



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

«МЭИ»

Институт ИРЭ Кафедра Радиотехнических систем РТС

Направление 11.04.01 - Радиотехника

**ЗАДАНИЕ НА МАГИСТЕРСКУЮ  
ДИССЕРТАЦИЮ**

по программе подготовки магистров Радиотехнические системы связи  
и навигации

Тема Анализ характеристик квазиоптимальных приемников цифровых  
сигналов 4ФМ/4ФМС

Время выполнения работы с 01.09.2014 по 05.06.2016г.

Студентка Выстрелкова А.А. ЭР-25-10

Фамилия, и., о.

группа

подпись

Научный руководитель доцент Сизякова А.Ю.

должность, звание, фамилия, и., о.

Консультант \_\_\_\_\_

должность, звание, фамилия, и., о.

Консультант \_\_\_\_\_

должность, звание, фамилия, и., о.

Зав. кафедрой проф. Перов А.И.

звание, фамилия, и., о., подпись, дата утверждения задания

Место выполнения научной работы кафедра РТС

Москва

« 2 » сентября 2014 г.

## 1.Обоснование выбора темы диссертационной работы

Для разработки предложено изучить способы построения оптимальных и квазиоптимальных приемников 4-х позиционных ФМ сигналов.

Из теории известно, что потенциальная помехоустойчивость оптимального приема сигналов 4ФМ и 2ФМ одинакова, однако использование сигналов 4ФМ позволяет получить более узкий спектр сигналов, что является выигрышной стороной использования этих сигналов в РСПИ.

Однако при приеме необходимо обеспечить синфазность опорного колебания и принятого сигнала. Это достигается, например, при использовании схем восстановления опорного напряжения.

Известно, что сигналы 4ФМ и 4ФМС используются в системах сотовой связи, в системах цифрового телевидения. При этом текст стандарта не оставляет места для обоснования выбора конкретного решения, речь идет лишь о результате многокритериального выбора, в частности, вида сигнала.

В диссертационной работе выполняется научное обоснование этого выбора, выявляет ограничения, которые наложены разработчиками на параметры, в частности, рассогласования сигналов относительно номинальных значений и др.

Научный руководитель Мих дата 02.09.2015

Студент Александр дата 07.09.2015

## 2.Консультации по разделу

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

Подпись консультанта \_\_\_\_\_ дата \_\_\_\_\_

## 3.Консультации по разделу

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

Подпись консультанта \_\_\_\_\_ дата \_\_\_\_\_

## 4. План работы над магистерской диссертацией

№ п/п	Содержание разделов	Срок выполнения	Трудоёмкость в %
<b>I.</b>	<p align="center"><b>Теоретическая часть</b></p> <p>Оптимальный приемник сигналов 4ФМ/4ФМС. Построение. Помехоустойчивость. Использование кодирования по Грея. Математическая модель приемника сигналов 4ФМ/4ФМС с учетом ПФ в канале. Моделирование шумового процесса. Разработка блока расчета BER.</p> <p>Теория построения схемы восстановления несущей сигнала 4ФМ/4ФМС. Линейная и нелинейная модели.</p> <p>Совместное функционирование схемы восстановления несущей сигнала 4ФМ(С) и демодулятора.</p>	<p align="center">11.2014</p> <p align="center">02.2015</p> <p align="center">11.2015</p> <p align="center">06.2016</p>	<p align="center">5</p> <p align="center">5</p> <p align="center">10</p> <p align="center">10</p>
<b>II.</b>	<p align="center"><b>Экспериментальная часть</b></p> <p>Модель когерентного приемника сигналов 4ФМ/4ФМС в отсутствие УПЧ и при его наличии в канале. Расчет BER.</p> <p>Моделирование схемы восстановления несущей сигнала 4ФМ/ 4ФМС. Нелинейный режим работы.</p> <p>Модель квазикогерентного приемника при совместном функционировании схемы восстановления несущей сигнала 4ФМ(С) и демодулятора.</p> <p>Работа при отстройке частоты сигнала от номинального значения промежуточной частоты.</p> <p>Расчет BER для установившегося режима СВН в составе квазикогерентного приемника.</p>	<p align="center">04.2015</p> <p align="center">09.2015</p> <p align="center">11.2015</p> <p align="center">04.2016</p> <p align="center">05.2016</p>	<p align="center">5</p> <p align="center">5</p> <p align="center">10</p> <p align="center">10</p> <p align="center">10</p>
<b>III.</b>	<p align="center"><b>Публикации</b></p> <p>Тезисы докладов на конференции МЭИ «Радиотехника, электротехника и энергетика – 2</p>	<p align="center">02.2015</p> <p align="center">02.2016</p>	<p align="center">5</p> <p align="center">5</p>
<b>IV.</b>	<p align="center"><b>Оформление диссертации</b></p> <p>Написание текста диссертации</p> <p>Подготовка доклада и презентации</p> <p>Предварительная защита</p>	<p align="center">05.2016</p> <p align="center">06.2016</p> <p align="center">06.2016</p>	<p align="center">10</p> <p align="center">5</p> <p align="center">5</p>

## 5. Рекомендуемая литература

1. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие.– М.: Горячая линия – Телеком, 2011.
2. Романюк В.А. Основы радиосвязи. – М.: Издательство Юрайт, 2011.
3. Журавлев В.И., Руднев А.Н. Цифровая фазовая модуляция. — М.: Радиотехника, 2012.
4. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учебн. пособие.– М.: Экотренд, 2005.
5. Радиотехнические системы передачи информации: Учебное пособие для вузов /В.А.Васин, В.В. Калмыков, Ю.Н. Себекин и др.; под ред. Ю.Б. Федорова и В.В. Калмыкова. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005.
6. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника, 2007.
7. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. Изд. 2-е, исправ. и доп. — М.: Техносфера, 2006.
8. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации.: Пер. с англ. — М.: ЗАО "РИЦ"Техносфера", 2011.
9. Горячкин О.В. Лекции по статистической теории систем радиотехники и связи. Учебное пособие.– М.: Радиотехника, 2008.

## 6. Краткие сведения о студенте:

Электронный адрес vystrelkova@gmail.com

Телефон 8 (929)911-68-28

**Примечание:** задание брошюруется вместе с диссертацией и с отзывами руководителя и рецензентов.

### Отзыв научного руководителя

на магистерскую диссертацию студентки гр. ЭР-25-10 Выстрелковой А.А., выполненную на тему: «Анализ характеристик квазиоптимальных приемников цифровых сигналов 4ФМ/4ФМС» по направлению 11.04.01 Радиотехника

Магистерская диссертационная работа Выстрелковой А.А. посвящена изучению особенностей построения и работы модуляторов и демодуляторов сигналов 4ФМ и 4ФМС. Формирование опорного напряжения для демодуляторов производится в схеме восстановления Костаса.

Поскольку сигналы 4ФМ и 4ФМС используются в современных системах связи и цифрового телевидения, представляет интерес изучение особенностей работы систем РСПИ, использующих эти сигналы. Тема работы является актуальной.

Для выполнения поставленной задачи использовано цифровое имитационное моделирование.

В магистерской диссертации подробно рассмотрены модели подсистем формирования сигналов 4ФМ и 4ФМС, в том числе при использовании кодирования по Грею. Также на компьютерных моделях подробно изучено функционирование демодуляторов этих сигналов при априорно известной фазе опорных напряжений квадратурных демодуляторов.

В работе проведен статистический эксперимент и получены зависимости оценки вероятности битовой ошибки (BER) на выходе демодулятора от отношения  $E_b/N_0$ . Показано, что при наличии на входе демодулятора полосового фильтра зависимость BER ( $E_b/N_0$ ) уже не описывается известной формулой и проходит выше теоретической. Для результатов моделирования студенткой предложено использовать новую модифицированную формулу, которая хорошо описывает полученные результаты.

Изучена схема восстановления несущей (СВН), построена дискриминационная характеристика фазового дискриминатора в составе СВН, построена упрощенная линеаризованная схема, для которой выбран тип ФНЧ в цепи обратной связи. Получено выражение для переходного процесса по ошибке слежения в линеаризованной системе СВН. Нелинейный режим работы СВН изучен на модели полной схемы, с нелинейной дискриминационной характеристикой и ФНЧ в каналах дискриминатора. Показано, что при малых расфазированиях процессы в СВН хорошо описываются линеаризованной моделью. Однако существенным является влияние модуляции фазы входного сигнала СВН на все процессы в схеме, в том числе и на напряжение на выходе дискриминатора.

В работе проведено исследование совместного функционирования демодулятора сигнала 4ФМ и СВН, в результате которого сделан вывод о правильном их функционировании.

Магистерская диссертационная работа Выстрелкова А.А. представляет законченную научно-исследовательскую работу.

Выстрелкова А.А. активно, регулярно и во многом самостоятельно работала над материалами магистерской диссертации. Она заслуживает присуждения ей степени магистра техники и технологий по направлению 11.04.01 Радиотехника. При условии успешной защиты предлагаю поставить оценку «отлично».

Руководитель  
доцент каф. РТС



Сизякова А.Ю.

## Рецензия

на магистерскую диссертацию студентки Выстрелковой А.А. на тему  
«Анализ квазиоптимальных приемников цифровых сигналов 4ФМ/4ФМС»,  
Представленную на соискание степени магистра по направлению 11.04.01  
«Радиотехника»  
(программа «Радиотехнические системы связи и навигации»)

Магистерская диссертация Выстрелковой А.А. посвящена изучению способов построения модуляторов и демодуляторов сигналов 4ФМ и 4ФМС. Формирование опорного напряжения для демодуляторов производится в схеме восстановления несущей (СВН).

Сигналы 4ФМ и 4ФМС используются в системах сотовой связи, в системах цифрового телевидения, поэтому радиотехнические системы передачи информации (РСПИ), работающие с данными сигналами, представляют интерес. Тема работы является актуальной.

Диссертация состоит из введения, шести глав и заключения. Ее объем составляет 84 стр., список литературы содержит 10 наименований. Работа по объему соответствует требованиям, предъявляемым к магистерским диссертациям.

**Введении** и **глава 1** имеют вводный характер. В них кратко излагаются основные сведения о РСПИ, о цифровых сигналах с фазовой манипуляцией, о способах формирования сигналов 4ФМ и 4ФМС. Указаны ссылки на отчет по междисциплинарному курсовому проекту на тему: «Способы построения цифровых квазиоптимальных приемников сигналов М-ФМ» с подробным описанием работы схем модуляторов и демодуляторов.

В **главе 2** рассмотрены цифровые модели РСПИ с сигналом 4ФМ при отсутствии кодирования. Дано подробное описание разработанных цифровых имитационных моделей в системе SystemView. Построены и проанализированы, реализации и спектры в каждой точке цифровой модели РСПИ.

В **главе 3** проводится исследование РСПИ для сигнала 4ФМС, аналогичное рассмотренному в гл.2, делая акцент на основные отличия цифровой модели РСПИ с сигналом 4ФМС от модели, рассмотренной в гл.2. Проведен подробный анализ работы полученной схемы для основных блоков. Получены эпюры, подтверждающие правильность работы модели.

В **4-й главе** проводится исследование РСПИ с использованием кодирования и декодирования информационной последовательности с помощью кода Грея. Излагаются краткие теоретические сведения о необходимости использования кодирования. Представлены реализации, подтверждающие правильность работы цифровых моделей РСПИ с использованием кодирования по Грею.

В **главе 5** проведен статистический расчет зависимости вероятности битовой ошибки. Приведено подробное описание эксперимента, выбора параметров и формулы, по котором проводился расчет. Представлены подробные таблицы экспериментов. Построены зависимости BER ( $E_b/N_0$ ) для сигналов 4ФМ и 4ФМС, показано, что полученные результаты не описываются известной формулой, поэтому Выстрелкова А.А. использует приближенную формулу, которая хорошо описывает полученные результаты.

В **6-й главе** кратко излагаются сведения о СВН, дается ссылка на отчет по научно-исследовательской практике на тему: «Системы восстановления несущего колебания» с полным описанием. Приведен подробный анализ линеаризованной системы восстановления несущего колебания, получено выражение для переходного процесса по ошибке слежения. Разработана цифровая модель схемы Костаса, построена дискриминационная характеристика. Проведен анализ СВН для случаев модулированной и немодулированной несущей, также проведен анализ при действии сигнала с различным

расфазированием, полученные результаты показывают, что модуляция фазы входного сигнала СВН влияют на все процессы в системе, напряжение на выходе дискриминатора изменяется, по времени процессы затягиваются. Проведено исследование совместного функционирования демодулятора сигнала 4ФМ и СВН, сделан вывод о правильном их функционировании.

В заключении дан краткий обзор решаемых в работе задач и полученных результатов.

К недостаткам работы следует отнести:

1. Отсутствие ссылки на литературу на приближенную формулу (5.1.4)
2. Отсутствие обзора литературы с аналогичными исследованиями

В целом, несмотря на отмеченные недостатки, работа Выстрелковой А.А. отвечает требованиям к магистерским диссертациям. Она аккуратно оформлена, содержит большое количество иллюстраций, написана технически грамотным языком.

Считаю, что диссертация Выстрелковой А.А. представляет собой научно-исследовательскую работу, выполненную на актуальную тему с использованием современных средств моделирования, а ее автор магистрантка Выстрелкова А.А. заслуживает присуждения степени магистра по направлению 11.04.01 «Радиотехника». Рекомендуемая оценка – «отлично».

Рецензент  
начальник сектора  
ОАО «Российские космические системы»  
к.т.н.

 Дулов И.В.

Подпись Дулова И.В. заверяю

Ученый секретарь



Федотов С.А.



## **Аннотация**

В данной работе изучены способы построения оптимальных и квазиоптимальных приемников 4-х позиционных ФМ сигналов, построены цифровые модели радиосистем передачи информации (РСПИ), работающей с сигналами 4ФМ и 4ФМС без кодирования по Грея и с кодированием по Грея. На разработанных цифровых моделях РСПИ проведен статистический эксперимент и рассчитаны зависимости BER от отношения сигнал-шум.

Далее проведен теоретический анализ работы синфазно-квадратурной схемы восстановления фазы несущего колебания (СВН), работающей по информационному модулированному радиосигналу, в линейном приближении. Построена цифровая модель СВН работающей по информационному модулированному радиосигналу, с использованием которой проведено моделирование совместной работы цифровых моделей РСПИ и СВН в 2-х режимах:

- 1) в режиме установления переходных процессов в СВН;
- 2) в режиме демодуляции.

## Оглавление

Аннотация .....	2
1. Введение. Структурная схема РСПИ. Сигналы 4ФМ и 4ФМС.....	3
1.1 Характеристики сигналов 4ФМ и 4ФМС.....	6
1.2 Формирование сигналов 4ФМ и 4ФМС .....	8
2. Цифровые модели РСПИ с сигналом 4ФМ.....	10
2.1 Цифровая модель передающей части РСПИ с сигналом 4ФМ.....	10
2.2 Цифровая модель приемной части РСПИ с сигналом 4ФМ.....	29
3. Цифровые модели РСПИ с сигналом 4ФМС .....	40
3.1 Цифровая модель передающей части РСПИ с сигналом 4ФМС .....	40
3.2 Цифровая модель приемной части РСПИ с сигналом 4ФМС.....	45
4. Цифровая модель РСПИ с кодеком Грея.....	47
5. Статистический расчет зависимости вероятности битовой ошибки.....	51
6. Система восстановления несущего колебания .....	60
6.1. Линеаризованная система восстановления несущего колебания .....	61
6.2. Цифровая модель системы восстановления несущего колебания.....	64
6.3. Цифровая модель демодулятора сигнала 4ФМ и СВН.....	69
Заключение .....	72
Список литературы .....	73
Приложение 1. Дополнение к схеме формирования сигнала 4ФМ .....	75
Приложение 2. Дополнение к схеме формирования сигнала 4ФМС .....	77
Приложение 3. Параметры моделей РСПИ, разработанных в диссертации...	78

## 1. Введение. Структурная схема РСПИ. Сигналы 4ФМ и 4ФМС

Велика роль систем передачи информации в научных исследованиях, в частности в изучении и освоении космического пространства. Радиотехническая система передачи информации (РСПИ) является одной из основных в любом космическом аппарате. Она служит для передачи команд управления, телеметрической информации, информации из космоса и т.п. На рис.1.1.1 изображена обобщенная функциональная схема РСПИ [5]. По данной схеме можно проследить как информация от источника поступает к получателю, и какие при этом претерпевает преобразования информационная и кодовые последовательности и сигнал.

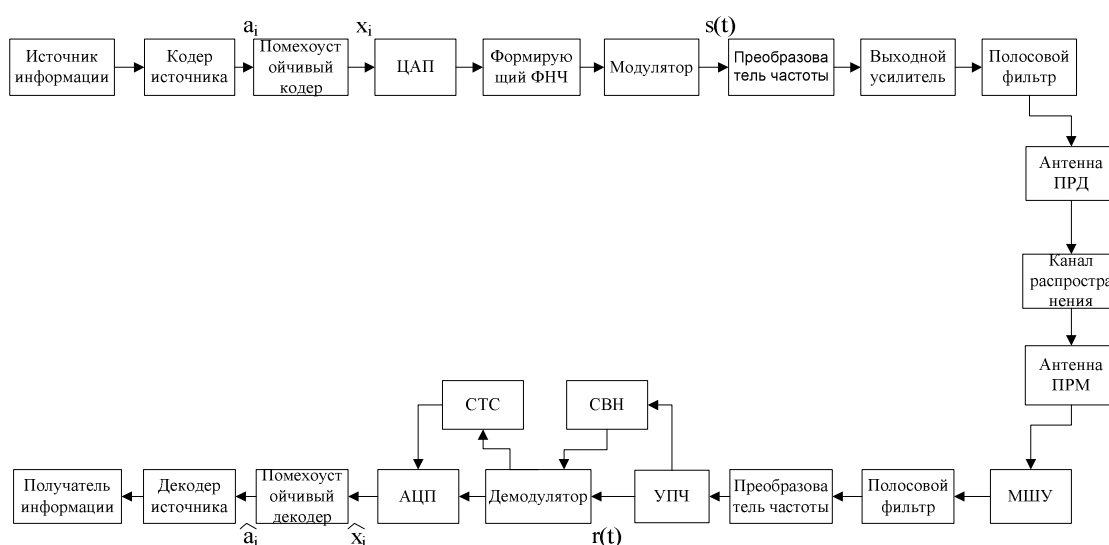


Рис. 1.1.1. Обобщенная функциональная схема РСПИ

В работе эта обобщенная функциональная схема заменена упрощенной (Рис.1.1.2). Коротко охарактеризуем ее назначение и функции.

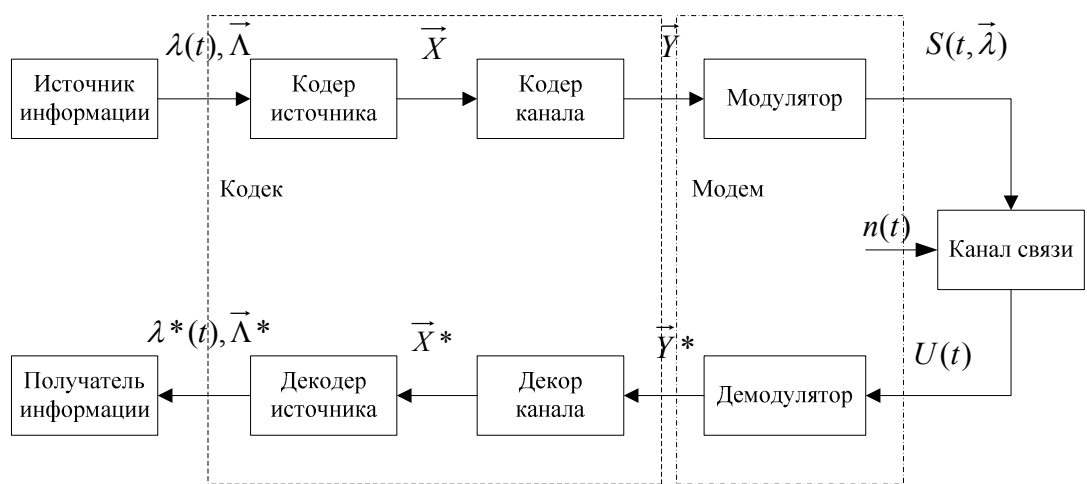


Рис.1.1.2. Упрощенная функциональная схема РСПИ

Источник информации – это физический объект, система или явление, формирующее передаваемое сообщение. С целью передачи по каналу связи сообщения преобразуют в электрический сигнал, изменения которого во времени  $\lambda(t)$  отображает передаваемое сообщение.

подавляющая часть исходных сообщений (речь, изображения и т.д.) предназначена для непосредственного восприятия органами чувств человека и плохо приспособлена для их эффективной передачи по каналам связи, поэтому сообщения  $\lambda(t)$  подвергаются кодированию. На выходе кодера источника по передаваемому сообщению  $\lambda(t)$  формируется последовательность кодовых символов  $X$ , называемая информационной последовательностью, допускающая абсолютно точное восстановление исходного сообщения и имеющая как можно меньший размер.

Кодирование канала или помехоустойчивое кодирование представляет собой способ обработки передаваемых данных, обеспечивающий уменьшение количества ошибок, возникающих в процессе передачи по каналу с помехами. Существует множество различных методов помехоустойчивого кодирования, но все они основаны на следующем: при помехоустойчивом кодировании в передаваемые сообщения вносится избыточность, позволяющая на приемной стороне обнаруживать и исправлять возникающие ошибки.

Кодирование источника (сжатие данных) и помехоустойчивое (канальное) кодирование не являются обязательными, но их отсутствие может привести к существенным потерям в помехоустойчивости системы, значительному снижению скорости и качества передачи информации.

Функции модулятора – согласование сообщения источника или последовательностей на выходе кодера канала с каналом связи и обеспечение

возможности одновременной передачи большого числа сообщений по общему каналу связи. Большинство непрерывных  $\lambda(t)$  сообщений, а также последовательности кодовых символов  $X$ , представляют собой низкочастотные сигналы с относительно широкой полосой, но эффективная передача в пространстве возможна лишь высокочастотных узкополосных сигналов (радиосигналов). Поэтому модулятор должен преобразовывать сообщения источника  $\lambda(t)$  или кодовые последовательности  $X$  или  $Y$  в сигналы  $S(t, X(\lambda(t)))$  или  $S(t, Y(\lambda(t)))$ , свойства которых обеспечивали бы им возможность эффективной передачи по радиоканалу. Существует большое количество методов модуляции радиосигналов, например, бинарные и многопозиционные амплитудная, фазовая и частотная модуляции, М-КАМ и другие.

В качестве среды распространения выступает радиоканал или окружающее пространство. Сигнал, проходя по каналу связи, подвергается ослаблению, приобретает некоторую временную задержку (или фазовый сдвиг) и зашумляется. Тогда колебание на выходе канала связи будет иметь вид:

$$U(t) = \varepsilon \cdot S(t - \tau, Y(\lambda(t))) + n(t), \quad (1.1.1)$$

где  $\varepsilon$  - коэффициент ослабления,  $\tau$  - временное запаздывание,  $n(t)$  - шумы в канале связи.

Оставшиеся блоки являются приемником, его назначение – с максимальной возможной точностью по принятому колебанию  $U(t)$  воспроизвести на своем выходе переданное сообщение  $\lambda(t)$ . Принятое сообщение из-за наличия помех в общем случае отличается от посланного, поэтому будем называть его оценкой  $\lambda^*(t)$ . Процесс воспроизведения оценки сообщения включает несколько этапов.

Приемник должен по принятому колебанию с учетом сведений об использованных при передаче виде сигнала и способе модуляции, параметрах сигнала получить оценку кодовой последовательности (принятая последовательность  $\gamma$ ). Эта процедура называется демодуляцией.

Принятые последовательности  $\gamma$  могут отличаться от переданных кодовых слов  $Y$ , то есть содержать ошибки. Задача декодера канала – обнаружить и исправить их, эта процедура называется декодированием канала, результатом которой является оценка информационной последовательности  $X^*$ .

Информация источника в процессе передачи подвергалась кодированию, а значит ее необходимо восстановить в декодере источника  $X^*$ . В этом случае происходит обратный процесс операции кодирования или восстанавливается приближенное значение  $\Lambda^*$ , большей или меньшей степени отличающееся от  $\Lambda$ . Далее результат поступает к получателю информации.

### 1.1 Характеристики сигналов 4ФМ и 4ФМС.

Приведем описание сигналов 4ФМ и 4ФМС. При фазовой модуляции в соответствии с символами передаваемого сообщения изменяется фаза гармонического опорного колебания, поэтому передаваемый сигнал можно записать в следующем виде:

$$S(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_c}(t - kT_c) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t), \quad (1.1.2)$$

Таблица 1.1.1.

4ФМ	4ФМС
$I(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_c}(t - kT_c) \cos \varphi_k$	$I(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_c} \left( t - \left[ k - \frac{1}{2} \right] T_c \right) \cos \varphi_k$
$Q(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_c}(t - kT_c) \sin \varphi_k$	

$\varphi_k$  принимает значения из множества  $\frac{2\pi}{M}(i-1) + \varphi_0, i = \overline{1, M}$ , где  $M = 4$ ,

$\varphi_0 = \frac{\pi}{4}, U_{T_c} = 1B, T_c$  - длительность сигнала,  $T_c = 2 \cdot T_b$ .

Геометрическая иллюстрация формируемого ансамбля ФМ сигналов изображена на рис.1.1.3, [6].

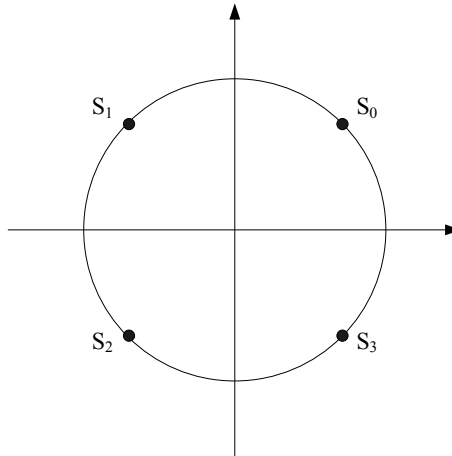


Рис.1.1.3. Геометрическое представление ансамбля 4ФМ и 4ФМС сигналов

Различие реализаций сигналов 4ФМ и 4ФМС заключается в том, что на выходе модулятора наблюдаются последовательности сигналов  $S_i(t), i = \overline{0,3}, (k - \frac{1}{2})T_c < t < k \cdot T_c$ , причем для 4ФМ чередование  $S_i(t)$  произвольно (рис.1.1.4.).

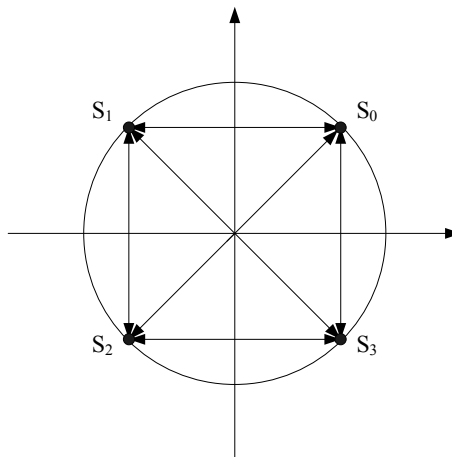


Рис.1.1.4. Графическое представление переходов 4ФМ сигнала

Для сигнала 4ФМС запрещены переходы в противоположное состояние  $S_0 \rightleftharpoons S_2$  и  $S_1 \rightleftharpoons S_3$  (рис.1.1.5.)

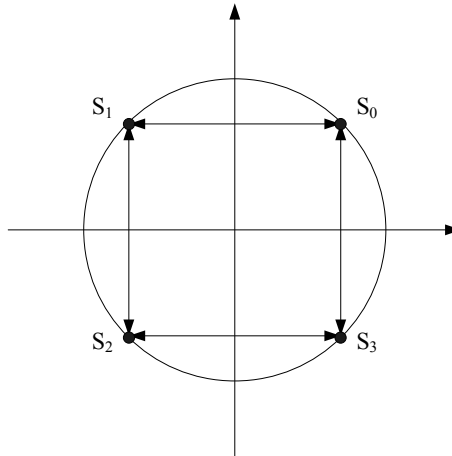


Рис.1.1.5. Графическое представление переходов 4ФМС сигнала

Перейдем к рассмотрению способов формирования сигналов 4ФМ и 4ФМС.

### 1.2 Формирование сигналов 4ФМ и 4ФМС

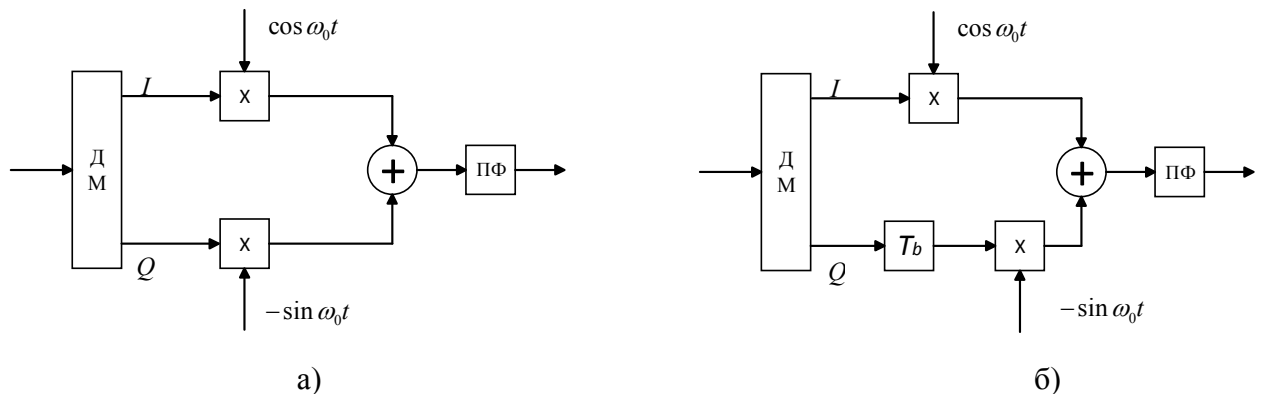


Рис.1.1.6. Схемы формирования сигналов: а - 4ФМ, б – 4ФМС

На рис.1.1.6. представлены схемы модуляторов для соответствующих сигналов. На основании этих схем в главе 2 построены цифровые модели.

На рис.1.1.7. представлены схемы демодуляторов. Описание работы схем модуляторов и демодуляторов представлено в отчете по междисциплинарному курсовому проекту на тему: «Способы построения цифровых квазиоптимальных приемников сигналов М-ФМ» [1].



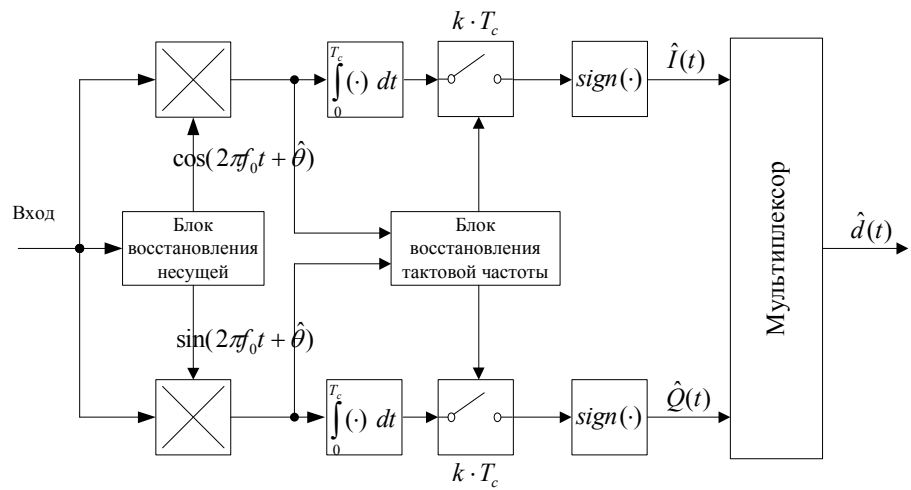


Рис.1.1.7. Схема демодулятора сигнала 4ФМ

На основании этой схемы в главе 2 построены цифровые модели демодуляторов сигналов 4ФМ и 4ФМС.

## 2. Цифровые модели РСПИ с сигналом 4ФМ

### 2.1 Цифровая модель передающей части РСПИ с сигналом 4ФМ

На рис.2.1.1 изображена цифровая модель формирователя сигнала 4ФМ.

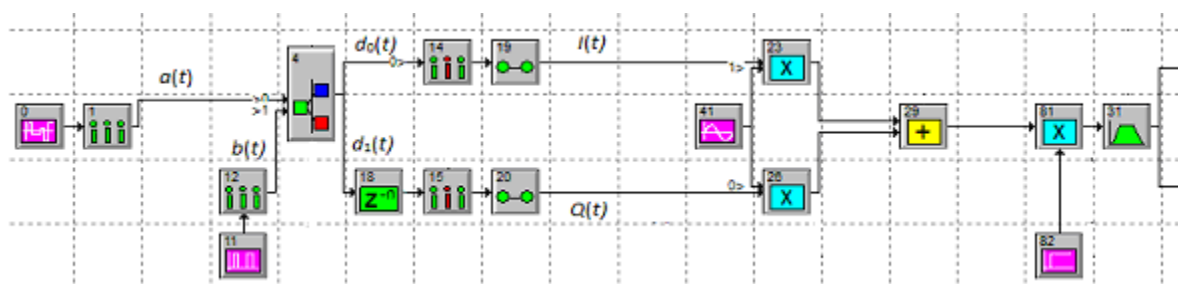


Рис.2.1.1 Цифровая модель формирователя сигнала 4ФМ

Параметры элементов схемы приведены в приложении 3 (Таблица ПЗ.1.1)

Модель источника данных – генератор (элемент 0) двоичной псевдослучайной последовательности (ПСП). Скорость передачи данных 10 Гц. Длительность одного видеоимпульса 100 мс. Пример реализации передаваемой видеопоследовательности приведен на рис. 2.1.2.

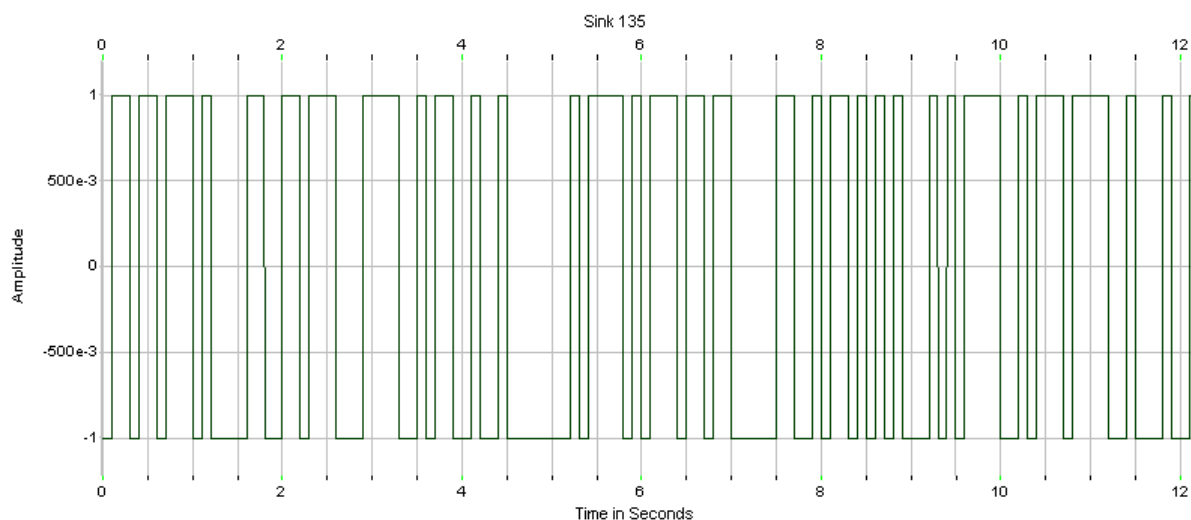


Рис. 2.1.2 Передаваемая видеопоследовательность

Для формирования битового потока используется (вспомогательный) Sampler (элемент 1). На его выходе получается последовательность полярных отсчетов  $a(t)$  исходной ПСП (точки на рис. 2.1.3), следующих со скоростью  $R_b = 10$  бит/с (Гц), период следования отсчетов  $T_b = 100$  мс.

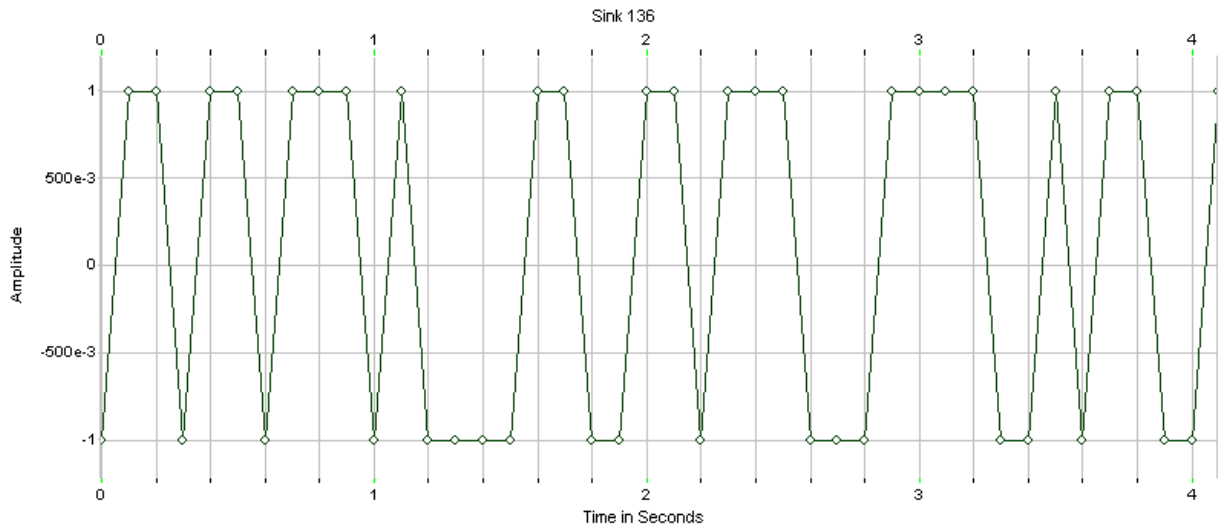


Рис. 2.1.3 Полярные отсчеты исходной ПСП  $a(t)$

Для формирования квадратур  $I(t)$  и  $Q(t)$  сигнала 4ФМ (рис. 1.1.6, а) требуется разделить биты общего потока (рис. 2.1.3) на нечетные и четные.

Для этого использован вспомогательный генератор (элемент 11, рис.2.1.1). На его выходе формируется меандр (рис. 2.1.4) с уровнями 0/1 и частотой  $R_b / 2 = 5$  Гц, период  $2T_b = 200$  мс. Плечо меандра равно  $T_b$ .

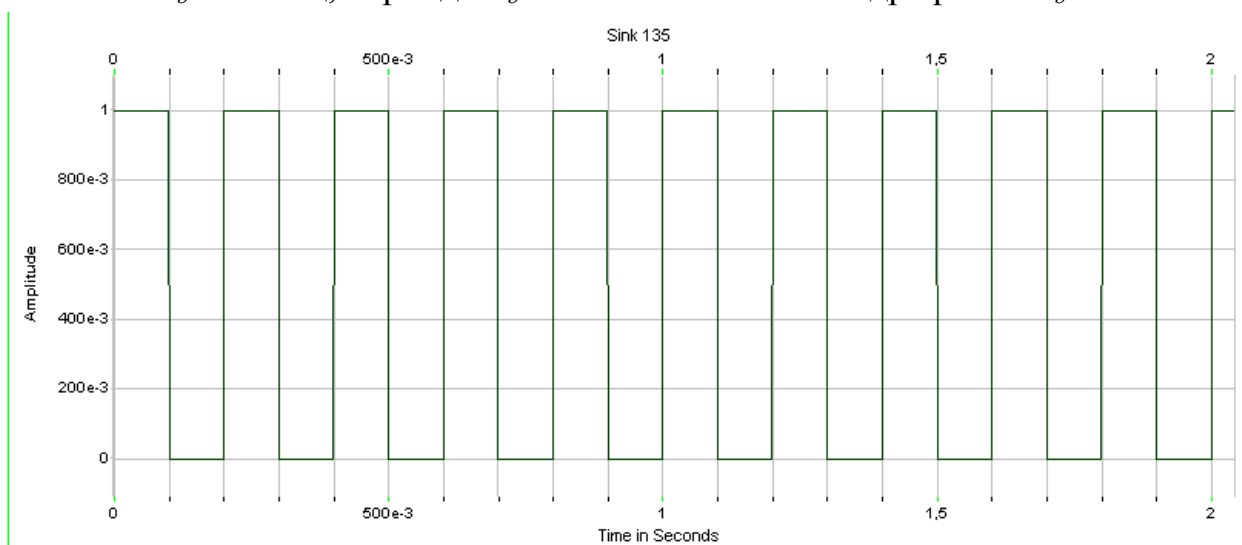


Рис. 2.1.4 Последовательность на выходе вспомогательного генератора (Эл. 11, рис. 2.1.1)

Эта вспомогательная видеопоследовательность прореживается для получения 1-го отсчета на плечо меандра (или 2-х отсчетов на период) в элементе 12 (рис.2.1.1). На его выходе получается униполярная последовательность отсчетов  $b(t)$  (рис. 2.1.5).

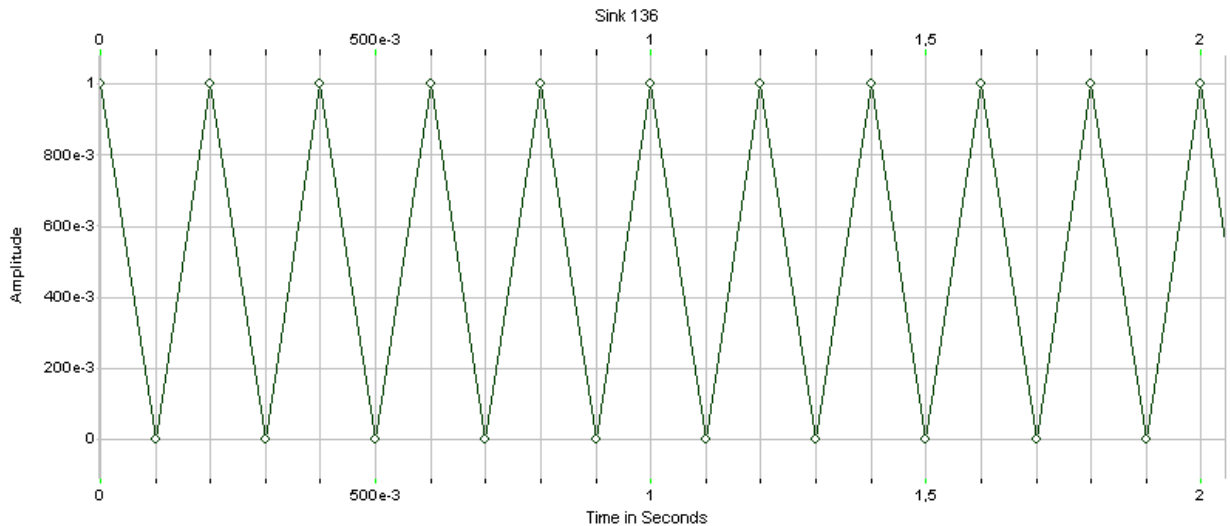


Рис. 2.1.5 Униполярная последовательность отсчетов  $b(t)$

В этой последовательности «1» находится на нечетном месте, «0» – на четном. Эта регулярная последовательность используется для разделения нечетных (синфазная компонента) и четных (квадратурная компонента) бит ПСП  $a(t)$ .

Далее последовательности  $a(t)$  и  $b(t)$  поступают на селектор (элемент 4, рис. 2.1.1), который имеет два входа: Signal (на схеме обозначен 0) и Control (на схеме обозначен 1) и два выхода (0 и 1). На вход 0 (Signal) поступает информационная  $a(t)$ . На вход 1 (Control) поступает управляющая  $b(t)$ . Параметром селектора (эл. 4) является пороговый уровень отсчетов  $b(t)$  (в схеме  $\text{Threshold} = 0,5$ ).

На выход 0 селектора 4 проходит (полярный  $\pm 1$ ) отсчет со входа Signal, если  $\text{Control} \geq \text{Threshold}$ . Если  $\text{Control} < \text{Threshold}$ , то на выход 0 селектора 4 поступает нулевой отсчет. На рис. 2.1.6 приведена реализация последовательности  $d_0(t)$ , составленной из нечетных бит ПСП  $a(t)$  (рис. 2.1.3). Биты  $a(t)$  с четными номерами представлены нулевыми (неинформационными) отсчетами в последовательности  $d_0(t)$ .

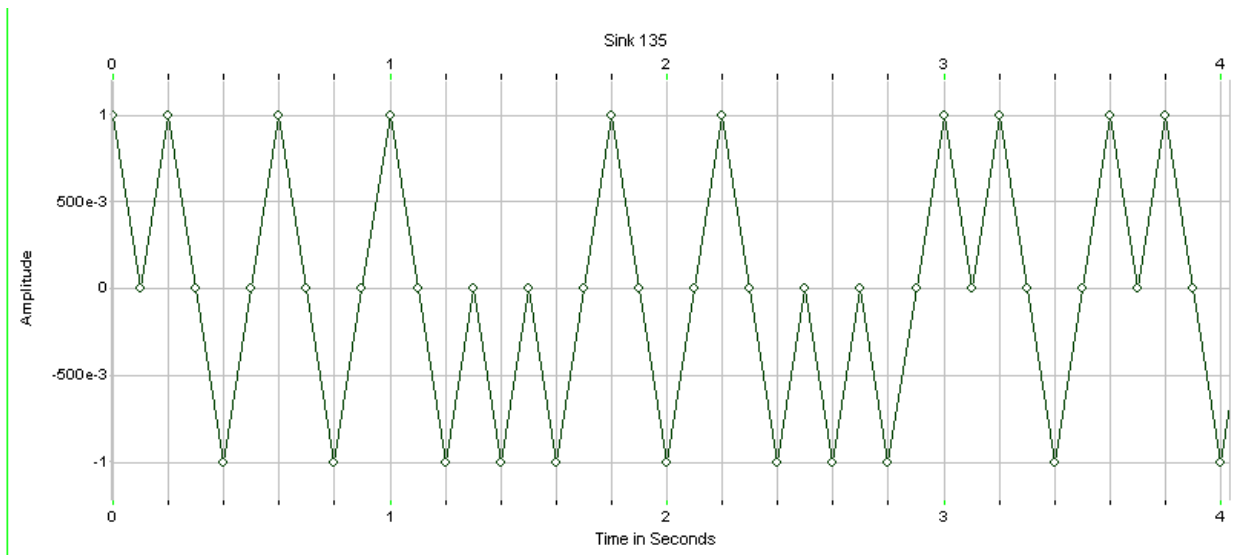


Рис. 2.1.6 Последовательность отсчетов  $d_0(t)$

На выход 1 селектора 4 проходит (полярный  $\pm 1$ ) отсчет со входа Signal, если  $\text{Control} < \text{Threshold}$ . Если  $\text{Control} \geq \text{Threshold}$ , то на выход 1 селектора 4 поступает нулевой отсчет. На рис. 2.1.7 приведена реализация последовательности  $d_1(t)$ , составленной из четных бит ПСП  $a(t)$  (рис. 2.1.3). Биты  $a(t)$  с нечетными номерами заменены нулевыми (неинформационными) отсчетами в последовательности  $d_1(t)$ .

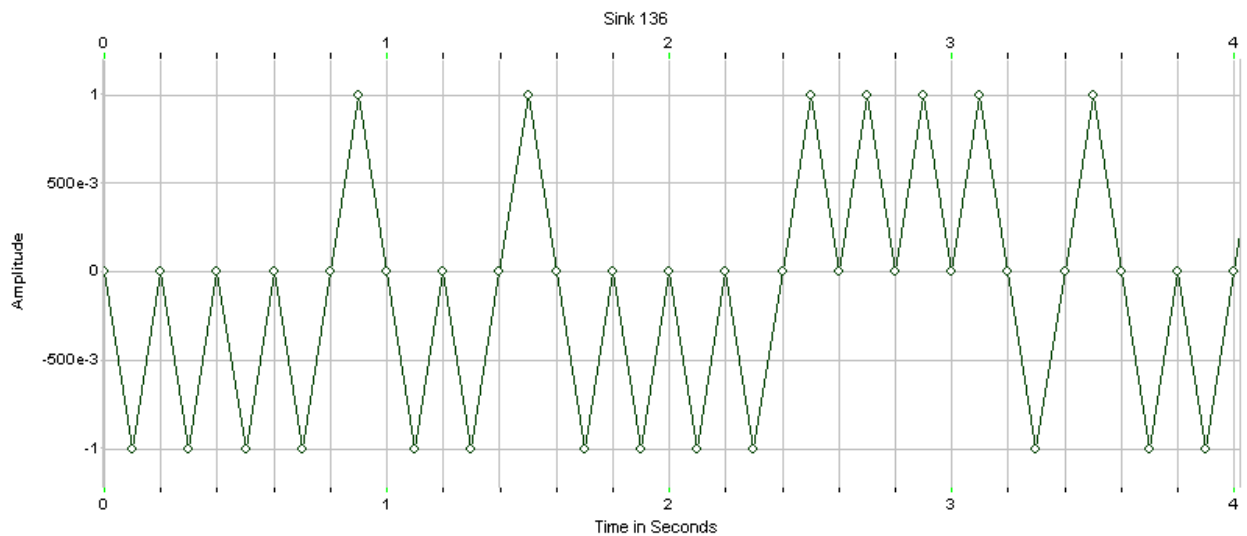


Рис. 2.1.7 Последовательность отсчетов  $d_1(t)$

Частота следования отсчетов  $d_0(t)$  и  $d_1(t)$  равна 10 Гц. Однако частота квадратурных последовательностей в 2 раза меньше и должна быть равна 5 Гц.

Прореживание в 2 раза отсчетов на обоих выходах селектора 4 позволяет избавиться от нулевых вспомогательных бит и получить последовательности отсчетов квадратур с периодом  $T_c = 2T_b = 200$  мс.

В последовательности  $d_0(t)$  вспомогательные нулевые биты присутствуют на четных позициях. Дециматор 14 в схеме на рис. 2.1.1,

реализованной в System View, с коэффициентом децимации  $K_d = 2$  пропускает на выход каждый первый отсчет из двух. Поскольку второй отсчет пропадает, дециматор 14 исключает нулевые отсчеты.

В последовательности  $d_1(t)$  вспомогательные нулевые биты присутствуют на нечетных позициях. Поскольку прореживание последовательности в 2 раза (дециматором эл. 15, рис.2.1.1) должно оставить информационные отсчеты, находящиеся на четных позициях, в схеме (рис. 2.1.1) присутствует элемент задержки (Sample Delay 18 на рис. 2.1.1). Параметр элемента 18 – задержка на 1 отсчет  $T_b = 100$  мс (рис.2.1.8).

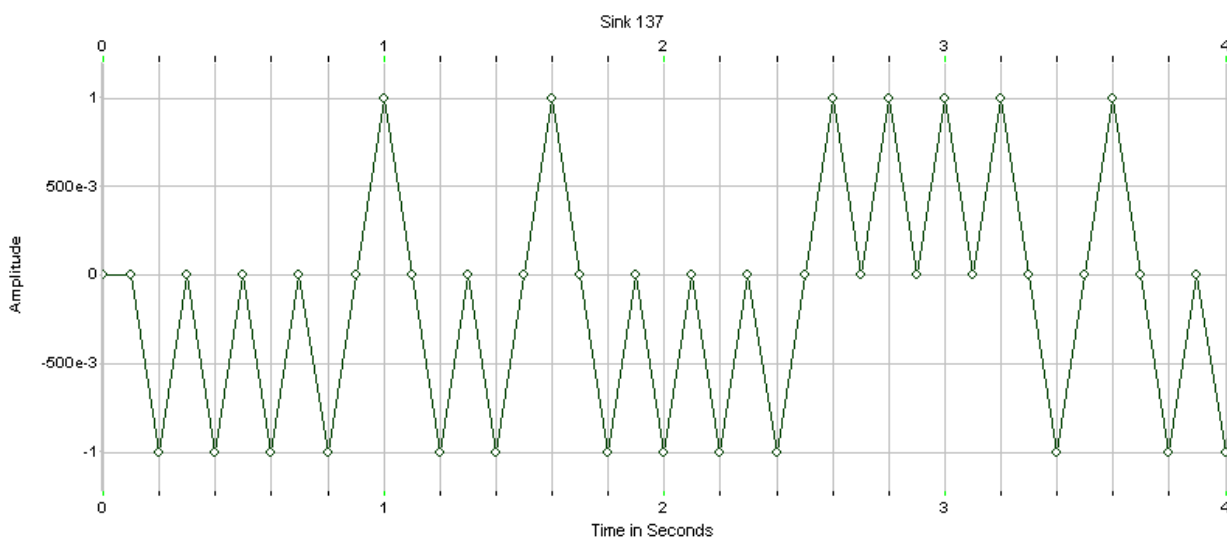
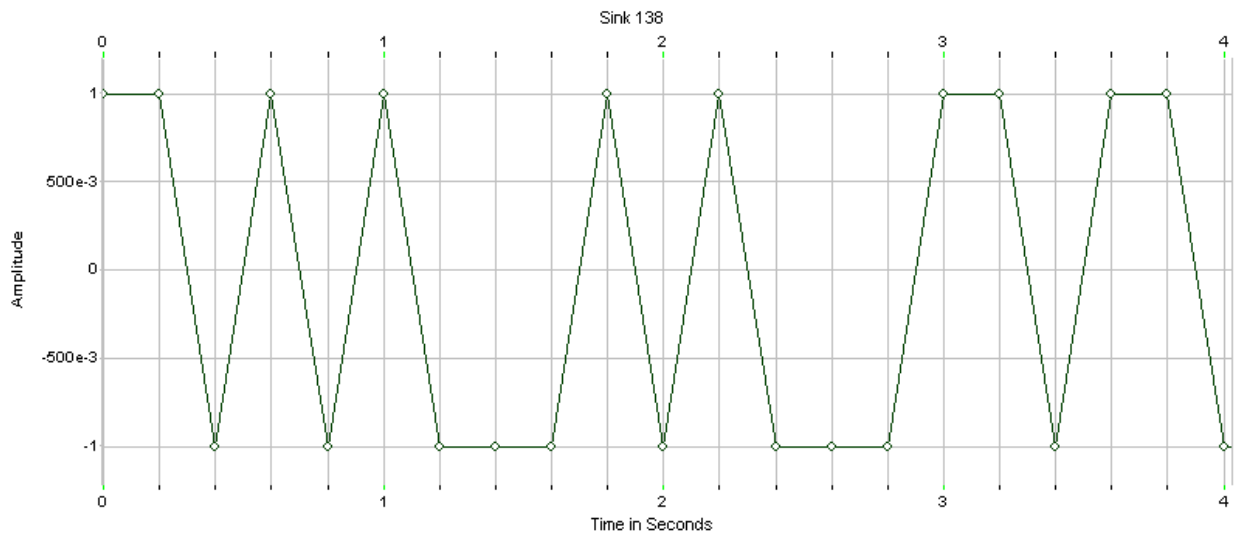
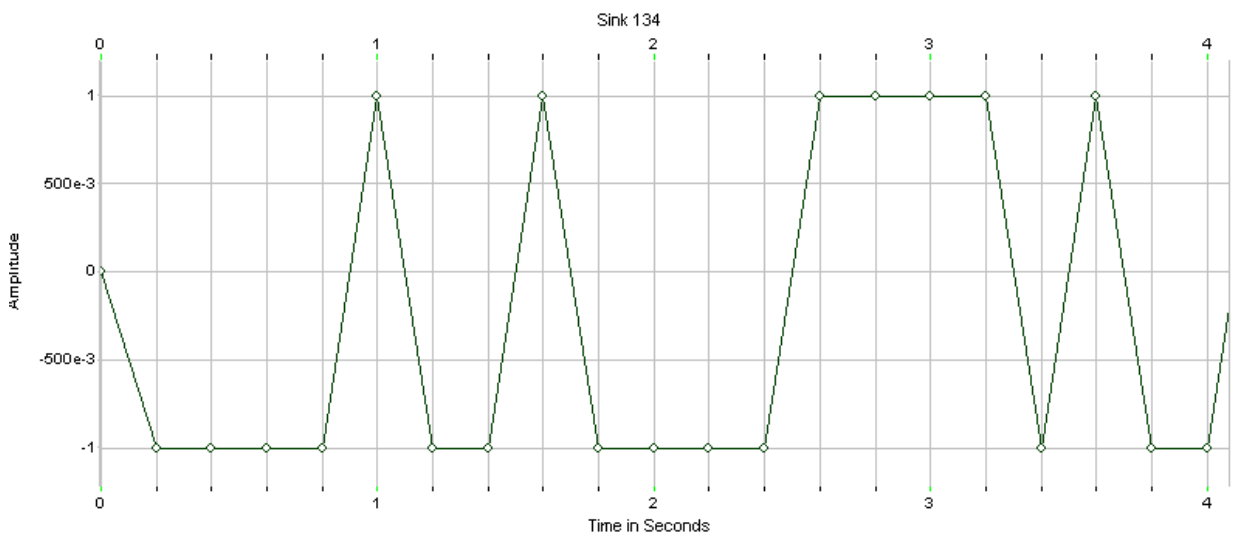


Рис. 2.1.8 Выход элемента 18, вход дециматора 15

Далее последовательности  $d_0(t)$  и задержанная  $d_1(t)$  поступают на элементы Decimate (14 и 15, рис.2.1.1) - прореживатели, которые исключают каждый 2-й отсчёт из выборки входного сигнала (рис.2.1.9).



а)



б)

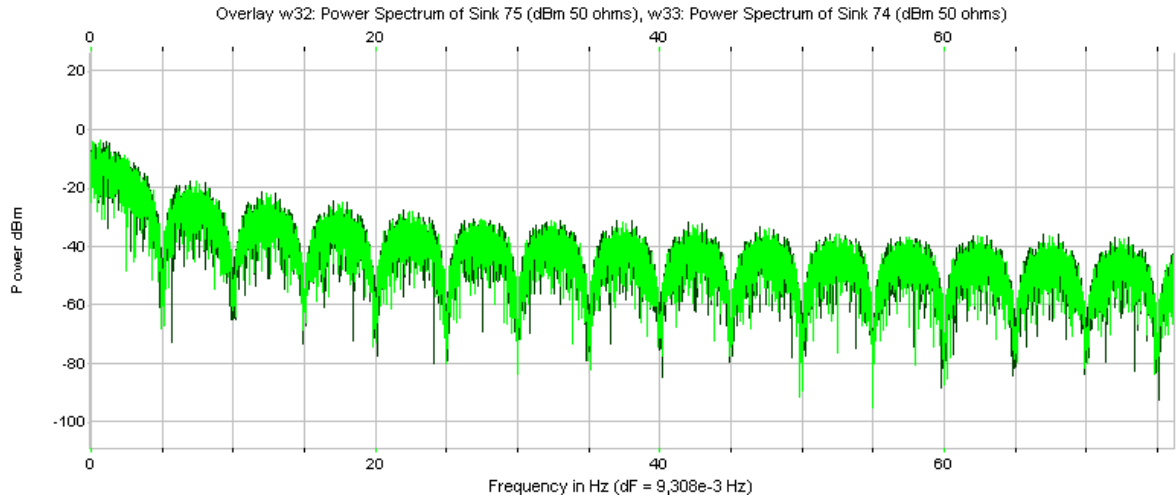
Рис. 2.1.9 Выход элементов: а) 14, б) 15

Блок Hold (элементы 19 и 20) с параметром удерживания значения последнего отчета между выборками используется для восстановления частоты дискретизации процесса до значения системной частоты. Таким образом, на выходах демультиплексора (ДМ) (рис. 2.1.10) формируются низкочастотные квадратурные последовательности  $I(t)$  и  $Q(t)$ , изображенные на рис.2.1.11. Заметим, что модулирующие импульсы  $I(t)$  и  $Q(t)$  имеют прямоугольную форму (код БВН<sup>1</sup>).

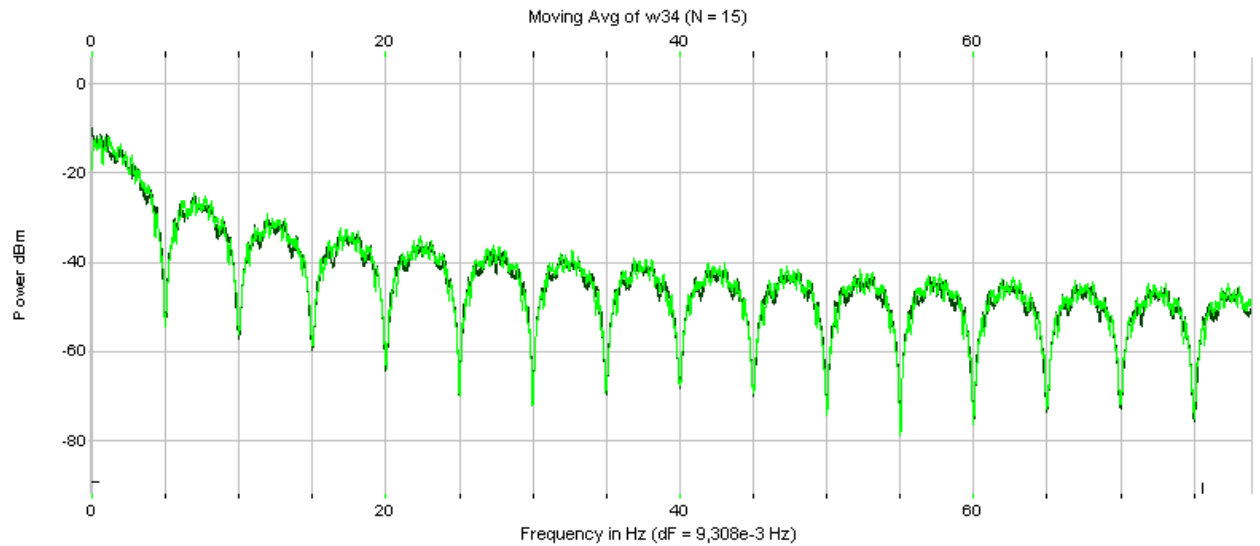
<sup>1</sup> Код БВН – без возврата к нулю - это простейший двухуровневый код, представляет собой обычный цифровой сигнал. Нулю соответствует нижний уровень, единице — верхний.







а)

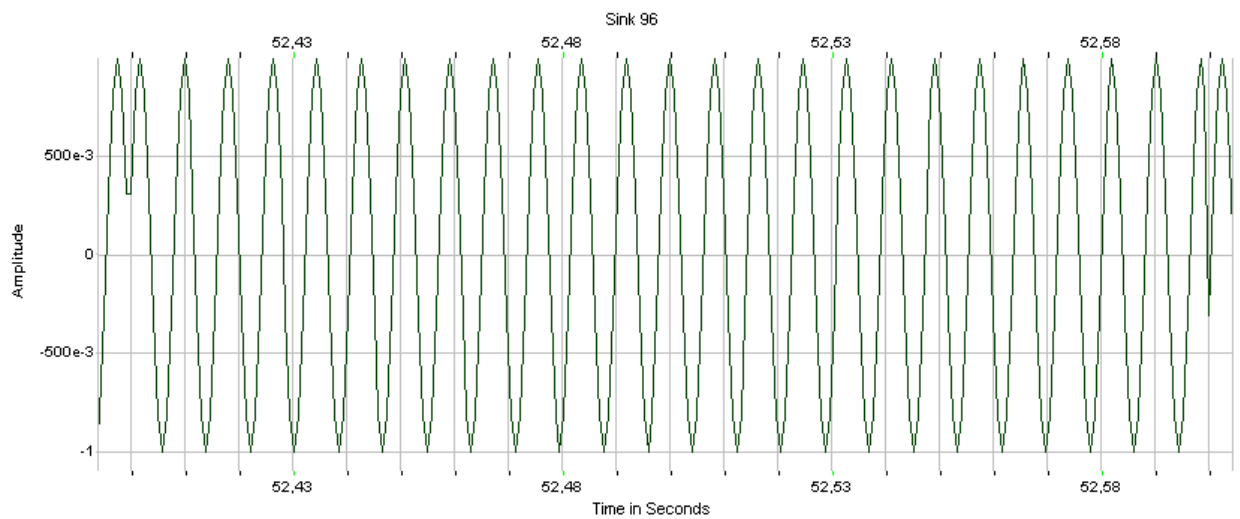


б)

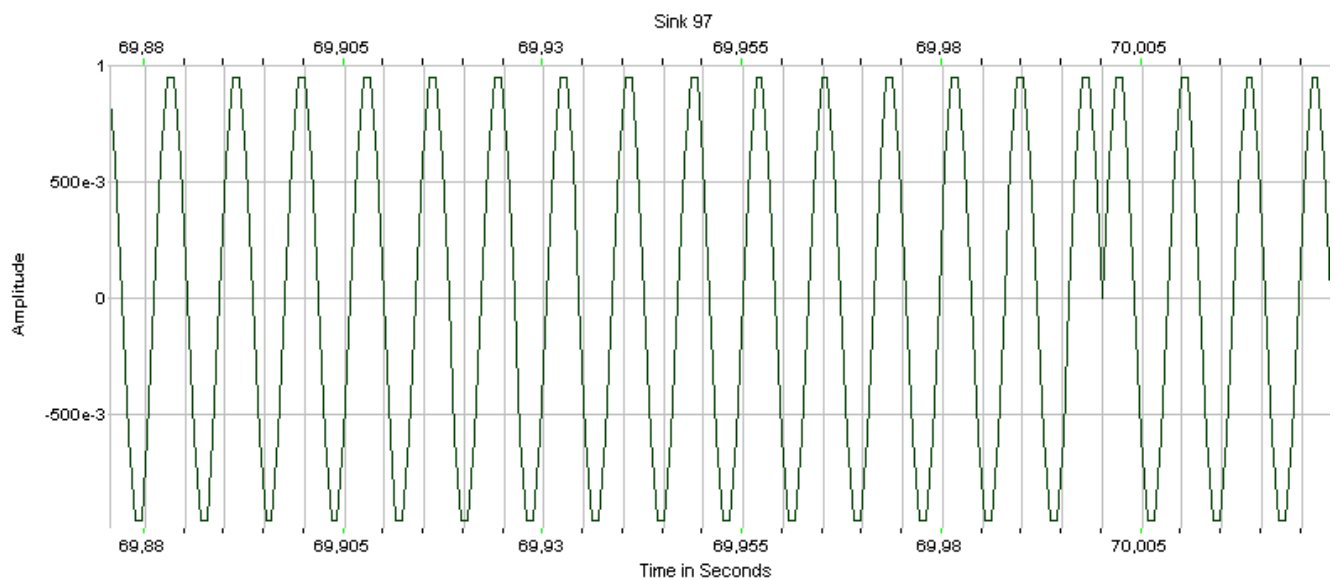
Рис. 2.1.12 Наложенные спектры квадратурных составляющих  $Q(t)$ (черный) и  $I(t)$ (серый): а) без усреднения, б) с усреднением по 15 отчетам

Спектры квадратурных составляющих  $Q(t)$  и  $I(t)$  совпадают (рис.2.1.12,а,б)

Согласно схеме формирования сигнала 4ФМ (рис. 1.1.6,а) видеопоследовательности  $I(t)$  и  $Q(t)$  (рис. 2.1.11) переносятся на промежуточную частоту  $f_0$  методом балансной модуляции. Опорное напряжение поступает с генератора (элемент 41). В каналах модулятора на выходах умножителей (элементы 23 и 26) формируются квадратурные сигналы 2ФМ (рис.2.1.13, а, б), модулированные отдельно составляющими  $I(t)$  или  $Q(t)$ . Для получения сигнала 4ФМ колебания с выходов элементов 23 и 26 складываются.



а)

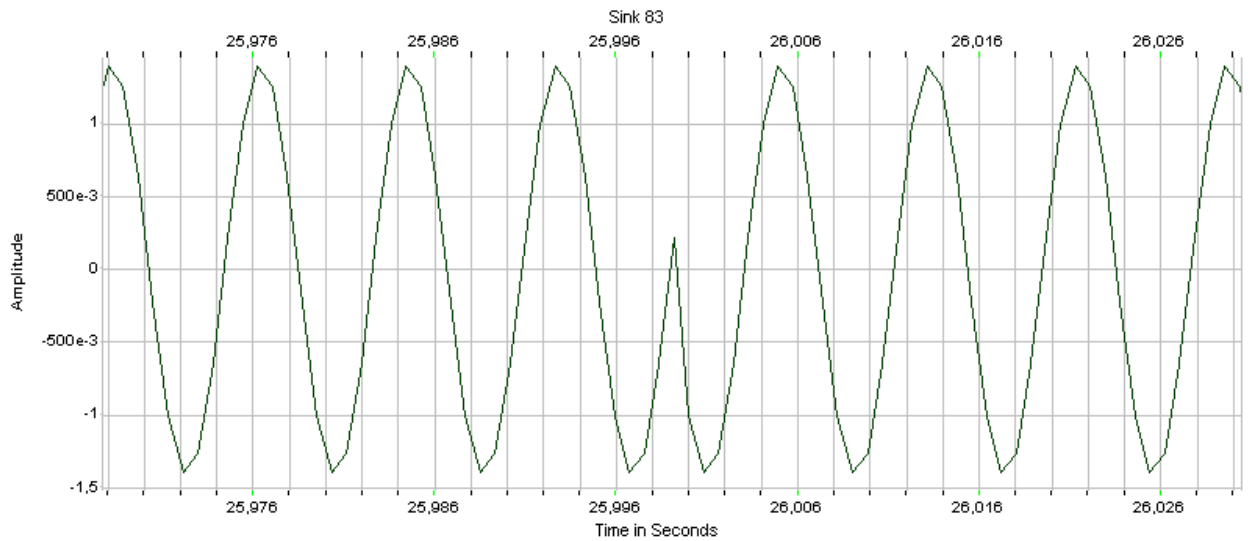


б)

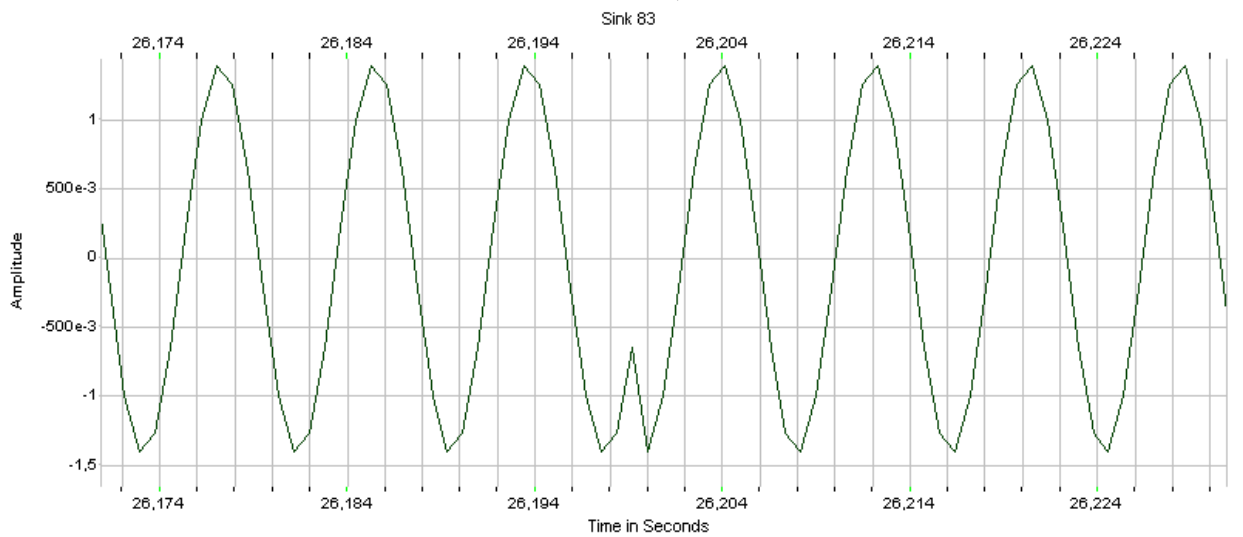
Рис. 2.1.13 Выходы элементов: а)23, б) 26 (рис.2.1.1)

Схема модулятора с особенностями формирования сигнала (обоснование введения вспомогательных элементов 81, 82) в среде SystemView (SV) приведена в Приложении 1.

В результате на выходе модулятора (элемент 81, рис.2.1.1) формируется сигнал 4ФМ, реализация и спектр изображены на рис.2.1.14 и 2.1.15.



а)



б)

Рис.2.1.14. Реализация сигнала 4ФМ на выходе модулятора (элемент 81, рис2.1.1):  
а), б) в разные моменты времени

По реализации модулированного сигнала (рис. 2.1.14) видно, что наблюдаются изменения фазы в тактовые моменты времени на  $\pm\pi/2$  и на  $\pi$ .

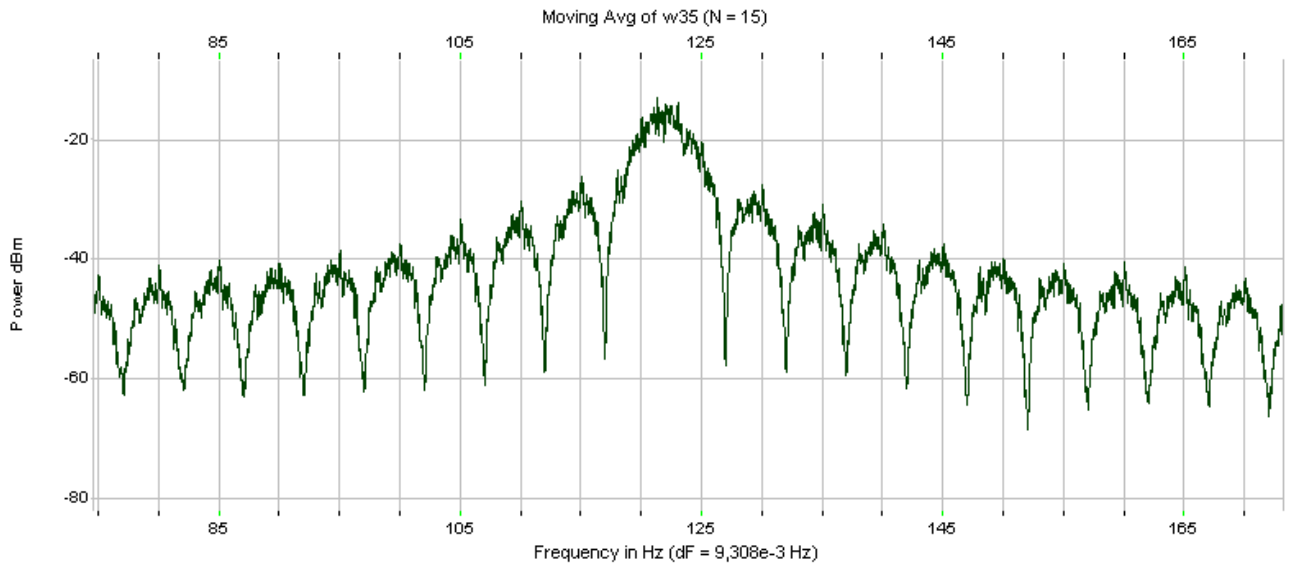


Рис.2.1.15. Спектр сигнала 4ФМ на выходе модулятора (усреднение по 15 отсчетам)

Из рис. 2.1.15 видно, что спектр сигнала 4ФМ имеет лепестковый характер, максимум спектра находится на промежуточной частоте  $f_0 = 122$  Гц, ширина главного лепестка по нулевому уровню составляет  $2R_c = 10$  Гц; ширина боковых лепестков равна  $R_c = 5$  Гц. Скорость уменьшения боковых лепестков пропорциональна функции  $1/(f-f_0)^2$ .

На рис. 2.1.16 изображена диаграмма переходов для сигнала 4ФМ.

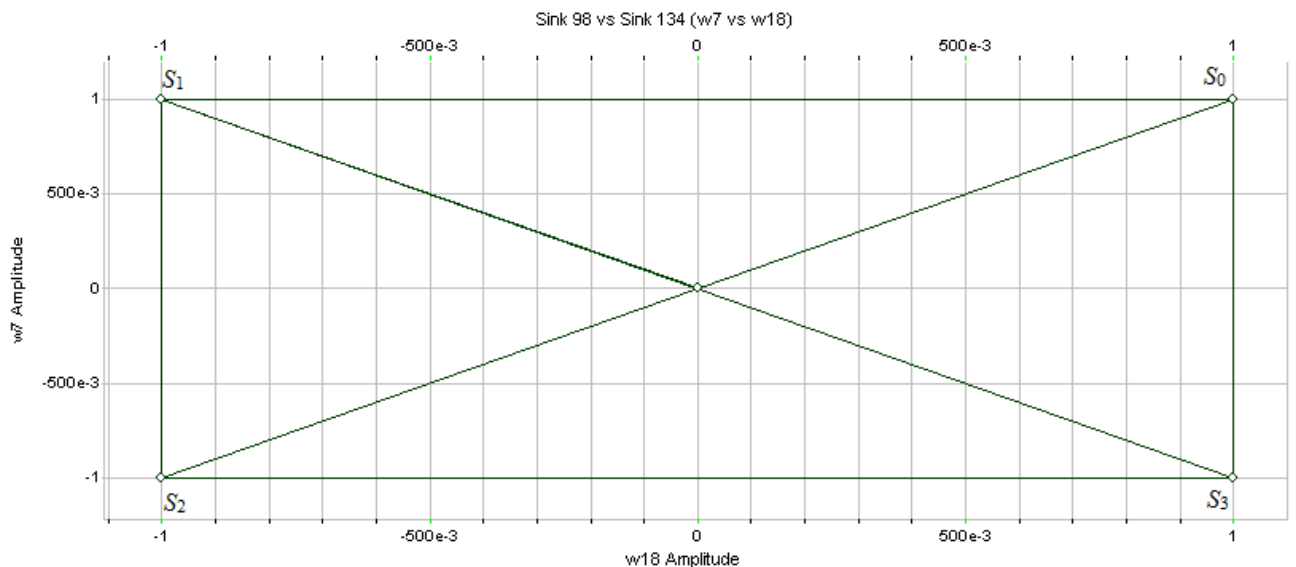
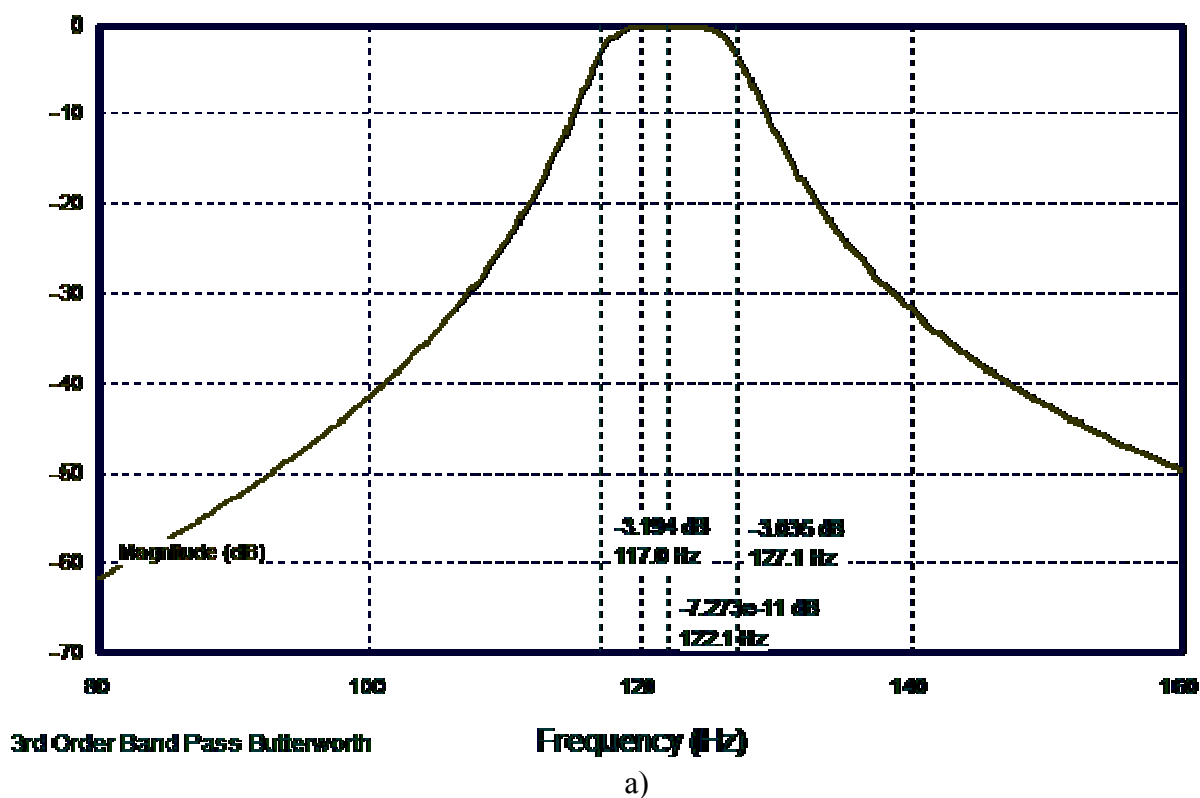


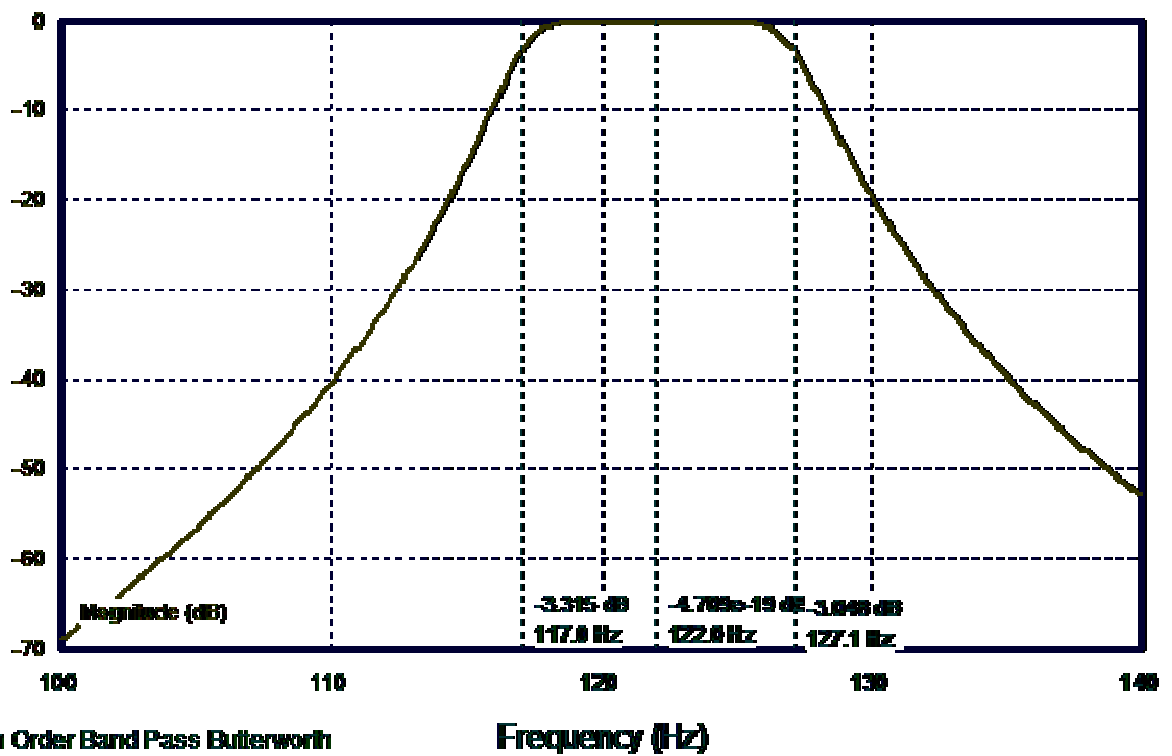
Рис.2.1.16. Диаграмма переходов для сигнала 4ФМ

Полученная диаграмма переходов соответствует теоретической, изображенной на рис.1.1.4: возможны переходы не только последовательные, из одной точки созвездия в соседнюю ( $S_0 \leftrightarrow S_1 \leftrightarrow S_2 \leftrightarrow S_3$ ), но и в противоположные состояния  $S_0 \leftrightarrow S_2$  и  $S_1 \leftrightarrow S_3$ .

Для дальнейшей обработки цифрового сигнала 4ФМ в ВЧ каскадах передатчика необходимо использовать ограничивающий по частоте полосовой фильтр ПФ (элемент 31, рис. 2.1.1) с центральной частотой, равной промежуточной частоте спектра сигнала  $f_0 = 122$  Гц. Рассмотрим фильтры Баттерворта 3-го и 5-ого порядков с полосой  $2 R_c = 10$  Гц, при этом значение границ полосы пропускания ПФ равны  $f_n = 117$  Гц,  $f_b = 127$  Гц. Ниже проведен анализ основных характеристик фильтров, чтобы выбрать один из них для моделирования.

АЧХ и ФЧХ фильтров ПФ приведены на рис.2.1.17, 2.1.18.

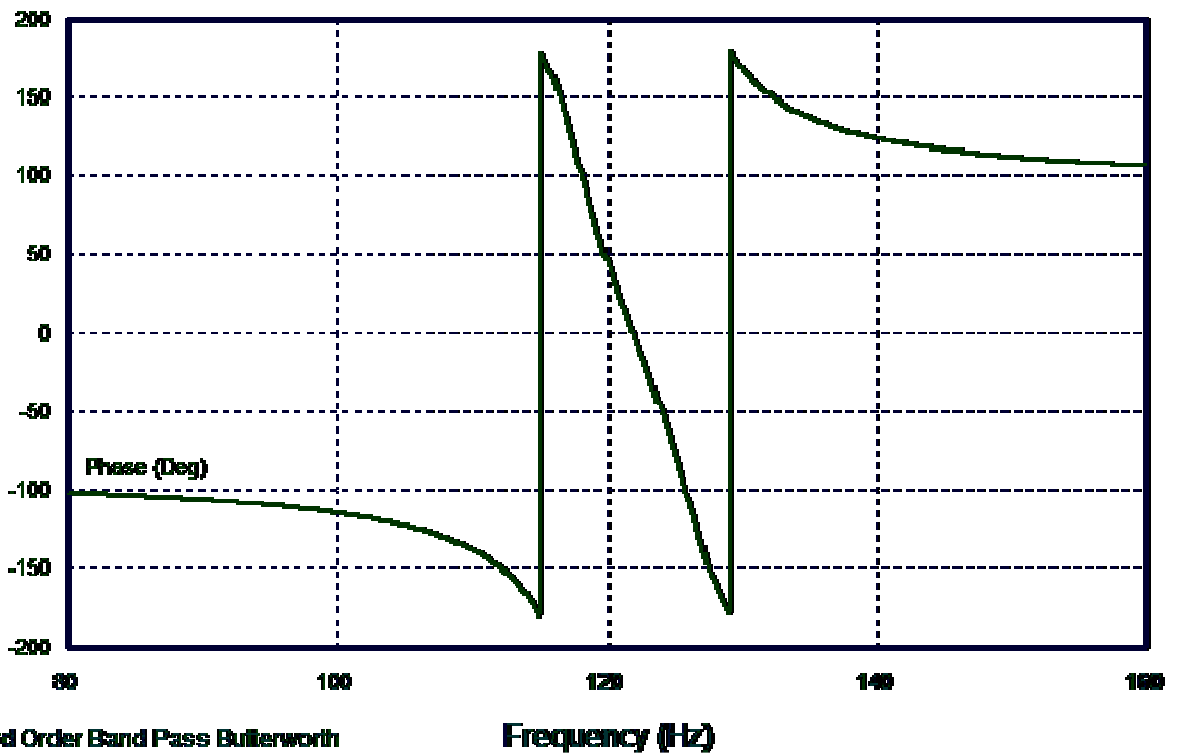




5th Order Band Pass Butterworth

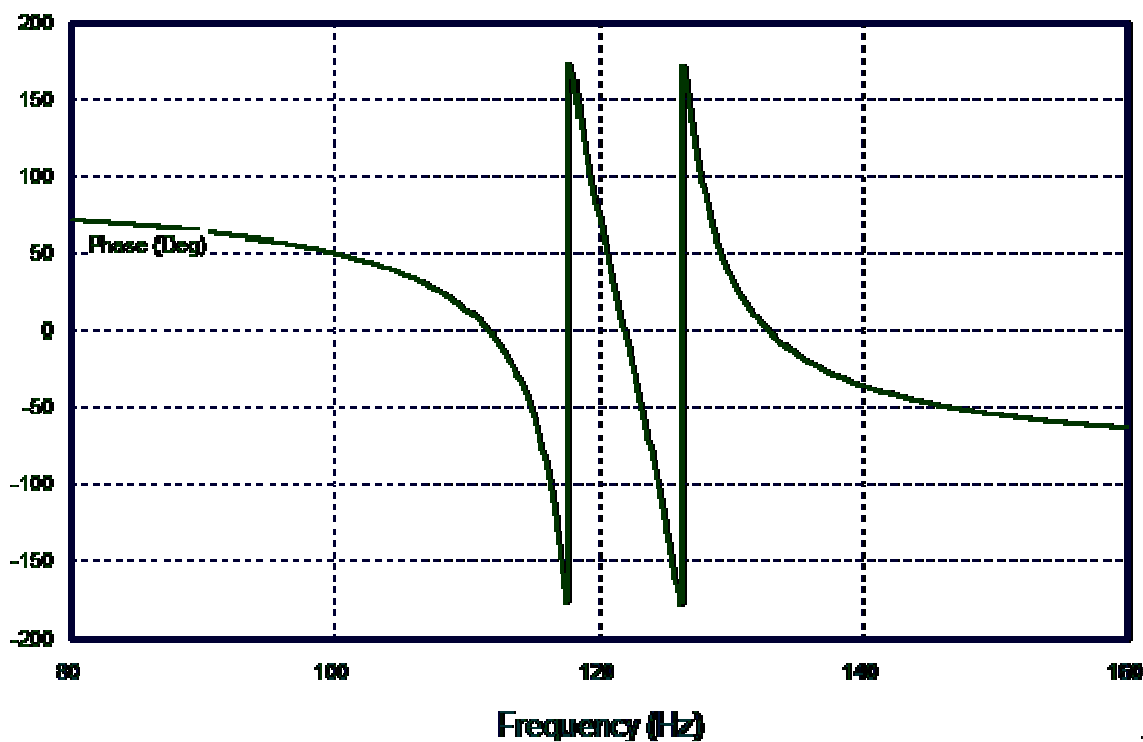
б)

Рис.2.1.17 АЧХ фильтра ПФ(элемент 31, рис.2.1.1.) с полосой пропускания 10 Гц; а) фильтр Баттерворта 3-го порядка, б) фильтр Баттерворта 5-го порядка



3rd Order Band Pass Butterworth

а)



б)

Рис.2.1.18 ФЧХ фильтра ПФ(элемент 31, рис.2.1.1.) с полосой пропускания 10 Гц:  
 а) фильтр Баттерворта 3-го порядка, б) фильтр Баттерворта 5-го порядка

По АЧХ определены границы полосы задерживания по уровню  $-40$  дБ, для фильтра 3-го порядка:

$$f_{Н -40дБ} = 101 \text{ Гц}, f_{В -40дБ} = 146 \text{ Гц}.$$

В пределах полосы задерживания ФЧХ изменяется от  $+90^\circ$  до  $-90^\circ$ . График для производной ФЧХ – группового запаздывания приведен на рис.2.1.19.

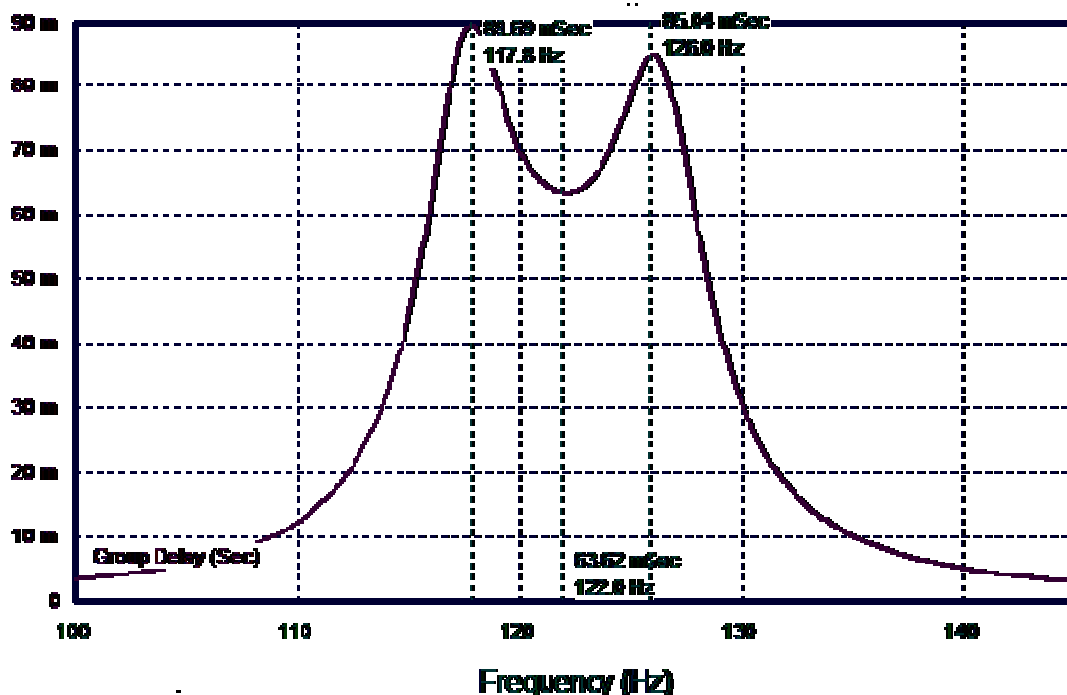


Рис.2.1.19 График группового запаздывания для ПФ 3-го порядка

По АЧХ определены границы полосы задерживания по уровню – 40 дБ, для фильтра 5-го порядка:

$$f_{H_{-40\text{дБ}}} = 110 \text{ Гц}, f_{B_{-40\text{дБ}}} = 135 \text{ Гц}.$$

В пределах полосы задерживания ФЧХ изменяется от  $+90^\circ$  до  $-90^\circ$ . График для производной ФЧХ – группового запаздывания приведен на рис.2.1.20.

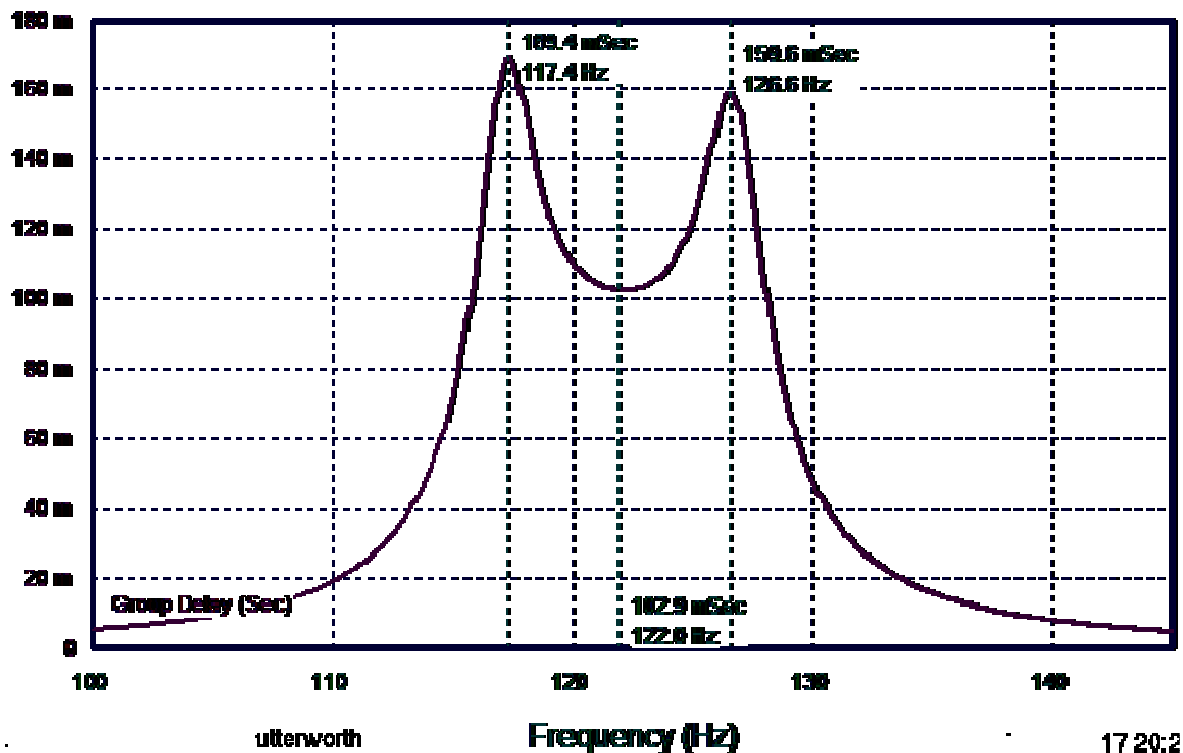
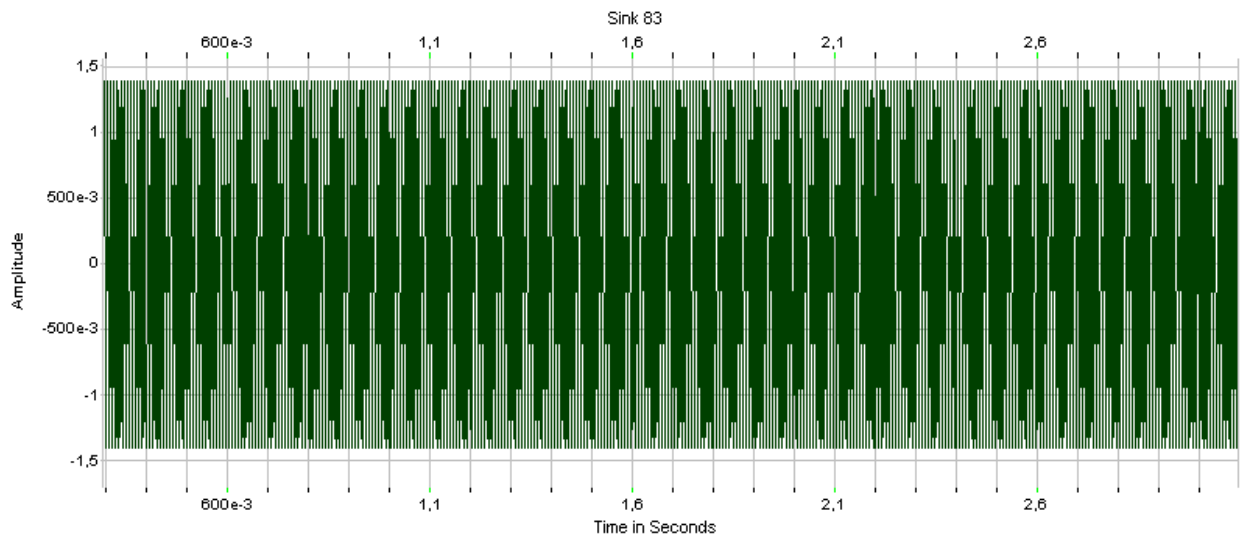


Рис.2.1.20 График группового запаздывания для ПФ 5-го порядка

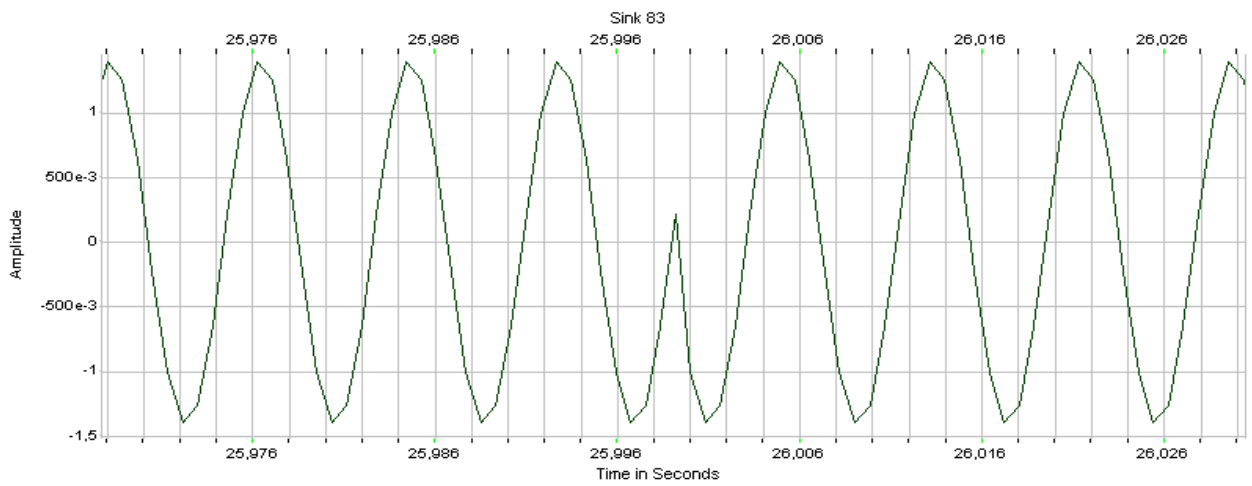
Как видно на рис.2.1.17 ПФ пятого порядка имеет более прямоугольную АЧХ, но для ПФ третьего порядка ФЧХ (рис.2.1.18) – более линейна, групповое запаздывание в 2 раза меньше, поэтому для моделирования выбран фильтр Баттерворта третьего порядка.

Фрагмент реализации сигнала 4ФМ на выходе модулятора (элемент 81, рис.2.1.1) и на входе ПФ приведена на рис. 2.1.21,а; на выходе ПФ (элемент 31,рис.2.1.1) – на рис. 2.1.21,б.

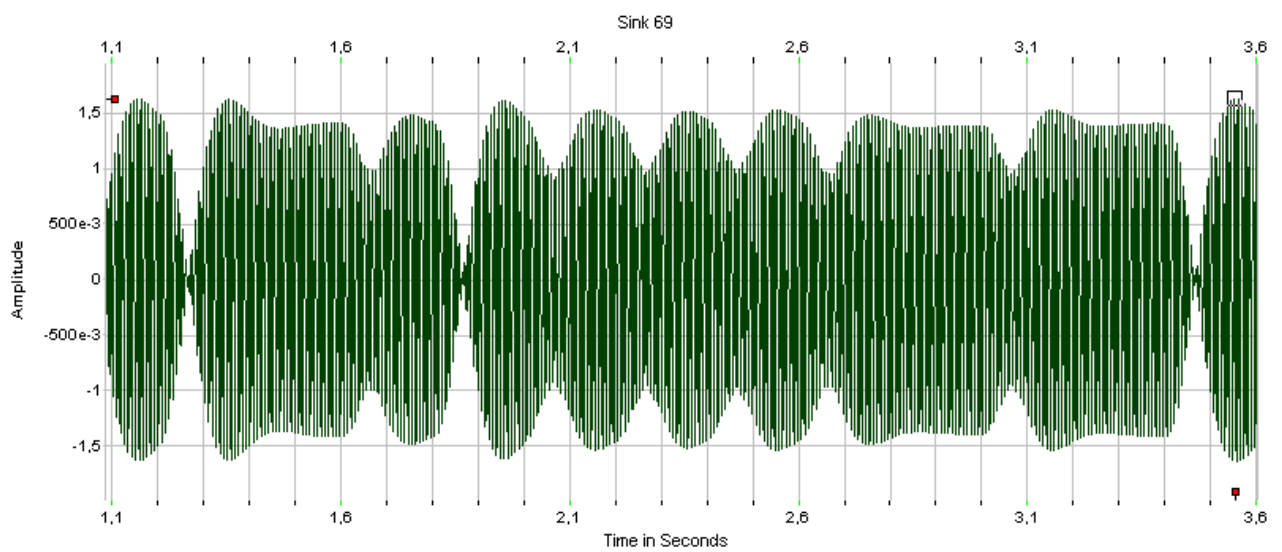




a)



б)



в)

Рис.2.1.21. Реализация сигнала 4ФМ на выходе: а), б) на выходе модулятора (мелкий и крупный масштабы); в) на выходе ПФ

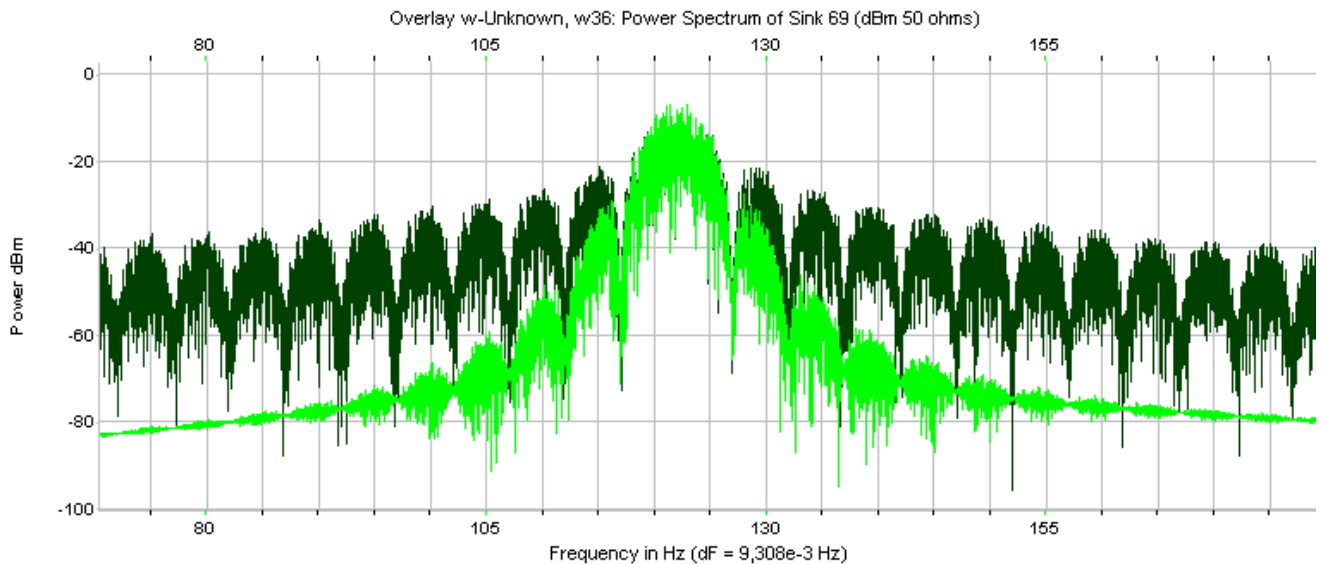
Сопоставление графиков на рис. 2.1.21, а и 2.1.21, в:

На выходе модулятора формируется сигнал 4ФМ с постоянной огибающей, равной 1,4 В, и длительностью радиоимпульса 200 мс.

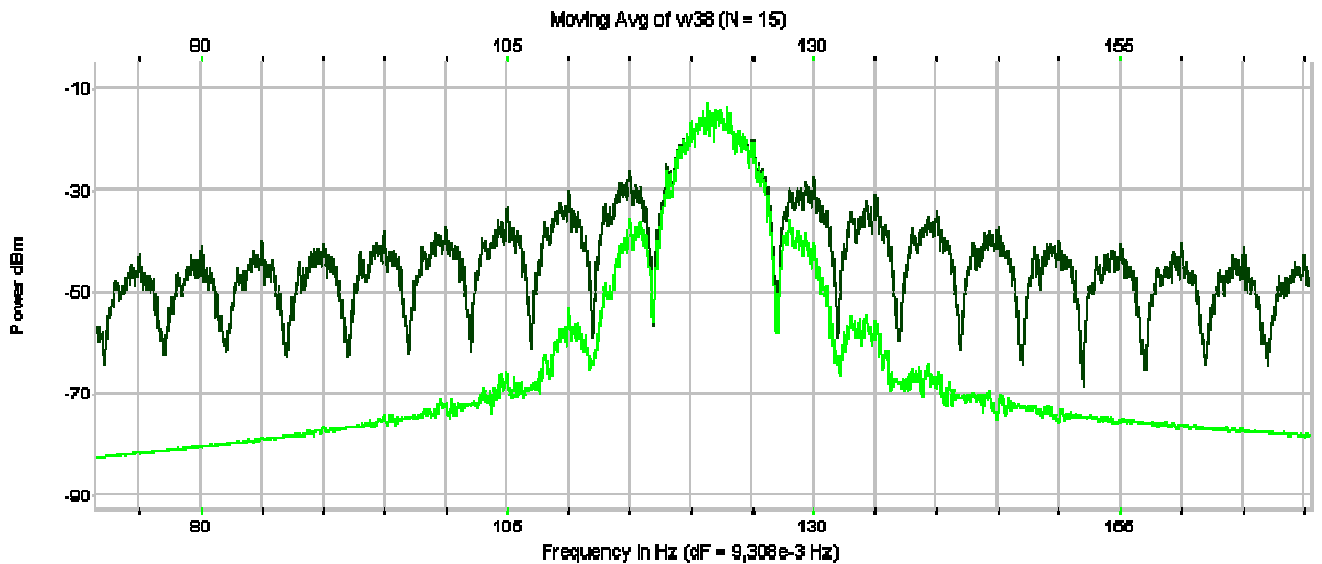
После прохождения сигнала через полосовой фильтр, огибающая становится непостоянной, наблюдаются провалы до 1 В при изменении модуляционной фазы соседних радиоимпульсов на  $\pm 90^\circ$ . Изменение модуляционной фазы соседних импульсов на  $180^\circ$  вызывает провалы огибающей до нуля.

Заметим, что на входе ПФ присутствуют скачки фазы в момент окончания / начала импульса, на его выходе скачки устраняются, и фаза колебания становится непрерывной.

На рис.2.1.22,а,б показан спектр сигнала на выходе ПФ (элемент 31 на рис. 2.1.1). Он имеет лепестковый характер, максимум спектра находится на частоте несущей  $f_0 = 122$  Гц, ширина главного лепестка по нулевому уровню составляет  $2R_c = 10$  Гц. Полоса пропускания ПФ выбрана равной 10 Гц, спектр колебания на выходе ПФ совпадает со входным только в пределах этой полосы. Вне полосы пропускания ПФ составляющие спектра входного колебания существенно ослабляются, скорость спада спектральной плотности мощности стала больше.



а)

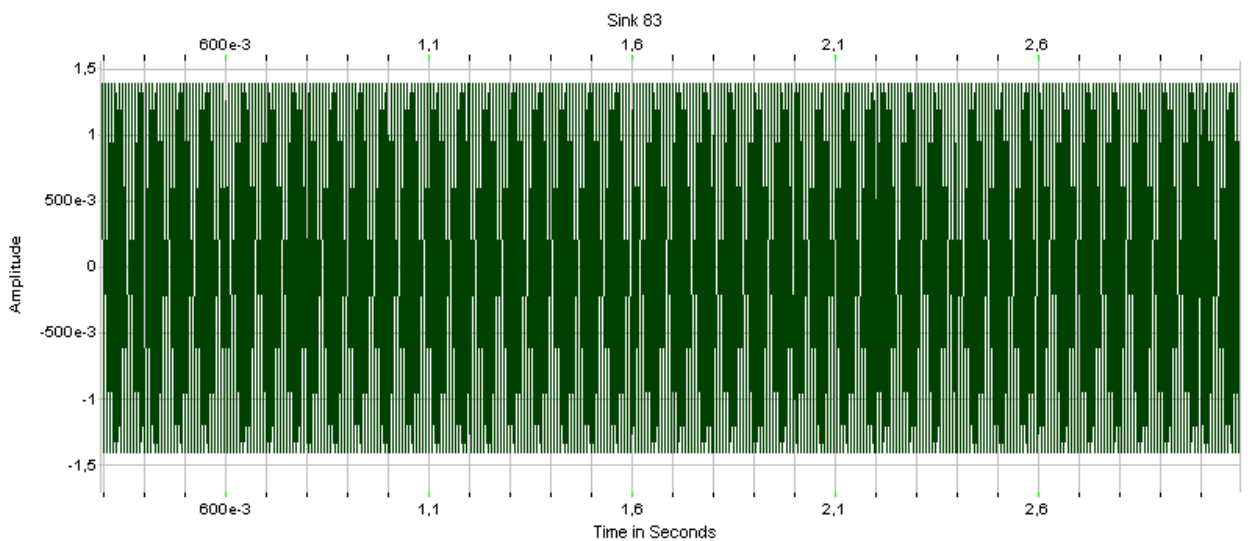


б)

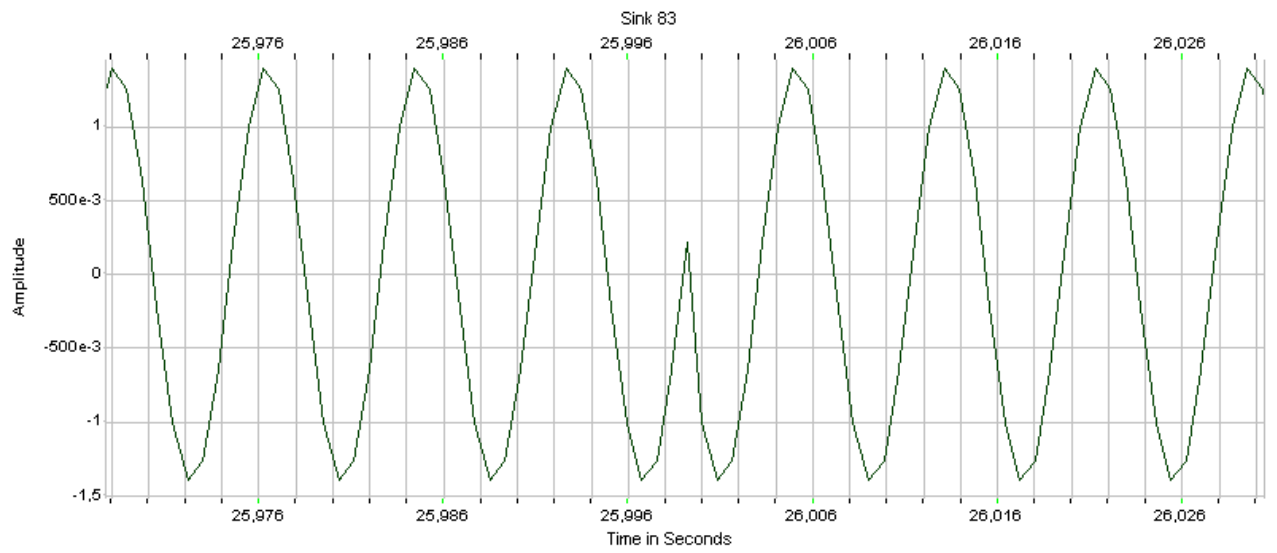
Рис.2.1.22. Спектр на выходе ПФ (серый):  
а) без усреднения, б) с усреднением по 15 отчетам.

Проведем аналогичный анализ реализации на выходе фильтра Баттерворта 5-ого порядка (рис.2.1.23) с полосой пропускания ПФ равной 10 Гц.

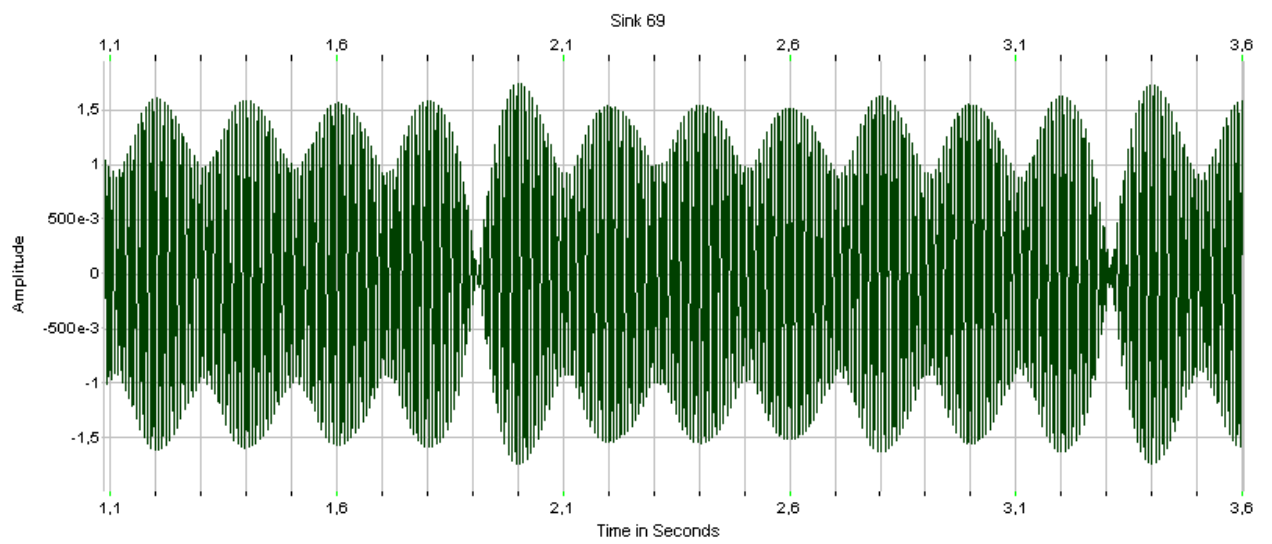
На рис.2.1.23,б представлена реализация сигнала 4ФМ с постоянной огибающей на входе ПФ. Огибающая сигнала становится более изрезанной на выходе ПФ 5-ого порядка по сравнению с выходом ПФ 3-ого порядка, а спектр (серый, рис.2.1.24) за пределами полосы пропускания ПФ спадает быстрее, чем спектр сигнала на выходе фильтра 3-го порядка.



а)



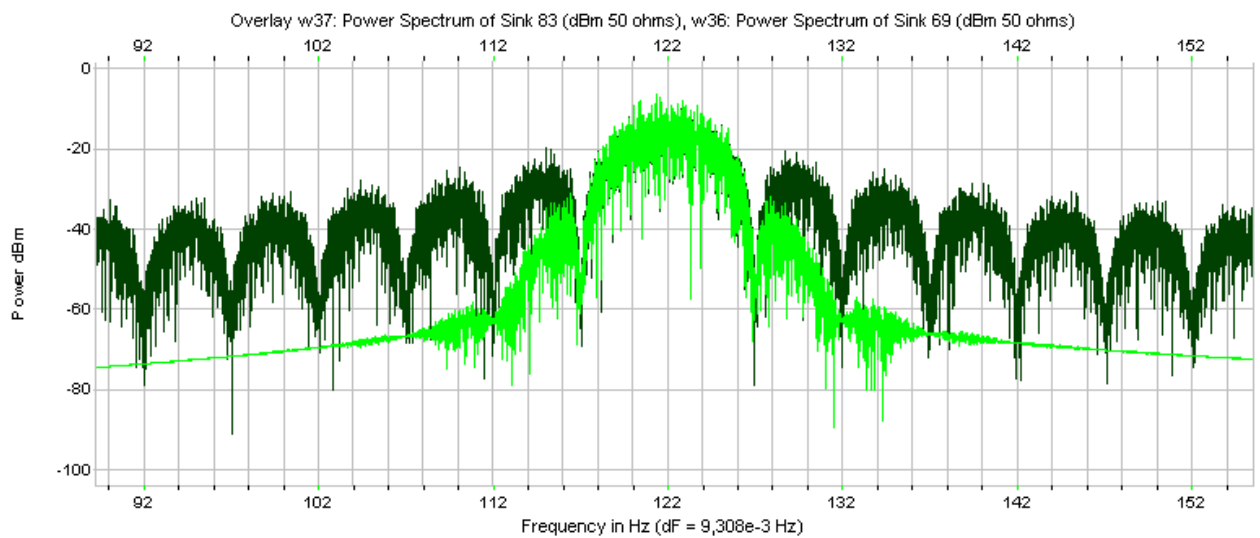
б)



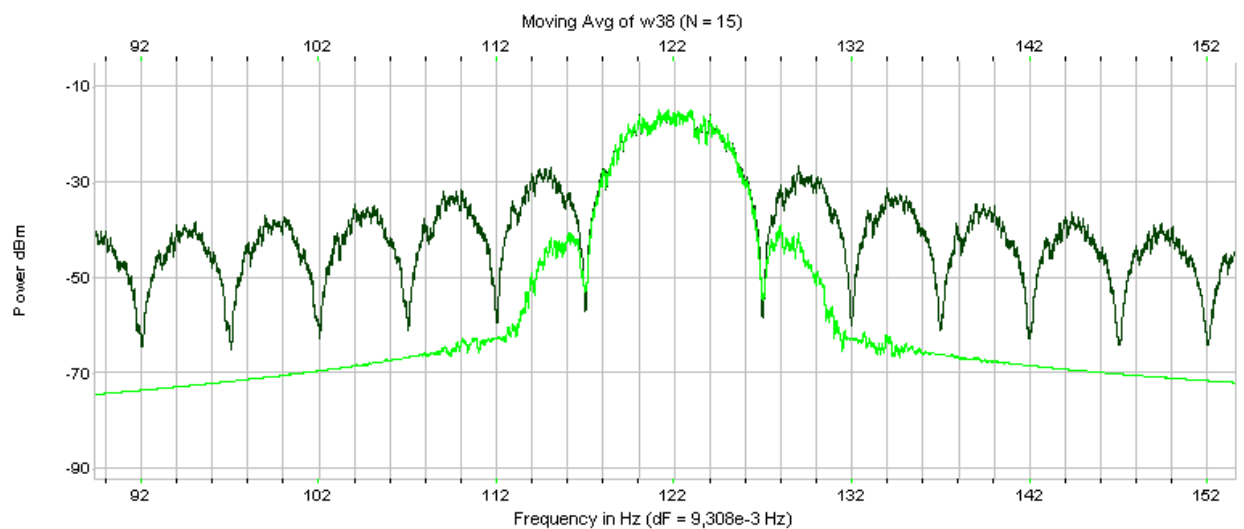
в)

Рис.2.1.23. Реализация сигнала 4ФМ:

а),б) - на выходе модулятора при разных масштабах; в) - на выходе ПФ



а)



б)

Рис.2.1.24. Спектр на выходе ПФ (серый): а) без усреднения, б) с усреднением по 20 отчетам без усреднения.

## 2.2 Цифровая модель приемной части РСПИ с сигналом 4ФМ

На рис.2.2.1 изображена цифровая модель приемного тракта.

Колебание  $r(t)$  представляет смесь цифрового сигнала 4ФМ и белого шума. Реализация колебания  $y(t)$  на выходе ПФ в отсутствие шума приведена на рис. 2.1.21,в.

В приемнике колебание  $y(t)$  поступает на двухканальный синфазно-квадратурный демодулятор (рис.2.2.1).

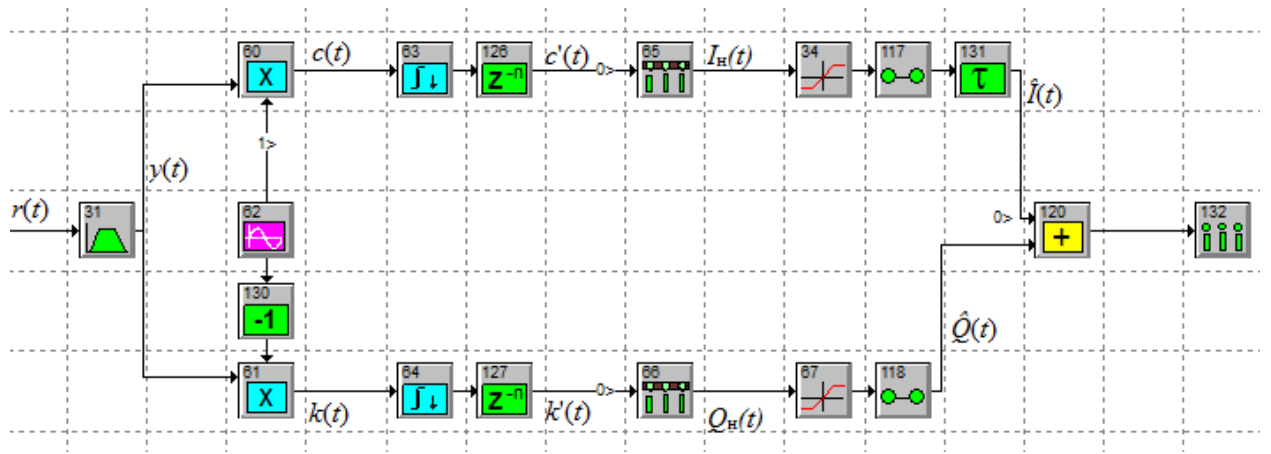
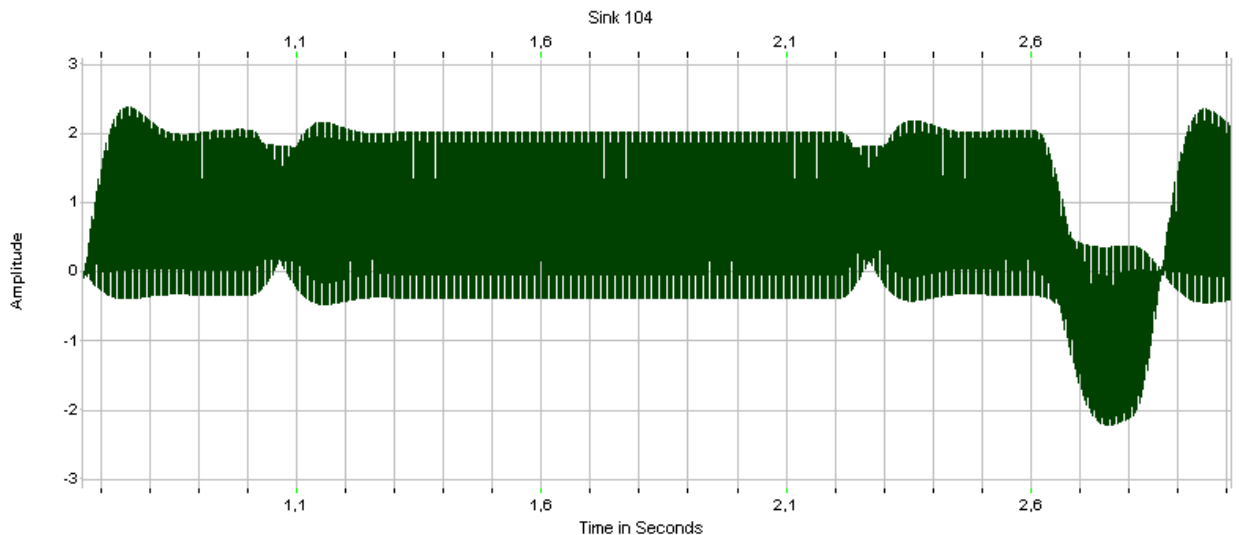


Рис.2.2.1 Цифровая модель приема сигнала 4ФМ

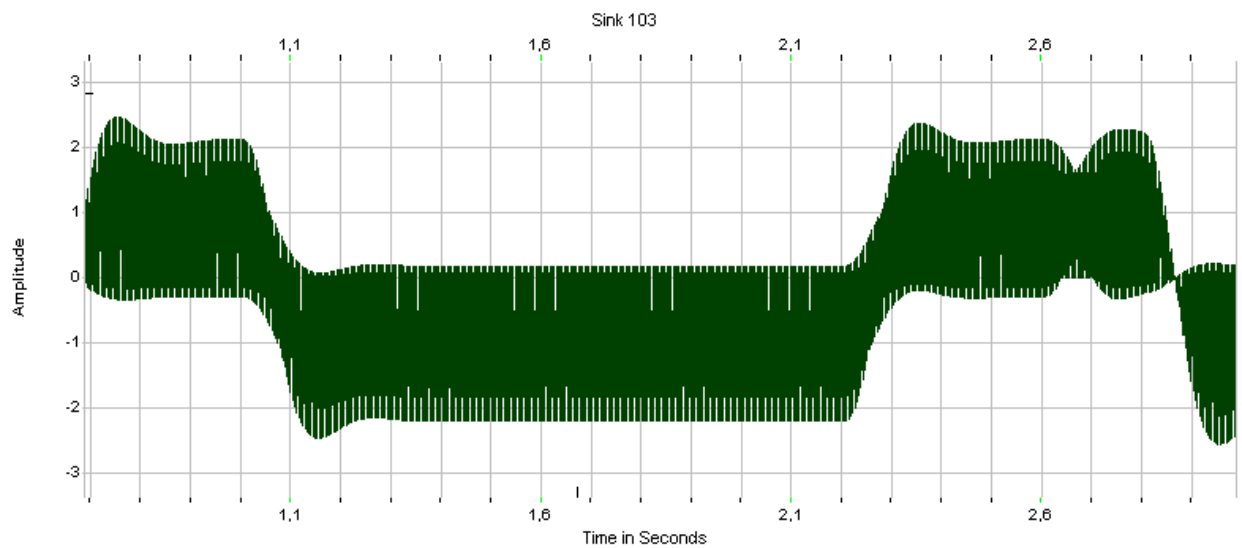
Параметры элементов схемы приведены в приложении 3 (Таблица ПЗ.1.2)

На входы умножителей (элементы 60 и 61) поступает сигнал с выхода ПФ и напряжение опорного генератора ОГ (элемент 62). На умножитель 60 синфазного канала подается опорное напряжение  $\cos(\omega_0 t)$ . На умножитель 61 квадратурного канала – опорное напряжение  $-\sin(\omega_0 t)$ . Инверсию колебания  $\sin(\omega_0 t)$  с выхода ОГ выполняет блок Negate (элемент 130).

На рис.2.2.2, а, б представлены реализации колебаний  $c(t)$  и  $k(t)$  на выходах умножителей 60 и 61, а также спектральные характеристики этих процессов (рис.2.2.3,а,б).

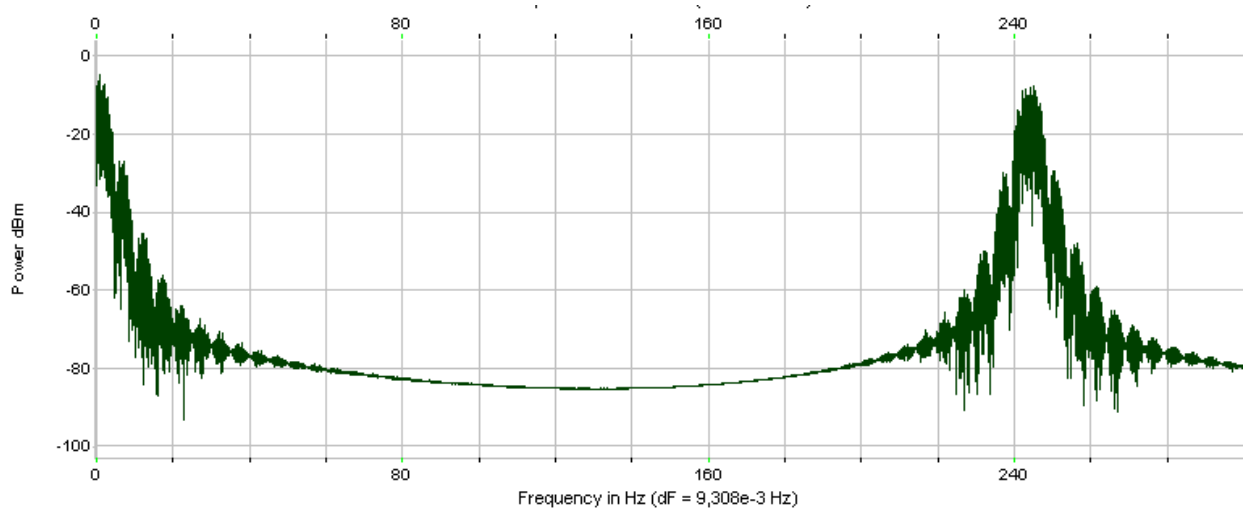


а)

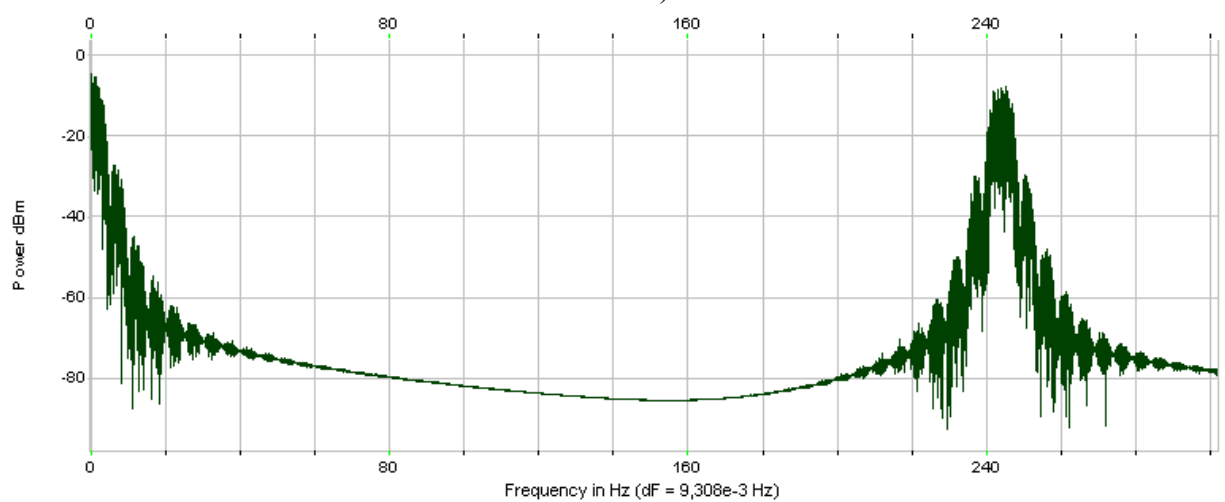


б)

Рис.2.2.2 Реализации  $c(t)$  и  $k(t)$  на выходах перемножителей: а)  $c(t)$ , б)  $k(t)$



а)

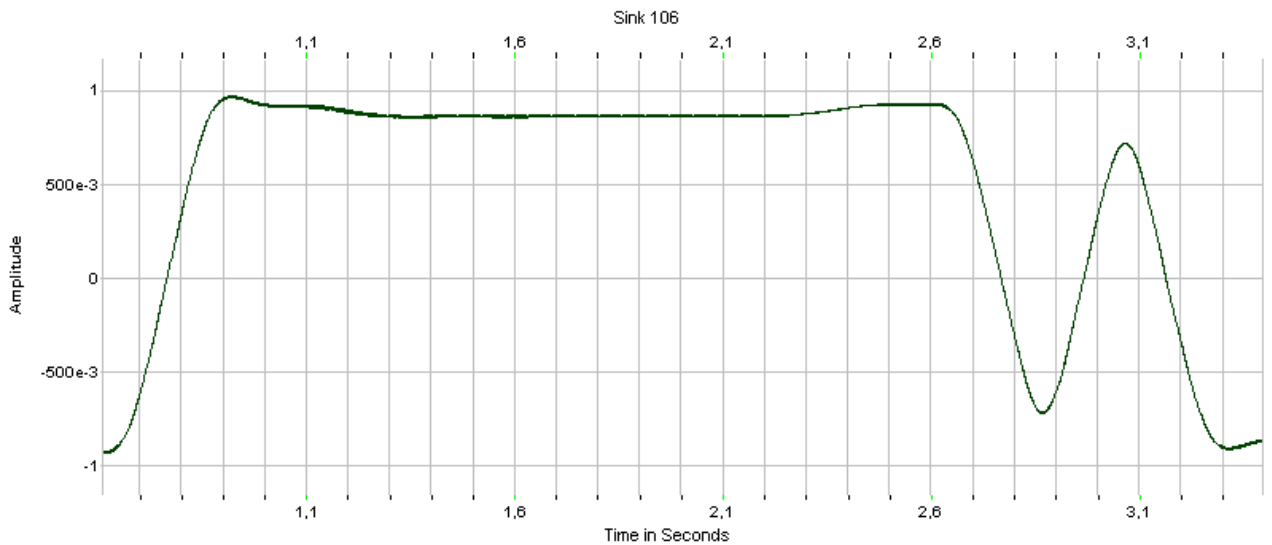


б)

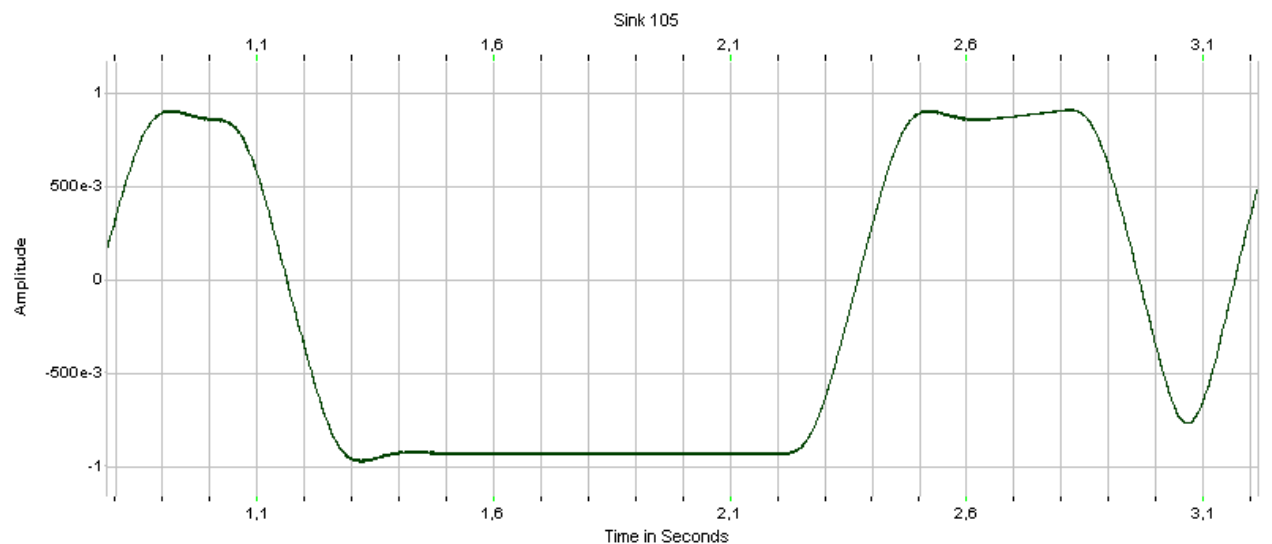
Рис.2.2.3 Спектральные характеристики колебаний: а)  $c(t)$ , б)  $k(t)$

В спектрах колебаний  $c(t)$  и  $k(t)$  появляются две составляющие: низкочастотная и высокочастотная с центральной частотой  $2f_0 = 244$  Гц. Ширина главного лепестка низкочастотной составляющей равна 5 Гц, а для составляющей на частоте  $2f_0$  ширина главного лепестка составляет 10 Гц.

Элемент 63 (64) Integrate and Dump (Int-Dmp) является идеальным интегратором без сброса. Длительность интервала интегрирования  $T_c=2T_b = 200$  мс. Реализации  $c'(t)$  и  $k'(t)$  на выходах элементов задержки<sup>2</sup> (эл. 126, 127, рис.2.2.1) изображены на рис.2.2.4,а,б.



а)



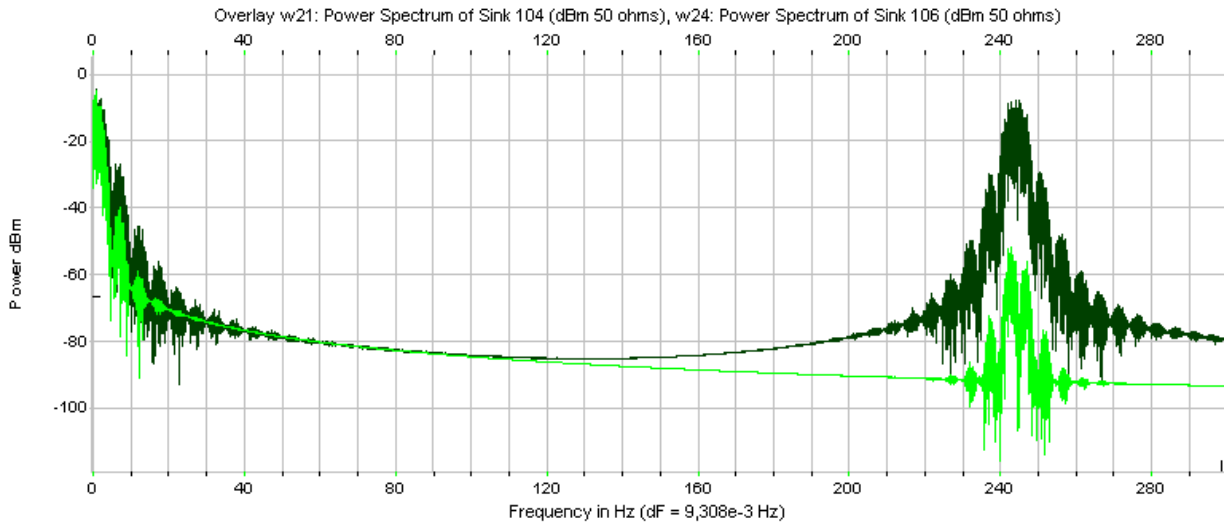
б)

Рис.2.2.4 Реализации на выходе элементов задержки: а)  $c'(t)$ , б)  $k'(t)$

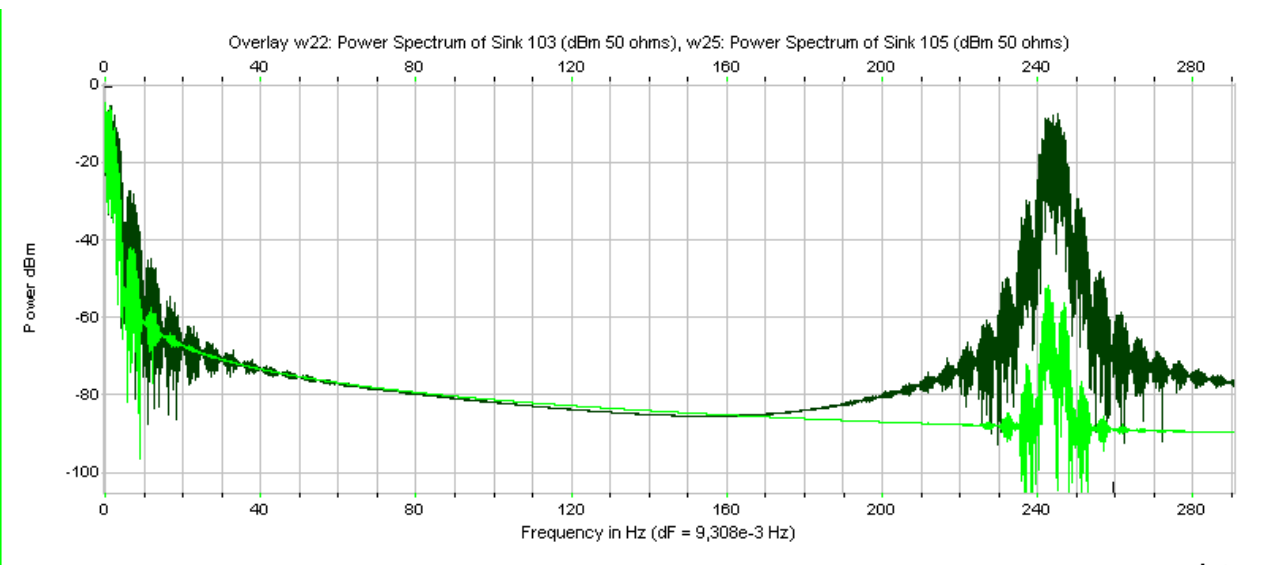
<sup>2</sup> Элемент задержки(эл. 126, 127) – в SystemView реализуется как Sample Delay, параметр задержки составляет 160 выборок, используется чтобы отчеты брались в тактовые моменты времени.



Реализации  $c(t)$  и  $k(t)$  на выходе интеграторов 63 и 64 (рис.2.2.1) имеют вид низкочастотного колебания (рис.2.2.4,а, б), а их спектры представлены на рис.2.2.5 (а,б, серые).



а)



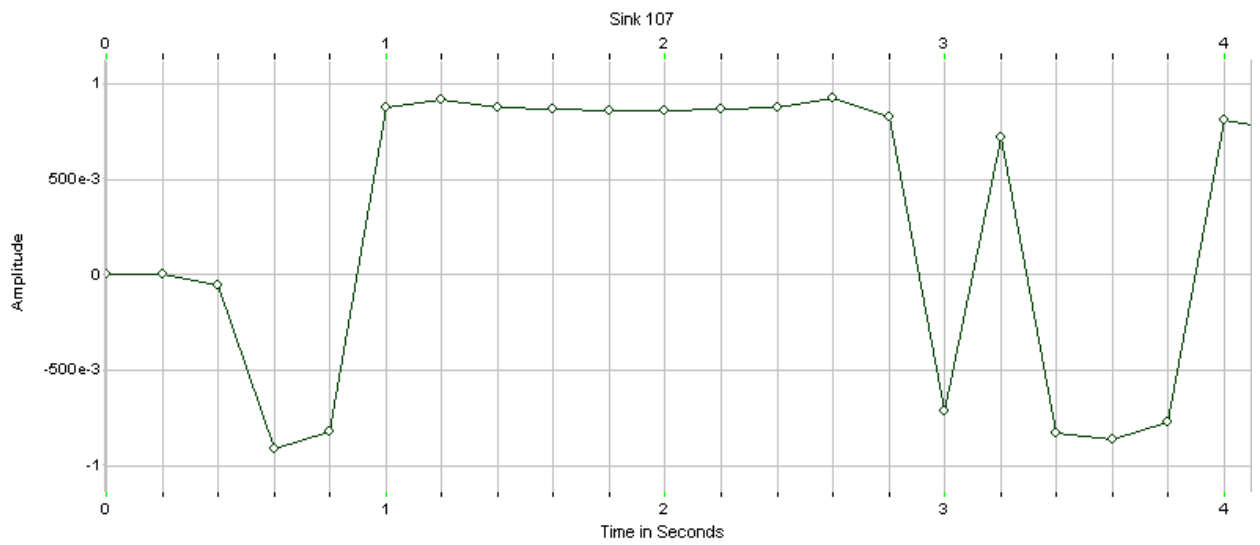
б)

Рис.2.2.5 Спектры колебаний: а)  $c(t)$ (черный) и  $c'(t)$  (серый) , б)  $k(t)$ (черный) и  $k'(t)$  (серый)

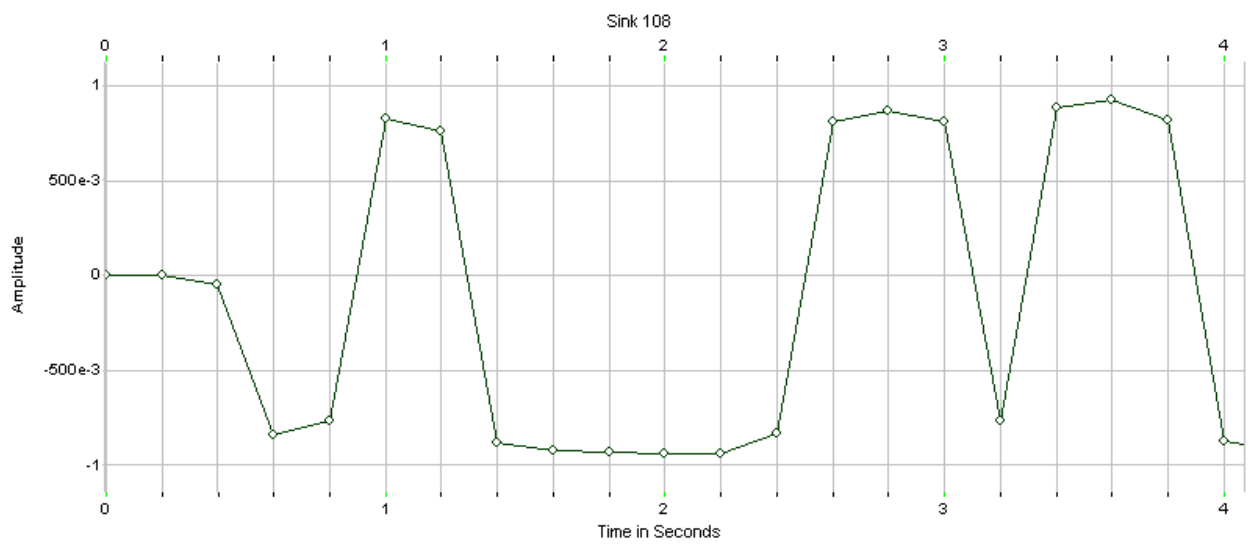
При сопоставлении спектров колебаний  $c(t)$  и  $c'(t)$  ,  $k(t)$  и  $k'(t)$  можно отметить, что в спектре сигнала на выходе интегратора наблюдается низкочастотная составляющая, и существенно ослаблена составляющая вблизи центральной частоты  $\approx 2f_0 = 242$  Гц. Как и ожидалось, задержка не изменяет энергетический спектр.

Далее  $c'(t)$  и  $k'(t)$  поступают на ReSample (элементы 65 и 66,рис.2.2.1) для прореживания непрерывной реализации с символьной частотой

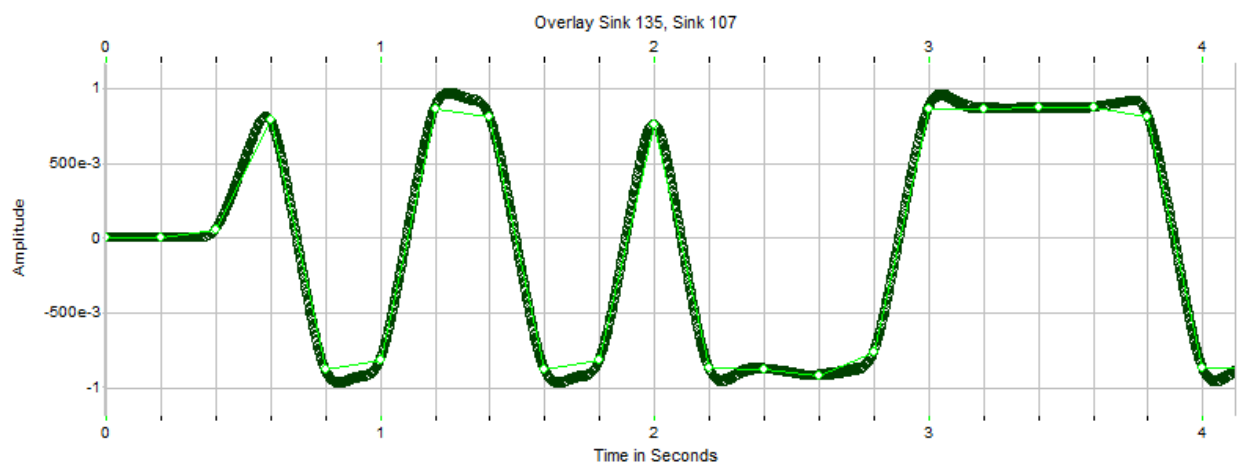
$R_c = R_b/2 = 5$  Гц. Элемент ReSample берет выборки этой реализации без интерполяции (рис.2.2.6,а –г ).



a)



б)



B)

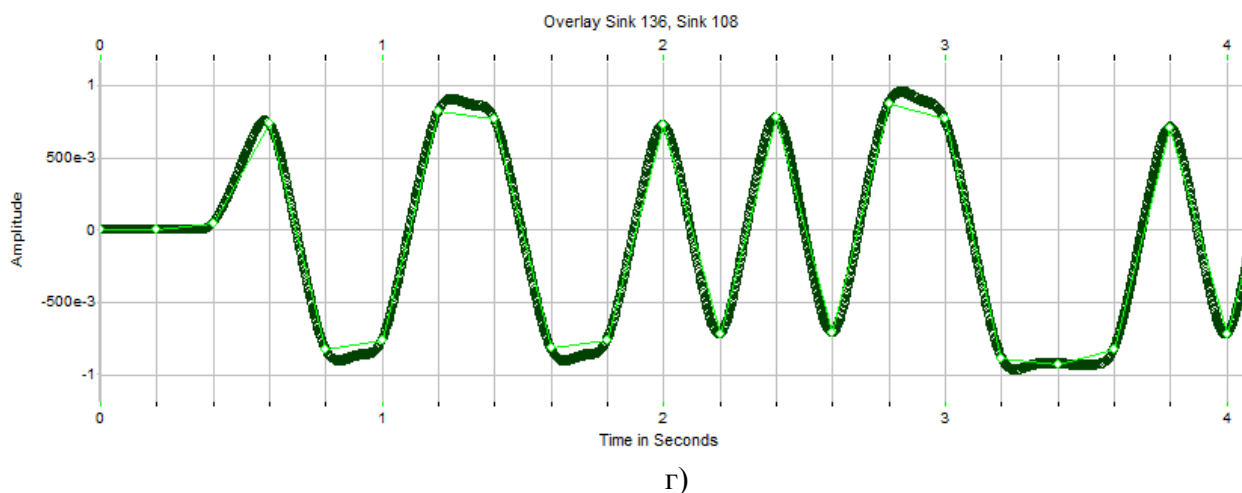
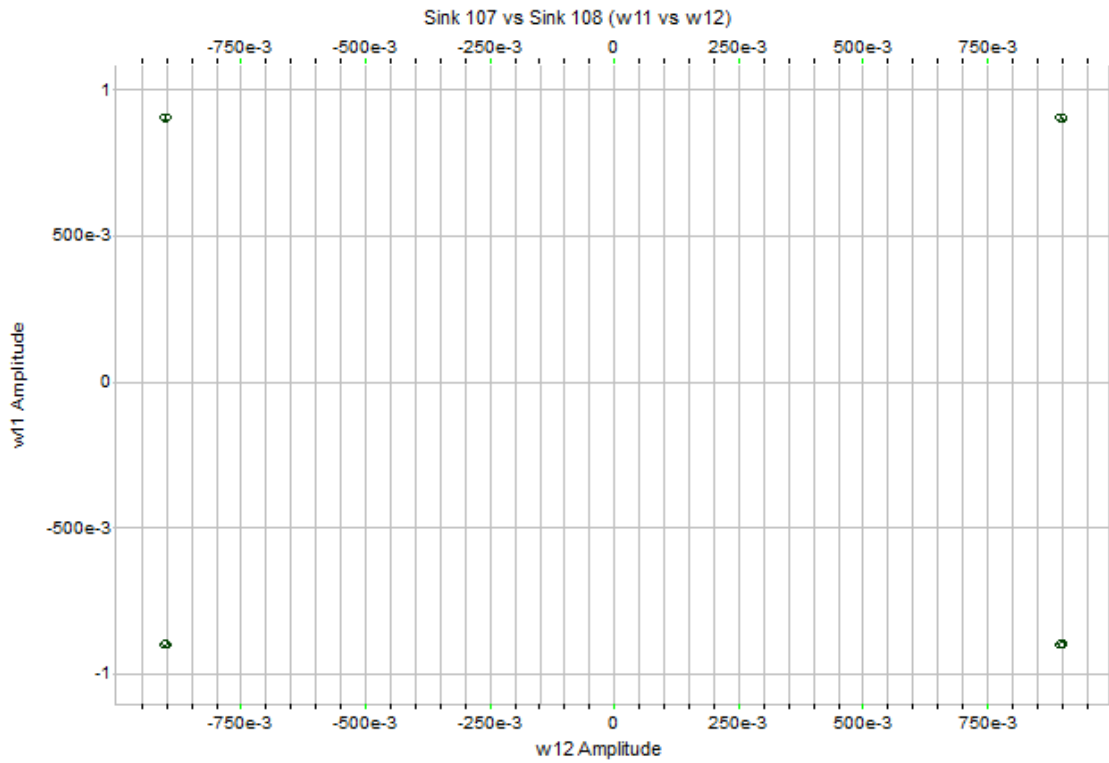


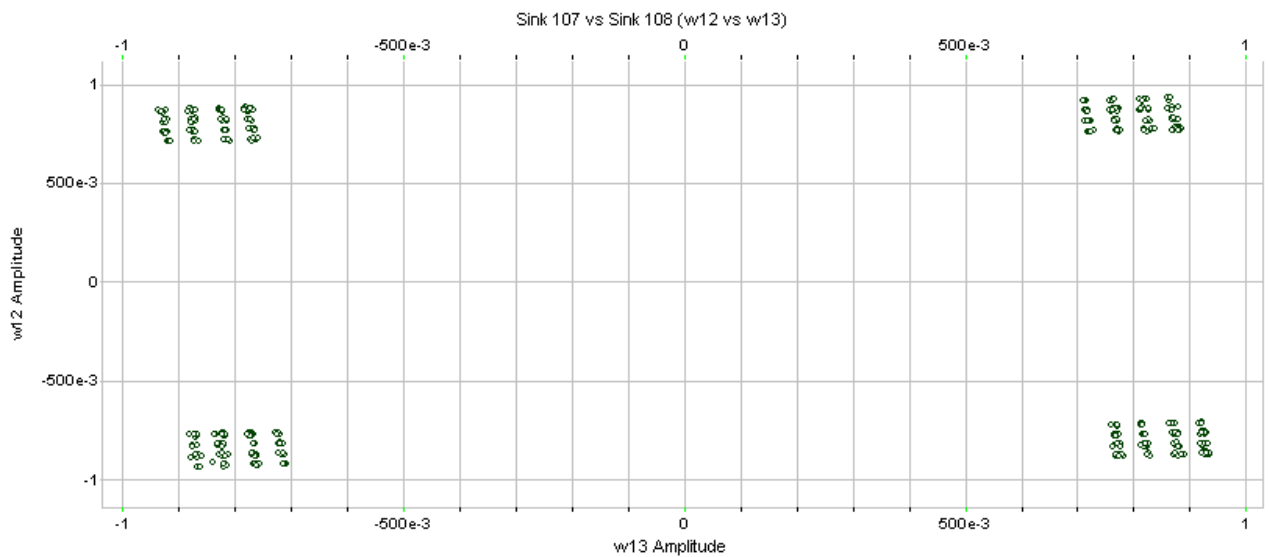
Рис.2.2.6 Последовательности на выходах: а) элемент  $65(I_H(t))$ , б) элемент  $66(Q_H(t))$ , в)  $c'(t)$ (черный) и  $I_H(t)$  элемента 65(серый), г)  $k'(t)$ (черный) и  $Q_H(t)$  выход элемента 66(серый).

На рис.2.2.6(в, г) показаны последовательности  $c'(t)$  и  $I_H(t)$ ,  $k'(t)$  и  $Q_H(t)$ (рис.2.2.1). Эти отсчеты – случайные величины, которые пропорциональны энергии колебания  $y(t)$  за время символа. Отчеты берутся каждые 200мс. Видно, что на интервале знакопеременного процесса ReSample(эл. 65 и 66, рис.2.2.1) берет один отчет, который совпадает с максимумом реализации.

На рис. 2.2.7,а изображено сигнальное созвездие относительно квадратур сигнала 4ФМ, построенное по их отсчетам (рис.2.2.6, а,б). Эти отсчеты назовем ненормированными квадратурами  $I_H(t)$  и  $Q_H(t)$ .



а)



б)

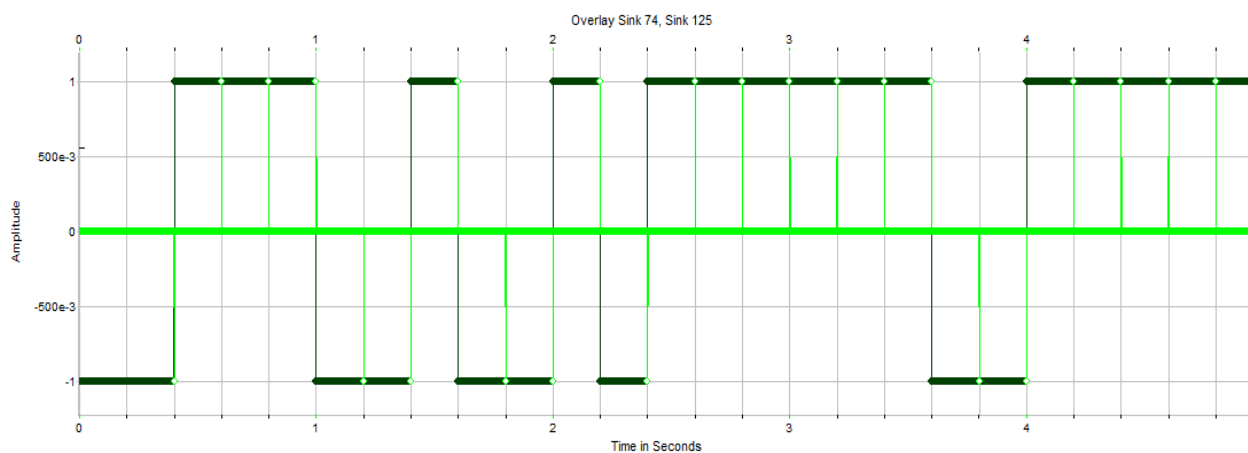
Рис.2.2.7. Сигнальное созвездие для сигнала 4ФМ: а) в отсутствие ПФ на входе демодулятора, б) при наличии ПФ на входе демодулятора

Отметим, что отсчеты квадратур  $I_n(t)$  и  $Q_n(t)$  могут принимать несколько значений судя по реализации на рис. 2.2.6. Такой эффект наблюдается из-за наличия переходного процесса на выходе ПФ (элемент 31 на рис.2.2.1), так как в реализациях, полученных на выходах элементов 65 и 66, наблюдаем сигналы с разными уровнями отсчетов, что отражается на

рис.2.2.7,б в виде разброса точек созвездия. Если исключить ПФ, то сигнальное созвездие соответствует теоретическому (рис.2.2.7,а).

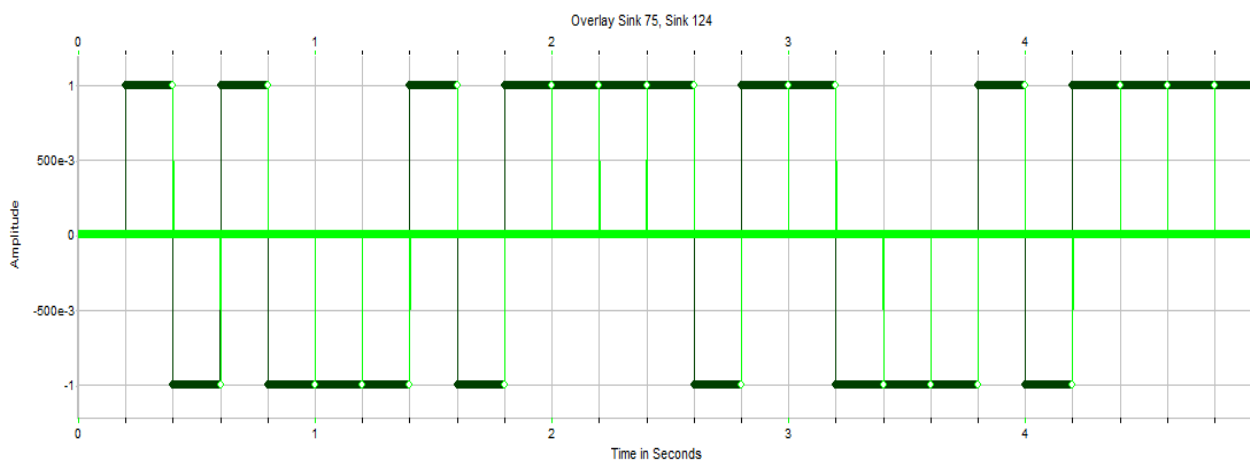
Далее в каждом канале схемы имеется решающее устройство, выполненное в виде порогового устройства ПУ (эл. 34, 67). В соответствии с алгоритмом [3] величина порогового уровня  $L = 0$  В. Поэтому ПУ на рис.2.2.1 реализованы в виде ограничителей Limit (элементы 34 и 67, рис.2.2.1), параметрами которого являются максимальное входное напряжение  $\text{Input max} = \pm 0\text{В}$  и максимальное выходное напряжение  $\text{Output max} = \pm 1\text{В}$ . На выходах ПУ будет реализована последовательность знакопеременных отсчетов с амплитудой (А), равной  $\pm 1\text{В}$ .

Последовательность отсчетов с выходов ПУ поступает на блок Hold<sup>3</sup> (элементы 117 и 118, рис.2.2.1) с параметром удерживания значения первого отчета и заполнения нулевыми отсчетами между выборками. Таким образом, на выходе наблюдаем реализации оценок синфазной и квадратурной составляющих  $\hat{I}(t)$  и  $\hat{Q}(t)$ . (рис.2.2.8).



а)

<sup>3</sup> Элементы 117 и 118 используются для восстановления частоты дискретизации процесса до значения системной частоты.



б)

Рис.2.2.8 Последовательности на выходе ДМ  $I(t)$  и  $Q(t)$  (черные) и на входе сумматора  $\hat{I}(t)$  и  $\hat{G}(t)$  (серые): а)  $I(t)$  и  $\hat{I}(t)$ , б)  $Q(t)$  и  $\hat{G}(t)$

На рис.2.2.8,а,б исходные НЧ последовательности  $I(t)$  и  $G(t)$  на рисунке выглядят как набор видеоимпульсов с уровнями  $\pm 1$  длительностью 200 мс (черный). В результате демодуляции получены последовательности  $\hat{I}(t)$  и  $\hat{G}(t)$ , отображенные на рис.2.2.8,а,б, где на 1 бит приходится один единичный отсчет  $\pm 1$  и 199 нулевых значений. Отчеты  $\hat{I}(t)$  и  $\hat{G}(t)$  берутся каждые  $2T_b = 200$  мс и совпадают с моментом окончания импульсов  $I(t)$  и  $Q(t)$ .

Если оценки  $\hat{I}(t)$  и  $\hat{G}(t)$  совпадают с соответствующими последовательностями  $I(t)$  и  $Q(t)$  на выходах демультимплексора элементов 19 и 20 (рис. 2.1.1), то можно утверждать, что демодуляция выполнена без ошибок. Ненулевые отсчеты ( $\pm 1$ ) последовательности с выхода элемента 117 – оценка нечетных отсчетов информационной ПСП (рис. 2.1.1). Аналогично ненулевые отсчеты ( $\pm 1$ ) последовательности с выхода элемента 118 – оценка четных отсчетов информационной ПСП (рис. 2.1.1). Поскольку нечетные отсчеты должны быть задержаны на 100 мс относительно четных, в синфазном канале добавляется элемент задержки 131(рис.2.2.1). Параметр элемента 131 – задержка на 1 отсчет  $T_b = 100$  мс.

Далее последовательности  $\hat{I}(t)$  и  $\hat{G}(t)$  поступают на сумматор (элемент 120, рис.2.2.1), на выходе которого наблюдаем реализацию, представленную на рис.2.2.9.

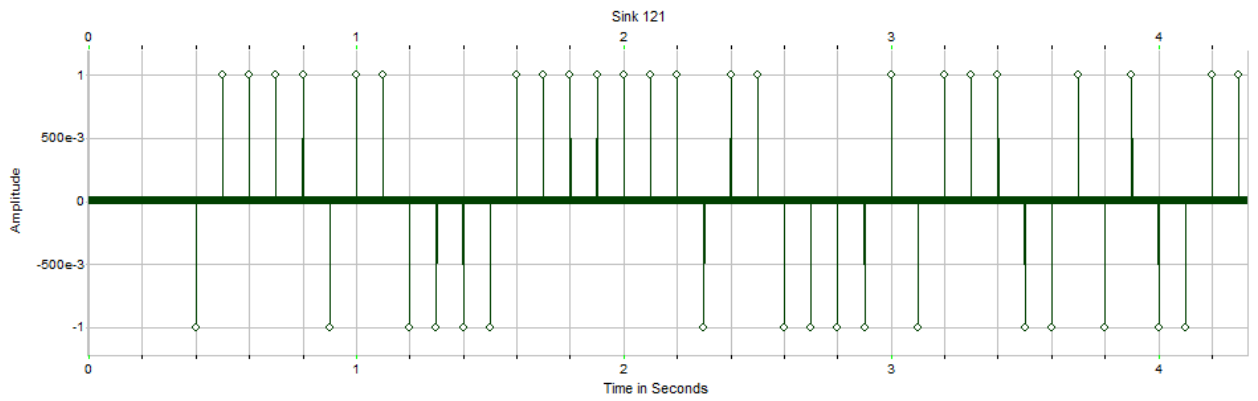


Рис.2.2.9 Последовательность отчетов на выходе сумматора (элемент 120, рис.2.2.1)

Далее отсчёты поступают на Sampler (элемент 132), который с частотой  $R_b = 10$  Гц берет выборки процесса с выхода сумматора (элемент 120, рис.2.2.1), результат отражен на рис.2.2.10.

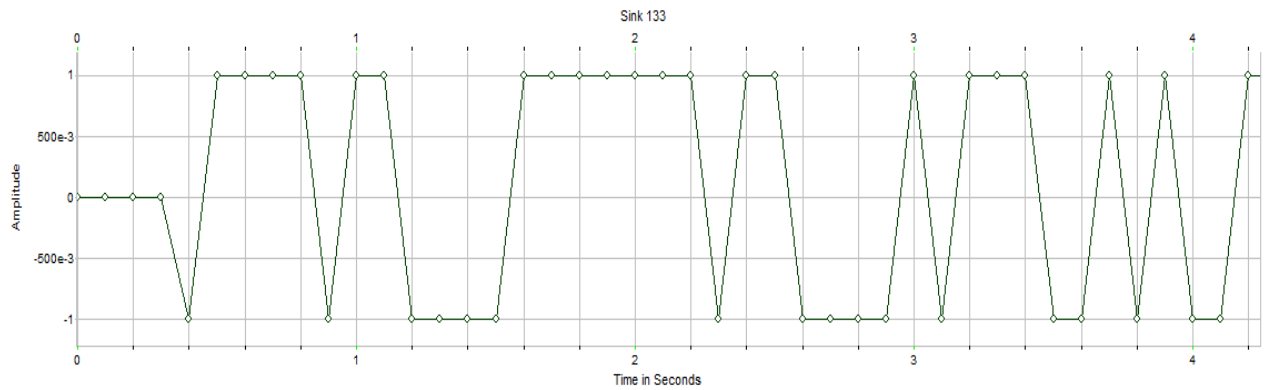


Рис.2.2.10 Последовательность отчетов на выходе элемента 132

Полученная последовательность (рис.2.2.10) в отсутствие шума совпадает с реализацией на выходе источника информации (эл.1, рис.2.1.1), следовательно, система работает правильно: при вычитании реализаций рис.2.2.10 и рис.2.1.3 получается нуль (рис.2.2.11).

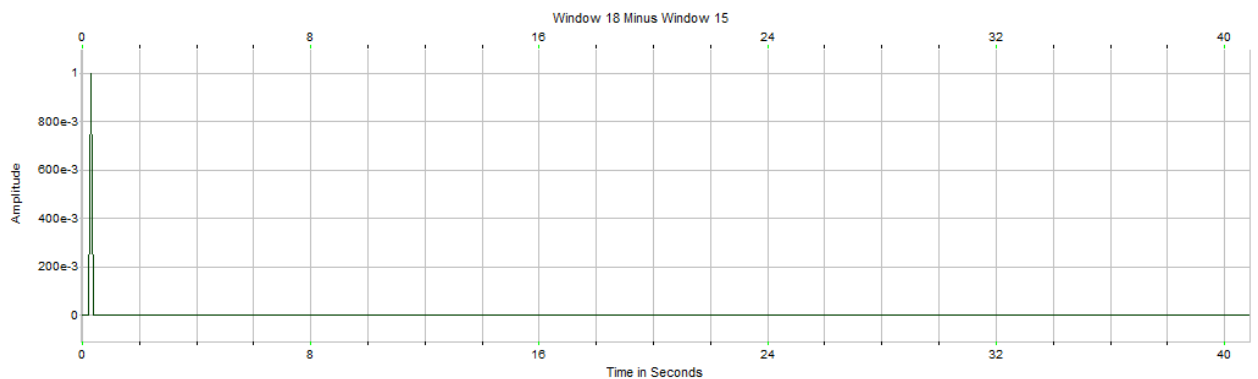


Рис.2.2.11 Разность последовательностей на выходах эл. 132(рис.2.2.1) и эл.1(рис.2.1.1)

Итак, в главе 2 построены и проанализированы, реализации и спектры, сигнальные созвездия сигналов в различных точках цифровой модели РСПИ. Проведем аналогичное исследование для сигнала 4ФМС.

### 3. Цифровые модели РСПИ с сигналом 4ФМС

#### 3.1 Цифровая модель передающей части РСПИ с сигналом 4ФМС

На рис.3.1.1 изображена цифровая схема формирователя сигнала 4ФМС.

Часть схемы формирователя сигнала 4ФМС (рис. 3.1.1) полностью совпадает с частью схемы формирователя сигнала 4ФМ (рис. 2.1.1): элементы 0, 1, 12, 11, 4, 18, 14, 15, 19, 20, 41, 23, 26, 29 повторяются, характеристики ПСП одинаковы. Процессы в этой части схемы также повторяются и подробно описаны в п. 2.1 работы.

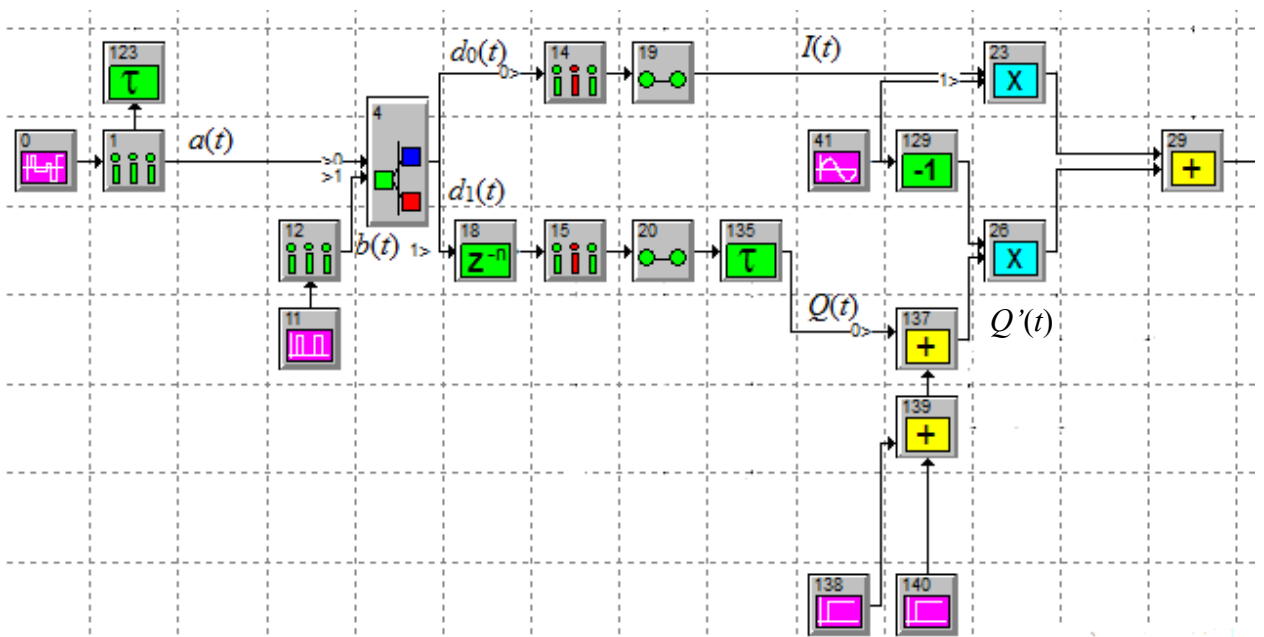
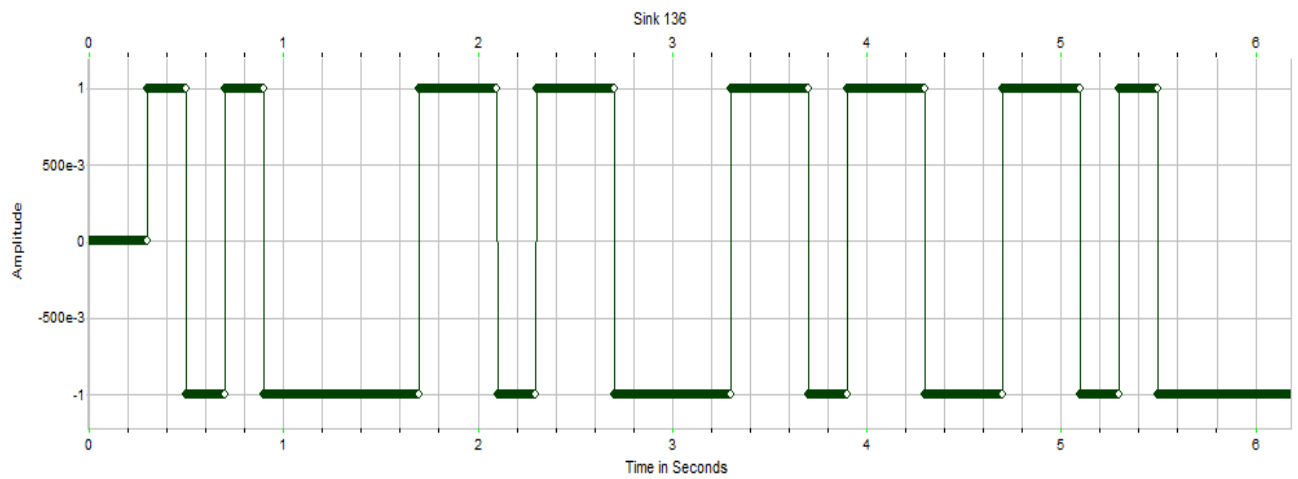


Рис.3.1.1 Цифровая модель формирования сигнала 4ФМС

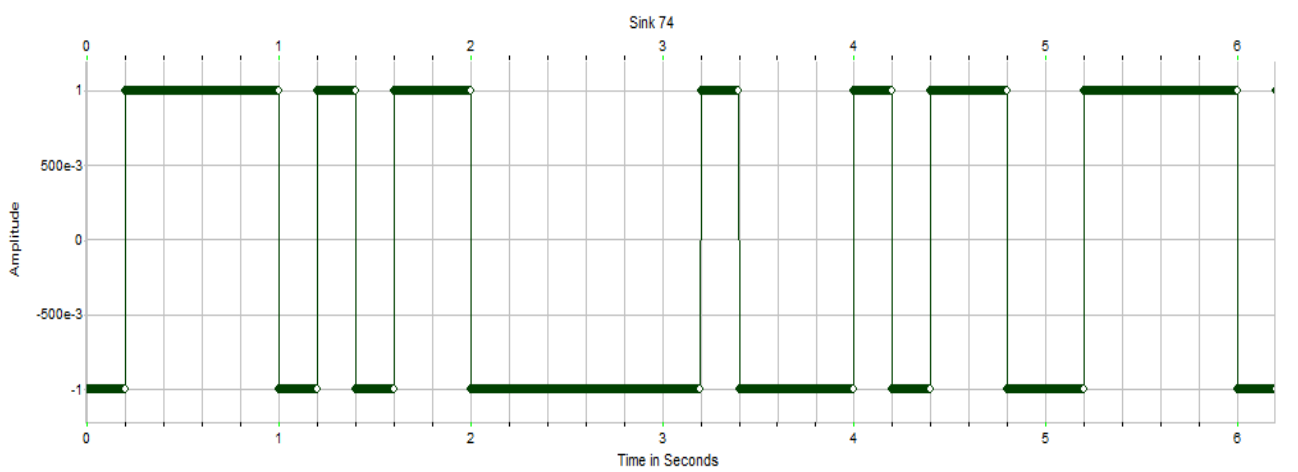
Параметры элементов схемы приведены в приложении 3 (Таблица ПЗ.1.3)

Для того чтобы построить схему формирования сигнала 4ФМС, необходимо ввести элемент 135 – задержку на 1 отсчет  $T_b = 100$  мс в соответствии со схемой на рис.1.1.6,б. Квадратурные сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$  представлены на рис.3.1.2.





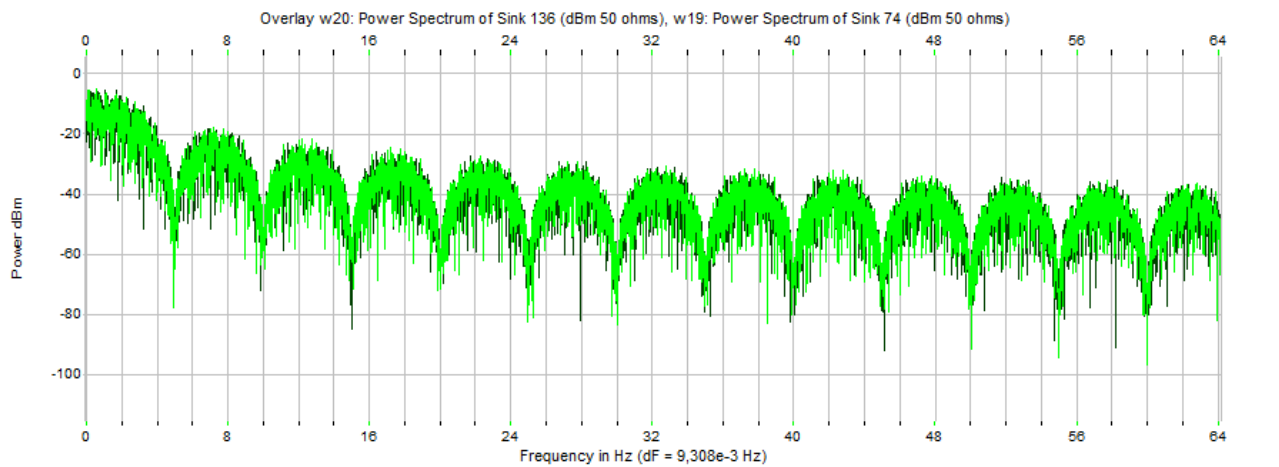
а)



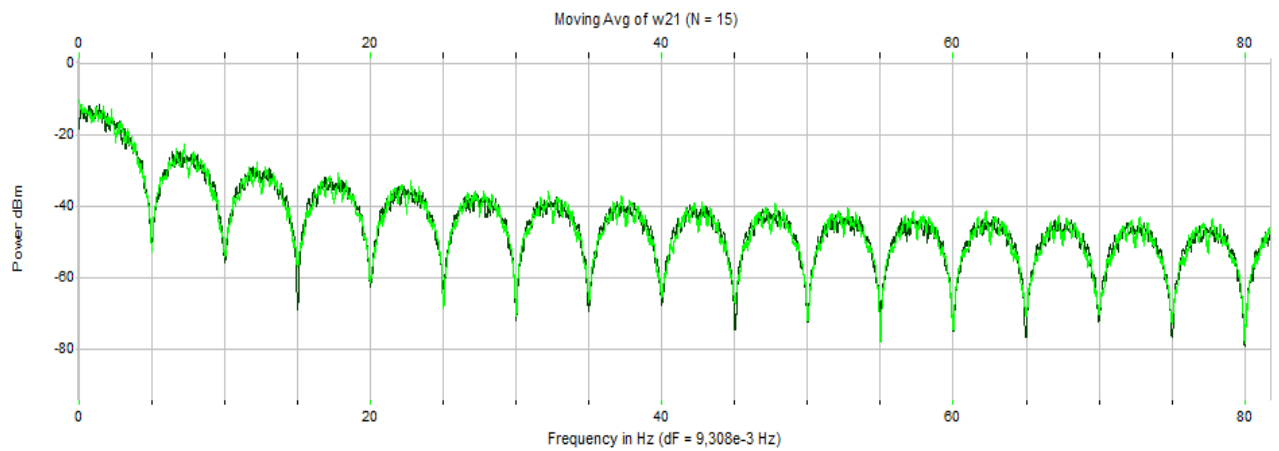
б)

Рис. 3.1.2 Реализации составляющих: а) квадратурной  $Q(t)$ , б) синфазной  $I(t)$  в схеме модулятора сигнала 4ФМС (выходы элементов 19 и 135, рис. 3.1.1.)

Заметим, что модулирующие импульсы  $I(t)$  и  $Q(t)$  имеют прямоугольную форму. Частота следования квадратурных составляющих  $R_c = R_b / 2 = 5$  Гц. Спектры этих составляющих показаны на рис.3.1.3.



а)



б)

Рис. 3.1.3 Сопоставление спектров квадратурных составляющих  $Q(t)$  (черный) и  $I(t)$  (серый): а) без усреднения, б) с усреднением по 15 отчетам.

Спектры квадратурных составляющих  $Q(t)$  и  $I(t)$  одинаковы, ширина главных лепестков спектра квадратурных составляющих равна  $R_c = 5 \text{ Гц}$ .

Диаграмма переходов, полученная на модели, представлена на рис.3.1.4. Подробное описание работы схемы на рис.3.1.1 дано в приложении 2.

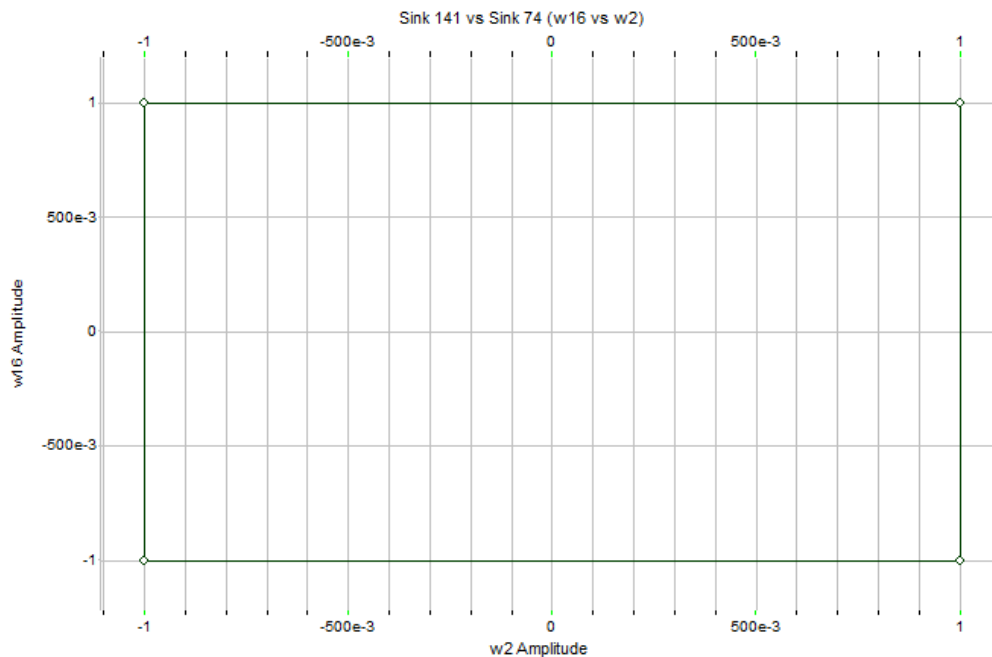


Рис.3.1.4. Диаграмма переходов для сигнала 4ФМС

Полученная диаграмма переходов (рис.3.1.4.) соответствует теоретической, изображенной на рис.1.1.5: возможны переходы только последовательные, из одной точки созвездия в соседнюю ( $S_0 \leftrightarrow S_1 \leftrightarrow S_2 \leftrightarrow S_3$ ).

В результате, на выходе модулятора (элемент 29, рис.3.1.1) формируется сигнал 4ФМС, реализация и спектр изображены на рис.3.1.5 и 3.1.6.

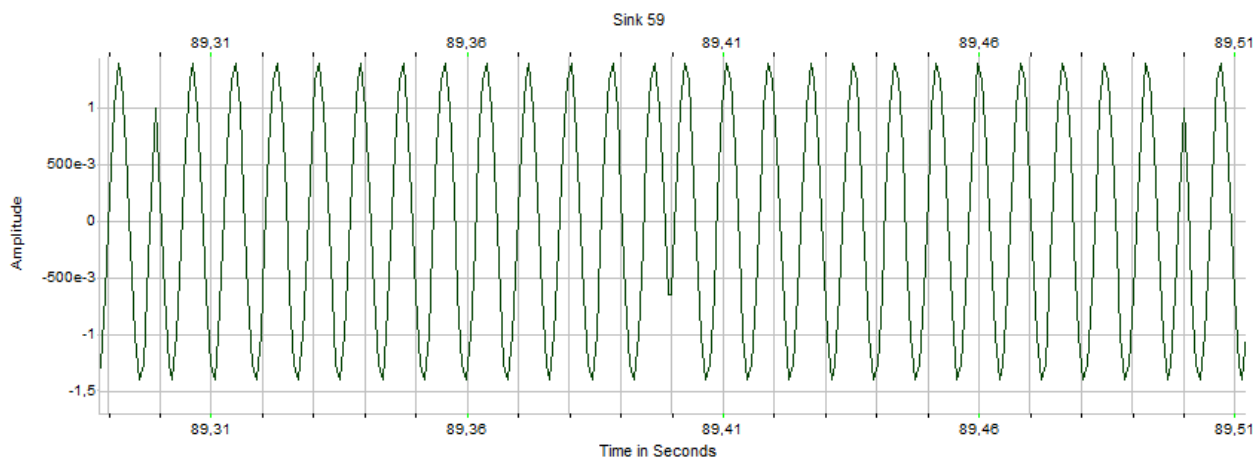


Рис.3.1.5. Реализация сигнала 4ФМС на выходе модулятора (элемент 29)

Последовательность  $Q(t)$  задержана относительно  $I(t)$  на  $T_b$ . Поскольку длительность импульса обоих компонент равна  $T_c = 2T_b$ , то в этом случае возможно изменение знака только одной из составляющих  $I(t)$  или  $Q(t)$  на интервале  $T_c$ . В тактовые моменты времени фаза радиоимпульса может измениться только на  $0^\circ$  или  $\pm 90^\circ$  (рис. 3.1.5)

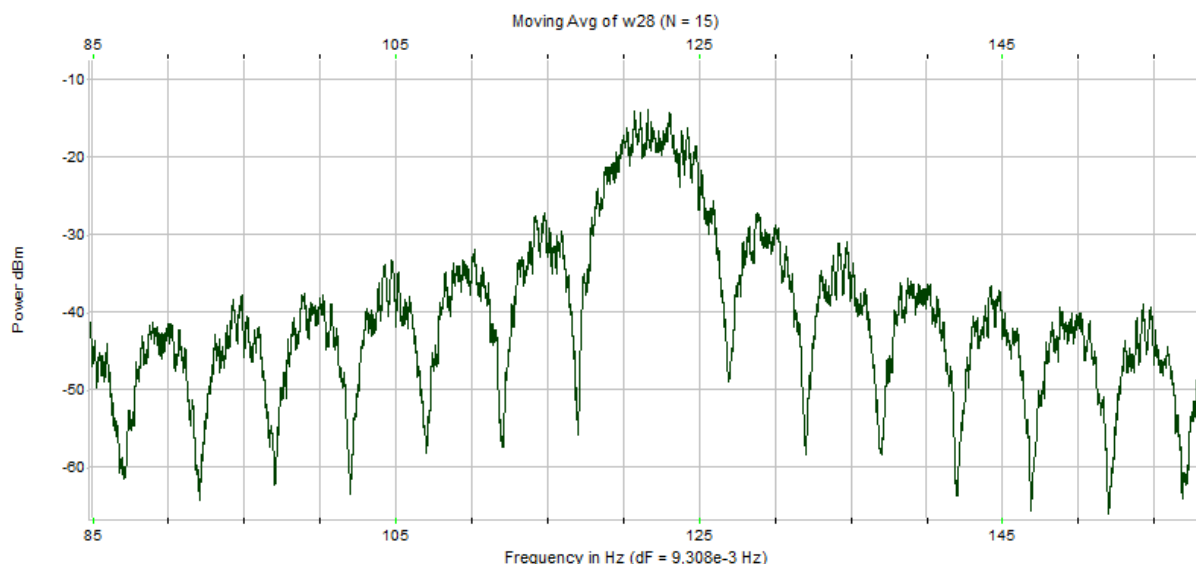


Рис.3.1.6. Спектр сигнала 4ФМС на выходе модулятора (усреднение по 15 отсчетам)

Спектры сигналов 4ФМ (рис.2.1.15) и 4ФМС (рис.3.1.6) одинаковы. Их подробное описание приведено в п.2.1.

Сигнал с выхода модулятора поступает на вход ПФ Баттерворта третьего порядка (описание параметров фильтров дано в п. 2.1). Реализация на выходе фильтра показана на рис.3.1.7.

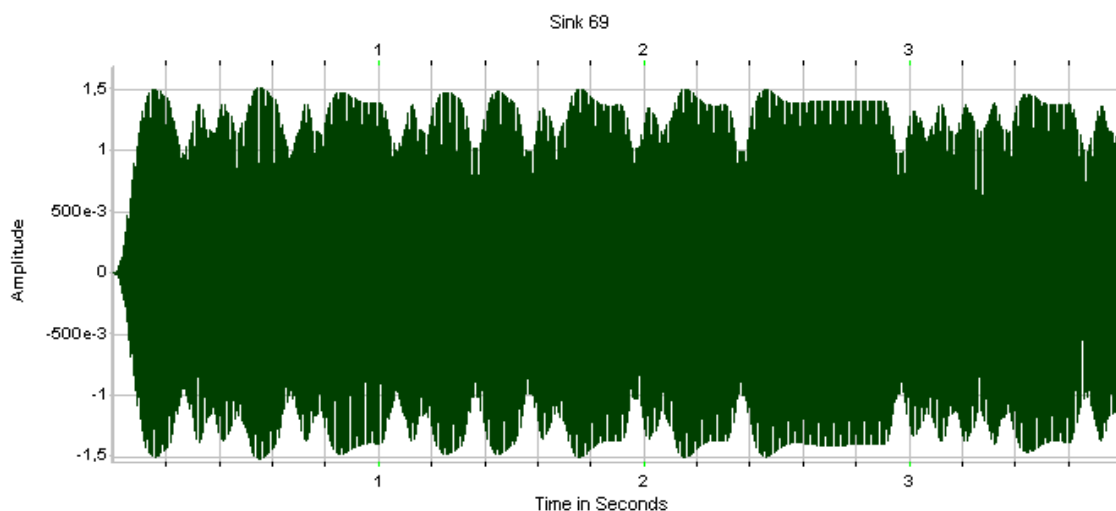


Рис.3.1.7. Реализация сигнала 4ФМС на выходе ПФ

После прохождения сигнала через полосовой фильтр огибающая становится изрезанной, причем в реализации (рис.3.1.7) отсутствуют провалы огибающей до нуля. При изменении модуляционной фазы соседних радиоимпульсов на  $\pm 90^\circ$  огибающая уменьшается не более, чем на 30%.

### 3.2 Цифровая модель приемной части РСПИ с сигналом 4ФМС

Цифровая модель приемного тракта (рис.3.2.1) повторяет аналогичную схему для сигнала 4ФМ (рис.2.2.1, п.2.2) за исключением элементов 126,127.

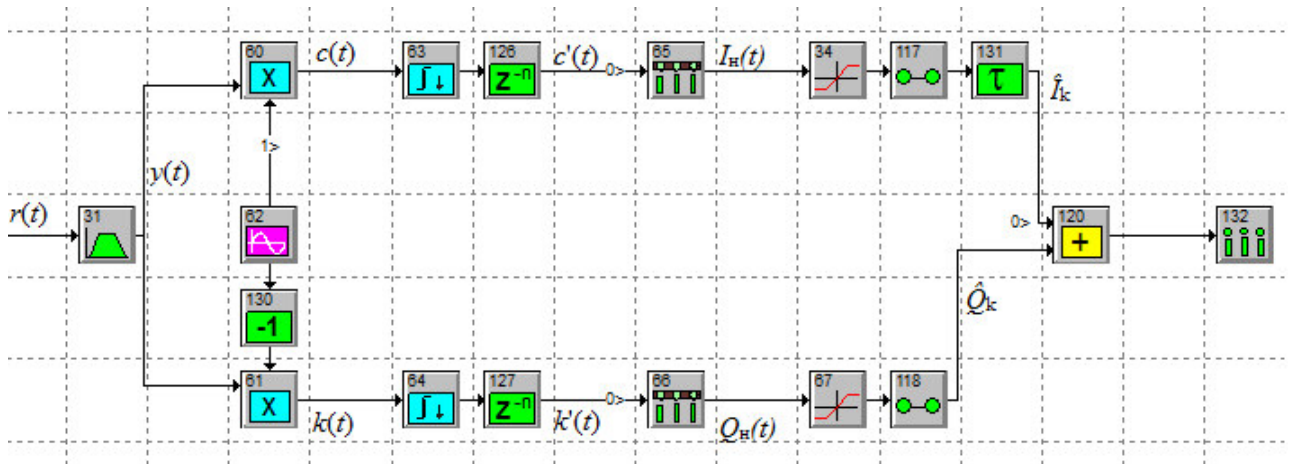


Рис.3.2.1 Цифровая модель приема сигнала 4ФМС

Параметры элементов схемы приведены в приложении 3 (Таблица ПЗ.1.4)

На рис.3.2.2. представлены оценки синфазной и квадратурной составляющих  $\hat{I}_k(t)$  и  $\hat{Q}_k(t)$ .

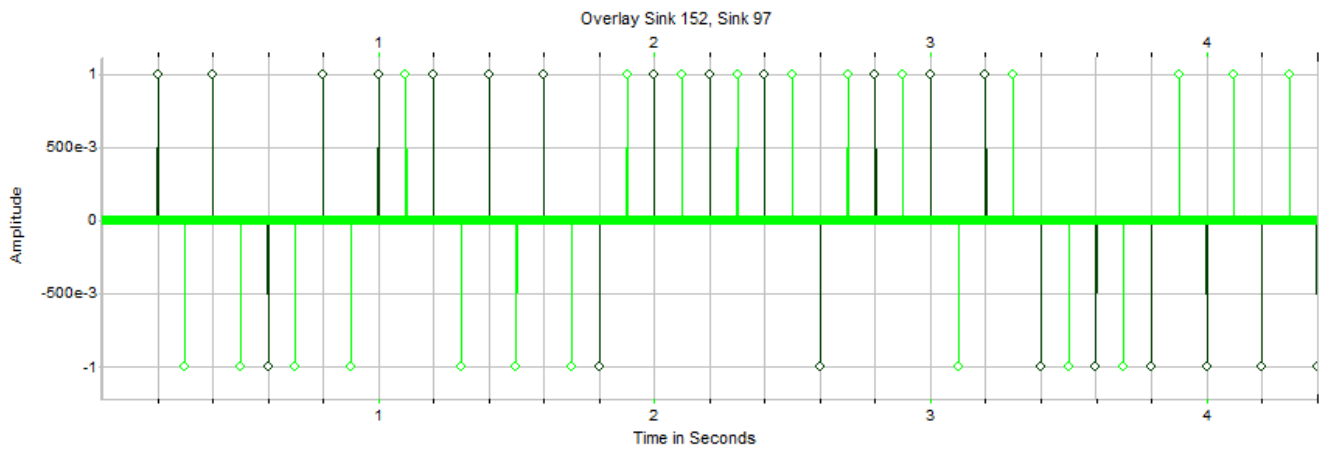


Рис.3.2.2. Последовательности отсчетов  $\hat{I}_k$  (черные) и  $\hat{Q}_k$  (серые)

Отсчеты  $\hat{I}_k$  и  $\hat{Q}_k$  поступают на сумматор (эл. 120, рис.3.2.1), на выходе которого наблюдается последовательность демодулированных отсчетов. Их можно сравнить с информационной последовательностью на входе модулятора (эл. 1, рис. 3.1.1) (рис.3.2.3.). Из рисунка видно, что обе последовательности совпадают и демодулятор работает правильно.



Рис.3.2.3. Реализация на входе системы(черная,эл.1, рис.3.1.1) и последовательность отсчетов на выходе демодулятора (серая, эл.120, рис.3.2.1)

Итак, в главе 3 построены цифровые модели передающей и приемной части РСПИ для сигналов 4ФМ и 4ФМС. Особенностью данных моделей является использование в составе мультиплексора элемента 4 (рис.2.1.1 и рис.3.1.1), который позволяет сформировать квадратуры  $I(t)$  и  $Q(t)$  сигналов 4ФМ и 4ФМС, разделяя биты общего потока на четные и нечетные. Проведен подробный анализ работы полученных схем для всех блоков, входящих в состав цифровых моделей. Полученные эпюры подтверждают правильность работы моделей.

#### 4. Цифровая модель РСПИ с кодеком Грея

Использование кода Грея при передаче многопозиционных ФМ сигналов описано в [1]. Кодирование по Грею двоичных символов применяют, для того, чтобы соседние символы отличались в 1 бите, в результате, вероятность появления многобитовой ошибки значительно меньше по сравнению с некодированным распределением битов.

Цифровая модель кодера Грея (рис. 4.1.1, а) представлена элементами 152 и 155. Блок кодера Грея входит в состав цифровой модели передающей части РСПИ (рис.4.1.1,б). Блок декодера Грея входит в состав цифровой модели приемной части РСПИ (рис.4.1.4)

Особенностью этой модели является то, что кодированию по Грею подвергается информационная последовательность бит, а далее перекодированная последовательность поступает на модулятор сигналов 4ФМ и 4ФМС

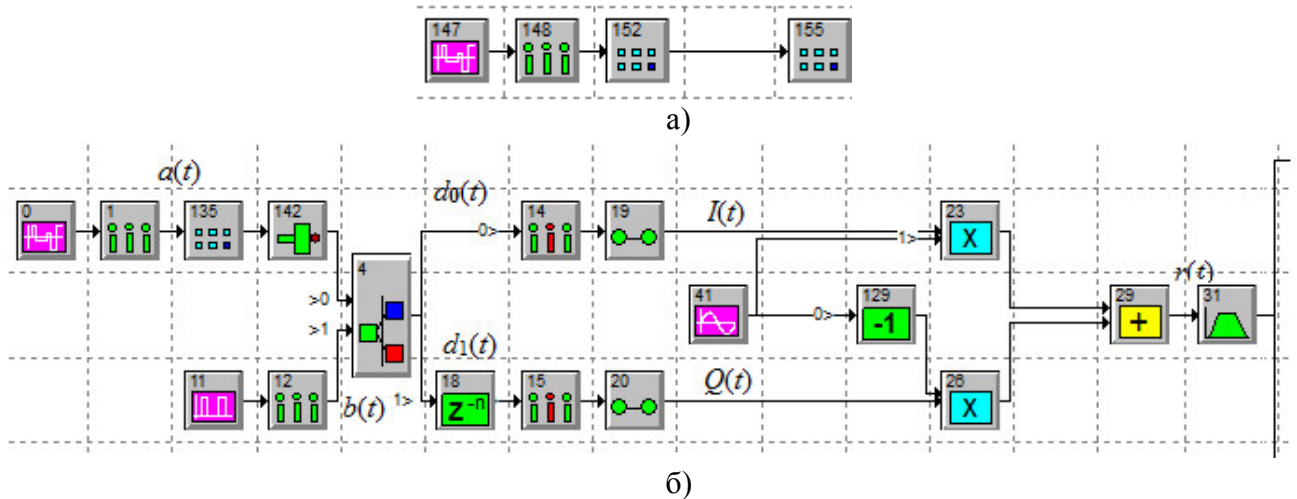


Рис.4.1.1. Использование кодера Грея в цифровой модели передающей части РСПИ

Параметры элементов схемы приведены в приложении 3 (Таблица ПЗ.1.6)

Последовательность полярных отсчетов  $a(t)$  исходной ПСП поступает в модель кодера Грея на элемент 135. Алгоритм преобразования двоичного кода в код Грея можно представить в виде таблицы 4.1.1:

Таблица 4.1.1

00	00
01	01
10	11
11	10

На выходе элемента 135 формируется последовательность отчетов (рис.4.1.2).

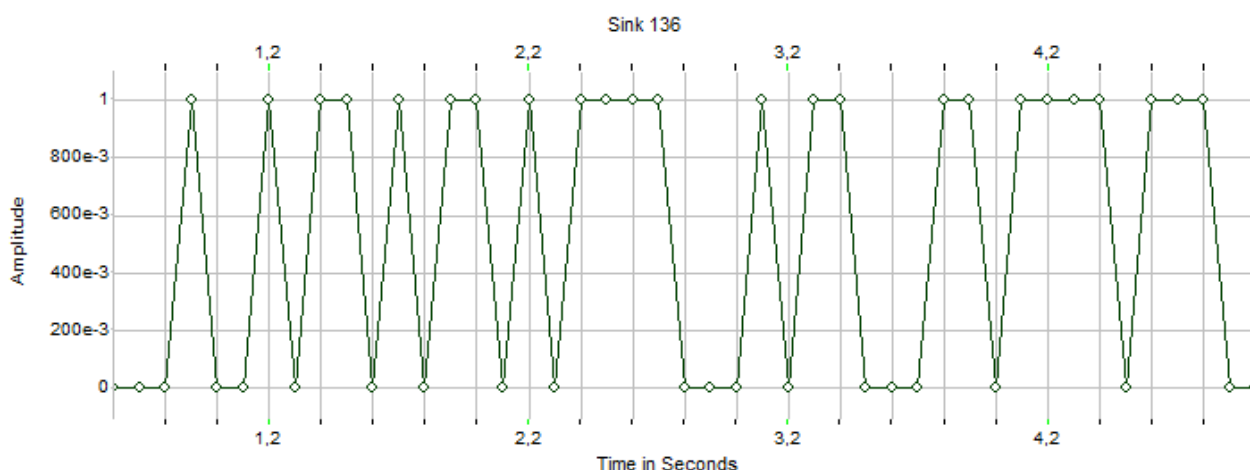


Рис.4.1.2. Последовательность отчетов на выходе кодера Грея для сигнала 4ФМ

Задержка на выходе кодера Грея составляет 2 бита.

Видно, что на выходе кодера Грея реализация имеет уровни 0 и 1, однако на входе модулятора должна быть последовательность полярных отчетов. Для того чтобы получить уровни  $\pm 1$  использован преобразователь (элемент 142, рис.4.1.1), реализация на его выходе представлена на рис.4.1.3.

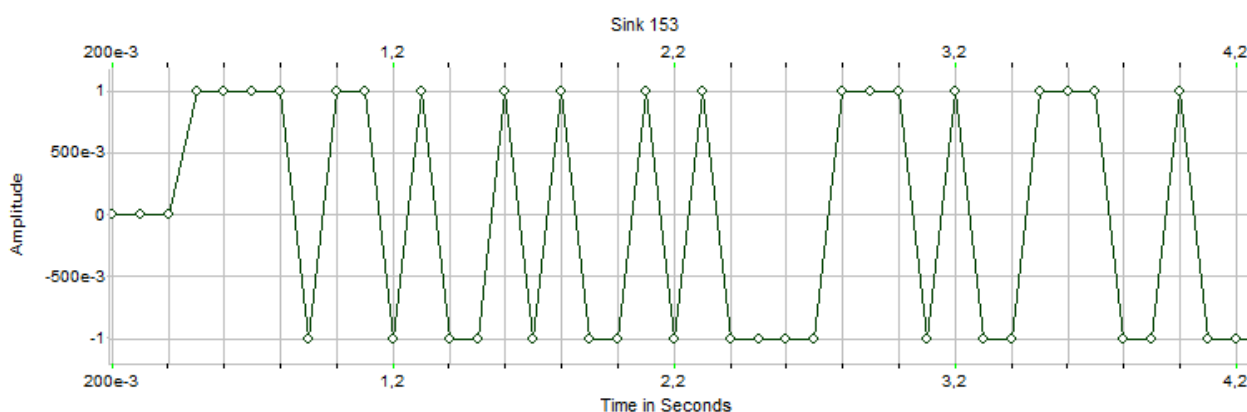


Рис.4.1.3. Последовательность отчетов на выходе преобразователя (элемент 142) для сигнала 4ФМ

Отсчеты с выхода преобразователя поступают на селектор (элемент 4) цифровой схемы формирования сигнала 4ФМ и 4ФМС, работа которых рассмотрена в пп.2.1, 2.2.

В модели приемной части РСПИ на выходе использован декодер Грея (элемент 143, рис.4.1.4), осуществляющий обратное преобразование.



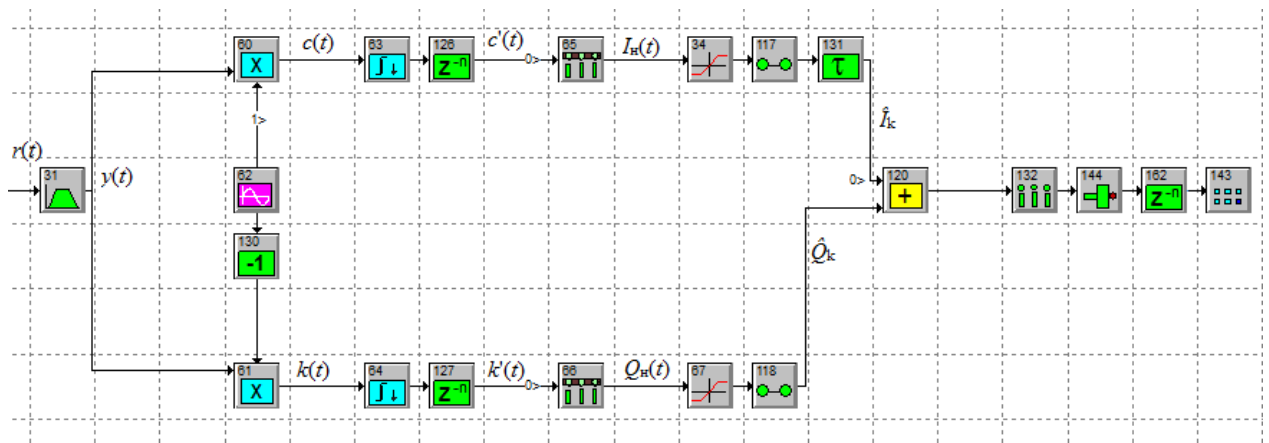


Рис.4.1.4. Использование кодера в цифровой модели приемной части РСПИ

Параметры элементов схемы приведены в приложении 3 (Таблица ПЗ.1.7)

С выхода демодулятора отчеты (рис. 3.2.2) поступают на элемент 132, инвертируются и задерживаются на 1 отсчет  $T_b = 100$  мс для того, чтобы на входе декодера (эл 143, рис.4.1.1) формировались двухбитовые символы, подлежащие декодированию Грея. В результате декодирования получаем последовательность отсчетов с уровнями 0 и 1 (рис. 4.1.5).

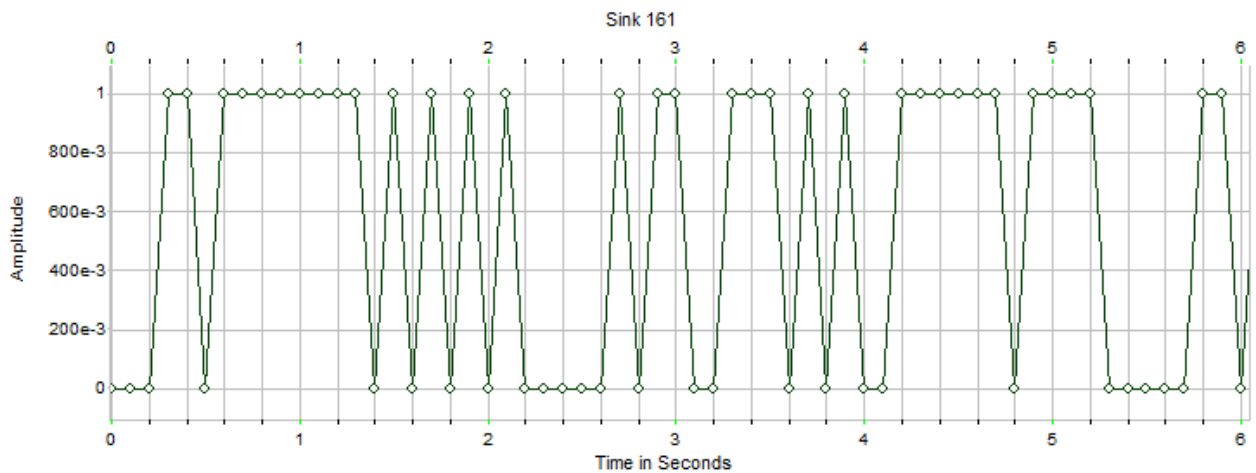
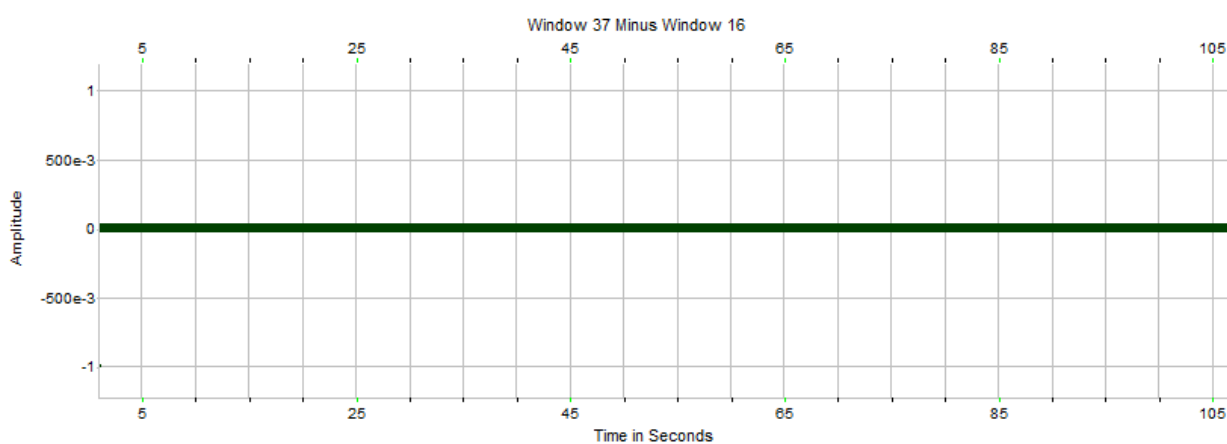


Рис.4.1.5. Последовательность отсчетов на выходе декодера Грея (элемент 143) для сигнала 4ФМ

Эта последовательность задержана относительно последовательности на входе модулятора (эл. 1, рис. 2.1.3) на 10 отсчетов. Отсчеты с уровнями 0 и 1 на выходе декодера Грея преобразуются в последовательность с уровнями  $\pm 1$  в элементе 163. На рис.4.1.6,а,б представлены полученные результаты.



а)



б)

Рис.4.1.6. а) Последовательность отсчетов на входе модулятора (эл.1, рис.4.1.1) и на выходе декодера Грея (серый, эл.143, рис.4.1.4) для сигнала 4ФМ; б) Разность последовательностей на входе модулятора эл. 1 (рис.4.1.1) и выходе декодера Грея эл.143(рис.4.1.4)

Видно, что реализации на выходе декодера Грея для сигнала 4ФМ совпадают с задержанными на 10 отсчетов информационной последовательностью на входе системы, значит, цифровая модель функционирует правильно. В дальнейших исследованиях будут использованы цифровые модели РСПИ с использованием кода Грея.

## 5. Статистический расчет зависимости вероятности битовой ошибки

Цифровая модель канала связи изображена на рис.5.1.1.

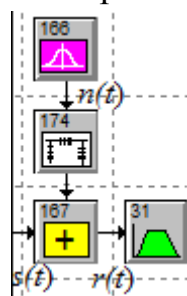


Рис.5.1.1. Цифровая модель канала связи для модели РСПИ

Модель состоит из сумматора, на один вход которого поступает сигнал с выхода модулятора  $s(t)$ , на другой подается белый гауссовский шум  $n(t)$ . Параметром шума является спектральная плотность мощности  $N_0$ .

Для задания отношения сигнал-шум (в смысле удельных затрат энергии на бит информации или отношения<sup>4</sup>  $E_b/N_0$ ) на входе модели демодулятора приемника использован следующий прием. Путем варьирования спектральной плотности мощности шума  $N_0$  на входе сумматора 167, изменяется отношение  $E_b/N_0$ .

Мощность  $P_c$  сигнала на входе модели приемника (на выходе канала, эл 167), равна 1Вт, тогда энергия сигнала  $E_c = P_c T_c = 200$  мВт·с, значит  $E_b = 100$  мВт·с.

Задавая  $N_0$  шума в ДСЧ (эл 166) равную  $E_b = 100$  мВ/Гц, получаем отношение  $E_b/N_0 = 1$  (0 дБ) при ослаблении в аттенюаторе 174  $L = 0$  дБ.

Если  $q^2 = \frac{E_b}{N_0 \cdot L}$  или

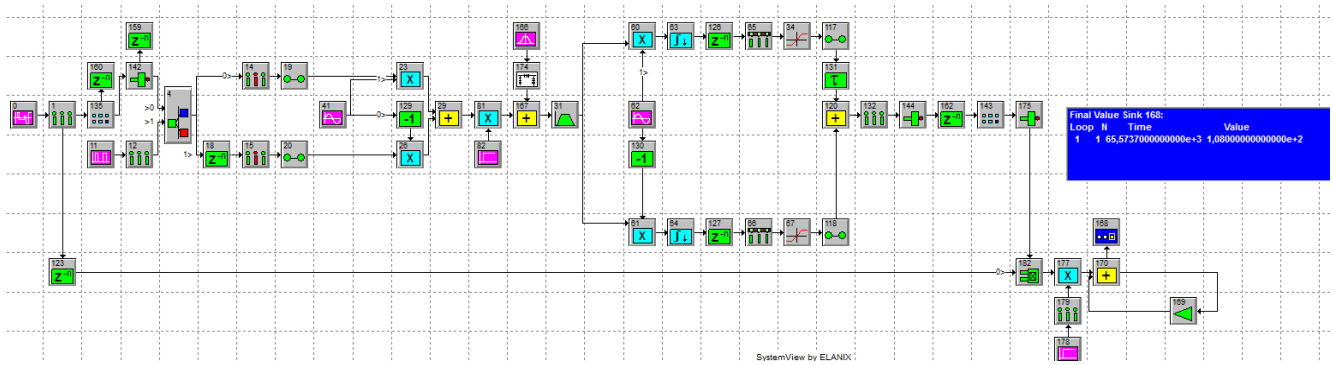
$$\left( \frac{E_b}{N_0} \right), \text{ дБ} - L, \text{ дБ} = q^2, \text{ дБ}, \quad (5.1.1)$$

то при  $E_b/N_0 = 0$  дБ численное значение отношения  $E_b/N_0 = L$  дБ.

При статистическом моделировании для расчета зависимости  $BER(E_b/N_0)$  варьируется ослабление  $L$  аттенюатора (эл 174, рис.5.1.1).

Для вычисления вероятности битовой ошибки необходимо дополнить схему элементами подсчета ошибок (эл.168,169,170, 182, рис.5.1.2)

<sup>4</sup>  $E_b$  – энергия, затрачиваемая на передачу 1бита сообщения. Для сигналов 4ФМ энергия сигнала  $E_c$  и  $E_b$  связаны как  $E_c = 2 E_b$ .



5.1.2. Цифровая модель для выполнения эксперимента по вычислению  $P_b(E_b/N_0)$

Параметры элементов схемы приведены в приложении 3 (Таблица ПЗ.1.8)

На рис.5.1.2. видно, что задержанная на 10 отсчетов последовательности входная и с выхода декодера Грея подается на устройство сравнения (эл. 182), который выполняет логическую операцию «ИСКЛЮЧАЮЩИЕ ИЛИ»(XOR). Работу этого элемента отражает таблица истинности (таблица 5.1.1)

Таблица 5.1.1

a	b	$a \oplus b$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

В случае, если на XOR поступают совпадающие отсчеты, то на выходе будет 0 (ошибки нет), если отсчеты не одинаковы (не равны), то на выходе увидим 1 (ошибка есть).

Эл. 177,178,179 исключают первые 10 ошибочных бит, которые получаются из-за наличия в системе элементов, задерживающих сигнал.

Для расчета количества ошибочных бит используется накапливающий сумматор, который в SystemView реализован с помощью сумматора (эл.170) и блока Gain (эл.169). Число ошибок видим в окне анализа (эл.168).

Вероятность ошибки определяется как :

$$BER = \frac{N_{ош}}{N_{\Sigma} - 10}, \quad (5.1.2)$$

где  $N_{ош}$  - число ошибочных бит,  $N_{\Sigma}$  - общее число принятых бит информации.

Теоретическая зависимость  $P_b$  рассчитывается как[3,4]:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (5.1.3)$$

где  $Q(x)$  - гауссов интеграл ошибок,  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$ . При  $x < 3$

значения  $Q(x)$  брались из [7, табл.Б.1, стр. 1061].

Полученные результаты сведены в табл. 5.1.2

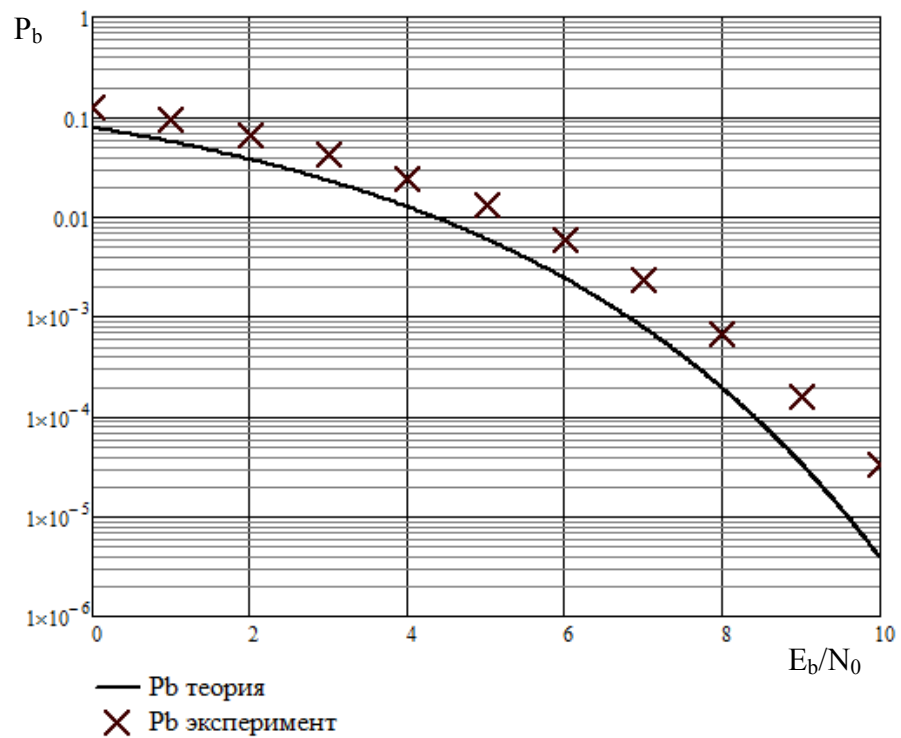
Таблица 5.1.2.

$E_b/N_0$ , дБ	$E_b/N_0$ , разы	$N_{\Sigma}$	$N_{ОШ}$	BER	BER <sub>ср</sub>	$P_b$ (теоритическая)
0	1	163935	20638	$1,259 \cdot 10^{-1}$	$1,246 \cdot 10^{-1}$	$7,9 \cdot 10^{-2}$
		163935	20443	$1,247 \cdot 10^{-1}$		
		655738	81281	$1,239 \cdot 10^{-1}$		
		655738	81860	$1,248 \cdot 10^{-1}$		
		655738	81010	$1,235 \cdot 10^{-1}$		
1	1,3	163935	15103	$9,213 \cdot 10^{-2}$	$9,331 \cdot 10^{-2}$	$5,3 \cdot 10^{-2}$
		163935	15261	$9,31 \cdot 10^{-2}$		
		655738	61611	$9,396 \cdot 10^{-2}$		
		655738	60892	$9,286 \cdot 10^{-2}$		
		655738	61981	$9,452 \cdot 10^{-2}$		
2	1,6	163935	10650	$6,497 \cdot 10^{-2}$	$6,501 \cdot 10^{-2}$	$3,7 \cdot 10^{-2}$
		163935	10407	$6,349 \cdot 10^{-2}$		
		655738	42898	$6,542 \cdot 10^{-2}$		
		655738	43261	$6,597 \cdot 10^{-2}$		
		655738	42756	$6,52 \cdot 10^{-2}$		
3	2	163935	6964	$4,2 \cdot 10^{-2}$	$4,2 \cdot 10^{-2}$	$2,3 \cdot 10^{-2}$
		163935	7019	$4,3 \cdot 10^{-2}$		
		655738	27681	$4,2 \cdot 10^{-2}$		
		655738	28146	$4,3 \cdot 10^{-2}$		

		655738	27505	$4,2 \cdot 10^{-2}$		
4	2,5	163935	16393	$2,417 \cdot 10^{-2}$	$2,4 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$
		163935	16393	$2,453 \cdot 10^{-2}$		
		655738	16165	$2,465 \cdot 10^{-2}$		
		655738	15916	$2,427 \cdot 10^{-2}$		
		655738	15962	$2,2434 \cdot 10^{-2}$		
5	3,2	163935	16393	$1,33 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$5,7 \cdot 10^{-3}$
		163935	16393	$1,327 \cdot 10^{-2}$		
		655738	8608	$1,313 \cdot 10^{-2}$		
		655738	8412	$1,283 \cdot 10^{-2}$		
		655738	8608	$1,313 \cdot 10^{-2}$		
6	4	163935	955	$5,826 \cdot 10^{-3}$	$5,789 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$
		163935	902	$5,503 \cdot 10^{-3}$		
		655738	3851	$5,873 \cdot 10^{-3}$		
		655738	3763	$5,739 \cdot 10^{-3}$		
		655738	3938	$6,006 \cdot 10^{-3}$		
7	5	163935	410	$2,501 \cdot 10^{-3}$	$2,314 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-4}$
		163935	408	$2,489 \cdot 10^{-3}$		
		655738	1466	$2,236 \cdot 10^{-3}$		
		655738	1412	$2,133 \cdot 10^{-3}$		
		655738	1436	$2,19 \cdot 10^{-3}$		
8	6,3	163935	100	$6,1 \cdot 10^{-4}$	$6,622 \cdot 10^{-4}$	$1,9 \cdot 10^{-4}$
		163935	105	$6,405 \cdot 10^{-4}$		
		655738	441	$6,725 \cdot 10^{-4}$		
		655738	451	$6,878 \cdot 10^{-4}$		
		655738	459	$7 \cdot 10^{-4}$		
		163935	27	$1,647 \cdot 10^{-4}$		

9	7,9	163935	28	$1,708 \cdot 10^{-4}$	$1,607 \cdot 10^{-4}$	$3,5 \cdot 10^{-5}$
		655738	93	$1,418 \cdot 10^{-4}$		
		655738	102	$1,556 \cdot 10^{-4}$		
		655738	112	$1,708 \cdot 10^{-4}$		
10	10	163935	4	$2,44 \cdot 10^{-5}$	$3,264 \cdot 10^{-5}$	$3,9 \cdot 10^{-6}$
		163935	7	$4,27 \cdot 10^{-5}$		
		655738	27	$4,118 \cdot 10^{-5}$		
		655738	19	$2,898 \cdot 10^{-5}$		
		655738	17	$2,393 \cdot 10^{-5}$		

Усредненные результаты (табл.5.1.2) отражены графически на рис.5.1.3.



5.1.3. Теоретическая и экспериментальная зависимости  $P_b(E_b/N_0)$  для сигнала 4ФМ

Из рис.5.1.3 видно, что экспериментальная зависимость повторяет характер теоретической и близка к ней.

Аналогичный эксперимент проводился для модели сигнала 4ФМС. Результаты сведены в табл. 5.1.3.

Таблица 5.1.3.

$E_b/N_0$ , дБ	$E_b/N_0$ , разы	$N_\Sigma$	$N_{OШ}$	BER	BER <sub>ср</sub>	$P_b$ (теоритиче ская)
0	1	245902	30702	$1,249 \cdot 10^{-1}$	$1,247 \cdot 10^{-1}$	$7,9 \cdot 10^{-2}$
		245902	30405	$1,237 \cdot 10^{-1}$		
		245902	30864	$1,255 \cdot 10^{-1}$		
		245902	30780	$1,252 \cdot 10^{-1}$		
		245902	30506	$1,241 \cdot 10^{-1}$		
1	1,3	245902	23075	$9,38 \cdot 10^{-2}$	$9,41 \cdot 10^{-2}$	$5,3 \cdot 10^{-2}$
		245902	23030	$9,37 \cdot 10^{-2}$		
		245902	23128	$9,41 \cdot 10^{-2}$		
		245902	23073	$9,38 \cdot 10^{-2}$		
		245902	23347	$9,49 \cdot 10^{-2}$		
2	1,6	245902	16316	$6,64 \cdot 10^{-2}$	$6,61 \cdot 10^{-2}$	$3,7 \cdot 10^{-2}$
		245902	16232	$6,6 \cdot 10^{-2}$		
		245902	16359	$6,65 \cdot 10^{-2}$		
		245902	16164	$6,57 \cdot 10^{-2}$		
		245902	16236	$6,66 \cdot 10^{-2}$		
3	2	245902	10656	$4,33 \cdot 10^{-2}$	$4,27 \cdot 10^{-2}$	$2,3 \cdot 10^{-2}$
		245902	10398	$4,23 \cdot 10^{-2}$		
		245902	10367	$4,22 \cdot 10^{-2}$		
		245902	10510	$4,27 \cdot 10^{-2}$		
		245902	10594	$4,31 \cdot 10^{-2}$		
4	2,5	245902	6286	$2,56 \cdot 10^{-2}$	$2,53 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$
		245902	6234	$2,54 \cdot 10^{-2}$		
		245902	6277	$2,55 \cdot 10^{-2}$		
		245902	6180	$2,51 \cdot 10^{-2}$		



		245902	6086	$2,48 \cdot 10^{-2}$		
5	3,2	245902	3172	$1,29 \cdot 10^{-2}$	$1,34 \cdot 10^{-2}$	$5,7 \cdot 10^{-3}$
		245902	3250	$1,32 \cdot 10^{-2}$		
		245902	3412	$1,39 \cdot 10^{-2}$		
		245902	3227	$1,31 \cdot 10^{-2}$		
		245902	3441	$1,39 \cdot 10^{-2}$		
6	4	245902	1515	$6,161 \cdot 10^{-3}$	$6,156 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$
		245902	1480	$6,019 \cdot 10^{-3}$		
		245902	1535	$6,243 \cdot 10^{-3}$		
		245902	1559	$6,340 \cdot 10^{-3}$		
		245902	1479	$6,015 \cdot 10^{-3}$		
7	5	245902	542	$2,204 \cdot 10^{-3}$	$2,277 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-4}$
		245902	538	$2,188 \cdot 10^{-3}$		
		245902	554	$2,253 \cdot 10^{-3}$		
		245902	550	$2,237 \cdot 10^{-3}$		
		245902	616	$2,505 \cdot 10^{-3}$		
8	6,3	245902	165	$6,710 \cdot 10^{-4}$	$7,345 \cdot 10^{-4}$	$1,9 \cdot 10^{-4}$
		245902	157	$6,385 \cdot 10^{-4}$		
		245902	202	$8,215 \cdot 10^{-4}$		
		245902	193	$7,849 \cdot 10^{-4}$		
		245902	186	$7,564 \cdot 10^{-4}$		
9	7,9	245902	33	$1,342 \cdot 10^{-4}$	$1,423 \cdot 10^{-4}$	$3,5 \cdot 10^{-5}$
		245902	36	$1,464 \cdot 10^{-4}$		
		245902	36	$1,464 \cdot 10^{-4}$		
		245902	41	$1,667 \cdot 10^{-4}$		
		245902	29	$1,179 \cdot 10^{-4}$		
		245902	9	$3,660 \cdot 10^{-5}$		

10	10	245902	10	$4,067 \cdot 10^{-5}$	$4,067 \cdot 10^{-5}$	$3,9 \cdot 10^{-6}$
		245902	10	$4,067 \cdot 10^{-5}$		
		245902	11	$4,474 \cdot 10^{-5}$		
		245902	10	$4,067 \cdot 10^{-5}$		

Усредненные результаты (табл.5.1.3) отражены графически на рис.5.1.4.

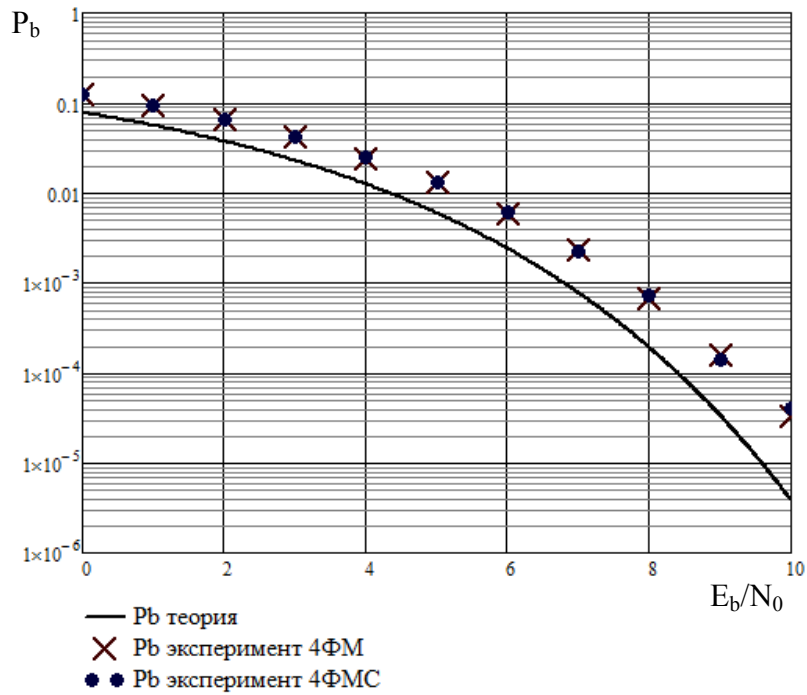


Рис.5.1.4. Теоретическая и экспериментальная зависимости  $P_b(E_b/N_0)$  для сигнала 4ФМ и 4ФМС

По рис.5.1.4. видно, что результаты, полученные на модели, отличаются от теоретической зависимости. Это вызвано наличием ПФ в исследуемых моделях. Проигрыш составляет 0,85дБ для вероятностей в интервале  $10^{-3}$  до  $10^{-4}$ .

Оценка вероятности ошибки  $P_b$  полученная в результате моделирования, может быть рассчитана по приближенной формуле (5.1.4)

$$P_b \approx Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_0}}\right), \quad (5.1.4)$$

где коэффициент  $\gamma=0,79$ .

На рис.5.1.5 приведены результаты моделирования и результат расчета по (5.1.4) .

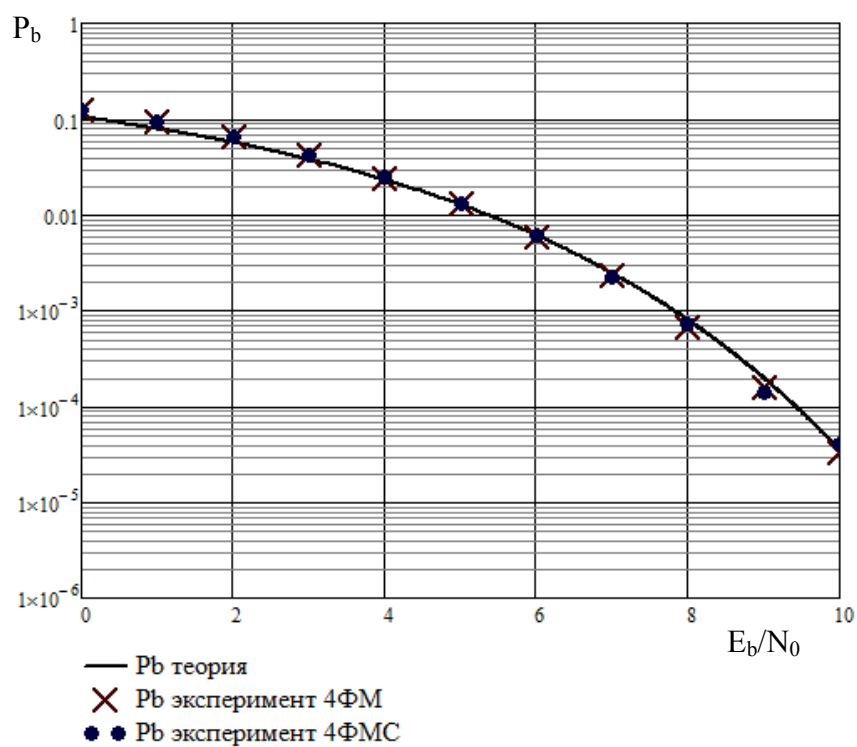


Рис.5.1.5. Теоретическая и экспериментальная зависимости  $P_b(E_b/N_0)$  для сигнала 4ФМ и 4ФМС при  $\gamma=0,79$

Из рисунка видно, что результаты моделирования хорошо описываются полученной формулой, в которой учтено влияние ПФ.

## 6. Система восстановления несущего колебания

Для формирования опорного напряжения когерентного демодулятора цифрового сигнала с балансной модуляцией используют системы восстановления несущего колебания. Для сигналов 4ФМ и 4ФМС используют например, схему Костаса, СВН со снятием манипуляции, СВН с обратной манипуляцией [2]. В рамках данной работы выбрана схема Костаса, представленная на рис.6.1.1.

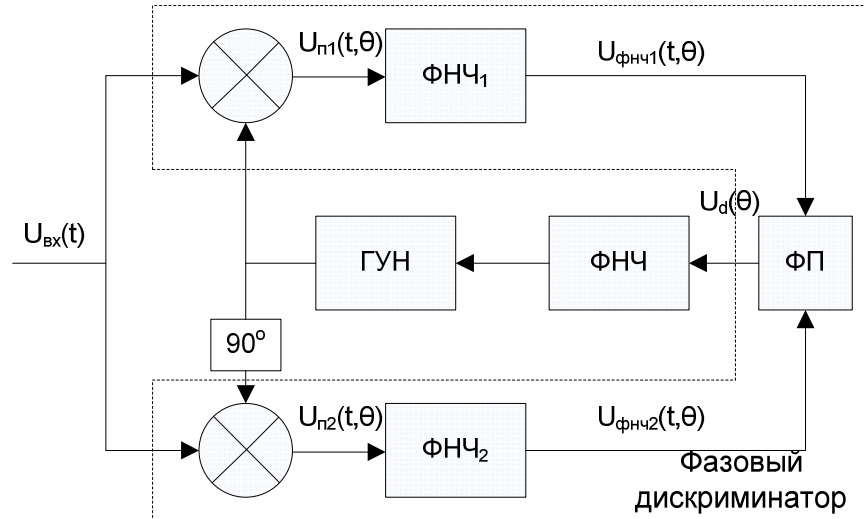


Рис.6.1.1. Структурная схема восстановления несущей, схема Костаса

Данная схема включает в себя фазовый дискриминатор (ФД), который является двухканальным, ФНЧ и подстраиваемый генератор ГУН. В состав ФД входят каналные перемножители, ФНЧ<sub>1,2</sub> и функциональный преобразователь (ФП). Алгоритм работы ФП (6.1.1):

$$U_d(t, \theta) = U_{\text{ФНЧ}2}(t, \theta) \cdot \text{sgn}[U_{\text{ФНЧ}1}(t, \theta)] - U_{\text{ФНЧ}1}(t, \theta) \cdot \text{sgn}[U_{\text{ФНЧ}2}(t, \theta)] \quad (6.1.1)$$

Сигнал, поступающий на вход СВН:

$$U_{\text{вх}}(t) = S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta_c),$$

где  $\varphi_i = 0^\circ, \pm 90^\circ, 180^\circ, i = \overline{1, 4}$ ,  $\theta_c$  - неконтролируемый набег фаз.

На каналные перемножители, с выхода ГУН, поступают опорные напряжения  $2 \cos(\omega_0 t + \theta_r)$  и  $-2 \sin(\omega_0 t + \theta_r)$  соответственно, в результате на входах ФНЧ<sub>1,2</sub>  $U_{п1}(t, \theta)$  и  $U_{п2}(t, \theta)$ :

$$U_{п1}(t, \theta) = S_0 \left[ \cos(\varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta) + \cos(2\omega_0 t + \varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta) \right],$$

$$U_{П2}(t, \theta) = S_0 \left[ -\sin\left(\varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta\right) + \sin\left(2\omega_0 t + \varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta\right) \right],$$

где  $\theta = \theta_c - \theta_r$  - ошибка слежения по фазе несущего колебания.

На выходах ФНЧ<sub>1,2</sub> будут низкочастотные колебания  $S_0 \cos\left(\varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta\right)$  и  $-S_0 \sin\left(\varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta\right)$ . Тогда на выходе ФП сигнал  $U_d(\theta)$ :

$$U_d(\theta) = S_0^2 \left( -\operatorname{sgn} \left[ \cos\left(\varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta\right) \right] \cdot \sin\left(\varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta\right) + \operatorname{sgn} \left[ \sin\left(\varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta\right) \right] \cdot \cos\left(\varphi_i + \frac{\pi}{4} + \theta\right) \right). \quad (6.1.1)$$

Можно показать, что если  $\theta \ll \frac{\pi}{4}$ , то  $U_d(\theta) = \sqrt{2} \cdot S_0^2 \cdot \sin(\theta)$ , для всех  $\varphi_i$ . Следовательно, идеальная характеристика фазового дискриминатора не зависит от модуляционной фазы  $\varphi_i$ .

### 6.1. Линеаризованная система восстановления несущего колебания

Перейдем к линеаризованной схеме (рис.6.1.2) и проведем ее анализ [8,9].

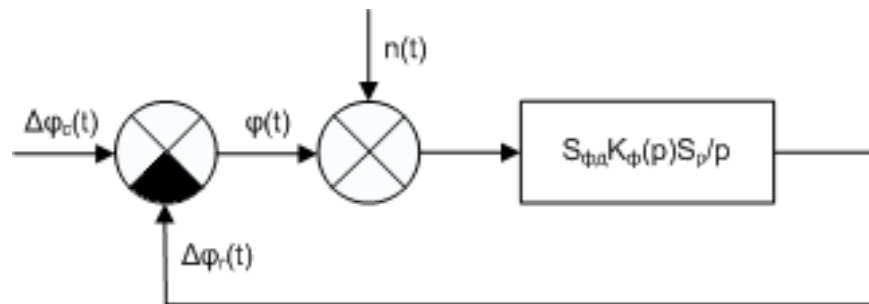


Рис.6.1.2. Линеаризованная структурная СВН

В качестве фильтра ФНЧ используется фильтр Баттерворта с частотой среза  $f_c=1$  Гц. АЧХ фильтра монотонно убывает с ростом частоты. Фильтры Баттерворта называют фильтрами с максимально плоскими АЧХ. Порядок передаточной функции  $n$  выбран из условия обеспечения требуемого ослабления в полосе задерживания на частоте  $f=2f_0$ , поэтому чтобы гарантировать требуемое затухание вне полосы, выбран фильтр пятого порядка.

Для схемы, представленной на рис.6.1.2,  $K_\phi(p) = \frac{K_{Gain}}{(1+pT)^2}$ , система с астатизмом первого порядка. Коэффициент передачи разомкнутой системы СВН:

$$K_p(p) = S_{\phi\delta} \cdot \frac{S_p}{p} \cdot K_\phi(p) = [K_0 = S_{\phi\delta} \cdot S_p \cdot K_{Gain}] = \frac{K_0}{p(1+pT)^2},$$

где  $K_0 = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 2\pi \cdot 1,88 = 0,236 \text{ 1/с}$ ,

$$T - \text{постоянная времени ФНЧ, } T = \frac{\sqrt{\sqrt{2}-1}}{\omega_n} = \frac{\sqrt{\sqrt{2}-1}}{2\pi \cdot 0,5} = 0,205 \text{ с},$$

$\omega_n$  – частота среза ФНЧ,  $\omega_n = 2\pi \cdot 0,5 \text{ рад/с}$ .

Известно, что коэффициент передачи замкнутой системы ФАП можно представить в виде [9]:

$$H(p) = \frac{K_p(p)}{1 + K_p(p)} = \frac{\frac{K_0}{p(1+pT)^2}}{1 + \frac{K_0}{p(1+pT)^2}} = \frac{K_0}{p(1+pT)^2 + K_0}.$$

Проведем замену  $p \rightarrow s$ :

$$H(s) = \frac{K_0}{s(1+sT)^2 + K_0}.$$

Пусть на вход следящей системы поступает воздействие в виде  $\Delta\varphi_c(t) = \varphi_0 \cdot 1(t)$ . Для нахождения изображения  $\Delta\varphi_c(t) = \varphi_0 \cdot 1(t)$  используются таблицы преобразования Лапласа [10]:  $1(t) \rightarrow 1$ .

Изображение  $\Phi(s)$  ошибки слежения  $\Delta\varphi(t)$  рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= \varphi_0 \cdot [1 - H(s)] = \varphi_0 \cdot \left[ 1 - \frac{K_0}{s(1+sT)^2 + K_0} \right] = \\ &= \varphi_0 \cdot \frac{s(1+sT)^2}{s(1+sT)^2 + K_0} = \frac{\varphi_0 \cdot s \left( \frac{1}{T} + s \right)^2}{s \left( \frac{1}{T} + s \right)^2 + \frac{K_0}{T^2}} = \left[ \frac{K_0}{T^2} = a \right] = \varphi_0 \left[ 1 - \frac{a}{s \left( \frac{1}{T} + s \right)^2 + a} \right] = \end{aligned}$$

$$= \varphi_0 \left[ 1 - \frac{a}{s^3 + \frac{2}{T}s^2 + \left(\frac{1}{T}\right)^2 s + a} \right].$$

Коэффициенты полинома знаменателя  $\frac{2}{T}$ ,  $\frac{1}{T^2}$ ,  $a$  - константы:

$$\frac{2}{T} = 9,756, \quad \frac{1}{T^2} = 23,795.$$

$$a = \frac{K_0}{T^2} = \frac{0,236}{(0,205)^2} = 5,616.$$

Тогда изображение ошибки  $\Phi(s)$  запишется следующим образом:

$$\Phi(s) = \varphi_0 \left[ 1 - \frac{a}{s^3 + 9,756s^2 + 23,795s + 5,616} \right].$$

Выражение для  $\Phi(s)$  разбивается на сумму простых дробей:

$$\frac{5,616}{s^3 + 9,756s^2 + 23,795s + 5,616} = -\frac{0,7497}{s + 3,635} + \frac{0,452}{s + 5,857} + \frac{0,298}{s + 0,264},$$

тогда преобразованное выражение для  $\Phi(s)$ :

$$\Phi(s) = \varphi_0 \left[ 1 + \frac{0,7497}{s + 3,635} - \frac{0,452}{s + 5,857} - \frac{0,298}{s + 0,264} \right]$$

Для нахождения оригинала используются формулы для обратного преобразования Лапласа[10]:

$$1 \rightarrow 1, \quad \frac{1}{s-a} \rightarrow \frac{e^{at} - 1}{a}$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 \left[ 1 - \frac{0,75(e^{-3,635t} - 1)}{3,635} + \frac{0,452(e^{-5,857t} - 1)}{5,857} + \frac{0,298(e^{-0,264t} - 1)}{0,264} \right] =$$

$$= \varphi_0 \left[ 0,077 \cdot e^{-5,857t} - 0,206 \cdot e^{-3,635t} + 1,129 \cdot e^{-0,264t} \right].$$

Вид переходного процесса  $\varphi(t)$  представлен на рис.6.1.3.

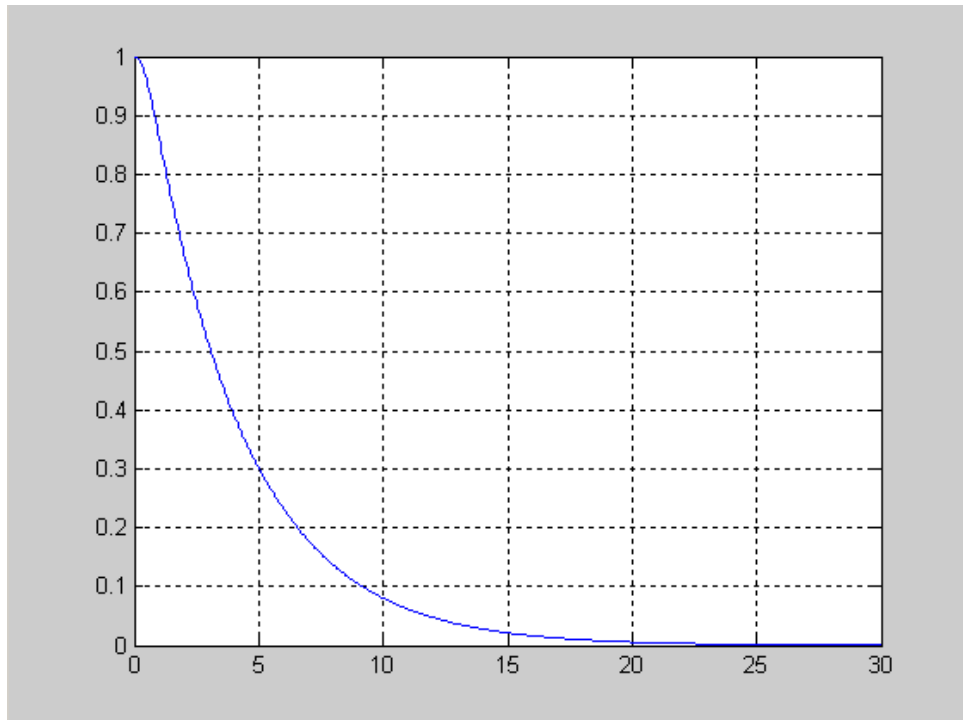


Рис.6.1.3. Переходной процесс по ошибке слежения в системе СВН

Переходной процесс ниже использован для тестирования цифровой модели СВН.

## **6.2. Цифровая модель системы восстановления несущего колебания**

На основании структурной схемы Костаса (рис.6.1.1), построена цифровая модель (рис.6.2.1).





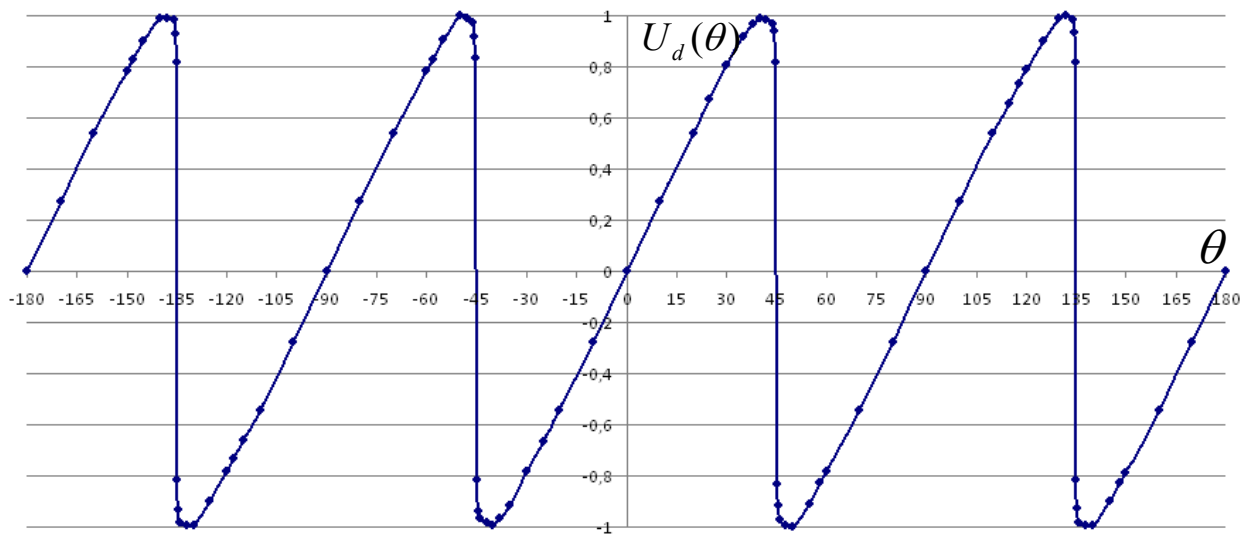


Рис.6.2.2. Дискриминационная характеристика ФД

Характеристика периодична. В точках  $\theta_0 = 0, \pm \frac{\pi \cdot k}{2}$  характеристика обращается в нуль. ДХ имеет протяженный линейный участок  $[\theta_0 \pm 10^\circ]$ , участки близкие к вертикальным при расфазировании равном  $(\pm 45^\circ \pm k \cdot 90^\circ)$ , где  $k$ -целое число. Крутизна ФД равна 1,88 В/рад.

Проведем анализ переходных процессов в системы ФАП при совпадении частот  $\omega_c = \omega_{ГУН}$  и разных значениях расфазирования  $\Delta\varphi_c(t)$ .

Ниже рассмотрены следующие случаи:

- 1) Немодулированная несущая подается на СВН, полосовой фильтр(эл.31) в схеме рис.2.2.1 отсутствует.
- 2) Модулированная несущая 4ФМ подается на СВН, полосвой фильтр(эл.31) в схеме рис.2.2.1 отсутствует.
- 3) Модулированная несущая подается на СВН, полосовой фильтр(эл.31) в схеме рис.2.2.1 учитывается

В качестве тестового сигнала на вход СВН подается ступенчатое воздействие  $\Delta\varphi_c(t) = \varphi_0 \cdot 1(t)$ . При  $\varphi_0 = 0^\circ$  переходной процесс на выходе ФД представлен на рис.6.2.3

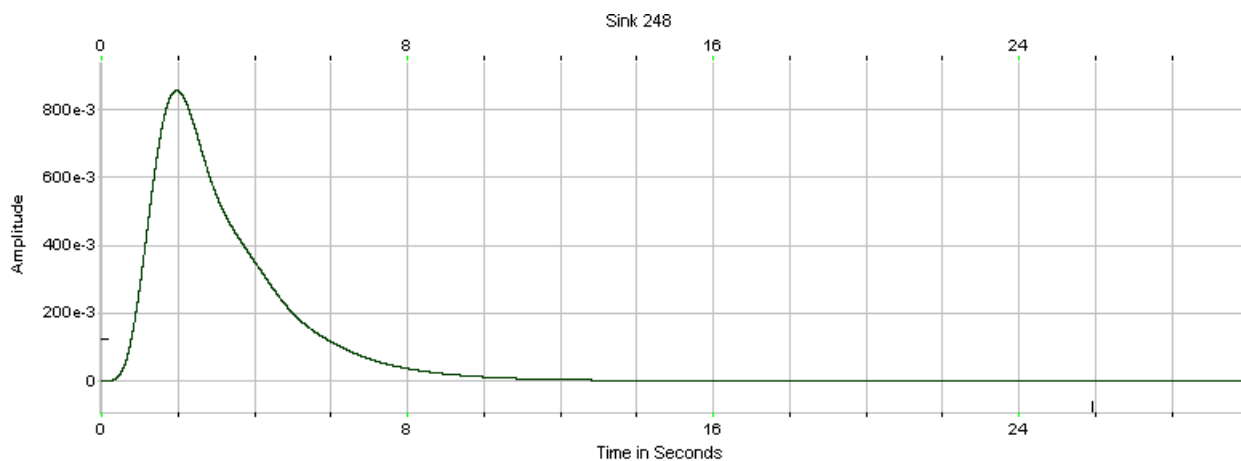


Рис.6.2.3. Переходной процесс СВН при действии немодулированного сигнала и нулевом расфазировании

Характер процесса совпадает с теоретической зависимостью, изображенной на рис.6.1.3. При увеличении расфазирования изменяется максимальное значение переходного процесса, по времени он затягивается.

Проведем анализ переходных процессов в системе СВН при воздействии модулированного сигнала на частоте  $\omega_c = \omega_{ГВН}$  при разных значениях расфазирования. В результате на выходе ФД получили переходные процессы, представленные на рис.6.2.4 и 6.2.5.

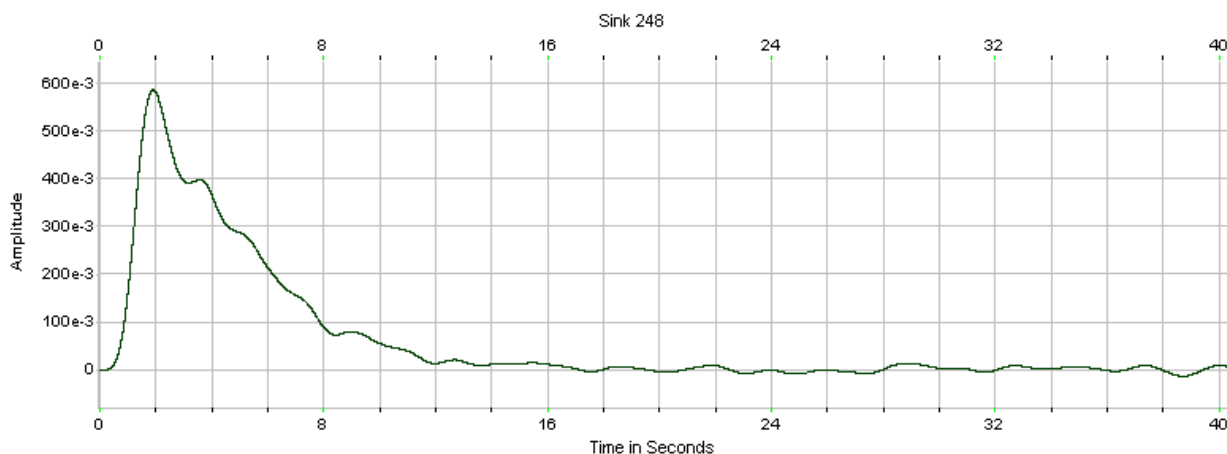
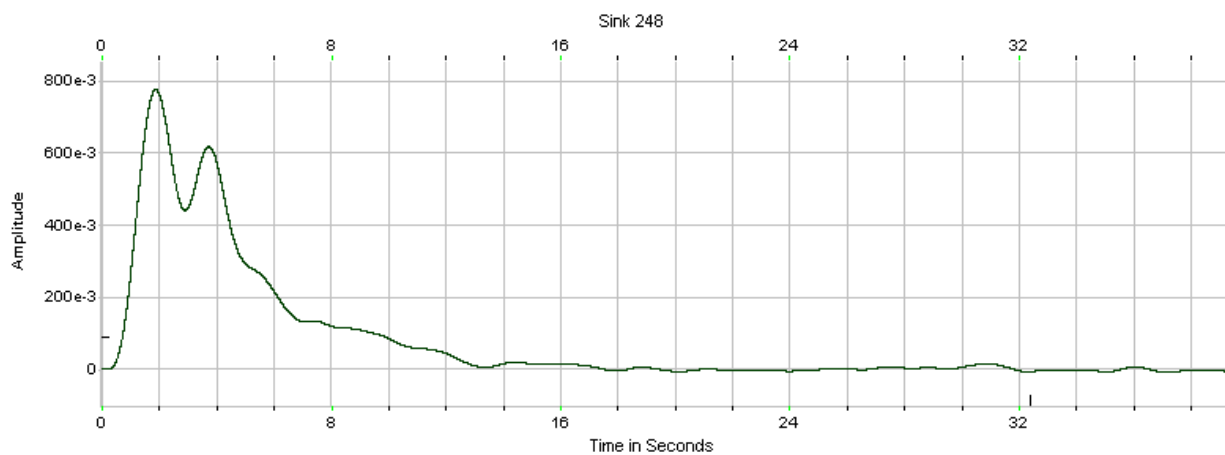
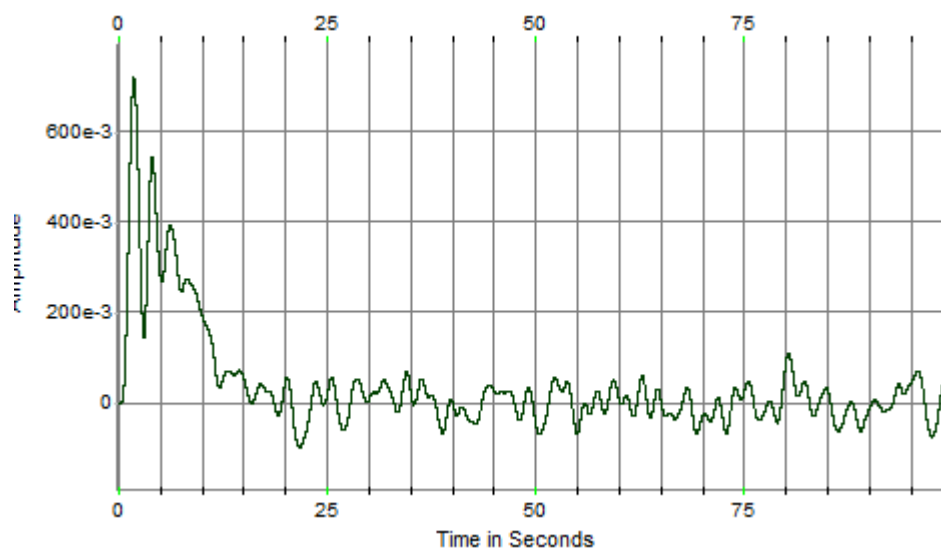


Рис.6.2.4. Переходной процесс СВН при действии модулированного сигнала и нулевом расфазировании

При воздействии модулированного сигнала на СВН, переходной процесс (рис.6.2.4) становится изрезанным и затягивается по времени. Характер переходных процессов при увеличении расфазирования представлен на рис.6.2.5.



а)



б)

Рис.6.2.5. Переходной процесс СВН при действии модулированного сигнала

а)  $\varphi_c=5^\circ$ , б)  $\varphi_c=10^\circ$

При расфазировании  $\varphi_c = 10^\circ$  время установления переходного процесса увеличивается, но система продолжает осуществлять слежение за изменением фазы входного колебания.

Проведем анализ работы системы при различном расфазировании в отсутствии шума, когда модулированный сигнал проходит через ПФ (эл31, рис.2.2.1). Переходной процесс на выходе ФД представлен на рис.6.2.7

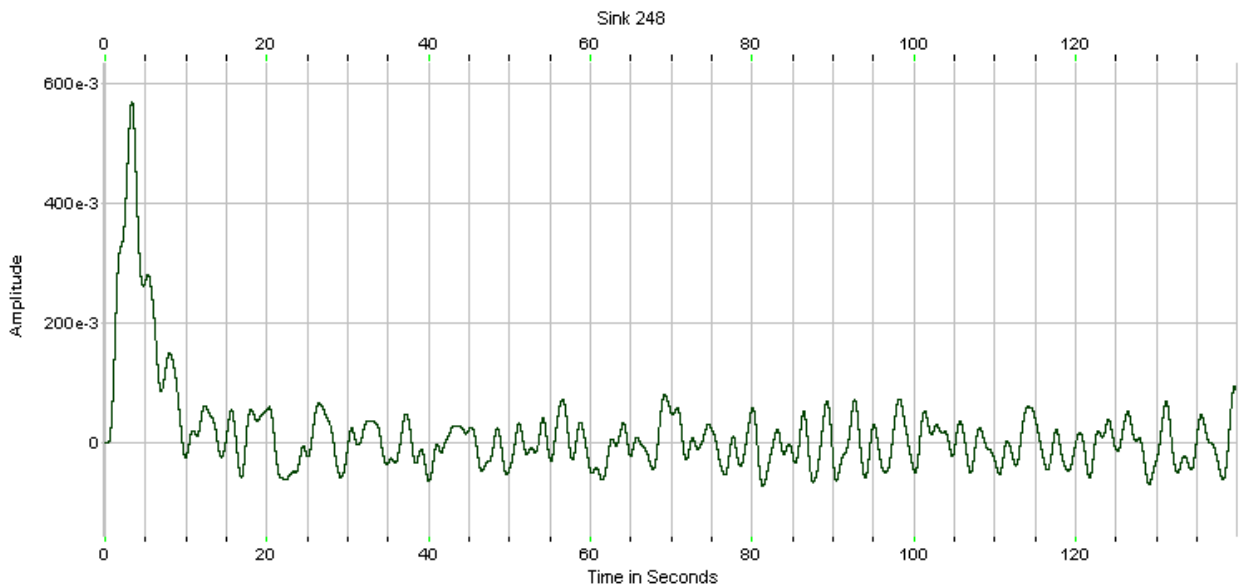


Рис.6.2.7. Переходной процесс СВН при действии модулированного сигнала расфазирование отсутствует

Видно, что в результате прохождения смеси сигнала и шума через ПФ на выходе ФП переходной процесс становится более изрезанным. Аналогичные реализации получены для других значений расфазирования.

При введении ПФ и увеличении расфазирования  $\Delta\varphi_c(t) = \varphi_0 \cdot 1(t)$  время установления переходного процесса увеличивается, система осуществляет слежение за изменением фазы входного колебания, например, на выходе ФД по завершению переходного процесса устанавливается нулевой средний уровень.

### 6.3. Цифровая модель демодулятора сигнала 4ФМ и СВН

Следующий этап – совместная работа передающей и приемной части РСПИ с СВН. На рис.6.2.8 представлена цифровая модель модулятора(эл.256-261), демодулятора(эл.31, 60, 61, 63-67, 34, 126, 127) и СВН(эл.236-245, 264).

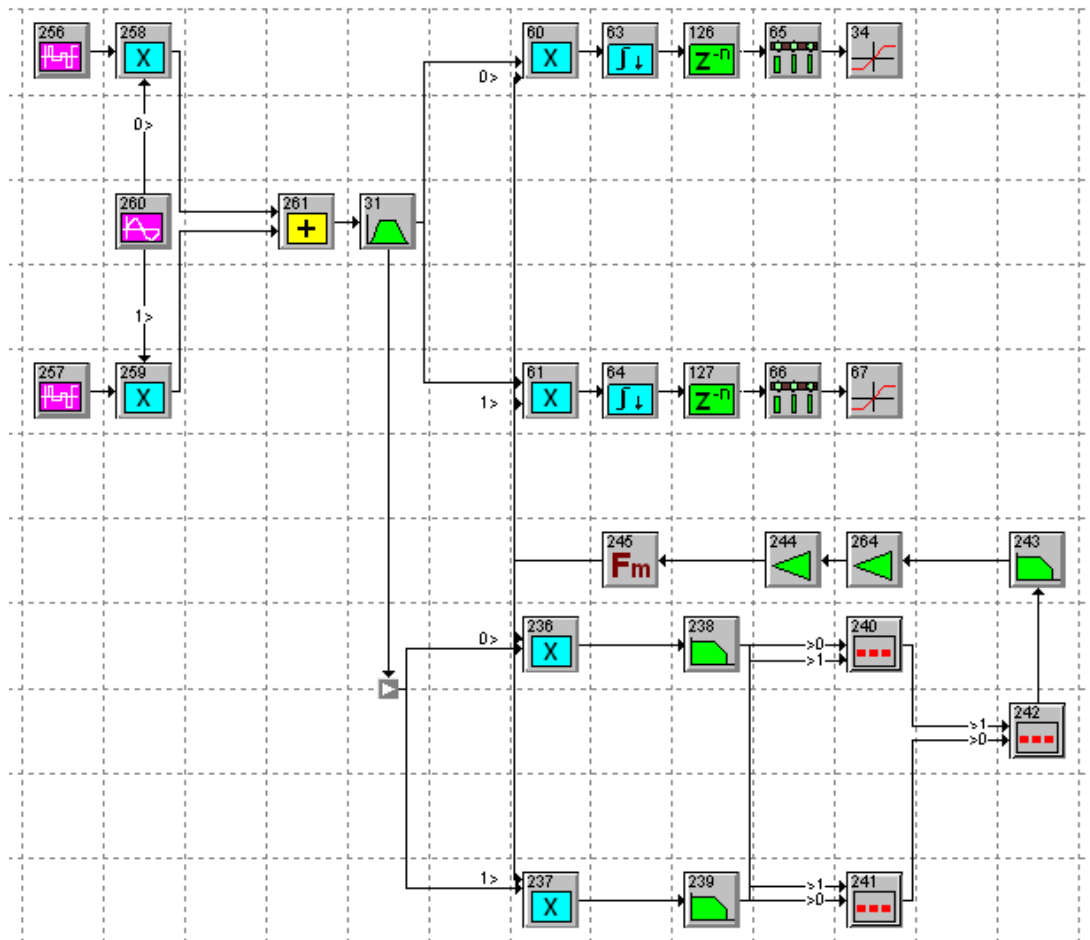


Рис.6.2.8. Цифровая модель для исследования совместной работы передающей и приемной части РСПИ с СВН

Параметры элементов схемы приведены в приложении 3 (Таблица ПЗ.1.10)

При малом расфазировании, соответствующем линейному участку ДХ (рис.6.2.2), демодуляция цифрового сигнала происходит без ошибок (рис.6.2.9)

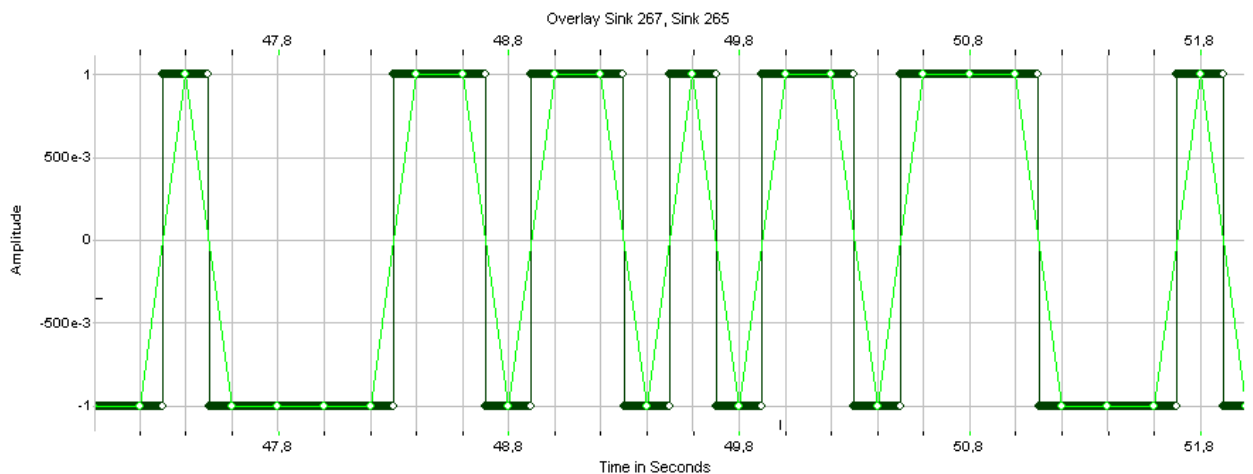


Рис.6.2.9. Последовательность отчетов на выходе демодулятора (серый), ПСП на входе модулятора (черный)

На рис.6.2.9 видно, что каждые  $2T_b = 200$  мс берется отчет. Отсчеты с выхода демодулятора совпадают с бинарной последовательностью на входе модулятора. Цифровая модель совместной работы передающей и приемной части РСПИ с СВН работает правильно.

## Заключение

Сформулируем выводы по работе:

- проведен обзор литературы. Рассмотрены основные характеристики систем радиосвязи, кратко изложены сведения о сигналах 4ФМ и 4ФМС, способы построения оптимальных и квазиоптимальных приемников 4-х позиционных ФМ сигналов;

- построены цифровые модели передающей и приемной частей РСПИ для сигналов 4ФМ и 4ФМС. Особенностью данных моделей является использование в составе мультиплексора элемента 4 (рис.2.1.1 и рис.3.1.1), который позволяет сформировать квадратуры  $I(t)$  и  $Q(t)$  сигналов 4ФМ и 4ФМС, разделяя биты общего потока на четные и нечетные. Проведен подробный анализ работы полученных схем для всех блоков, входящих в состав цифровых моделей;

- построены цифровые модели РСПИ с использованием кода Грея, получены основные эпюры;

- проведен статистический эксперимент на цифровых моделях РСПИ 4-х позиционных ФМ сигналов, получены теоретические и экспериментальные зависимости  $P_b(E_b/N_0)$  для 4-х позиционных ФМ сигналов. Результаты расчета вероятности ошибки (BER), полученные на модели, отличаются от теоретической зависимости (5.1.3). Проигрыш составляет 0,85дБ для вероятностей в интервале  $10^{-3}$  до  $10^{-4}$ ;

- получена приближенная формула (5.1.4) для оценки BER, полученной на модели РСПИ, в которой на входе демодулятора присутствует ПФ;

- построена линеаризованная модель системы восстановления фазы несущего колебания. Проведен ее теоретический анализ, получено выражение для переходного процесса по ошибке слежения  $\varphi(t)$ ;

- построена дискриминационная характеристика ФД в составе СВН. Показано, что период этой характеристики  $\frac{\pi}{2}$ . В точках  $\theta_0 = 0, \pm \frac{\pi \cdot k}{2}$  характеристика обращается в нуль. ДХ имеет протяженный линейный участок  $[\theta_0 \pm 10^\circ]$ , участки близкие к вертикальным при расфазировании равном  $(\pm 45^\circ \pm k \cdot 90^\circ)$ , где  $k$ -целое число;

- проанализирована совместная работа системы восстановления несущего колебания с цифровой моделью РСПИ, показано, что при произвольном расфазировании входного и опорного напряжения ГУН, демодулятор функционирует правильно.



## Список литературы

1. **Выстрелкова А.А.** «Способы построения цифровых квазиоптимальных приемников сигналов М-ФМ». Отчет по междисциплинарному курсовому проекту. МЭИ, каф. РТС, июнь 2015.
2. **Выстрелкова А.А.** «Системы восстановления несущего колебания». Отчет по научно-исследовательской практике. МЭИ, каф. РТС, июнь 2016.
3. **Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С.** Системы цифровой радиосвязи, базовые методы и характеристики: Учеб. пособие для вузов. М.: Эко-Трендз, 2005. С.392
4. **Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В.** Системы и сети передачи информации. Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 2001. С.336
5. **Галкин В.А.** Цифровая мобильная радиосвязь. Учеб. пособие для вузов. М.: Горячая линия - Телеком, 2007. С.432
6. **Сизякова А. Ю.** Сигналы цифровых телекоммуникационных систем: Учебное пособие по курсам «Устройства передачи информации», «Системы передачи информации», М.: издательство МЭИ, 1999. С.25
7. **Скляр Б.** Цифровая связь. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. С. 1104.
8. **Первачев С.В.** Радиоавтоматика. Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1982. С.296
9. **Сизякова А.Ю., Чиликин В.М.** Лабораторная работа №5 «Совместная работа демодулятора сигнала 2ФМ и системы восстановления несущей». Методическое пособие по курсам «Основы построения радиосистем» и «Системы передачи информации» для студентов, обучающихся по направлению «Радиотехника». М.: Издательский дом МЭИ, 2011. С.36

10. **Диткин В.А., Кузнецов П.И.** Справочник по операционному исчислению. Основы теории и таблицы формул. М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1951.С.256

## Приложение 1. Дополнение к схеме формирования сигнала 4ФМ

В главе 2 рассмотрена схема модулятора сигнала 4ФМ (рис. 2.1.1). Из графиков (рис.2.1.12) видно, что один из сигналов имеет задержку 200мс, а значит, при суммировании таких сигналов, на выходе сумматора (эл. 29) будем наблюдать разницу амплитуд, что даст некорректный результат. Поэтому для устранения этого явления, в схеме формирования (рис.П.1.1.1) сигнала использованы элементы 100 и 101, где 100 является множителем сигналов с выхода сумматора и генератора ступенчатой функции (эл. 101).

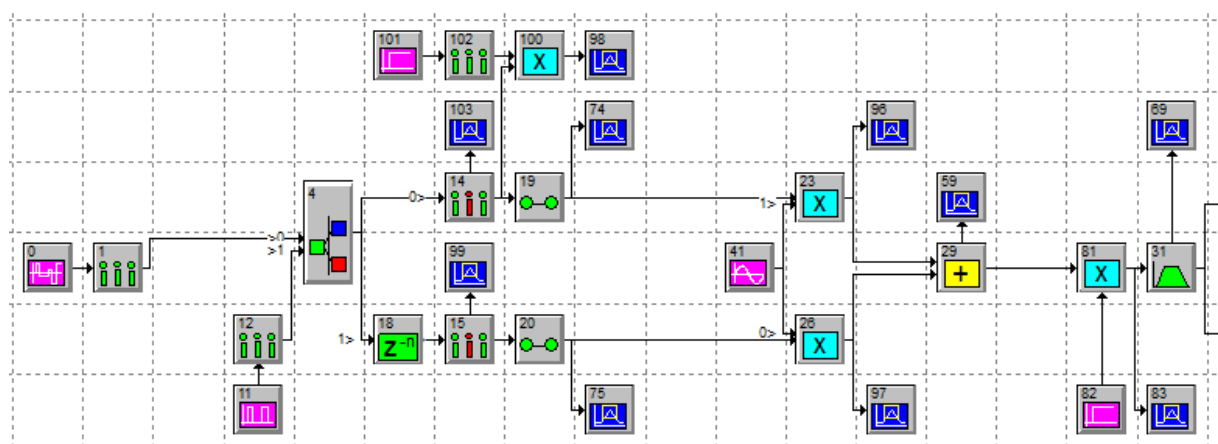


Рис.П1.1.1. Цифровая схема формирования сигнала 4ФМ

Элемент 82 формирует сигнал, изображенный на рис.П.1.1.2.

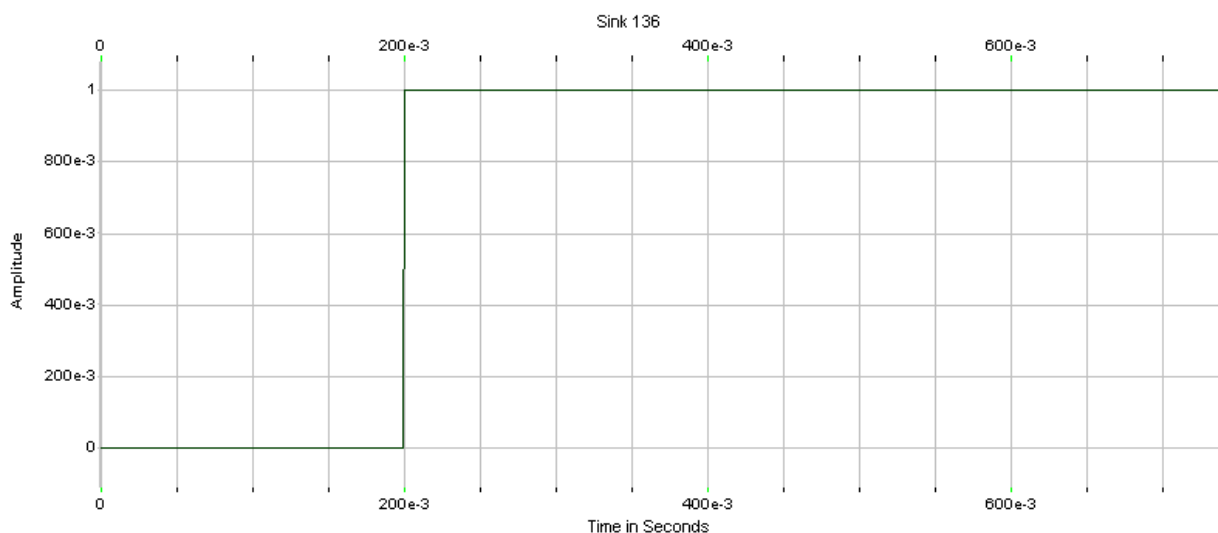
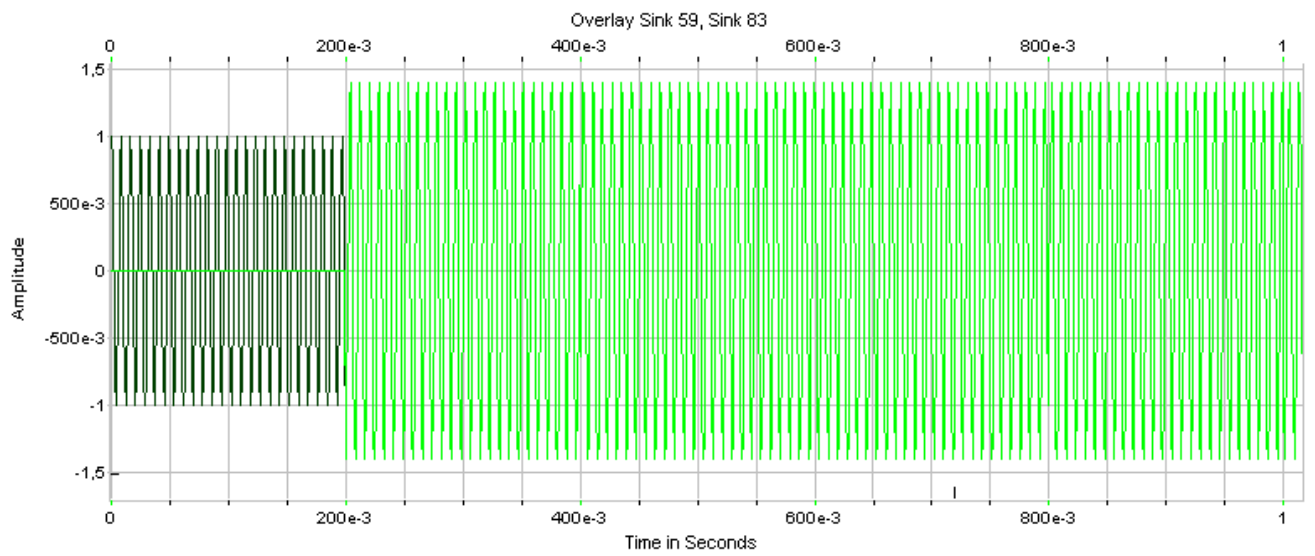
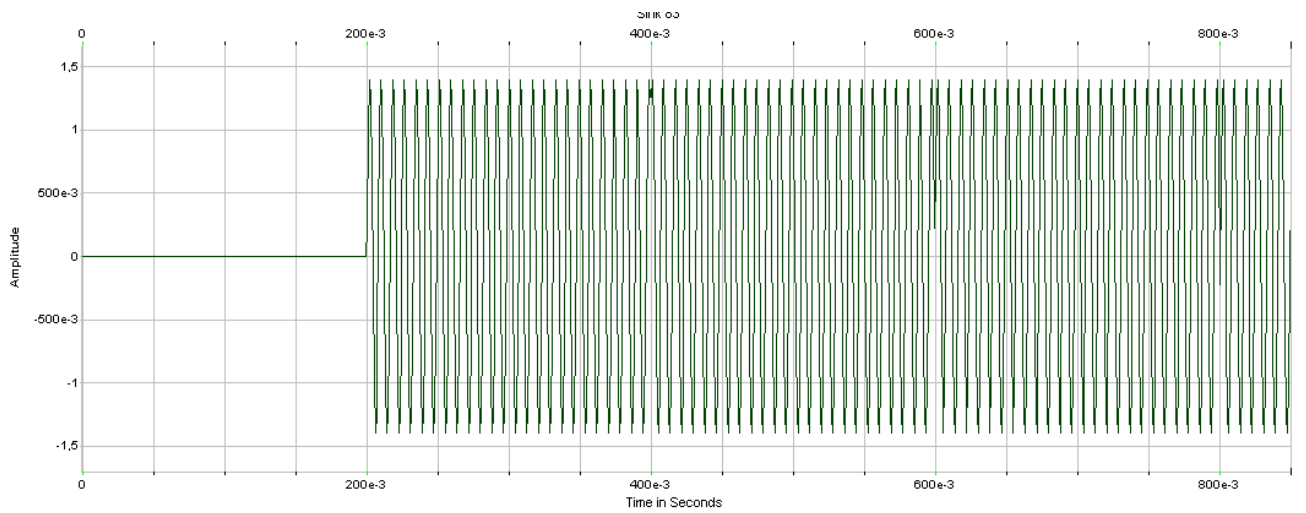


Рис.П1.1.2. Сигнал на выходе элемента 82

Сигналы от элементов 29 и 82 поступают на множитель (элемент 81 рис.П1.1.1.). На выходе множителя получаем сигнал, изображенный на рис.П1.1.3,а,б. Вследствие умножения колебания на ступенчатый сигнал, мы добиваемся отсутствия сигнала на интервале  $[0,200\text{мс}]$ .



а)



б)

Рис.П.1.1.3. Сигнал :а)на входе перемножителя (эл.81, рис.П1.1.1, черный) и на выходе перемножителя (эл. 81, рис.П1.1.1, серый), б) сигнал на выходе перемножителя (эл. 81, рис.П1.1.1)

## Приложение 2. Дополнение к схеме формирования сигнала 4ФМС

В канале синфазной составляющей (рис.3.1.1) сигнал сразу поступает на умножитель с опорным колебанием, как и ранее в схеме для сигнала 4ФМ (рис.2.1.1). Квадратурная составляющая поступает на сумматор (эл. 137), который суммирует ее с сигналом изображенным на рис.П2.1.1.

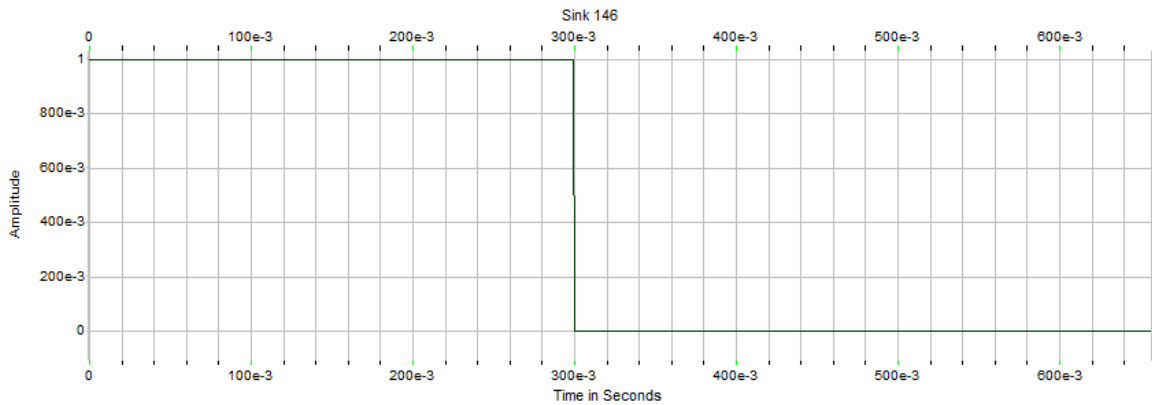


Рис. П2.1.1. Выход сумматора (элемент 139, рис.3.1.1)

В результате на выходе элемента 137 получаем  $Q'(t)$  показанную на рис.П2.1.2.

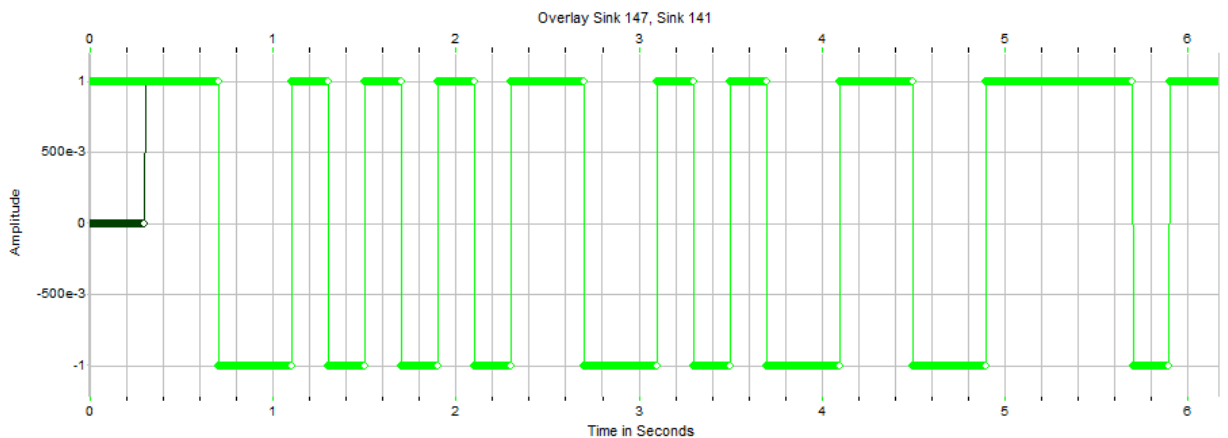


Рис. П2.1.2. Реализации в схеме на рис.3.1.1: на входе сумматора (эл. 137, рис.3.1.1 ,черный) и на выходе сумматора (эл. 137, рис.3.1.1 ,серый)

Таким образом, получаем квадратурную составляющую всегда имеющую начальный уровень, равный 1. Данная операция помогает при построении диаграммы переходов достичь вид, который показан в главе 1 (рис.1.1.5).

**Приложение 3. Параметры моделей РСПИ, разработанных в диссертации.**

Параметры к схеме на рис.2.1.1 представлены в таблице ПЗ.1.1.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.1.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
0	Source	Noise / PN	PN Seq	Amp = 1 v Rate = 10 Hz No Levels = 2 Offset = 0 V Max Rate = 1,22e+3 Hz
1,12	Operator Library	Sample/Hold	Sampler	Sample Rate = 10Hz Aperture = 0 Jitter = 0 Max Rate = 10 Hz
11	Source	Periodic	Pulse Train	Amp = 1 v(0-p) Freq = 5 Hz PulseW = 100e-3 sec Offset = 0 v Phase = 0 deg Max Rate = 1,22e+3 Hz
4	Operator Library	Logic	Select	Ctrl Threshold = 500e-3 Signal = t142 Output 0 Control = t12 Output 0 Output 0 = Ctrl True t14 Output 1 = Ctrl False t18 Max Rate (Port 0) = 10 Hz
18	Operator Library	Delays	Sampl Delay	Delay = 1 samples Attribute = Passive
14, 15	Operator Library	Sample/Hold	Decimator	Decimate By 2
19, 20	Operator Library	Sample/Hold	Hold	Last Value Gain = 1 Out Rate = 1,22e+3 Hz
41	Source	Periodic	Sinusoid	Amp = 1 v(0-p) Freq = 122 Hz Phase = 0 deg
20, 23, 81	Multiplier	-	-	-
29	Adder	-	-	-
82	Source	Aperiodic	Step Fct	Amp = 1 v Start = 200e-3 sec Offset = 0 v

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
31	Operator Library	Filters/System	Linear Sys	Butterworth Bandpass IIR 3 Poles Low Fc = 117 Hz Hi Fc = 127 Hz Quant Bits = None Init Cndtn = 0 DSP Mode Disabled Max Rate = 1,22e+3 Hz

Параметры к схеме на рис.2.2.1 представлены в таблице ПЗ.1.2.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.2.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
31	Operator Library	Filters/System	Linear Sys	Butterworth Bandpass IIR 3 Poles Low Fc = 117 Hz Hi Fc = 127 Hz Quant Bits = None Init Cndtn = 0 DSP Mode Disabled Max Rate = 1,22e+3 Hz
60, 61	Multiplier	-	-	-
62	Source	Periodic	Sinusoid	Amp = 1,8 v(0-p) Freq = 122 Hz Phase = 0 deg Output 0 = Sine t130 Output 1 = Cosine t60 Max Rate (Port 1) = 1,22e+3 Hz
130	Operator Library	Gain/Scale	Negate	-
63, 64	Communications Library	Filters/Data	Intg-Dmp	Continuous Intg Time = 200e-3 sec Offset = 0 sec Max Rate = 1,22e+3 Hz
126,127	Operator Library	Delays	Sampl Delay	Delay = 160 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v
65, 66	Operator Library	Sample/Hold	ReSample	Rate = 5 Hz
34, 67	Function Library	Non Linear	Limiter	Max Input = $\pm 0$ v Max Output = $\pm 1$ v

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
117, 118	Operator Library	Sample/Hold	Hold	Zero Gain = 1 Out Rate = 1,22e+3 Hz
131	Operator Library	Delays	Delay	Non-Interpolating Delay = 100e-3 sec
120	Adder	-	-	-
132	Operator Library	Sample/Hold	Sampler	Interpolating Rate = 10 Hz Aperture = 0 sec Aperture Jitter = 0 sec

Параметры для схемы на рис.3.1.1, совпадающие со схемой на рис.2.1.1 указаны в таблице ПЗ.1.1, остальные приведены в таблице ПЗ.1.3.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.3.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
129	Operator Library	Gain/Scale	Negate	-
138	Source	Aperiodic	Step Fct	Amp = 1 v Start = 0 sec Offset = 0 v
140	Source	Aperiodic	Step Fct	Amp = -1 v Start = 300e-3 sec Offset = 0 v
137,139	Adder	-	-	-
135	Operator Library	Delays	Delay	Non-Interpolating Delay = 100e-3 sec



Параметры для схемы на рис.3.2.1, совпадающие со схемой на рис.2.2.1 указаны в таблице ПЗ.1.2, остальные приведены в таблице ПЗ.1.4.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.4.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
126	Operator Library	Delays	Sampl Delay	Delay = 155 samples = 127,049e-3 sec Attribute = Passive Initial Condition = 0 v
127	Operator Library	Delays	Sampl Delay	Delay = 48 samples = 39,3443e-3 sec Attribute = Passive Initial Condition = 0 v

Параметры для схемы на рис.4.1.1, совпадающие со схемой на рис.2.1.1 указаны в таблице ПЗ.1.1, остальные приведены в таблице ПЗ.1.5.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.5.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
135	Communications Library	Encode/Decode	Gray Code	Encode MSB is First Word Size = 2 bits Threshold = 0 v Max Rate = 10 Hz
142	Operator Library	Logic	NOT	Threshold = 500e-3 True = 1 False = -1 Max Rate = 10 Hz
129	Operator Library	Gain/Scale	Negate	-

Параметры для схемы на рис.4.1.4, совпадающие со схемой на рис.2.2.1 указаны в таблице ПЗ.1.2, остальные приведены в таблице ПЗ.1.6.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.6.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
143	Communications Library	Encode/Decode	Gray Code	Decode MSB is First Word Size = 2 bits Threshold = 0 v
144	Operator Library	Logic	NOT	Threshold = 500e-3 True = 1

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
				False = -1
162	Operator Library	Delays	Sampl Delay	Delay = 1 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v Fill Last Register

Параметры для схемы на рис.4.1.4, совпадающие со схемой на рис.2.1.1 указаны в таблице ПЗ.1.1, остальные приведены в таблице ПЗ.1.7.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.7.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
166	Source	Noise/PN	Gauss Noise	Pwr Density = 100e-3W/Hz System = 1 ohm Mean = 0 v
174	Distortoin – True RF/ Analog Library	Amps/Mixers	Attn-Fxd	Noise Figure Disabled Loss = Var dB
167	Adder	-	-	-

Параметры для схемы на рис.5.1.2, совпадающие со схемами на рис.2.1.1, рис.2.2.1, рис.4.1.4 указаны в таблице ПЗ.1.1, ПЗ.1.2, ПЗ.1.7, остальные приведены в таблице ПЗ.1.8.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.8.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
123	Operator Library	Delays	Sampl Delay	Delay = 10 samples Attribute = Passive Initial Condition = 0 v
175	Operator Library	Logic	NOT	Threshold = 500e-3 True = -1 False = 1
182	Operator Library	Logic	XOR	Threshold = 0 True = 1 False = 0
177	Multiplier	-	-	-
179	Operator Library	Sample/Hold	Sampler	Interpolating Rate = 10 Hz Aperture = 0 sec Aperture Jitter = 0 sec

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
178	Source	Aperiodic	Step Fct	Amp = 1 v Start = 1 sec Offset = 0 v
170	Adder	-	-	-
169	Operator Library	Gain/Scale	Gain	Gain = 1 Gain Units = Linear
168	Sink Definition	Numeric	Final Value	-

Параметры для схемы на рис. 6.2.1 представлены в таблице ПЗ.1.9

ТАБЛИЦА ПЗ.1.9.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
34, 45	Multiplier	-	-	-
35, 46	Operator Library	Filters/System	Linear Sys	Butterworth Lowpass IIR 3 Poles Fc = 20 Hz Quant Bits = None Init Cndtn = Transient DSP Mode Disabled Max Rate = 1,22e+3 Hz
67	Function Library	Functions	Custom	No. of Assigned Inputs = 2 Algebra if(abs(p(0))<0.001;0;sgn(p(0))*p(1)) Input 0 = t35 Output 0 Input 1 = t46 Output 0 Max Rate = 1,22e+3 Hz
68	Function Library	Functions	Custom	No. of Assigned Inputs = 2 Algebra if(abs(p(0))<0.001;0;sgn(p(0))*p(1)) Input 0 = t46 Output 0 Input 1 = t35 Output 0 Max Rate = 1,22e+3 Hz
39	Function Library	Functions	Custom	No. of Assigned Inputs = 2 Algebra p(1)-p(0) Input 0 = t68 Output 0 Input 1 = t67 Output 0 Max Rate = 1,22e+3 Hz

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
90	Operator Library	Filters/System	Linear Sys	Butterworth Lowpass IIR 5 Poles Fc = 500e-3 Hz Quant Bits = None Init Cndtn = 0 DSP Mode Disabled
43	Operator Library	Gain/Scale	Gain	Gain = 10e-3 Gain Units = Linear
44	Function Library	Phase/Freq	Freq Mod	Amp = 2 v Freq = 122 Hz Phase = 0 deg Mod Gain = 2 Hz/v

Параметры для схемы на рис.6.2.8, совпадающие со схемами на рис.2.2.1, рис.6.2.1 указаны в таблице ПЗ.1.2, ПЗ.1.9, остальные приведены в таблице ПЗ.1.10.

ТАБЛИЦА ПЗ.1.10.

№	Название библиотеки	Название группы	Название элемента	Параметры
256,257	Source	Noise/PN	PN Seq	Amp = 1 v Offset = 0 v Rate = 5 Hz Levels = 2 Phase = 0 deg
258,259	Multiplier	-	-	-
260	Source	Periodic	Sinusoid	Amp = 1 v(0-p) Freq = 122 Hz Phase = 0 deg
261	Adder	-	-	-
264	Operator Library	Gain/Scale	Gain	Gain = 200e-3 Gain Units = Linear
244	Operator Library	Gain/Scale	Gain	Gain = 50e-3 Gain Units = Linear