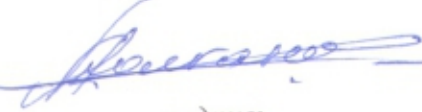


НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»

Институт ИРЭ РТФ
Кафедра РТС
Специальность Радиоэлектронные системы

ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ Расчетно-пояснительная записка

Тема: Моделирование на ЭВМ и исследование характеристик ССС с сигналом
ОФМ-2.

Дипломник	ЭР-15-07		Колганов А.М. фамилия, и., о.,
	группа	подпись	
Руководитель проекта	асс.	доцент	Сизякова А.Ю. фамилия, и., о.,
	должность	звание	подпись
Руководитель проекта от предприятия	_____	_____	_____
	должность	звание	подпись
Консультант по экономической части	_____	_____	_____
	должность	звание	подпись
Консультант по разделу "Охрана труда"	доцент	_____	Королев И.В. фамилия, и., о.,
	должность	звание	подпись
Консультант	_____	_____	_____
	должность	звание	подпись
Рецензент	_____	_____	_____
	должность	звание	подпись
"Проект допущен к защите"			
Зав. кафедрой	проф. д.т.н.	_____	Перов А.И. фамилия, и., о.,
	звание	подпись	

Дата _____

20 ____ г

Отзыв на дипломный проект **А. М. Колганова**, выполненный на тему
**Моделирование на ЭВМ и исследование характеристик ССС
с сигналом ОФМ-2**

В дипломном проекте студента гр. ЭР-15-07 А.М. Колганова проведено цифровое моделирование радиотехнической системы связи при использовании сигнала ОФМ-2. Дипломник познакомился с особенностями сигнала этого вида, со способом его формирования, а также рассмотрел две схемы демодуляции сигнала: когерентную и некогерентную. Метод исследования задан – метод цифрового моделирования в одном из пакетов графического программирования System View. Этот пакет студенты осваивают при изучении дисциплин Радиотехнические СПИ и Модемы и кодеки радиосистем.

Пояснительная записка содержит теоретический обзор, посвященный особенностям построения спутниковых радиотехнических систем. Построены математическая и цифровая модели приемопередатчика и гауссовского канала связи. Цифровые модели протестированы и проведен компьютерный эксперимент.

За время дипломного проектирования А.М. Колганов зарекомендовал себя молодым специалистом, недостаточно подготовленным к инженерно-практической работе. При выполнении работы дипломник мало времени уделил своей учебной работе, что явилось причиной получения им выговора по институту. Тем не менее, считаю, что А.М. Колганов на настоящее время выполнил квалификационную работу и заслуживает присвоения квалификации радиоинженера.

Руководитель проекта
доцент каф. РТС

Сизякова

Сизякова А.Ю.

РЕЦЕНЗИЯ

на дипломный проект студента
гр. ЭР-15-07 Колганова А.М. на
тему "Моделирование на ЭВМ и
исследование характеристик ССС
с сигналом ОФМ-2.

В дипломном проекте проведено
цифровое моделирование радиотехнической
системы связи при использовании
сигнала ОФМ-2. Тема дипломного
проекта является актуальной.

В главе 1 даны особенности
спутниковой системы связи. В главах
2 и 3 проведено исследование ССС с
радиосигналами соответственно ФМ2
и ОФМ-2 при использовании коге-
рентного демодулятора. В главе 4
рассмотрено использование некогерентного
демодулятора. В главе 5 дан анализ
помехоустойчивости сигналов ФМ-2 и ОФМ-2.

Кроме того, в дипломе вошли
экологическая записка и два приложения.

Все работа выполнена на хорошем
инженерном уровне. Ошибок в дипломном
проекте рецензент не обнаружил.

По тексту можно сделать два замечания.

1. Неясно, из каких соображений
производился выбор линейных элементов
системы.

2. Список рекомендуемой в задании
литературы почти полностью отличается
от списка литературы в конце поясни-
тельной записки.

В целом дипломный проект
выполнен на хорошем уровне и его
автору заслуживает присвоения ему
звания инженера.

Рецензент К. Т. Н. доцент кафедры
РТС МЭИ Л. В. Когновский Л. В.

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ
«МЭИ»

Институт ИРЭ Кафедра РТС

ЗАДАНИЕ
НА ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ (работу)

Направление _____ (номер и название)

Специальность _____ (номер и название)

Специализация _____ (номер и название)

Тема проекта (работы): Моделирование на ЭВМ и исследование характеристик ССС с сигналом ОФМ2

Время выполнения проекта (работы) с 01.09.2012 по 15.02.2013 г.

Студент Колганов А.М. ЭР-15-07
фамилия, и., о., группа, подпись

Руководитель проекта доц. Сизякова А.Ю.
должность, звание, фамилия, и., о., подпись

Руководитель от предприятия _____

Консультант доц. Королев И.В.
должность, звание, фамилия, и., о., подпись

Консультант доц. Лебедев И.Я.
должность, звание, фамилия, и., о., подпись

Консультант _____
должность, звание, фамилия, и., о., подпись

Зав. кафедрой Перов А.И. 01.10.2012
подпись, дата

Место выполнения проекта кафедра РТС ИРЭ

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

1.1 Изучить особенности построения спутниковых систем радиосвязи

1.2 Изучить теорию оптимального приема и помехоустойчивость сигналов ФМ2 и ОФМ2

1.3 Построить модели модулятора и когерентного демодулятора ОФМ2. На модели получить зависимость BER от E_b/N_0 . Скорость передачи данных 500 бит/с

1.4 Построить модель некогерентного демодулятора сигнала ОФМ2. На модели получить зависимость BER от E_b/N_0

1.5 На модели провести исследование влияния произвольного фазового сдвига и разности частот сигнала и опорного генератора демодулятора на работу некогерентного демодулятора

1.6 На модели некогерентного демодулятора сигнала ОФМ2 получить зависимость BER от E_b/N_0 при фазовом сдвиге и разности частот сигнала и опорного генератора демодулятора

1.7 Предложить и проверить решение для повышения помехоустойчивости некогерентного демодулятора сигнала ОФМ2

Подпись руководителя проекта (работы) Алиев Дата 20.11.2017

2. Задание по разделу Экологичность и Безопасность
(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта Ильин Дата 24.11.2017
(специализированная часть проекта)

3. Задание по _____
(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта _____ Дата _____
(специализированная часть проекта)

4. Задание по _____
(специализированная часть проекта)

Подпись консультанта _____ Дата _____

5. График работы по разделам дипломного проекта (работы)

№ п/п	Содержание разделов	Срок выполнения	Трудоемкость в %
1	<i>Анализ характеристик приемника сигнала ОФМ2. Разработка и обоснование функциональной схемы.</i>	01.10.2012	10
2	<i>Построить модели модулятора и когерентного демодулятора сигнала ОФМ2. На модели получить зависимость BER от E_b/N_0.</i>	15.10.2012	10
3	<i>Построить модель некогерентного демодулятора сигнала ОФМ2. На модели получить зависимость BER от E_b/N_0.</i>	01.11.2012	10
4	<i>Изучить способы построения спутниковых систем связи</i>	01.01.2013	10
5	<i>На модели провести исследование влияния произвольного фазового сдвига и разности частот сигнала и опорного генератора демодулятора на работу некогерентного демодулятора</i>	01.11.2012	20
6	<i>На модели некогерентного демодулятора сигнала ОФМ2 получить зависимость BER от E_b/N_0 при фазовом сдвиге и разности частот сигнала и опорного генератора демодулятора</i>	10.11.2012	10
7	<i>Предложить и проверить решение для повышения помехоустойчивости некогерентного демодулятора сигнала ОФМ2</i>	20.12.2012	10
8	<i>Выполнение экономической части проекта</i>	01.02.2013	5
9	<i>Выполнение экологической части проекта</i>	01.02.2013	5
10	<i>Оформление пояснительной записки</i>	10.02.2013	10

ОГЛАВЛЕНИЕ

<u>ВВЕДЕНИЕ</u>	3
<u>Глава 1. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ</u>	5
1.1. Разновидности ССС.....	5
1.2 Особенности орбит, используемых для создания ССС.....	6
1.3. Характеристики орбит. Уравнения движения Кеплера.....	7
1.4. Построение функциональной цифровой ССС.....	10
1.5. Выводы.....	14
<u>Глава 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСТРОЕНИЯ ССС С РАДИОСИГНАЛОМ ФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА</u>	15
2.1. Обобщенная схема системы связи с сигналом ФМ-2	15
2.2. Схема модулятора сигнала ФМ-2	16
2.3. Модель канала с шумом	18
2.4. Модель демодулятора сигнала ФМ-2	18
2.5. Модель системы связи для сигнала ФМ-2 в SystemView	21
2.6. Выводы.....	28
<u>Глава 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСТРОЕНИЯ ССС С РАДИОСИГНАЛОМ ОФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА</u>	29
3.1. Математическая модель ССС для сигнала ОФМ-2.....	29
3.2. Цифровая модель ССС для сигнала ОФМ-2.....	33
3.3. Выводы.....	47
<u>Глава 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСТРОЕНИЯ ССС С РАДИОСИГНАЛОМ ОФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕКОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА</u>	48
4.1. Схема некогерентного демодулятора сигнала ОФМ-2.....	48
4.2. Цифровая модель некогерентного демодулятора для сигнала ОФМ-2.....	48
4.3. Выводы.....	70
<u>Глава 5. АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ССС ДЛЯ СИГНАЛОВ ФМ-2 и ОФМ-2</u>	72
<u>Глава 6. ЭКОЛОГИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ</u>	81

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....98

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....99

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ВЛИЯНИЕ СДВИГА ФАЗЫ НА ТОЧНОСТЬ ПРИЁМА СИГНАЛА ОФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРИЁМНИКА С НЕКОГЕРЕНТНЫМ ДЕМОДУЛЯТОРОМ.....100

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ВЛИЯНИЕ НЕСОВПАДЕНИЯ ЧАСТОТ СИГНАЛА И ОПОРНОГО КОЛЕБАНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПРИЁМА СИГНАЛА ОФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРИЁМНИКА С НЕКОГЕРЕНТНЫМ ДЕМОДУЛЯТОРОМ.....116

ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день спутниковые системы связи являются высокотехнологичной, инновационной сферой деятельности, которая крайне важна для нашего государства и с точки зрения экономики, и для укрепления обороноспособности страны. Спутниковая связь позволяет с высоким качеством быстро и эффективно организовать распространение теле и радио программ, телефонную связь, доступ в Интернет, передачу данных, доступ к новейшим услугам мультимедиа, дистанционного образования, телемедицины и др. Особенно эффективны спутниковые решения для организации связи между удаленными объектами, в труднодоступных районах и районах со сложными климатическими условиями, такими как Сибирь, Дальний Восток, а также при необходимости быстрого развертывания коммуникационных сетей.

В последние годы в России всё активнее внедряются современные виды и средства связи. Но, если сотовый радиотелефон уже стал привычным, то аппарат персональной спутниковой связи (спутниковый терминал) пока еще редкость. Анализ развития подобных средств связи показывает, что уже в скором будущем мы станем свидетелями повседневного применения систем спутниковой связи (ССС).

Развитие систем спутниковой связи началось в середине 60-х годов 20 века. Были произведены запуски первых спутников связи, положено начало коммерческого использования спутников-ретрансляторов для многоканальной связи, передачи телепрограмм и т.п. В 70-х годах были созданы системы подвижной спутниковой связи, спутникового телевидения коллективного пользования. В 80-х годах зародились технологии VSAT (Very Small Aperture Terminal) — технологии малых спутниковых терминалов, устанавливаемых прямо у пользователей, и непосредственно спутникового телевизионного вещания. Конец 90-х годов: мир на пороге качественных изменений, связанных с предстоящим началом эксплуатации глобальных спутниковых систем связи. Основные этапы бурного развития космических систем связи показывают, что использование их в глобальном масштабе реально в ближайшем будущем. Персональная связь станет возможной в глобальном масштабе, т.е. будет обеспечена достигаемость абонента в любой точке мира путем набора его телефонного номера, не зависящего от местонахождения абонента.

Уже на самых ранних этапах создания спутниковых систем стала очевидной сложность предстоящей работы. Необходимо было изыскать материальные средства, приложить интеллектуальные усилия многих коллективов ученых, организовать труд на этапе практической реализации. Но, несмотря на это, в решение задачи активно включились транснациональные

компания, имеющие свободный капитал. Более того, в настоящее время осуществляется не один, а несколько параллельных проектов. Фирмы-разработчики ведут упорную конкурентную борьбу за будущих потребителей, за мировое лидерство в области телекоммуникаций. Что касается российского рынка, то, по оценкам журнала «Connect! Мир Связи», спрос на спутниковую связь повышается на 10 – 15% в год.

При передаче информации на очень большие расстояния необходимо обеспечить достоверный ее прием. При радиотелефонной спутниковой связи обслуживание абонентов должно быть непрерывным и проходить в реальном масштабе времени. Необходимо уделить особое внимание построению спутниковой системы связи и её помехоустойчивости. Поэтому вопросы повышения точности и помехоустойчивости ССС являются важными, а тема работы актуальной.

ГЛАВА 1

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

1.1. Разновидности ССС

В зависимости от назначения системы связи могут быть военными, гражданскими или коммерческими, стационарными или подвижными. В зависимости от вида предоставляемых услуг спутниковые системы связи можно разделить на три основных класса: системы пакетной передачи данных (доставки циркулярных сообщений, автоматизированного сбора данных о состоянии различных объектов, в том числе транспортных средств и т. д.), системы речевой (радиотелефонной) связи, системы для определения местоположения (координат) потребителей.

Системы пакетной передачи данных предназначены для передачи в цифровом виде любых данных (телексных, факсимильных сообщений, компьютерных данных и др.) Скорость пакетной передачи данных в космических системах связи составляет от единиц до сотен килобайт в секунду. В этих системах, как правило, отказываются от непрерывности обслуживания и не предъявляют жестких требований к оперативности доставки сообщений, В таком режиме работает «электронная почта» (поступившая информация запоминается почтовым сервером и доставляется корреспонденту в заранее определенное время суток).

При радиотелефонной связи в спутниковых системах используют цифровую передачу сообщений, при этом обязательно должны выполняться общепринятые международные стандарты. В таких системах задержка сигнала на трассе распространения не должна превышать 0,3 с и переговоры абонентов не должны прерываться во время сеанса связи. Обслуживание абонентов должно быть непрерывным и проходить в реальном масштабе времени. В этом случае при построении радиотелефонной спутниковой сети необходимо уделить особое внимание помехоустойчивости спутниковой системы связи.

Основная идея создания систем спутниковой связи очень проста: промежуточный ретранслятор системы связи размещается на искусственном спутнике Земли (ИСЗ).

Спутник движется по достаточно высокой орбите длительное время без затрат энергии на это движение. Энергоснабжение бортового ретранслятора и других систем спутника осуществляется от солнечных батарей. На достаточно высокой орбите ИСЗ «видит» очень большую территорию – около одной трети поверхности Земли, поэтому через его бортовой ретранслятор могут

непосредственно связываться любые станции, находящиеся на этой территории (рис.1.1). В то же время современные технические средства позволяют сформировать достаточно узкий луч, чтобы при необходимости сконцентрировать энергию передатчика ИСЗ на ограниченной площади, например, на территории небольшого региона.

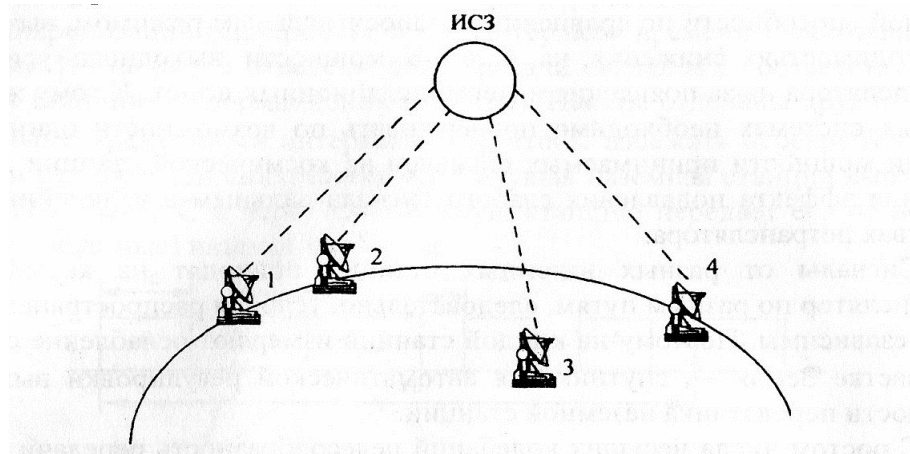


Рис.1.1 Ретранслятор ИСЗ и наземные станции

1.2. Особенности орбит, используемых для создания ССС

Искусственные небесные тела подчиняются тем же законам, что и естественные. Орбиты КА классифицируются: по форме, периодичности прохождения над точками земной поверхности и по наклонению. По форме различают следующие типы орбит:

- круговые. Трудно реализуются на практике и требуют частой коррекции с помощью бортовых корректирующих двигателей КА;

- близкие к круговым. Это наиболее распространенный тип орбит в системах спутниковой связи. На таких орбитах высоты апогея и перигея различаются на несколько десятков километров;

- эллиптические. Высоты апогея и перигея могут значительно различаться (например, высота апогея составляет 38000 - 40000 км, а высота перигея 400 - 500 км). Данные орбиты также широко применяются в системах спутниковой связи;

- геостационарные. Это круговые экваториальные орбиты с периодом обращения спутника, равным периоду обращения Земли (23 ч 56 мин). На такой орбите КА располагается на высоте 36000 км и находится постоянно над определенной точкой экватора Земли. Космические аппараты, находящиеся на геостационарной орбите, имеют большую площадь обзора Земли, что позволяет с успехом использовать их в системах спутниковой связи, и обладают двумя важными преимуществами: спутники всегда находятся над определенной

точкой Земли; система, состоящая из трех геостационарных спутников, практически обеспечивает глобальный обзор земной поверхности. Однако орбитальным группировкам, состоящим из геостационарных спутников, присущ один крупный недостаток — большое время распространения радиосигналов, что приводит к задержкам передачи сигналов при радиотелефонной связи;

- параболические и гиперболические. Эти орбиты применяются, как правило, при изучении планет Солнечной системы.

По периодичности прохождения КА над точками земной поверхности различают следующие типы орбит:

- синхронные. Они в свою очередь, подразделяются на синхронные изомаршрутные и синхронные квазимаршрутные. Изомаршрутные орбиты характеризуются тем, что проекции орбиты КА на земную поверхность (трассы) совпадают ежедневно. Квазимаршрутные орбиты характеризуются тем, что проекции орбиты КА на земную поверхность совпадают один раз в несколько суток;

- несинхронные характеризуются тем, что трассы, соответствующие любым двум оборотам КА вокруг Земли, не совпадают.

Высота орбит КА выбирается на основании анализа многих факторов, включая энергетические характеристики радиолиний, задержку при распространении радиоволн, близость к орбите радиационных поясов Ван Аллена, размеры и расположение обслуживаемых территорий. Кроме того на высоту орбиты влияют способ организации связи и требования по обеспечению необходимого значения угла места КА.

1.3. Характеристики орбит. Законы движения Кеплера

Искусственные спутники Земли (ИСЗ) выводятся на орбиту с помощью многоступенчатых ракет. Последняя ступень ракеты сообщает спутнику определенную скорость на заданной высоте. Тело, запущенное горизонтально на определенной высоте от поверхности Земли, станет ИСЗ, если его скорость в этот момент окажется достаточной. Если скорость запуска точно равна круговой скорости на данной высоте, то тело будет двигаться по круговой орбите. Если эта скорость превышает круговую, то тело будет двигаться по эллипсу, причем перигей этого эллипса окажется в точке выхода на орбиту. Если же сообщенная скорость несколько меньше круговой, а высота достаточно большая, то тело также будет двигаться по эллиптической орбите, но в этом случае точка выхода на орбиту станет апогеем. Три закона движения относительно Солнца были выведены эмпирически немецким астрономом

Иоганном Кеплером в начале XVII века. Это стало возможным благодаря многолетним наблюдениям датского астронома Тихо Браге.

Во время свободного полета спутника, когда его бортовые реактивные двигатели выключены, движение происходит под воздействием гравитационных сил и по инерции, причем главной силой является притяжение Земли. Если считать Землю строго сферической, а действие гравитационного поля Земли — единственной силой, воздействующей на спутник, то движение ИСЗ подчиняется известным законам Кеплера: оно происходит в неподвижной (в абсолютном пространстве) плоскости, проходящей через центр Земли, — плоскости орбиты; орбита имеет форму эллипса (рис 1.2) или окружности (частный случай эллипса).



Рис.1.2 Наклонная эллиптическая орбита ИСЗ

При движении спутника полная механическая энергия (кинетическая и потенциальная) остается неизменной, вследствие чего при удалении спутника от Земли скорость его движения уменьшается. Уравнение эллиптической орбиты спутника Земли в полярной системе координат определяется формулой

$$r = \frac{p}{1 + e \cdot \cos\theta} , \quad (1.1)$$

Где

r – модуль радиус-вектора (расстояние от ИСЗ до центра Земли)

p – фокальный параметр (рис.1.3)

e – эксцентриситет орбиты — числовая характеристика конического сечения, показывающая степень его отклонения от окружности. Эксцентриситет характеризует «сжатость» орбиты.

θ - угловая координата радиус-вектора.

Можно разделить внешний вид орбиты на пять групп:

$e = 0$ - окружность

$0 < e$ - эллипс

$e = 1$ — парабола

$1 < e < \infty$ - гипербола

$e = \infty$ - прямая (вырожденный случай)

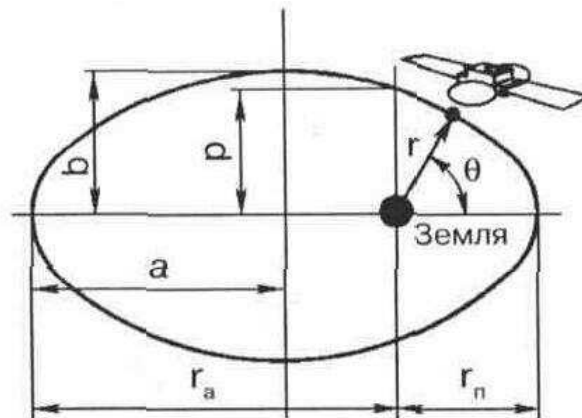


Рис.1.3 Параметры эллиптической орбиты

В случае эллиптической орбиты точкой перигея называют точку орбиты, соответствующую наименьшему значению радиус-вектора $r = r_n$, точкой апогея — точку, соответствующую наибольшему значению $r = r_a$ (рис.1.3). Земля находится в одном из фокусов эллипса. Входящие в формулу (1.1) величины связаны соотношениями:

$$p = \frac{b^2}{a} = a(1 - e^2), \quad (1.2)$$

Где

a - большая полуось эллипса (формула 1.3)

b - малая полуось эллипса (формула 1.4)

$$a = \frac{(r_a + r_n)}{2} \quad (1.3)$$

$$b = a\sqrt{(1 - e^2)} \quad (1.4)$$

$$e = \sqrt{\left(a^2 - \frac{b^2}{a}\right)} = \frac{(r_a - r_n)}{2a} \quad (1.5)$$

Орбиты спутников-ретрансляторов можно выбрать так, чтобы обеспечить преимущественное обслуживание тех или иных регионов на поверхности Земли.[1]

1.4. Построение функциональной схемы цифровой ССС

Цифровые спутниковые системы связи обладают рядом преимуществ: они менее подвержены искажениям и интерференции, чем аналоговые. Процедура восстановления сигнала в таких системах связи является более простой, поскольку не происходит накопления шумов. Процессы выявления и коррекции ошибок повышают качество передачи информации. Однако цифровые системы требуют более интенсивной обработки и решения проблем синхронизации на различных этапах обработки сигнала. Функциональная схема, приведённая на рис.1.4, иллюстрирует преобразование цифрового сообщения в радиосигнал, передачу сигнала по каналу связи (Земная станция - ИСЗ) на спутниковый ретранслятор, дальнейшую передачу сигнала по нисходящему каналу (ИСЗ-ЗС) и обратное преобразование радиосигнала в сообщение. На схеме приведены этапы преобразования и обработки сообщения в типичной цифровой спутниковой системе связи. Схема состоит из передающей части (верхняя часть схемы рис.1.4), канала распространения электромагнитных волн, аппаратуры ретранслятора и приемной части схемы (нижняя часть схемы рис.1.4).

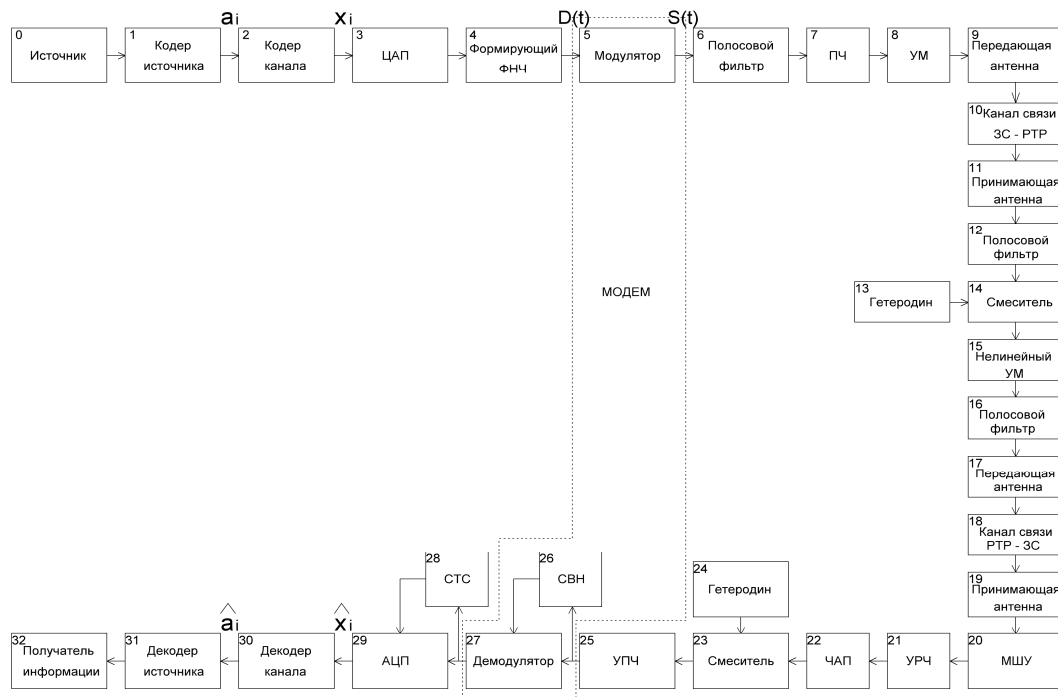


Рис.1.4 Цифровая спутниковая система связи

Рассмотрим преобразования, совершаемые в передающем оборудовании. Исходная информация от источника представлена двоичными символами (битами) сообщения (например, эти биты представляют собой команды для управления системами космического аппарата). Эта последовательность поступает на кодер источника, назначение которого – устранение избыточности передаваемой последовательности. Эффективное описание допускает снижение требований к памяти или полосе частот, связанных с хранением или передачей дискретных реализаций исходных данных. Для дискретных источников способность к созданию описаний данных со сниженной скоростью передачи зависит от информационного содержимого и статистической корреляции исходных символов. Затем символьный поток (обозначим последовательность символов – бит – на входе кодера a_i) подается на помехоустойчивый кодер. В результате этого сигнал становится менее чувствителен к таким эффектам ухудшения качества передачи, как шум, помехи и замирание. Таким образом, канальное кодирование предназначено для улучшения качества приёма сигнала и исправления ошибок при его приеме. Последовательность символов с выхода кодера источника преобразуется помехоустойчивым кодером в поток *кодовых символов*. Поскольку кодовые символы состоят из битов или групп битов, последовательность таких символов можно рассматривать как битовый поток. Скорость битового потока на выходе кодера обозначим R . Для исследуемой системы связи скорость битового потока составляет 500 Гц.

Каждый бит этого двоичного потока представляет собой уровень напряжения, соответствующий логическому нулю или логической единице. Для преобразования цифрового потока в импульсы напряжения или тока используют ЦАП, как показано на рис. 1.4.

На входе модулятора обычно присутствует формирующий ФНЧ, назначение которого – минимизировать ширину спектра низкочастотного импульсного сигнала и при необходимости сформировать огибающую каждого импульса, отличную от прямоугольной, причем, длительность импульсов может быть больше времени передачи одного кодового символа. В рассматриваемом случае рассматриваются последовательности прямоугольных импульсов $T = T_{\text{имп}}$. Для передачи информации в диапазоне радиочастот необходимо сформировать полосовой модулированный сигнал $s(t)$. Эту операцию выполняет модулятор (рис. 1.4). По техническому заданию в работе для передачи информации использован модулятор сигнала ФМ2 и ОФМ2 с радиоимпульсами прямоугольной формы. Модуляция ОФМ2 широко используется в спутниковых системах связи ГЛОНАСС GPS, а также для обеспечения функционирования цифровых радиорелейных станций (Р-6 Сельсофт и др.) и радиомодемов Wi-fi.

После модуляции *преобразователь частоты* переносит спектр сигнала в область СВЧ, и сигнал усиливается с помощью *усилителя мощности* и передается с помощью антенны. Далее сигнал проходит через канал связи (ЗС-ИСЗ). В канале сигнал подвергается воздействию шума, помех, происходит задержка. Сигнал поступает на вход спутникового ретранслятора. Каждый ствол ретранслятора имеет входной полосовой фильтр, который выполняет частотную селекцию. Смеситель переносит спектр сигнала на другую частоту и на нелинейный усилитель мощности. Выходной полосовой фильтр используется для формирования спектра сигнала на выходе РТР, удовлетворяющего условиям электромагнитной совместимости с другими радиотехническими средствами.

В нисходящем канале (ИСЗ-ЗС) сигнал также ослабляется и искажается помехами. При приеме на ЗС сигнал поступает на *малошумящий усилитель* (МШУ). МШУ — усилитель, в котором приняты специальные меры для снижения уровня собственных шумов, способных исказить усиливаемый слабый сигнал. МШУ имеет низкий коэффициент шума, что позволяет повысить чувствительность приемного оборудования. МШУ подключается непосредственно к приемной антенне. При этом осуществляется компенсация потерь в фидерах, соединяющих приемную антенну со входами приемников. Далее сигнал проходит через *усилитель радиочастоты* (УРЧ). Происходит усиление сигнала непосредственно на СВЧ, также обеспечивается частотная

избирательность по паразитным каналам приёма. После усиления принятого сигнала потребуется его частотная автоподстройка, т.е. система ЧАП. Местный гетеродин формирует опорное напряжение на частоте, отличающейся от частоты принятого колебания. Далее спектр принятого колебания переносится на номинальную промежуточную частоту с помощью смесителя. Это производится для удобства обработки принятого сигнала. Затем происходит усиление сигнала в *усилителе промежуточной частоты* (УПЧ). УПЧ работает на фиксированной частоте, что позволяет упростить его конструкцию и применять для повышения избирательности сложные системы фильтров. Затем сигнал поступает на вход *демодулятора* сигнала. Основной задачей, возлагаемой на демодулятор, является восстановление исходной импульсной последовательности на входе модулятора. Ясно, что из-за ошибок в канале сигнал на входе демодулятора отличается от сигнала на выходе модулятора, поэтому на выходе демодулятора будет сформирована последовательность, отличающаяся от исходной. Качество работы демодулятора определяют средним числом ошибочно демодулированных сигналов при известном числе демодулированных сигналов или вероятностью ошибки $P_{\text{ош}}$. В следующем блоке схемы – *АЦП* сигнал с выхода демодулятора преобразуется в цифровой битовый поток. Полученная последовательность бит разделяется на блоки, которые подаются на декодер канала. Искаженная последовательность бит с выхода преобразователя содержит информационные и проверочные биты. Используя проверочные биты в декодере происходит проверка достоверности информационных бит и исправление искажений. В настоящее время исправляющая способность помехоустойчивых кодов такова, что при коэффициенте битовых ошибок на входе декодера 10^{-3} на выходе демодулятора вероятность уменьшается до значений, меньших 10^{-7} . Это зависит от вида модуляции сигнала, от отношения сигнал/шум в канале и способа кодирования. Для уменьшения ошибки приема сигнала на вход демодулятора необходимо подать когерентную опору.

Это опорное колебание можно получить различными способами, например, передавая пилот-сигнал, содержащий отрезок немодулированной несущей. Для ансамблей сигналов, в спектре которых имеется детерминированная составляющая на частоте несущего колебания, слежение за фазой несущей осуществляется с использованием различных схем фазовой автоподстройки (ФАП). В спектре сигнала ФМ-2 (ОФМ-2) отсутствует детерминированная составляющая на частоте несущего колебания (или на промежуточной частоте после понижения частоты принятого колебания в приемнике), и он является так называемым сигналом с подавленной несущей. Для слежения за случайной начальной фазой модулированного сигнала ФМ-2 (ОФМ-2) используются

специальные схемы ФАП, в которых устраняется модуляция сигнала, и дальнейшая обработка сигнала выполняется так же, как в схеме обычной следящей системы ФАП. Такие следящие системы называют системами восстановления опорного (несущего) колебания – СВН.

Последующие блоки системы приемника выполняют операции, обратные соответствующим блокам передатчика.

1.5. Выводы

- В главе 1 рассмотрены особенности построения спутниковых систем связи, проведена классификация орбит ИСЗ по форме, периодичности прохождения над точками земной поверхности и по наклонению. Выбор орбит спутниковой системы связи осуществляется исходя из назначения системы связи.
- Рассмотрены особенности вывода на орбиту КА и его движения согласно законам Кеплера.
- Рассмотрена обобщенная модель цифровой спутниковой системы связи и рассмотрены преобразования сообщения в различных её точках.

ГЛАВА 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСТРОЕНИЯ ССС С РАДИОСИГНАЛОМ ФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

2.1.Обобщенная схема системы связи с сигналом ФМ-2

В настоящее время широко применяется передача цифровой информации по радиоканалу (например, числовые данные, аналоговые сообщения – звук, изображения, телеметрия – в цифровой форме, команды управления). Это объясняется высокой помехоустойчивостью цифровой передачи, возможностью маскировки (защиты) информации и т.д.

Одним из важных вопросов при решении перечисленных задач является выбор методов модуляции. В работе рассматривается сигнал с модуляцией ФМ-2, получивший широкое распространение в системах передачи (рис. 2.1.).

Будем считать, что на вход системы связи подается цифровое сообщение в формате логических двоичных нуля и единицы. Для передачи цифровое сообщение необходимо преобразовать в импульсные электрические сигналы длительностью t , что выполняется в "Формирователе импульсного сигнала". Следующий этап преобразования – модуляция. Этот этап необходим для придания сигналу свойств, совместимых с

характеристиками канала передачи энергии (радиоканала). При модуляции импульсы прямоугольной формы модулируют несущее колебание (или просто несущую) по амплитуде, частоте или фазе. В рассматриваемом случае несущая модулируется по фазе, а амплитуда и частота несущего колебания остаются неизменными.

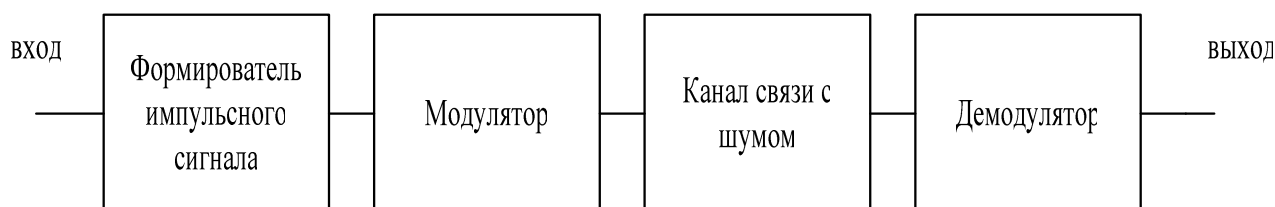


Рис.2.1. Обобщённая структурная схема системы связи с ФМ

Сигнал на выходе модулятора называют манипулированным, поскольку модулирующее колебание имеет вид прямоугольных импульсов с двумя уровнями (условимся считать эти уровни единичными $+1$ и -1), и в результате модуляции начальная фаза радиоимпульса приобретает одно из двух значений: $+\Delta\theta$ или $-\Delta\theta$.

В работе рассматриваются двоичные сигналы с фазовой манипуляцией. Общепринятое сокращение для этих сигналов такое: ФМ-2 или BPSK – Binary Phase Shift Keying. При двоичной манипуляции ФМ-2 на выходе модулятора формируется один из двух сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ длительностью $T_{дв}$. Как правило, сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$ являются противоположными, при этом разность начальных фаз этих сигналов равна $2\Delta\theta = \pi$.

Далее манипулированный сигнал поступает в канал связи, где сигнал ослабляется при распространении по радиоканалу, а также искажается шумами и помехами.

Искаженный и ослабленный сигнал поступает на вход приемного устройства. В усилительно-преобразовательной части приемника (на рис.2.1. не показана) сигнал частично восстанавливается, частично освобождается от искажений и поступает на демодулятор. Задача демодулятора – сформировать на выходе импульсный электрический сигнал, совпадающий с сигналом на входе модулятора. Из-за наличия искажений процесс демодуляции сопровождается ошибками. Для уменьшения этих ошибок используют наилучшие (их называют оптимальными) схемы приемника.

Далее импульсный сигнал с выхода демодулятора преобразуется в вид, удобный получателю, не обязательно такой же, какой был на входе формирователя. Например, этот сигнал может быть записан на цифровой носитель информации для дальнейшей обработки в отложенном времени.[4]

1.2. Схема модулятора сигнала ФМ-2

Обозначим последовательность прямоугольных импульсов на входе модулятора (выше условились считать эти уровни единичными $+1$ и -1) как $D(t)$. Эта последовательность прямоугольных импульсов фиксированной длительности t со случайным чередованием уровней $+1$ и -1 . Реализация функции $D(t)$ приведена на рис.2.2.

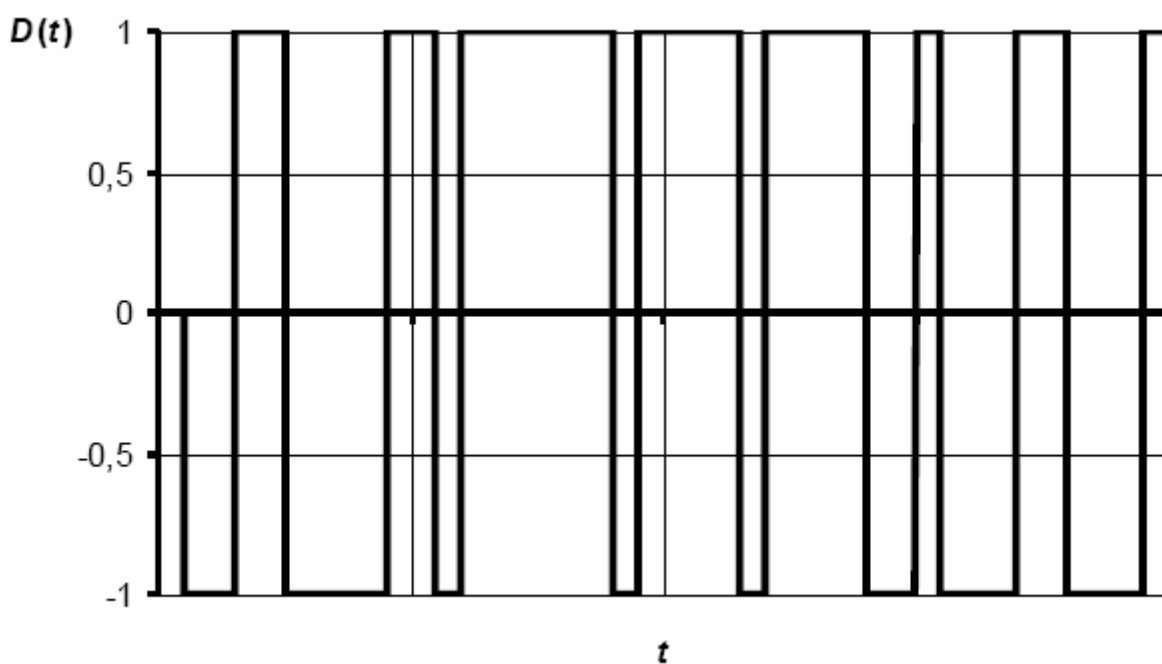


Рис.2.2. Реализация функции $D(t)$

С учетом новых обозначений запишем сигнал $S(t)$ на выходе модулятора в следующем виде:

$$\begin{aligned}
s_i(t) &= S_0 \cos\left(\omega_0 t + D(t) \frac{\pi}{2}\right) = \\
&= S_0 \left[\cos(\omega_0 t) \cos\left(D(t) \frac{\pi}{2}\right) - \sin(\omega_0 t) \sin\left(D(t) \frac{\pi}{2}\right) \right] = \\
&= -S_0 D(t) \sin(\omega_0 t)
\end{aligned}
\tag{2.1}$$

Эти сигналы имеют одинаковые амплитуды и частоты, а фазы являются противоположными, как и было отмечено ранее. Так, мы получили математическую модель модулятора сигнала ФМ-2. Графическая модель модулятора ФМ-2 приведена на рис.2.3.

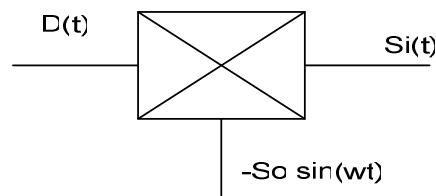


Рис.2.3. Модель модулятора ФМ-2

2.3. Модель канала с шумом

При распространении в свободном пространстве сигнал искажается. В нашей модели будет учтен только принципиально неустранимый внутренний белый шум приемника $n(t)$, который является аддитивной помехой. Затухание сигнала не учитывается. Поэтому выражение для сигнала на входе демодулятора имеет вид:

$$y(t) = s_i(t) + n(t).$$

Модель канала приведена на рис. 2.4.

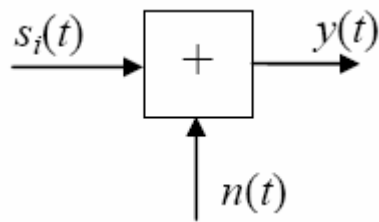


Рис.2.4. Модель канала связи с шумом

2.4. Модель демодулятора сигнала ФМ-2

Основной задачей, возлагаемой на демодулятор, является восстановление импульсной последовательности на входе модулятора, которую мы обозначили $D(t)$. Ясно, что из-за ошибок в канале сигнал на входе демодулятора $y(t)$ отличается от сигнала на выходе модулятора $s(t)$, поэтому на выходе демодулятора будет сформирована последовательность отличающаяся от исходной $D(t)$. Качество работы демодулятора определяют средним числом ошибочно демодулированных сигналов $s_i(t)$ при известном числе демодулированных сигналов или вероятностью ошибки $P_{ош}$

(в русскоязычной литературе). В англоязычных источниках вводится понятие BER – Bit Error Rate, что является другим обозначением той же вероятности ошибок.

Интуитивно понятно, что чем меньше уровень шума, тем величина $P_{ош}$ должна быть меньше. Сформулируем условия решения задачи распознавания двоичных сигналов, которую решает демодулятор сигналов ФМ-2:

1. Считается, что все параметры сигнала $s(t)$ точно известны в точке приема; неизвестно только, какой же из двух сигналов $s_1(t)$ или $s_2(t)$ на рассматриваемом такте подлежит обработке;
2. Считается, что в приемнике точно известны моменты начала и окончания каждого сигнала;
3. Вероятности появления сигналов $s_1(t)$ или $s_2(t)$ на входе приемника одинаковы (эти вероятности называются априорными – доопытными, заранее известными);
4. В качестве помехи рассматривается только аддитивный белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью N_0 ;

5. Приемник считается неискажающим;
6. Реализуется посимвольный прием, то есть решение, принятое демодулятором на предыдущем такте, не влияет на его решение на следующем такте.

Потребуем от демодулятора (или различителя двоичных сигналов), чтобы алгоритм его работы минимизировал среднюю вероятность ошибки Рош. Введем понятие корреляционного интеграла

$$\xi_1 = \int_{(i-1)\tau_{дв}}^{i\tau_{дв}} y(t)s_1(t)dt.$$

В этом случае получаем алгоритм работы демодулятора, оптимальный по критерию минимума средней вероятности ошибки:

1. Рассчитывается корреляционный интеграл

$$\xi_1 = \int_{(i-1)\tau_{дв}}^{i\tau_{дв}} y(t)s_1(t)dt;$$

2. Случайное число ξ_1 сравнивается с нулевым пороговым уровнем:

если $\xi_1 > 0$, то принимается решение о передаче сигнала $s_1(t)$,

иначе — принимается решение о передаче сигнала $s_2(t)$.

Для создания модели демодулятора необходимо реализовать приведенные формулы и условия в виде структурной схемы. Из последнего соотношения видно, что сигнал с выхода канала $y(t)$ умножается на опорное колебание, в качестве которого выступает сигнал $s_1(t)$.

Результат перемножения должен быть проинтегрирован на интервале, равном длительности двоичного сигнала. В результате интегрирования произведения за длительность одного такта $\tau_{дв}$ получается случайное число ξ_1 . При работе с последовательностью сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ при их случайном чередовании на выходе интегратора формируется последовательность случайных значений корреляционного интеграла. Далее определяется знак

каждого из этих случайных значений. Обратим внимание, что на выходе демодулятора на каждом такте работы формируется один отсчет, равный + 1 или - 1. Структурная схема демодулятора изображена на рис.2.5.[4,5]

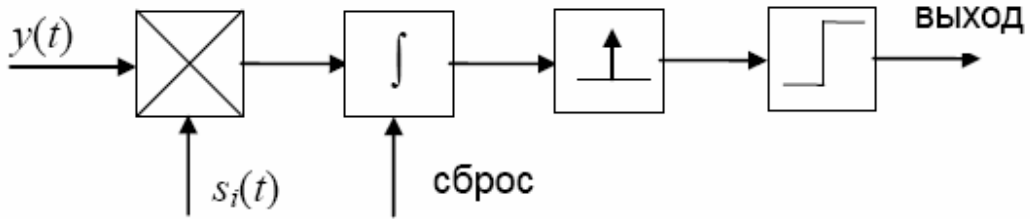


Рис.2.5. Модель демодулятора

2.5. Модель системы связи для сигнала ФМ-2 в System View

Функциональная схема изучаемой системы изображена на рис.2.6.

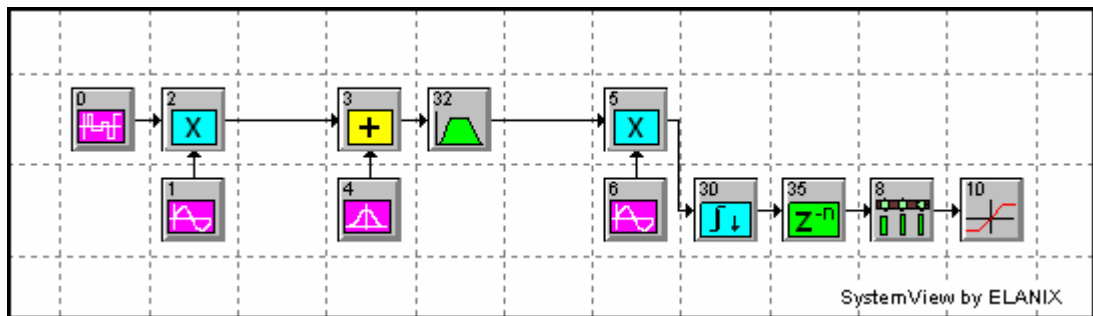
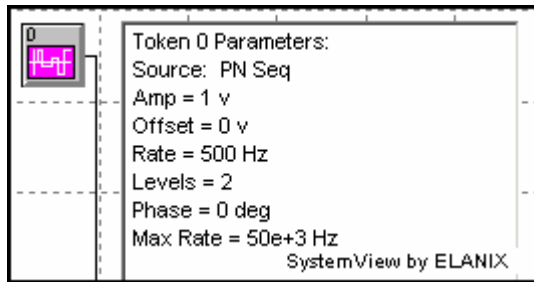


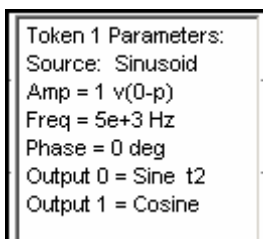
Рис.2.6. Структурная схема модели системы связи с сигналами ФМ-2, реализованная в пакете System View

В схеме на рис.2.6. использованы следующие обозначения, со следующими параметрами:

-Источник данных – псевдослучайной импульсной последовательности $D(t)$ (значения +1 или -1) – элемент 0;

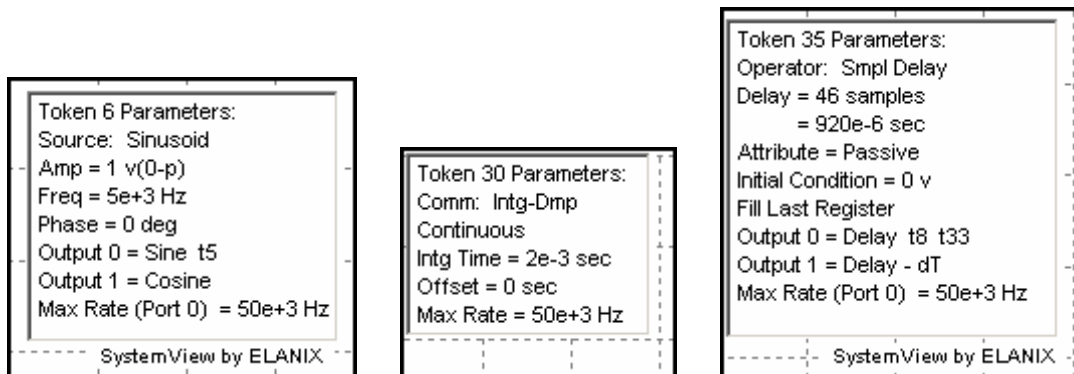


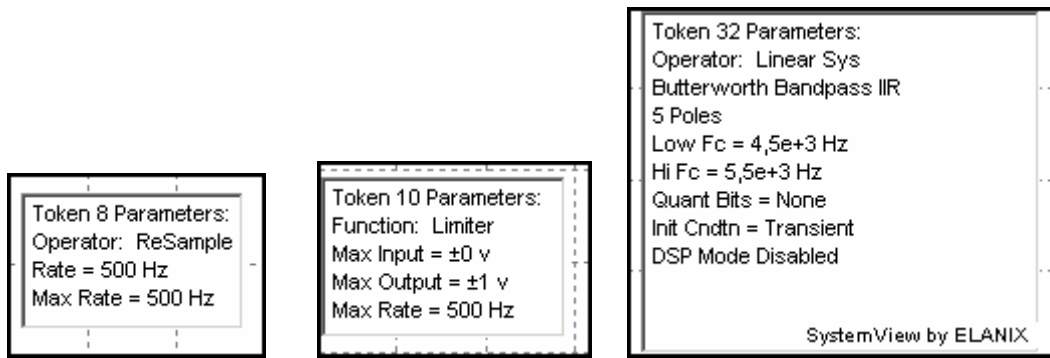
-Модулятор сигнала ФМ2 реализован в соответствии с моделью на рис.2.3 элементами 0, 1, 2;



-Модель канала (рис.2.4) реализована элементами 3, 4;

-Модель демодулятора (рис.2.5) реализована элементами 32, 5, 6, 30, 35, 8, 10.





Для наблюдения процессов в различных точках модели в схему вводим анализаторы.

На рис.2.7. представлена модель модулятора сигнала ФМ-2 реализованная в среде System View. Рассмотрим полученную реализацию (рис.2.8.) на выходе модулятора (наблюдать её будем с помощью анализатора 36).

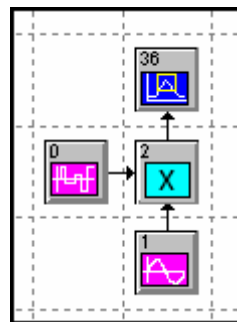


Рис.2.7. Модель модулятора сигнала ФМ-2 реализованная в среде System View

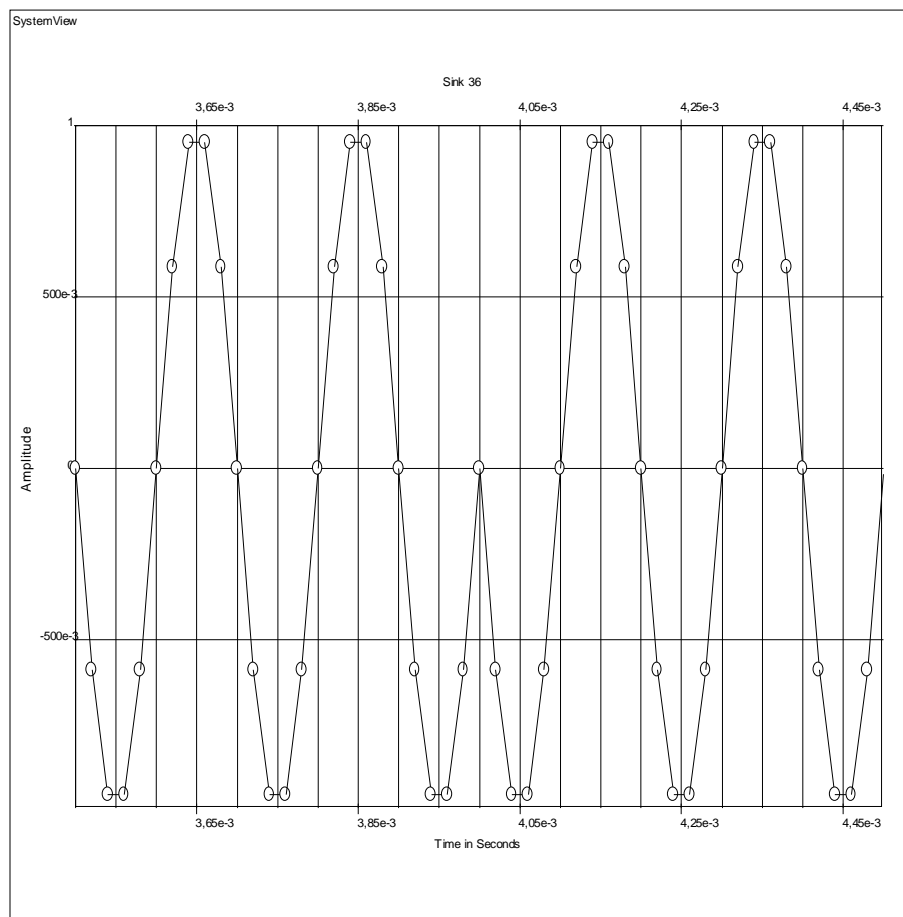


Рис.2.8. Реализация сигнала ФМ-2 на выходе модулятора

В середине данной реализации можно наблюдать характерный сигналу ФМ-2 скачок фазы сигнала на 180 градусов. Обратим внимание на спектр сигнала на выходе модулятора представленный на рис.2.9. центральная частота соответствует 5кГц, что соответствует заданным параметрам, ширина главного лепестка спектра модулированного сигнала по нулевому уровню – 1 кГц, что соответствует $2R$ ($R=500$ бит/с – скорость потока информации).

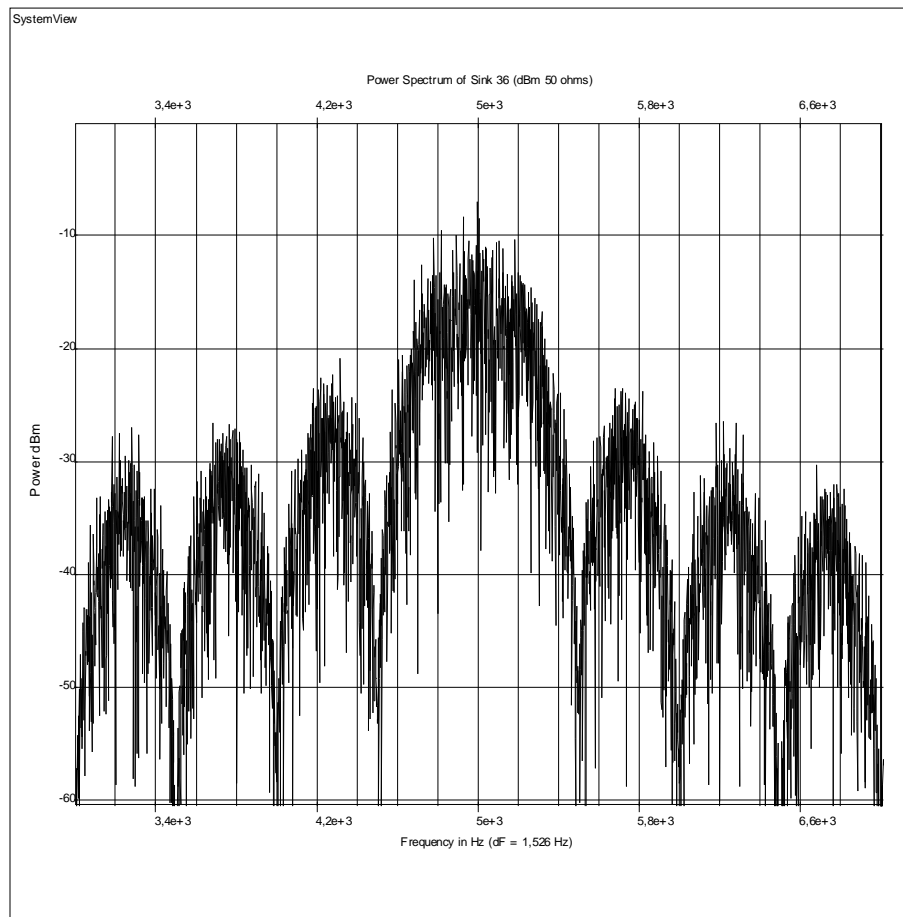


Рис.2.9. Спектр сигнала на выходе модулятора

Для того чтобы на входе демодулятора частично избавиться от шумов, которые получил сигнал проходя через канал связи ставим фильтр (элемент 32 на рис.2.6.) на вход демодулятора и посмотрим на спектр сигнала на его входе, представленный на рис.2.10.

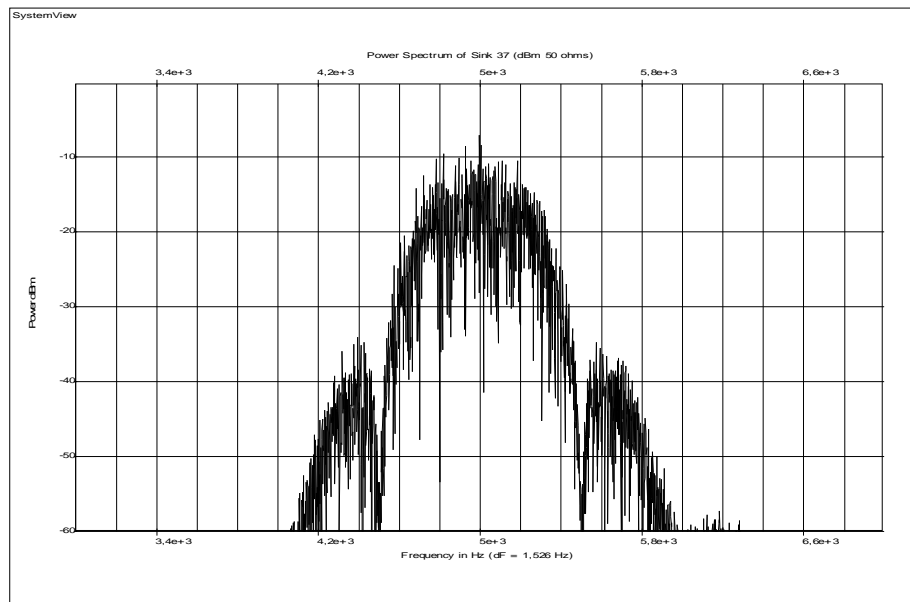


Рис.2.10. Спектр сигнала на входе демодулятора

Модель приемника, состоящего из УПЧ (усилителя промежуточной частоты) и демодулятора, реализованная в пакете System View показана на рис.2.11., также на рис.2.12.,рис.2.13. и 2.14. с помощью анализаторов (элементов 33, 34 и 38) будем наблюдать эпюры напряжений на элементах демодулятора и на его выходе.

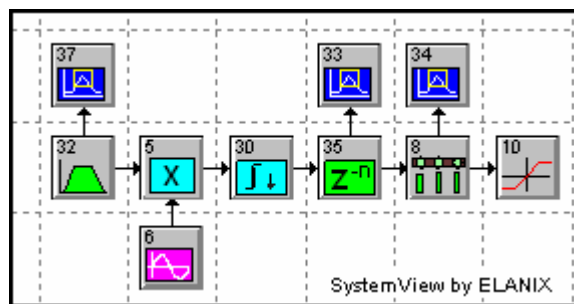


Рис.2.11. Модель приемника, реализованная с помощью пакета System View

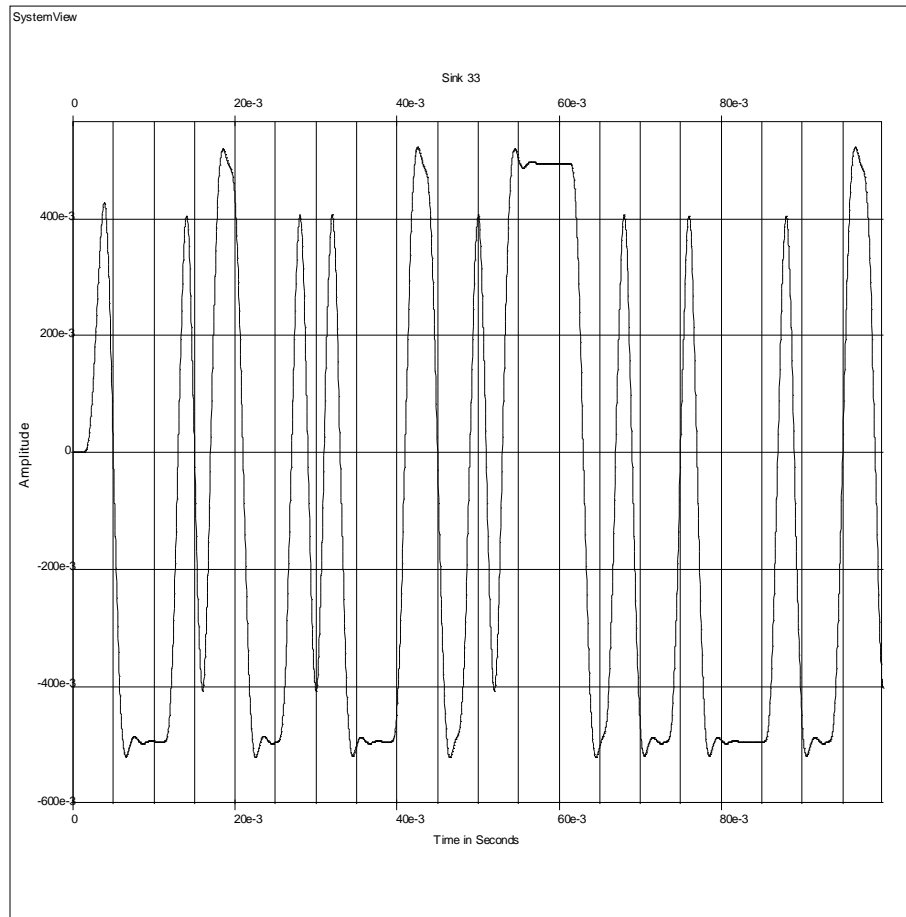


Рис.2.12. Эпюра напряжения на выходе интегратора (элемент 35)

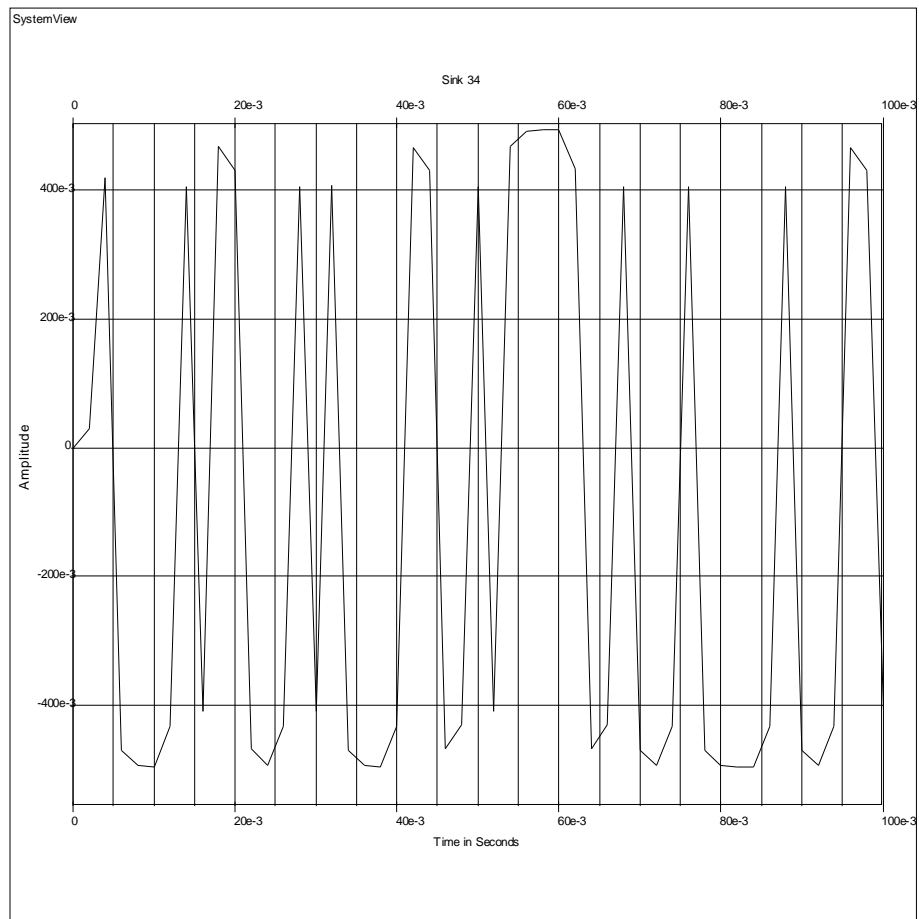


Рис.2.13. Эпюра напряжения на выходе элемента ReSample

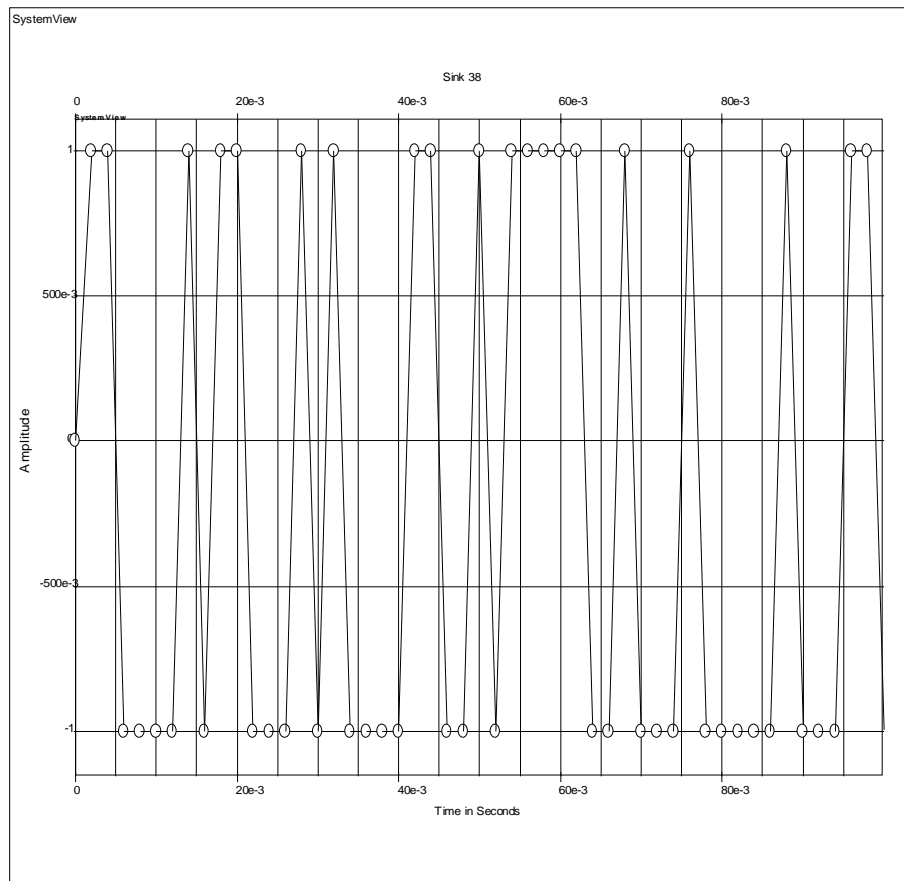


Рис.2.14. Реализация сигнала на выходе демодулятора (элемент 10)

На модели показано, что система функционирует с удовлетворительным качеством при высоких отношениях сигнал-шум.

2.6. Выводы

- Рассмотрены особенности построения математических моделей систем связи для сигнала ФМ-2.
- На основании математических моделей была разработана в программном пакете system view модель системы связи для сигнала ФМ-2 с когерентным демодулятором. Изучены процессы, происходящие в модели систем связи. Эпюры, полученные с помощью моделирования, соответствуют ожидаемым.

ГЛАВА 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСТРОЕНИЯ ССС С РАДИОСИГНАЛОМ ОФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

3.1. Математическая модель ССС для сигнала ОФМ-2

Формирование двоичной ОФМ (рис. 3.1) заключается в смещении фазы несущего колебания на одно из двух значений, нуль или π (180°). По сравнению с сигналом ФМ-2 приемник должен реагировать не на абсолютное значение фазы принимаемого сигнала, а на изменение этой фазы. Информация кодируется изменением фазы. Демодуляция ОФМ-2 - сигнала может быть реализована более простыми схемами, по сравнению с демодуляцией ФМ-2.



Рис.3.1 Схема ССС для сигнала ОФМ-2

На основе рис. 3.1 и структурной схемы системы связи с сигналом ФМ-2 составлена математическая модель системы связи для сигнала ОФМ-2. Отличие модулятора сигнала ОФМ-2 заключается в наличии относительного кодера в составе модулятора. Для реализации ОФМ-2-модуляции входной поток информационных бит x_i первоначально преобразуется в относительном кодере, а затем подвергается фазовой модуляции. Если необходимо, чтобы скачки по фазе происходили при появлении логического нуля, то преобразование исходной последовательности в относительном кодере сводится к следующему: при появлении нуля происходит преобразование сигнала на инверсный, а при появлении единицы сигнал не меняется. Алгоритм работы относительного кодера можно записать как логическую операцию неравнозначности над исходной последовательностью и преобразованной

последовательностью, задержанной на один бит (смещенной по времени). Математически это записывается в виде формулы:

$$D_i = \overline{x_i \oplus D_{i-1}} \quad (3.1)$$

где x_i - исходная последовательность, D_i - преобразованная последовательность (при расчетах предполагается, что первый бит преобразованной последовательности равен +1).

Таблица 3.1. Таблица истинности устройства

x_i	D_{i-1}	$D_i = \overline{x_i \oplus D_{i-1}}$
- 1	- 1	+1
- 1	+1	- 1
+1	- 1	- 1
+1	+1	+1

Преобразование последовательности на входе кодера по описанному правилу представлено в таблице 3.2.

Таблица 3.2.

Исходная последовательность		+1	+1	+1	- 1	- 1	- 1	+1	-1	- 1	+1	- 1
Преобразованная последовательность	+1	+1	+1	+1	- 1	+1	- 1	- 1	+1	- 1	- 1	+1

Графическая модель относительного кодера приведена на рис. 3.2.

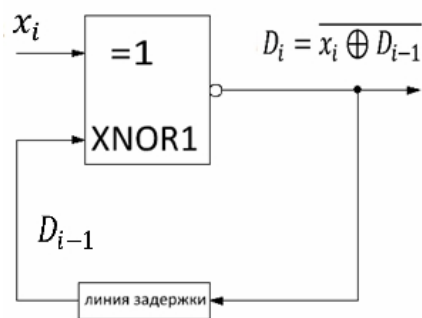


Рис.3.2. Модель относительного кодера

После относительного кодера сигнал поступает на модулятор ФМ-2. Пример получения двоичной относительной фазовой модуляции ОФМ-2 показан на рис.3.3.

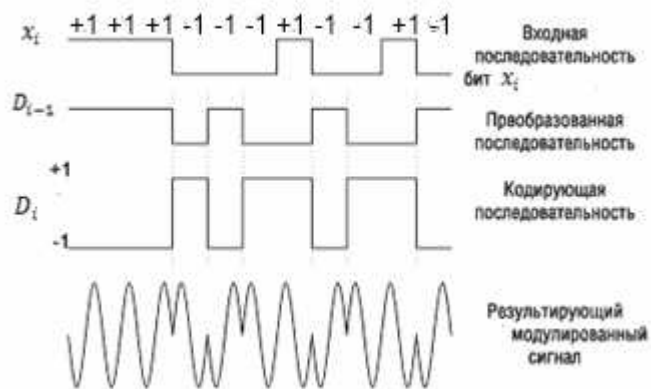


Рис.3.3 Формирование сигнала ОФМ2 на выходе модулятора ФМ-2

Структурная схема модулятора сигнала ОФМ2 согласно математической модели представлена на рис. 3.4.

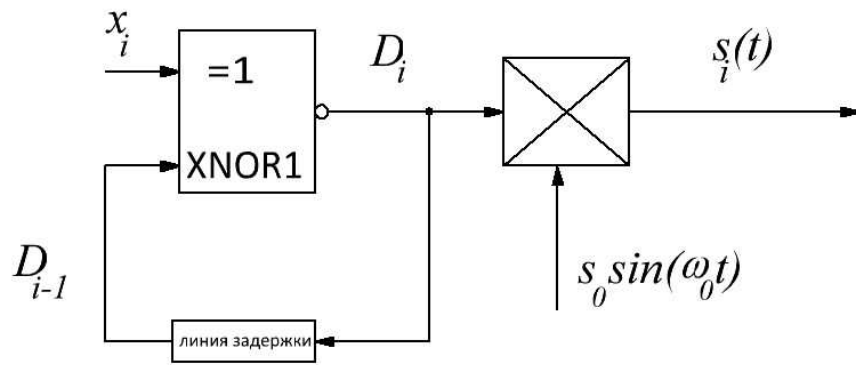


Рис. 3.4. Модель модулятора ОФМ-2

Демодулятор сигнала ОФМ-2 строится на основе демодулятора сигнала ФМ-2. Отличие демодулятора ОФМ-2 заключается в наличии относительного декодера, в котором выполняется операция, обратная выполняемой кодером, таким образом на выходе системы при условии отсутствия ошибок получится сигнал, соответствующий сигналу источника x_i . Структурная схема относительного декодера представлена на рис. 3.5.

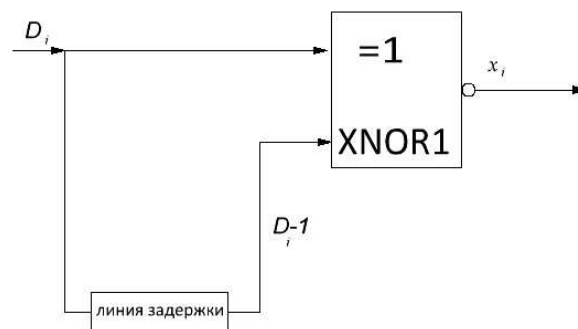


Рис. 3.5. Модель относительного декодера

На основании полученных выражений составлена структурная схема системы связи для сигнала ОФМ-2 рис.3.6.

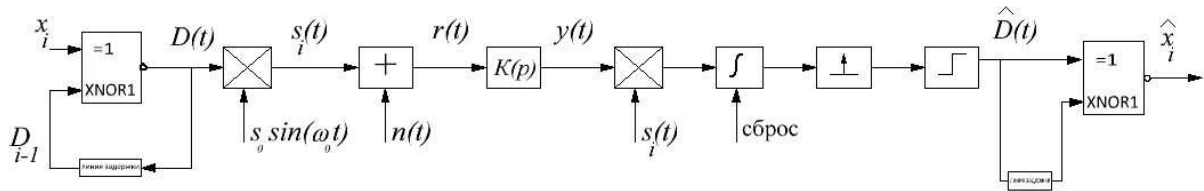


Рис. 3.6. Математическая модель системы передачи с сигналом ОФМ-2

3.2 Цифровая модель ССС для сигнала ОФМ-2

Произведена проверка работоспособности кодера и декодера, схема проверки работоспособности приведена на рис.3.7.

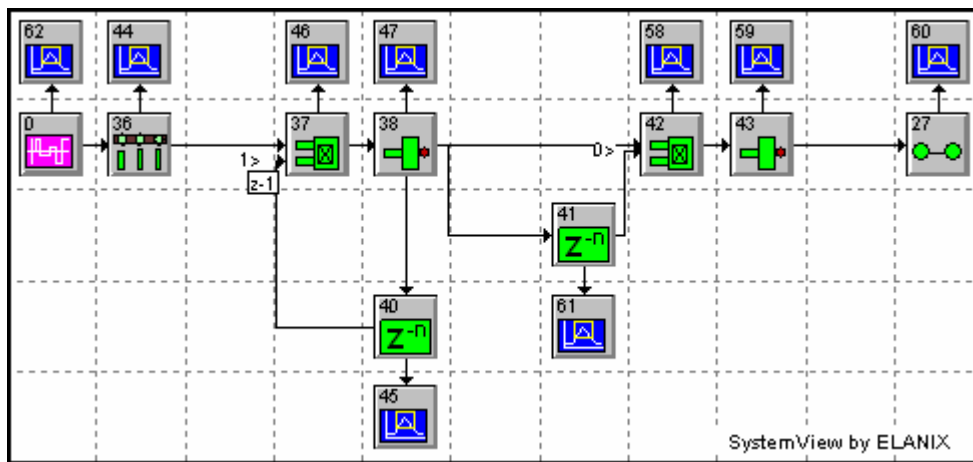


Рис.3.7. Схема проверки работоспособности кодера и декодера

Параметры элементов для схемы проверки работоспособности приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3.

	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
0	Source	Noise / PN	PN Seq	Rate = 500 Hz No Levels = 2 Offset = 0 V
36	Operator	Sample/Hold	Resample	Rate = 500 Hz
37,42	Operator	Logic	Xor	Threshold = 0 True = 1 False = -1
38,43	Operator	Logic	Not	Threshold = 0 True = 1 False = -1

	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
40,41	Operator	Delays	Smpl Delay	Delay = 1 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v Fill Last Register Output 0 = Delay Output 1 = Delay - dT t12
27	Operator	Sample/Hold	Hold	Last Value Gain = 1 Out Rate = 50e+3 Hz

С помощью анализаторов 44,45,46,47 проиллюстрируем работу относительного кодера (рис.3.7.а, рис.3.7.б, рис.3.7.в, рис.3.7.г):

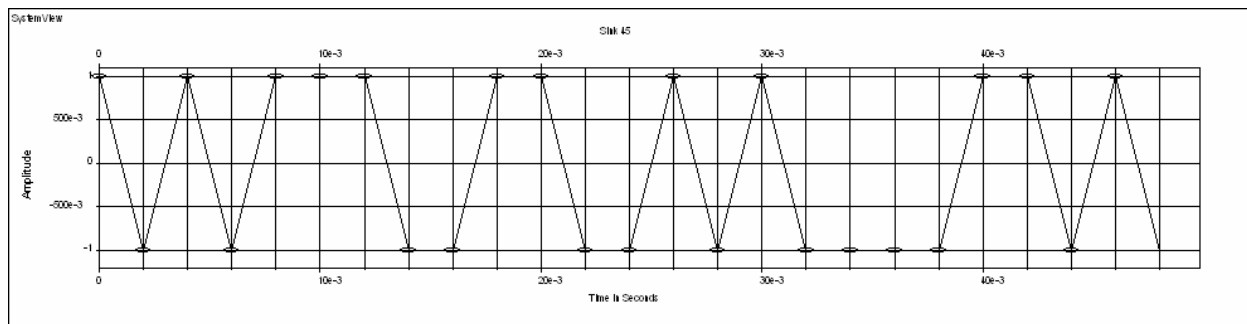


Рис.3.7.а. Эшюра напряжения на выходе элемента 36

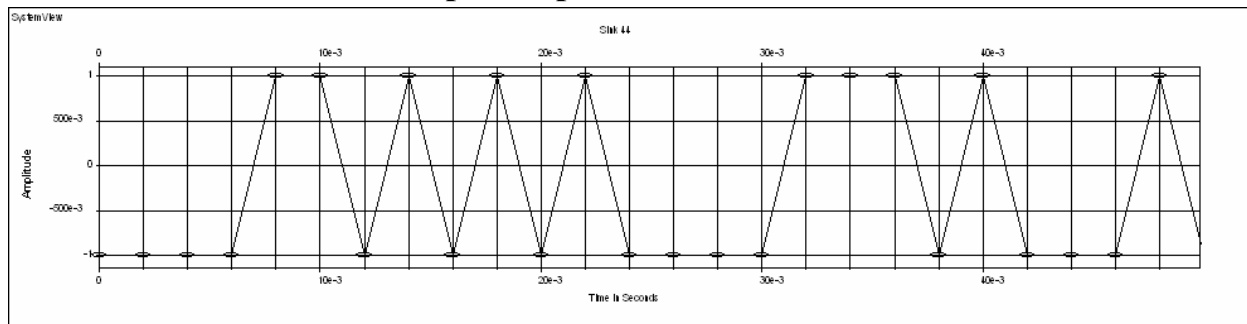


Рис.3.7.б. Эшюра напряжения на выходе элемента 40

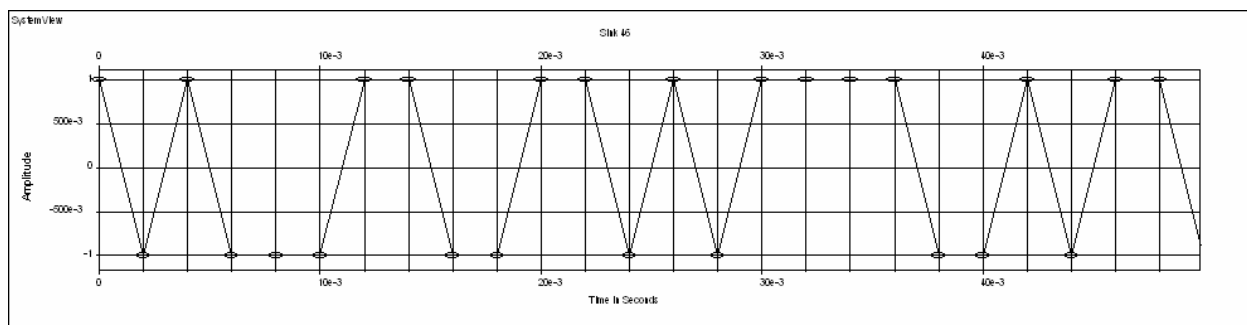


Рис.3.7.в. Эшюра напряжения на выходе элемента 37

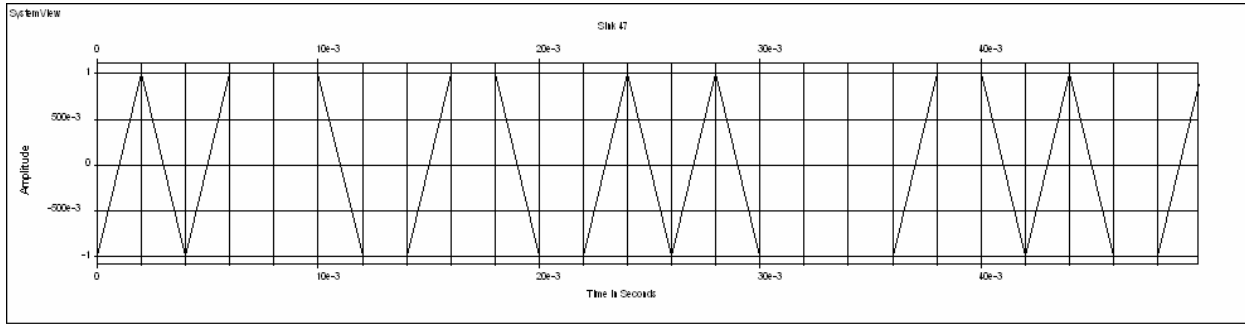


Рис.3.7.г. Эпюра напряжения на выходе элемента 38

Представленные выше эпюры соответствуют ожидаемым и подтверждают правильность функционирования модели относительного кодера.

С помощью анализаторов 47,58,59,61 проиллюстрируем работу относительного декодера (рис.3.7.г, рис.3.7.д, рис.3.7.е, рис.3.7.ж):

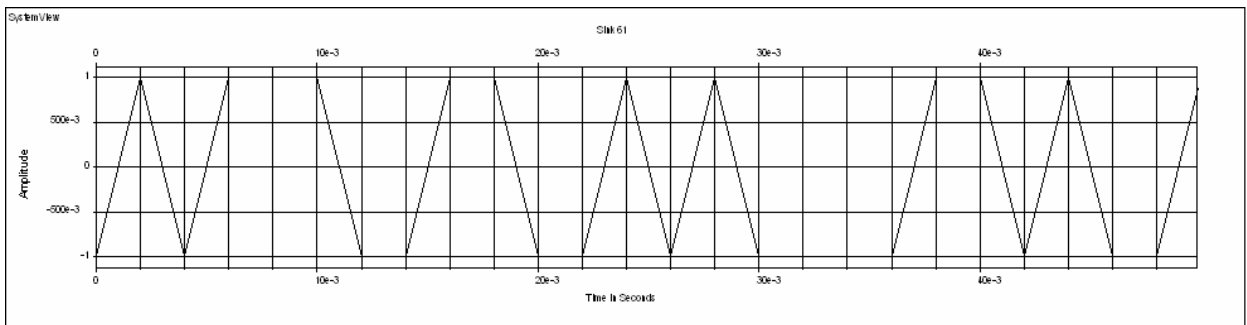


Рис.3.7.д. Эпюра напряжения на выходе элемента 41

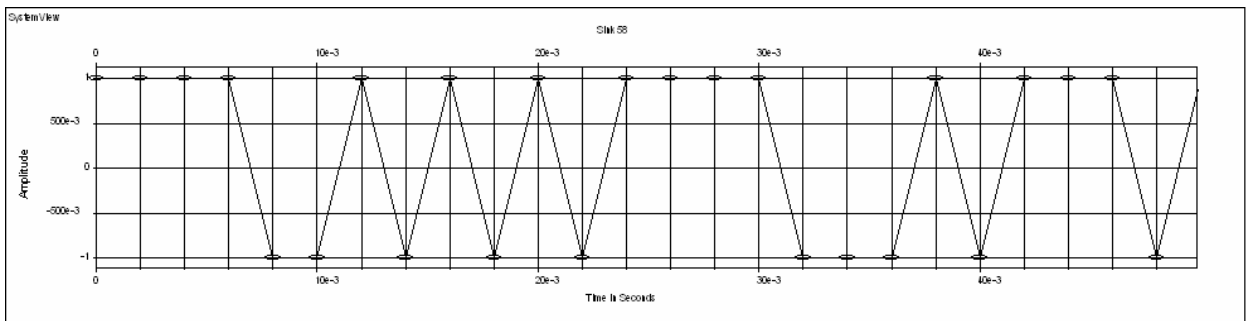


Рис.3.7.е. Эпюра напряжения на выходе элемента 42

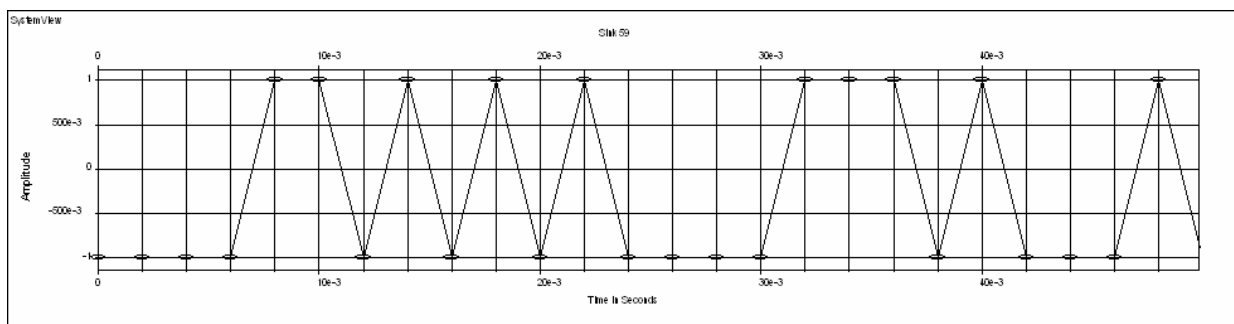


Рис.3.7.ж. Эпюра напряжения на выходе элемента 43

Представленные выше эпюры соответствуют ожидаемым и подтверждают правильность функционирования модели относительного декодера.

На рис.3.8. представлены эпюры напряжений на входе относительного кодера и выходе относительного декодера, они полностью совпали, что означает, что составленная нами модель функционирует правильно.

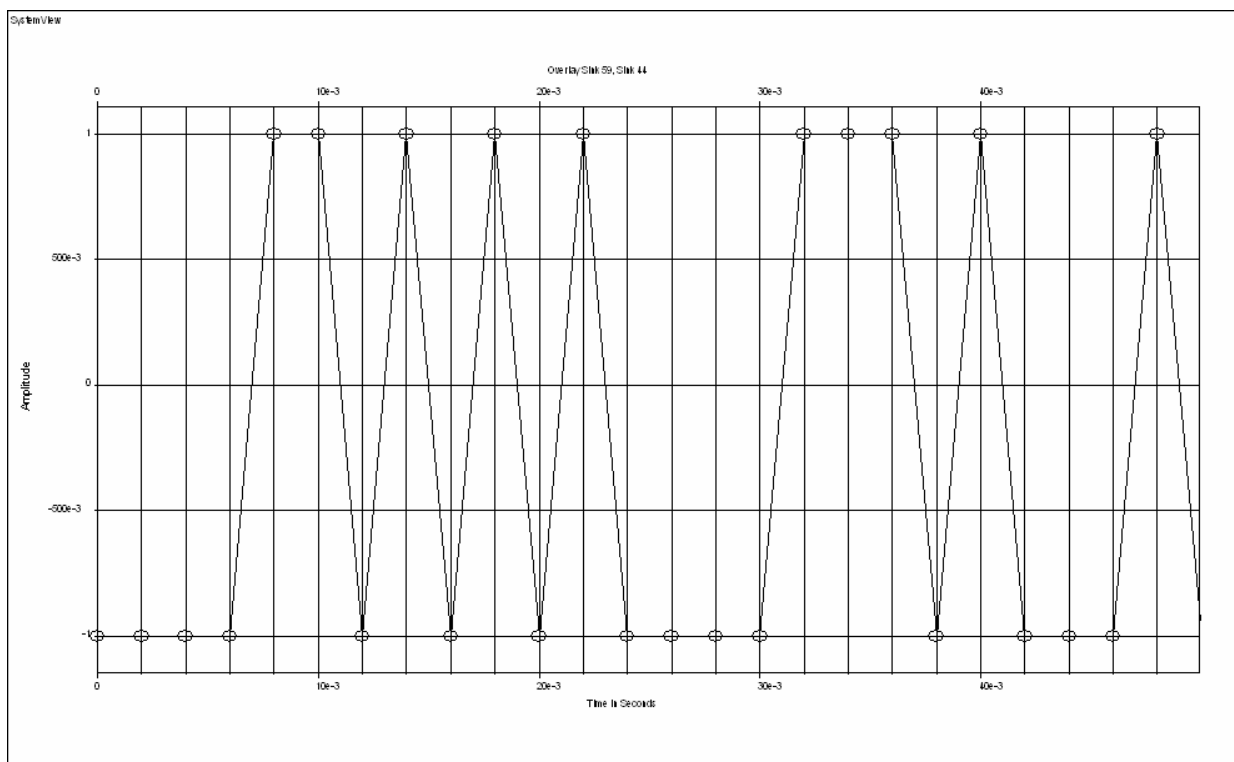


Рис.3.8. Эпюры напряжений на входе ОК и выходе ОД

На рис.3.9 приведена цифровая модель передающей части схемы:

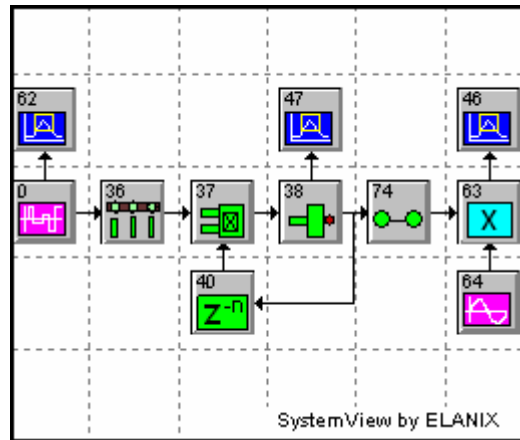


Рис.3.9. Цифровая модель передатчика сигнала ОФМ-2

Параметры элементов для схемы передатчика, приведённой на рис.3.9 приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4.

	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
0	Source	Noise / PN	PN Seq	Rate = 500 Hz No Levels = 2 Offset = 0 V
36	Operator	Sample/Hold	Resample	Rate = 500 Hz
37	Operator	Logic	Xor	Threshold = 0 True = 1 False = -1
38	Operator	Logic	Not	Threshold = 0 True = 1 False = -1
40	Operator	Delays	Smpl Delay	Delay = 1 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v Fill Last Register Output 0 = Delay Output 1 = Delay - dT t12
74	Operator	Sample/Hold	Hold	Last Value Gain = 1 Out Rate = 31,46325e+3 Hz
6	Multiplier	-	Multiplier	-

	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
1	Source	Periodic	Sinusoid	Amp = 1 v(0-p) Freq = 5e+3 Hz Phase = 0 deg Output 0 = Sine t6 Output 1 = Cosine
46,47,62	Sink	Analysis/Export	Analysis	-

Последовательность (рис.3.9.а) поступает на АЦП (элемент 36), где производится выборка отсчетов сообщения с частотой 500 Гц. Эюра напряжения сообщения $D_i(t)$ на выходе относительного кодера (элемент 38) представлена на рис.3.9.б. Затем сообщение D_i поступает на ЦАП (элемент 74). ЦАП осуществляет согласование сообщения D_i с модулятором. На выходе модулятора (элементы 63,64) формируется сигнал $S(t)$ (ОФМ-2). Реализация сигнала $S(t)$ представлена на рис.3.9.в.

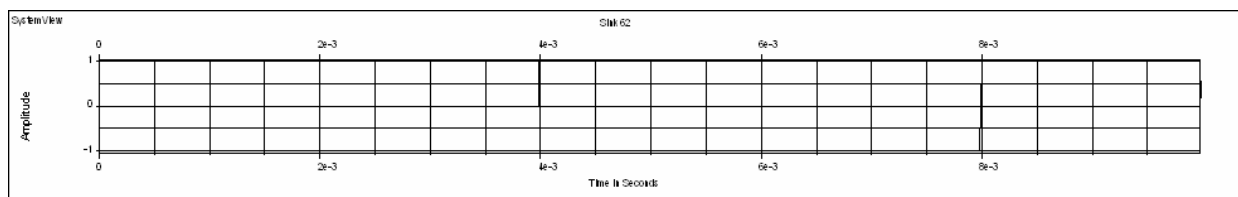


Рис.3.9.а. Эюра напряжения на выходе элемента 0

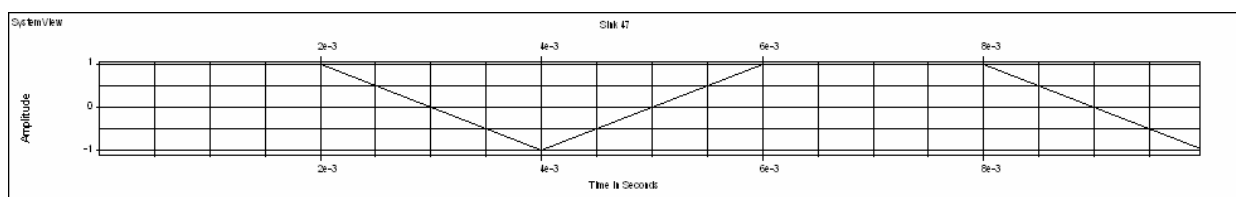


Рис.3.9.б. Эюра напряжения на выходе элемента 38

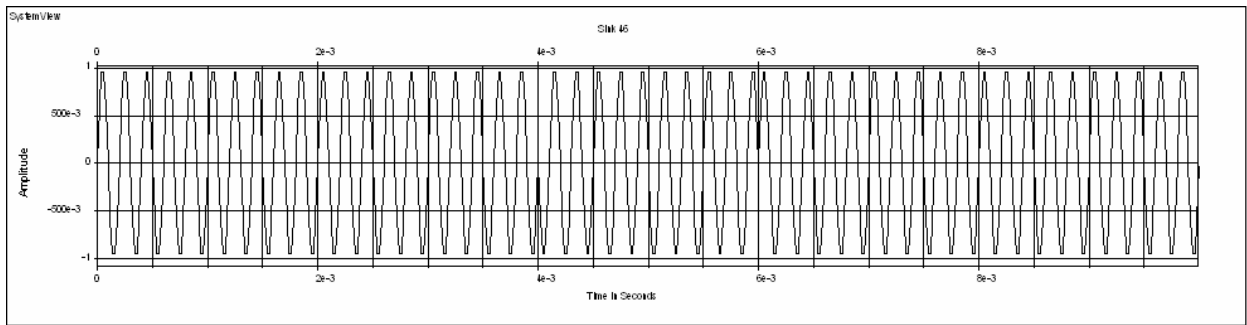


Рис.3.9.в. Эпюра напряжения на выходе элемента 63

На приведенном фрагменте реализации (рис.3.9.в.) видны скачки фазы на 180° в моменты времени 4 мс и 6 мс. Реализация соответствует ожидаемой.

Далее сигнал поступает в канал связи. Модель канала связи реализована аналогично модели канала связи для сигнала ФМ-2.

На рис.3.10. приведена цифровая модель приемной части системы СВЯЗИ.

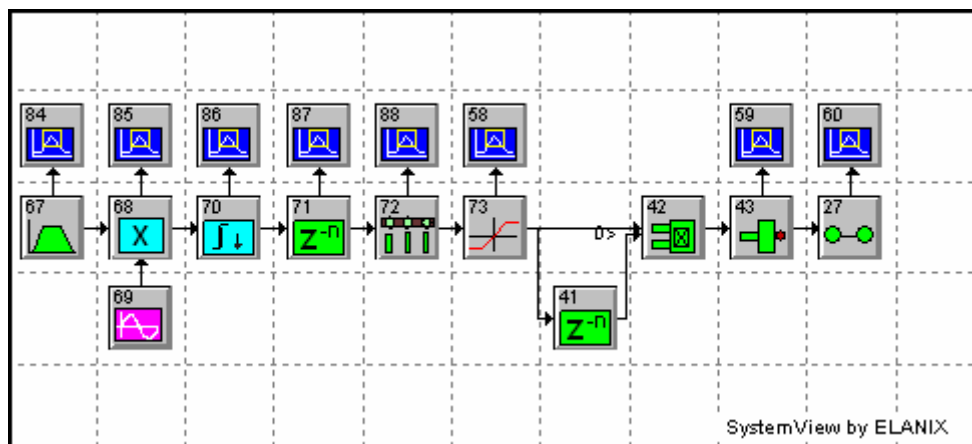


Рис. 3.10. Обобщенная структурная схема приемника сигнала ОФМ-2

Параметры элементов для схемы на рис.3.10. приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5.

№ элемента на рис. 1.10	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
-------------------------	---------------------	-----------------	-------------------	-----------

68	Multiplier	-	Multiplier	-
69	Source	Periodic	Sinusoid	Amp = 1 v(0-p) Freq = 5e+3 Hz Phase = 0 deg Output 0 = Sine t6 Output 1 = Cosine
67	Operator	Filters/System	Linear Sys	Butterworth Bandpass IIR 5 Poles Low Fc = 4500 Hz Hi Fc = 5500 Hz Quant Bits = None Init Cndtn = 0 DSP Mode Disabled Max Rate = 50e+3 Hz
70	Communications	Filters/Data	Intg-Dmp	Intg Time = 2e-3 sec Offset = 0 sec Max Rate = 50e+3 Hz
71	Operator	Delays	Smpl Delay	Delay = 46 smp Output 0 = Delay t21 t57 Output 1 = Delay - dT Max Rate (Port 0) = 50e+3 Hz
72	Operator	Sample/Hold	Resample	Rate = 500 Hz
73	Function	Non linear	Limiter	Max Input = ± 0 v Max Output = ± 1 v
41	Operator	Delays	Smpl Delay	Delay = 1 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v Fill Last Register Output 0 = Delay Output 1 = Delay - dT t12
42	Operator	Logic	Xor	Threshold = 0 True = 1 False = -1
43	Operator	Logic	Not	Threshold = 0 True = 1 False = -1
27	Operator	Sample/Hold	Hold	Last Value Gain = 1 Out Rate = 10e+3 Hz
84,85,86,87 88,58,59,60	Sink	Analysis/Export	Analysis	-

На входе цифровой модели приемной части системы связи ставится полосовой фильтр с полосой 1 кГц.

Рассмотрим реализацию сигнала $r(t)$ после прохождения через ПФ. Эюра напряжения и спектр сигнала на выходе полосового фильтра $y(t)$ (выход элемента 67) приведены на рис.3.10.а. и рис.3.10.б.

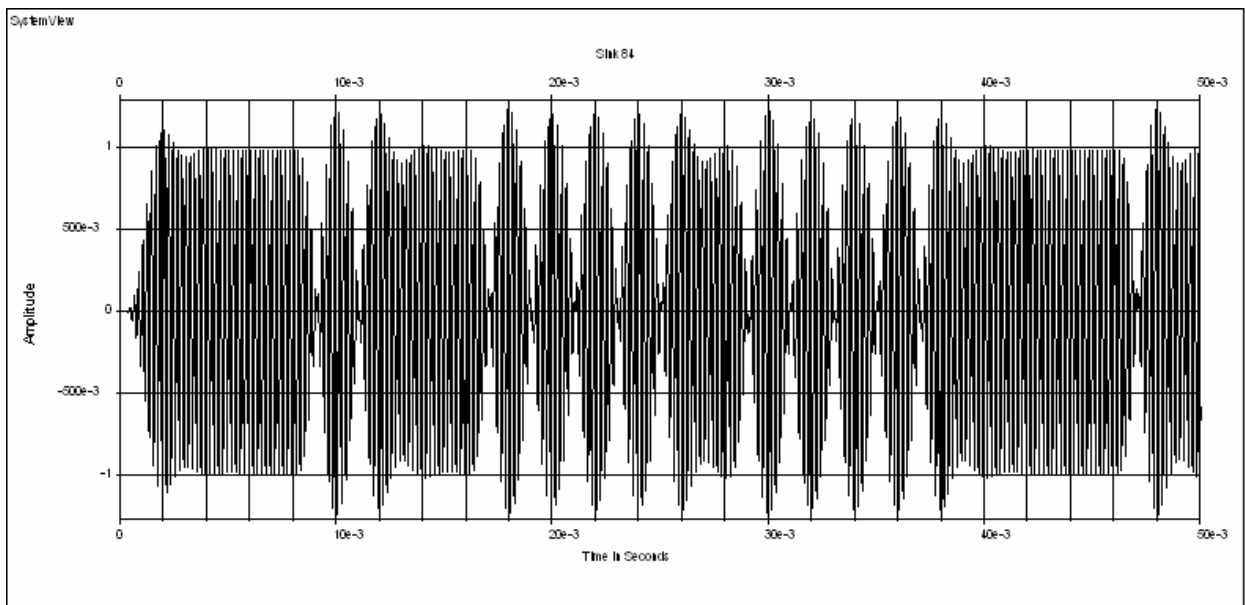


Рис.3.10.а. Эюра напряжения сигнала $y(t)$ на выходе полосового фильтра

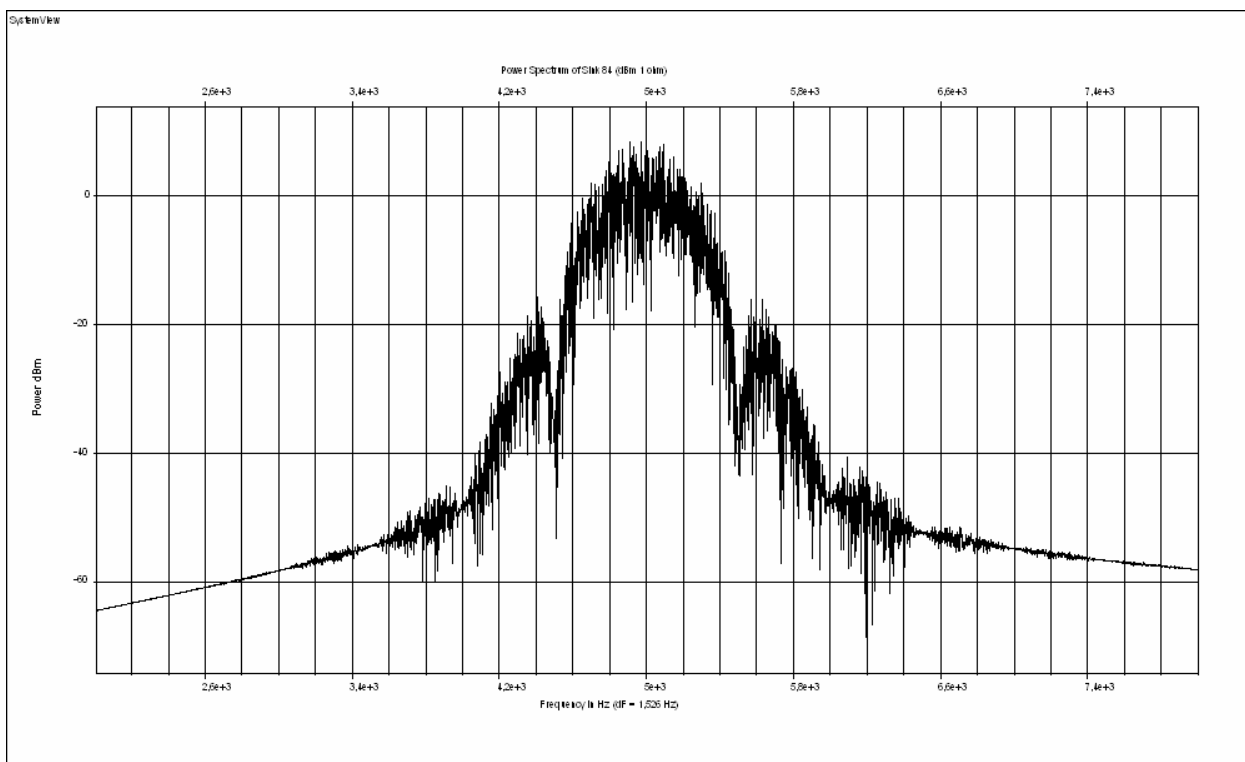


Рис.3.10.б. Спектр сигнала $y(t)$ на выходе полосового фильтра

На рис.3.10.б. видно, что боковые лепестки спектра вне полосы приема подавлены не полностью.

Сигнал $y(t)$ поступает на демодулятор (элементы 68,69,70,71,72,73), в котором на первоначальном этапе происходит снятие высокочастотной модуляции, путем перемножения на опорное колебание с частотой 5 кГц (элемент 69).

Рассмотрим особенности процессов в различных точках демодулятора. Результат перемножения (выход элемента 68) принятого сигнала $r(t)$ с опорным колебанием $S_1(t)$ представлен на рис.3.10.в.

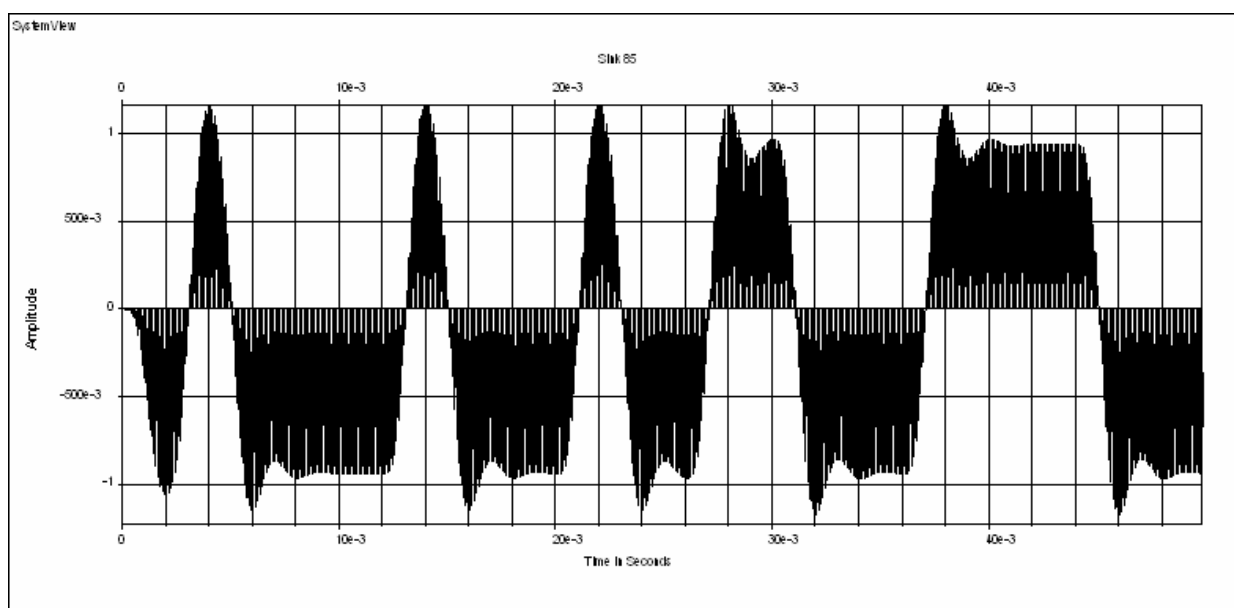


Рис.3.10.в. Эпюра напряжения колебания на выходе перемножителя демодулятора

Спектр колебания на выходе перемножителя представлен на рис.3.10.г.

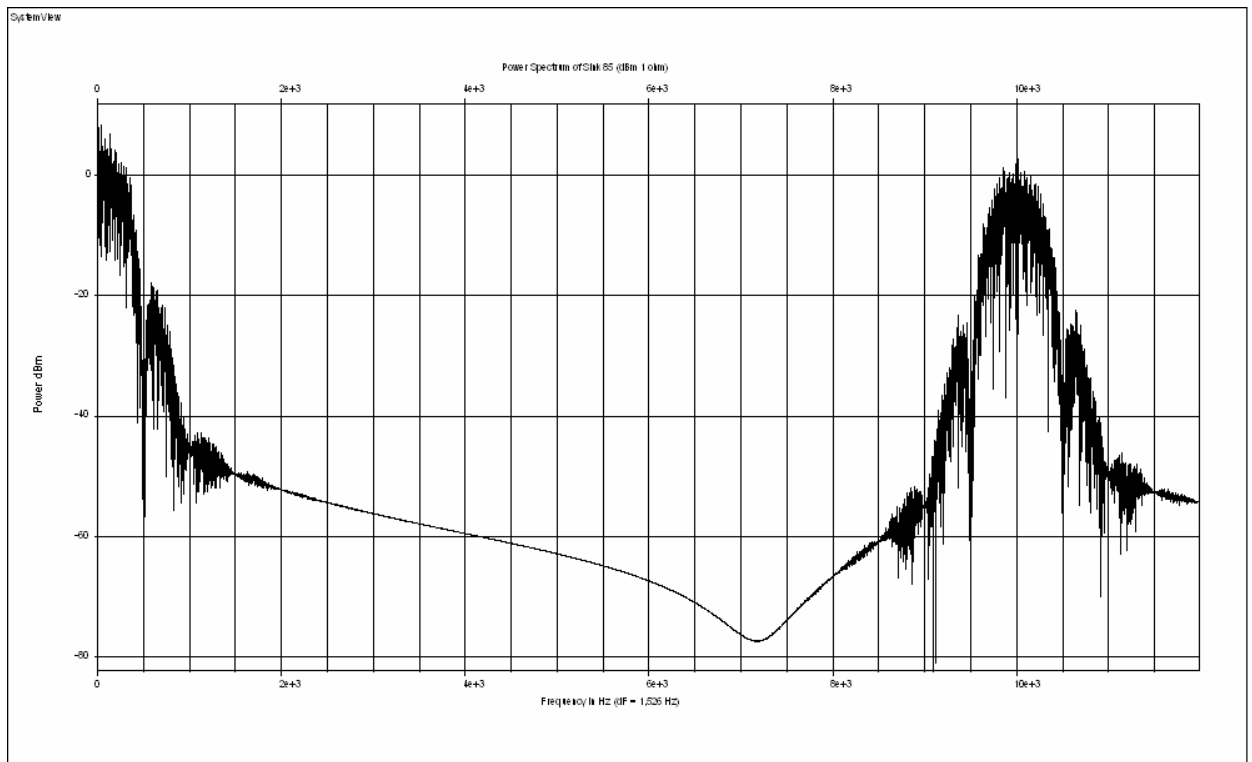


Рис.3.10.г. Спектр колебания на выходе перемножителя

Колебание на выходе перемножителя демодулятора содержит НЧ составляющую и колебание на частоте 10 кГц. Низкочастотная составляющая имеет характер биполярной последовательности импульсов с огибающей отличной от прямоугольной (сглаженной) формы.

Сигнал поступает на интегратор (элементы 70,71,72 рис.3.10). В элементе 70 происходит его накопление на интервале, равном длительности двоичного символа T_b . Эпюру напряжения и спектр колебания на выходе интегратора наблюдаем на рис.3.10.д. и рис.3.10.е.

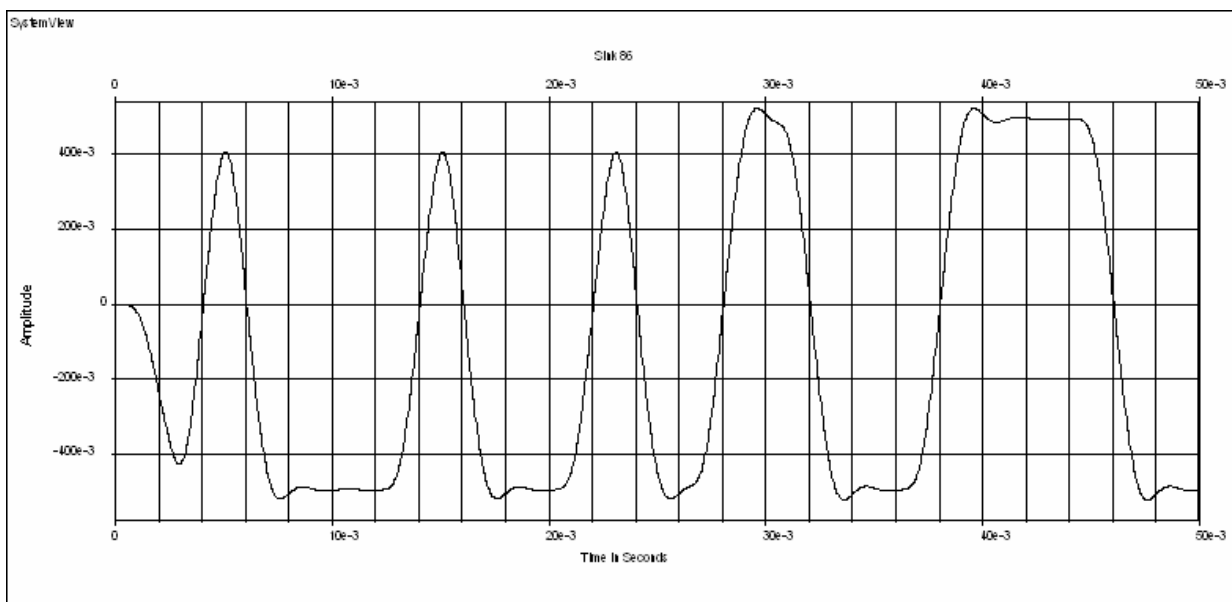


Рис.3.10.д. Эюра колебания на выходе элемента 70 демодулятора

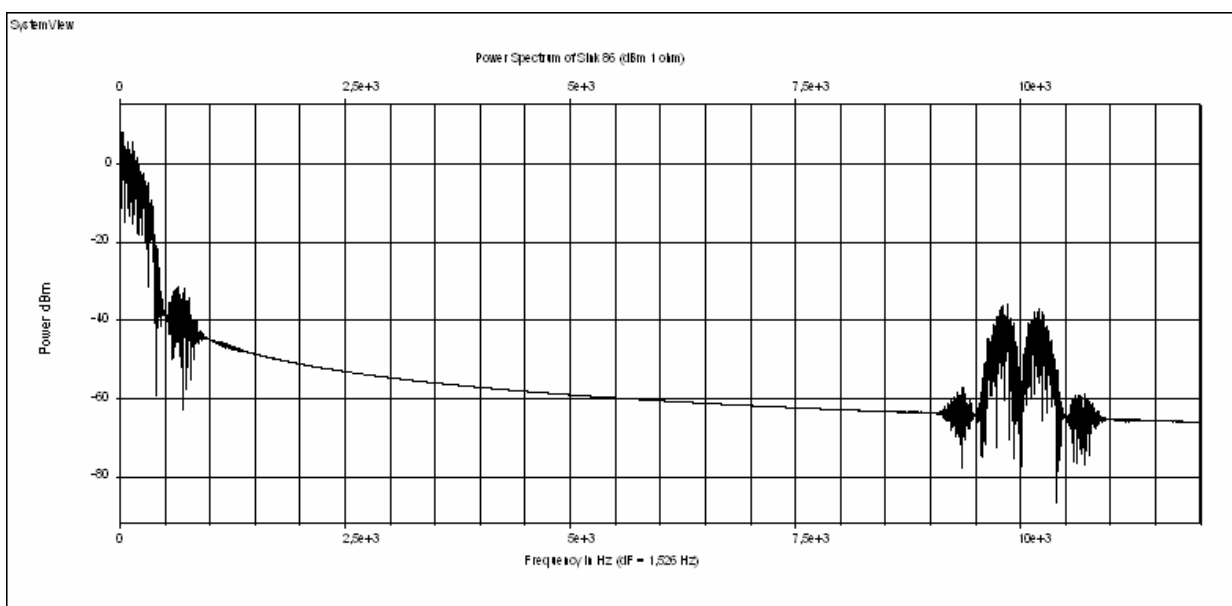


Рис.3.10.е. Спектр колебания на выходе элемента 70 демодулятора

На рис.3.10.е. заметно уменьшение уровня высокочастотной гармоник приблизительно на 40 дБ по сравнению с аналогичной составляющей на выходе перемножителя (рис.3.10.г.).

Затем производится выборка отсчетов сигнала (элемент 72) с частотой 500 Гц. Результат децимации (выход элемента 72) изображен на рис.3.10.ж. точками.

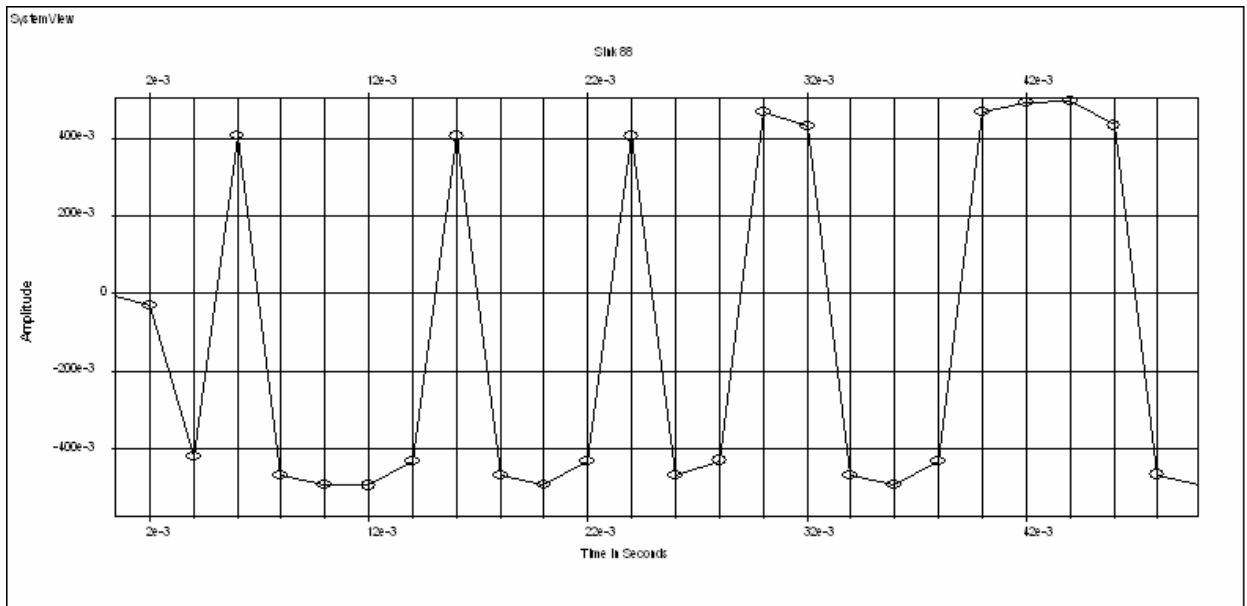


Рис.3.10.ж. Эпюра напряжения сигнала на выходе элемента 72

На выходе ПУ (элемент 73) формируется последовательность отсчетов с фиксированными уровнями (-1;+1). Эпюра напряжения сигнала с выхода элемента 73 приведена на рис.3.10.з.

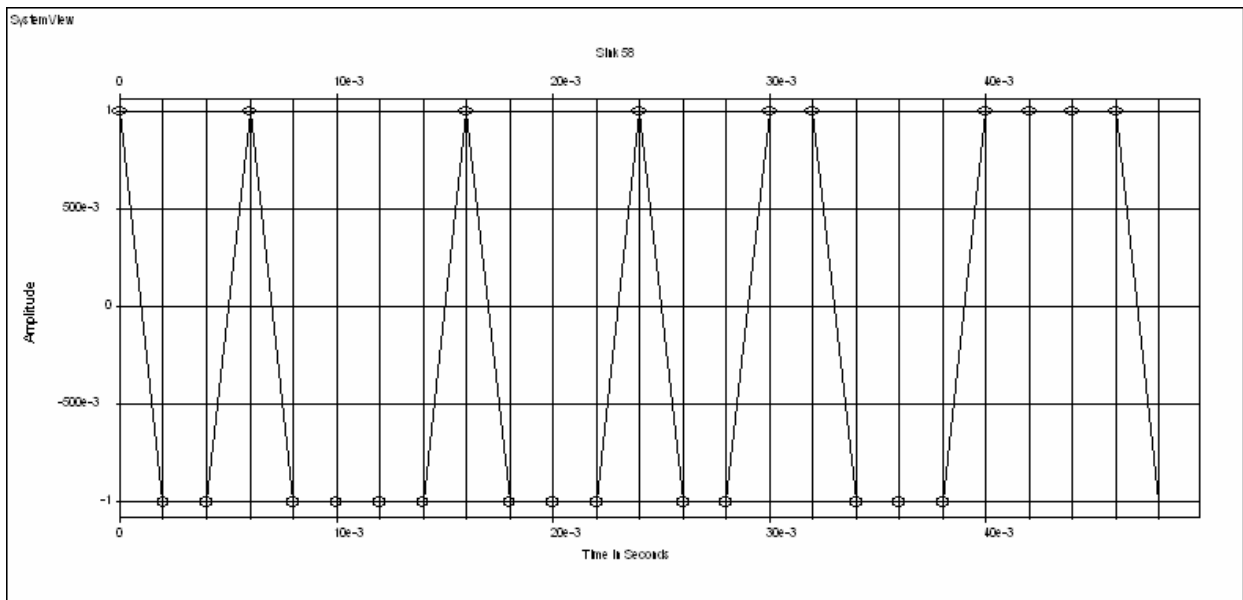


Рис.3.10.з. Эпюра напряжения сигнала на выходе демодулятора

На рис.3.10.и. наложим друг на друга эпюры напряжения на выходе относительного декодера и на входе относительного кодера и проверим добились ли мы ожидаемого результата:

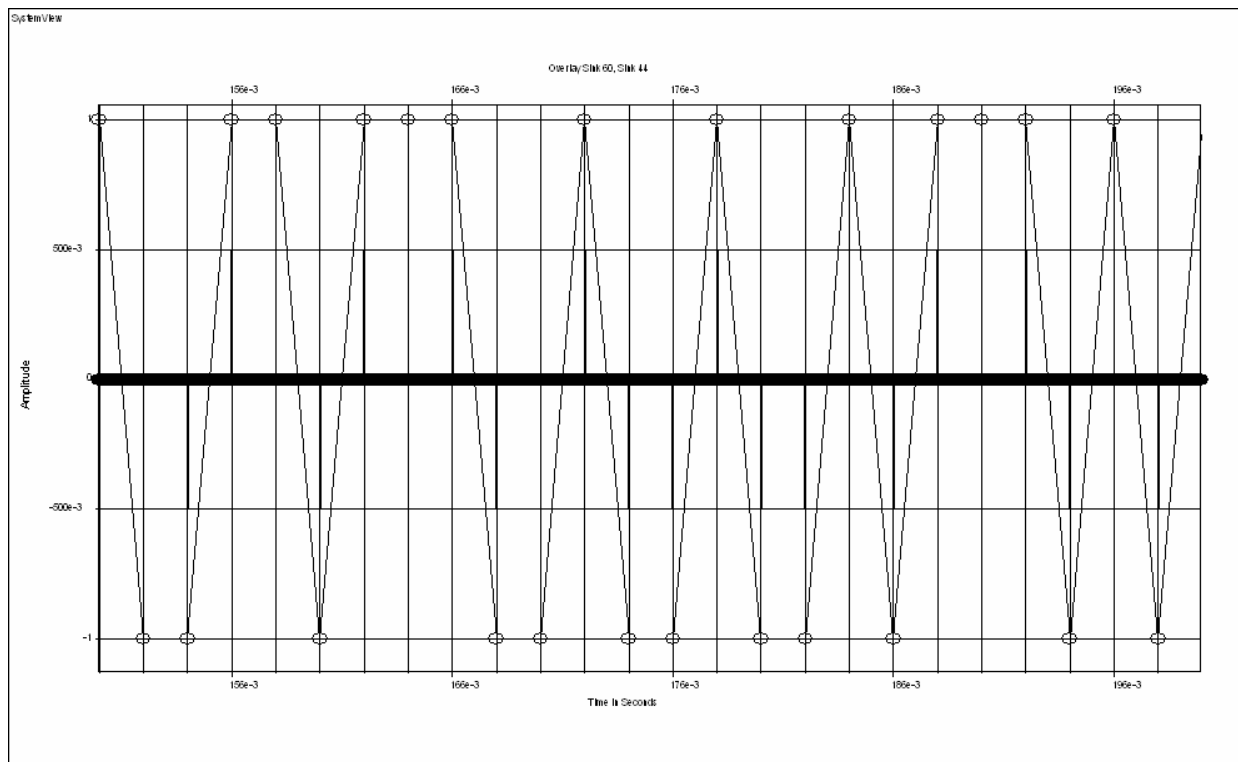


Рис.3.10.и. Эпюры напряжений на входе ОК и выходе ОД

Сигналы на входе и выходе совпали полностью, что свидетельствует о правильности работы схемы ССС для сигнала ОФМ-2.

На рис.3.11. представлена обобщенная схема системы связи формирования и обработки сигнала ОФМ-2 в программе System View.

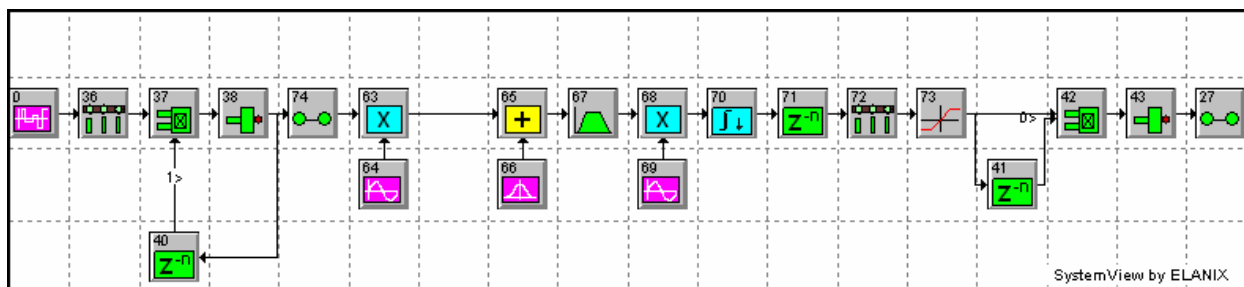


Рис.3.11. Обобщенная схема формирования и обработки сигнала ОФМ-2, реализованная в программном пакете System View

3.3. Выводы

- Рассмотрены особенности построения математической модели системы связи для сигнала ОФМ-2.
- На основании математической модели была разработана в программном пакете system view модель системы связи для сигнала ОФМ-2 с когерентным демодулятором. Изучены процессы, происходящие в модели системы связи. Эпюры, полученные с помощью моделирования, соответствуют ожидаемым.

ГЛАВА 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСТРОЕНИЯ ССС С РАДИОСИГНАЛОМ ОФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕКОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

4.1. Схема некогерентного демодулятора сигнала ОФМ-2

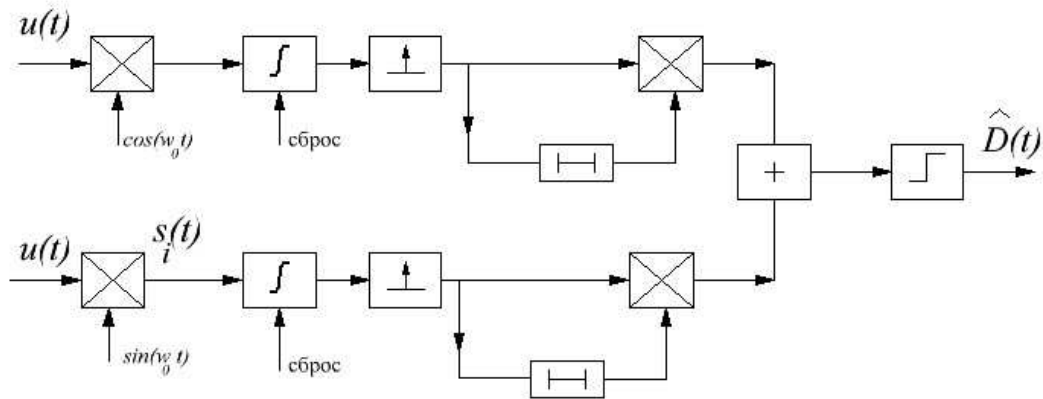


Рис.4.1. Структурная схема некогерентного приемника сигнала ОФМ-2.

Демодулятор содержит $m=2$ идентичных каналов, включающих местный генератор, формирующий опорные сигналы $\sin(\omega \cdot t)$ и $\cos(\omega \cdot t)$, перемножитель, интегратор, устройство задержки на длительность одного символа T_c и перемножитель. Сигналы с выходов каждого канала поступают на сумматор, где происходит их суммирование. Решение о том, какой из 2 возможных полезных сигналов присутствует на входе приёмника принимается на выходе порогового устройства, в момент времени $k \cdot 2 \cdot \tau_{об}$. Сброс напряжения на интеграторах до нулевого уровня происходит по окончании длительности одного символа $\tau_{дв}$.

4.2. Цифровая модель некогерентного демодулятора сигнала ОФМ-2.

На основании схемы оптимального некогерентного демодулятора сигнала ОФМ-2 (рис. 4.1) в программе System View составлена цифровая модель (рис. 4.2) схемы формирования и обработки сигнала ОФМ-2 с некогерентным демодулятором.

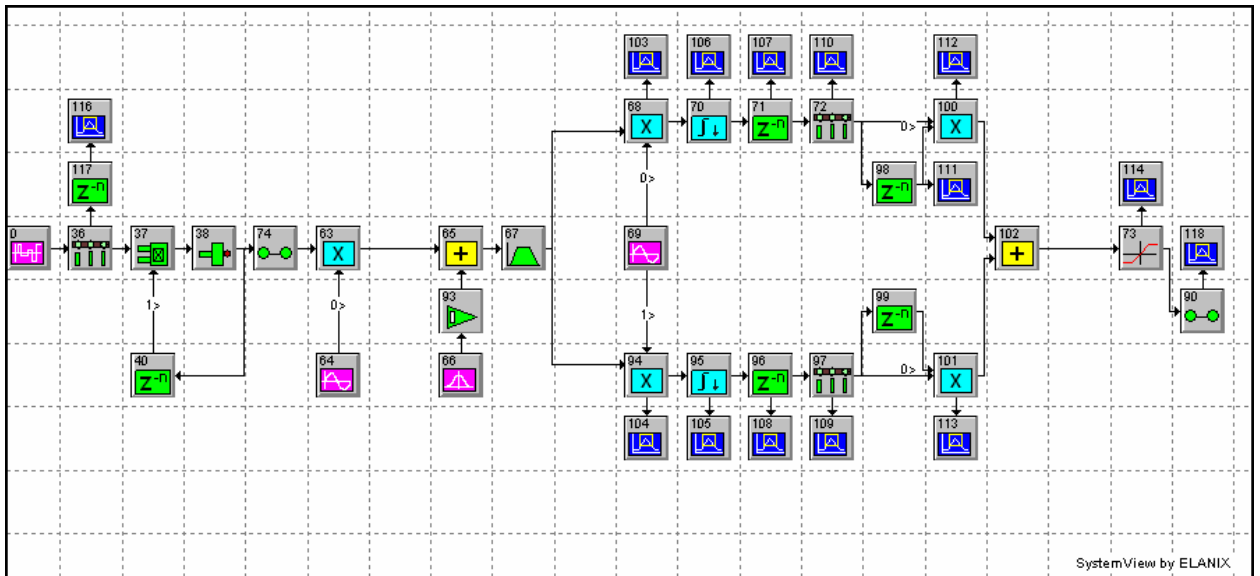


Рис. 4.2. Обобщенная схема формирования и обработки сигнала ОФМ-2, реализованная в программном пакете System View

Для наблюдения процессов в различных точках модели в схему введены анализаторы (элементы 103,104,105,106,107,108,109,110,111,112,113,114,116, 118).

Особенность реализуемой схемы заключается в построении модели демодулятора. Моделирование демодулятора произведено согласно схеме (рис.4.1). Схема модели приемника приведена на рис.4.3.

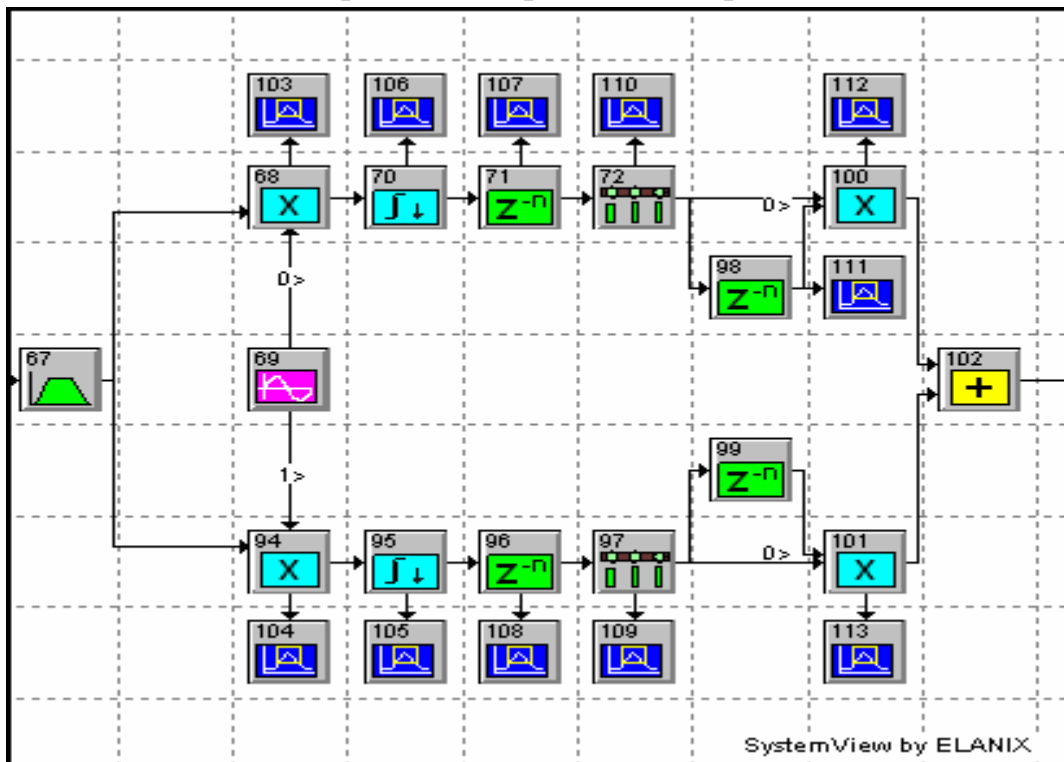


Рис. 4.3. Обобщенная схема некогерентного демодулятора в составе приемника сигнала ОФМ-2

Параметры элементов для схемы приемника сигнала ОФМ-2 приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1.

№ элемента	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
67	Operator	Filters/System	Linear Sys Butterworth Bandpass IIR 5 Poles	Low Fc = 4500 Hz Hi Fc = 5500 Hz Quant Bits = None Init Cndtn = Transient DSP Mode Disabled
68,94,100,101	Multiplier	-	Multiplier	-
69	Source	Periodic	Sinusoid	Amp = 1 v(0-p) Freq = 5e+3 Hz Phase = 0 deg Output 0 = Sine t68 Output 1 = Cosine t94
70,95	Communications	Filters/Data	Intg-Dmp	Intg Time = 2e-3 sec Offset = 0 sec
71	Operator	Delays	Smpl Delay	Delay = 46 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v Fill Last Register Output 0 = Delay t72 t107 Output 1 = Delay - dT
96	Operator	Delays	Smpl Delay	Delay = 46 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v Fill Last Register Output 0 = Delay t97 t108 Output 1 = Delay - dT
72,97	Operator	Sample/Hold	Resample	Rate = 500 Hz
98	Operator	Delays	Smpl Delay	Delay = 1 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v Fill Last Register Output 0 = Delay t111 t100 Output 1 = Delay - dT
99	Operator	Delays	Smpl Delay	Delay = 1 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v Fill Last Register Output 0 = Delay t101 Output 1 = Delay - dT
102	Adder	-	Adder	-
73	Function	Non linear	Limiter	Max Input = ± 0 v Max Output = ± 1 v
103- 114,116,118	Sink	Analysis/Export	Analysis	-

Сигнал с выхода полосового фильтра (элемент 67) $y(t)$ поступает на двухканальный демодулятор (элементы 68, 94, 100, 101, 69, 70, 95, 71, 72, 96, 97, 98, 99, 102, 73). В каждом канале демодулятора на первоначальном этапе происходит снятие высокочастотной модуляции, путем перемножения на опорное колебание $\sin(2\pi f_c t)$ в первом канале и $\cos(2\pi f_c t)$ во втором.

Рассмотрим особенности процессов в различных точках демодулятора в отсутствие шума $n(t)=0$.

Результат перемножения первого канала (выход элемента 68) принятого сигнала $y(t)$ с опорным колебанием $\sin(f_c t)$ (выход элемента 69) и спектр этого колебания представлены на рис. 4.4 и рис. 4.5.

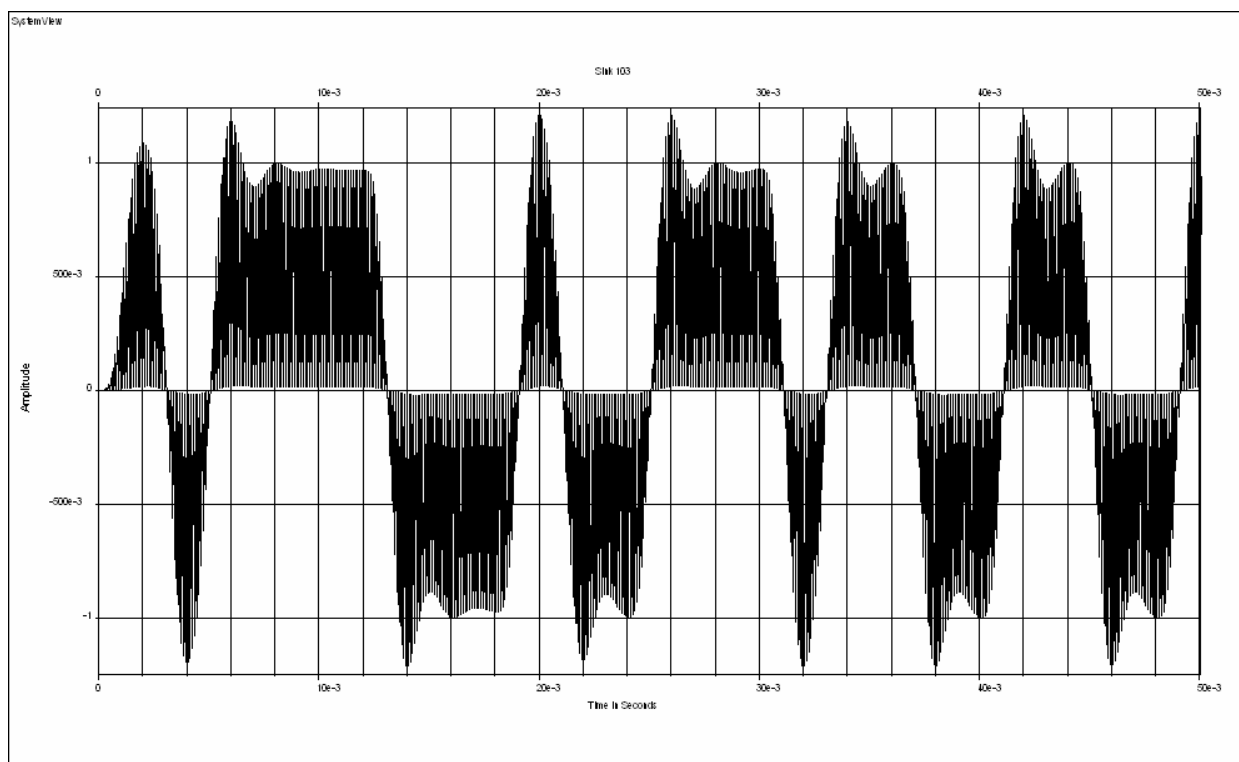


Рис.4.4 Эпюра напряжения колебания на выходе перемножителя первого канала демодулятора (элемент 68).

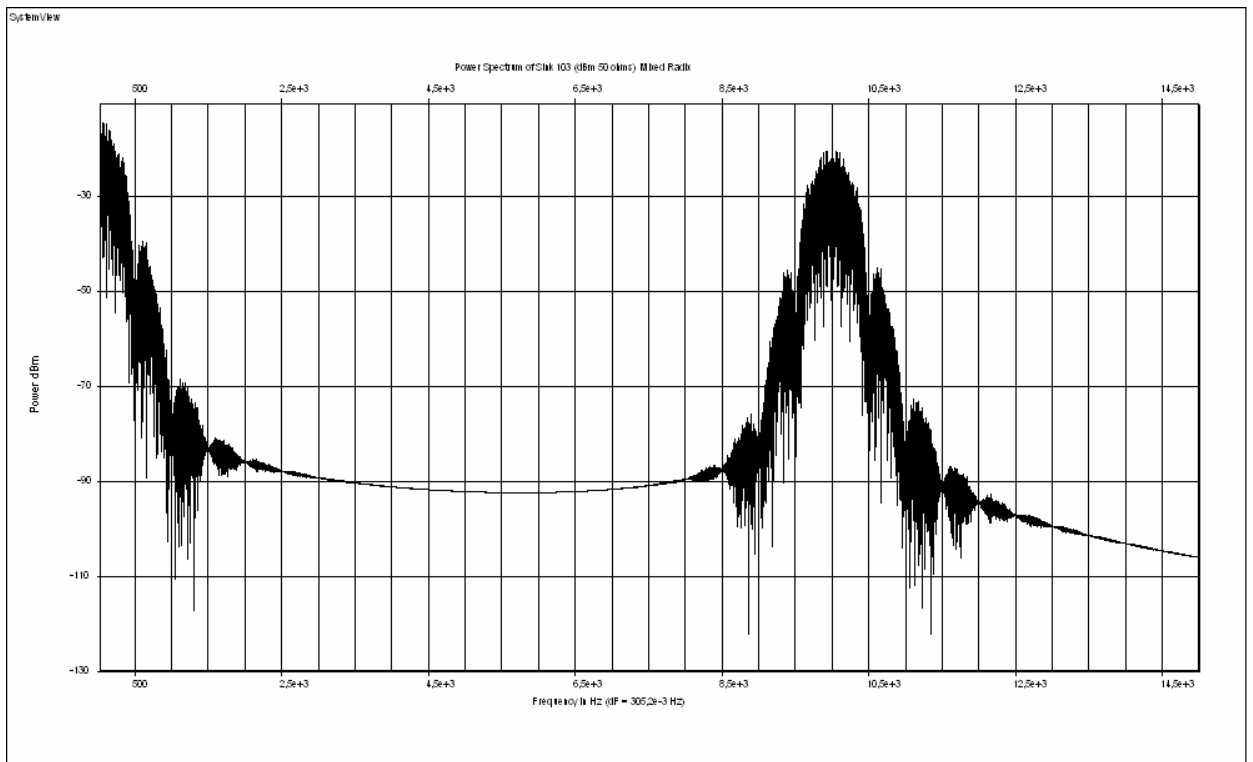


Рис.4.5. Спектр колебания на выходе перемножителя первого канала демодулятора (элемент 68)

Приведем осциллограмму напряжения полученную в результате перемножения принятого сигнала $r(t)$ (при отношении сигнал/шум $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) с опорным колебанием $\sin(2\pi f_0 t)$. Колебание и его спектр представлены на рис. 4.6 и рис. 4.7.

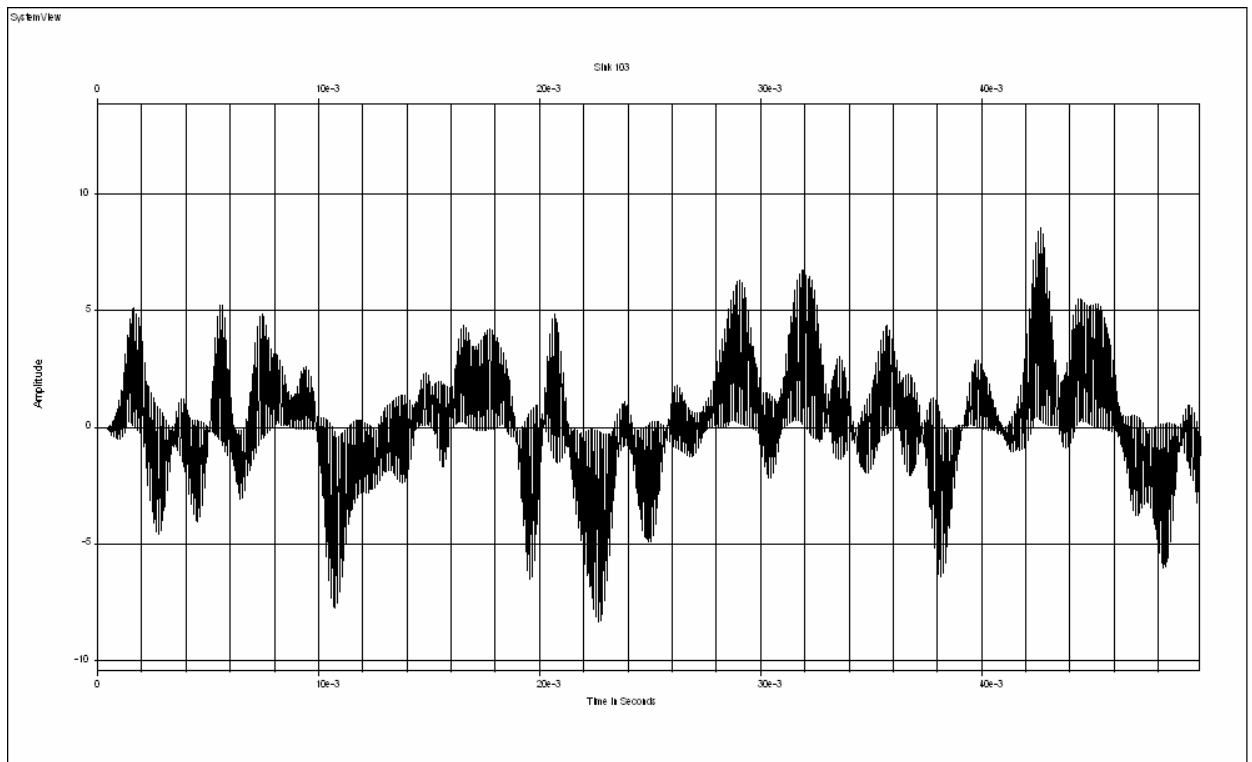


Рис.4.6. Эпюра напряжения колебания (при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) на выходе перемножителя первого канала демодулятора (элемент 68)

Из рис. 4.6 видно, что по сравнению с сигналом на рис. 4.4 произошло искажение огибающей низкочастотной составляющей, однако заметна временная зависимость НЧ-составляющей сигнала.

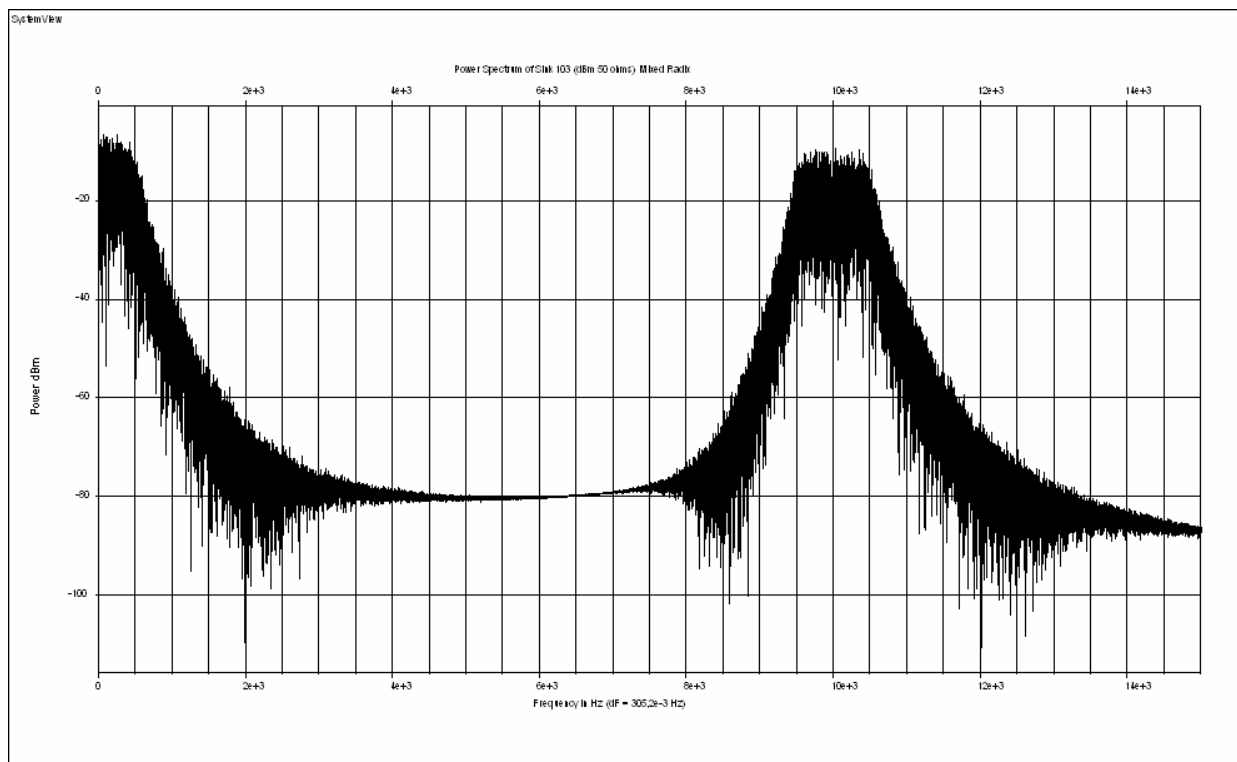


Рис.4.7. Спектр колебания (при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) на выходе перемножителя первого канала демодулятора (элемент 68)

На рис. 4.7 заметно отличие структуры спектра по сравнению со спектром сигнала на рис.4.5 при $n(t)=0$ вследствие действия АБГШ. Произошло сглаживание боковых лепестков.

Рассмотрим аналогичные процессы в перемножителе второго канала демодулятора (элемент 94). Результат перемножения первого канала для случая $n(t)=0$ (выход элемента 94) принятого сигнала $y(t)$ с опорным колебанием $\cos(2\pi f_0 t)$ (выход элемента 69) и спектр этого колебания представлены на рис. 4.8 и 4.9.

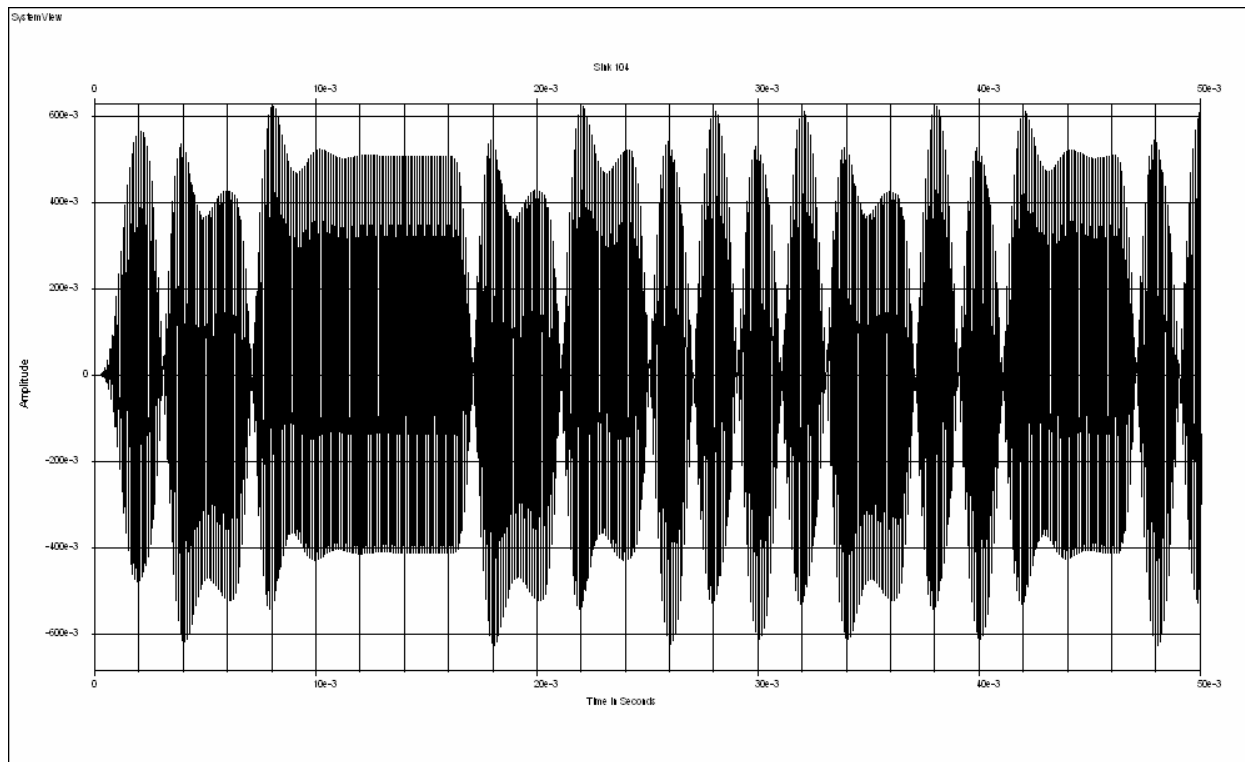


Рис.4.8. Эпюра напряжения колебания на выходе перемножителя второго канала демодулятора (элемент 69)

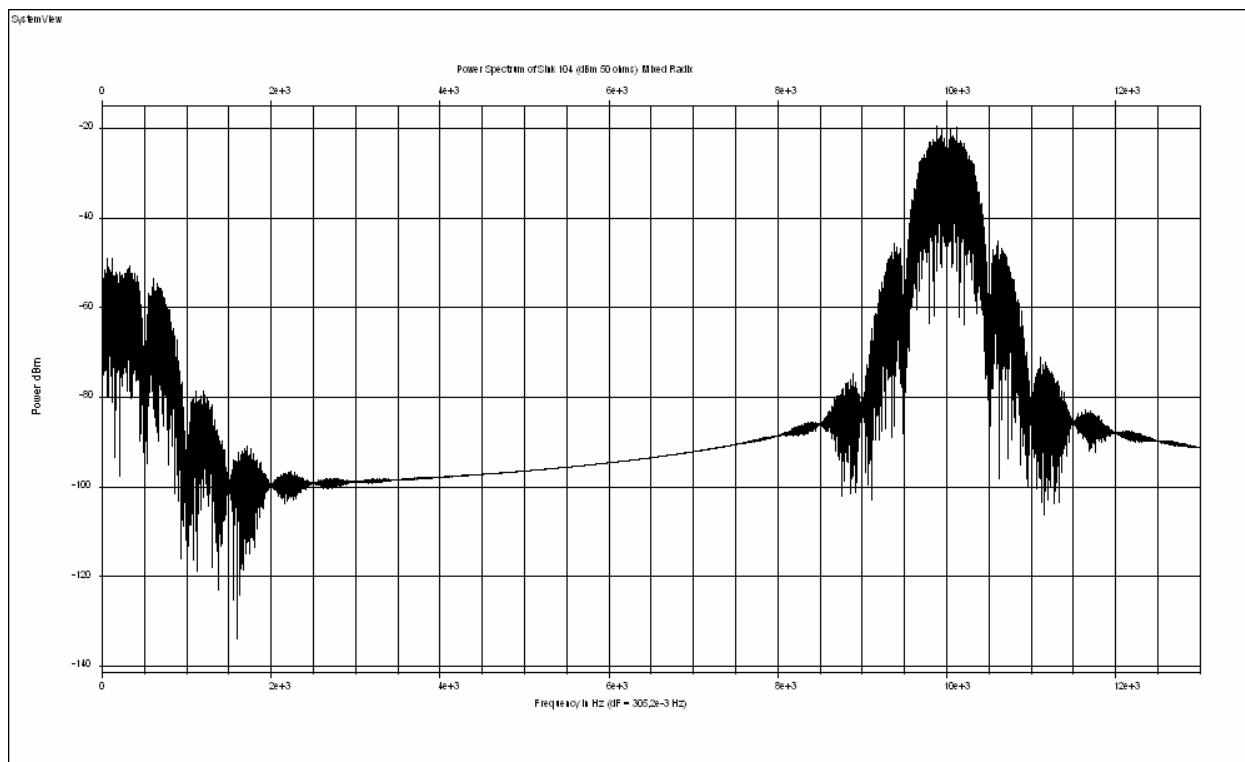


Рис.4.9. Спектр колебания на выходе перемножителя первого канала демодулятора (элемент 69)

Колебания на выходе перемножителей первого и второго канала представлены на рис.4.10.

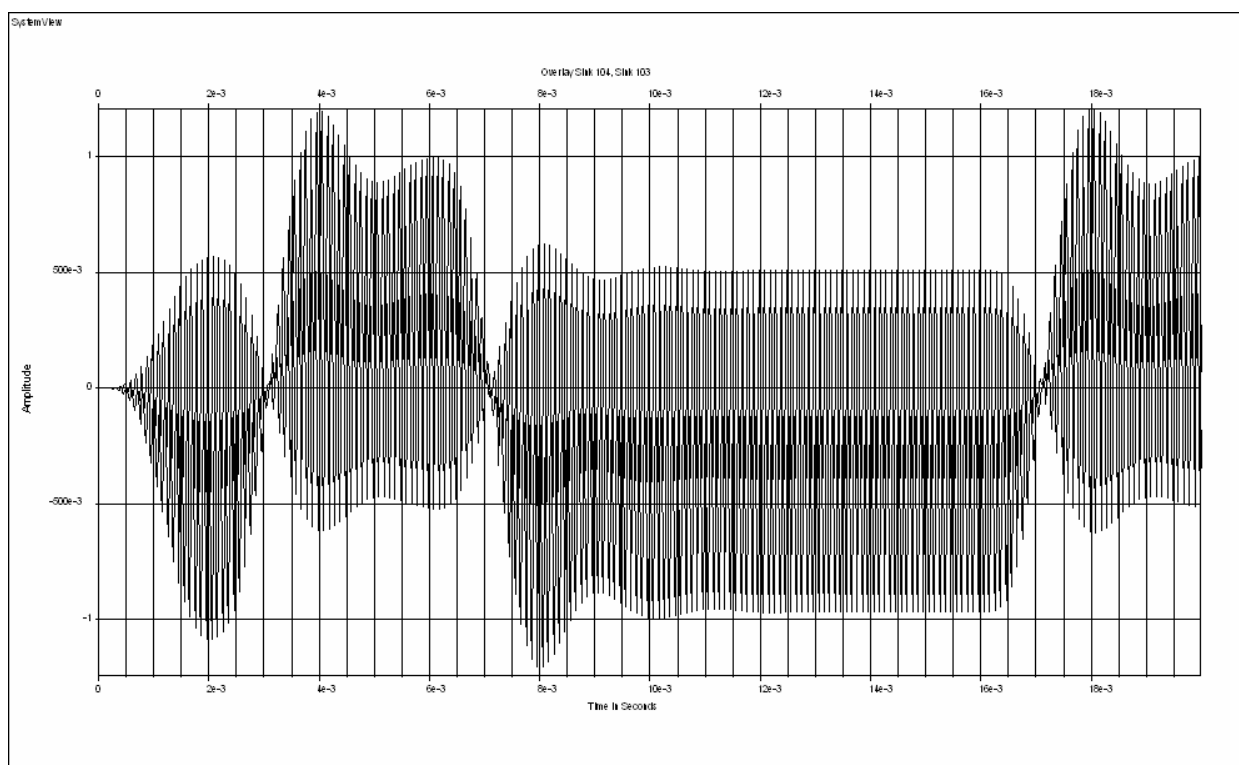
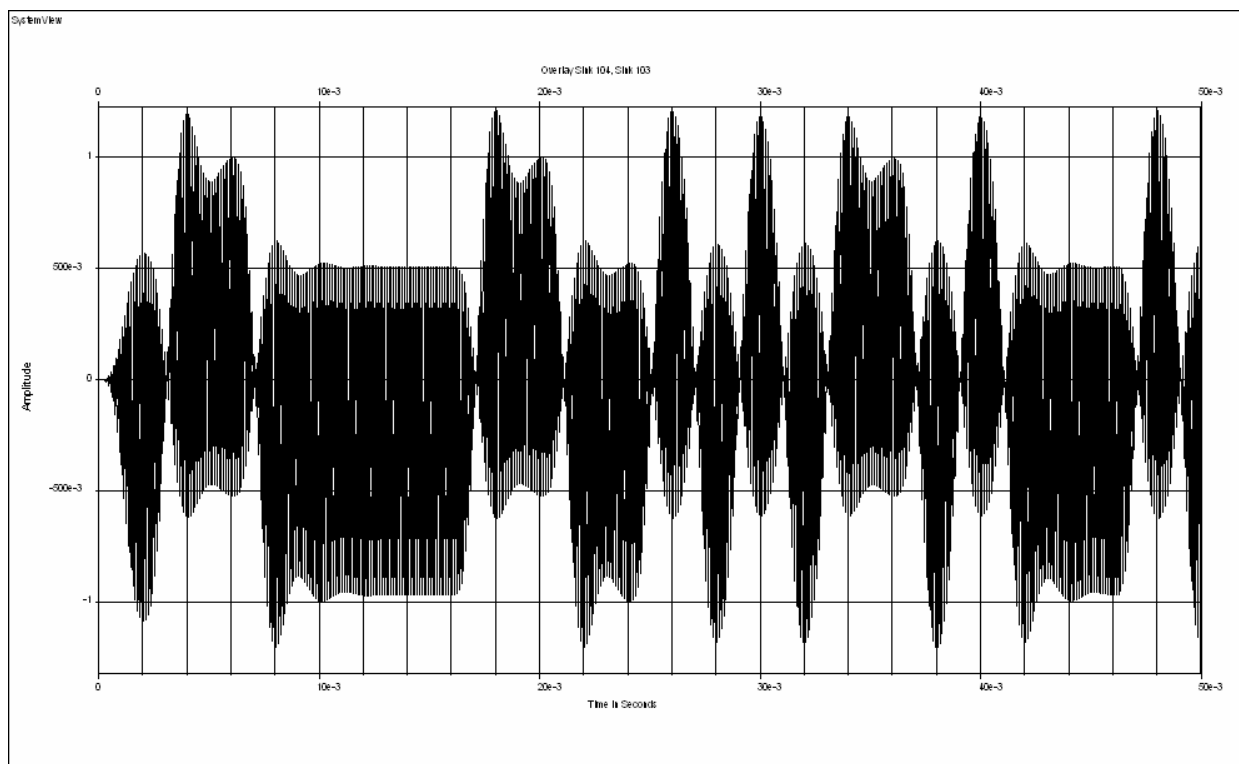


Рис.4.10 Напряжения на выходе перемножителей (элементы 68, 69) первого и второго каналов.

Под действием шума при отношении сигнал/шум $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ с напряжением на выходе перемножителя второго канала (элемент 69) и его спектром произойдут искажения, аналогичные рис. 4.6 и рис. 4.7.

После снятия высокочастотной модуляции в обоих каналах сигналы поступают на интеграторы в обоих каналах (интегратор первого канала - элементы 70,72; интегратор второго канала - элементы 95,97). Функционирование интеграторов в модели демодулятора системы связи для сигнала ОФМ-2 идентично функционированию интегратора в демодуляторе сигнала ФМ-2. Результат накопления первого канала (выход элемента 70) без шумового воздействия в канале ($n(t)=0$) изображен на рис. 4.11 и спектр рис.4.12.

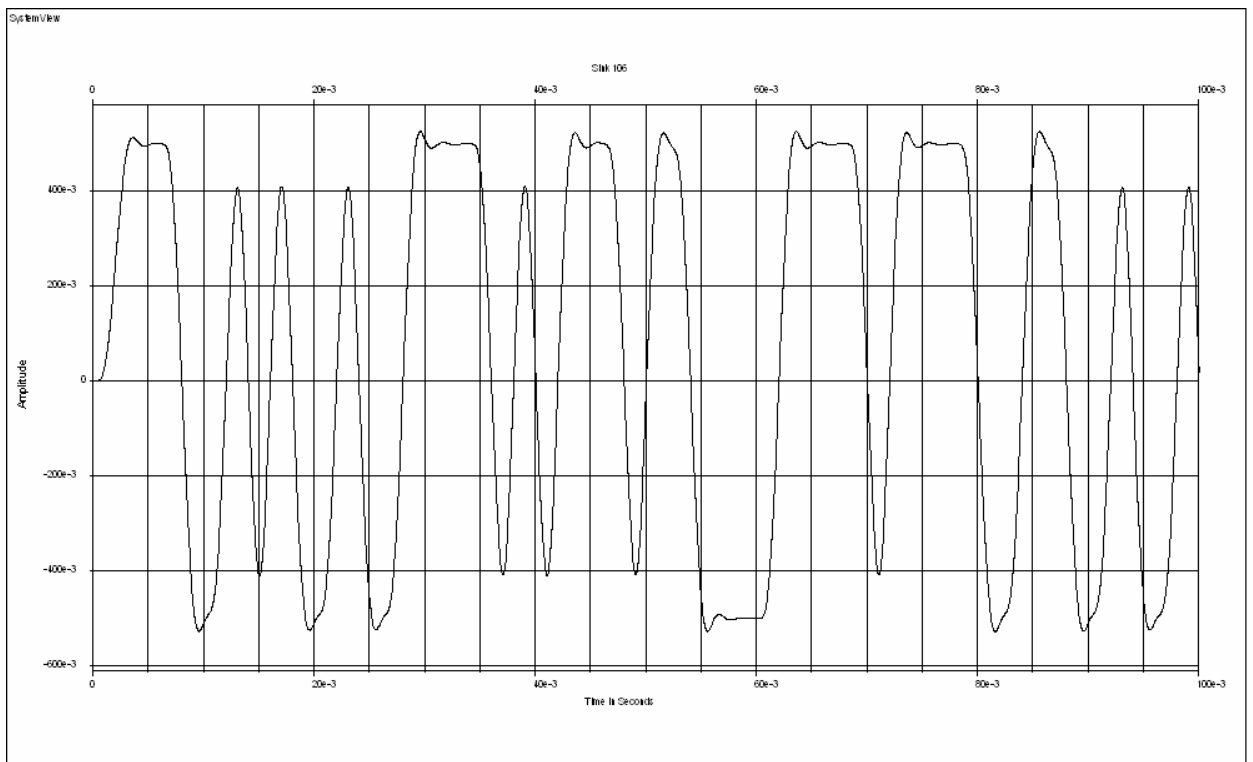


Рис.4.11 Эпюра колебания на выходе элемента 70 первого канала демодулятора

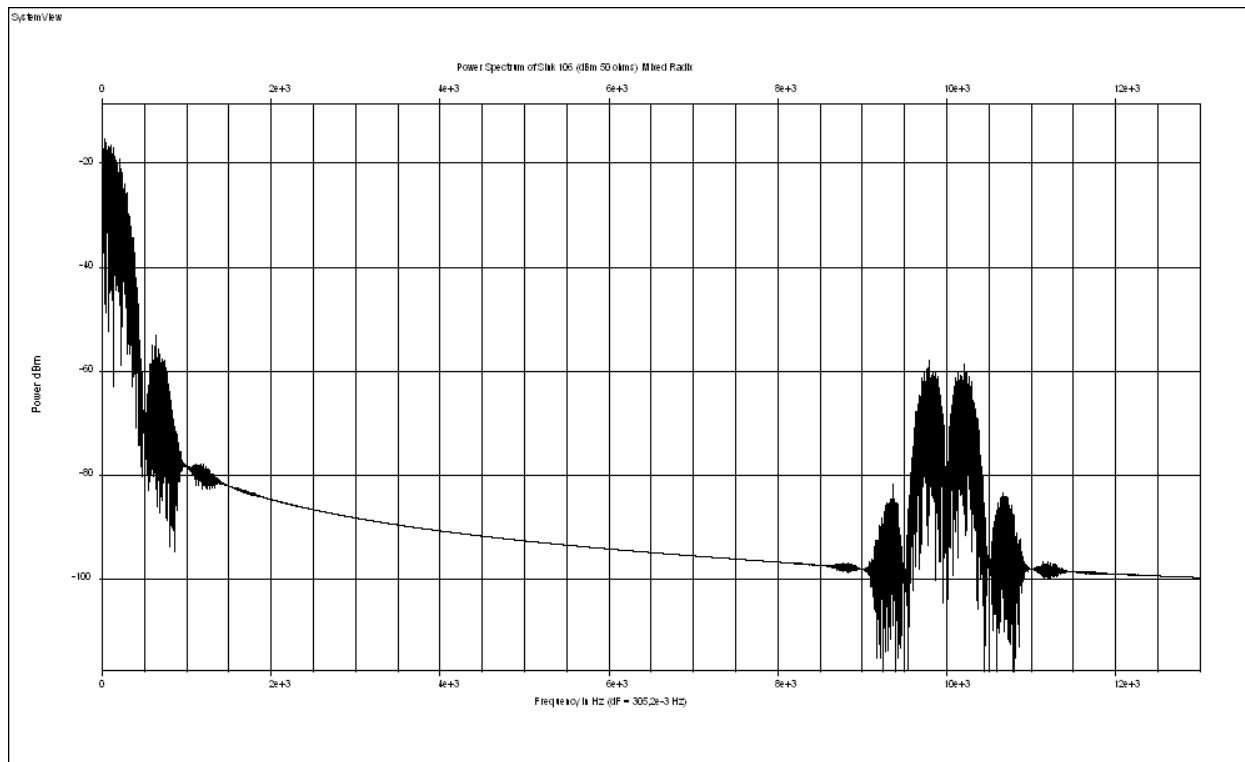


Рис.4.12 Спектр колебания на выходе элемента 70 первого канала демодулятора

Результат накопления второго канала (выход элемента 95) без шумового воздействия в канале изображен на рис. 4.13.

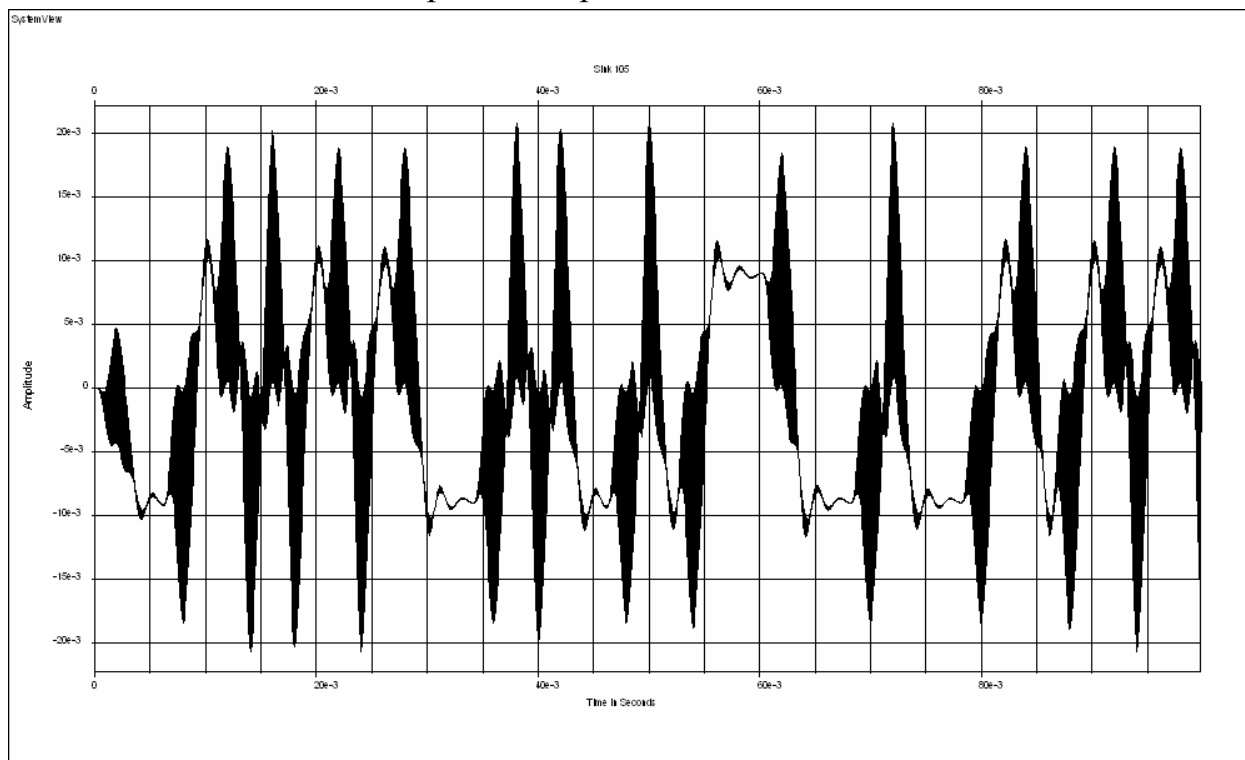


Рис.4.13 Эюра колебания на выходе элемента 95 второго канала демодулятора

Спектр колебания на выходе элемента 95 имеет вид, идентичный рис. 4.12. На рис.4.12 заметно уменьшение уровня ВЧ гармоник приблизительно на 50 дБ по сравнению с аналогичной составляющей на выходе перемножителя рис.4.5.

Аналогичные реализации для колебаний с шумовым воздействием ($n(t) \neq 0$) представлены на рис.4.14 и рис.4.15.

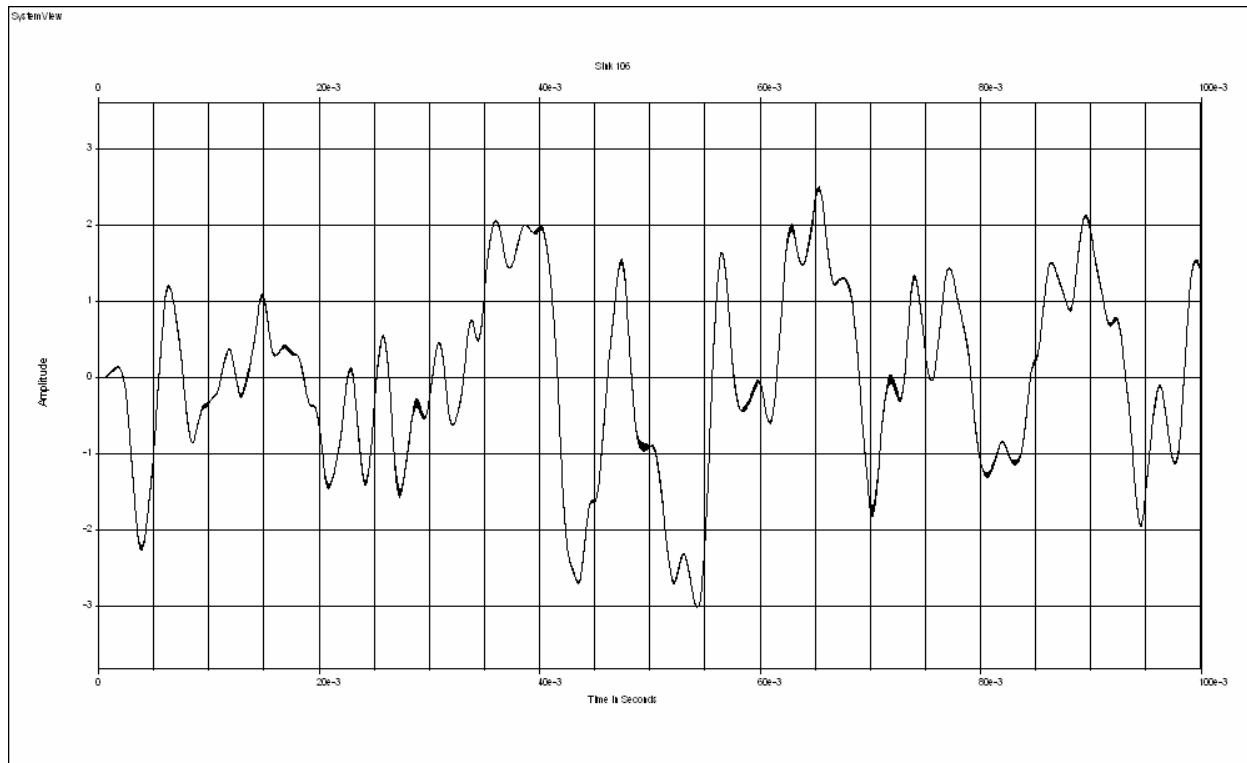


Рис.4.14 Эпюра колебания (при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) на выходе элемента 70 первого канала демодулятора

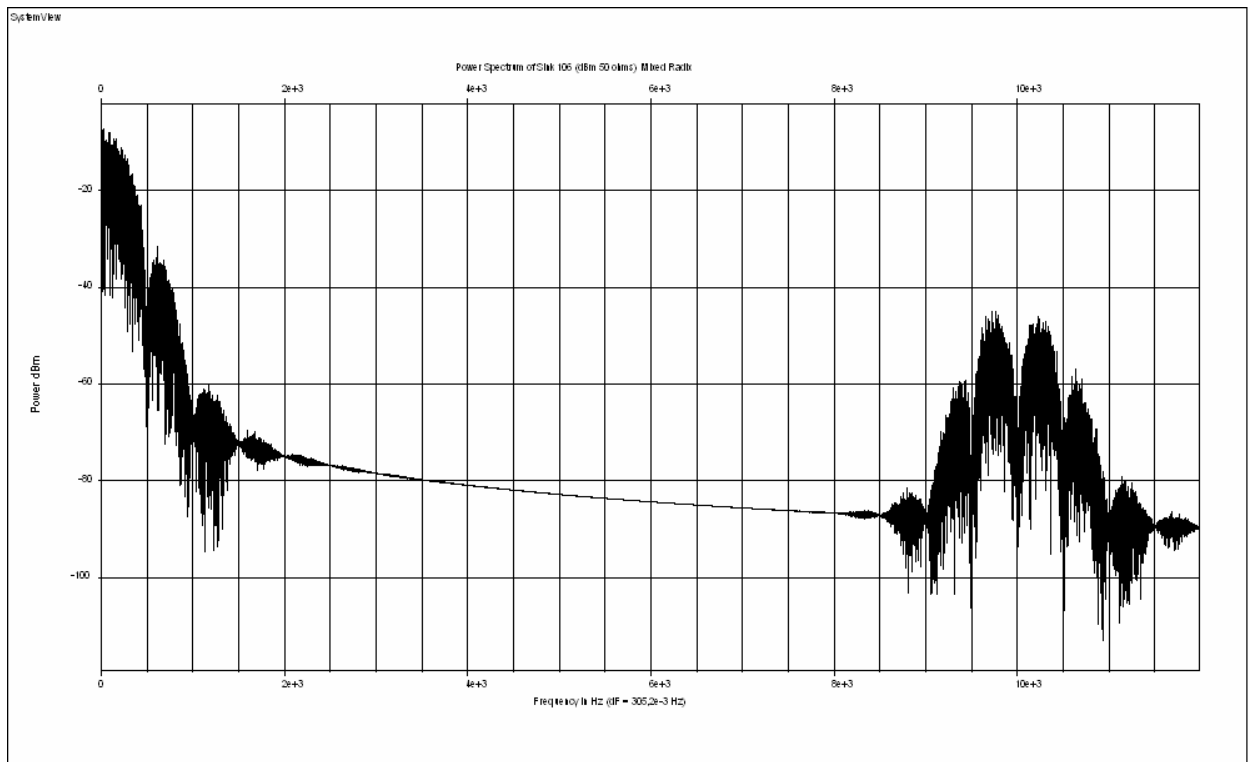


Рис.4.15 Спектр колебания (при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) на выходе элемента 70 первого канала демодулятора

Искажение сигнала во втором канале под действием шума идентично искажениям происходящим в первом канале.

Затем в обоих каналах производится выборка отсчетов колебаний (элементы 72, 97) с частотой 500 Гц. Результат децимации первого канала при $n(t)=0$ изображен на рис. 4.16.

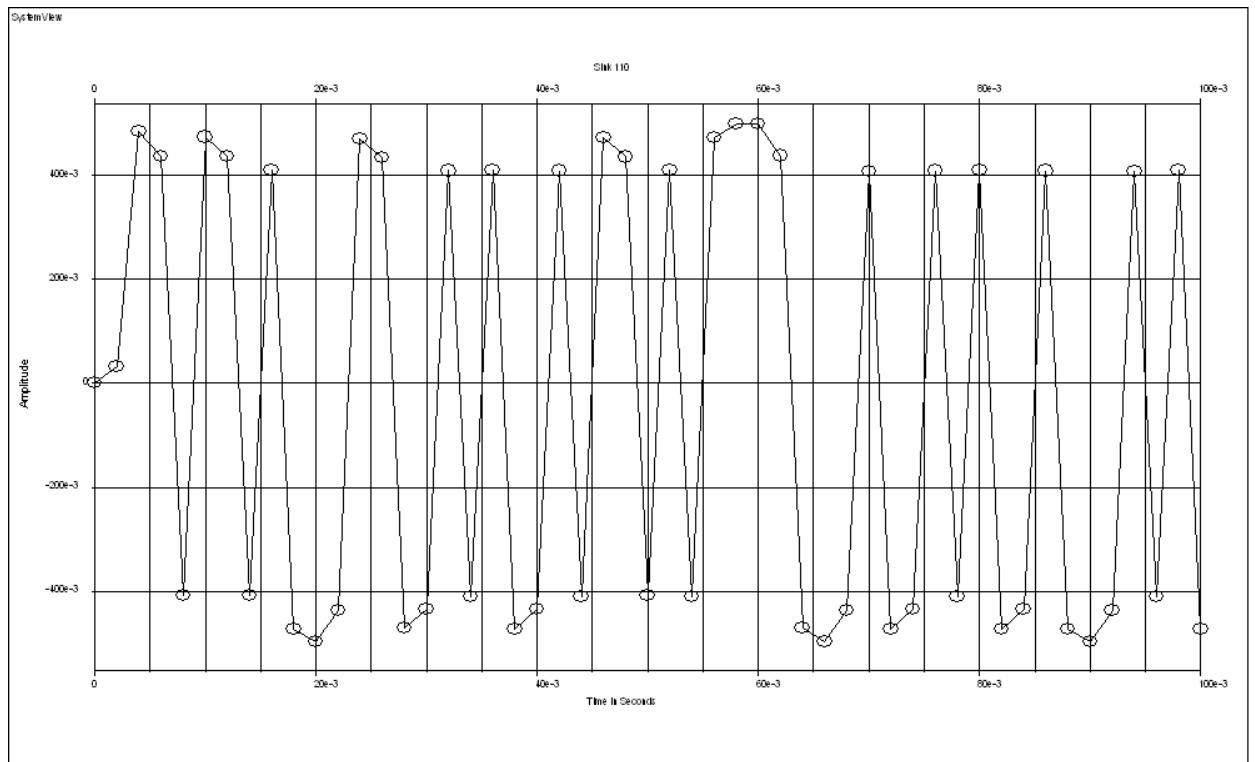


Рис.4.16 Эшюра напряжения на выходе элемента 72 первого канала демодулятора

Взятие отсчетов во втором канале демодулятора (элемент 97) производится аналогично взятию отсчетов первого канала. Результат децимации первого канала при шумовом воздействии в канале ($\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) изображен на рис.4.17.

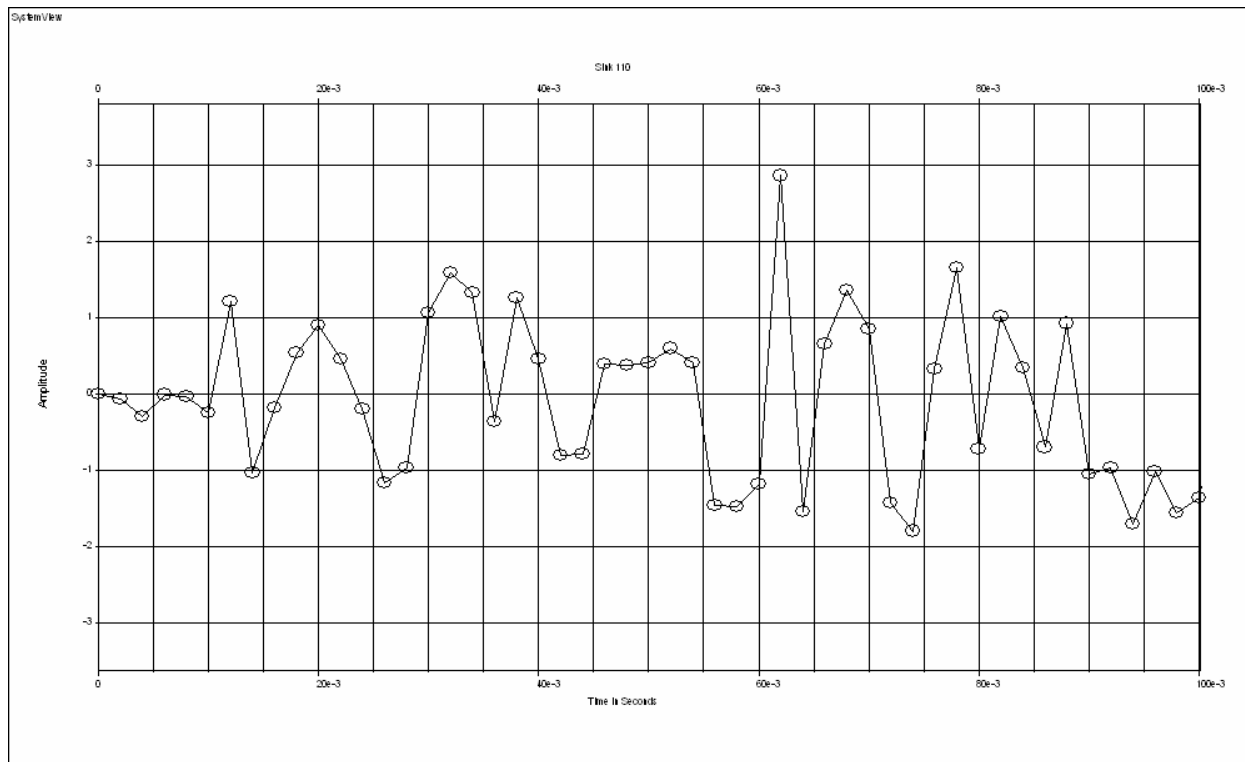


Рис.4.17. Эюра напряжения сигнала (при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) на выходе элемента 72 демодулятора

При сравнении рис. 4.16 и 4.17 видно, как сильно искажена форма колебания под действием шума.

На выходе каждого канала присутствует запоминающее устройство (элементы 98,99), в котором хранится результат интегрирования входного колебания и опорного сигнала. Через интервал времени длительностью один символ осуществляется сброс запоминающего устройства. Результаты перемножения при $n(t) = 0$ в обоих каналах приведены на рис.4.18 и рис.4.19.

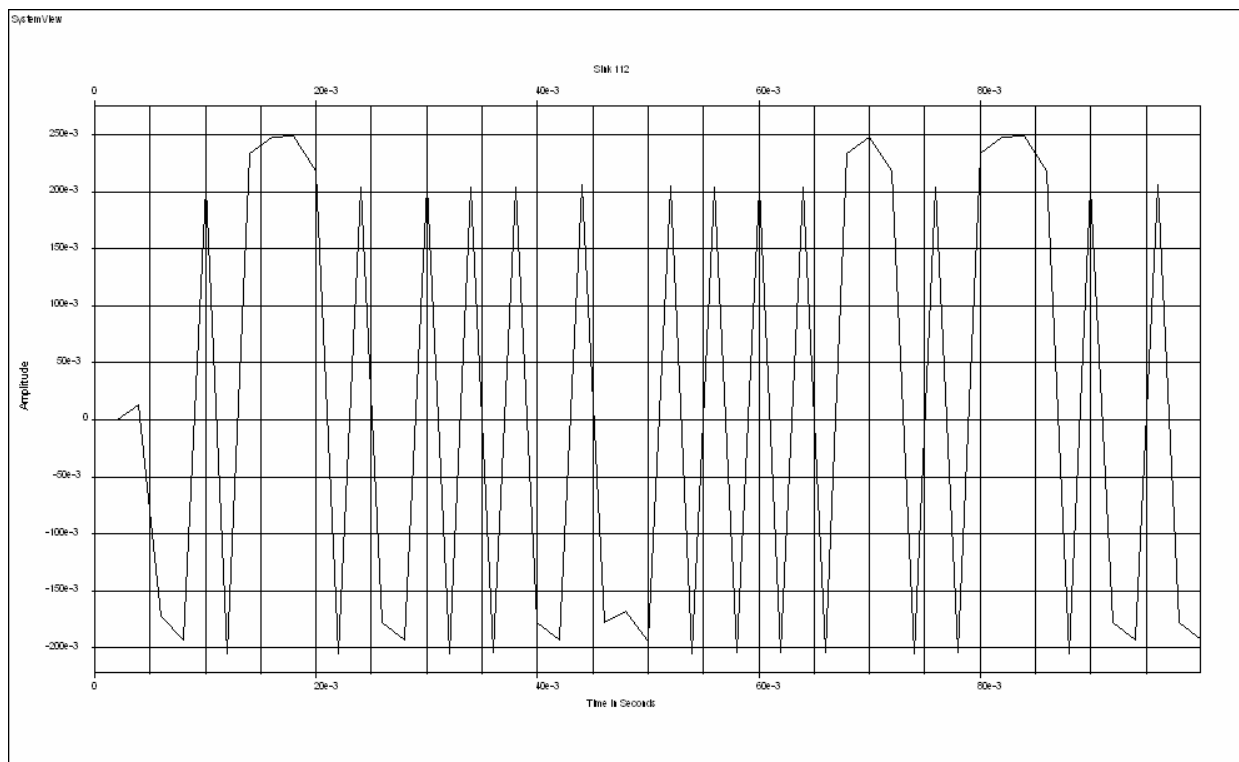


Рис.4.18 Эшора напряжения сигнала на выходе перемножителя (элемент 100) первого канала демодулятора

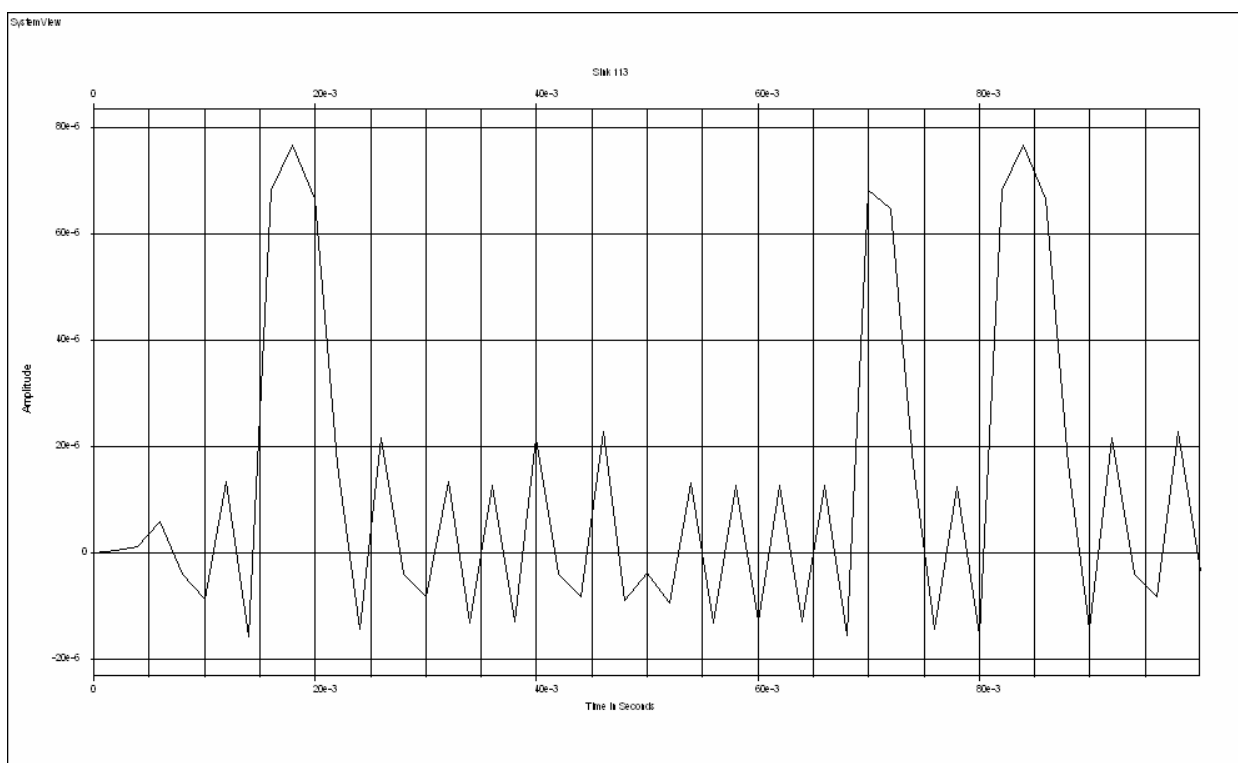


Рис.4.19 Эшора напряжения сигнала на выходе перемножителя (элемент 101) второго канала демодулятора

Из рис.4.18 и рис.4.19 видно, что отсчеты на выходе перемножителей обоих каналов различаются только по амплитуде. Аналогичные эюры при шумовом воздействии $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ представлены на рис. 4.20 и рис.4.21.

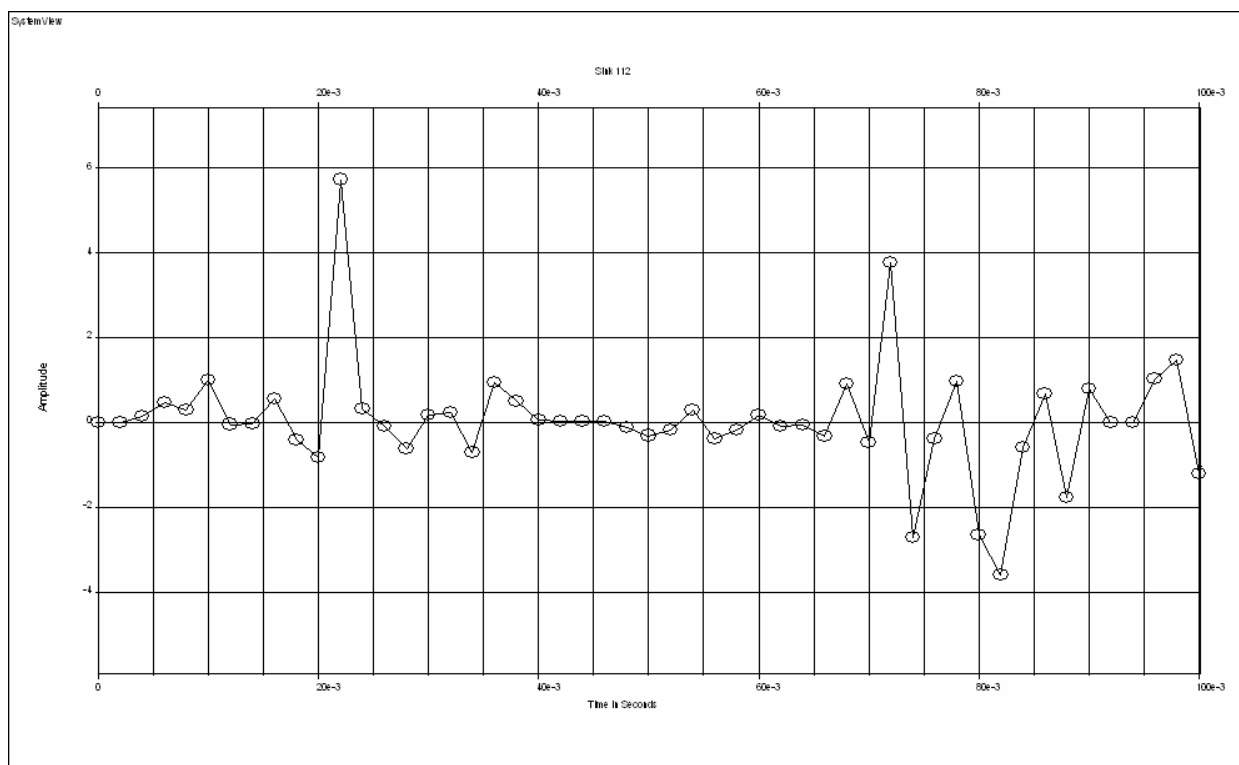


Рис.4.20 Эюра напряжения сигнала (при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) на выходе перемножителя (элемент 100) первого канала демодулятора

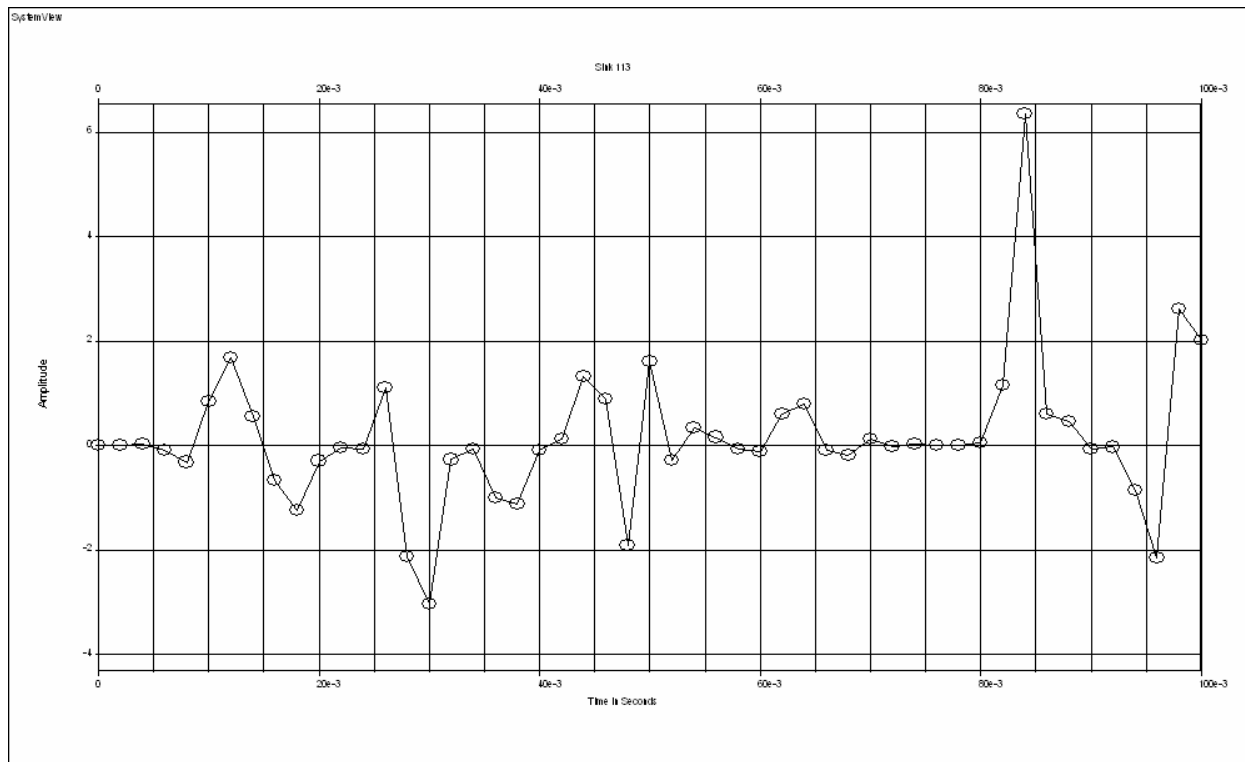
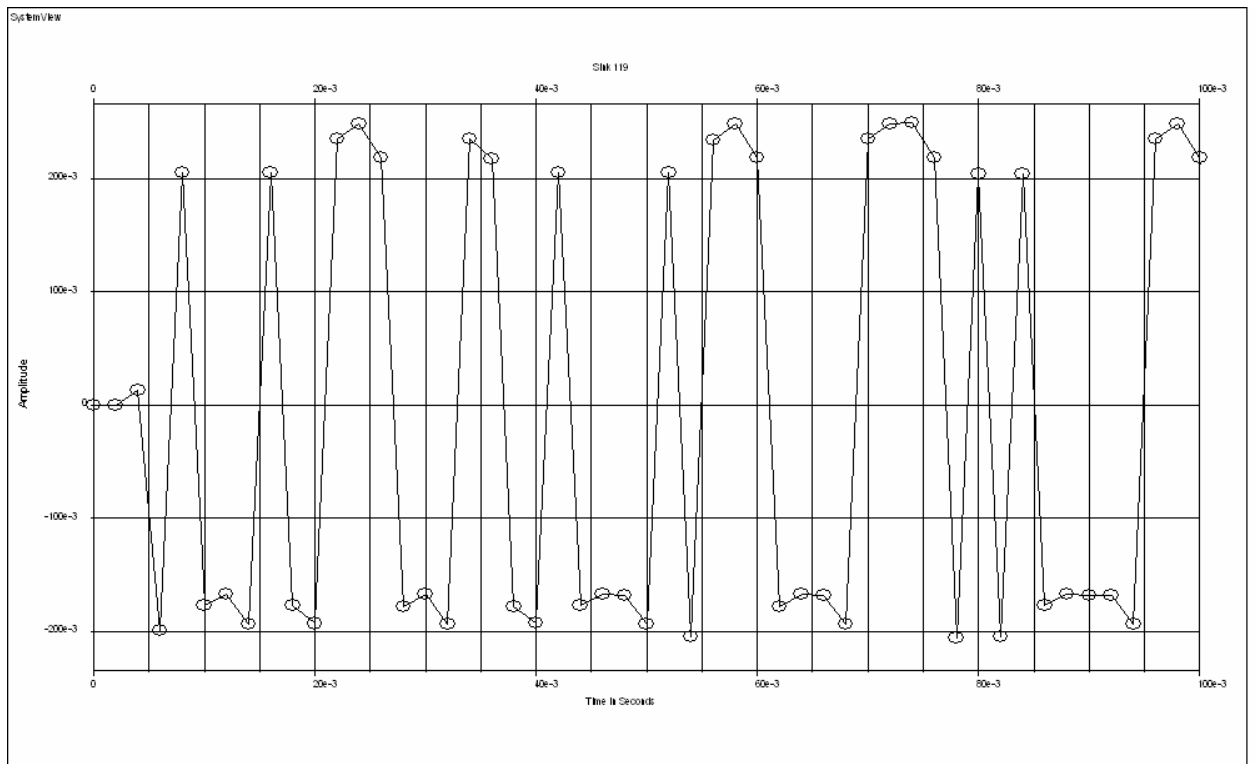


Рис.4.21 Эпюра напряжения сигнала (при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) на выходе перемножителя (элемент 101) второго канала демодулятора

Из рис. 4.20 и рис. 4.21 видно, что отсчеты на выходе перемножителей обоих каналов под действием шума имеют больший разброс значений по сравнению с рис.4.18 и рис.4.19.

Далее последовательности отсчетов с выходов перемножителей (элементы 100,101) суммируются (элемент 102) и производится принятие решения о том, какой символ был передан. Эпюра колебания на выходе элемента 102 при $n(t)=0$ приведена на рис. 4.22.



**Рис.4.22 Эпюра напряжения сигнала на выходе сумматора
(элемент 102) демодулятора**

Эпюра колебания на выходе элемента 102 при $\frac{E_D}{N_0} = 10$ дБ приведена на рис.4.23.

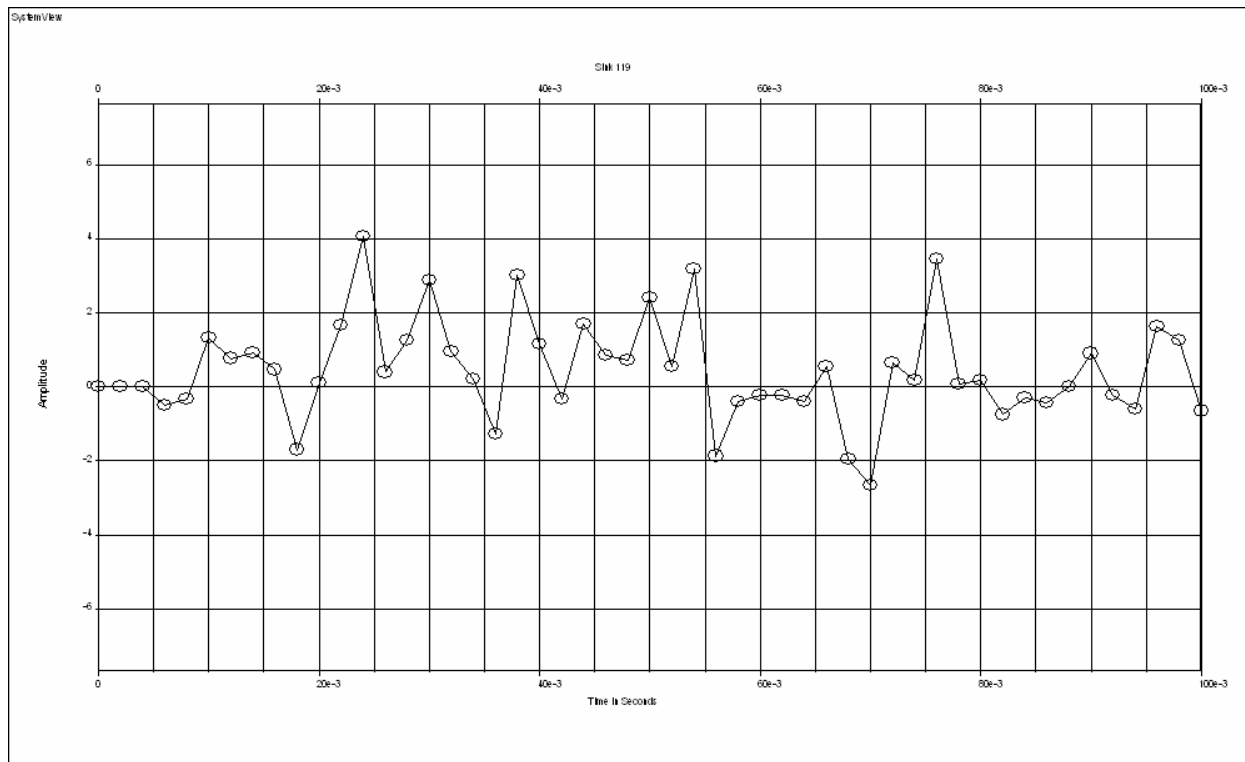
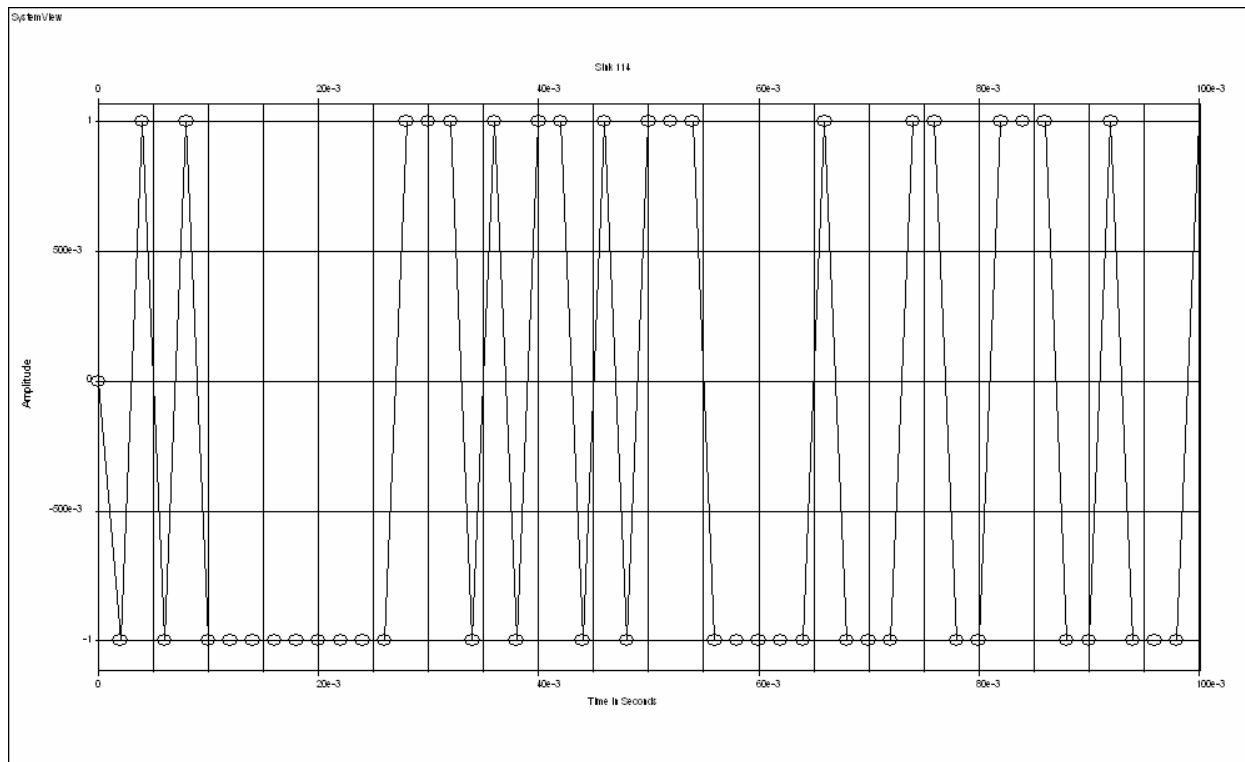


Рис.4.23 Эюра напряжения сигнала (при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ) на выходе сумматора (элемент 102) демодулятора

Далее последовательность поступает на ПУ (элемент 73) для формирования последовательности отсчетов с фиксированными уровнями (-1,1). Эюра напряжения сигнала с выхода элемента 73 приведена на рис.4.24.



**Рис.4.24 Эюра напряжения сигнала на выходе ПУ
(элемент 73) демодулятора**

При вычитании последовательностей на входе системы связи и выходе при отношении сигнал-шум равном $n(t)=0$ получен результат, представленный на рис.4.25. Этот результат свидетельствует о совпадении входной и выходной последовательностей.

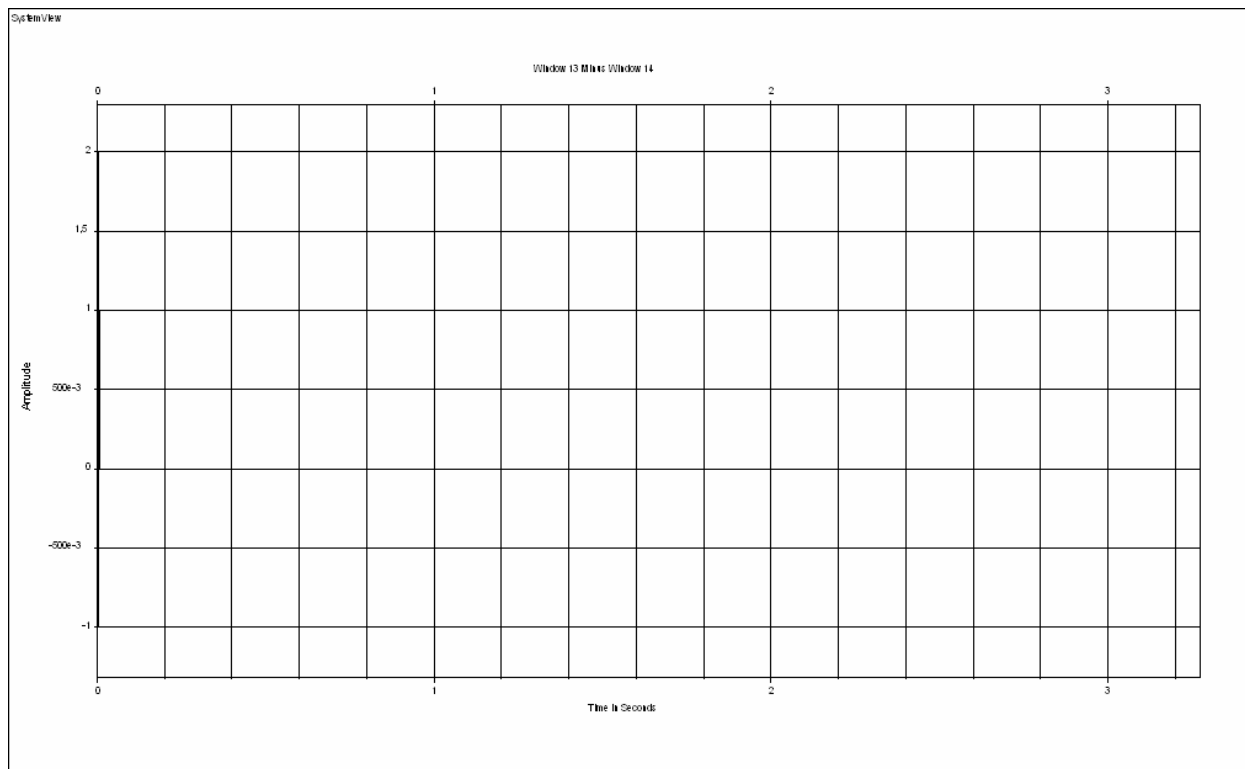


Рис. 4.25 Разность колебаний на входе и выходе системы связи при $n(t) = 0$

При расфазировании (также и более 90°) несущего и опорного колебаний ошибок в работе системы связи не наблюдается (см. Приложение 1).

Также не наблюдается ошибок в работе системы связи при несовпадении частоты сигнала и опорного колебания в пределах полосы от 4,9 кГц до 5,1 кГц (см. Приложение 2), для увеличения полосы можно использовать систему ЧАП. Полученные результаты подтверждают правильное функционирование модели.

При вычислении разности между последовательностью на входе системы и последовательностью на её выходе при $\frac{E_D}{N_0} = 10$ дБ получен результат, представленный на рис. 4.26.

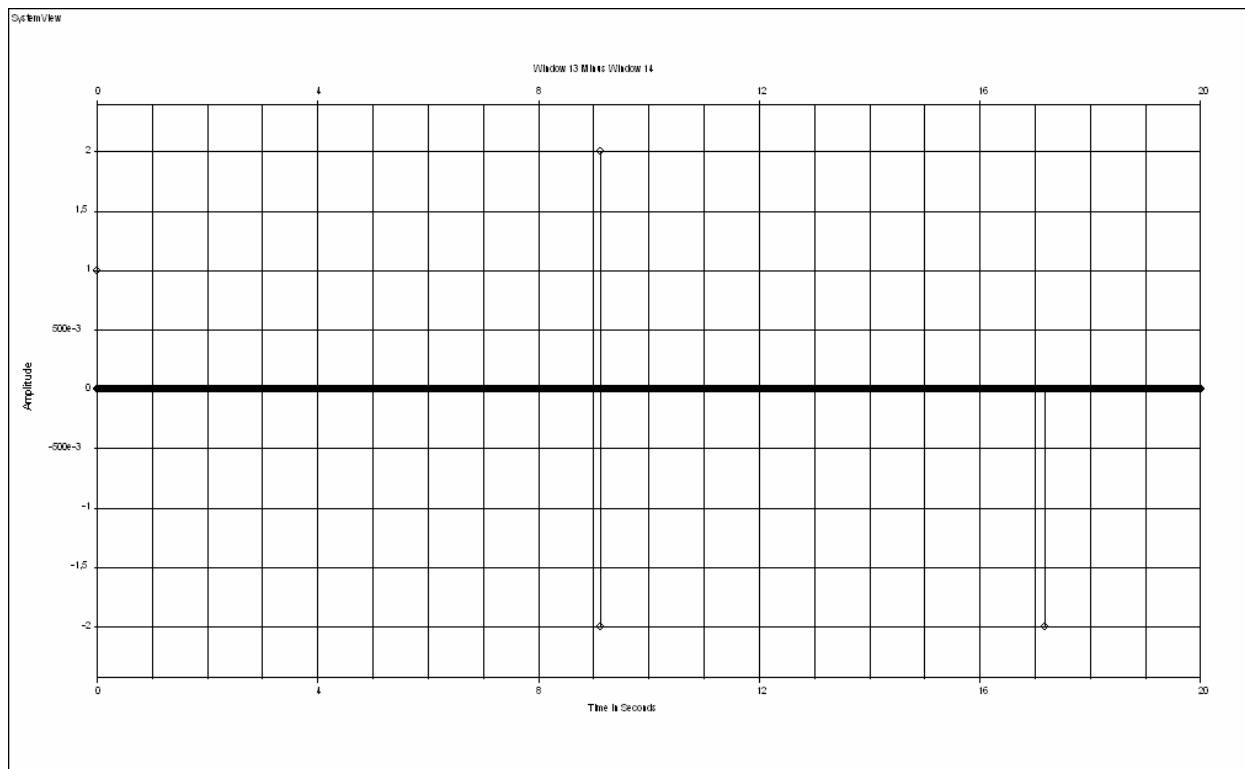


Рис. 4.26 Разность колебаний на входе и выходе системы связи при $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ

Из рис.4.26 видно, что сообщения отличаются в 3 битах, отличия объясняются наличием шума. Полученный показатель помехоустойчивости для сигнала ОФМ-2 при использовании некогерентной схемы демодулятора хуже, чем для когерентной схемы при одинаковых условиях проведения эксперимента. В результате моделирования последовательности на выходе и входе системы связи почти совпадают. Это объясняется достаточно большим отношением

сигнал/шум $\frac{E_b}{N_0} = 10$ дБ, а также тем, что алгоритм демодуляции имеет достаточно большую помехоустойчивость. Такая модель является применимой на практике, поскольку не требует информации о фазе высокочастотного заполнения сигнала.

4.3.Выводы

- На основании модели некогерентного демодулятора была разработана в программном пакете system view цифровая модель некогерентного приемника

сигнала ОФМ-2. Изучены процессы, происходящие в модели. Функционирование модели существенно ухудшается при наличии помех.

ГЛАВА 5

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ССС ДЛЯ СИГНАЛОВ ФМ-2 и ОФМ-2

Результаты теоретического расчета вероятности ошибочного приема сигналов ФМ-2 и ОФМ-2 для отношений сигнал/шум $= [0..10]$ дБ сведены в таблицу 5.1.

Таблица 5.1.

Едв/Но,дБ	Едв/Но,раз	РошФМ-2	РошОФМ-2
0	1	0,0793	0,146
1	1,259	0,0571	0,108
2	1,585	0,0375	0,072
3	1,995	0,0228	0,045
4	2,512	0,0125	0,025
5	3,162	0,006	0,012
6	3,981	0,0024	0,047
7	5,012	0,0008	$1,599 \cdot 10^{-3}$
8	6,31	$2,042 \cdot 10^{-4}$	$4,083 \cdot 10^{-4}$
9	7,943	$3,555 \cdot 10^{-5}$	$7,11 \cdot 10^{-5}$
10	10	$4,05 \cdot 10^{-6}$	$8,1 \cdot 10^{-6}$

Результаты теоретического расчета представлены графически на рис.5.1.

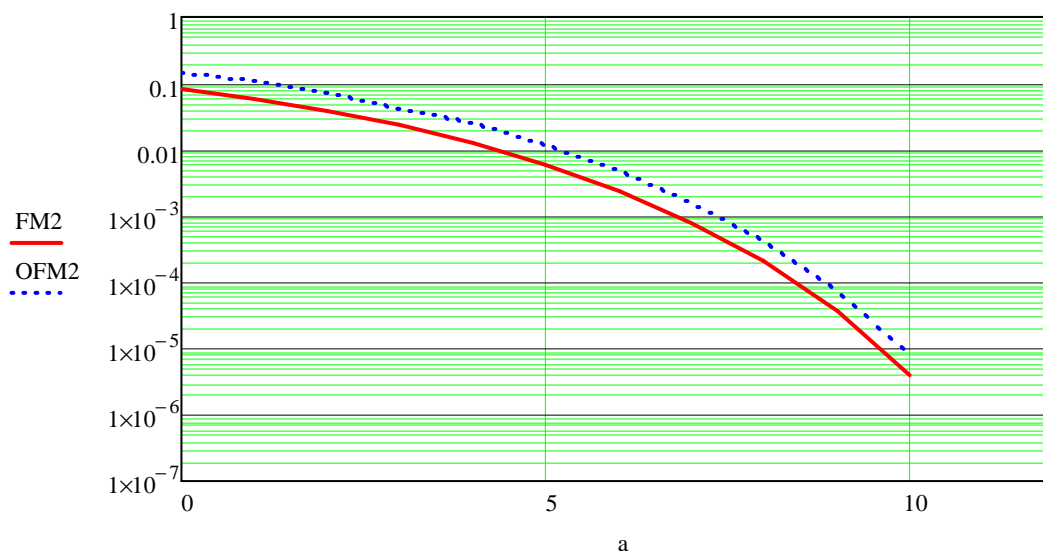


Рис.5.1. Графики зависимости вероятности ошибки сигналов ФМ-2 и ОФМ-2 для отношений сигнал/шум [0..10] дБ

Графики имеют стандартный вид зависимости для подобных сигналов. Платой за переход к ОФМ-2 является увеличение вероятности ошибки в 2 раза. Это соответствует энергетическим потерям менее 1 дБ. Для того, чтобы получить одинаковую вероятность ошибки при модуляциях ФМ-2 и ОФМ-2, требуется увеличить E_b/N_0 на 0,8дБ. Следует отметить, что появление дополнительных ошибок происходит не за счет появления дополнительных независимых ошибок, а за счет появления групп по 2 ошибки. Фактически к каждому ошибочному символу на выходе когерентного демодулятора ФМ-2 добавляется ещё один ошибочный символ на соседней посылке. Это явление размножения ошибок характерно для методов разностной модуляции. Особенно ярко оно выражено при когерентном приеме сигналов ОФМ-2, когда одиночные ошибки практически отсутствуют, а имеют место почти исключительно парные ошибки.

Для вычисления вероятности ошибки в системе связи с помощью моделирования необходимо дополнить модель схемой подсчета ошибок (рис.5.2.).

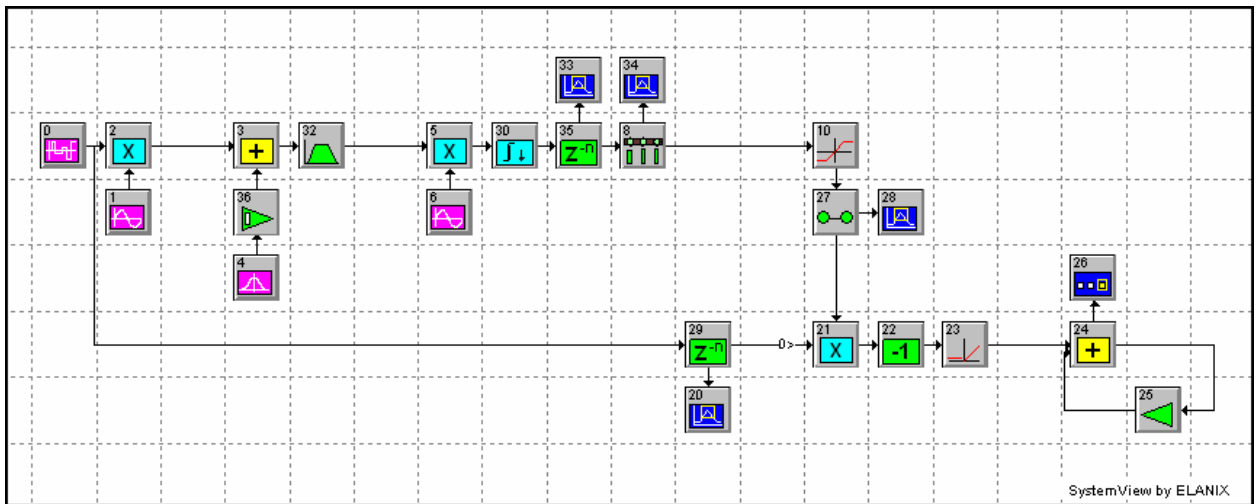


Рис.5.2. Цифровая модель системы связи для сигнала ФМ-2 совместно со схемой подсчета ошибок

Расчет вероятности ошибки с помощью программного пакета System View производится по формуле:

$$BER = \frac{N_{ош}}{N} \quad (5.1.)$$

Где $N_{ош}$ – количество ошибочно принятых бит,

а N – количество переданных бит

Расчет вероятности ошибки по формуле представленной выше и результаты моделирования приведены для отношений $= [0..10]$ дБ. Полученные теоретические и практические данные для сигнала ФМ-2 сведены в таблицу 5.2.

Таблица 5.2.

Едв/Но,дБ	Едв/Но,раз	РошФМ-2	ВЕР ФМ-2	Ношц	Нош
0	1	0,0793	0,094	1000	94
1	1,259	0,0571	0,077	1000	77
2	1,585	0,0375	0,049	1000	49
3	1,995	0,0228	0,031	1000	31
4	2,512	0,0125	0,021	1000	21
5	3,162	0,006	0,0084	10000	84
6	3,981	0,0024	0,0042	10000	42
7	5,012	0,0008	0,0012	10000	12
8	6,31	$2,042 \cdot 10^{-4}$	0,00057	100000	57
9	7,943	$3,555 \cdot 10^{-5}$	0,00021	100000	21
10	10	$4,05 \cdot 10^{-6}$	0,00013	100000	13

Результат оценки помехоустойчивости незначительно отличается от результатов моделирования, следовательно схема подсчета ошибок функционирует правильно.

Расчет вероятности ошибки для сигнала ОФМ-2 по формуле представленной выше и результаты моделирования приведены для отношений $\approx [0..10]$ дБ. Полученные теоретические и практические данные для сигнала ОФМ-2 сведены в таблицу 5.3.

Таблица 5.3.

Едв/Но,дБ	Едв/Но,раз	РошОФМ-2	ВЕР ОФМ-2	Ношц	Нош
0	1	0,146	0,152	1000	152
1	1,259	0,108	0,126	1000	126
2	1,585	0,072	0,082	1000	82
3	1,995	0,045	0,068	1000	68
4	2,512	0,025	0,04	1000	40
5	3,162	0,012	0,027	1000	27
6	3,981	0,047	0,014	1000	14
7	5,012	$1,599 \cdot 10^{-3}$	0,0042	10000	42
8	6,31	$4,083 \cdot 10^{-4}$	0,0012	10000	12
9	7,943	$7,11 \cdot 10^{-5}$	0,0002	100000	20
10	10	$8,1 \cdot 10^{-6}$	0,00011	100000	11

Полученные результаты представлены графически на рис.5.3.(а,б,в).

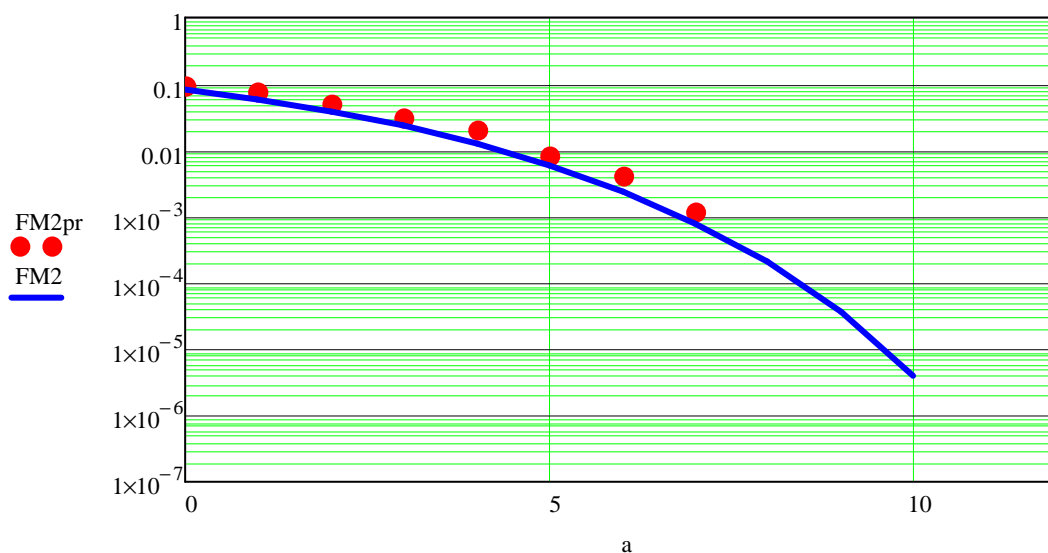


Рис.5.3.а. Теоретические зависимости вероятности ошибки сигнала ФМ-2 и результаты моделирования для отношений сигнал/шум [0..10] дБ

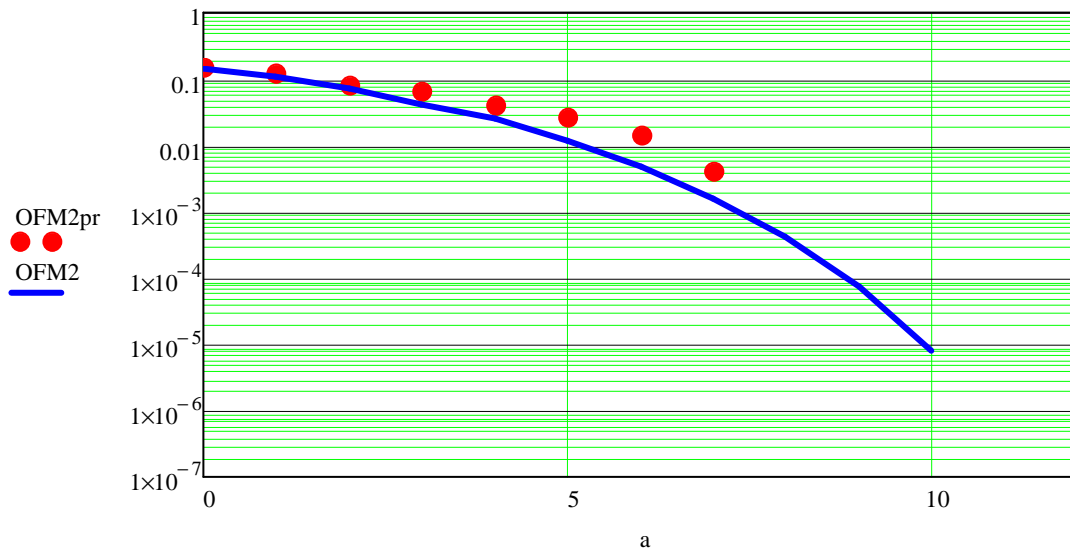


Рис.5.3.б. Теоретические зависимости вероятности ошибки сигнала ОФМ-2 когерентный ДМ и результаты моделирования для отношений сигнал/шум [0..10] дБ

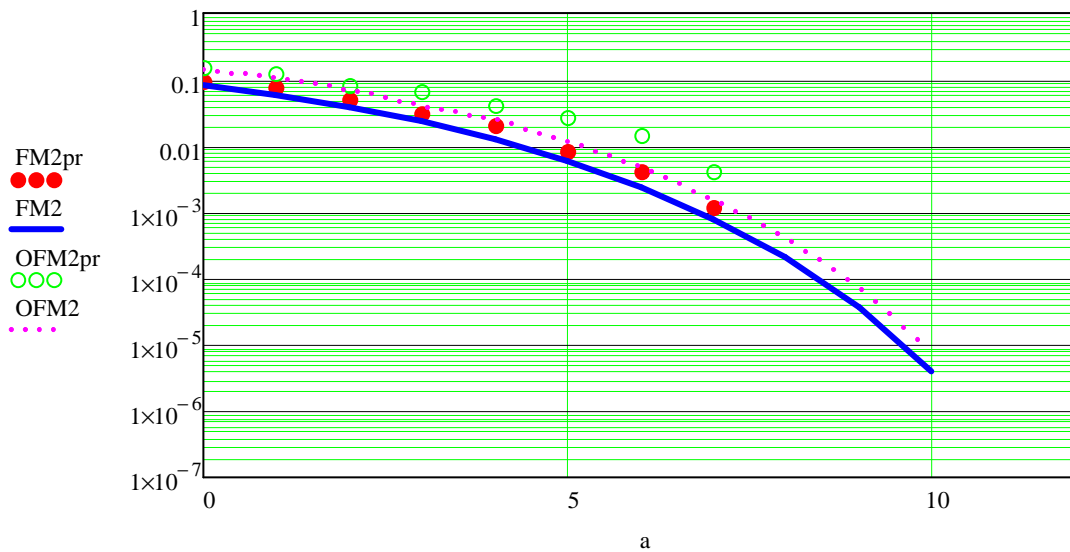


Рис.5.3.в. Теоретические зависимости вероятности ошибки сигналов ФМ-2 ОФМ-2 когерентный ДМ и результаты моделирования для отношений сигнал/шум [0..10] дБ

Расчет вероятности ошибки для сигнала ОФМ-2 в схеме с использованием некогерентного демодулятора и при учете расфазирования сигнала и опорного колебания и результаты моделирования приведены для отношений

= $[0..10]$ дБ. Полученные теоретические и практические данные для сигнала ОФМ-2 сведены в таблицу 5.4. и представлены графически на рис.5.5.а.

Таблица 5.4.

Едв/Но,дБ	Едв/Но,раз	BER ОФМ-2	Нобщ	Нош
0	1	0,192	1000	192
1	1,259	0,147	1000	147
2	1,585	0,108	1000	108
3	1,995	0,063	1000	63
4	2,512	0,05	1000	50
5	3,162	0,037	1000	37
6	3,981	0,012	1000	12
7	5,012	0,01	10000	100
8	6,31	0,0023	10000	23

Влияние вероятности ошибки от разности расфазирования, при отношении сигнал/шум = 5дБ, представлено в таблице 5.5. и представлены графически на рис.5.5.б.

Таблица 5.5.

Фаза	BER ОФМ-2	Нош
0	0,028	28
20	0,028	28
40	0,031	31
60	0,022	22
80	0,023	23
100	0,029	29
120	0,032	32
140	0,029	29
160	0,031	31

Влияние вероятности ошибки от разности частот сигнала и опорного колебания, при отношении сигнал/шум = 5 дБ, сведено в таблицу 5.6. и представлены графически на рис.5.5.в.

Таблица 5.6.

Частота сигнала	BER OFM-2	Нош
4,90кГц	0,299	299
4,95кГц	0,066	66
5,00кГц	0,028	28
5,05кГц	0,074	74
5,10кГц	0,322	322

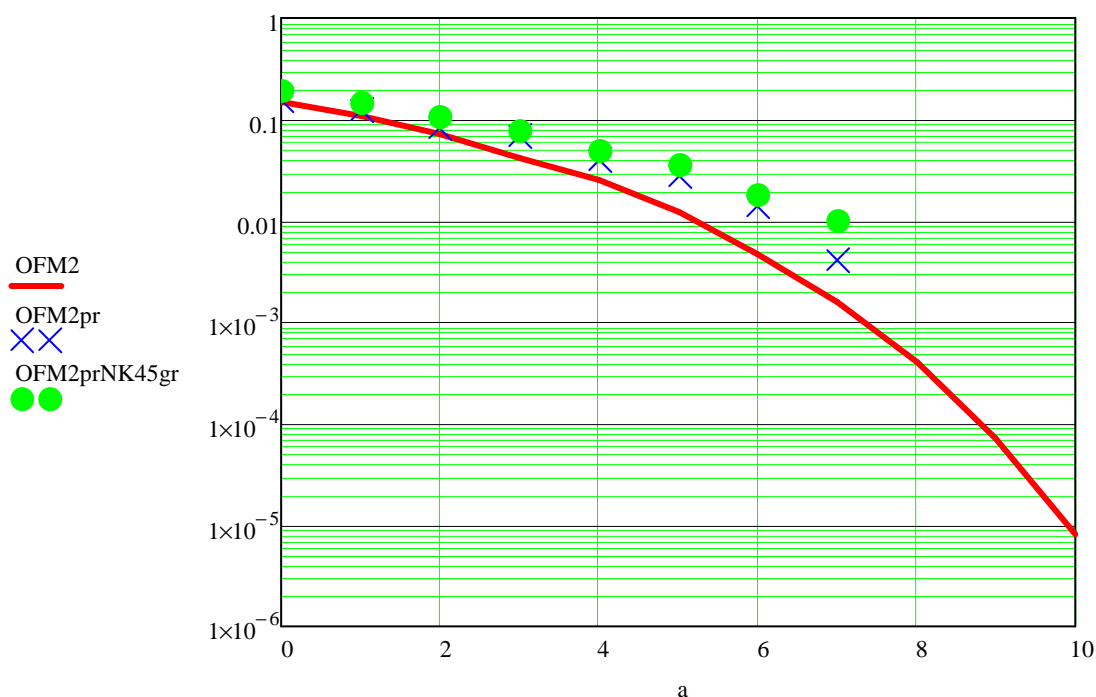


Рис.5.4.а. Зависимости вероятности ошибки приёма сигналов от отношений сигнал/шум [0..10] дБ

X -когерентный демодулятор OFM-2 практ.

O -некогерентный демодулятор OFM-2 практ.

--- - теоретическая зависимость OFM-2

Из полученной зависимости видно, что в случае приёмника с некогерентным демодулятором с сигналом OFM-2 даёт наибольшую вероятность ошибки

приёма сигнала, при использовании когерентного демодулятора в приёмнике, при передаче сигнала ОФМ-2, величина ошибки приёма уменьшается, но что в свою очередь превышает в 2 раза использование сигнала ФМ-2.

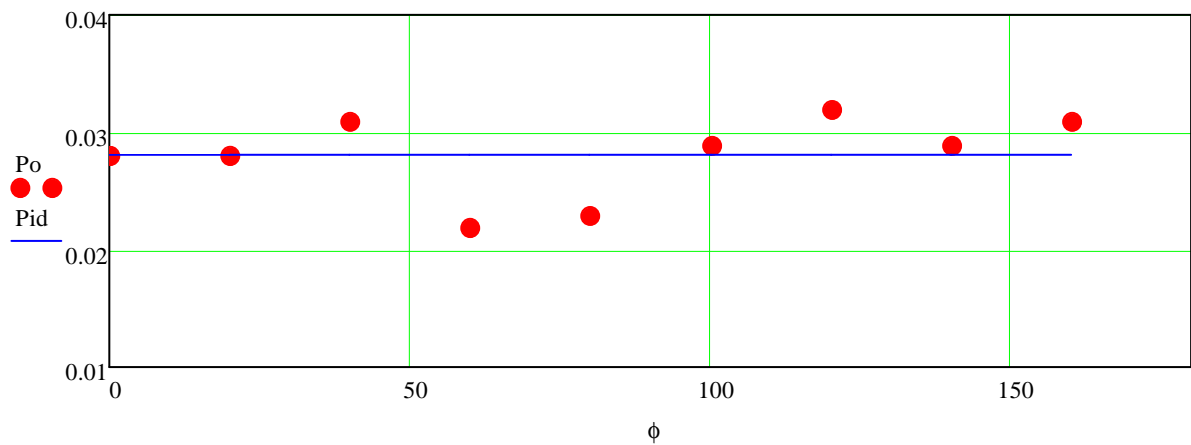


Рис.5.5.б. Практическая зависимость вероятности ошибки сигнала ОФМ-2 в схеме с некогерентным демодулятором от расфазирования ϕ сигнала и опорного колебания демодулятора

Отклонение $P_{ош}$ от значения при $\phi = 0$ составляет не более 14%.

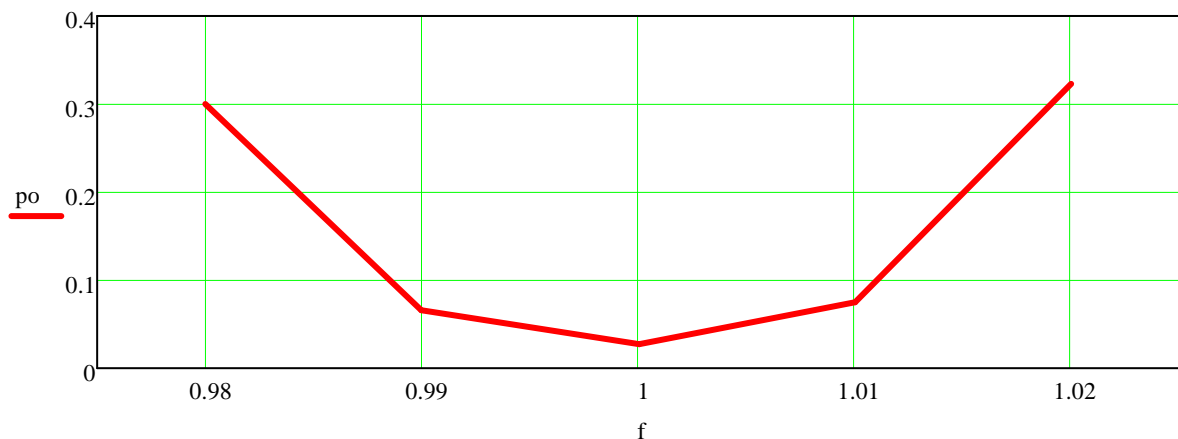


Рис.5.5.в. Практическая зависимость вероятности ошибки сигнала ОФМ-2 в схеме с некогерентным демодулятором от разности частот $f=f_c/f_{ог}$ сигнала и опорного колебания демодулятора

При $f_c=f_{ог}$ - вероятность ошибки равна 0,028;

При $|f_c - f_{ог}| \leq 1\%$ - вероятность ошибки равна 0,07, т.е. увеличивается в 2,8 раза;

При $|f_c - f_{ог}| \leq 2\%$ - вероятность ошибки возрастает больше чем на порядок.

Выводы

- Произведен теоретический анализ помехоустойчивости разработанных систем, составлены схемы подсчета ошибок в программном пакете system view. Результаты моделирования близки к теоретической зависимости.
- Произведен теоретический анализ помехоустойчивости некогерентного приемника. Результаты теоретического анализа помехоустойчивости практически совпадают с результатами моделирования.
- Произведен сравнительный анализ помехоустойчивости по схемам с использованием когерентного и некогерентного демодулятора для сигнала ОФМ-2.

ГЛАВА 6

ЭКОЛОГИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Введение.

Дипломный проект посвящен моделированию и исследованию характеристик спутниковых систем связи с сигналом ОФМ-2, в работе рассматривается передатчик, находящийся на поверхности Земли и формирующий сигнал ОФМ-2, среда распространения, в качестве которой рассматриваем канал с шумом и 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 передачу и 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 электромагнитный 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	Длинные	Средние	Короткие	Ультракороткие	Дециметровые	Сантиметровые	Миллиметровые

волн	3-1 км	1-100 м	100- 10 м	10-1м	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 [$ЭН_{E_{пд}}$, (В/м) 2 ·ч]. Между этими величинами

существует следующая связь:

$$E_{пд} = \sqrt{\frac{ЭН_{E_{пд}}}{T}}, \quad (3)$$

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

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

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

Для частот 30-300 МГц: $E_{пд} = 80$ В/м, $ЭН_{E_{пд}} = 800$ (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 [$ЭН_{H_{пд}}$, (А/м) 2 ·ч] существует следующая зависимость:

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

где T – время воздействия, ч (величина $ЭН_{H_{пд}}$ не должна превышать 200 А/м 2 ·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, не ограниченных 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, исключаящее 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.[7]

Вывод:

Система спутниковой связи является системой, пассивной по своему характеру. Происходит непрерывное излучение радиоволн с передатчика расположенного на поверхности Земли, и переотражение радиоволны от спутника, находящегося на орбите высотой около 20000 километров. Сигнал излучается на частоте примерно 1,6 ГГц. Принимаемая 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.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В аппаратуре систем спутниковой связи (ССС) используются различные способы обработки сигналов: когерентный и некогерентный способы приема сигналов. При приеме сигналов необходимо располагать методами приема, которые были бы наилучшими (оптимальными) при наличии некоторых характеристик передаваемого сигнала, канала и помех, а также их функционального взаимодействия известных априорно. Минимальный уровень искажений при выбранном критерии минимума вероятности ошибочного приема характеризует помехоустойчивость.

1) В работе рассмотрены особенности построения спутниковых систем связи, проведена классификация орбит ИСЗ по форме, периодичности прохождения над точками земной поверхности и по наклонению. Определены критерии выбора орбит спутниковой системы. Рассмотрены особенности вывода на орбиту КА и его движения согласно законам Кеплера. Рассмотрена обобщенная модель цифровой спутниковой системы связи и рассмотрены преобразования сообщения в различных её точках.

2) Проведен анализ обобщенной функциональной системы СССР и разработка компьютерных моделей СССР с сигналами ФМ-2 и ОФМ-2 с помощью программы System View. Рассмотрены различные способы обработки сигналов: когерентный и некогерентный. Обоснован выбор параметров компьютерных моделей. Проведено тестирование моделей и изучена их работа.

3) Проведен расчет помехоустойчивости моделей при различных способах обработки сигналов и дан сравнительный анализ[2,3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

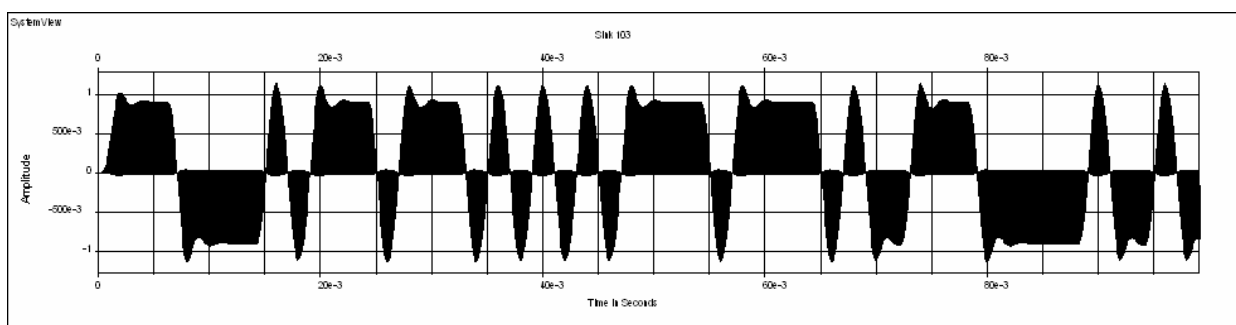
1. Справочник по спутниковой связи и вещанию/ред. **Кантор. Л.Я.** /, М. «Радио и связь», 1983.
2. **Скляр Бернад.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е. испр. : Пер. с англ. – М. : Издательский дом "Вильямс". 2003.
3. Радиотехнические системы передачи информации/ред. **В.В. Калмыкова/**, М. «Радио и связь», 1990.
4. **Сизякова А.Ю., Чиликин В.М.** Лабораторная работа №5 Совместная работа демодулятора сигнала ФМ2 и системы восстановления несущей, М. 2011.
5. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы, М. «Радио и связь», 1986.
6. **Окунев Ю.Б.** Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами М. «Радио и связь», 1991.
7. **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.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1.

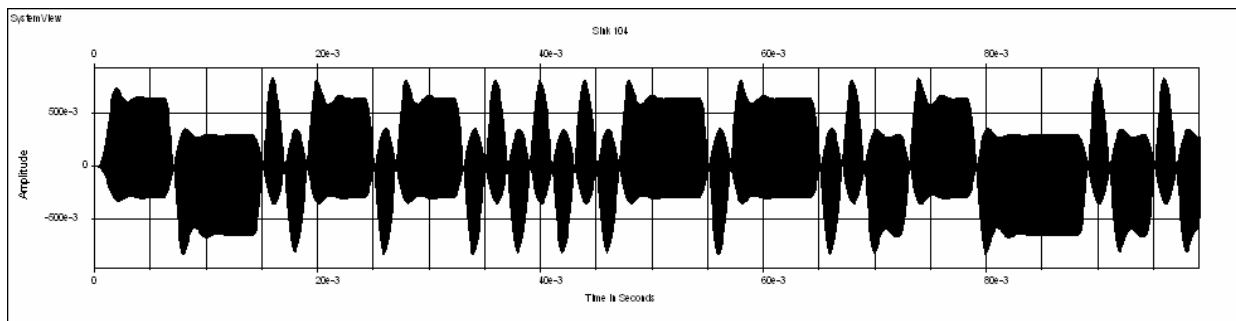
ВЛИЯНИЕ СДВИГА ФАЗЫ НА ТОЧНОСТЬ ПРИЁМА СИГНАЛА ОФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРИЁМНИКА С НЕКОГЕРЕНТНЫМ ДЕМОДУЛЯТОРОМ

Сдвиг фазы 20 градусов

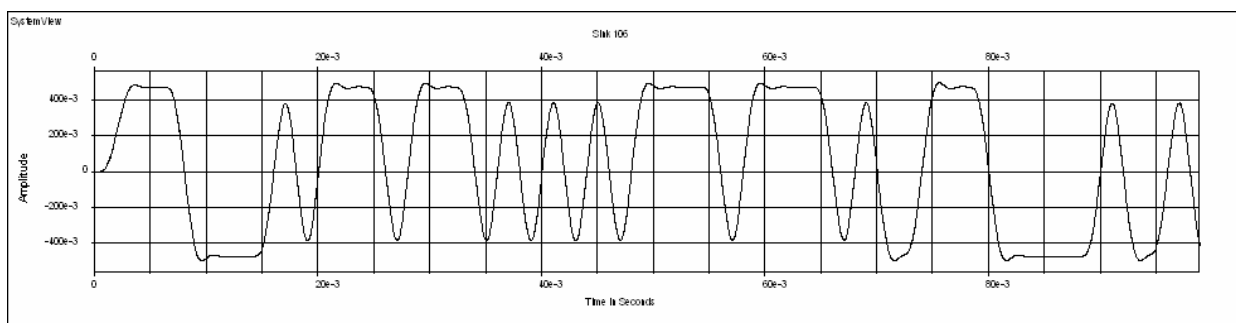
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием в первом канале:



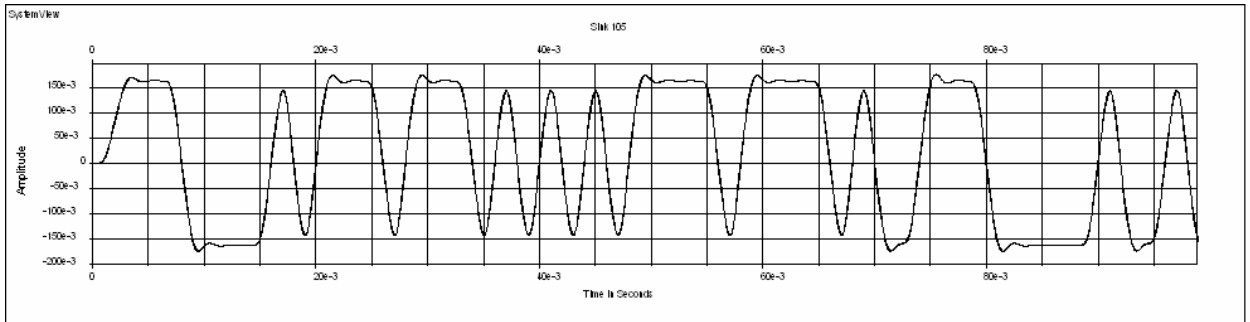
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием во втором канале:



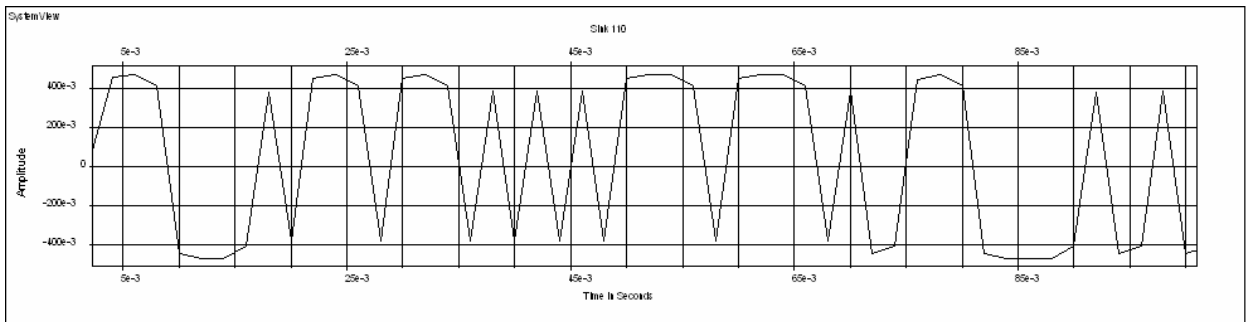
Эюра напряжения на выходе интегратора в первом канале:



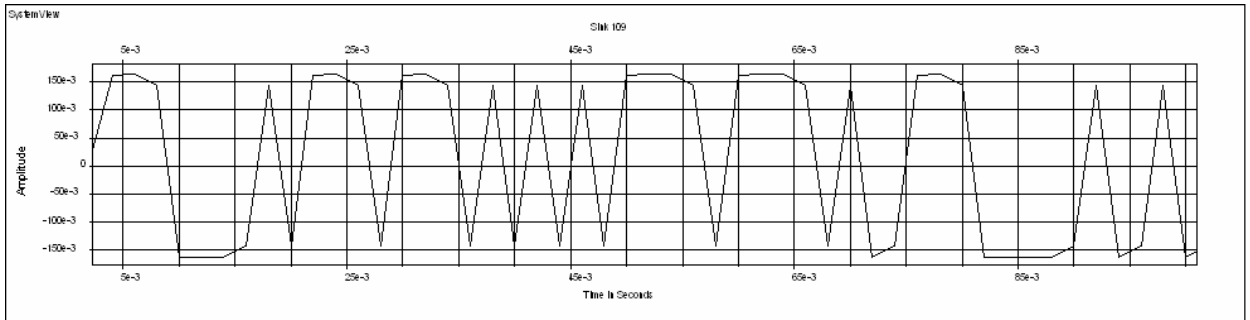
Эюра напряжения на выходе интегратора во втором канале:



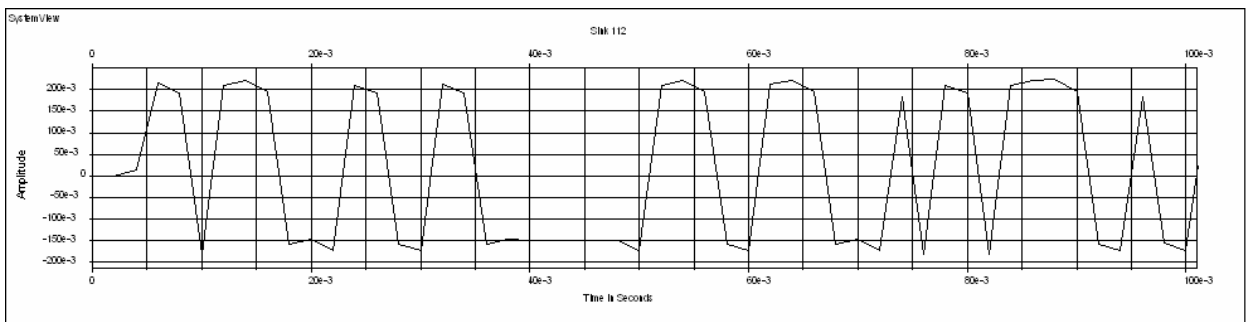
Эюра напряжения на выходе дециматора в первом канале:



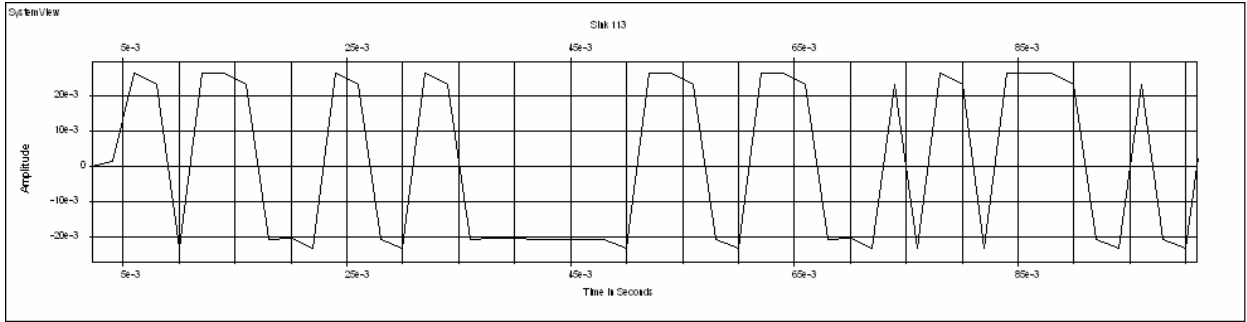
Эюра напряжения на выходе дециматора во втором канале:



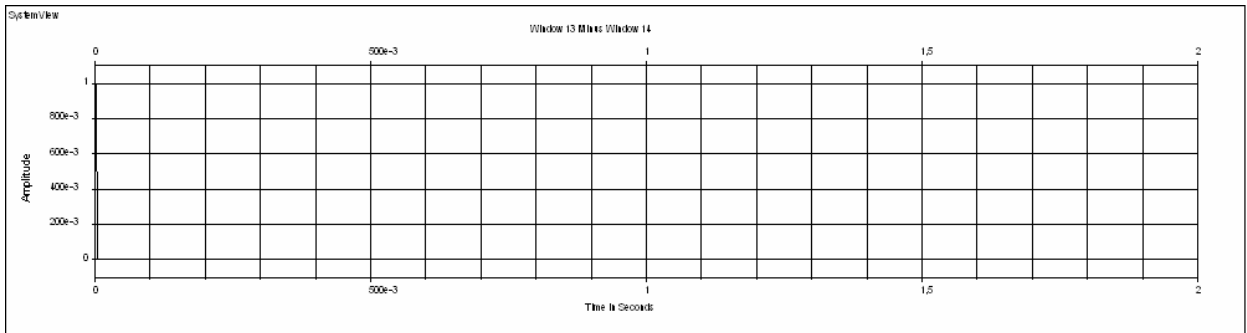
Эюра напряжения на выходе перемножителя в первом канале:



Эюра напряжения на выходе перемножителя во втором канале:

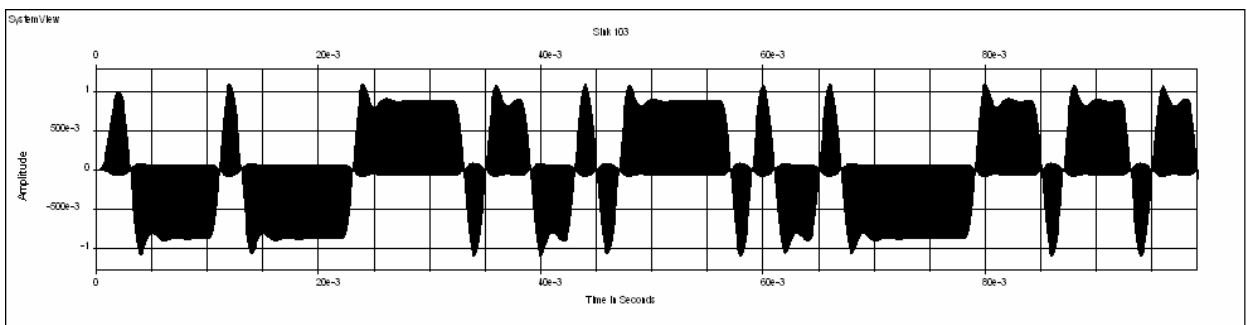


Разность колебаний на входе и выходе системы связи:

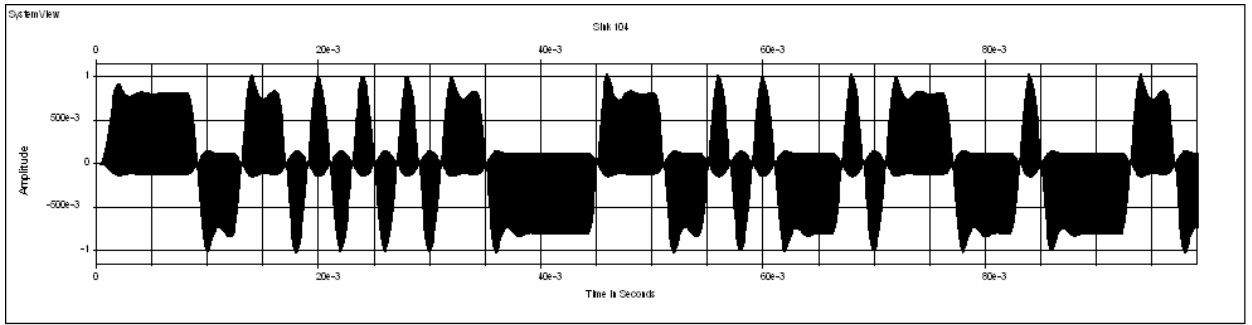


Сдвиг фазы 40 градусов

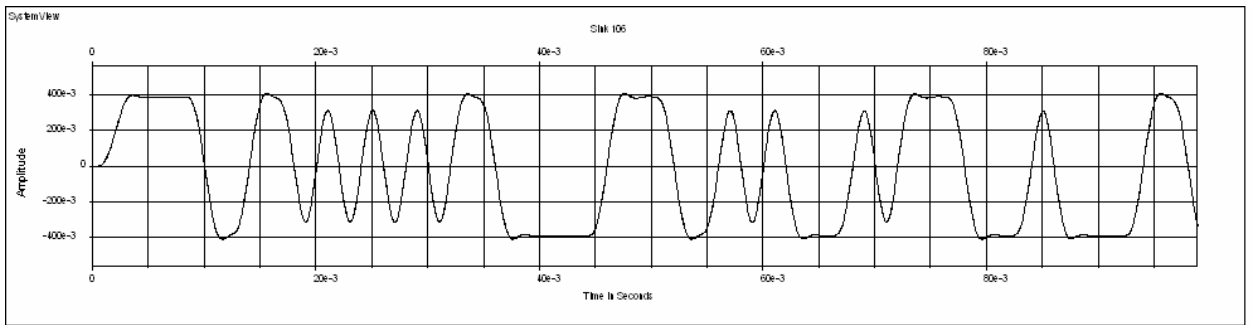
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием в первом канале:



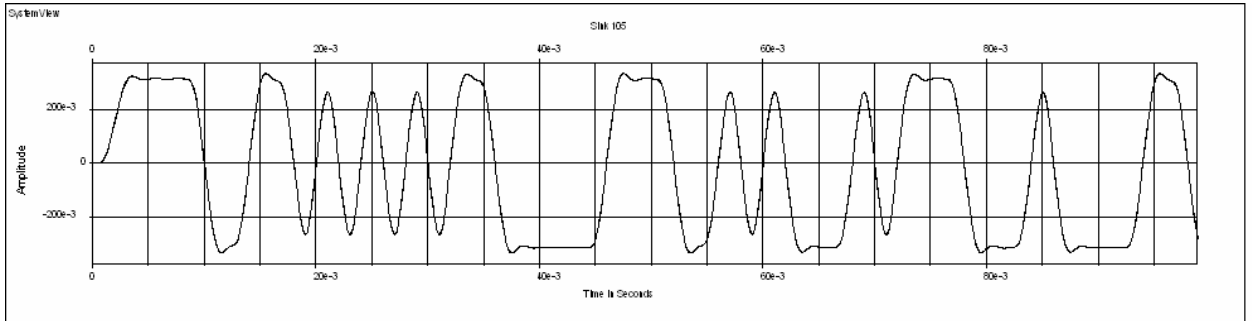
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием во втором канале:



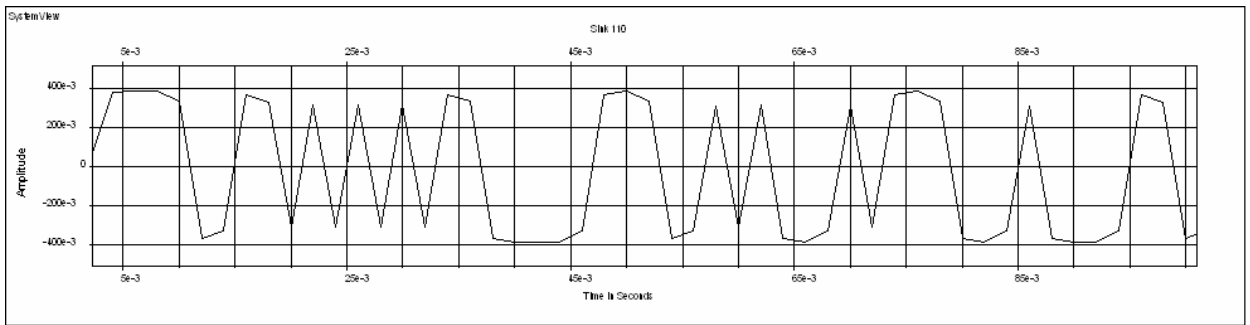
Эпо́ра напряжения на выходе интегратора в первом канале:



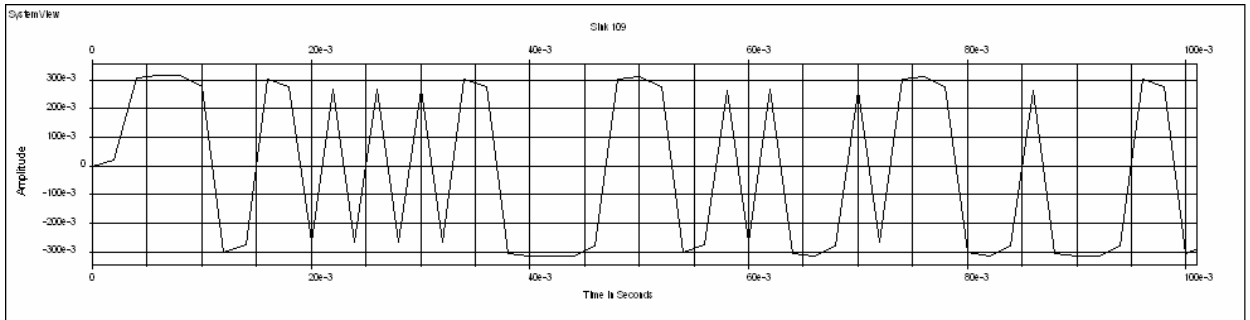
Эпо́ра напряжения на выходе интегратора во втором канале:



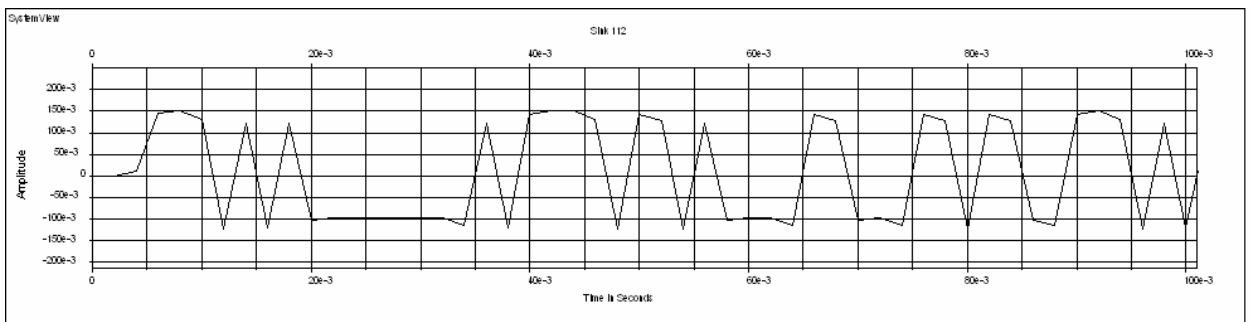
Эпо́ра напряжения на выходе дециматора в первом канале:



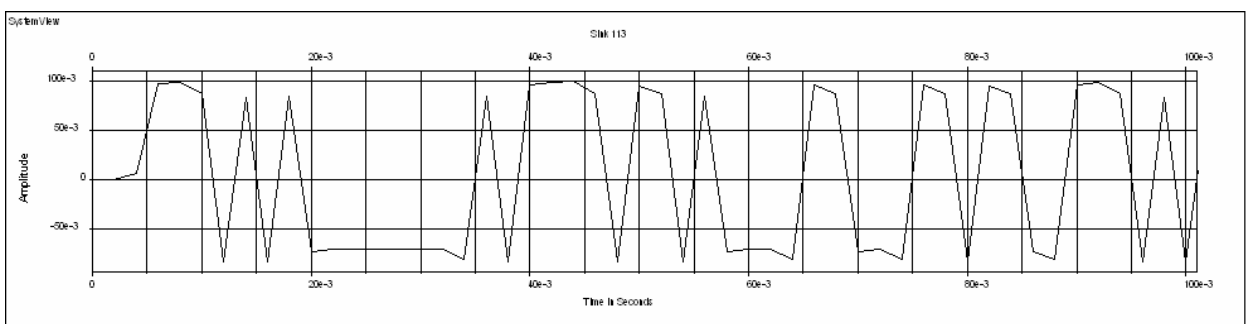
Эпюра напряжения на выходе дециматора во втором канале:



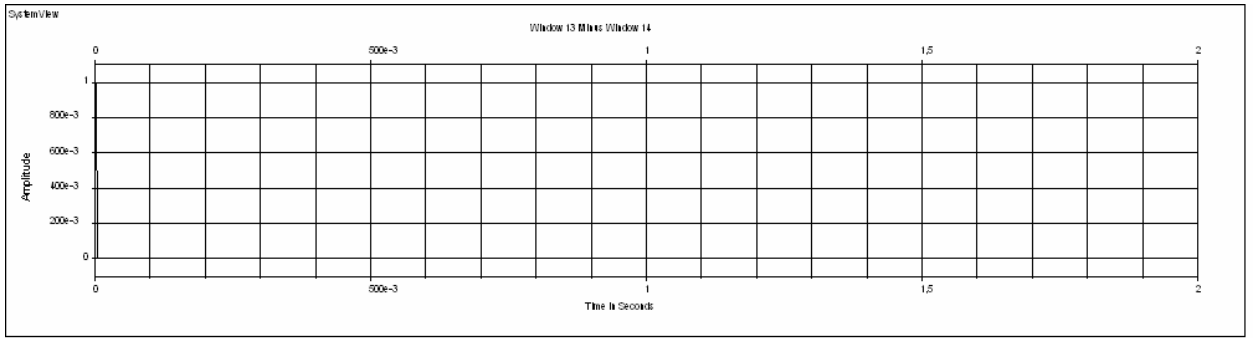
Эпюра напряжения на выходе перемножителя в первом канале:



Эпюра напряжения на выходе перемножителя во втором канале:

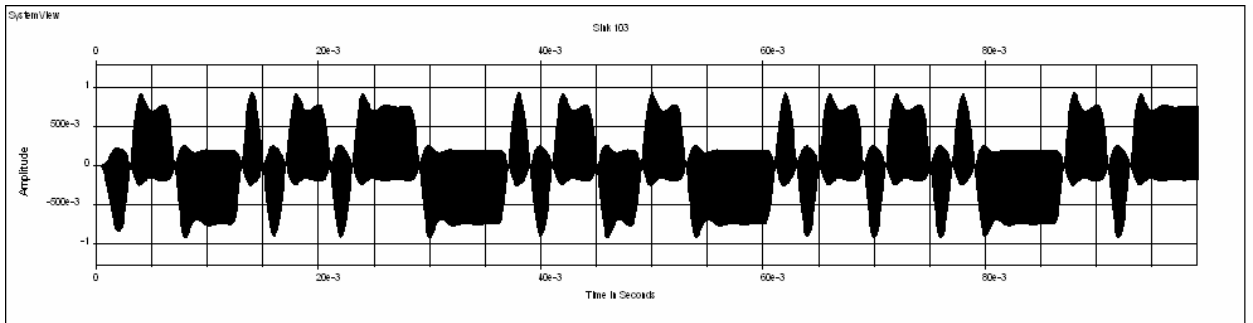


Разность колебаний на входе и выходе системы связи:

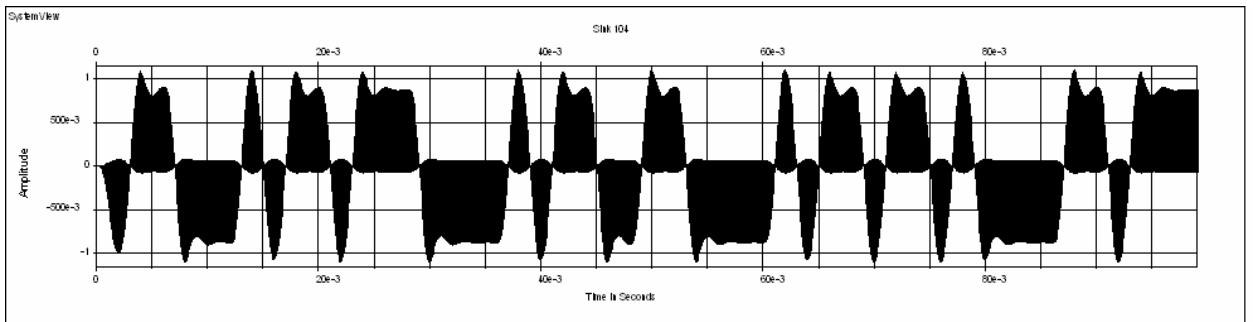


Сдвиг фазы 60 градусов

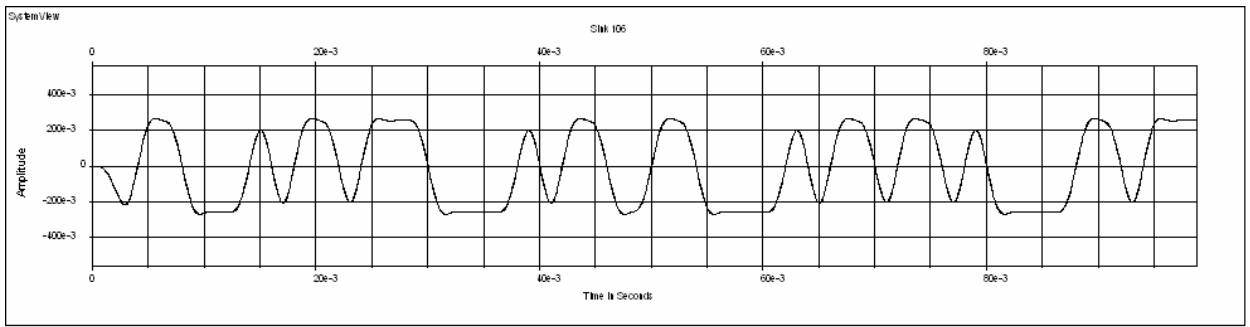
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием в первом канале:



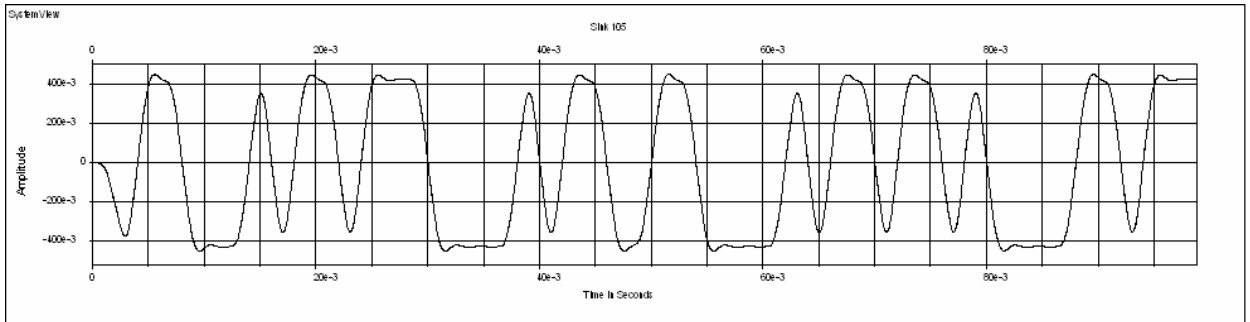
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием во втором канале:



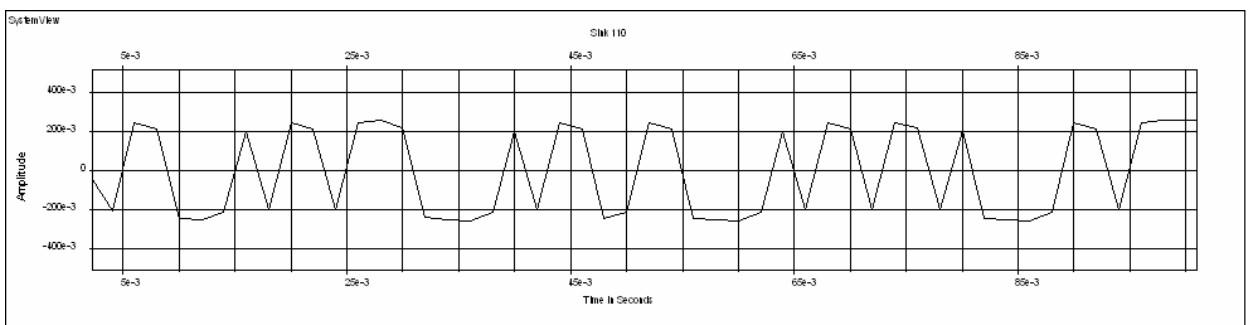
Эюра напряжения на выходе интегратора в первом канале:



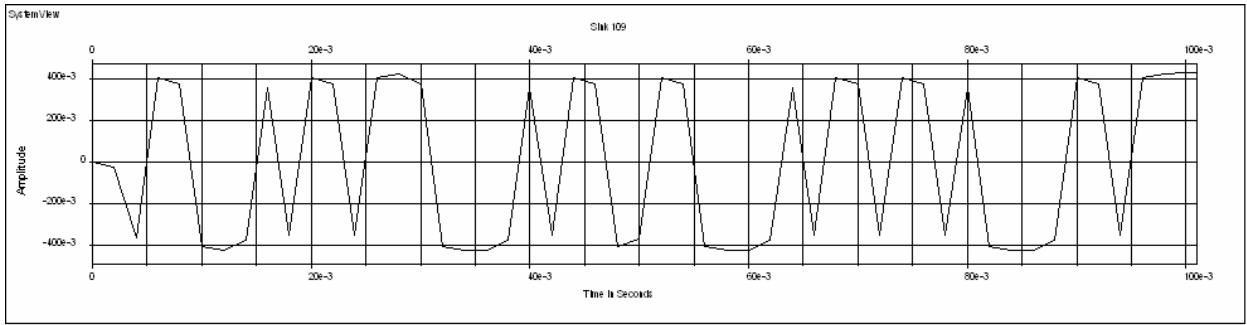
Эюра напряжения на выходе интегратора во втором канале:



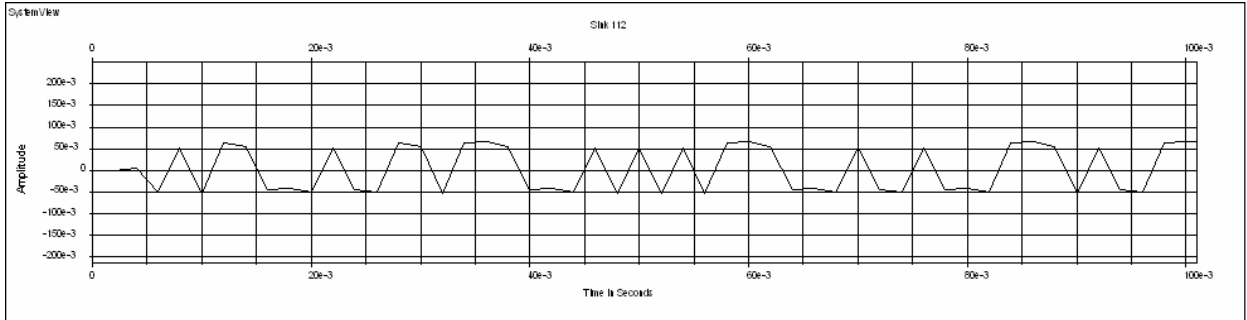
Эюра напряжения на выходе дециматора в первом канале:



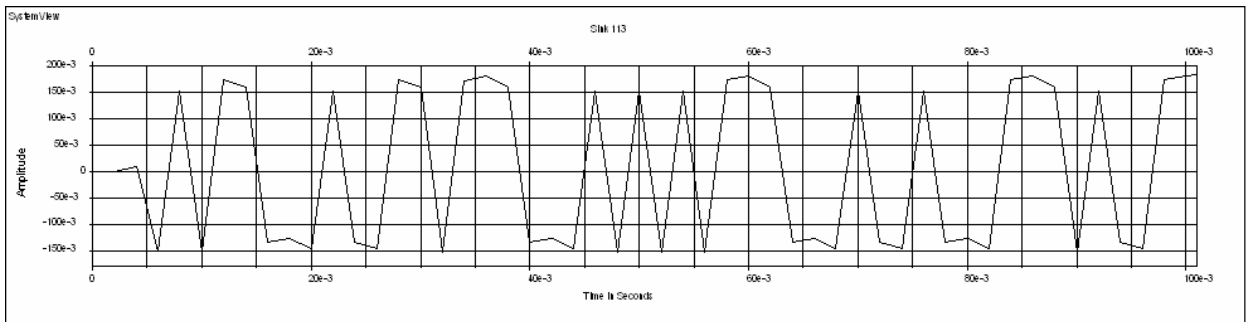
Эюра напряжения на выходе дециматора во втором канале:



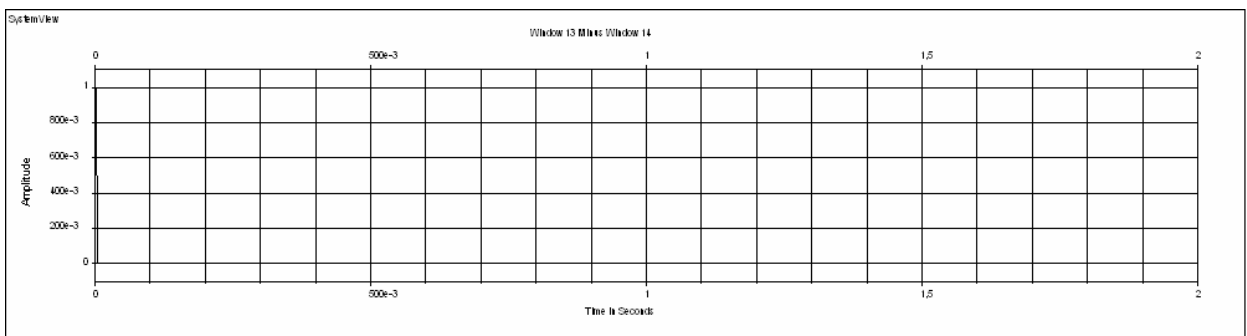
Эпюра напряжения на выходе перемножителя в первом канале:



Эпюра напряжения на выходе перемножителя во втором канале:

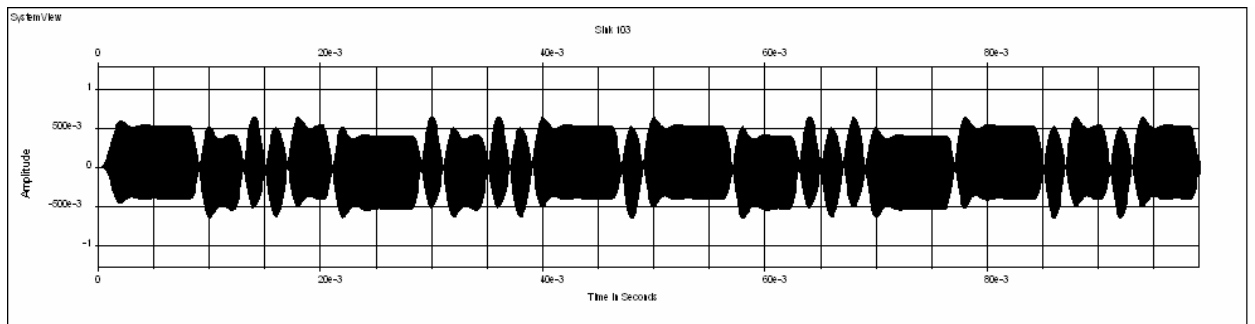


Разность колебаний на входе и выходе системы связи:

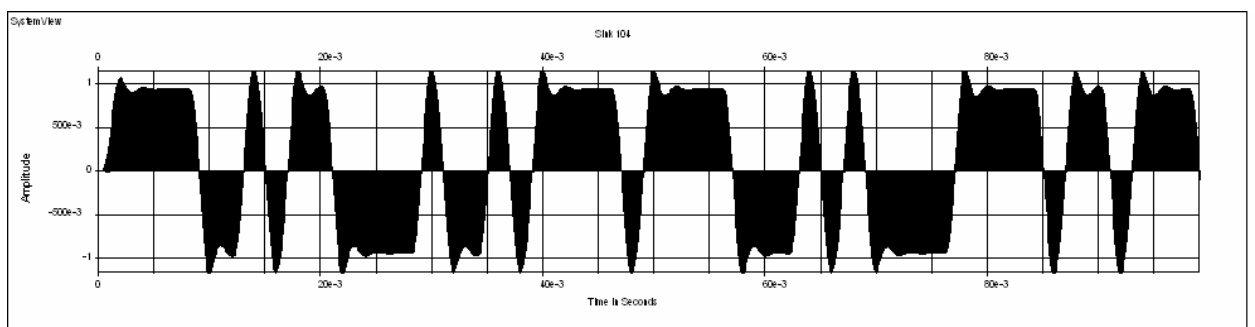


Сдвиг фазы 80 градусов

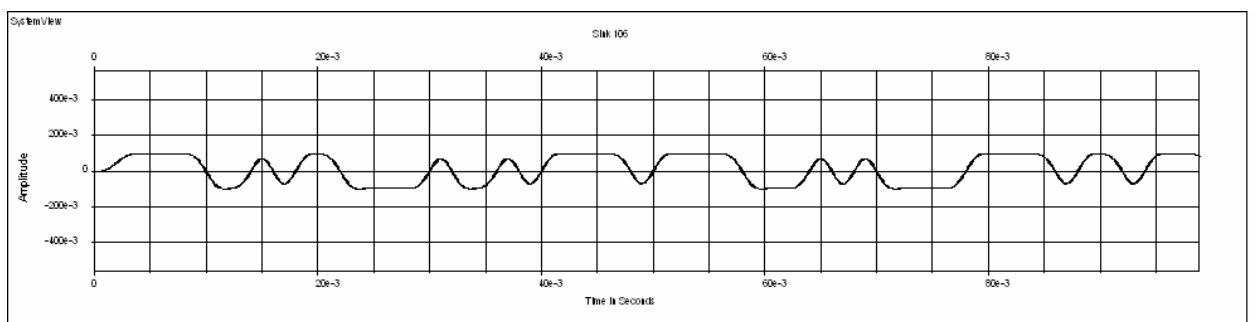
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием в первом канале:



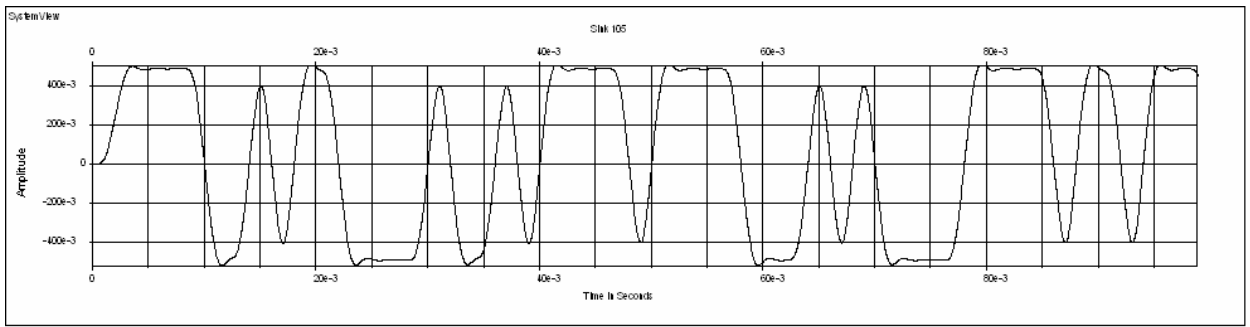
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием во втором канале:



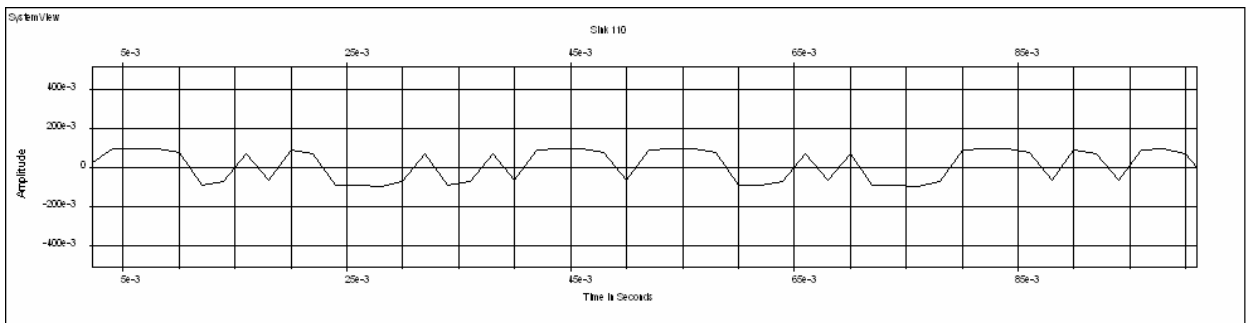
Эюра напряжения на выходе интегратора в первом канале:



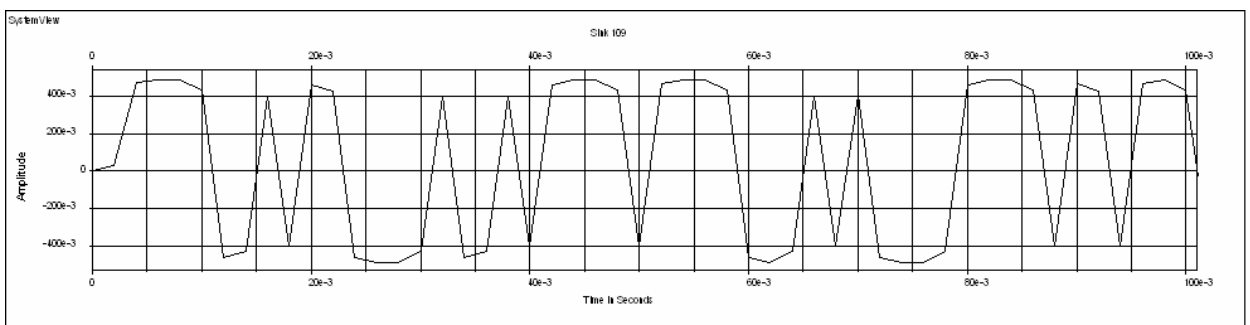
Эюра напряжения на выходе интегратора во втором канале:



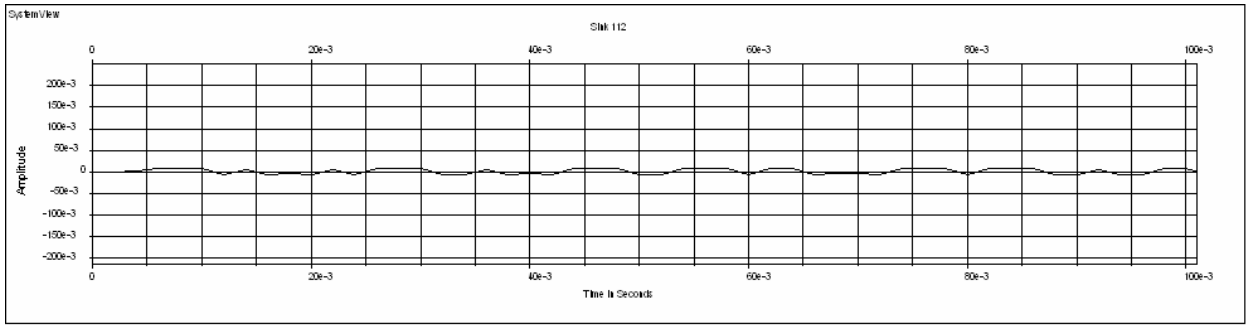
Эпо́ра напряжения на выходе дециматора в первом канале:



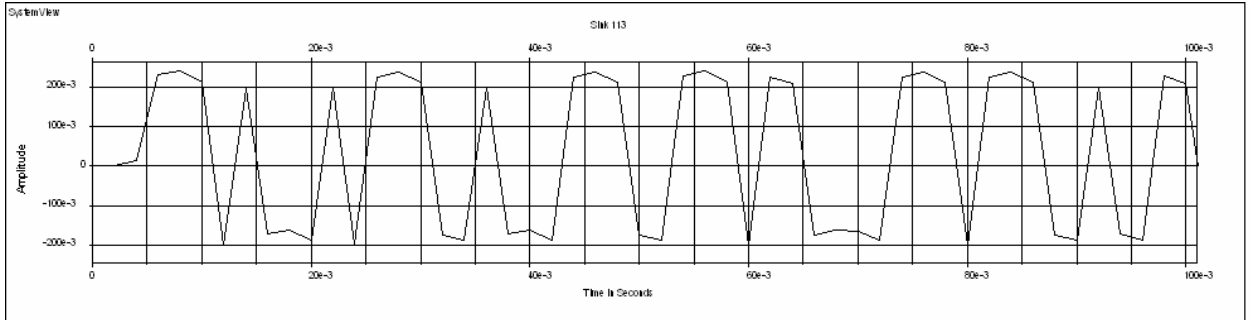
Эпо́ра напряжения на выходе дециматора во втором канале:



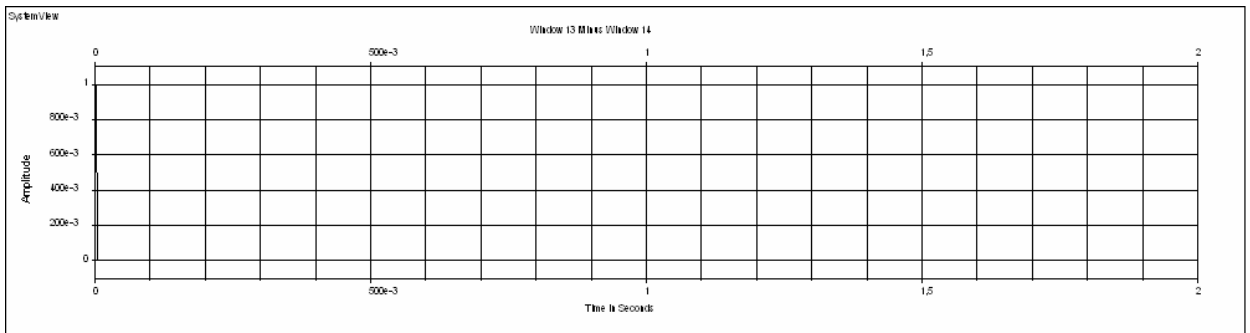
Эпо́ра напряжения на выходе перемножителя в первом канале:



Эюра напряжения на выходе перемножителя во втором канале:

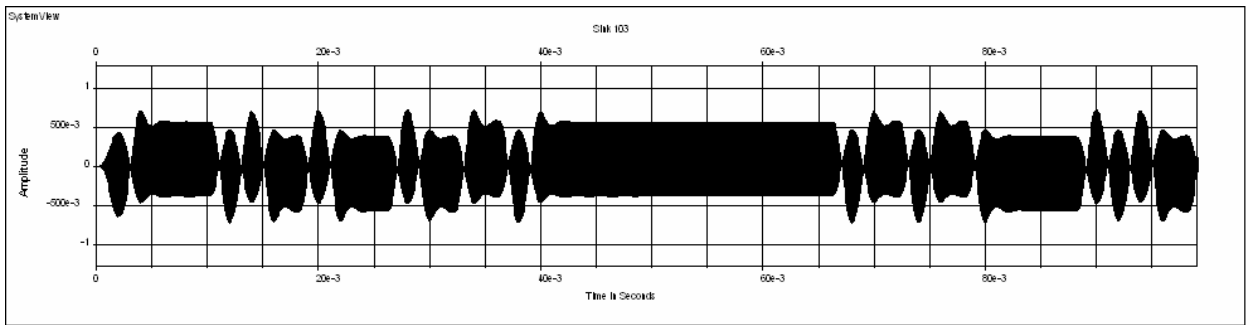


Разность колебаний на входе и выходе системы связи:

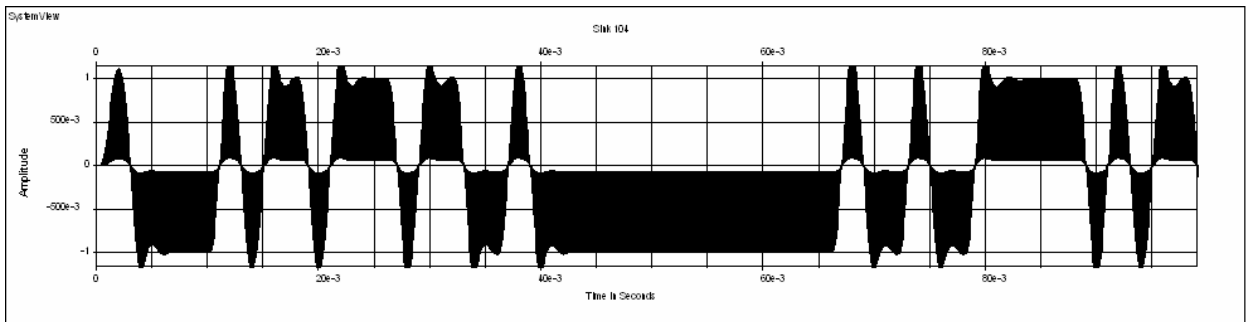


Сдвиг фазы 100 градусов

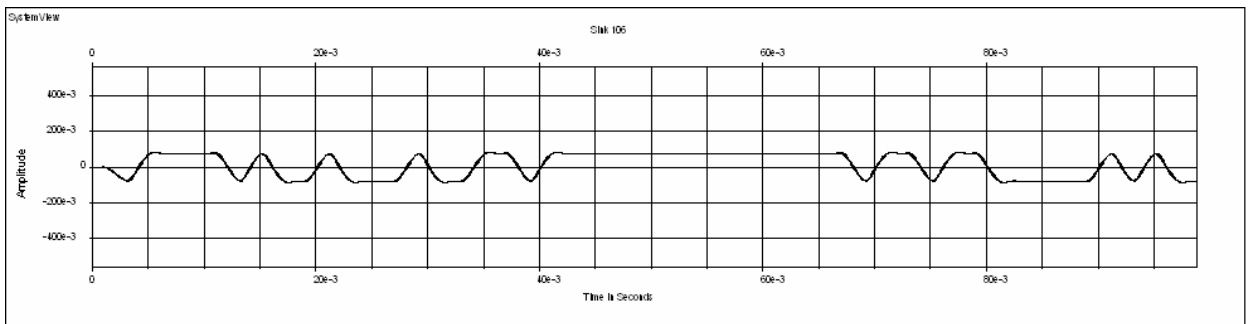
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием в первом канале:



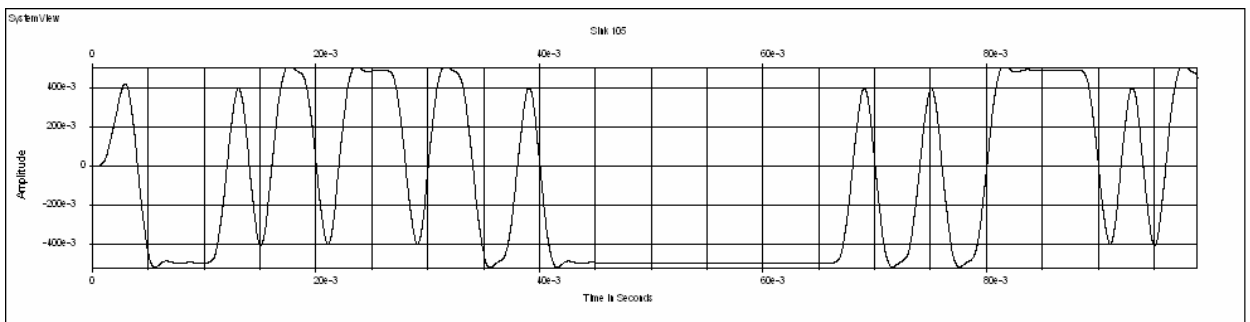
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием во втором канале:



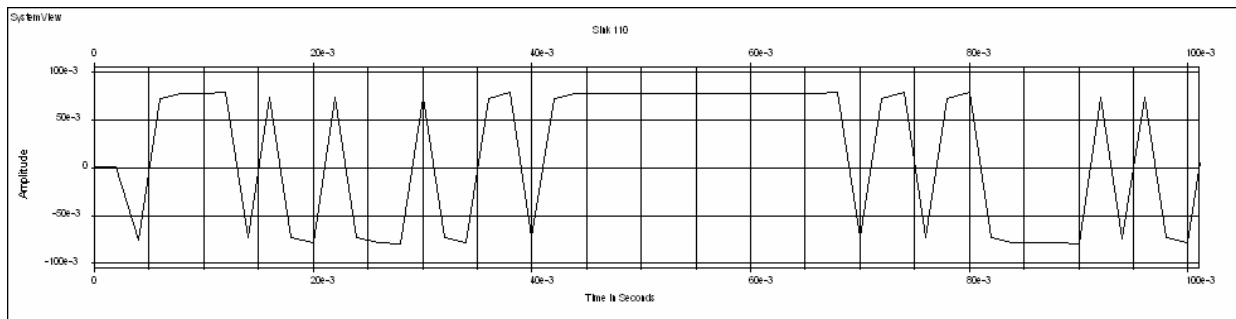
Эюра напряжения на выходе интегратора в первом канале:



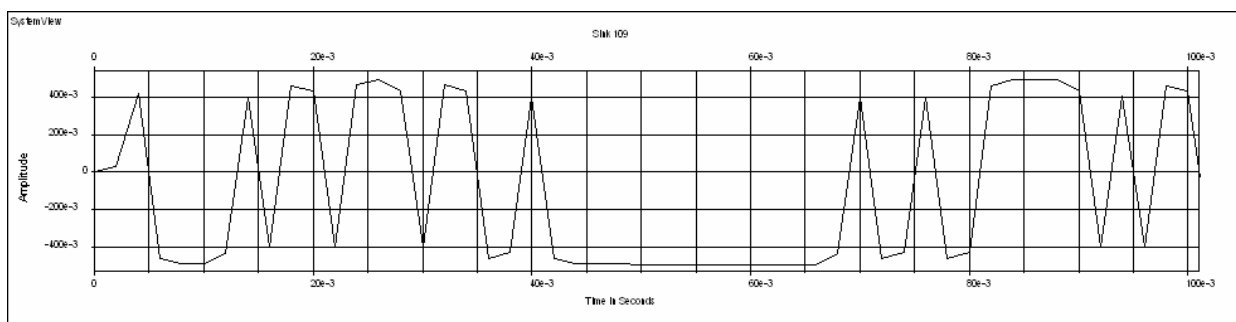
Эюра напряжения на выходе интегратора во втором канале:



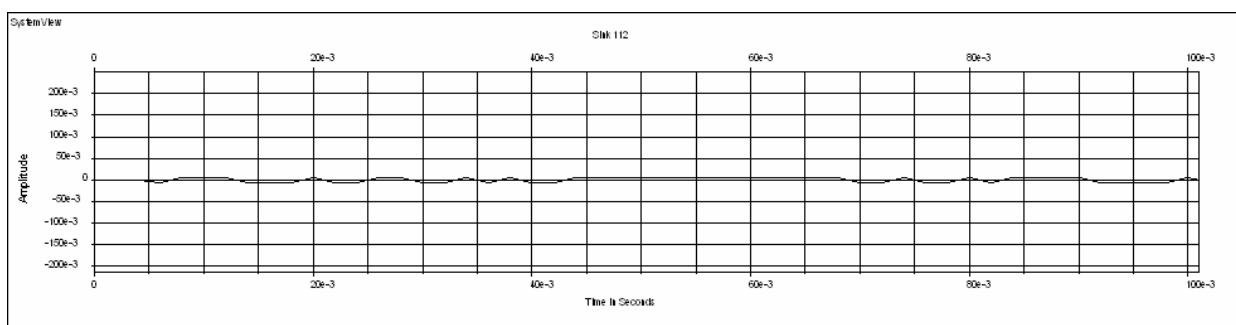
Эпюра напряжения на выходе дециматора в первом канале:



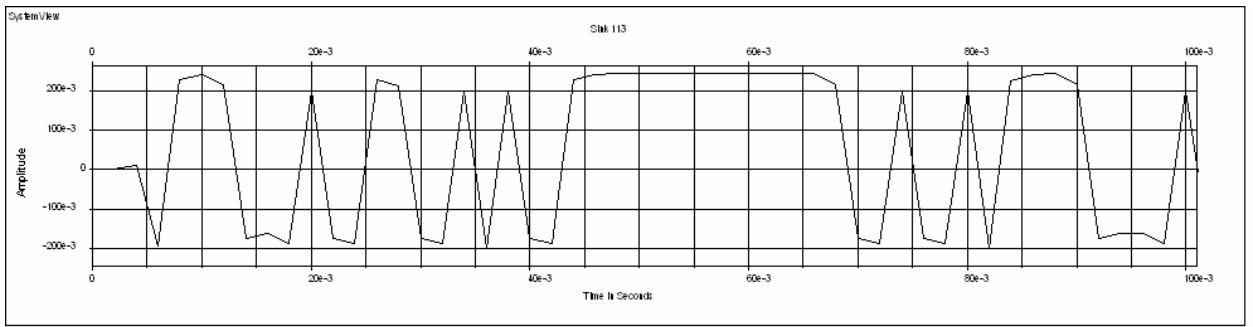
Эпюра напряжения на выходе дециматора во втором канале:



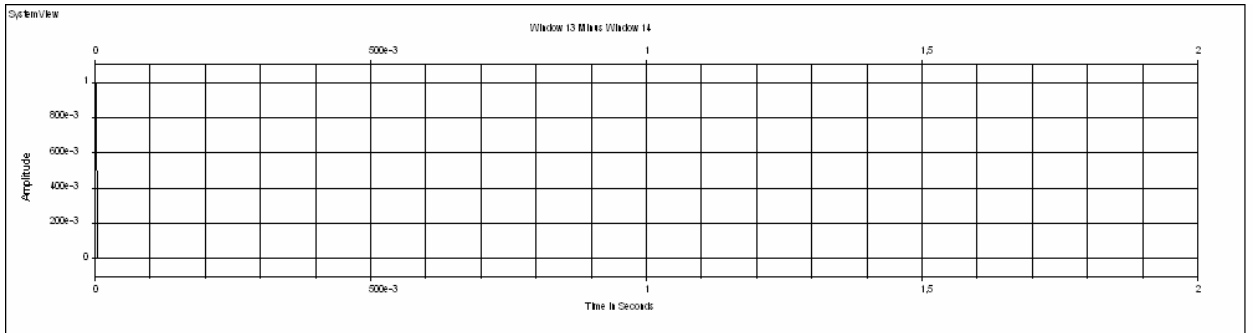
Эпюра напряжения на выходе перемножителя в первом канале:



Эпюра напряжения на выходе перемножителя во втором канале:

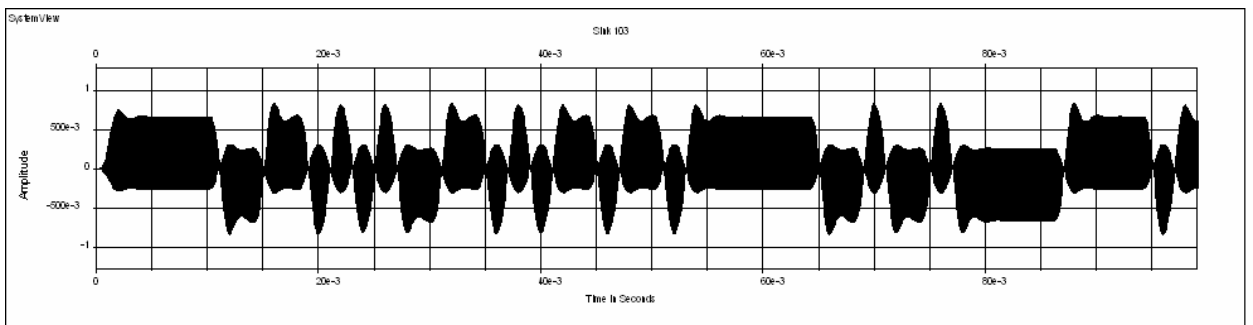


Разность колебаний на входе и выходе системы связи:

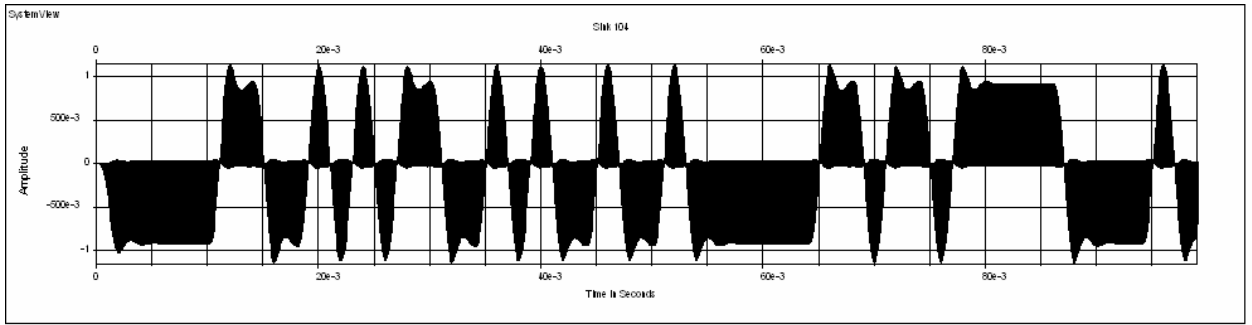


Сдвиг фазы 120 градусов

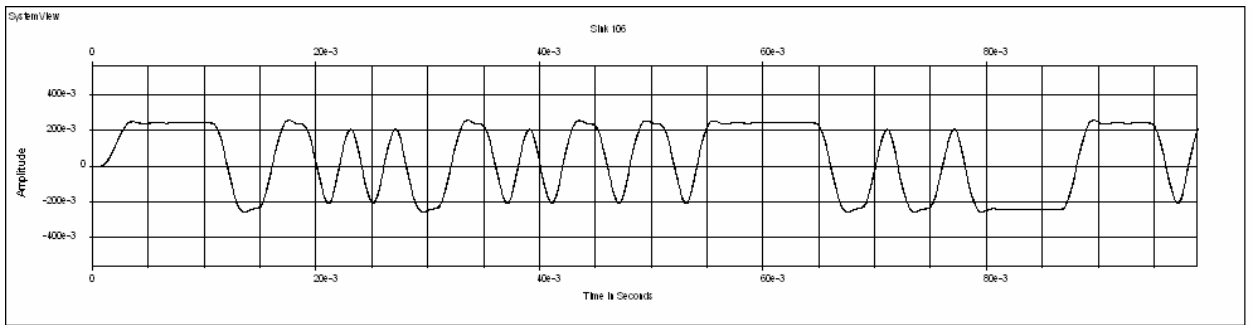
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием в первом канале:



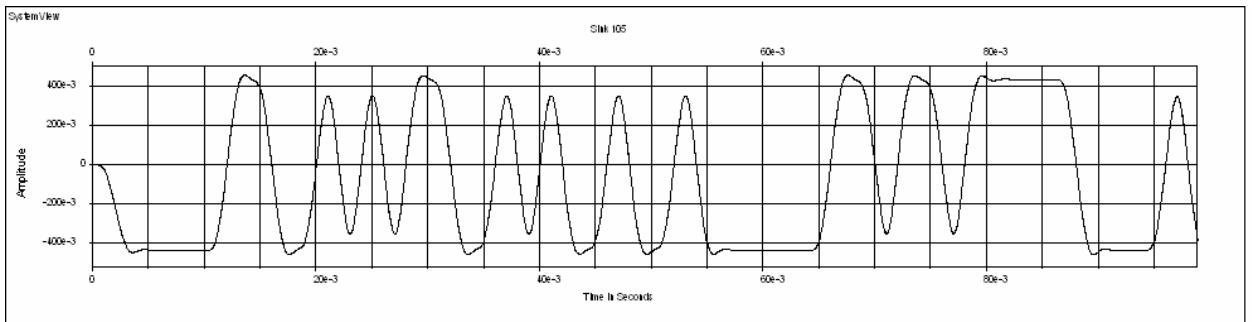
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием во втором канале:



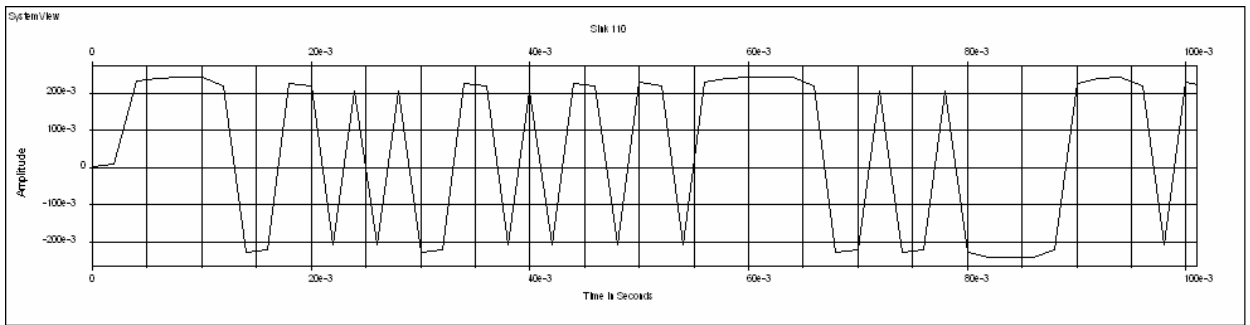
Эпо́ра напряжения на выходе интегратора в первом канале:



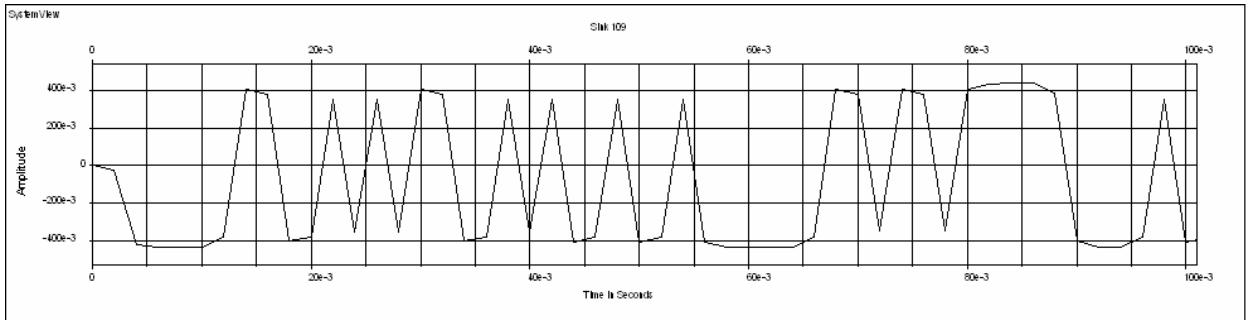
Эпо́ра напряжения на выходе интегратора во втором канале:



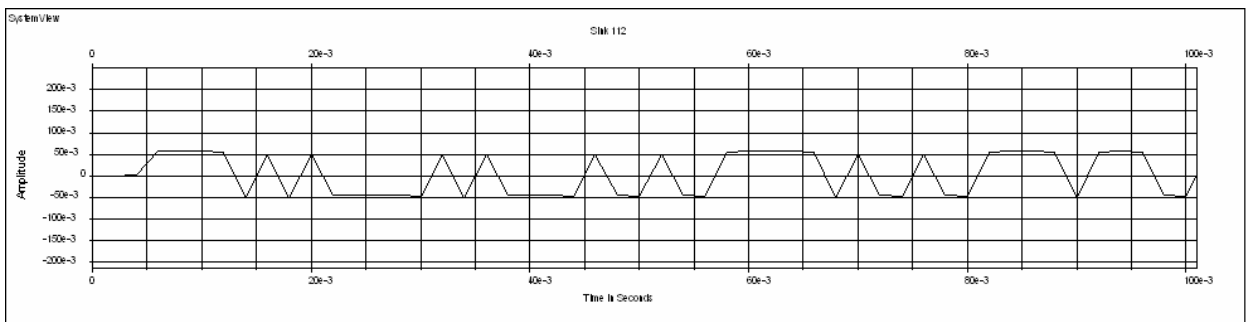
Эпо́ра напряжения на выходе дециматора в первом канале:



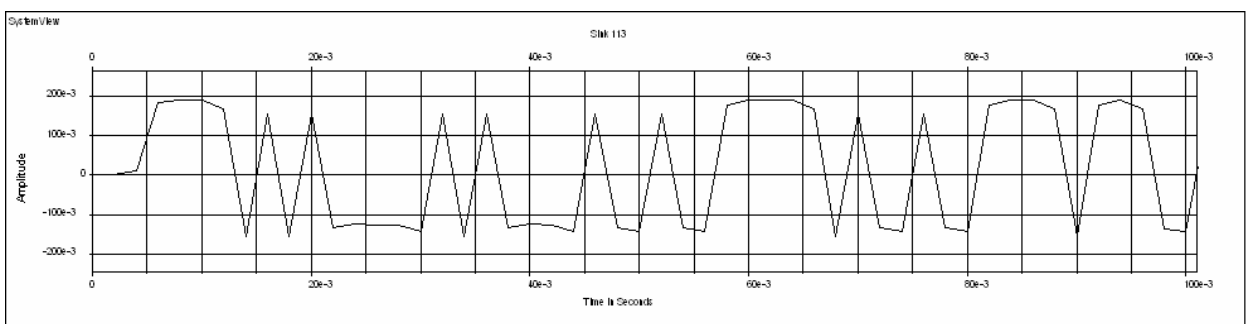
Эпюра напряжения на выходе дециматора во втором канале:



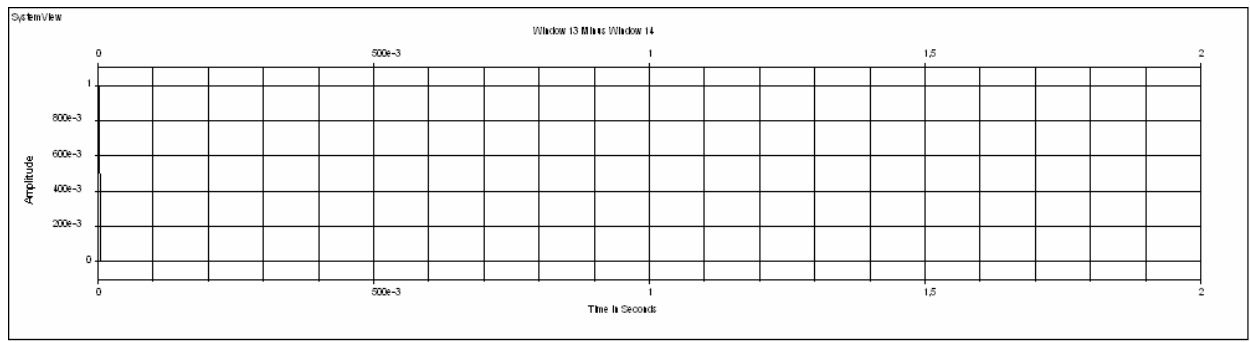
Эпюра напряжения на выходе перемножителя в первом канале:



Эпюра напряжения на выходе перемножителя во втором канале:



Разность колебаний на входе и выходе системы связи:

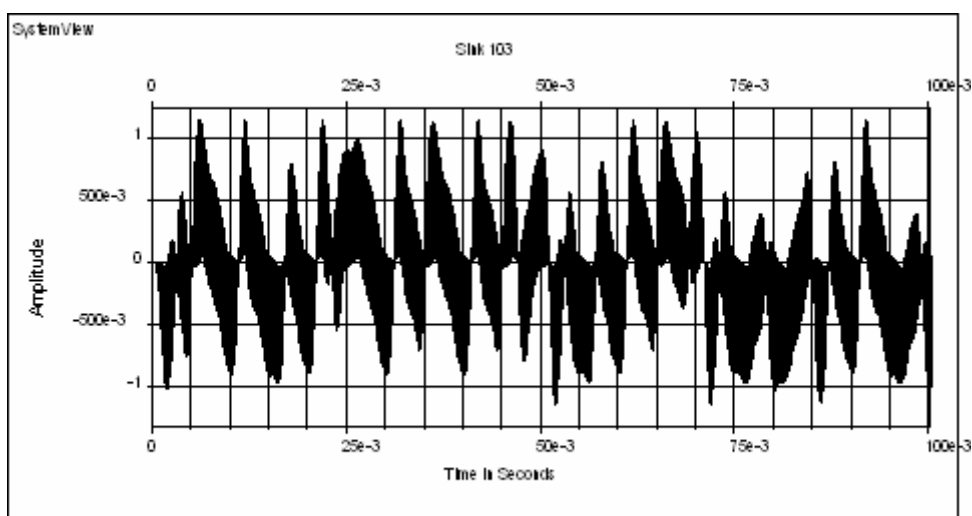


ПРИЛОЖЕНИЕ 2.

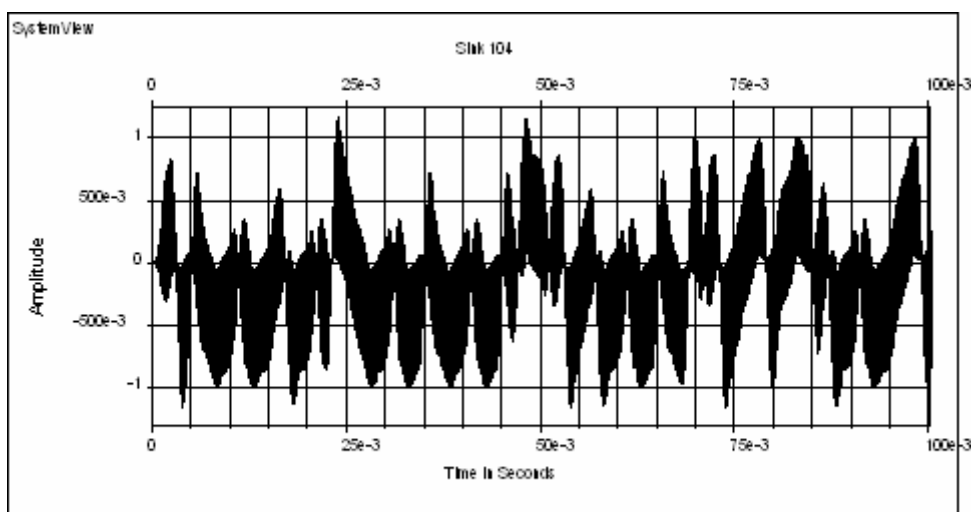
ВЛИЯНИЕ НЕСОВПАДЕНИЯ ЧАСТОТ СИГНАЛА И ОПОРНОГО КОЛЕБАНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПРИЁМА СИГНАЛА ОФМ-2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРИЁМНИКА С НЕКОГЕРЕНТНЫМ ДЕМОДУЛЯТОРОМ

Частота сигнала 4,9 кГц.

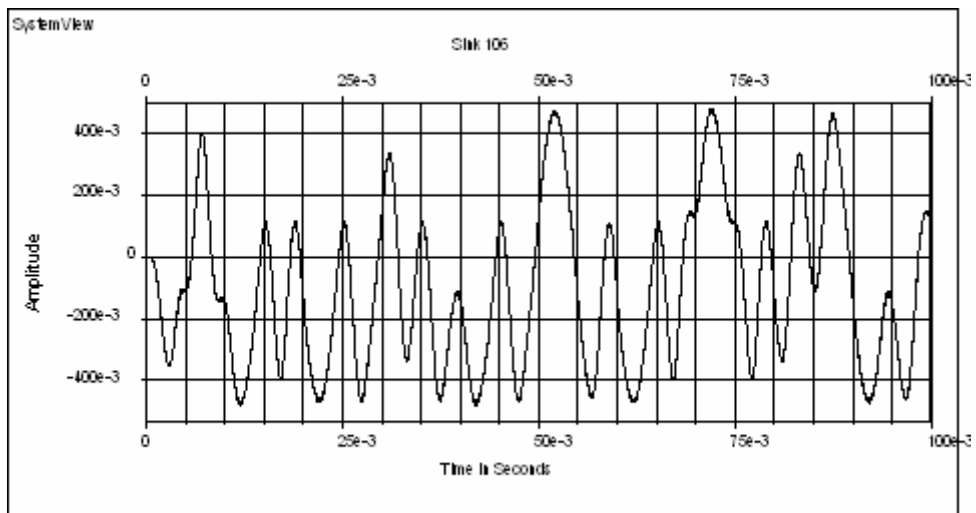
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием в первом канале:



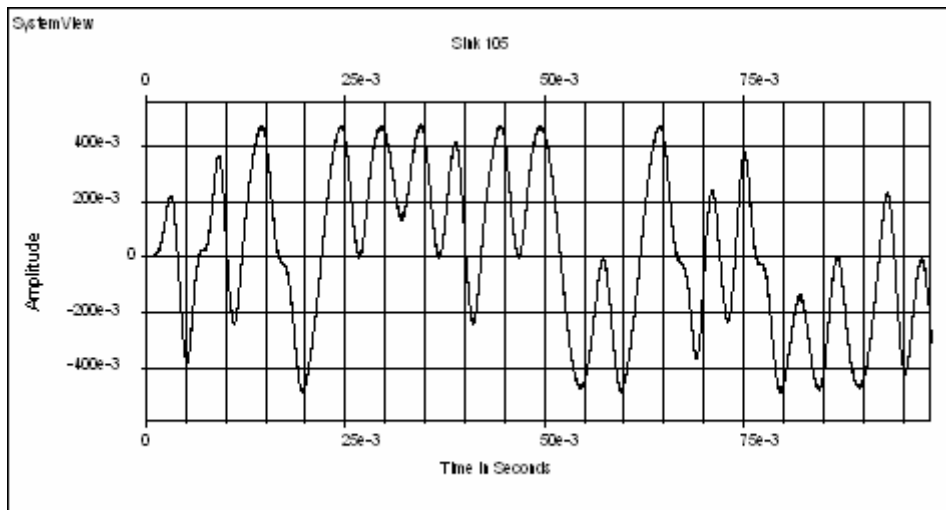
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием во втором канале:



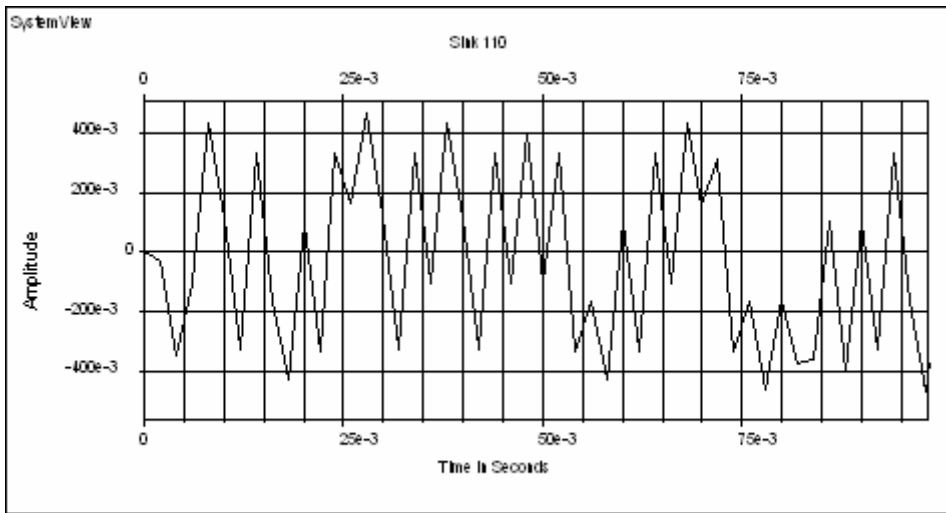
Эюра напряжения на выходе интегратора в первом канале:



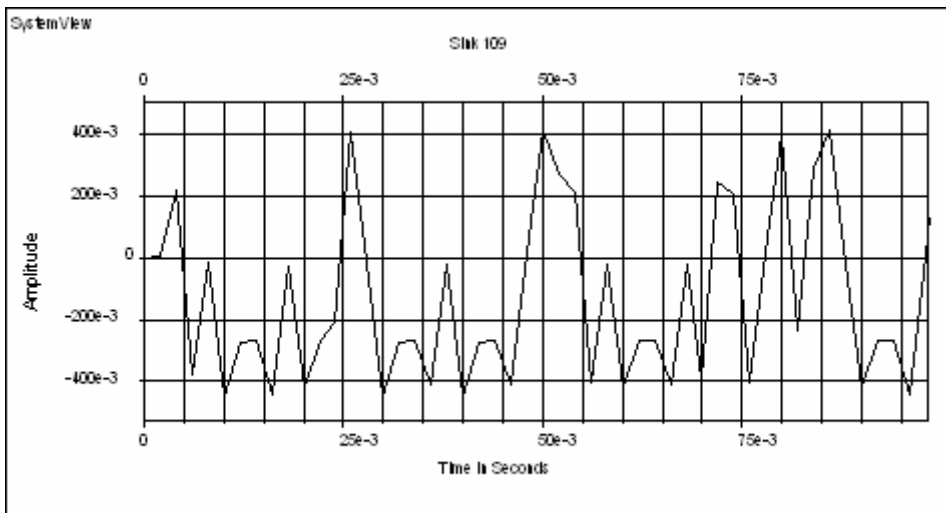
Эпюра напряжения на выходе интегратора во втором канале:



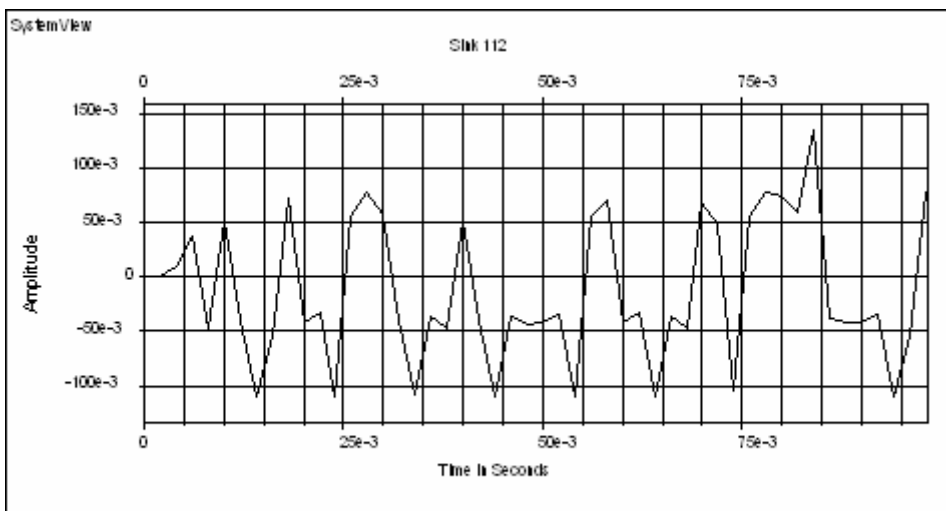
Эпюра напряжения на выходе дециматора в первом канале:



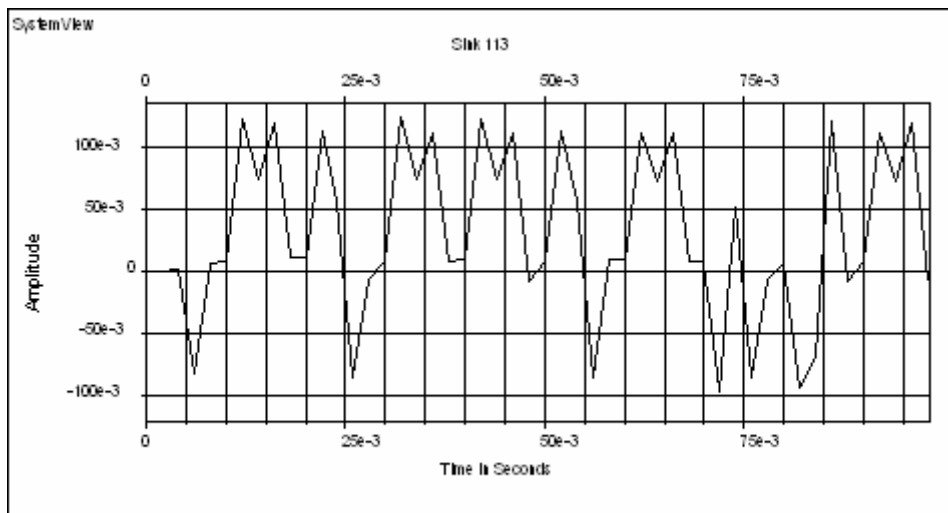
Эпюра напряжения на выходе дециматора во втором канале:



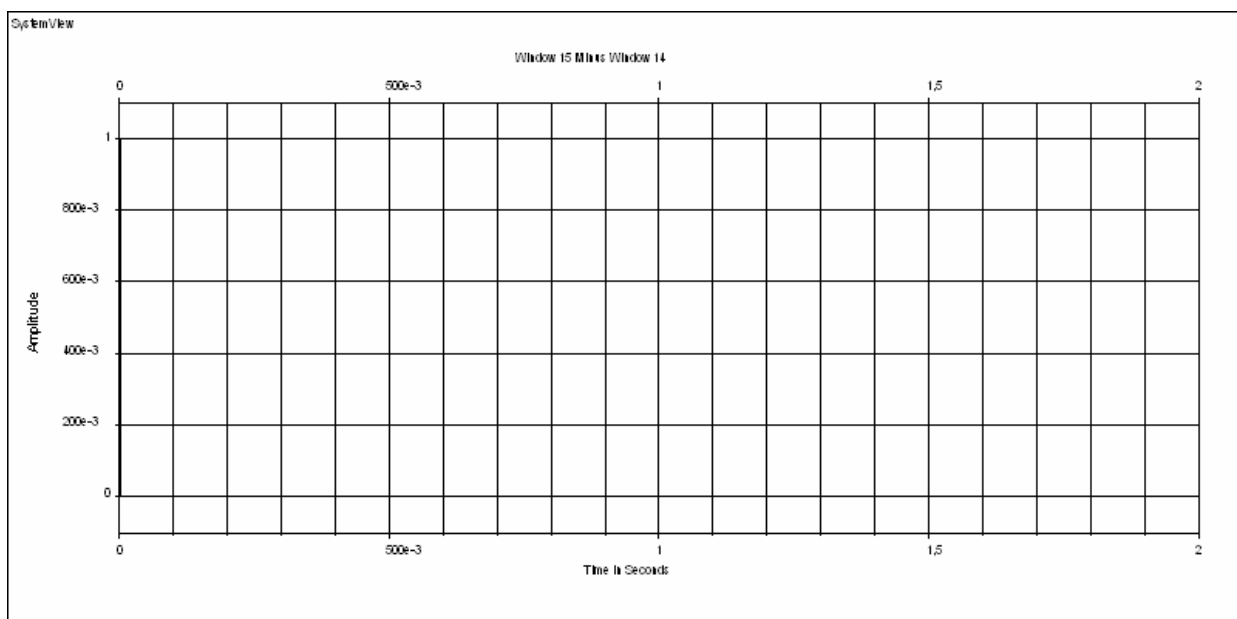
Эпюра напряжения на выходе перемножителя в первом канале:



Эпюра напряжения на выходе перемножителя во втором канале:

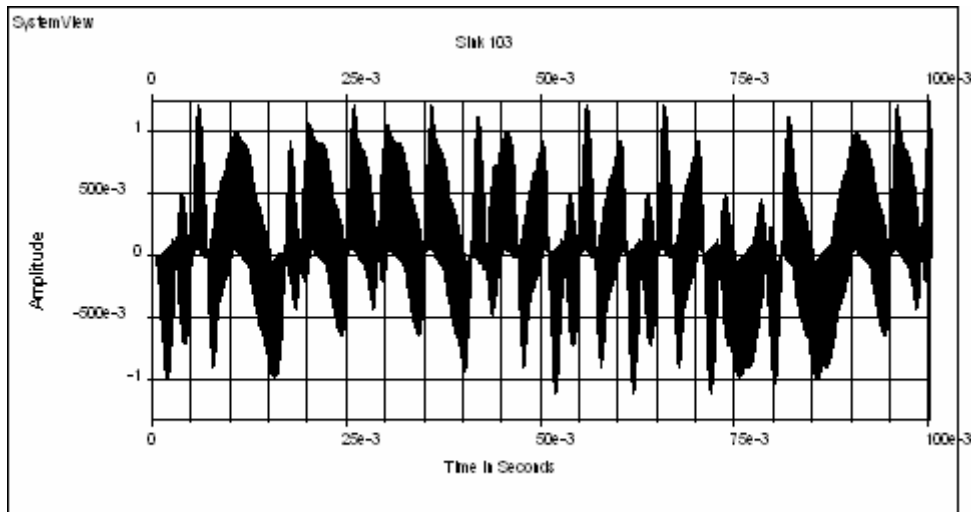


Разность колебаний на входе и выходе системы связи:

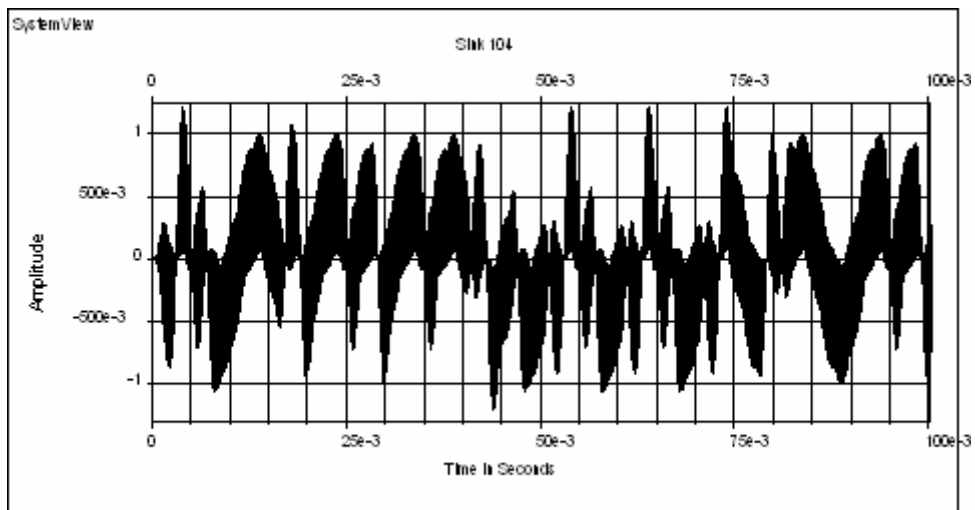


Частота сигнала 4,9 кГц.

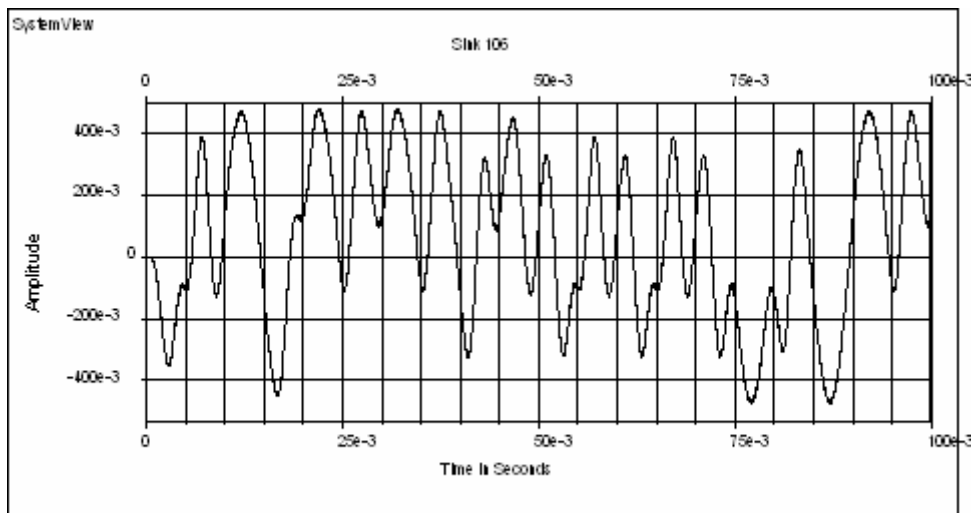
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием в первом канале:



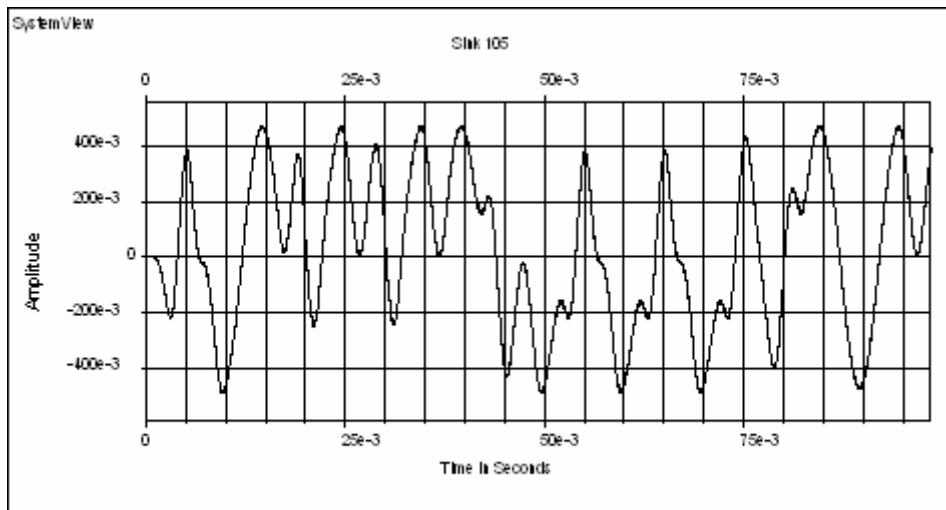
Эюра напряжения на выходе перемножителя принятого сигнала с опорным колебанием во втором канале:



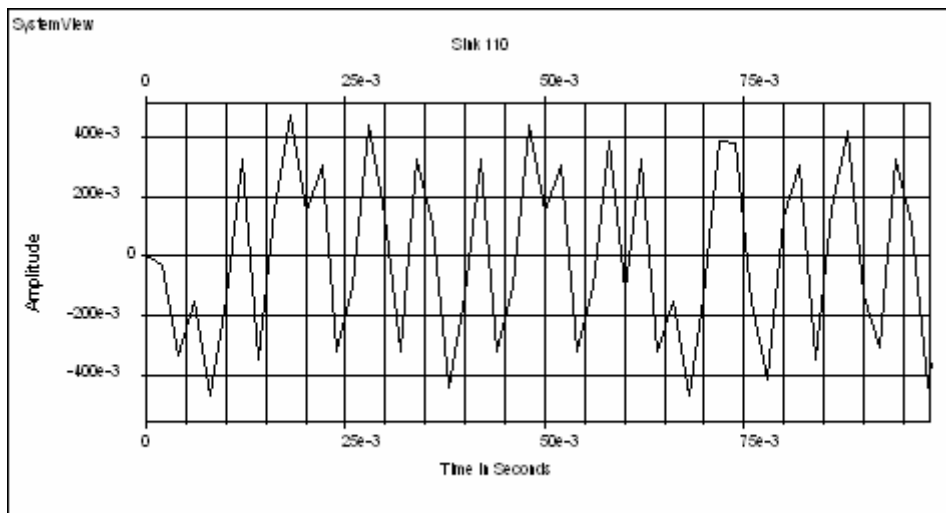
Эюра напряжения на выходе интегратора в первом канале:



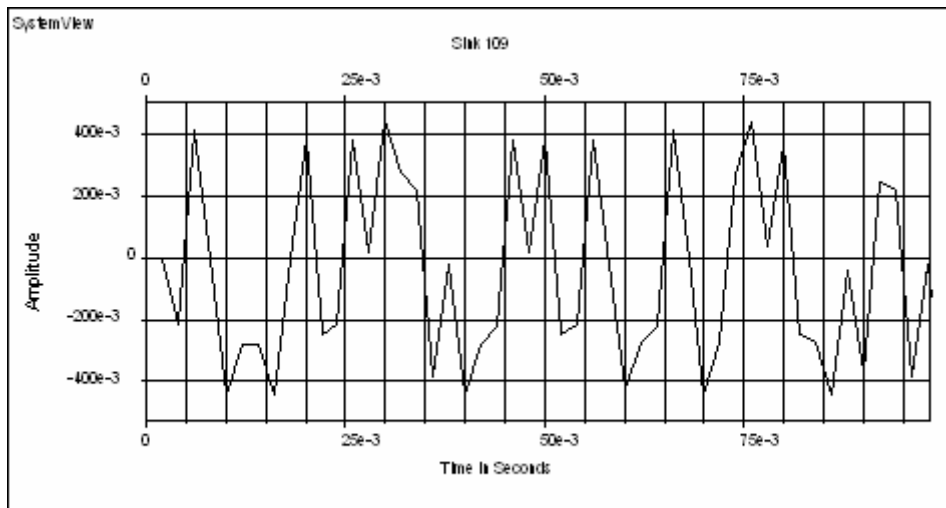
Эпюра напряжения на выходе интегратора во втором канале:



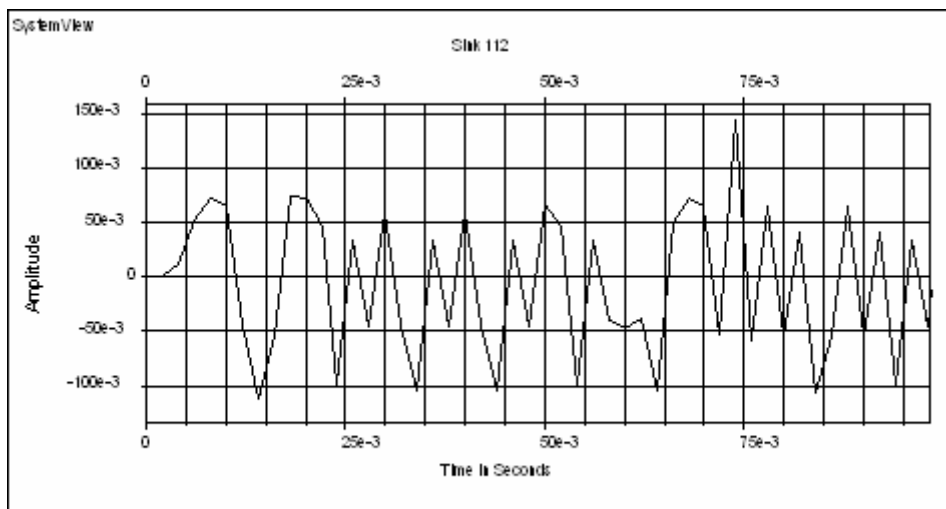
Эпюра напряжения на выходе дециматора в первом канале:



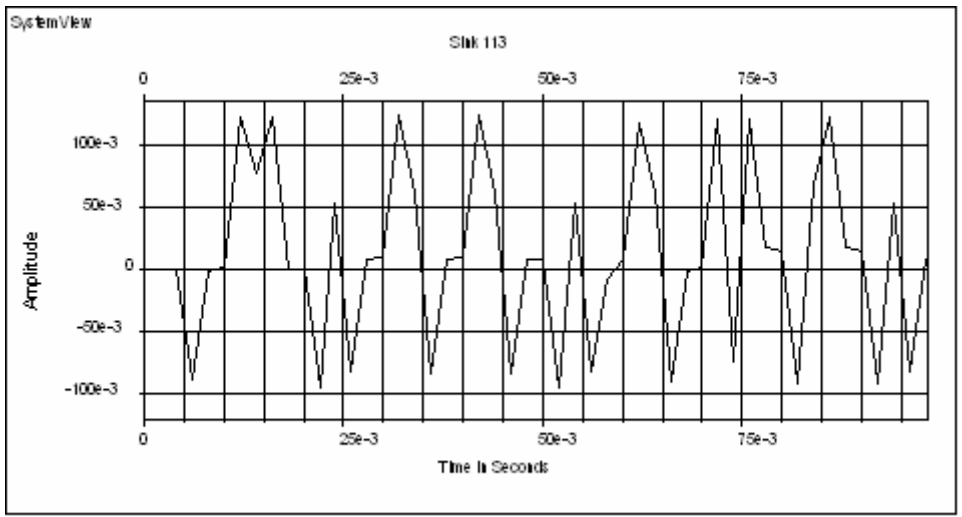
Эпюра напряжения на выходе дециматора во втором канале:



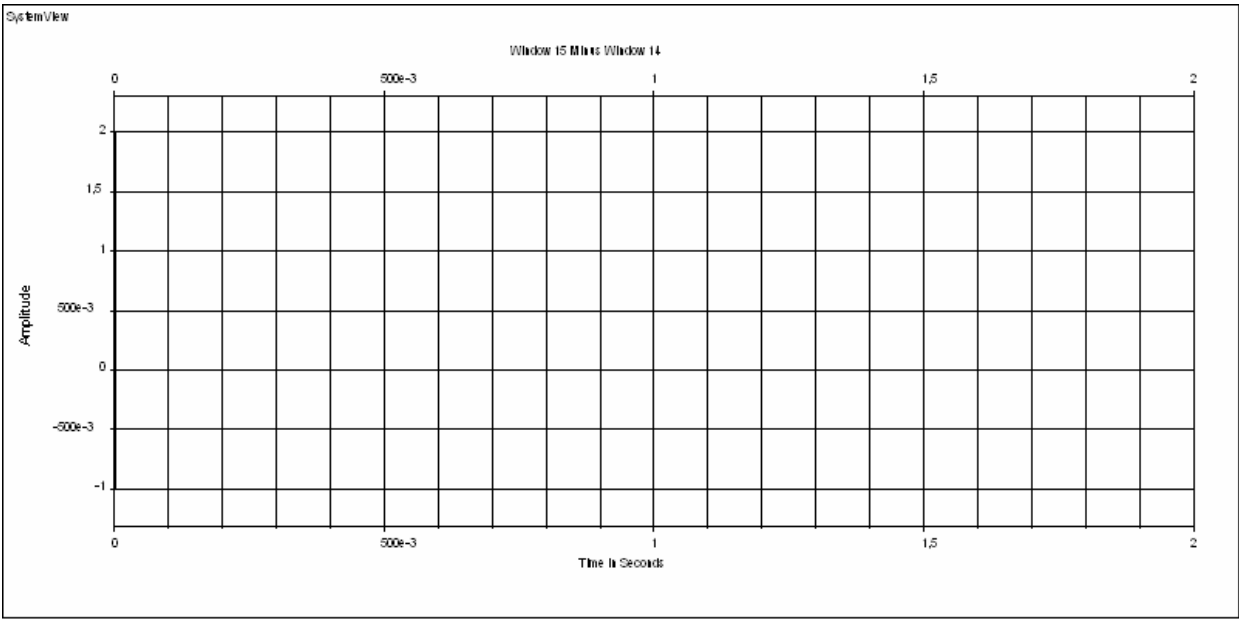
Эпюра напряжения на выходе перемножителя в первом канале:



Эпюра напряжения на выходе перемножителя во втором канале:



Разность колебаний на входе и выходе системы связи:



Зав. кафедрой ЭКО
д.т.н. проф. Рогалева Н.Д.

Служебная записка

Дипломная работа студента гр. ЭР-15-07 Колганова Александра Михайловича посвящена моделированию на ЭВМ и исследованию характеристик ССС с сигналом ОФМ-2. Данная работа 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 Колганова Александра Михайловича от выполнения экономической части дипломной работы.

Руководитель дипломной работы

А.Сиб

Сизякова А.Ю.

« 19.12 » 2012 г.

Заключение

Дипломная работа студента гр. ЭР-15-07 Колганова Александра Михайловича 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 Колганов Александр Михайлович может быть освобожден от выполнения экономической части дипломной работы.

Руководитель экономической части
дипломных проектов на РТФ,
доцент кафедры ЭКО

И.П. Лебедев

Лебедев И.П.

« 04 декабря » 2012 г.