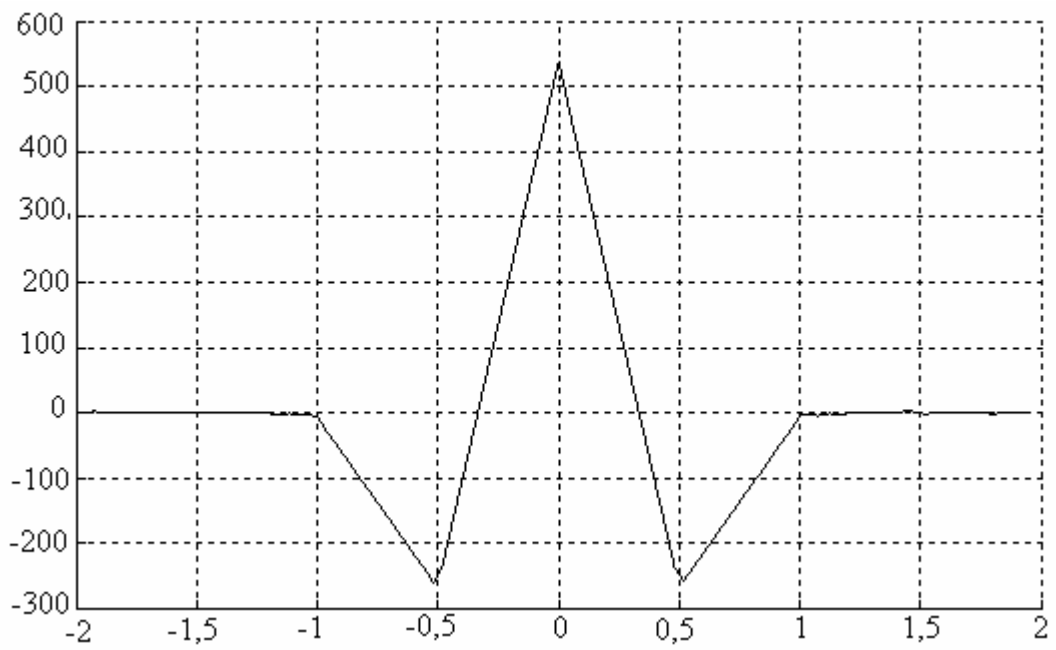


Рис.22 АКФ сигнала ВОС(1,1)

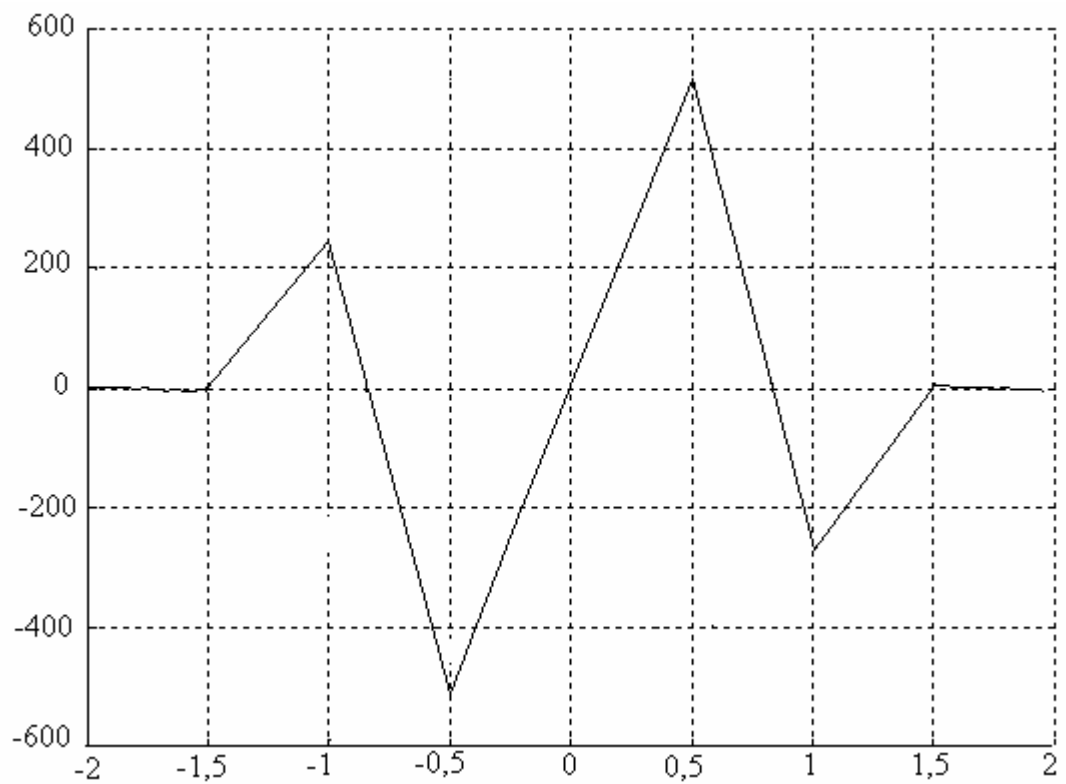


Рис.23 Дискриминационная Характеристика ССЗ для сигнала с ВОС-модуляцией

5. Анализ влияния многолучёвости на систему слежения за задержкой

5.1. Двухлучевая модель распространения радиоволн

В рамках данной работы была разработана программа имитирующая работу ССЗ по заданному алгоритму. В модели формируется радиосигнал обладающей определенной структурой, с модуляцией BPSK и BOC. Сигнал поступает на вход корреляторов где сопоставляется с опорными сигналами, у которых изменяется значение задержки сигнала, пик корреляционной функции является правильным значением задержки сигнала. На выходе получаем зависимость напряжения дискриминатора от задержки входного сигнала, что является дискриминационной характеристикой.

Для обеспечения режима работы в условиях многолучевости к сигналу на входе коррелятора добавляется такой же сигнал но с меньшей амплитудой, например в $\frac{1}{\sqrt{2}}$ раз, и с добавлением временного рассогласования между прямым и отраженным лучом, а так же с фазовым расхождением равным 0 или 180 градусов, это два крайних случая. При изменении рассогласования между прямым и отраженным лучом смещается «нуль» дискриминационной функции, это изменение имеет особый характер в зависимости от вида и параметров сигнала. Данная модель является двухлучевой.

5.2. Огибающая многолучёвости

Для количественной оценки влияния эффектов многолучевости на точность оценки задержки сигналов в мировой практике используется так называемая огибающая многолучевости (multipath envelope). Это характеристика, показывающая зависимость ошибки оценки задержки прямого сигнала от задержки отраженного сигнала при фиксированном соотношении амплитуд прямого и отраженного сигналов. Обычно амплитуду отраженного

луча выбирают в два раза меньше, чем амплитуду прямого. Форма огибающей многолучевости в существенной степени зависит от построения приемной аппаратуры и используемых в ней алгоритмов обработки сигнала. На Рис.24 представлены зависимости ошибки оценки задержки в условиях многолучевости для случая стандартного широкого коррелятора, когда стробы смещены друг относительно друга на длительность элементарного импульса ПСП сигнала.

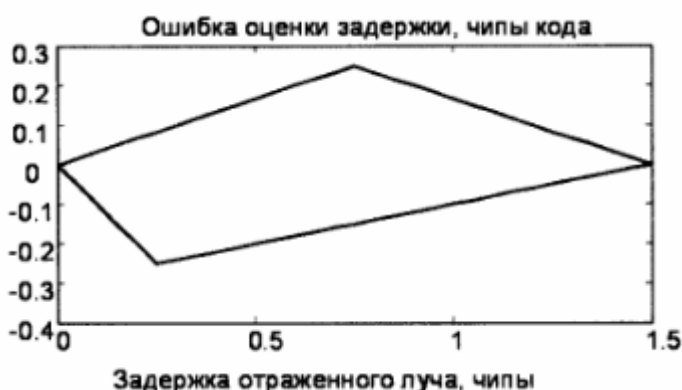


Рис.24. Ошибка оценки задержки.

Верхняя часть графика соответствует ошибке в оценке задержки для случая синфазности прямого и отраженного сигналов, нижняя- противофазным сигналам. Ошибки оценки задержки при других фазовых соотношениях лежат в пределах области, ограниченной верхней и нижней линиями графика (отсюда название- огибающая). Из графика видно, что для рассмотренных выше условий, ошибка в оценке задержки сигнала может достигать значений, равных четверти от длительности чипа кода. То есть для сигнала ГЛОНАСС СТ, имеющего длительность чипа около 2 мкс, ошибки могут достигать значений 0,5 мкс, что составляет порядка 150 м в пересчете на дальность. Очевидно, что если на применять специальных методов борьбы, ошибки многолучевости могут превышать по абсолютному значению все остальные составляющие ошибки задержки (ионосферные и др.).

Поиск эффективных методов борьбы с многолучевостью ведется с начала 90-х годов. Условно можно разбить на две группы:

- антенные методы;
- алгоритмы цифровой сигнальной обработки.

Наиболее известными антенными методами борьбы с многолучевостью являются:

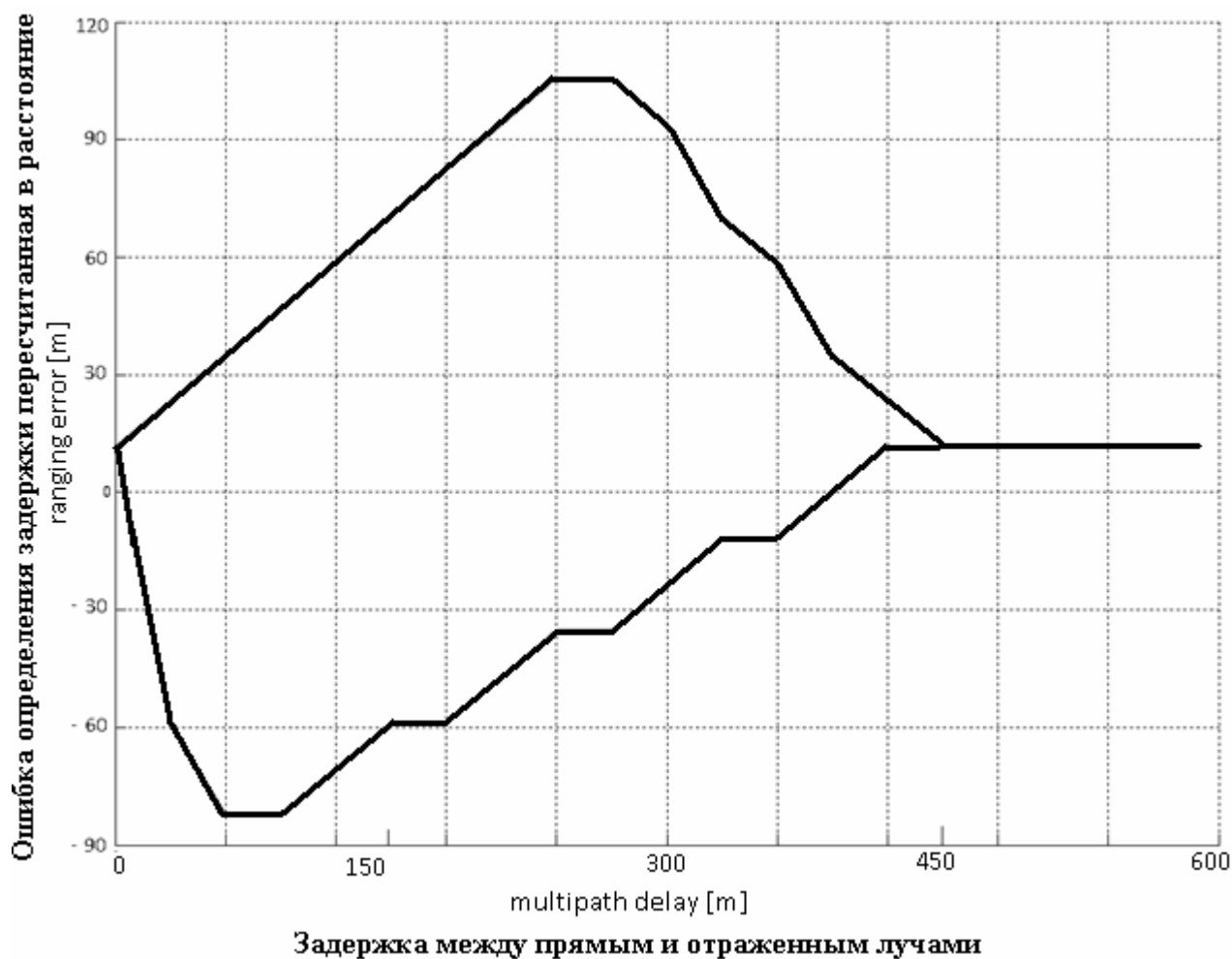


Рис.25. Ошибка оценки задержки в пересчете на расстояние погрешности для сигнала BPSK СТ, построенная в программе-1

- использование choke-ring антенн, обеспечивающих подавление отраженных сигналов от подстилающей поверхности и отражающих объектов, расположенных ниже плоскости антенны;

- использование фазированных антенных решеток (ФАР), способных фокусироваться на спутник, обеспечивая подавление отраженных лучей с других направлений.

Choke-ring антенны довольно габаритны, малоэффективны в условиях, когда отражающие поверхности расположены выше плоскости антенны, а ФАР слишком дороги для широкого применения. Поэтому наиболее действенными методами борьбы с многолучевостью считаются алгоритмы цифровой сигнальной обработки в навигационном приемнике. Использование таких методов позволяет существенно снизить влияние многолучевости.

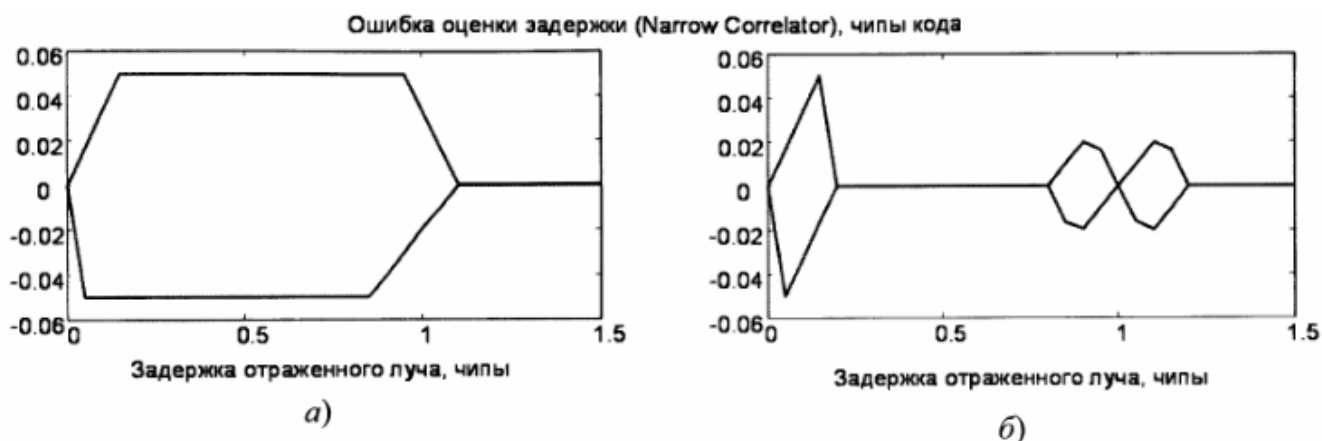


Рис.26. Ошибка оценки задержки при использовании алгоритмов цифровой сигнальной обработки (Narrow correlator).

5.3. Анализ влияния многолучёвости на систему слежения за задержкой

Наличие отраженных, задержанных по времени прихода, сигналов приводит к искажению пика корреляционного пика сигнала и, как следствие, к смещению в оценке истинной задержки. Так, ниже на Рис.27. представлены формы корреляционного пика для случая одного отраженного луча с амплитудой в два раза меньше амплитуды прямого луча (мощность отраженного луча на 6 дБ ниже мощности прямого луча) и задержкой, равной

половине длительности элементарного символа (чипа) кода. На правом графике представлена

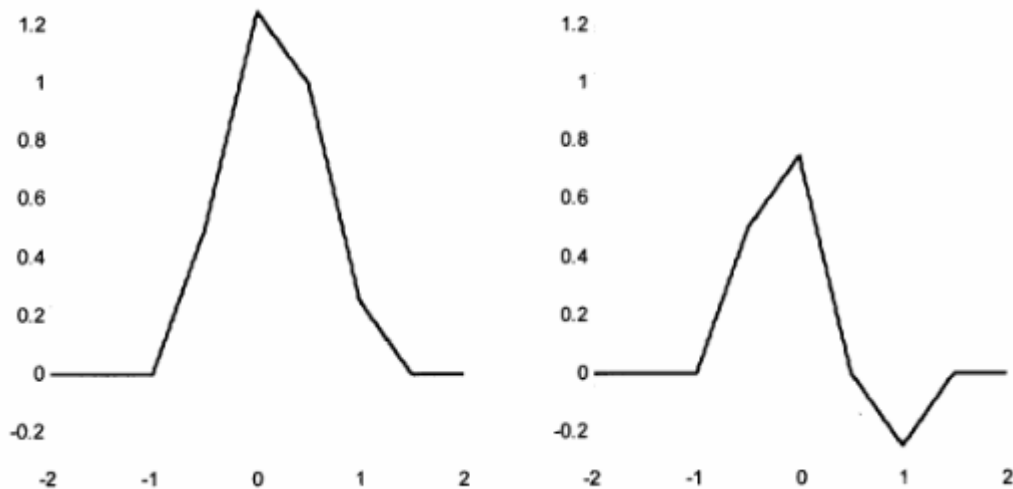


Рис.27. Формы корреляционного пика.

Форма пика для случая, когда фаза прямого и отраженного сигналов совпадают, на левом- для случая, когда фазы противоположны (по оси X отложена задержка сигнала в длительности элементарного импульса кода).

Из графиков видно, что форма корреляционного пика искажается вполне заметно, приводя к смещению оценки задержки для синфазных сигналов- вправо, для противофазных- влево относительно истинного значения задержки. Компенсация такого смещения требует использования специальных подходов и алгоритмов обработки сигналов.

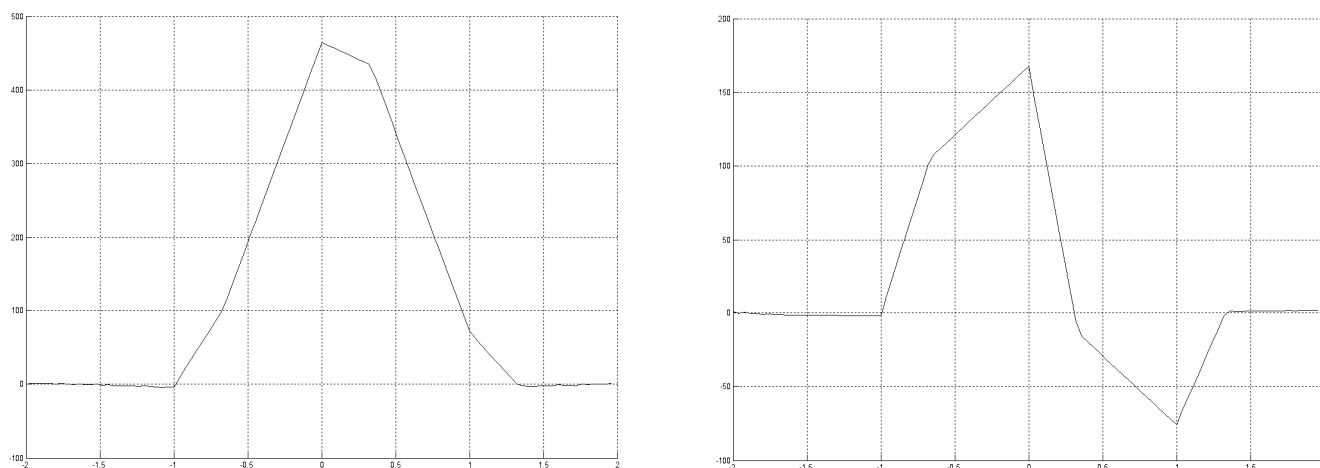


Рис.28. Формы корреляционного пика построенные в программе-2 с использованием программного пакета Matlab 6.

При введении эффекта многолучевости, к прямому сигналу в коррелятор добавляется отраженный сигнал, он обладает временной задержкой и расфазировкой, что способствует изменению вида ДХ, а точнее смещение её нулевого значения. Дискриминационная характеристика строится по алгоритму структурной схемы ССЗ. Компоненты на выходах каналов представляют собой корреляционные функции. На рисунках выше показано как искажается форма корреляционной зависимости, поэтому ожидаемо, что и форма дискриминационной характеристики тоже исказится. Задержка между прямым и отраженным сигналом, поступающим на вход корреляторов равна $\frac{3}{4}$ длины символа дальномерного кода. График смещается относительно «нуля», что дает погрешность определения задержки, как изображено на рисунке ниже.

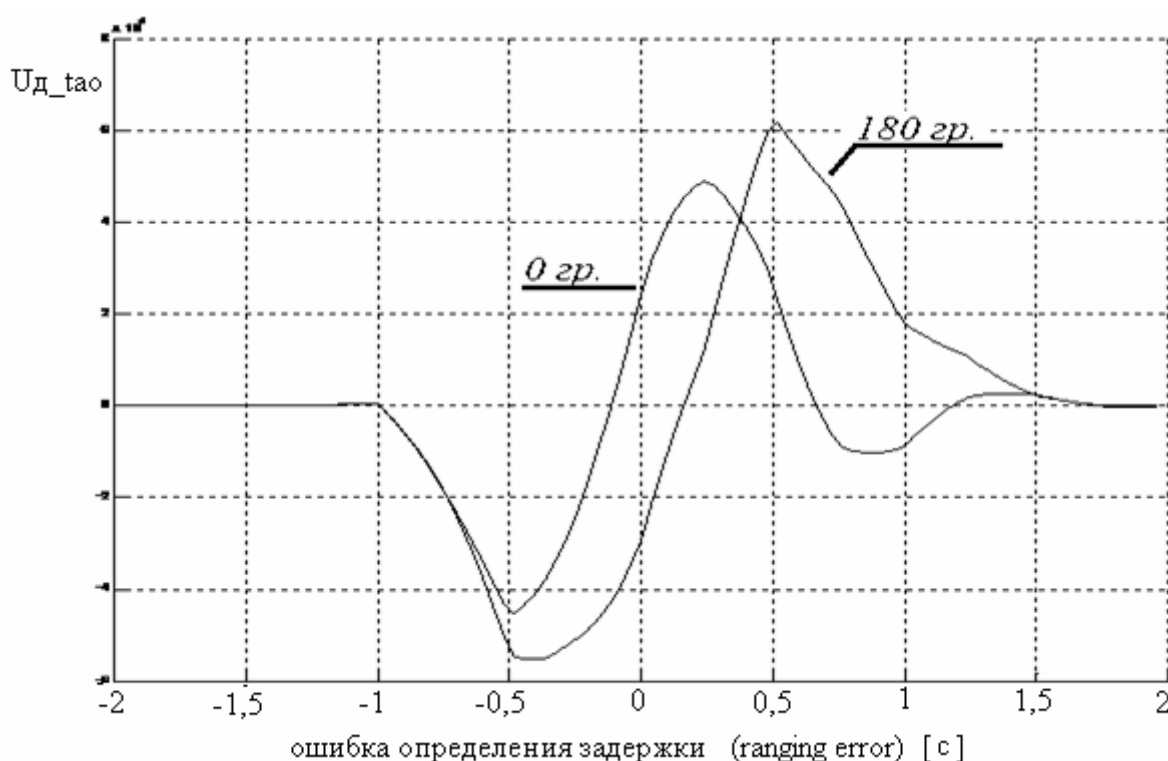


Рис.29 ДХ для временной задержки отраженного сигнала $\frac{3}{4}T_{дк}$ и разности фаз 0 и 180 гр.

6. Анализ характеристик навигационных радиосигналов

6.1. Анализ влияния многолучёвости на сигналы с модуляцией BPSK

Варьируя значения временной задержки между сигналами в пределах от 0 до $2T_{дк}$, построим зависимость сдвига ДХ от расстройки по задержке для 2-х значений фазового рассогласования (0 и 180 гр.) между прямым и отраженным сигналами:

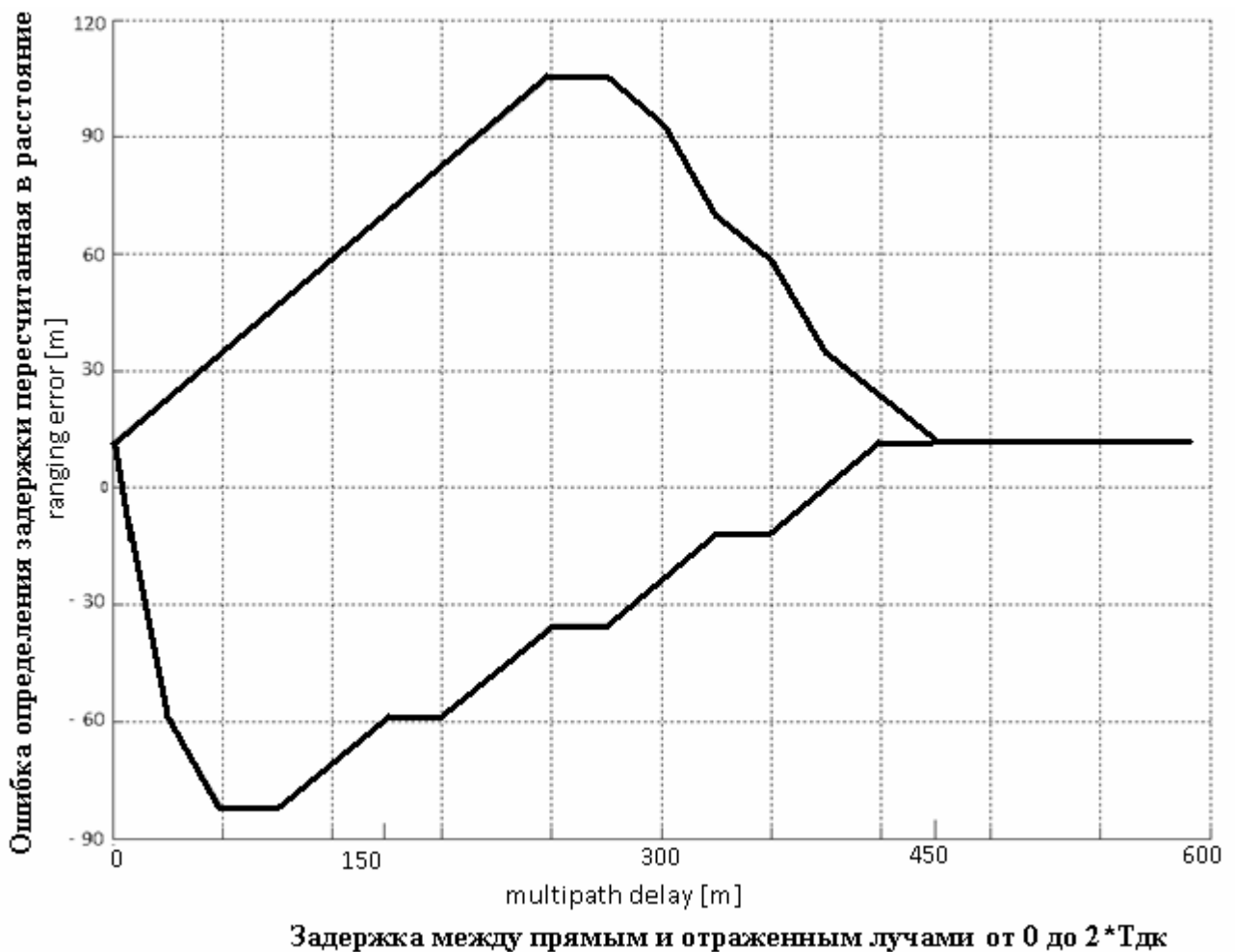


Рис.30. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала ФМн-2 Стандартной Точности

Дискриминационная характеристика ССЗ при использовании сигнала ФМн-2 (BPSK) Высокой точности ($T_{\text{дк}} = 0,1$ мкс) повторяет свою форму для сигнала СТ.

Построим зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала ФМн-2 Высокой Точности в одной системе координат с сигналом ФМн-2 СТ для их визуального сравнения, зависимости построим для двух значений рассогласований по фазе 0 и 180 градусов. Также, добавим сигналы BPSK(2) и BPSK(5) для отслеживания изменений, и более точной индикации зависимости ширины спектра сигнала от длительности периода дальномерного кода.

Проведем анализ сравнения устойчивости к эффекту многолучевости для сигналов ФМн-2 с разной длительностью периода повторения символов дальномерного кода. Сигнал BPSK(1) сигнал СТ $T_{\text{дк}} = 1$ мкс ($f_t = 1.023$ МГц), BPSK(2) $T_{\text{дк}} = 0.5$ мкс ($f_t = 2.046$ МГц), BPSK(5) $T_{\text{дк}} = 0.2$ мкс ($f_t = 5.115$ МГц), BPSK(10) сигнал ВТ $T_{\text{дк}} = 0.1$ мкс ($f_t = 10.23$ МГц).

Построим график зависимости величины сдвига дискриминационной характеристики от задержки между прямым и отраженным сигналом для четырех видов сигнала с ФМн-2 модуляцией:

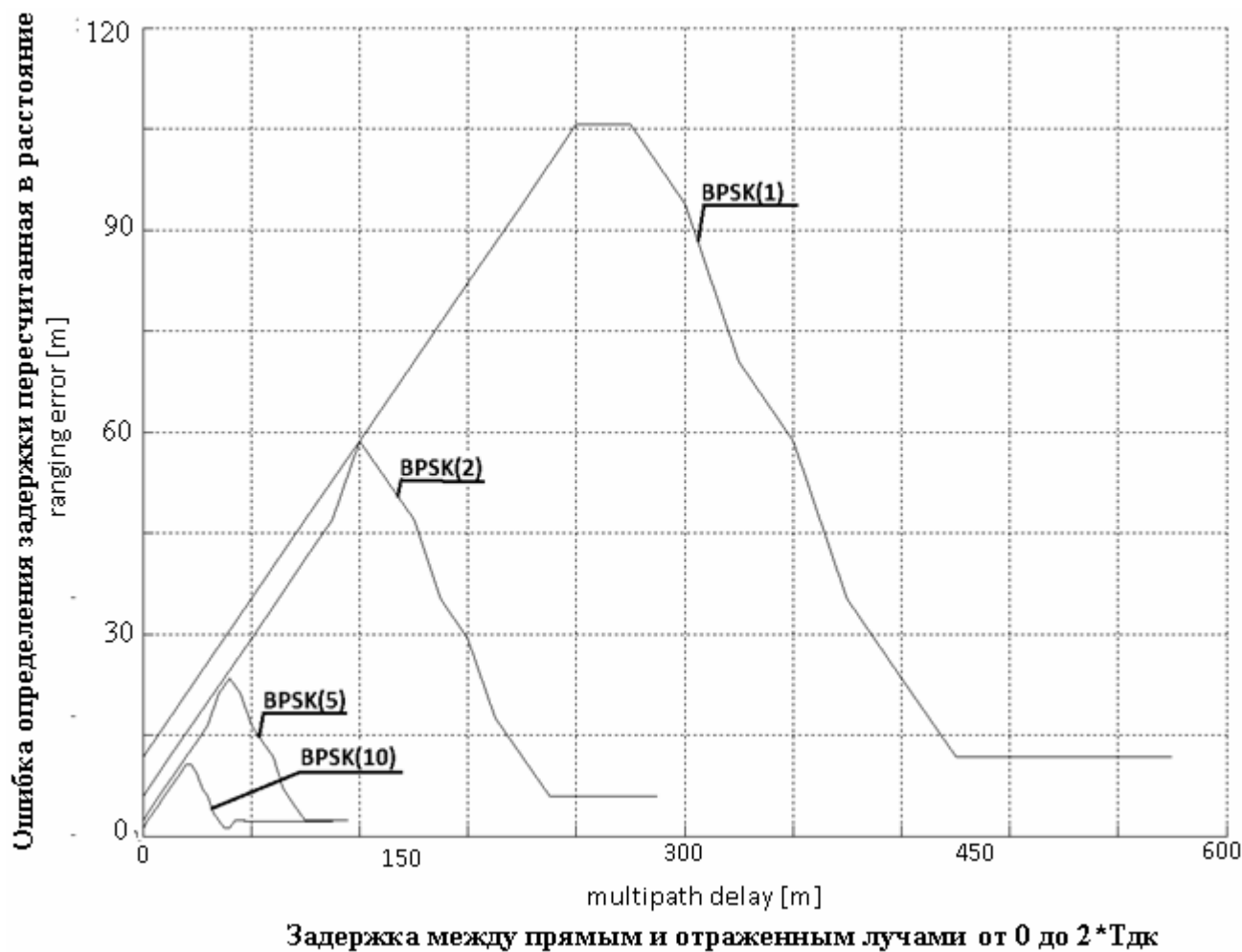


Рис.31. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала ФМн-2 (BPSK(1),BPSK(2),BPSK(5),BPSK(10)) для разности фаз 0 гр.

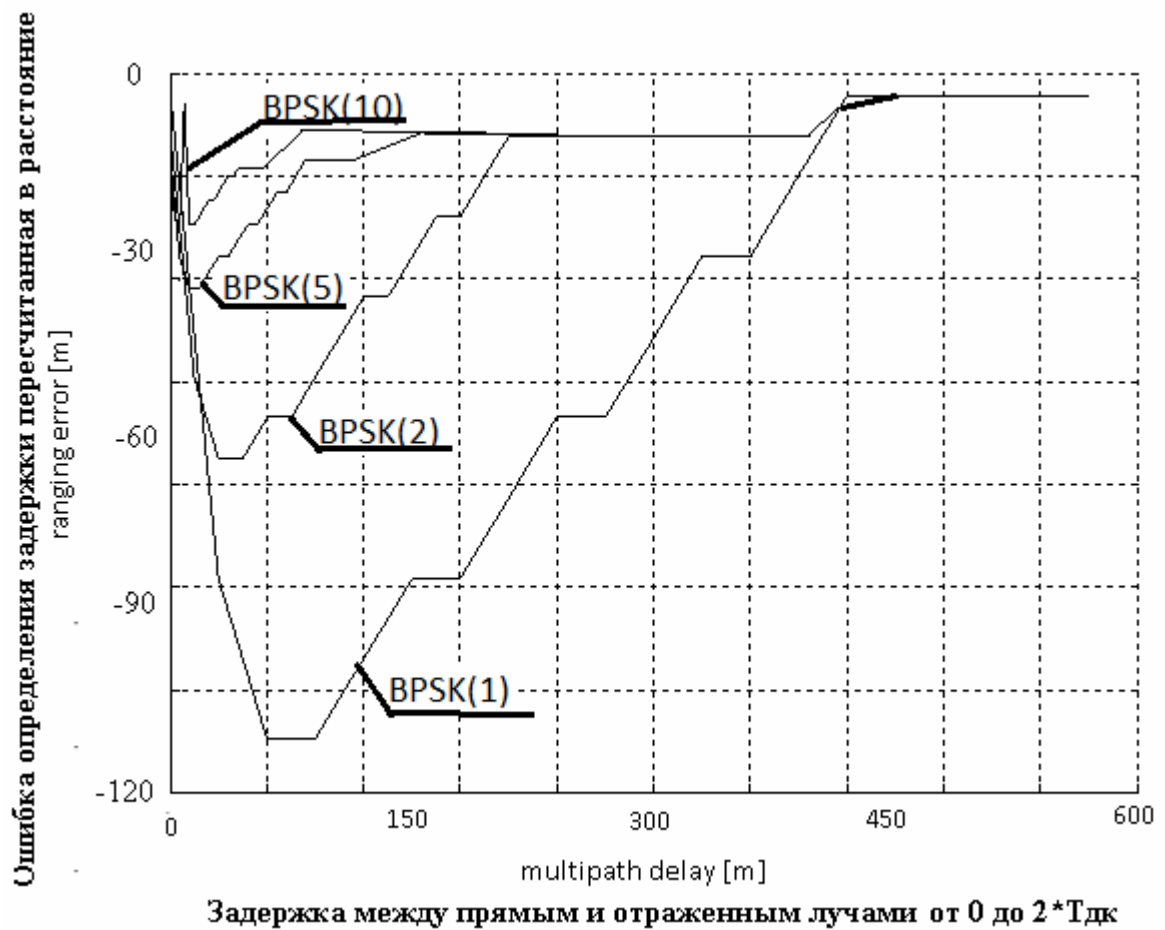


Рис.32. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала ФМн-2 (BPSK(1),BPSK(2),BPSK(5),BPSK(10)) для разности фаз 180 гр.

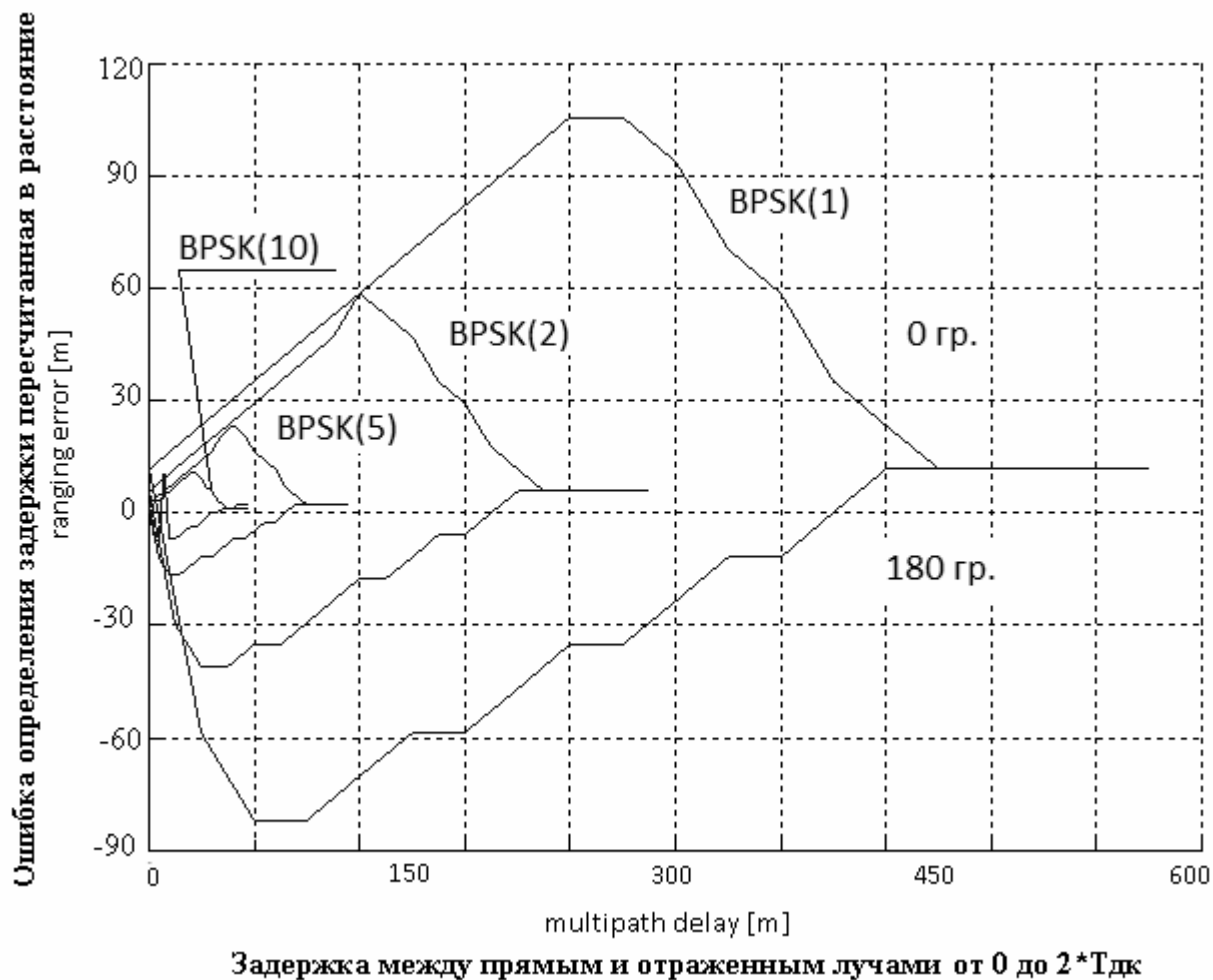


Рис.33. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала ФМн-2 (BPSK(1),BPSK(2),BPSK(5),BPSK(10)) для разности фаз 0 гр. и 180 гр.

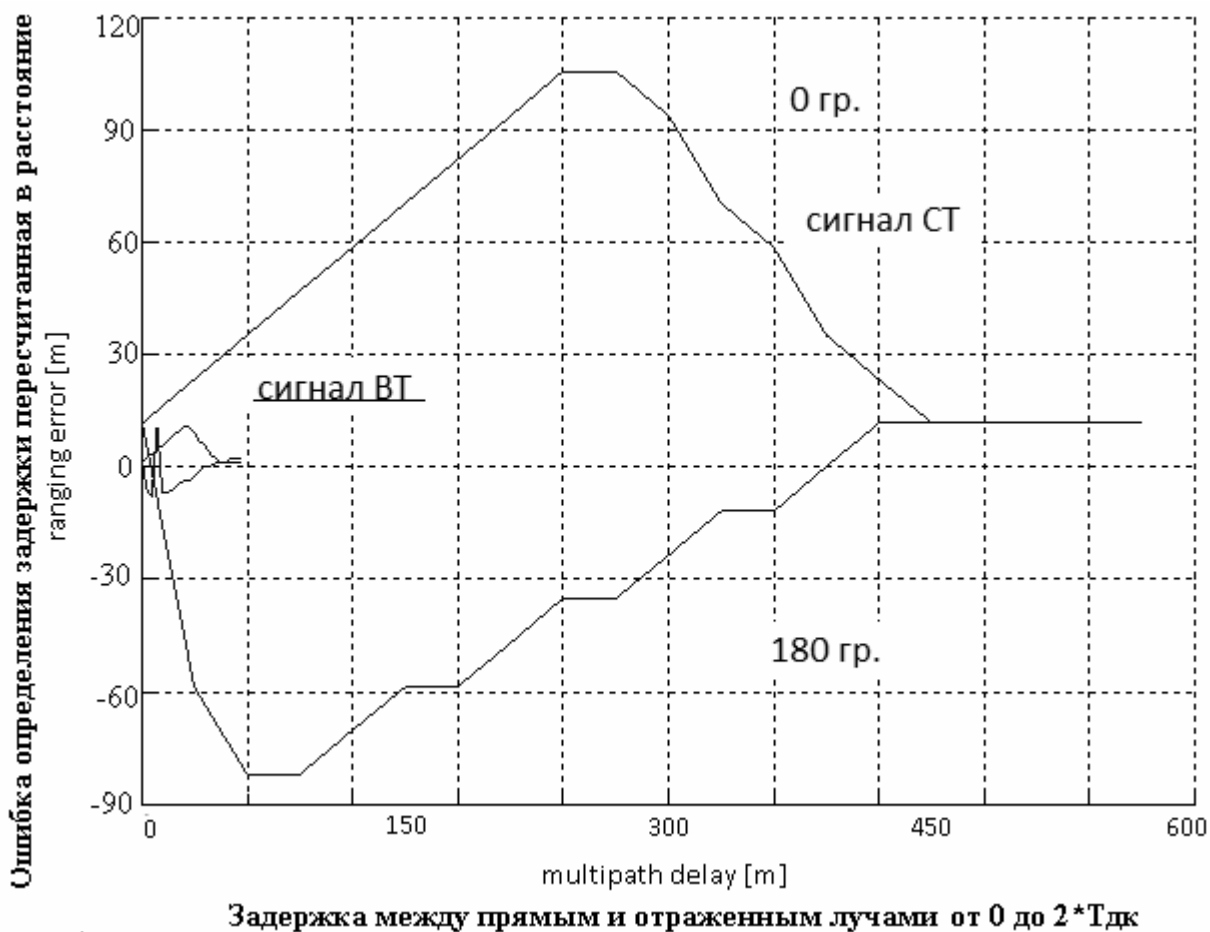


Рис.34 Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала ФМн-2 Стандартной Точности и Высокой точности для расфазировки 0 и 180 гр.

Анализируя график представленный выше (Рис.33), применительно к современным действующим СРНС, использующим модуляцию BPSK-ГЛОНАСС ПТ, GPS C/A и BeiDou B1, делаем вывод, что в рамках гражданского диапазона для сигналов с модуляцией BPSK самым устойчивым к многолучевому распространению является сигнал BPSK(2), используемый в СРНС BeiDou, замечательно отметить, что он обладает самой широкой полосой частот 4 МГц.

Самым помехоустойчивым к многолучевому распространению является сигнал BPSK(10), сигнал с $T_{дк} = 0,1$ мкс и полосой частот 20 МГц. Этот сигнал высокоточный и используется в военных целях.

Таким образом, в пределах выбранного вида модуляции наблюдается однозначная зависимость – чем больше полоса, тем более устойчив к многолучевости сигнал.

6.2. Анализ влияния многолучёвости на сигналы с модуляцией ВОС

Построим зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала ВОС(1,1), графики построим для двух значений рассогласований по фазе 0 и 180 градусов.

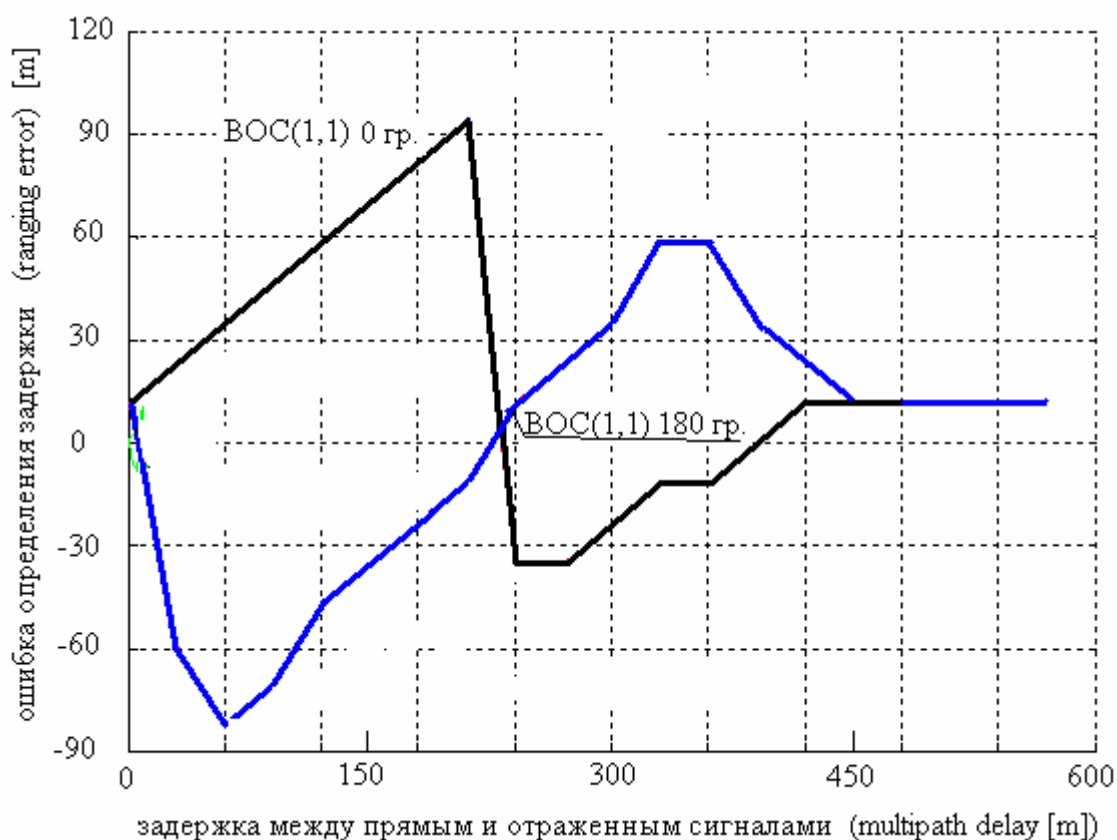


Рис.35 Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала ВОС(1,1) для двух значений рассогласования по фазе.

Характер зависимости неоднозначный, смещение нулевой точки дискриминационной характеристики присутствует на всей длительности одного периода дальномерного кода.

6.3. Сравнительный анализ распространённых типов радиосигналов

Проведем сравнительный анализ диаграмм многолучевости для разных сигналов:

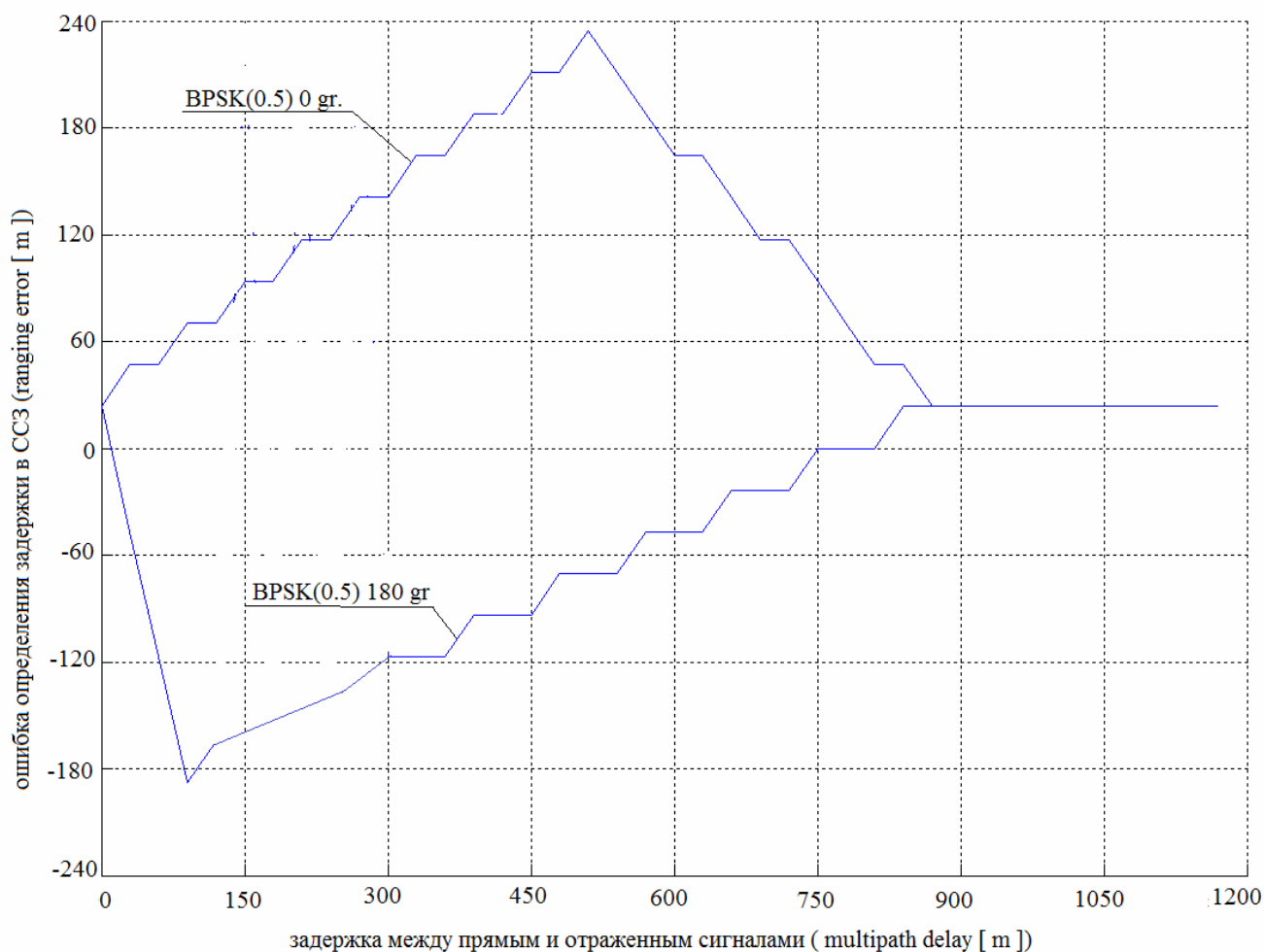


Рис.36. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала BPSK(0.5) СРНС ГЛОНАСС.

На Рис.36. изображена характеристика многолучевости, показывающая ошибку определения задержки в системе слежения за задержкой, т.е. сдвиг нуля дискриминационной характеристики, от разности рассогласования между прямым и отраженным сигналами в приемнике. Из графика следует, что что многолучевое распространение сигнала BPSK(0.5) приводит к ошибкам определения координат потребителя до 230 метров при расфазировки лучей в 0 градусов, и 180 метров при 180 градусах.

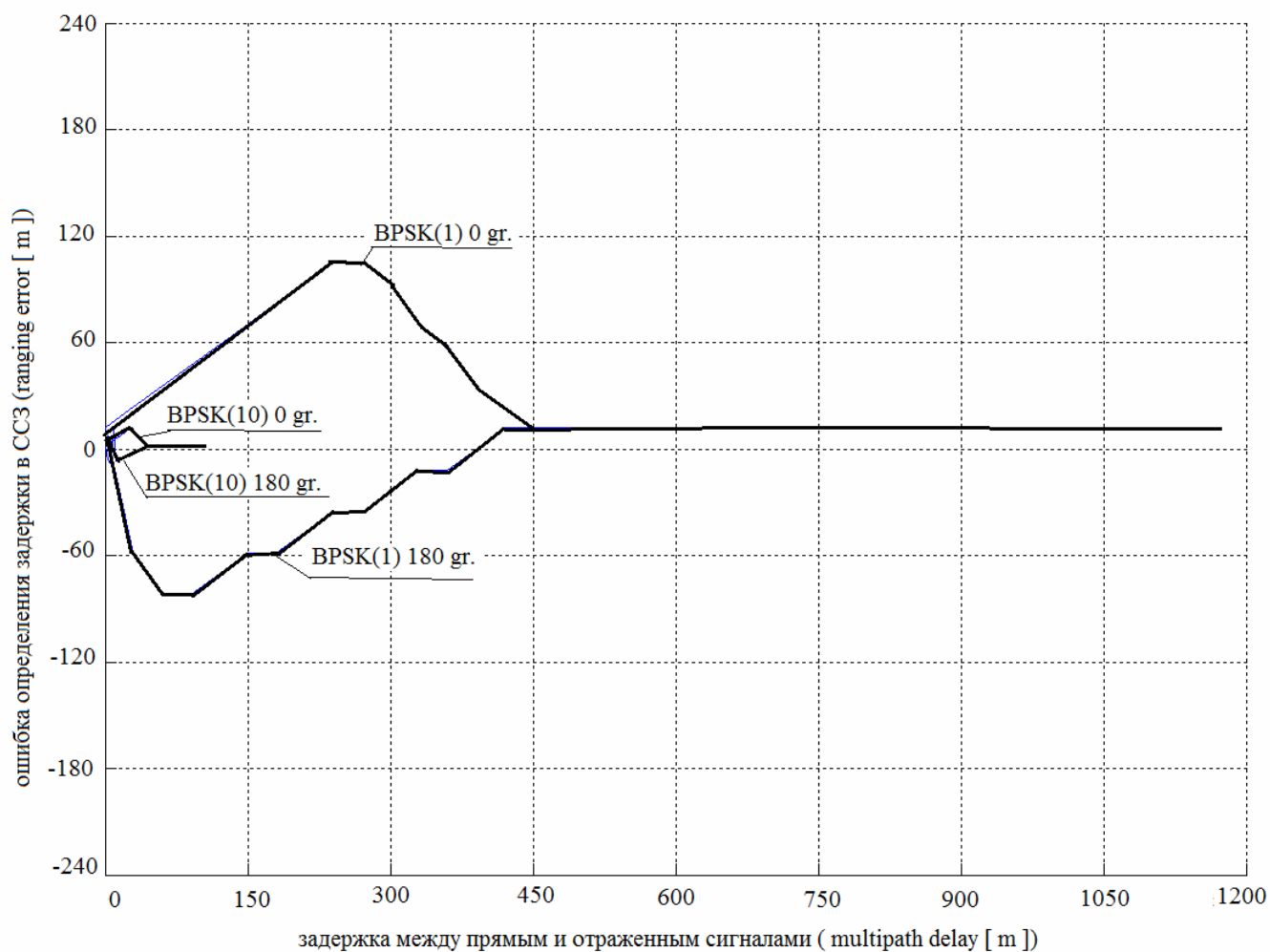


Рис.37. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала BPSK(1) Стандартной Точности и BPSK(10) Высокой Точности СРНС GPS.

Данный вид сигнала BPSK(1) дает ошибку определения задержки в 90 метров, для BPSK(10) ошибка мала и равна примерно 15 метрам.

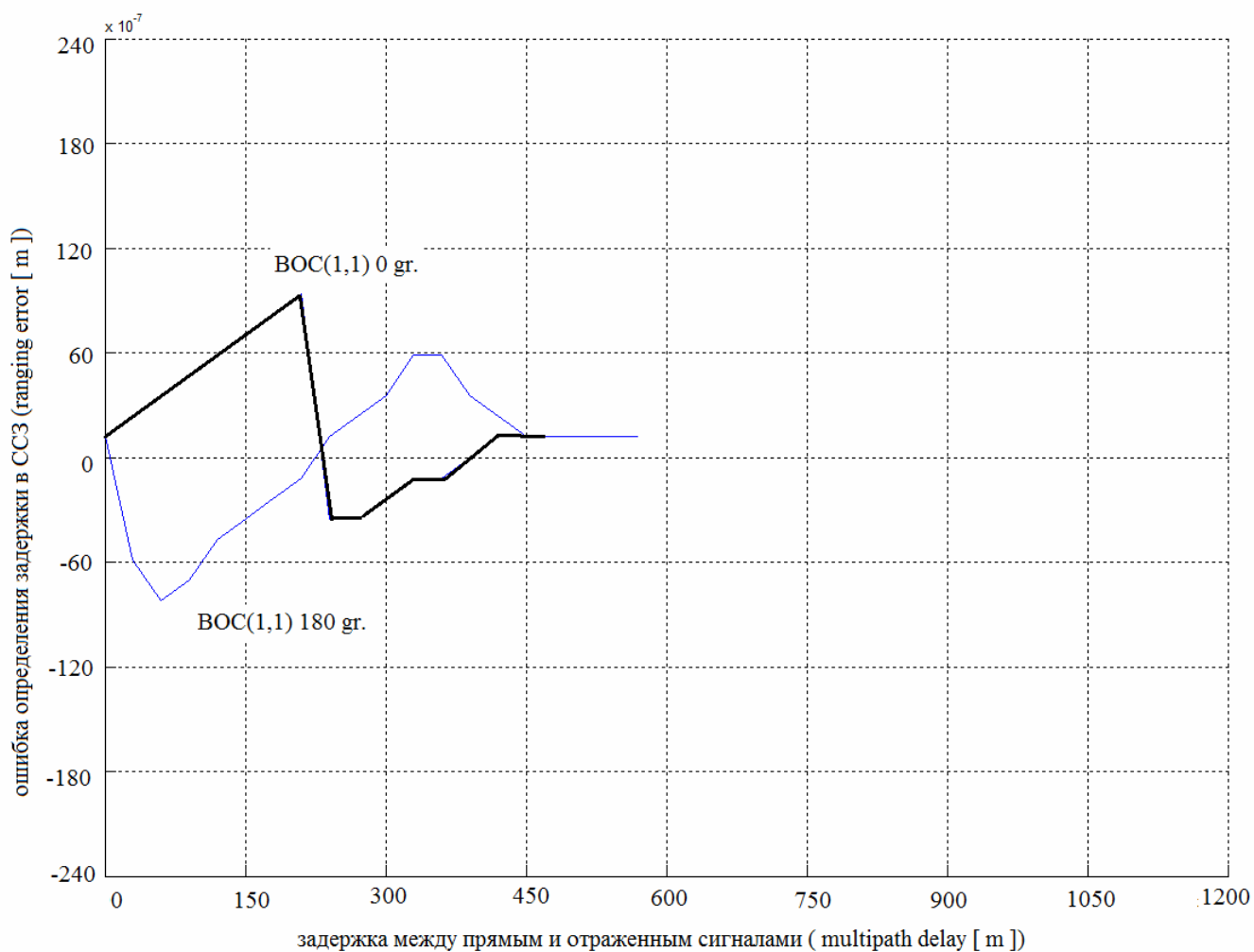


Рис.38. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала BOC(1,1) Galileo/GPS.

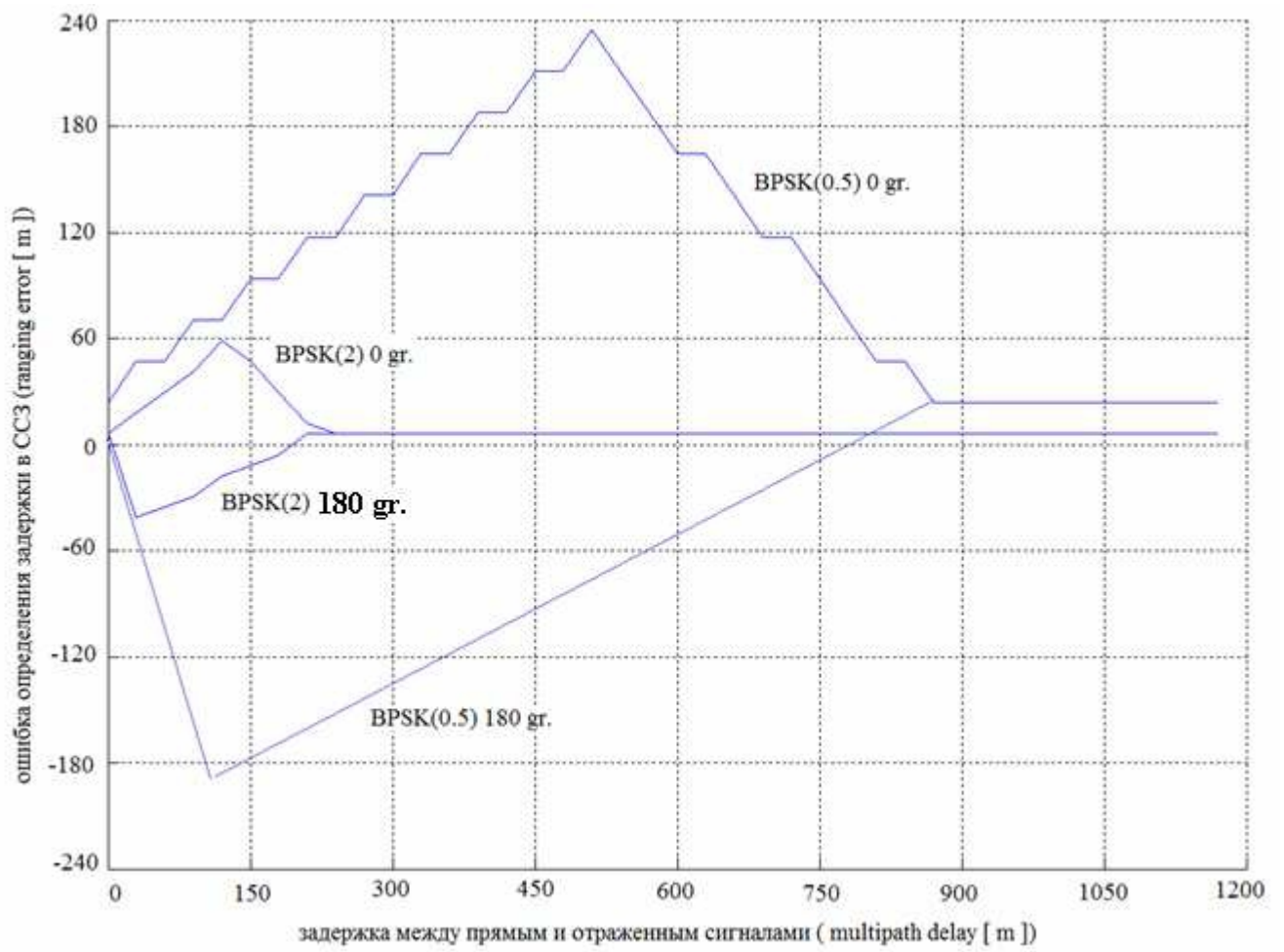


Рис.39. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования по задержке для сигнала BPSK(2) СРНС BeiDou.

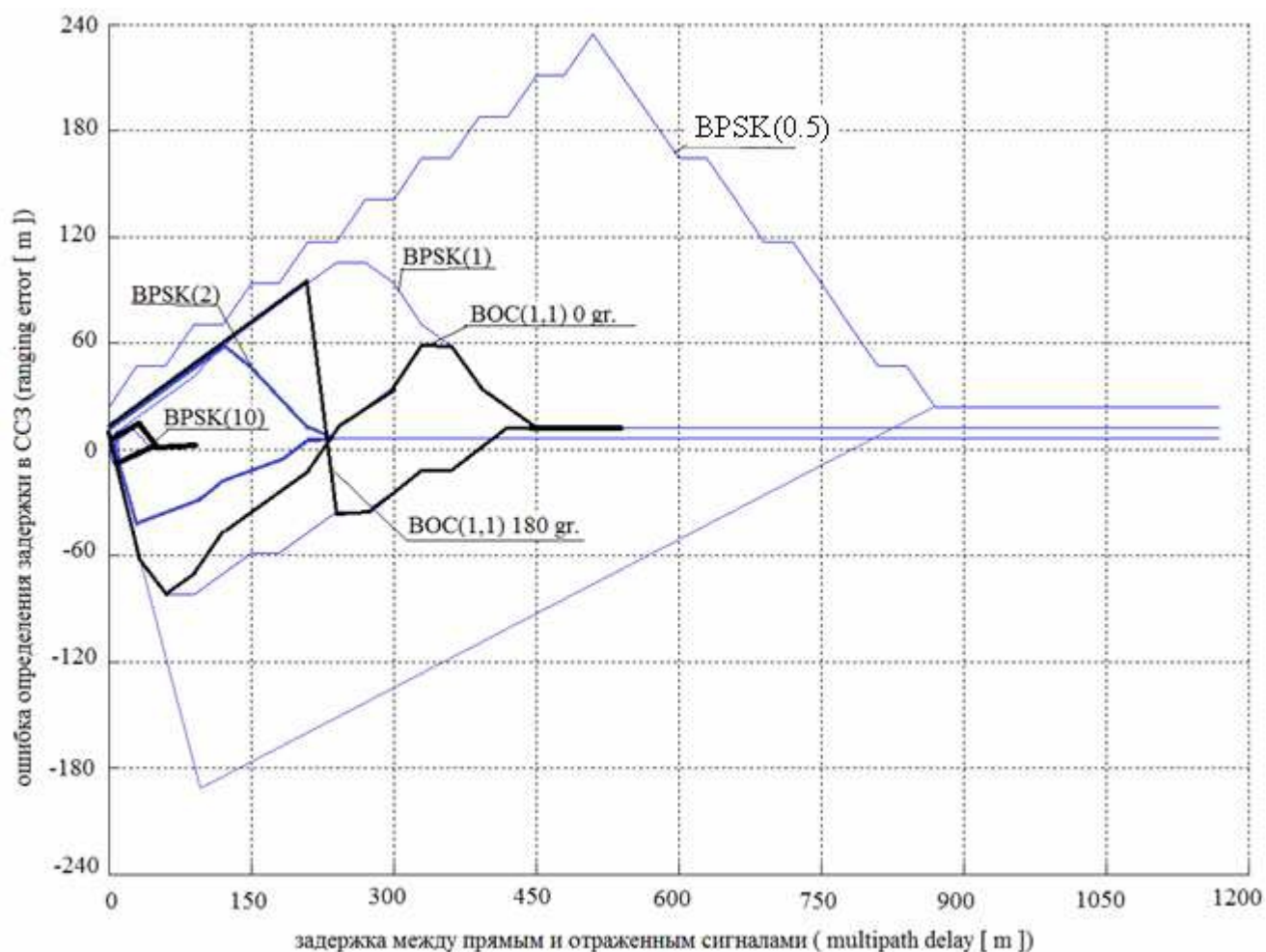


Рис.40. Зависимость величины сдвига ДХ от рассогласования сигналов по задержке для разных сигналов.

Из Рис.40 можно сделать вывод, что использование сигнала BPSK(10) ВТ обладает самой малой погрешностью измерения задержки сигнала в условиях многолучевого распространения. Из сигналов гражданского диапазона наиболее устойчивым является сигнал китайской СРНС BeiDou BPSK(2). Напрямую точность определения задержки при многолучевом распространении зависит от ширины спектра, чем больше ширина спектра, тем меньше ошибка.

Особый интерес представляет сравнение сигналов BPSK(1) и BOC(1,1), в системе СРНС GPS идет переход от одного сигнала к другому, более перспективному. Отсюда сравнение сигналов с точки зрения многолучевого распространения дает неоднозначный результат.

Сравнивая сигнал BPSK(1) СТ и сигнал ВОС(1,1) делаем вывод:

Сравнивая использование сигналов BPSK СТ с сигналами с модуляцией ВОС(1,1), в отношении преимущества определения оценки задержки, выигрышем обладает сигнал с модуляцией ВОС(1,1). Что касается приоритетности использования в условиях многолучевости, то у сигнала ВОС(1,1) площадь под графиком огибающей меньше чем у BPSK(1), что более предпочтительно. Искажения дискриминационной характеристики системы слежения за задержкой сигнала проявляются на всем интервале, равном двум символам периода дальномерного кода $2 * T_{\text{дк}} = 2 \text{ мкс}$, в количественной оценке небольшим преимуществом обладает сигнал ВОС(1,1), в верхней полуплоскости при сигналах с расфазировкой 0 градусов, между прямым и отраженным сигналами, в рамках рассогласования по временной задержке от 0 до $T_{\text{дк}}$, максимальная погрешность ошибки равно 75 метров, для сигнала BPSK(1) ошибка 80 м. При расфазировки 180 градусов максимальная погрешность сигнала ВОС(1,1) равна 75 метров, так же как и для сигнала BPSK(1). На диаграмме многолучевости сигнала ВОС(1,1) в точке прохождения задержки между сигналами в один символ ДК имеется провал, вблизи которого значение ошибки определения задержки равно нулю. Из этого следует, что данный сигнал обладает небольшим преимуществом относительно сигнала BPSK(1). В результате сравнения двух сигналов BPSK(1) и ВОС(1,1) делаем вывод, что в условиях многолучевого распространения сигналов небольшим преимуществом по определению задержки в НАП обладает сигнал ВОС(1,1). С энергетической точки зрения выгоднее обеспечивать более узкую полосу частот в приемнике, т.е. использовать сигнал BPSK(1) у которого $\Delta f_c = 1 \text{ МГц}$, в отличие от ВОС(1,1) с полосой $\Delta f_c = 4 \text{ МГц}$.

Также представляет интерес сравнение сигналов BPSK(2) и ВОС(1,1) в силу равенства их полос частот (4 МГц). Большим преимуществом в условиях

многолучевого распространения обладает сигнал BPSK(2), дающий малую по сравнению с ВОС(1,1) погрешность определения задержки.

7. Выводы

При выполнении работы нами было проведено сравнение влияния многолучевого распространения сигнала на действующие виды навигационных сигналов различных СРНС с модуляцией ВОС и BPSK (пункт 6.3). Цель работы была достигнута.

В ходе выполнения цели работы были выполнены поставленные задачи:

- Проведен анализ влияния структуры навигационных сигналов на их свойства. Для сигналов различных СРНС было проведено исследование спектра мощности, в ходе которого определены значения ширины полос занимаемых частот:

$$\Delta f_{bpsk(1)} = 2 \text{ МГц}, \Delta f_{bpsk(10)} = 20 \text{ МГц}, \Delta f_{voc(1,1)} = 4 \text{ МГц}, f_{bpsk(2)} = 4,2 \text{ МГц}, \Delta f_{bpsk(0,5)} = 1 \text{ МГц}$$

Спектры сигналов представлены в пункте 3: BPSK(0.5) Рис.8., BPSK(1) Рис.11., BPSK(2) Рис.16., BPSK(10) Рис.12., ВОС(1,1) Рис.14.

В ходе анализа установлено характерное отличие формы огибающих спектров разных видов модуляций.

- Проведен обзор действующих навигационных радиосигналов основных СРНС. Пункт 3(3.1, 3.2, 3.3, 3.4). В данном пункте рассмотрены сигналы GPS BPSK(1), BPSK(10); ГЛОНАСС BPSK(0.5); BeiDou BPSK(2); Galileo ВОС(1,1)

Среди гражданских сигналов наиболее узкополосным из рассмотренных является сигнал ГЛОНАСС ПТ. Максимальная полоса 4 МГц у сигналов с модуляцией BPSK(2) и ВОС(1,1).

- В пункте 4 (подпункты 4.1, 4.2, 4.3) проведен анализ работы системы слежения за задержкой, описана структурная схема ССЗ, построена

дискриминационная характеристика дискриминатора ССЗ(текст программы в приложениях).

- Создана методика и программа имитационного моделирования на ЭВМ, позволяющая рассчитывать огибающие многолучевости для навигационных сигналов с модуляцией BPSK и ВОС.

- Проведен анализа влияния многолучевого распространения на прием сигналов с модуляцией BPSK. Пункт 6.1

Анализируя графики представленные выше Рис.40, применительно к современным действующим СРНС, делаем вывод, что в рамках гражданского диапазона для сигналов с модуляцией BPSK самым помехоустойчивым является сигнал BPSK(2), используемый в СРНС Weidou, можно отметить, что он обладает самой широкой полосой частот 4 МГц.

Самым помехоустойчивым к многолучевому распространению является сигнал BPSK(10), сигнал с $T_{дл} = 0,1$ мкс и полосой частот 20 МГц. Этот сигнал высокоточный и используется в военных целях.

- Проведен анализа влияния многолучевого распространения на прием сигналов с модуляцией ВОС(1,1). Пункт 6.2. Огибающая многолучевости данного сигнала имеет характерную особенность – двухлепестковую структуру, вызванную наличием модуляции поднесущей.

- Проведен сравнительный анализ влияния многолучевого распространения на действующие навигационные радиосигналы современных спутниковых радионавигационных систем.

В результате анализа при рассмотрении основных сигналов используемых в современных СРНС получаем примерные значения полос частот: $\Delta f_{bpsk(1)} = 2$ МГц , $\Delta f_{bpsk(10)} = 20$ МГц , $\Delta f_{voc(1.1)} = 4$ МГц , $f_{bpsk(2)}=4,2$ МГц , $\Delta f_{bpsk(0.5)} = 1$ МГц.

Значения дают однозначный ответ, у какого сигнала полоса шире, тот сигнал более устойчив к влиянию многолучевого распространения Рис.40. Самая широкая полоса у сигнала BPSK(10), самая узкая у сигнала с модуляцией

BPSK(0.5), т.е. благоприятнее использования сигнала BPSK(10) высокой точности, диапазона С/А СРНС GPS. Рассматривая сигналы гражданского диапазона, делаем вывод, что сигнал BPSK(2) является самым устойчивым к многолучевому распространению.

В результате сравнения двух сигналов BPSK(1) и BOC(1,1) Рис.40., которые обладают одинаковым периодом повторения ДК ($T_{\text{дк}} = 1 \text{ мкс}$). Делаем вывод, что в условиях многолучевого распространения сигналов преимуществом по определению задержки в НАП обладает сигнал BOC(1,1), т.к. у него при значении рассогласования близкому к длительности одного символа ДК погрешность близка к нулевому значению и площадь под графиком меньше.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ГЛОНАСС- глобальная навигационная спутниковая система RUS

СРНС- спутниковая радионавигационная система

СТ- стандартная точность

ВТ- высокая точность

НС- навигационный спутник

ШПС- Шумоподобные сигналы

ФМн- фазоманипулированная модуляция

КФ- корреляционная функция

ССЗ- система слежения за задержкой

НАП- навигационная аппаратура потребителя

ДХ- дискриминационная характеристика

ЦВ- цифровой вычислитель

РЧБ- радиочастотный блок

АЦП- аналого-цифровой преобразователь

ОГ- опорный генератор

ФНЧ- фильтр низких частот

ВД- временной дискриминатор

ДК- дальномерный код

ВОС- binary offset carrier

СЧ- синтезатор частот

BPSK- binary phase shift keying

ПВ- прямая волна

ОВ- отраженная волна

ДЗО- дискриминатор задержки огибающей сигнала

ФД- фазовый дискриминатор

ПСП- псевдослучайная последовательность

ПЭВМ- персональная электронно-вычислительная машина

АКФ- автокорреляционная функция

ИКД (ICD)- Интерфейсный Контрольный документ (interface control document)

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Издание четвертое перераб. и доп. Под редакцией А.И.Перова, В.Н. Харисова.
2. Matlab. Дьяконов В.П.
3. Радиоавтоматика. Первачев С.В. 1982
4. ИКД ГЛОНАСС rus. 5.1.
5. ICD Galileo. European GNSS (Galileo) Open Service
6. BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal BII (ver.1)
7. Global positioning system wing (GPSW) Systems engenering and integration. Interface control document IS-GPS-200 Revision E
8. Global positioning system wing (GPSW) Systems engenering and integration. Interface control document IS-GPS-800 Revision A

Приложения

Программа-1: Построение графика зависимости смещения нуля ДХ от длительности задержки отраженного сигнала от прямого в условиях многолучевости для сигналов ВРСК и ВОС

clear;

fd=22e6; частота дискретизации

Td=1/fd; период дискретизации

fi=5e6; несущая частота сигнала, выбрана из соображения стабильности работы программы на ПЭВМ

q=10^(45/10); отношение сигнал/шум

A=sqrt(4*q*1/fd);

fid=fopen('psp.txt', 'r'); доступ к файлу, содержащему ПСП

PN=fscanf(fid, '%g', Inf);

fclose(fid);

TPSP=1*10^(-3); период ПСП

PNSize=size(PN, 2);

Tpn=TPSP/PNSize;

Dtau=Tpn/2; задержка сигнала в ССЗ

phi=0; начальная фаза

tau=0; начальная задержка

```

phi_otr = pi; расфазировка между прямым и отраженным сигналам

tao = 0:1e-7:2*Трп; % изменяем задержку между падающими волнами

for j =1:20

Т=5e-3; длительность сигнала

t=0:Td:T; массив времени с периодом дискретизации

Nd=size(t, 2);

SdQ=sqrt(4*q*Тd);

PNs=PN(1 + mod(fix( (Тd*(0:Nd-1))/Трп),PNSize)); сформированная
ПСП прямого сигнала

PNs_otr=(PN(1 + mod(fix( ((Тd*(0:Nd-1)) + tao(j))/Трп),PNSize))); ПСП
отраженного сигнала

N = 100;

tau= 2 * Трп * ((0:N-1)-N/2)/(N/2); массив задержек

R = sign(sin(pi*t*2*(1/Трп))); R_otr = sign(sin(pi*(t + tao(j) )*2*(1/Трп)));
модуляция поднесущих частот

g_boc =PNs.*R; g_boc_otr = PNs_otr.*R_otr; ПСП сигнала
ВОС

y = A * g_boc .* cos(2*pi*fi*t+phi) + (A/(sqrt(2))) * g_boc_otr.*cos(2*pi*fi*t
+ (phi + phi_otr)); сформированная сумма прямого и отраженного сигналов

for i=1:N ; имитация работы ССЗ по заданному алгоритму

I(i) = sum(SdQ * y .* (PN((1 + mod(fix( (tau(i) + Тd*(0:Nd-
1))/Трп),PNSize))).*(sign(sin(pi*(t+tau(i))*2*(1/Трп))))).*cos(2*pi*fi*t+phi));

```

```
Ie(i) = sum(SdQ * y .* (PN((1 + mod(fix( (tau(i) - Dtau + Td*(0:Nd-1))/Tpn),PNSize))).*(sign(sin(pi*(t+tau(i)-Dtau)*2*(1/Tpn)))).*cos(2*pi*fi*t+phi));
```

```
Il(i) = sum(SdQ * y .* (PN((1 + mod(fix( (tau(i) + Dtau + Td*(0:Nd-1))/Tpn),PNSize))).*(sign(sin(pi*(t+tau(i)+Dtau)*2*(1/Tpn)))).*cos(2*pi*fi*t+phi))
```

```
;
```

```
Ud(i)=(Il(i) - Ie(i)); Алгоритм работы ССЗ
```

```
end
```

```
[M(j) Q(j)] = min(abs(Ud(42:54))); выбор участка графика для определения минимума функции
```

```
pp =(tau/Tpn);
```

```
otvet(j) = pp(42 + Q(j)); значение ординаты минимума функции
```

```
end
```

```
hold on
```

```
plot(tao, (otvet), 'b') %plot(tau/Tpn, Ud, 'r') ; оператор построения графика
```

```
grid on
```

Программа-2: программа построения ДХ и АКФ для сигналов BPSK и ВОС и приложение для построения их спектров.

```
clear;
```

```
fd=22e6;
```

```
Td=1/fd;
```

```
fi=6e6;
```

```
q=10^(45/10);
```

```

A=sqrt(4*q*1/fd);
fid=fopen('psp.txt', 'r');
PN=fscanf(fid, '%g', Inf);
fclose(fid);
TPSP=1*10^(-3);
PNSize=size(PN, 2);
Tpn=TPSP/PNSize;
Dtau=Tpn/6;
phi=0;
tau=0;
T=5e-3;
t=0:Td:T;7

tao = Tpn/3; phi_otr = pi;

Nd=size(t, 2);
SdQ=sqrt(4*q*Td);
PNs=PN(1 + mod(fix( (Td*(0:Nd-1))/Tpn),PNSize));

PNs_otr=(PN(1 + mod(fix( ((Td*(0:Nd-1)) + tao)/Tpn),PNSize)));

N = 100;
tau= 2 * Tpn * ((0:N-1)-N/2)/(N/2);
y = A * PNs .* cos(2*pi*fi*t+phi) + (A/(sqrt(2))) * PNs_otr.*cos(2*pi*fi*(t) +
(phi + phi_otr));
for i=1:N
    I(i) = sum(SdQ * y .* PN((1 + mod(fix( (tau(i) + Td*(0:Nd-
1))/Tpn),PNSize))).*cos(2*pi*fi*t+phi));
    Ie(i) = sum(SdQ * y .* PN((1 + mod(fix( (tau(i) - Dtau + Td*(0:Nd-
1))/Tpn),PNSize))).*cos(2*pi*fi*t+phi));

```



```
Il(i) = sum(SdQ * y .* PN((1 + mod(fix( (tau(i) + Dtau + Td*(0:Nd-1))/Tpn),PNSize))).*cos(2*pi*fi*t+phi));
```

```
Ud(i)=I(i) * (Ie(i) - Il(i));
```

```
end
```

```
hold on
```

```
plot(tau/Tpn, Ud, 'b')
```

```
grid on
```

```
L=10000;
```

```
NFFT = 2^nextpow2(L); % Next power of 2 from length of y
```

```
Y_dop = fft(y,NFFT)/L;% спектр АП
```

```
f = fd/2*linspace(0,1,NFFT/2+1);
```

```
hold on
```

```
plot(f,2*abs(Y_dop(1:NFFT/2+1)), 'r');
```

```
xlim([0 4e7])
```

```
grid on
```


Зав. кафедрой ЭКО

д.т.н. проф. Рогалеву Н.Д.

Служебная записка

Дипломная работа студента гр. ЭР-15-07 Ожогина Артема Владимировича посвящена теоретическому исследованию влияния полосы навигационного сигнала на величину ошибки, вызываемой многолучевостью распространения радиоволн, и не содержит никаких разработок схемотехнического или конструктивно-технологического характера, а также прикладного программного обеспечения.

В связи с этим прошу Вашего разрешения освободить студента гр. ЭР-15-07 Ожогина Артема Владимировича от выполнения экономической части дипломной работы.

Руководитель дипломной работы



Болденков Е.Н.

«13 декабря» 2012 г.

Заключение

Дипломная работа студента гр. ЭР-15-07 Ожогина Артема Владимировича носит исключительно теоретический характер и не содержит данных, позволяющих выполнить экономическую часть на требуемом для дипломного проекта уровне.

В связи с этим студент гр. ЭР-15-07 Ожогин Артем Владимирович может быть освобожден от выполнения экономической части дипломной работы.

Руководитель экономической части

дипломных проектов на РТФ,

доцент кафедры ЭКО



Лебедев И.П.

«24.12.12.» 2012 г.

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ
«МЭИ»**

**ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ
ПРИЛОЖЕНИЕ**

«ЭКОЛОГИЧНОСТЬ И БЕЗОПАСНОСТЬ»

Студент: Ожогин А.В.

Группа: ЭР-15-07

Преподаватель: Королев И.В.

МОСКВА 2012 г.

Введение.

Дипломный проект посвящен исследованию влияния эффекта многолучевости на точность определения координат гражданского потребителя спутниковой радионавигационной системы, в работе рассматривается навигационная аппаратура потребителя, в которой происходит прием и обработка сигнала со спутника, расположенного на орбите высотой примерно 20 тыс. километров. Система является пассивной, т.к. не требует сигналов запроса от потребителя и настроена только на прием. В связи с неоднородностью среды распространения сигнала и в силу некоторых других причин, используется сигнал с несущей на высокой частоте. Значение несущей частоты для сигнала гражданского пользования около 1,6 ГГц. Это значение попадает в разряд ультравысоких частот. Используя классификацию по гигиеническим нормативам, излучение данной частоты относят к сверхвысокочастотному. Мощность сигнала на Земле сравнительно небольшая, около -161 дБВт. Дипломный проект носит сугубо теоретический характер.

Влияние электромагнитных полей.

Электромагнитные волны возникают при ускоренном движении электрических зарядов. Электромагнитные волны – это взаимосвязанное распространение в пространстве изменяющихся электрического и магнитного полей. Совокупность этих полей, неразрывно связанных друг с другом, называется электромагнитным полем. Несмотря на то, что длина электромагнитных волн и их свойства различны, все они, начиная от радиоволн и заканчивая гамма-излучением, – одной физической природы. Исследованный в настоящее время диапазон электромагнитных волн состоит из волн с длинами, соответствующими частотам от 10^3 до 10^{24} Гц. По мере убывания длины волны в диапазон включаются радиоволны, инфракрасное излучение, видимый свет (световые лучи), ультрафиолетовое излучение, рентгеновское излучение и гамма-излучение.

Источниками электромагнитных полей являются атмосферное электричество, космические лучи, излучение солнца, а также искусственные источники: различные генераторы, трансформаторы, антенны, лазерные установки, микроволновые печи,

мониторы компьютеров и др. На предприятиях источниками электромагнитных полей промышленной частоты являются высоковольтные линии электропередач (ЛЭП), измерительные приборы, устройства защиты и автоматики, соединительные шины и др. В зависимости от длины волны электромагнитное излучение делят на ряд диапазонов (табл.1).

Табл.1. Диапазоны магнитных излучений в области радиочастот.

Номер диапазона	Диапазон частот*	Диапазон длин волн**	Соответствующее метрическое подразделение
5	30-300 КГц	$10^4 - 10^3$ м	Километровые волны (НЧ)
6	300-3000 КГц	$10^3 - 10^2$ м	Гектометровые волны (СЧ)
7	3-30 МГц	$10^2 - 10$ м	Декаметровые (ВЧ)
8	30-300 МГц	10- 1 м	Метровые волны (ОВЧ)
9	300-3000 МГц	1 -0,1 м	Дециметровые волны (УВЧ)
10	3-30 ГГц	10 – 1 см	Сантиметровые волны (СВЧ)
11	30-300 ГГц	1 – 0,1 см	Миллиметровые (КВЧ)

Табл.1. Диапазоны магнитных излучений в области радиочастот.

* Представленные в таблице диапазоны частот включают верхние пределы и исключают нижние.

** Представленные в таблице диапазоны длин волн включают нижние пределы и исключают верхние.

В гигиенической практике принята классификация радиочастот (Санитарные нормы и правила при работе с источниками электромагнитных полей высоких, ультравысоких и сверхвысоких частот) табл.2.

Частоты	Высокие частоты (ВЧ) 100 кГц- 30 МГц			Ультравысокие частоты (УВЧ) 30-300 МГц	Сверхвысокие частоты (СВЧ) 300-300000 МГц микроволны		
Длины волн	Длинные	Средние	Короткие	Ультракороткие	Дециметровые	Сантиметровые	Миллиметровые
	3-1 км	1-100 м	100-10 м	10-1 м	1 м-10 см	10-1 см	1 см- 1 мм

Табл.2. классификация радиочастот.

Начиная от источника излучения всю область распространения электромагнитных волн принято условно разделять на три зоны: ближнюю, промежуточную и дальнюю. Радиус ближней зоны приблизительно составляет 1/6 волны от источника излучения, а дальняя зона начинается на расстоянии, равном примерно 6 длинам волн; промежуточная зона находится между ними.

Переменные электромагнитные поля способны оказывать негативное воздействие на организм человека, последствия которого зависят от напряженности электрического и магнитного полей, частоты излучения, плотности потока энергии, размера облучаемой поверхности тела человека и индивидуальных способностей его организма. Ткани человеческого организма поглощают энергию электромагнитного поля, в результате этого происходит нагрев тела человека. Интенсивнее всего электромагнитные поля воздействуют на органы и ткани с большим содержанием воды: мозг, желудок, желчный и мочевой пузырь, почки. При воздействии электромагнитного излучения на глаза человека возможно помутнение хрусталика (катаракта). Проводящие электрический ток ткани человеческого организма (жидкие составляющие тканей, кровь и т.д.) нагреваются в результате возникновения в них

вихревых токов, а непроводящие, т.е. диэлектрики (хрящи, сухожилия и т.д.) – в результате возбуждаемых электромагнитным полем колебаний молекул диэлектрика с последующей их поляризацией, происходящих с выделением тепла.

Как известно, человеческий организм обладает свойством терморегуляции, т. е. поддержания постоянной температуры тела. При нагреве человеческого организма в электромагнитном поле происходит отвод избыточной теплоты до плотности потока энергии $I = 10 \text{ мВт/см}^2$. Эта величина называется тепловым порогом, начиная с которого система терморегуляции не справляется с отводом генерируемого тепла, происходит перегрев организма человека, что негативно сказывается на его здоровье.

Воздействие электромагнитных полей с интенсивностью, меньшей теплового порога, также небезопасно для здоровья человека. Оно нарушает функции сердечнососудистой системы, ухудшает обмен веществ, приводит к изменению состава крови, снижает биохимическую активность белковых молекул. При длительном воздействии на работающих электромагнитного излучения различной частоты возникают повышенная утомляемость, сонливость или нарушение сна, боли в области сердца, торможение рефлексов и т.д.

Произошедшие под действием электромагнитных полей нарушения в организме обратимы, если в нем не произошло патологических изменений. Для этого необходимо либо прекратить контакт с излучением, либо разработать мероприятия по защите от него.

При воздействии на организм человека постоянных магнитных и электростатических полей с интенсивностью, превышающей безопасный уровень, могут развиваться нарушения в деятельности сердечнососудистой системы, органов дыхания и пищеварения, возможно изменение состава крови и др. Электрические поля промышленной частоты ($f = 50 \text{ Гц}$) воздействуют на мозг и центральную нервную систему.

Между человеком, находящимся в таком поле и обладающим определенным потенциалом, и металлическим проводником с меньшим потенциалом может

возникнуть электрический заряд, приводящий к судорожным сокращениям мышц или иным, более тяжелым последствиям.

Предельно допустимые уровни облучения в диапазоне радиочастот определяются ГОСТом 12.1.006-84 «Электромагнитные поля радиочастот. Допустимые уровни на рабочих местах и требования к проведению контроля». В соответствии с этим нормативным документом установлена предельно допустимая напряженность электрического поля ($E_{пд}$, В/м) в диапазоне 0,06 – 300 МГц и предельно допустимая энергетическая нагрузка за рабочий день [$\mathcal{E}H_{E_{пд}}$, (В/м)²·ч].

Между этими величинами

существует следующая связь:

$$E_{пд} = \sqrt{\frac{\mathcal{E}H_{E_{пд}}}{T}}, \quad (3)$$

где T – время воздействия в течение рабочего дня, ч.

Для частот 0,06-3,0 МГц: $E_{пд} = 500$ В/м, $\mathcal{E}H_{E_{пд}} = 20\,000$ (В/м)²·ч

Для частот 3,0–30 МГц: $E_{пд} = 300$ В/м, $\mathcal{E}H_{E_{пд}} = 7000$ (В/м)²·ч

Для частот 30-300 МГц: $E_{пд} = 80$ В/м, $\mathcal{E}H_{E_{пд}} = 800$ (В/м)²·ч

Предельно допустимая напряженность магнитного поля в диапазоне частот 0,06 – 3 МГц в соответствии с названным выше ГОСТом должна составлять $H_{пд} = 50$ А/м. Между этой характеристикой и предельно допустимой энергетической нагрузкой за рабочий день [$\mathcal{E}H_{H_{пд}}$, (А/м)²·ч] существует следующая зависимость:

$$H_{пд} = \sqrt{\frac{\mathcal{E}H_{H_{пд}}}{T}}, \quad (4)$$

где T – время воздействия, ч (величина $\mathcal{E}H_{H_{пд}}$ не должна превышать 200 А/м²·ч).

Предельно допустимые уровни воздействия постоянных магнитных полей нормируются в соответствии с СН № 1742-77. Напряженность такого поля ($Я$) не должна превышать 8000 А/м.

Систематическое воздействие электромагнитных полей радиочастот с уровнями, превышающими допустимые, может приводить к нарушению состояния

здоровья работающих. При этом могут возникать изменения со стороны нервной, сердечнососудистой, эндокринной и других систем организма.

При воздействии значительных интенсивностей СВЧ могут возникать поражения хрусталика глаз. Начальные стадии заболевания вполне обратимы. В более выраженных стадиях заболевание регрессирует медленно и может привести к снижению трудоспособности.

Для предупреждения неблагоприятного действия электромагнитных полей радиочастот на человека, необходимо соблюдать меры защиты и профилактики.

Обеспечение безопасности при действии электромагнитных полей на предприятии.

Требования к производственным помещениям и размещению оборудования.

Производственные помещения, в которых размещаются источники ВЧ, УВЧ, СВЧ-излучения, метеорологические условия в них, предельно допустимые уровни звукового давления и другие факторы производственной среды должны отвечать "Санитарным нормам проектирования промышленных предприятий" СН 245-63.

Действующие генераторы ВЧ, УВЧ, радио- и телевизионные передатчики, генераторные устройства СВЧ должны размещаться в специальных помещениях.

Допускается размещение ВЧ-установок для нагрева металлов и диэлектриков в общих помещениях, включая расположение на потоке при условии обеспечения на рабочих местах предельно допустимых уровней облучения и при условии исключения облучения лиц, не обслуживающих данные установки. В отдельных случаях разрешается размещать в общих помещениях маломощные измерительные генераторы при условии работы на поглотитель.

Не разрешается экранировка помещений, в которых располагаются ВЧ-установки для термообработки, так как она очень ухудшает гигиенические условия труда работающих и проводится лишь в особых случаях по согласованию с органами санитарного надзора.

При работе нескольких генераторов СВЧ, УВЧ и ВЧ в одном помещении необходимо принять меры, исключающие превышение предельно допустимых уровней облучения за счет суммирования энергии излучения.

При работе генераторов СВЧ, радиопередающих и телевизионных устройств с большой мощностью излучения необходимо исключить возможность облучения людей, постоянно находящихся в смежных с производственными помещениями.

На антенных полях радиостанций, полигонах, аэродромах и в других, неограниченных помещением, производственных участках должны быть обозначены места, где интенсивность облучения может превышать допустимую.

методы защиты от электромагнитных излучений.

Рассмотрим основные методы защиты от электромагнитных излучений. К ним следует отнести рациональное размещение излучающих и облучаемых объектов, исключающее или ослабляющее воздействие излучения на персонал; ограничение места и времени нахождения работающих в электромагнитном поле; защита расстоянием, т. е. удаление рабочего места от источника электромагнитных излучений; уменьшение мощности источника излучений; использование поглощающих или отражающих экранов; применение средств индивидуальной защиты и некоторые др.

Из перечисленных выше методов защиты чаще всего применяют экранирование или рабочих мест, или непосредственно источника излучения. Различают отражающие и поглощающие экраны. Первые изготавливают из материалов с низким электросопротивлением, чаще всего из металлов или их сплавов (меди, латуни, алюминия и его сплавов, стали). Весьма эффективно и экономично использовать не сплошные экраны, а изготовленные из проволочной сетки или из тонкой (толщиной 0,01–0,05 мм) алюминиевой, латунной или цинковой фольги. Хорошей экранирующей способностью обладают токопроводящие краски (в качестве токопроводящих элементов используют коллоидное серебро, порошковый графит, сажу и др.), а также металлические покрытия, нанесенные на поверхность защитного материала. Экраны должны заземляться.

Защитные действия таких экранов заключаются в следующем. Под действием электромагнитного поля в материале экрана возникают вихревые токи (токи Фуко), которые наводят в нем вторичное поле. Амплитуда наведенного поля приблизительно равна амплитуде экранируемого поля, а фазы этих полей противоположны. Поэтому результирующее поле, возникающее в результате суперпозиции (сложения) двух рассмотренных полей, быстро затухает в материале экрана, проникая в него на малую глубину.

Эффективность действия экрана, или эффективность экранирования (\mathcal{E}), может быть рассчитана по формуле:

$$\mathcal{E} = \frac{I_0}{I}, \quad (5)$$

Где I_0 – плотность потока энергии в данной точке при отсутствии экрана Вт/м²;

I – плотность потока энергии в той же точке при наличии экрана, Вт/м²;

или выражена в децибелах:

$$\mathcal{E} = 101g \frac{I_0}{I}, \text{ дБ}. \quad (6)$$

Например, замкнутый экран, сваренный из листовой стали непрерывным швом, имеет эффективность экранирования в диапазоне частот 0,15–10 000 МГц примерно 100 дБ.

Другой вид экранов – поглощающие. Их действие сводится к поглощению электромагнитных волн. Эти экраны изготавливаются в виде эластичных и жестких пенопластов, резиновых ковриков, листов поролона или волокнистой древесины, обработанной специальным составом, а также из ферромагнитных пластин. Отраженная мощность излучения от этих экранов не превышает 4%. Например, радиопоглощающий материал «Луч», изготовленный из древесных волокон, в диапазоне длин волн излучения 0,15–1,5 м имеет отраженную мощность 1–3%.

Существуют и другие типы экранов, например, многослойные.

Экранами могут защищаться оконные проемы и стены зданий и сооружений, находящихся под воздействием электромагнитного излучения (ЭМИ). Строительные конструкции (стены, перекрытия зданий), а также отделочные материалы (краски и т.д.) могут либо поглощать, либо отражать электромагнитные волны.

Экранирование источников излучения.

Для защиты от проникновения СВЧ-энергии в рабочее помещение рекомендуется экранировать источники излучения.

Экранирование не должно нарушать процесс регулировки настройки испытания при работе с излучающим устройством. Поэтому при конструировании экранирующих приспособлений необходимо учитывать основные параметры, характеризующие излучение и назначение производственного процесса, связанного с экранируемым источником излучения.

Тип, форма, размеры и материал экранирующего устройства зависят от того, имеет ли место непосредственное излучение или паразитное, направленное или ненаправленное, непрерывное или импульсное, какова излучаемая мощность и рабочий диапазон частот.

Любая экранирующая система для защиты от проникновения СВЧ-энергии основана на радиофизических принципах отражения или поглощения электромагнитной энергии.

С учетом указанных свойств материалов, характера и параметров источника излучения, особенностей производственного процесса был рекомендован и внедрен в практику ряд типовых экранирующих устройств, которые показали хорошую эффективность.

Типы экранов.

В зависимости от производственного процесса, мощности источника излучения, диапазона волн можно рекомендовать разные виды экранов: металлические (сплошные и сетчатые), мягкие металлические с хлопчатобумажной или другой ниткой, поглощающие экраны. Все экраны, кроме поглощающих, обеспечивают отражение энергии СВЧ.

Отражающие экраны. Если производственный процесс основан на непосредственном излучении энергии волн в пространстве (например, при испытании антенных устройств), полное или частичное экранирование источника может привести к нарушению процесса или даже к невозможности его осуществления. Волны, отражаемые стенками экранирующих устройств, обращенные в сторону излучателя, будут оказывать влияние на режим работы РЛС: пробой в генераторных лампах передатчиков, изменение его рабочей частоты.

В подобных случаях рационально применять поглощающие покрытия. Отражающие поверхности экранирующего устройства покрываются материалом, практически полностью поглощающим энергию падающих волн.

В тех случаях, когда имеются только паразитные излучения волн (утечки из щелей в линиях передачи СВЧ-энергии, из катодных выводов магнетрона и т.д.), отражения от стенок экранирующего устройства не оказывают влияния на режим работы излучателя генераторной установки или РЛС в целом, экранировка может быть сделана без поглощающих покрытий.

Экраны могут быть использованы для экранирования помещения, источника излучения, рабочего места. Все экраны должны быть тщательно заземлены.

Сплошные металлические экраны обеспечивают надежное экранирование при любых практически встречающихся интенсивностях СВЧ-полей с учетом допустимых величин (10 мкВт/кв. см). Сетчатые экраны обладают худшими экранирующими свойствами по сравнению со сплошными экранами. Однако в ряде случаев по техническим соображениям и когда требуется ослабление потока мощности СВЧ на 20 - 30 дБ (в 100 - 1000 раз), экраны из сеток находят широкое применение.

Эластичные экраны могут быть предназначены для изготовления экранных штор, драпировок, чехлов, специальной одежды - комбинезонов, халатов, капюшонов, защищающих работающих от электромагнитных излучений СВЧ-энергии.

В качестве материала для эластичных экранов используется специальная ткань, в структуре которой тонкие металлические нити образуют сетку с размерами ячейки 0,5 x 0,5 мм.

Тонкая металлическая проволока скручена с хлопчатобумажными нитями, которые защищают от внешних воздействий и служат электрической изоляцией. Хлопчатобумажные нити заполняют промежутки между металлическими нитями и придают этим тканям плотность и эластичность.

Ткань имеет наименование "Ткань хлопчатобумажная с микропроводом, арт. 7289", технические условия - СТУ-136-12-199-63.

Ослабление мощности СВЧ с помощью такой ткани представлено в табл.3.

Длина волны, см	0,8	3,2	10	25	50	100
Ослабление, дБ	20	28	40	43	46	54

Табл.3. Защитные свойства хлопчатобумажной ткани с микропроводом.

Защитные свойства ткани сохраняются при температуре внешней среды -40 - +100 °С и при относительной влажности до 98%. Ткань можно стирать, гладить, окрашивать, а изделия из нее изготавливать на обычных швейных машинах.

Приведенные данные по ослаблению мощности СВЧ, создаваемому тканями, достаточны для большинства практических случаев.

Наконец, в качестве экранирующего материала для различных отверстий, окон помещений, кабин и камер, приборных панелей, смотровых окон может быть рекомендовано оптически прозрачное стекло с отражающими экранными свойствами. Это стекло покрыто полупроводниковой двуокисью олова (SnO_2). Стекло создает ослабление более 20 дБ в диапазоне волн 0,8 - 150 см.

Резиновые коврики ВКФ-1, В2Ф-2, В2Ф-3 представляют собой прессованные листы резины специального состава с коническими сплошными или полыми шипами (высота 8 - 10 мм).

Широко используются в последнее время магнитоэлектрические пластины ХВ-0,8; 2; 3,2; 10,6 (цифра обозначает среднюю длину волны, на которую рассчитан поглощающий материал). Пластина представляет собой пористую резину,

наполненную карбонильным железом, с впрессованной латунной сеткой (размер ячеек меньше 1 кв. мм).

Способы укрепления поглощающих покрытий к каркасу щита или защищаемой поверхности состоят, главным образом, в приклеивании их с помощью специальных клеев типов ПВХ, ХВК-2а, МС, N 88 и т.д.

Вывод:

Система спутниковой навигации является глобальной системой, пассивной по своему характеру. Происходит непрерывное излучение радиоволн со спутников расположенных на орбите высотой около 20000 километров. Сигнал излучается на частоте примерно 1,6 ГГц. Принимаемая навигационным приемником мощность равна 10^{-16} Вт . Из данных обстоятельств следует, что использование данной системы человеком не требует специальных мер защиты, потому что влияние на организм крайне незначительно. Поверхностные токи очень малы. Расстояние до объекта излучения чрезвычайно велико. Волны проходят сквозь слои атмосферы и испытывают затухание. Мощность принимаемого сигнала мала и следует, что влияние на здоровье человека оказывается незначительным. Как вывод- система является безопасной для человека.

Используемая литература:

1. **Экология и безопасность жизнедеятельности:** Учеб. пособие для вузов/ Д.А. Кривошеин, Л.А.Муравей, Н.Н. Роева и др.; Под ред. Л.А. Муравья. – М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2000. - 447 с.

2. САНИТАРНЫЕ НОРМЫ И ПРАВИЛА ПРИ РАБОТЕ С ИСТОЧНИКАМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ВЫСОКИХ, УЛЬТРАВЫСОКИХ И СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Утверждено Заместителем главного санитарного врача СССР Д.ЛОРАНСКИМ 30 марта 1970 г. N 848-70