

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
УНИВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ  
ИМ. ПРОФ. М. А. БОНЧ-БРУЕВИЧА»  
(СПбГУТ)**

---

**Г.А. Фокин**

**ТЕХНОЛОГИИ  
ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**

**СПб ГУТ)))**

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГ  
2019**

УДК 621.396.72  
ББК 3884.16я 73  
Б 12

Рецензенты:

доктор технических наук,  
почетный профессор Санкт-Петербургского государственного  
университета телекоммуникаций им. проф. М.А.Бонч-Бруевича  
*М. А. Сиверс*

*Утверждено редакционно-издательским  
советом СПбГУТ в качестве учебного пособия*

**Г.А. Фокин**  
Б 12 Технологии программно-конфигурируемого радио: учебное пособие / Г.А. Фокин; СПбГУТ. – СПб., 2019. – 350 с.

Даны методические рекомендации и материалы к лекционным, лабораторным и практическим занятиям по дисциплине «Технологии программно-конфигурируемого радио».

Предназначено для магистров очной формы обучения по направлению 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и 11.04.01 «Радиотехника».

**УДК 621.396.72**  
**ББК 3884.16я 73**

© Фокин Г. А., 2019

© Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», 2019

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ</b> .....	<b>6</b>
<b>1. ОСНОВЫ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО</b> .....	<b>7</b>
1.1. ЛЕКЦИЯ. ОСНОВЫ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО .....	7
1.1.1. ПОНЯТИЕ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО .....	7
1.1.2. АРХИТЕКТУРА РАДИОСТАНЦИИ ПКР.....	8
1.1.3. СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ПРИМЕНЕНИЯ ПКР .....	11
1.1.4. ЭВОЛЮЦИЯ РАДИОСТАНЦИЙ ПКР .....	15
1.1.5. АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ РАДИОПРИЕМНИКА RTL-SDR.....	17
1.1.6. РЕАЛИЗАЦИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ПКР В СПО .....	21
<b>2. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА RTL-SDR В МАТЛАВ/SIMULINK</b> .....	<b>25</b>
2.1. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА RTL-SDR В МАТЛАВ .....	25
2.1.1. ПАРАМЕТРЫ ОБЪЕКТА comm.SDRRTLReceiver .....	25
2.1.2. АНАЛИЗ СПЕКТРА УСТРОЙСТВОМ RTL-SDR В МАТЛАВ.....	28
2.1.3. СКАНИРОВАНИЕ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ RTL-SDR .....	29
2.2. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА RTL-SDR В SIMULINK .....	34
2.2.1. ПАРАМЕТРЫ БЛОКА RTL-SDR Receiver .....	34
2.2.2. АНАЛИЗ СПЕКТРА УСТРОЙСТВОМ RTL-SDR В SIMULINK .....	35
2.3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ УСТРОЙСТВА RTL-SDR .....	39
2.3.1. ПЕРЕДАТЧИК USRP ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ RTL-SDR .....	39
2.3.2. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ RTL-SDR В МАТЛАВ .....	43
2.3.3. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ RTL-SDR В SIMULINK .....	46
<b>3. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА USRP В МАТЛАВ/SIMULINK</b> .....	<b>52</b>
3.1. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА USRP В МАТЛАВ/SIMULINK .....	52
3.1.1. ПАРАМЕТРЫ ОБЪЕКТА comm.SDRuReceiver / comm.SDRuTransmitter .....	52
3.1.2. ПАРАМЕТРЫ БЛОКОВ SDRu Transmitter И SDRu Receiver В SIMULINK .....	57
3.2. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ УСТРОЙСТВА USRP В МАТЛАВ .....	60
3.2.1. ПЕРЕДАТЧИК ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ USRP .....	60
3.2.2. ПРИЕМНИК ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ USRP .....	61
3.2.3. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКА USRP .....	62
3.3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ УСТРОЙСТВА USRP В SIMULINK.....	64
3.3.1. ПЕРЕДАТЧИК ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ USRP .....	64
3.3.2. ПРИЕМНИК ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ USRP .....	68
3.3.3. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКА USRP .....	71
<b>4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ</b> .....	<b>72</b>
4.1. ЛЕКЦИЯ. КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ .....	72
4.1.1. МОДУЛЯЦИЯ С ПОДАВЛЕННОЙ НЕСУЩЕЙ .....	72
4.1.2. ДЕМОДУЛЯЦИЯ ПРИ ФАЗОВОМ СДВИГЕ.....	74
4.1.3. КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ В ВЕЩЕСТВЕННОЙ ФОРМЕ .....	75
4.1.4. КВАДРАТУРНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ ПРИ ФАЗОВОМ СДВИГЕ .....	76
4.1.5. КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ .....	78
4.1.6. СПЕКТРЫ КВАДРАТУРНОЙ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ .....	80
4.1.7. КОМПЕНСАЦИЯ ЧАСТОТНОГО СДВИГА ПРИ КВАДРАТУРНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ .....	81
4.2. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. КОМПЛЕКСНЫЕ СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ.....	82
4.2.1. СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ В ВЕЩЕСТВЕННОЙ ФОРМЕ.....	82
4.2.2. СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ .....	83
4.3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ .....	88
4.3.1. ПРИМЕР ЧЕТЫРЕХТОНАЛЬНОГО СИГНАЛА .....	88
4.3.2. КОМПЛЕКСНЫЙ ДЕМОДУЛИРОВАННЫЙ СИГНАЛ.....	90
4.3.3. КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ.....	94
4.3.4. КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВОГО И ЧАСТОТНОГО СДВИГА ПРИ ДЕМОДУЛЯЦИИ.....	96
<b>5. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ</b> .....	<b>112</b>
5.1. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ .....	112
5.1.1. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ С ПОДАВЛЕННОЙ НЕСУЩЕЙ (AM-DSB-SC).....	112
5.1.2. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (AM-DSB-TC).....	116
5.1.3. ОДНОПОЛОСНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (AM-SSB).....	120

5.2. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. АМПЛИТУДНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ .....	124
5.2.1. ДЕМОДУЛЯЦИЯ АМ-DSB-SC .....	124
5.2.2. ДЕМОДУЛЯЦИЯ АМ-DSB-TC .....	124
5.2.3. НЕКОГЕРЕНТНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ .....	127
5.3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПЕРЕДАТЧИКА НА USRP .....	136
5.3.1. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПЕРЕДАТЧИКА АМ-DSB-SC НА USRP .....	136
5.3.2. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПЕРЕДАТЧИКА АМ-DSB-TC НА USRP .....	141
5.3.3. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПЕРЕДАТЧИКА АМ-SSB НА USRP .....	141
5.4. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПРИЕМНИКА НА RTL-SDR .....	152
5.4.1. РЕАЛИЗАЦИЯ ДЕТЕКТОРА ОГИБАЮЩЕЙ АМ-DSB-TC НА RTL-SDR В SIMULINK .....	153
5.4.2. РЕАЛИЗАЦИЯ ДЕТЕКТОРА ОГИБАЮЩЕЙ АМ-DSB-TC НА RTL-SDR В MATLAB .....	158
5.4.3. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ОГИБАЮЩЕЙ АМ-DSB-SC НА RTL-SDR В SIMULINK .....	160
5.4.4. ДЕМОДУЛЯЦИЯ АМ-SSB НА RTL-SDR В SIMULINK .....	161
5.5. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ АМ СИГНАЛОВ .....	164
5.5.1. ОРГАНИЗАЦИЯ ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ .....	164
5.5.2. РЕАЛИЗАЦИЯ ПЕРЕДАТЧИКА МУЛЬТИПЛЕКСА НА USRP .....	166
5.5.3. РЕАЛИЗАЦИЯ ПРИЕМНИКА МУЛЬТИПЛЕКСА НА RTL-SDR .....	170
<b>6. ФАЗОВАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ.....</b>	<b>176</b>
6.1. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ .....	176
6.1.1. ПРОИСХОЖДЕНИЕ ФАЗОВЫХ И ЧАСТОТНЫХ СДВИГОВ .....	176
6.1.2. КОГЕРЕНТНАЯ И НЕКОГЕРЕНТНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ .....	179
6.2. ЛЕКЦИЯ. КОНТУР ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ .....	184
6.2.1. СТРУКТУРА КОНТУРА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ .....	184
6.2.2. ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР .....	185
6.2.3. ПЕТЛЕВОЙ ФИЛЬТР .....	186
6.2.4. ГЕНЕРАТОР, УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПРЯЖЕНИЕМ .....	187
6.2.5. СТАТИЧЕСКИЕ И АСТАТИЧЕСКИЕ ОШИБКИ ФАПЧ .....	191
6.3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. МОДЕЛЬ КОНТУРА ФАПЧ .....	193
6.3.1. МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА .....	193
6.3.2. МОДЕЛЬ ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА .....	197
6.3.3. МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА И ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА .....	204
6.3.4. МОДЕЛЬ КОНТУРА ФАПЧ .....	206
6.4. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ КОНТУРА ФАПЧ .....	212
6.4.1. ЛИНЕАРИЗОВАННАЯ МОДЕЛЬ КОНТУРА ФАПЧ .....	212
6.4.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОШИБОК КОНТУРА ФАПЧ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ .....	216
6.4.3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭФФЕКТА ДЕМПИНГ ФАКТОРА В КОНТУРЕ ФАПЧ .....	217
6.4.4. ПАРАМЕТРЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОНТУРА ФАПЧ .....	218
6.5. ЛЕКЦИЯ. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА КОНТУРА ФАПЧ .....	222
6.5.1. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АНАЛОГОВОЙ ФАПЧ .....	222
6.5.2. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЦИФРОВОЙ ФАПЧ .....	227
6.5.3. ПЕРЕХОД ОТ АНАЛОГОВОГО К ЦИФРОВОМУ КОНТУРУ ФАПЧ .....	228
6.5.4. ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТОВ КОНТУРА ФАПЧ .....	232
6.6. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. СИНТЕЗ КОНТУРА ФАПЧ С ЗАДАННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ..	234
6.6.1. ПОРЯДОК СИНТЕЗА КОНТУРА ФАПЧ .....	234
6.6.2. СИНТЕЗ КОНТУРА ФАПЧ .....	236
6.6.3. АНАЛИЗ РАБОТЫ КОНТУРА ФАПЧ .....	241
6.7. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ПРИЕМА АМ СИГНАЛОВ ..	243
6.7.1. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ АМ-DSB-TC .....	243
6.7.2. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ АМ-DSB-SC .....	253
6.8. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. АМ ПРИЕМНИК НА RTL-SDR С КОНТУРОМ ФАПЧ .....	255
6.8.1. ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ АМ-DSB-TC С ФАПЧ .....	255
6.8.2. ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ АМ-DSB-SC С ФАПЧ .....	257
<b>7. ЦИФРОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ .....</b>	<b>259</b>
7.1. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ЦИФРОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ .....	259
7.1.1. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ СИГНАЛОВ ФМ И КАМ .....	259
7.1.2. ОТОБРАЖЕНИЕ БИТОВ В СИМВОЛЫ ФМ-4 .....	263
7.1.3. ПРИЕМ СИГНАЛОВ ФМ-4 В УСЛОВИЯХ ШУМА .....	269
7.2. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ФОРМИРУЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ .....	275

7.2.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФОРМИРУЮЩИХ ФИЛЬТРОВ .....	275
7.2.2. ФОРМИРУЮЩИЙ ФИЛЬТР НАЙКВИСТА ДЛЯ УСТРАНЕНИЯ ИСИ .....	277
7.2.3. ФОРМИРУЮЩИЙ ФИЛЬТР «ПРИПОДНЯТОГО КОСИНУСА» .....	279
7.2.4. СОГЛАСОВАННЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ .....	284
7.2.5. УРОВЕНЬ ВНЕПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ.....	285
7.2.6. УРОВЕНЬ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ.....	288
7.2.7. СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ ФМ-4.....	291
7.3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ .....	293
7.3.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧСТОТЫ .....	293
7.3.2. ПОВЫШАЮЩЕЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ.....	297
7.3.3. ПОНИЖАЮЩЕЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ .....	305
7.4. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ .....	309
7.4.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ЧАСТОТНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ .....	309
7.4.2. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ С ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ .....	310
7.4.3. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ С ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ .....	314
7.5. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ЦИФРОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ В РАДИОЭФИРЕ .....	316
7.5.1. ФОРМИРУЮЩИЙ ФИЛЬТР В ПЕРЕДАТЧИКЕ USRP .....	316
7.5.2. СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР В ПРИЕМНИКЕ RTL-SDR.....	320
7.5.3. ПЕРЕДАТЧИК ДЛЯ ОЦЕНКИ ЧАСТОТНОГО СДВИГА .....	323
7.5.4. ПРИЕМНИК ДЛЯ ОЦЕНКИ ЧАСТОТНОГО СДВИГА .....	328
7.5.5. ЧАСТОТНАЯ И СИМВОЛЬНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ.....	331
7.6. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ЦИФРОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ В ЭМУЛЯТОРЕ КАНАЛА .....	332
7.6.1. СТЕНД ЭМУЛЯЦИИ РАДИОКАНАЛА .....	332
7.6.2. ЭМУЛЯЦИЯ РАДИОКАНАЛА СВЯЗИ С АБГШ .....	333
7.6.3. ЭМУЛЯЦИЯ МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА .....	339
<b>ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ.....</b>	<b>341</b>
<b>СПИСОК ИСТОЧНИКОВ .....</b>	<b>342</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие «Технологии программно-конфигурируемого радио» является частью учебно-методического комплекса по одноименному курсу и посвящено развитию знаний и навыков модельно-ориентированного проектирования (МОП) систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио (ПКР).

Программно-конфигурируемое радио является актуальным и востребованным направлением в области современной радиоэлектроники. Анализ зарубежного опыта ряда ведущих мировых вузов позволяет говорить о возникновении новой образовательной парадигмы в области телекоммуникаций и радиосвязи, связанной с направлением ПКР.

С образовательной точки зрения материал, представленный в учебном пособии «Технологии программно-конфигурируемого радио», является междисциплинарным и охватывает следующие курсы: радиоприемные устройства, радиопередающие устройства, цифровая обработка сигналов, теория электрической связи, программирование и имитационное моделирование. Интегрирующая роль курса заключается в развитии системного подхода в части анализа и синтеза современного приемопередатчика с возможностью программной реализации большинства функций физического уровня и заключительной апробации их работы в радиоэфире.

Инновационной образовательной технологией курса «Технологии программно-конфигурируемого радио», является методология сквозного проектирования систем цифровой радиосвязи. Аппаратный инструментальный курс включает отладочные платы USRP Ettus Research и RTL-SDR. Программный инструментальный курс включает специальное программное обеспечение Matlab/Simulink. Практическая ориентированность курса «Технологии программно-конфигурируемого радио», заключается в возможности мгновенной апробации работы реализованного устройства в радиоэфире при работе на прием или передачу непосредственно в лаборатории.

Примеры и задачи, представленные в учебном пособии «Технологии программно-конфигурируемого радио», позволяют развить компетенции программной реализации алгоритмов и методик передачи, приема и обработки сигналов в современных и перспективных системах радиосвязи, а также овладеть способностями оценки показателей функционирования реализованных алгоритмов средствами натурального эксперимента.

Приобретенные в результате освоения курса «Технологии программно-конфигурируемого радио», компетенции соответствуют профессиональному стандарту «06.005 – Инженер-радиоэлектронщик» и востребованы для научно-исследовательской и опытно-конструкторской деятельности в области современной радиоэлектроники на предприятиях реального сектора экономики.

# 1. ОСНОВЫ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО

## 1.1. ЛЕКЦИЯ. ОСНОВЫ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО

### 1.1.1. ПОНЯТИЕ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО

Термин программно-конфигурируемого радио (ПКР или SDR, от англ. Software Defined Radio) обычно связывают с именем Митолы и его статьей по архитектуре ПКР [1], с момента публикации которой прошло уже более двух десятилетий, когда он работал на Министерство обороны США.

Регламентация в области ПКР тесно связана с понятием программно-определяемой архитектуры связи (SCA, от англ. Software Communication Architecture), спроектированной вышеупомянутым министерством в рамках работ по единым тактическим системам радиосвязи (JTRS, от англ. Joint Tactical Radio Systems), которые проводились с 1997 г. с целью разработки стандарта ПКР [2]. Архитектура SCA была призвана обеспечить работу систем военной радиосвязи с разными радиосигналами вне зависимости от аппаратной платформы за счет стандартизированных интерфейсов прикладного программирования. В целях унификации оборудование, производимое для нужд министерства обороны США, должно было отвечать требованиям SCA. В Европе концепция SCA также получила развитие для оборонных нужд под названием ESSOR (от англ. European Secure Software Defined Radio – проект программы Европейского Союза по созданию программно реконфигурируемых радиосистем).

В упомянутой публикации Джозефа Митолы практически реализуемой представлялась передача, прием и обработка сигналов в программном виде на нулевой/промежуточной (0Ч или Base-band/ПЧ или IF, от англ. InterMediate Frequency) частоте с последующим аппаратным переносом на промежуточную и/или радиочастоту (РЧ или RF, от англ. Radio Frequency). На сегодняшний день развитие программно-аппаратных средств ПКР позволяет говорить о возможностях программной обработки сигналов непосредственно на несущей частоте радиосигнала за счет высокоскоростных АЦП, но это пока единичные приложения, где стоимость и энергопотребление не являются препятствием [3].

Международной инициативой по регламентации и стандартизации в области ПКР является SDR-форум WinnF (от англ. Wireless Innovation Forum), где публикуются нормативные материалы рекомендательного характера [4, 5]. SDR является радиооборудованием, в котором все или большинство функций физического уровня выполняются в программном виде, а функции, выполняемые аппаратно, должны оперативно модифицироваться по требованиям рабочего стандарта связи [6].

Программная реализация функций по обработке сигналов и программное управление обеспечивают кардинальное повышение функциональных возможностей радиостанции путем поддержки работы в различных диапазонах и стандартах связи, что реализуется посредством, так называемого, модельно-ориентированного проектирования (МОП).

МОП является математическим и визуальным методом решения задач, связанных с проектированием систем управления, обработки сигналов и связи [7]. Подход МОП заключается в систематическом использовании моделей в течение всего процесса разработки для проектирования, анализа, симуляции, автоматической генерации кода и верификации, что позволяет существенно сократить время на разработку [8]. Построенные модели могут быть реализованы и верифицированы в специализированном программном обеспечении (СПО).

Учебный курс «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио» имеет своей целью развитие знаний и навыков МОП систем цифровой радиосвязи на основе ПКР.

В настоящем разделе приводится обзор современных тенденций в области создания комплекса подготовки специалистов по курсу «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио». Для этого в разделе анализируется архитектура радиостанции ПКР, современные тенденции использования ПКР, зарубежный опыт использования ПКР в образовании, эволюция радиостанций ПКР, структура аппаратной части радиоприемника RTL-SDR, особенности реализации приемопередатчика ПКР в СПО. Для оценки показателей функционирования, реализованных в СПО приемопередатчиков ПКР средствами натурального эксперимента, в разделе 8 приводится методика эмуляции (полунатурного моделирования) реализованного приемопередатчика на испытательном стенде Keysight.

### **1.1.2. АРХИТЕКТУРА РАДИОСТАНЦИИ ПКР**

Возникновение новой образовательной парадигмы в области телекоммуникаций и радиосвязи, связанной с направлением ПКР, можно проследить путем анализа архитектуры радиостанции ПКР.

Общепринято определять архитектуру радиостанции в терминах модели открытых систем связи OSI-7. Почти любая радиостанция, в том числе радиостанция ПКР, включает аппаратную и программную часть, функции которых совместно определяются на физическом уровне и подуровне MAC канального уровня в модели OSI-7. Например, преобразование спектра принимаемого-го/передаваемого сигнала, модуляция/демодуляция, фильтрация должны в максимальной степени выполняться в цифровой области программно или аппаратно при возможности реконфигурации аппаратных средств в зависимости от рабочего стандарта радиосвязи [6]. На рис. 1.1 показана общая архитектура радиостанции ПКР согласно [5]. Эта функциональная



схема определяет построение приемника (слева – направо) и передатчика (справа – налево). Каждому функциональному блоку соответствует аппаратная или программная реализация.

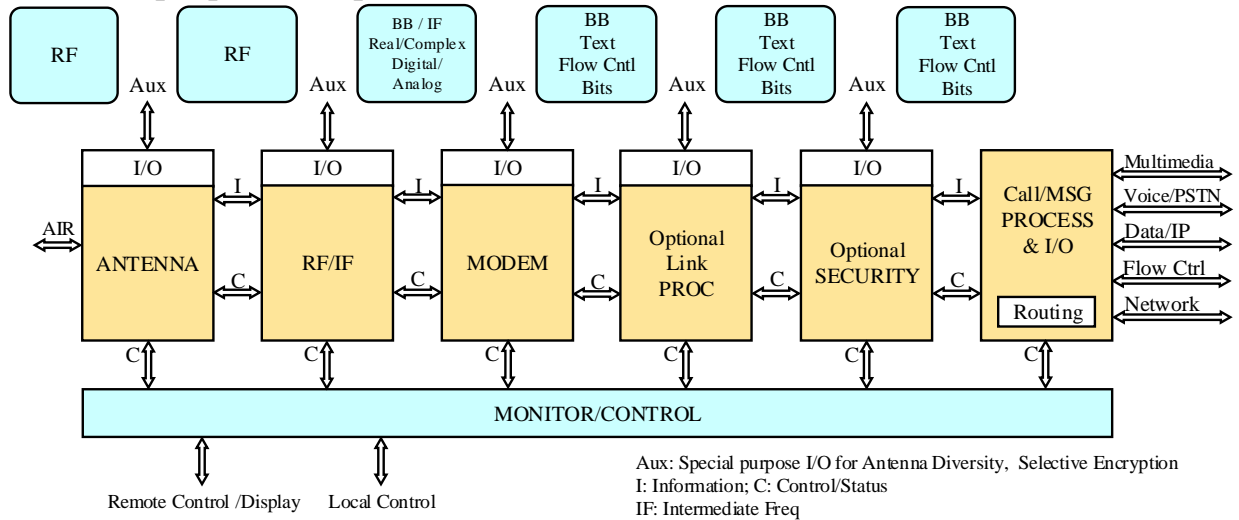


Рис. 1.1. Архитектура радиостанции ПКР

Антенна (Antenna) может быть любого типа, от простейшей дипольной конструкции до фазированной решетки, включая иные элементы антенно-фидерного тракта; реализуется только в аппаратном виде.

Элемент преобразования с РЧ на ПЧ отражает минимально необходимую аппаратную обработку высокочастотного (ВЧ) модулированного сигнала в приемнике и передатчике. Определенное аппаратное преобразование принимаемого/передаваемого сигнала необходимо в любой функциональной схеме радиостанции, так как реально невозможно подключить ЦАП/АЦП непосредственно к антенне для преобразования высокочастотного сигнала. Практически элемент RF/IF может включать полосовые фильтры (ПФ) для модулированного сигнала, смеситель, усилитель мощности (УМ) передатчика или малошумящий усилитель (МШУ) приемника, опорный ВЧ-генератор (ОГ), модулятор/демодулятор и т. д.

Модем (Modem) представляет преобразователь АЦП/ЦАП и программные операции по выполнению функций физического уровня: цифровая фильтрация, модуляция/демодуляция, радиочастотная и тактовая синхронизация, сборка/разборка пакетов и т. п.

Процессор (Optional Link PROC) выполняет функции канального подуровня MAC по управлению и стабилизации параметров аппаратуры радиоканала (RF/IF) и элементов антенно-фидерного тракта. Аппаратура процессорной части может включать специализированные программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС или FPGA от англ. Field-Programmable Gate Array), цифровые сигнальные процессоры (DSP, от англ. Digital Signal Processors), процессоры общего назначения (GPP, от англ. General Purpose Processor).

Основным параметром, определяющим архитектуру приемопередатчика радиостанции ПКР, является расположение АЦП/ЦАП относительно приемной/передающей антенны. Представление сигнала в цифровом виде и его последующая цифровая обработка обеспечивают максимальное качество выполняемых функций и максимальную гибкость в соответствии с основным требованием многостандартного режима работы радиостанции ПКР.

С этой точки зрения необходимо располагать преобразователи АЦП/ЦАП максимально близко к антенне. С другой стороны, цифровая обработка смеси множества принимаемых/формируемых ВЧ-сигналов без предварительной фильтрации и/или преобразования частоты может предъявлять повышенные требования по скорости работы, динамическому диапазону и энергопотреблению цифровых устройств. Переход от непрерывного представления сигнала к дискретному определяется компромиссом между широкими функциональными возможностями радиостанции, с одной стороны, и разумными эксплуатационными параметрами при условии выполнения требований стандартов электромагнитной совместимости – с другой.

Приемопередатчик «идеальной» радиостанции ПКР должна иметь минимальную программно-управляемую аппаратную часть, не зависящую от рабочей частоты, вида модуляции и ширины канала, и удовлетворять требованиям стандарта ЭМС. Упрощенная функциональная схема такой радиостанции показана на рис. 1.2, где: АРУ – автоматическая регулировка усиления; АРЧ – автоматическая регулировка частоты; АРМ – автоматическая регулировку мощности.

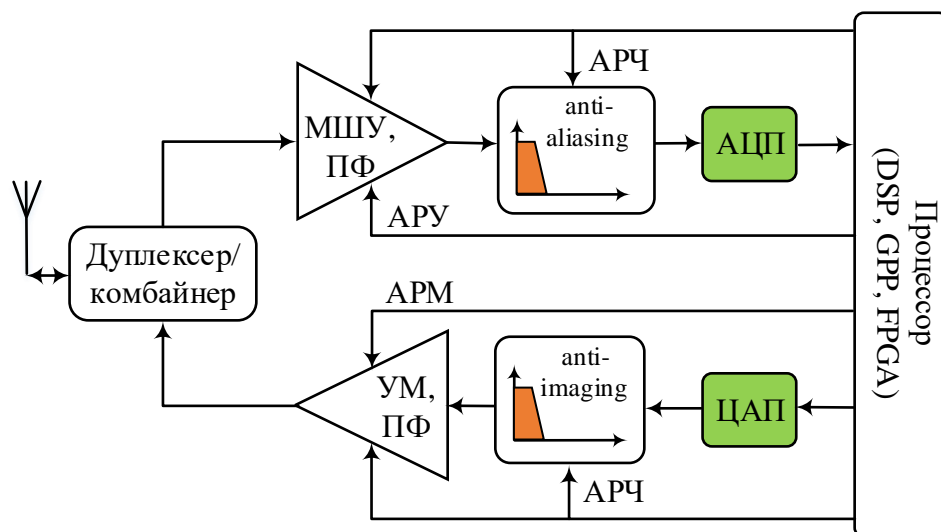


Рис. 1.2. Приемопередатчик «идеальной» радиостанции ПКР

Аппаратная часть приемника включает перестраиваемый входной ПФ, МШУ с функцией автоматической регулировки усиления и АЦП. Последний предваряется антиалайзинговым (от англ., anti-aliasing) ФНЧ, который выполняет техническую функцию сопряжения полосы частот аналогового сигнала с частотой выборок АЦП. Принятый сигнал в цифровом виде поступает

в процессор, где и производится его дальнейшая обработка: основная селекция относительно сигналов на соседних каналах, оптимальная фильтрация, демодуляция, синхронизация и детектирование.

Аппаратная часть передатчика включает ЦАП, перестраиваемый фильтр и УМ. На выходе ЦАП располагается восстанавливающий фильтр (от англ. Reconstruction Filter, Anti-Imaging Filter), который выполняет подавление в спектре аналогового ВЧ-сигнала паразитных частот ЦАП. Анализ архитектуры радиостанции ПКР (см. рис. 1.1) и приемопередатчика «идеальной» радиостанции ПКР (см. рис. 1.2) иллюстрируют тенденцию уменьшения аппаратной обработки с одновременным увеличением доли программной обработки радиосигналов, которую можно реализовать средствами МОП и, таким образом, объясняют возникновение новой образовательной парадигмы, связанной с ПКР.

### 1.1.3. СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ПРИМЕНЕНИЯ ПКР

На сегодняшний день развитие программно-аппаратных средств ПКР позволяет говорить о возможностях обработки сигналов в программном виде непосредственно на несущей частоте радиосигнала за счет высокоскоростных АЦП, например, ADC12J4000 TI с разрядностью 12 бит и скоростью 4 Гбайт/с [3]. Но это пока единичные приложения, где стоимость и энергопотребление не являются препятствием. Большинство же современных плат ПКР используют аппаратное преобразование с РЧ на ПЧ, оцифровку на ПЧ и последующий цифровой перенос в область 0Ч (рис. 1.3).

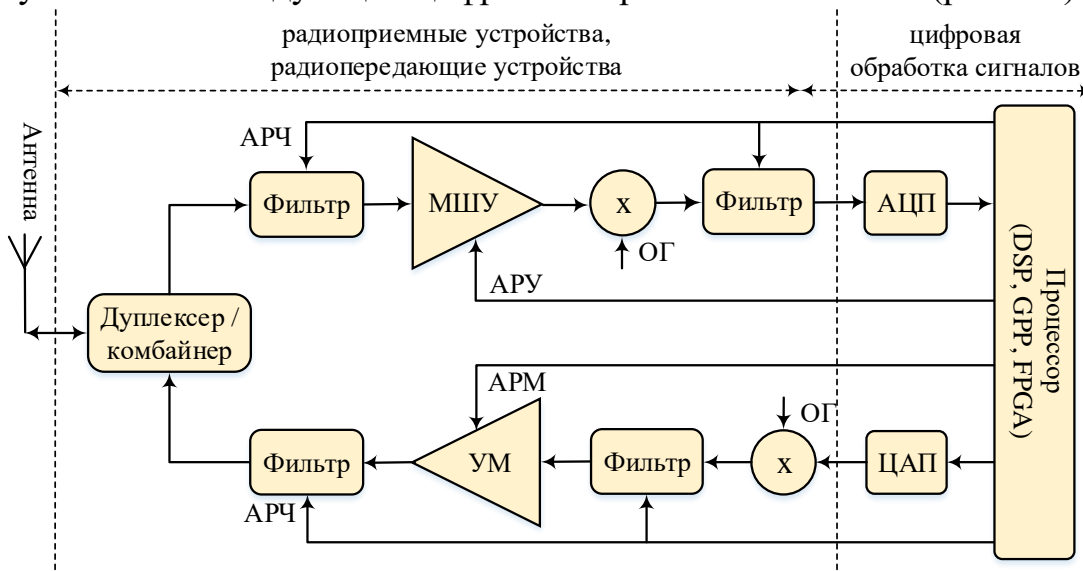


Рис. 1.3. Функциональная схема радиостанции ПКР и междисциплинарные связи курсов

Аппаратная часть, отвечающая за обработку радиосигнала на РЧ/ПЧ, включает ПФ, смесители, УМ передатчика, МШУ приемника, ОГ и предусматривает программно-управляемую АРУ, АРЧ и АРМ (см. рис. 1.3).

Программно-аппаратная часть, отвечающая за обработку низкочастотного информационного сигнала, включает преобразователи АЦП/ЦАП и процессор, реализующий программные операции по выполнению функций физического и канального уровней, таких как цифровая фильтрация, модуляция/демодуляция, частотная и тактовая синхронизация, сборка/разборка пакетов, управление параметрами обработки радиосигнала на ВЧ/ПЧ.

Программная реализация алгоритмов передачи, приема и обработки сигналов радиосвязи в ПКР наиболее гибко и оперативно реализуется универсальными GPP. Показательным примером подобной успешной реализации является повышение производительности базовых станций (БС) GSM при замене их GPP на более современные в конце 90-х годов; программное обеспечение БС при этом не потребовалось менять вовсе [3].

Однако для абонентских станций (АС) практически реализовать аналогичный эффект от использования более современных GPP оказалось затруднительным по причине существенного повышения энергопотребления и стоимости [3]. В абонентских устройствах предпочтительно использование комплекса аппаратных средств обработки: DSP-процессоров, FPGA и специализированных интегральных схем ASIC (от англ. Application-Specific Integrated Circuit).

Требования по производительности и энергопотреблению для операций по обработке сигналов радиосвязи в реальном времени, предъявляемые к аппаратным средствам ПКР таковы (табл. 1.1), что использование одних лишь GPP оказывается недостаточным, – необходим компромисс между возможностью реконфигурации программного обеспечения (ПО) и временем разработки для аппаратных средств ПКР (рис. 1.4).

Таблица 1.1. Аппаратные средства ПКР

Аппаратные средства	Требования по производительности и энергопотреблению для выполнения операций по передаче, приему и обработке сигналов радиосвязи в реальном времени	Практическое использование
GPP	Широкие возможности сложных вычислений, хранения данных, реконфигурации ПО, высокое энергопотребление.	БС
DSP	Специализированы для алгоритмов ЦОС, широкие возможности реконфигурации ПО для алгоритмов ЦОС, низкое энергопотребление.	АС
FPGA	Высокопроизводительные параллельные вычисления, возможность реконфигурации ПО, более высокое энергопотребление, чем у DSP.	БС
ASIC	Высокая производительность, низкое энергопотребление, отсутствует возможность реконфигурации ПО. Подходят для высокопроизводительных операций.	АС и БС

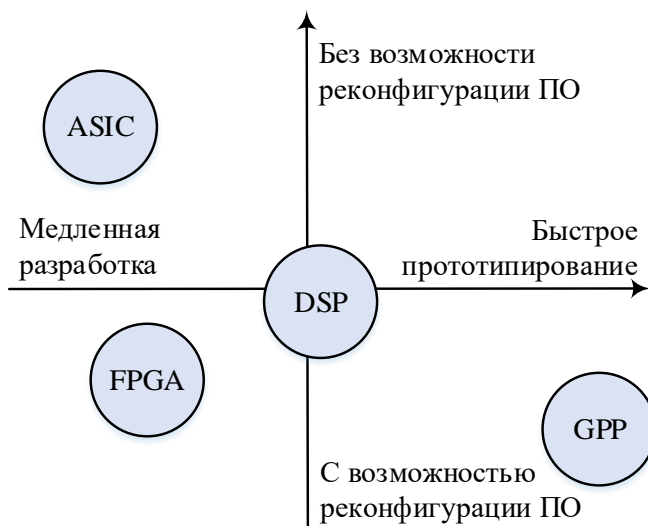


Рис. 1.4. Соотношение между возможностью реконфигурации ПО и временем разработки для аппаратных средств ПКР

Можно констатировать, что использование единой аппаратной платформы ПКР для поддержки разных стандартов радиосвязи, вещания и навигации, таких как, 2G, 3G, 4G, WiFi, Bluetooth, GPS, FM, DVB в АС оказалось неконкурентоспособным [3]; в смартфонах, например, для каждого из стандартов используется отдельная микросхема ASIC. С одной стороны, казалось бы, увеличение различных стандартов связи, вещания и навигации, должны были бы, по идее, привести к некоторому «потолку», когда для каждого из стандартов использовать отдельную микросхему ASIC в АС станет нецелесообразно, однако успехи в миниатюризации, энергопотреблении и стоимости решений ASIC таковы, что в нише АС такого «потолка» пока не предвидится [29]. В БС такие возможности ПКР как широкополосность, перестраиваемость и возможность изменения ПО и, соответственно, апгрейда без необходимости замены аппаратного обеспечения, оказались достаточно привлекательными, несмотря на энергопотребление и стоимость.

С другой стороны, перспективы ПКР, безусловно, есть в области развития когнитивного радио, систем военной радиоразведки, радиоподавления, навигации и связи и, конечно, образования. Современные образовательные тенденции характеризуются широким проникновением инновационных форм обучения в высших технических учебных заведениях [30]. Применительно к области телекоммуникаций и радиосвязи анализ опыта ряда зарубежных вузов позволяет говорить о возникновении новой образовательной парадигмы, связанной с направлением ПКР [14–19].

С образовательной точки зрения направление ПКР является междисциплинарным и охватывает следующие курсы: радиоприемные/радиопередающие устройства, цифровая обработка сигналов, программирование и имитационное моделирование (см. рис. 1.3).

Интегрирующая роль курса «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио» заключается в развитии системного подхода в части анализа и синтеза современного приемопередатчика с возможностью программной реализации большинства функций физического уровня и заключительной апробации их работы в радиоэфире [30]. Комплексное использование программно-аппаратных средств ПКР позволяет передавать/принимать радиосигналы в/из радиоэфира; при этом можно принимать как стандартные сигналы (например, сигналы GSM на рисунке 5), так и «свои» радиосигналы. В последнем случае подход МОП позволяет оперативно реализовать в программном виде необходимый функционал специализированных радиоприемных и/или радиопередающих устройств [28].

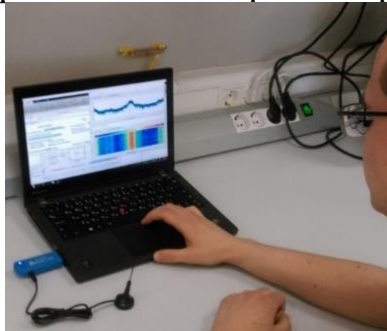


Рис. 1.5. Анализ спектра сигналов GSM приемником RTL-SDR в СПО MATLAB

Как показывает практика [14], студенты/инженеры могут хорошо знать и понимать предметную область радиосвязи и приемопередающих устройств, но не обладать навыками моделирования и программирования, или, наоборот, могут уметь моделировать и программировать, но не понимать предметной области радиосвязи. Интегрирующая роль курса основам ПКР обнаружилась бы в процессе реализации конкретного приемопередатчика и проявилась бы в том, что студенты могли бы восполнить слабые стороны в одной области и усилить свои знания и навыки в другой.

За последнее десятилетие ряд зарубежных вузов внедрили свои курсы по ПКР на уровне магистратуры и бакалавриата [14–19]. Анализ организации учебного процесса показывает, что дисциплины по основам ПКР ориентированы на бакалавров старших курсов и магистров и заканчивается курсовым или дипломным проектом. Занятия при этом организуются в бригадах; каждая бригада «вооружена» платой ПКР и ПК с предустановленным СПО.

Современная тенденция проникновения ПКР в науку, производство и образование определяется появлением на рынке программных и аппаратных средств доступных решений как в части СПО, так и в части отладочных плат. Широко используемые средства СПО ПКР включают MATLAB (производитель Mathworks) [9], LabVIEW (производитель National Instruments) [10] и GNURadio (производитель Free & Open-Source) [11], а что касается отладочных плат, то это Ettus B210 [12], NI USRP-2932 [10] и RTL-SDR [13]; их внешний вид представлен на рис. 1.6, а основные параметры – в таблице 1.2.



Рис. 1.6. Отладочные платы ПКР: а) Ettus B210; б) RTL-SDR; в) NI USRP-2932

Отличительной особенностью СПО MATLAB, LabVIEW и GNURadio является наличие драйверов для связи с аппаратными средствами ПКР.

Таблица 1.2. Параметры отладочных плат ПКР

Параметры	Ettus B210	NI USRP-2932	RTL-SDR
Интерфейс с ПК	USB 3.0	GBE	USB 2.0
Физические каналы	2 TX, 2 RX	1 TX, 1 RX	1 RX
Частотный диапазон, МГц	70–6000	400–4400	25–1750
Ширины полосы канала, МГц	56	20	2.8
АЦП, бит	12	16	8
Примерная стоимость, \$	1200	4600	20

Анализ зарубежного опыта использования МОП систем радиосвязи на основе ПКР в учебном процессе как интегрирующего курса по разнородным дисциплинам позволяет сделать вывод об актуальности и востребованности данного направления с учебно-методической точки зрения. Особенно примечательным является появление на рынке радиоприемника ПКР RTL-SDR стоимостью 20\$ [13], а также выход монографии [19] по его использованию в учебном процессе. Наличие в СПбГУТ программных и аппаратных средств, а также полученные за последние годы компетенции [20–30] говорят о целесообразности оформления данного задела в учебно-методический комплекс по дисциплине «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио».

#### 1.1.4. ЭВОЛЮЦИЯ РАДИОСТАНЦИЙ ПКР

Тенденции в области ПКР удобно проследить по эволюции приемных радиостанций (рис. 1.7).

Первое поколение цифровых радиоприемников появилось в середине 1990-х годов. Как показано на рисунке 7а, аналоговая часть приемника осуществляет понижающее преобразование с РЧ на ПЧ с помощью первого ОГ радиочастоты и затем, с помощью второго ОГ промежуточной частоты, переносит принятый сигнал в область 0Ч. Дискретизация и квантование сигнала осуществляется АЦП в области информационной частоты на скорости в десятки–сотни кГц, после чего для обработки цифрового сигнала используется DSP. Приемный тракт абонентских станции систем мобильной связи

2G GSM, выпускавшихся в середине 1990-х годов, строился по архитектуре с цифровой обработкой 0Ч.

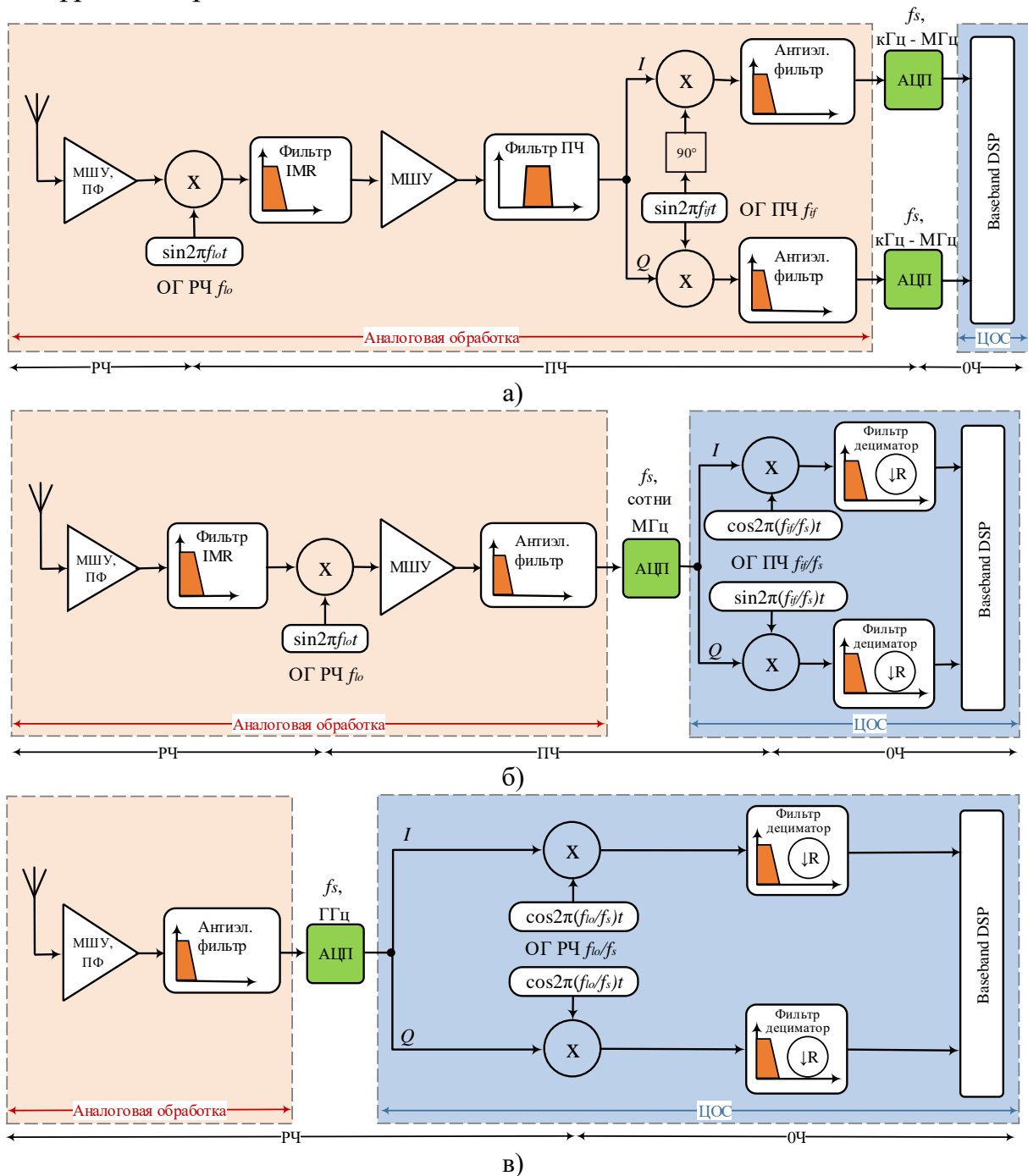


Рис. 1.7. Пример эволюции радиоприемника SDR с цифровой обработкой на частоте: а) нулевой (BB, от англ. Baseband); б) промежуточной (IF); в) радиочастоте (RF)

Второе поколение цифровых радиоприемников появилось в начале 2000-х годов. Как показано на рисунке 7б, аналоговая часть приемника осуществляет понижающее преобразование с РЧ на ПЧ с помощью ОГ радиочастоты. Дискретизация и квантование сигнала осуществляется АЦП в области промежуточной частоты на скорости в десятки-сотни МГц. Первым



этапом цифровой обработки является цифровое понижающее преобразование (DDC, от англ. Direct Digital Downconversion) с промежуточной до нулевой частоты с помощью фильтрации-децимации. Последующая ЦОС осуществляется цифровым процессором обработки сигналов на 0Ч.

Третье поколение цифровых радиоприемников является современной тенденцией. Как показано на рисунке 7в, аналоговая часть осуществляет МШУ и предварительную полосовую фильтрацию сигнала. Дискретизация и квантование сигнала осуществляется АЦП в области радиочастоты на скорости в единицы ГГц. ЦОС начинается с понижающего преобразования DDC с РЧ до 0Ч с помощью фильтрации-децимации. Последующая ЦОС осуществляется цифровым процессором обработки сигналов на 0Ч.

### 1.1.5. АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ РАДИОПРИЕМНИКА RTL-SDR

Радиоприемник RTL-SDR (рис. 1.8), взятый за основу курса в [19], построен по архитектуре с программной обработкой на ПЧ, представленной на рис. 1.7б и включает два этапа преобразования частоты: аналоговое понижающее преобразование с РЧ на ПЧ и понижающее преобразование с ПЧ до 0Ч с помощью фильтрации-децимации.

Выходными данными радиоприемника RTL-SDR являются синфазная ( $I$ ) и квадратурная ( $Q$ ) составляющие принимаемого сигнала, показанные на входе блока Baseband DSP в схеме, представленной на рисунке 7б. Комплексный  $IQ$ -сигнал с выхода RTL-SDR поступает в MATLAB/Simulink посредством драйвера UHD (от англ. USRP Hardware Driver), где может быть реализована цифровая обработка принятого сигнала на 0Ч. Комплексные выборки  $IQ$  на выходе RTL-SDR представлены в формате 8-разрядных чисел с фиксированной запятой.

Радиоприемник RTL-SDR появился на рынке как ТВ-тюнер DVB-T и изначально не предполагался для использования в качестве приемника ПКР. Такая возможность обнаружилась в сообществе радиолюбителей: при переводе RTL-SDR из режима демодуляции/декодирования сигнала DVB-T в тестовый режим прибор принимал в диапазоне 25 МГц–1,75 ГГц и выдавал комплексные выборки  $IQ$  с частотой дискретизации до 2,8 МГц. При переводе демодулятора RTL2832U в штатный режим выборки  $IQ$  поступают на COFDM демодулятор DVB-T, а с выхода устройства USB снимается видеопоток MPEG2-TS [17]. В основе RTL-SDR лежат две микросхемы: тюнер Rafael Micro R820T и демодулятор DVB-T COFDM Realtek RTL2832U. В сообществе радиолюбителей было обнаружено, что при переводе демодулятора в тестовый режим устройство RTL-SDR перестает демодулировать/декодировать сигнал DVB-T и выдает комплексные выборки  $IQ$  на 0Ч. После этого за RTL ТВ-тюнером DVB-T закрепилось название RTL-SDR, что отражало возможности устройства принимать комплексные выборки  $IQ$  и осуществлять их программную обработку, например, в MATLAB/Simulink.

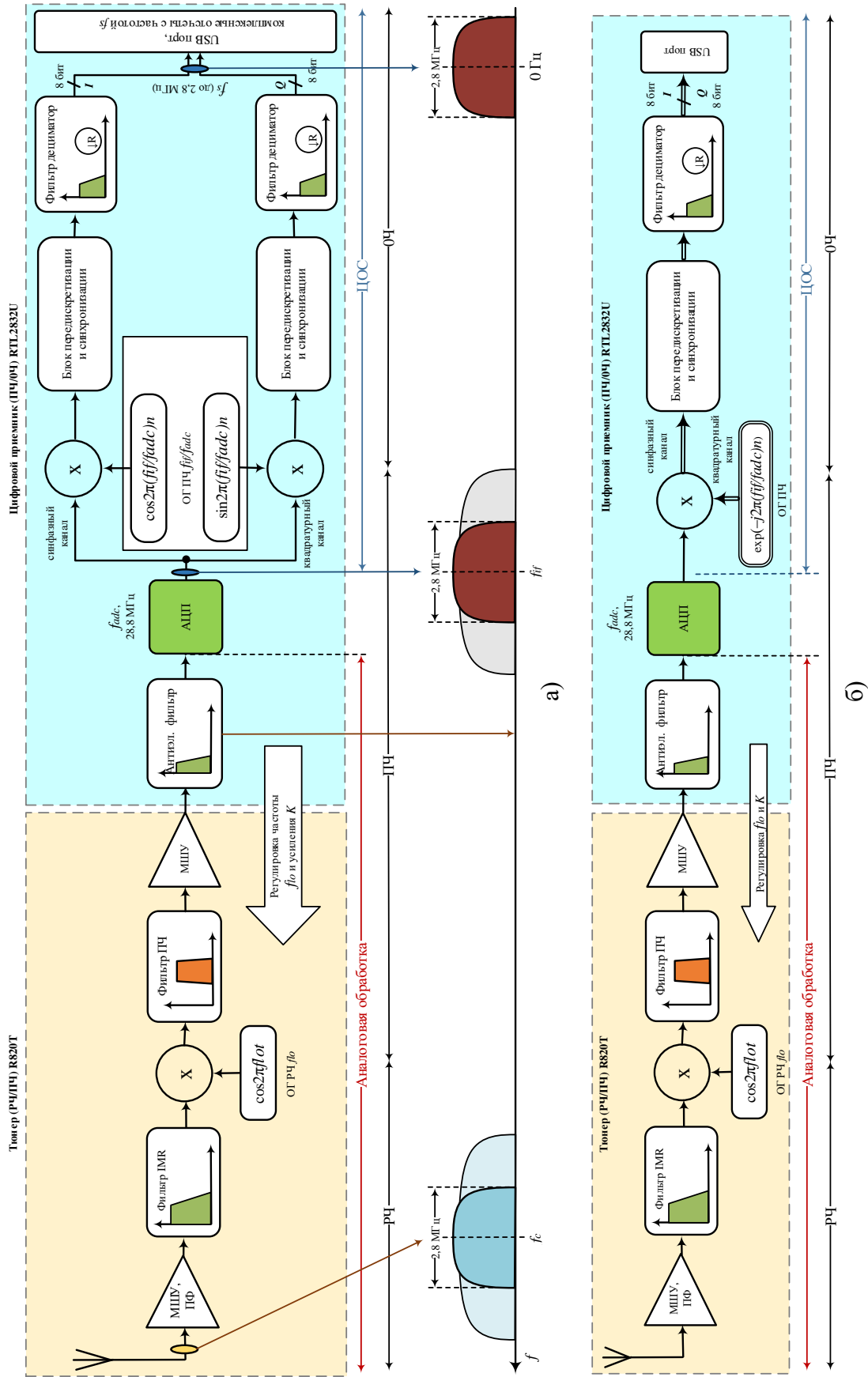


Рис. 1.8. Структурная схема радиоприемника ПКР RTL-SDR: в а) вещественном и б) комплексном представлении

В схеме радиоприемника ПКР RTL-SDR на рис. 1.8 [19] используются следующие обозначения:

$f_c$  – центральная РЧ принимаемого сигнала;

$f_{lo}$  – частота ОГ тюнера;

$f_{adc} = 28,8$  МГц – частота дискретизации АЦП;

$f_{adc}/2 = 14,4$  МГц – частота среза ФНЧ на входе АЦП;

$f_{if}$  – ПЧ тюнера;

$f_s$  – частота выборки  $IQ$  (до 2,8 МГц);

$K$  – коэффициент усиления МШУ;

$N$  – индекс выборки;

$f_s$  – частота дискретизации сигнала в области 0Ч.

Параметры  $f_c$ ,  $K$  и  $f_s$  настраиваются через интерфейс в MATLAB/Simulink посредством драйвера. Принимаемый сигнал на РЧ после МШУ и IMR-фильтра переносится на ПЧ с помощью ОГ, управляемого контролером демодулятора RTL2832U по интерфейсу I2C (Inter-Integrated Circuit). После адаптации амплитуды входного сигнала по динамическому диапазону на этапе АРУ сигнал с ПЧ переносится в диапазон 0Ч: сначала сигнал поступает на антиэлайзинговый фильтр, затем осуществляется дискретизация и квантование сигнала АЦП в области ПЧ, после чего выполняется цифровое понижающее преобразование DDC с ПЧ до 0Ч с помощью генератора с цифровым управлением (NCO, *от англ.*, Numerically Controlled Oscillator), блока передискретизации и синхронизации, а также блока фильтрации-децимации.

Антиэлайзинговый фильтр – это ФНЧ, применяемый на входе АЦП для повышения качества оцифровки сигнала; частота его среза является перестраиваемой и равна половине  $f_{adc}$ . Подавление частот сигнала выше половины частоты дискретизации АЦП исключает эффект наложения на сигнал зеркальных частот преобразования, или, как это называют в литературе по ЦОС, исключает эффект наложения спектров.

Радиоприемник RTL-SDR с тюнером Rafael Micro R820T и демодулятором Realtek RTL2832U функционирует следующим образом. Тюнер использует низкую ПЧ 3,75 МГц и осуществляет понижающее преобразование с РЧ сигнала с шириной полосы  $\approx 6$  МГц на ПЧ 3,75 МГц. Далее принятый сигнал на этой ПЧ поступает на антиэлайзинговый фильтр демодулятора, а затем на АЦП с  $f_{adc} = 28,8$  МГц. После дискретизации и квантования на АЦП выполняется цифровое понижающее преобразование с ПЧ до нулевой частоты (0Ч) с помощью NCO с частотой  $f_{if}/f_{adc}$ .

Затем производится понижение частоты дискретизации, в результате чего на выходе блока фильтрации-децимации выборки следуют с частотой дискретизации не более  $f_s = 2,8$  МГц. В результате комплексные выборки  $IQ$  (8-разрядные числа с фиксированной запятой) сигнала с шириной полосы до 2,8 МГц с USB-разъема поступают в MATLAB/Simulink.

Рассмотрим процедуру приема вещательной радиостанции на частоте 100,5 МГц. Для этого следует установить  $f_c = 100,5$  МГц и требуемое усиление  $K$ . Далее принятый сигнал переносится с РЧ на ПЧ тюнером. Затем осуществляется аналогово-цифровое преобразование сигнала на ПЧ с частотой  $f_{adc} = 28,8$  МГц демодулятором. После дискретизации и квантования осуществляется понижающее преобразование с ПЧ до 0Ч генератором NCO, работающим на частоте  $f_{if}/f_{adc}$ .

Частота дискретизации  $f_s$  комплексных выборок  $IQ$  на USB-выходе устройства может устанавливаться в пределах до 2,8 МГц. Например, если  $f_s = 2,4$  МГц, то демодулятор будет настроен на работу с коэффициентом децимации равным 12 ( $28,8/12=2,4$  МГц), что означает передачу в MATLAB/Simulink одной из 12-ти выборок; ширина полосы сигнала (канала), принимаемого в MATLAB/Simulink, окажется равной  $f_s$ , а сам комплексный сигнал на 0Ч будет определен в полосе  $(-f_s/2; f_s/2)$  или  $(-1,2$  МГц;  $1,2$  МГц). Ширина полосы канала 2,4 МГц означает возможность обзора порядка 12 FM-радиостанций шириной 200 кГц ( $12 \times 200 = 2,4$ ), поэтому для демодуляции конкретной вещательной радиостанции в MATLAB/Simulink предварительно потребуется осуществить цифровую фильтрацию канала с шириной 200 кГц на центральной РЧ 100,5 МГц.

Из рисунка 8 следует, что параметр центральной частоты  $f_c$  не равен частоте  $f_{lo}$  ОГ тюнера. Параметр  $f_{lo}$  определяется как  $f_{lo} = f_c - f_{if}$ . Это объясняется тем, что радиоприемник работает по схеме с однократным преобразованием частоты, и сначала осуществляется понижающее преобразование с РЧ на ПЧ:  $f_{if} = 3,57$  МГц. Так, например, для приема сигнала на несущей РЧ  $f_c = 400$  МГц частота  $f_{lo}$  ОГ тюнера устанавливается равной  $f_{lo} = f_c - f_{if} = 400 - 3,57 = 396,43$  МГц. В смесителе в результате умножения принятого сигнала на  $f_c$  с сигналом ОГ на  $f_{lo}$  получаем следующее выражение:

$$[\cos 2\pi(400e6)t] \cdot [\cos 2\pi(396,43e6)t] = \frac{1}{2} [\cos 2\pi(3,57e6)t + \cos 2\pi(796,43e6)t].$$

Компонента на частоте 796,43 МГц ослабляется фильтром ПЧ тюнера, а на вход демодулятора поступает компонента на ПЧ 3,57 МГц. При установке центральной частоты для приема сигнала на РЧ  $f_c = 400$  МГц в MATLAB/Simulink мы устанавливаем это же значение, а значение частоты  $f_{lo}$  ОГ тюнера составляет 396,43 МГц и устанавливается автоматически [19].

На рисунке 9 представлены основные микросхемы приемника RTL-SDR (производства NooElec) [13]: разъем MCX (от англ. Micro Coaxial) для подключения антенны; тюнер для настройки на центральную РЧ и последующего аналогового понижающего преобразования с РЧ на ПЧ; демодулятор для оцифровки, последующего цифрового понижающего преобразования с ПЧ на 0Ч и понижения частоты дискретизации; кварцевый генератор 28,8 МГц тактовых или синхроимпульсов для микросхем R820T и RTL2832U; USB 2.0 интерфейс для передачи выборок  $IQ$  на компьютер в

MATLAB/Simulink; электрически стираемое программируемое постоянное запоминающее устройство (ЭСППЗУ или EEPROM, от англ. Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) для хранения конфигурации.



Рис. 1.9. Основные микросхемы приемника RTL-SDR (NooElec)

Анализ структуры радиоприемника RTL-SDR позволяет сделать вывод о том, что относительно доступное на рынке радиоприемное устройство, адаптированное под учебные задачи с поддержкой СПО позволяет организовать лабораторию и оборудовать рабочие места.

### 1.1.6. РЕАЛИЗАЦИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ПКР В СПО

**Пример реализации в СПО LabVIEW.** Одной из самых распространенных отладочных плат, используемых в учебном процессе зарубежных вузов, является плата USRP N210 или NI USRP-2920/2932 [18]. Плата строится по модульному принципу и, в зависимости от аппаратных плат расширения обработки ВЧ/ПЧ-сигнала, может работать в разных диапазонах от 50 Гц до 6 ГГц; обработка сигнала 0Ч осуществляется на ПЛИС под управлением драйвера UHD. Плата соединяется с ПК по интерфейсу Ethernet и может работать с СПО MATLAB/Simulink, LabVIEW и GNU Radio (рис. 1.10, где ФАПЧ – это фазовая автоподстройка частоты, ГУН – это генератор, управляемый напряжением, DUC – это повышающий преобразователь частоты, от англ. Digital Up Converter).

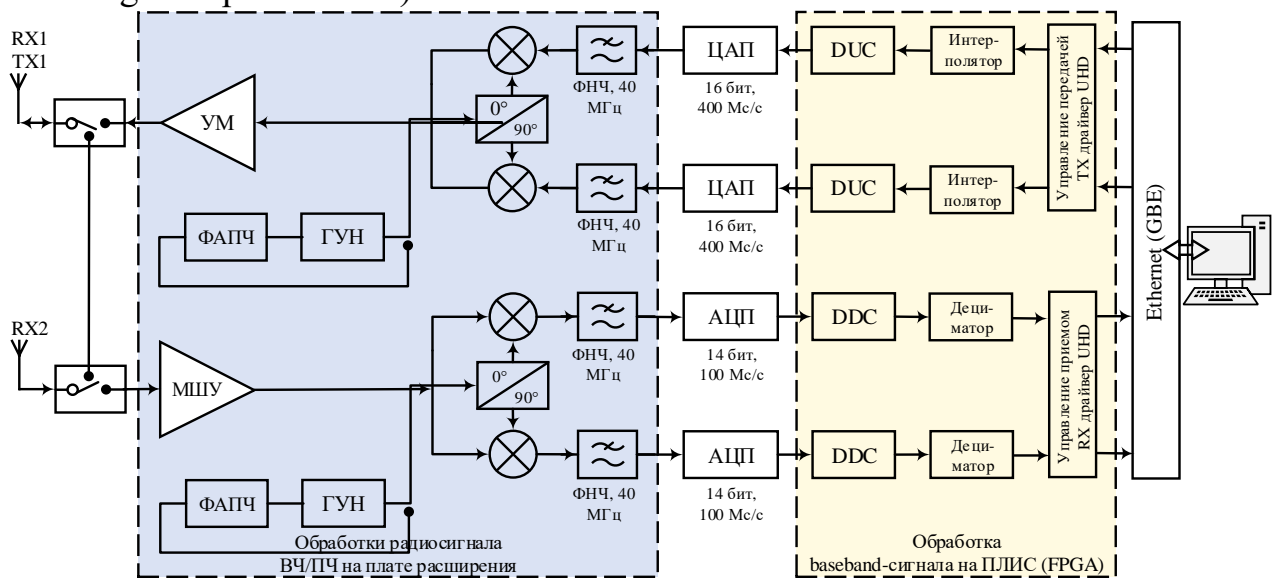


Рис. 1.10. Структурная схема отладочной платы ПКР NI USRP-2932

Рассмотрим пример реализации приемопередатчика сигналов с фазовой манипуляцией на плате NI USRP-2932 [10]. Программно-аппаратное обеспечение практического занятия включает рабочий стенд из двух плат ПКР, подключенных к ПК посредством GBE-интерфейса. Одна плата используется в качестве передатчика, другая – в качестве приемника. Передача, прием и цифровая обработка осуществляется в ПК под управлением LabVIEW. Рассмотрим непосредственные настройки параметров радиотракта передатчика и приемника сигналов с фазовой манипуляцией на демонстрационном примере в СПО LabVIEW.

Настройка передатчика и приемника NI USRP-2932 включает установку следующих параметров (рис. 1.11): 1) IP-адрес USRP устройства; 2) количество выборок в секунду для IQ-компонент (максимальное значение – 50 Мвыборок/с для 8 бит на выборку); 3) значение центральной радиочастоты; диапазон настройки центральной радиочастоты (составляет 400 МГц–4,4 ГГц); 4) усиление в тракте (диапазон составляет 0–31 дБ с шагом 1 дБ); 5) выбор антенны (NI-USRP 2932 имеет два разъема подключения антенн: для передачи можно использовать только разъем TX1, для приема можно использовать разъемы RX1 и RX2); 6) тип модуляции (выбирается из доступных в меню и на приемной стороне должен совпадать с типом модуляции в передатчике); 7) параметры формирующего фильтра передатчика и параметры согласованного фильтра приемника (тип, коэффициент сглаживания и длина на приемной стороне должны совпадать с параметрами фильтра в передатчике).

Испытания приемопередатчика начинаются после настройки указанных выше параметров, для чего необходимо запустить оба проекта, используя кнопку запуска на панелях управления (см. рис. 1.11). Результатом испытаний является отображение сигнального созвездия принимаемого сигнала ФМ-8 (рис. 1.12).

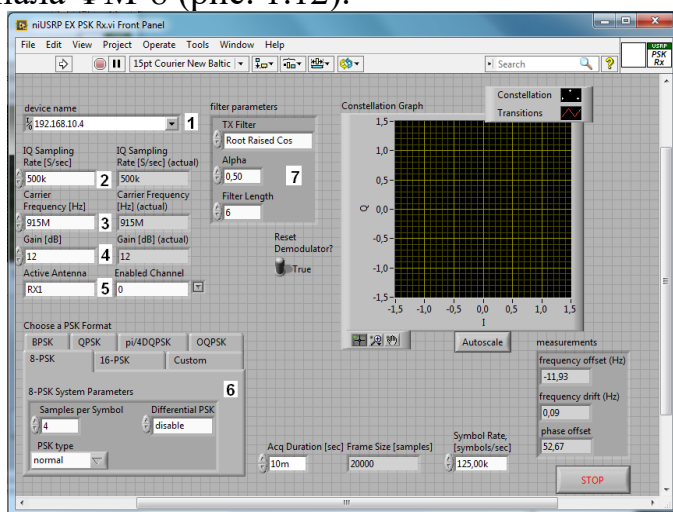


Рис. 1.11. Окно настройки параметров приемника NI USRP-2932 в LabVIEW

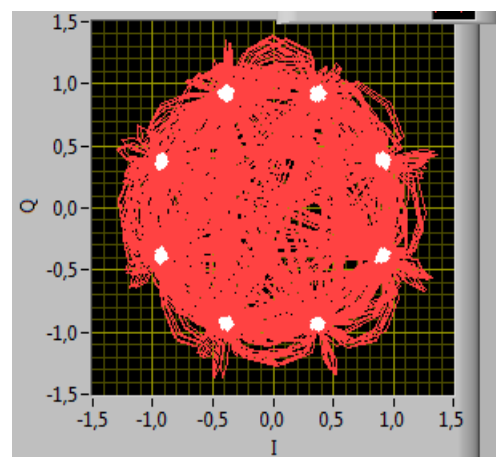
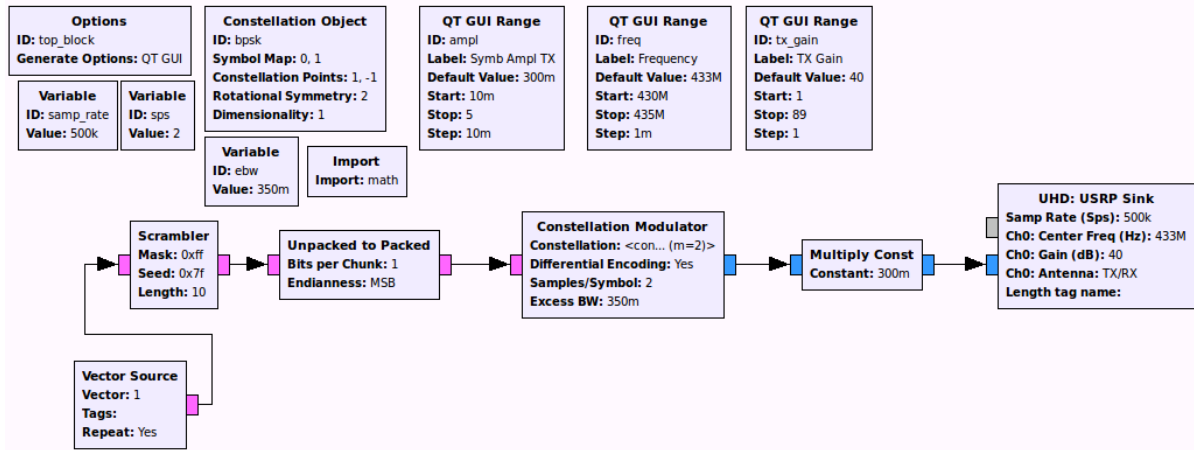


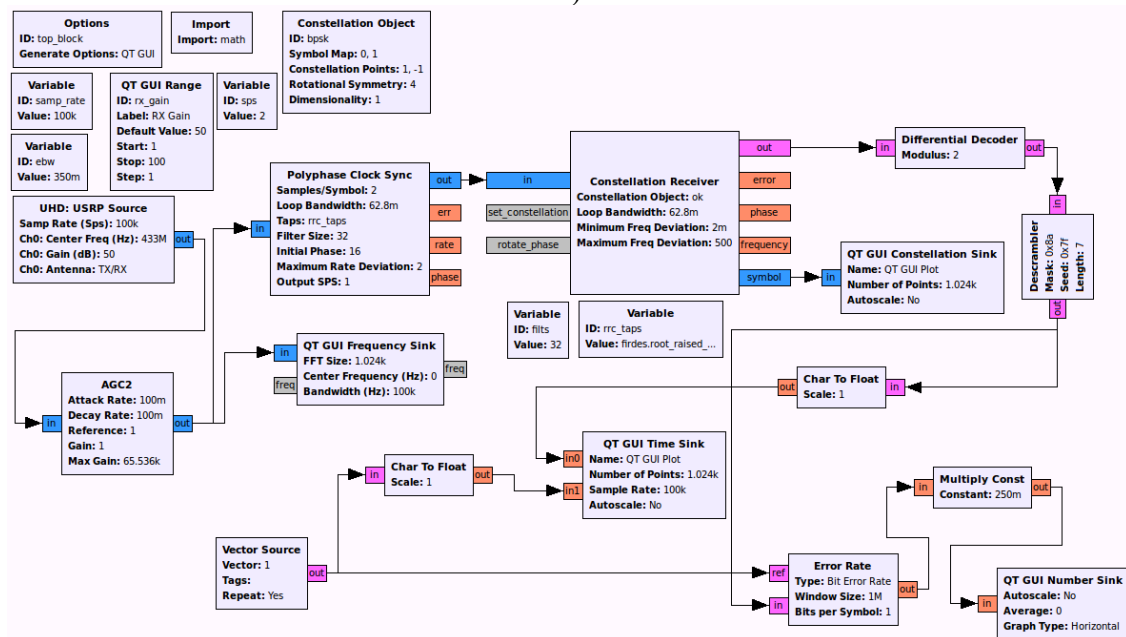
Рис. 1.12. Корректный прием сигнала ФМ-8

**Пример реализации в СПО GNU Radio.** Для программной реализации приемопередатчика в GNU Radio [11] используется графическая среда GNU Radio Companion (GRC), которая включает библиотеку блоков передачи, приема и обработки сигналов, объединяя которые можно построить достаточно сложную SDR-систему радиосвязи. Интерфейсом между программной моделью GRC и платой USRP B210 является драйвер UHD.

Программная реализация приемопередатчика включает разработку GRC-схемы приемника и передатчика и подробно изложена в [20–23]. Приведем схемы передатчика и приемника, реализованные типовыми блоками из библиотеки GNU Radio. Схема передатчика, использующего сигналы ОФМ-2 (рис. 1.13, а), работает на передачу в радиоэфир через блок UHD USRP Sink. В состав схемы передатчика входит генератор битов «Vector Source», скремблер «Scrambler» и модулятор «Constellation Modulator», а также другие блоки преобразований и визуализации.



а)



б)

Рис. 1.13. GRC-схема а) передатчика и б) приемника, использующего сигналы ОФМ-2

Схема приемника, использующего сигналы ОФМ-2 (рис. 1.13, б), работает на прием из радиоэфира через блок UHD USRP Source. В состав схемы приемника входит автоматическая регулировка усиления «AGC», символьная синхронизация «Polyphase Clock Sync» и демодулятор с частотной синхронизацией «Constellation Receiver», дифференциальный декодер «Differential Decoder», дескремблер «Descrambler» и другие блоки преобразований и визуализации. Сигнальное созвездие ОФМ-2 отображается в окне графического приложения GNURadio на ПК с ОС Linux, подключенном к приемнику (рис. 1.14).



Рис. 1.14. Сигнальное созвездие ОФМ-2: а)  $E_b/N_0 = 1$  дБ; б)  $E_b/N_0 = 10$  дБ

Анализ представленных сигнальных созвездий позволяет сделать вывод о том, что с увеличением параметра  $E_b/N_0$  фазовый портрет становится различимым. Регулировать мощность шума в радиоканале можно посредством эмулятора испытательного стенда Keysight [31].

Примеры реализации в СПО MATLAB/Simulink будут рассмотрены далее. Анализ приведенных примеров реализации приемопередатчиков в СПО LabVIEW и GNU Radio позволяет говорить о том, что в СПО есть удобный интерфейс пользователя с графической средой имитационного моделирования, позволяющей при помощи блок-диаграмм в виде направленных графов строить системы связи и предоставляющий разработчикам ПКР «строительные блоки», обеспечивающие основные функции ЦОС. Все это вместе обеспечивает широкие возможности МОП. Для оценки показателей функционирования приемопередатчиков ПКР, реализованных в СПО, воспользуемся возможностями специального испытательного стенда Keysight.



## 2. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА RTL-SDR В MATLAB/SIMULINK

### 2.1. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА RTL-SDR В MATLAB

**Цель занятия:** а) изучить параметры интерфейса устройства RTL-SDR в СПО Matlab; б) построить модель в Matlab для анализа спектра сигнала на заданной частоте устройством RTL-SDR; в) построить модель в Matlab для сканирования заданного диапазона частот устройством RTL-SDR.

Под интерфейсом понимается совокупность программных средств для обмена данными между устройством RTL-SDR и СПО Matlab/Simulink. Таким в Matlab является системный объект приемника RTL-SDR `comm.SDRRTLReceiver`. Обнаружение устройства RTL-SDR в СПО Matlab возможно при его подключении к USB порту после корректной установки соответствующего драйвера. Для вывода информации о подключенном устройстве RTL-SDR в рабочей области Matlab следует выполнить команду `sdrinfo`. Конфигурация СПО Matlab для работы с устройством RTL-SDR осуществляется командой `sdrsetup`.

#### 2.1.1. ПАРАМЕТРЫ ОБЪЕКТА `comm.SDRRTLReceiver`

Системный объект `comm.SDRRTLReceiver` получает данные с устройства RTL-SDR, передает их в СПО Matlab в виде вектора-столбца и функционирует как источник данных. Для создания экземпляра `rx` системного объекта приемника `comm.SDRRTLReceiver` в СПО Matlab следует выполнить команду `rx = comm.SDRRTLReceiver` в рабочей области Matlab, результатом которой являются параметры системного объекта приемника RTL-SDR по умолчанию (табл. 2.1):

```
>> rx = comm.SDRRTLReceiver
rx =
    comm.SDRRTLReceiver with properties:

        RadioAddress: '0'
    CenterFrequency: 102500000
        EnableTunerAGC: true
            SampleRate: 250000
        OutputDataType: 'int16'
        SamplesPerFrame: 1024
    FrequencyCorrection: 0
        EnableBurstMode: false
```

Таблица 2.1. Параметры системного объекта `comm.SDRRTLReceiver`

Параметр	Содержание параметра
<code>RadioAddress</code>	USB адрес устройства RTL-SDR; по умолчанию первому подключенному приемнику RTL-SDR присваивается адрес '0'
<code>CenterFrequency</code>	центральная частота приема в Гц; по умолчанию равна 102,5 МГц

Параметр	Содержание параметра
EnableTunerAGC	признак автоматической регулировки усиления (APУ, от англ. AGC, Automatic Gain Control); может принимать значения true или false; по умолчанию APУ включена (true)
TunerGain	коэффициент усиления (КУ) в дБ; по умолчанию равен 0 дБ; КУ устанавливается при отключенном APУ, когда значение параметра EnableTunerAGC равно false
SampleRate	частота дискретизации АЦП в Гц; по умолчанию равна 250 кГц; возможные значения лежат в диапазоне 225-300 кГц и 900-3200 кГц; при значении выше 2560 кГц возможны потери выборок
OutputDataType	тип выходных данных; по умолчанию int16; может принимать значения double, single, int16; при выборе типа double или single, комплексные выходные данные масштабируются в пределах [-1, 1]; при выборе типа int16 комплексные выходные данные представлены 16-ти разрядными выборками I/Q
SamplesPerFrame	число выборок на кадр; по умолчанию равно 1024
FrequencyCorrection	значение коррекции частоты в ppm; по умолчанию 0; возможный диапазон [-1e4, 1e4] ppm; коррекция используется для компенсации частотного сдвига генератора
EnableBurstMode	признак режима приема пакетов; может принимать значения true или false; по умолчанию режим приема пакетов отключен (false)
NumFramesInBurst	число кадров в пакете; по умолчанию равно 10; число кадров в пакете устанавливается в режиме приема пакетов, когда значение параметра EnableBurstMode равно true

Для управления системным объектом `comm.SDRRTLReceiver` используются методы, представленные в табл. 2.1.

Таблица 2.1. Методы системного объекта `comm.SDRRTLReceiver`

Метод	Содержание
<code>info</code>	метод <code>info(rx)</code> возвращает настройки устройства RTL-SDR через системный объект <code>rx = comm.SDRRTLReceiver</code>
<code>step</code>	метод <code>step(rx)</code> получает данные от устройства RTL-SDR через системный объект <code>rx = comm.SDRRTLReceiver</code>
<code>release</code>	метод <code>release(rx)</code> освобождает вычислительные ресурсы, выделенные под системный объект <code>rx = comm.SDRRTLReceiver</code> ; после этого настройки системного объекта <code>rx</code> можно изменять
<code>reset</code>	метод <code>reset(rx)</code> сбрасывает внутренние состояния и настройки системного объекта <code>rx = comm.SDRRTLReceiver</code> в начальные значения

В скрипте 2.1 представлен пример инициализации системного объекта `rxsdr` определенными параметрами; пример вывода настроек системного объекта `rxsdr` методом `info`; затем в цикле производится запись принятых кадров в переменную `rxdata`; прием данных может выполняться как методом `step(rxsdr)`, так и вызовом самого системного объекта `rxsdr()`.

### Скрипт 2.1. Прием данных устройством RTL-SDR

```
% инициализация системного объекта rxsdr устройства RTL-SDR
rxsdr = comm.SDRRTLReceiver('0', ...
    'CenterFrequency', 88.9e6, ...
    'SampleRate', 250000, ...
    'SamplesPerFrame', 2048, ...
    'EnableTunerAGC', true, ...
```

```

    'OutputDataType', 'double');
% вывод настроек системного объекта rxsdrrtl устройства RTL-SDR
radioInfo = info(rxsdrrtl);
% прием 10 кадров системным объектом rxsdrrtl устройства RTL-SDR
for p=1:10
    % rxdata = rxsdrrtl();
    rxdata = step(rxsdrrtl);
end
% освобождение устройства RTL-SDR от системного rxsdrrtl
release(rxsdrrtl);

```

В результате выполнения скрипта 2.1 в рабочей области Matlab из 10 принятых кадров сохранится только последний принятый кадр размером 2048 выборок (рис. 2.1).

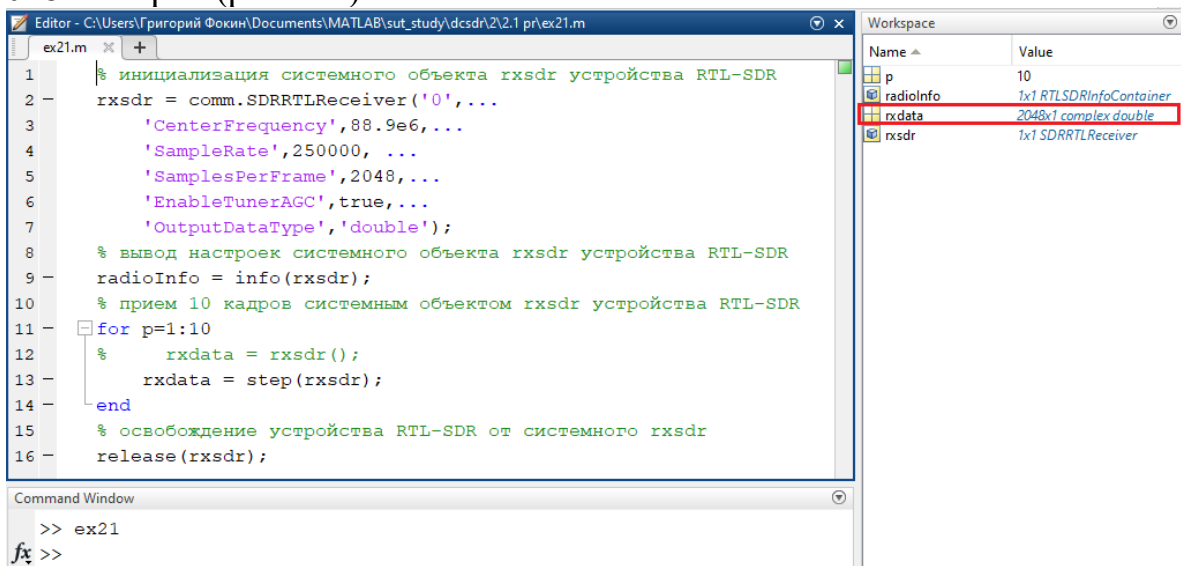


Рис. 2.1. Результат выполнения скрипта 2.1 в рабочей области Matlab

Примечание: для досрочного завершения моделирования в Matlab/Simulink, в том числе при работе с устройствами SDR, следует нажать |Ctrl| + |C|.

Для записи нескольких кадров следует предварительно инициализировать массив переменной rxdata (скрипт 2.2); в результате выполнения скрипта 2.2 в рабочей области Matlab будет записана переменная rxdata, в виде вектора-столбца размером 10240 выборок, содержащая 10 последовательно принятых кадров размером 2048 выборок каждый.

### Скрипт 2.2. Прием и запись данных устройством RTL-SDR

```

% инициализация системного объекта rxsdrrtl устройства RTL-SDR
rxsdrrtl = comm.SDRRTLReceiver;
% инициализация массива переменной для приема данных rxdata
rxdata = [];
% прием 10 кадров и их запись в переменную rxdata
for p=1:10
    rxdata = [rxdata; rxsdrrtl()];
end
% освобождение устройства RTL-SDR от системного rxsdrrtl
release(rxsdrrtl);

```

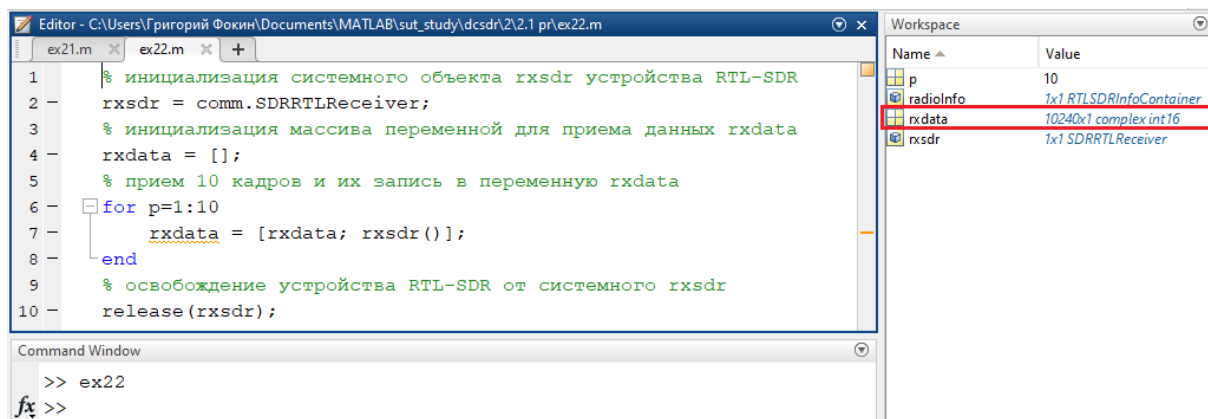


Рис. 2.2. Результат выполнения скрипта 2.2 в рабочей области Matlab

Пример приема сигналов с двух разных частот представлен в скрипте 2.3: перестройка частоты осуществляется в параметре CenterFrequency системного объекта rxsdrrtlreceiver командой rxsdrrtlreceiver.CenterFrequency.

**Скрипт 2.3. Прием сигналов устройством RTL-SDR с двух частот**

```
% инициализация системного объекта rxsdrrtlreceiver устройства RTL-SDR
rxsdrrtlreceiver = comm.SDRRTLReceiver('0', ...
    'CenterFrequency', 88.9e6, ...
    'SampleRate', 250000, ...
    'SamplesPerFrame', 2048, ...
    'EnableTunerAGC', true, ...
    'OutputDataType', 'double');
% прием 10 кадров системным объектом rxsdrrtlreceiver устройства RTL-SDR
for p=1:10
    rxdata1 = rxsdrrtlreceiver();
end
% перестройка центральной частоты
rxsdrrtlreceiver.CenterFrequency = 103.1e6;
% прием 10 кадров системным объектом на новой частоте 103.1e6
for p=1:10
    rxdata2 = rxsdrrtlreceiver();
end
% освобождение устройства RTL-SDR от системного rxsdrrtlreceiver
release(rxsdrrtlreceiver);
```

**2.1.2. АНАЛИЗ СПЕКТРА УСТРОЙСТВОМ RTL-SDR В MATLAB**

Пример анализа спектра с RTL-SDR представлен в скрипте 2.4.

**Скрипт 2.4. Анализ спектра устройством RTL-SDR**

```
% Инициализация параметров устройства в структуре rtl_sdr
rtl_sdr.tunerfreq = 936.0e6; % центральная частота, Гц
rtl_sdr.gain = 25; % усиление, дБ
rtl_sdr.fs = 2.4e6; % частота дискретизации, Гц
rtl_sdr.frmlen = 4096; % размер кадра, выборка
rtl_sdr.datatype = 'single'; % тип выходных данных
rtl_sdr.ppm = 0; % коррекция сдвига частоты, ppm
sim_time = 1; % время моделирования, с
% системный объект приемника RTL-SDR
obj_rtl_sdr = comm.SDRRTLReceiver(...
```

```

    'CenterFrequency',    rtlcdr.tunerfreq,...
    'EnableTunerAGC',    false,...
    'TunerGain',         rtlcdr.gain,...
    'SampleRate',        rtlcdr.fs, ...
    'SamplesPerFrame',   rtlcdr.frmlen,...
    'OutputDataType',    rtlcdr.datatype ,...
    'FrequencyCorrection', rtlcdr.ppm );
% системный объект анализатора спектра
obj_specfft = dsp.SpectrumAnalyzer(...
    'Name',                'Анализатор спектра',...
    'Title',               'Spectrum Analyzer FFT',...
    'SpectrumType',        'Power density',...
    'FrequencySpan',       'Full',...
    'SampleRate',          rtlcdr.fs);
% системный объект спектрограммы
obj_specwaterfall = dsp.SpectrumAnalyzer(...
    'Name',                'Спектрограмма',...
    'Title',               'Spectrum Analyzer Waterfall',...
    'SpectrumType',        'Spectrogram',...
    'FrequencySpan',       'Full',...
    'SampleRate',          rtlcdr.fs);
% вычисление длительности кадра
rtlsdr.frmtime = rtlcdr.frmlen/rtlsdr.fs;
run_time = 0; % инициализация времени моделирования
% цикл приема до окончания времени моделирования
while run_time < sim_time
    % прием кадров от устройства RTL-SDR
    rx_data = obj_rtlsdr();
    % визуализация спектра и спектрограммы по принятым кадрам
    obj_specfft(rx_data);
    obj_specwaterfall(rx_data);
    % инкремент времени моделирования длительностью кадра
    run_time = run_time + rtlcdr.frmtime;
end

```

Для хранения параметров приемного устройства RTL-SDR заполняется структура `rtlsdr`. Далее производится инициализация системных объектов: приемника `obj_rtlsdr`, анализатора спектра `obj_specfft` и спектрограммы `obj_specwaterfall`. Длительность кадра `rtlsdr.frmtime` определяется отношением длины кадра `rtlsdr.frmlen` к частоте дискретизации `rtlsdr.fs`. Цикл приема организуется в течении длительности времени моделирования `sim_time`; принятые кадры сразу обрабатываются системными объектами анализаторов спектра.

### 2.1.3. СКАНИРОВАНИЕ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ RTL-SDR

Максимально-рекомендованная частота дискретизации радиоприемника RTL-SDR на основе тюнера R820T составляет 2,8 МГц, поэтому при каждой настройке на центральную частоту  $f_c$ , анализируется участок спектра шириной не более 2,8 МГц. Для сканирования диапазона рабочих частот 25 – 1750 МГц необходимо осуществлять перенастройку центральной частоты не менее чем через каждые 2,8 МГц:  $f_{c(i+1)} = f_{c(i)} + 2,8$  МГц.

На рис. 2.3 представлен просканированный устройством RTL-SDR диапазон частот 25 – 1750 МГц. Пример сканирования спектра устройством RTL-SDR представлен в скрипте 2.5.

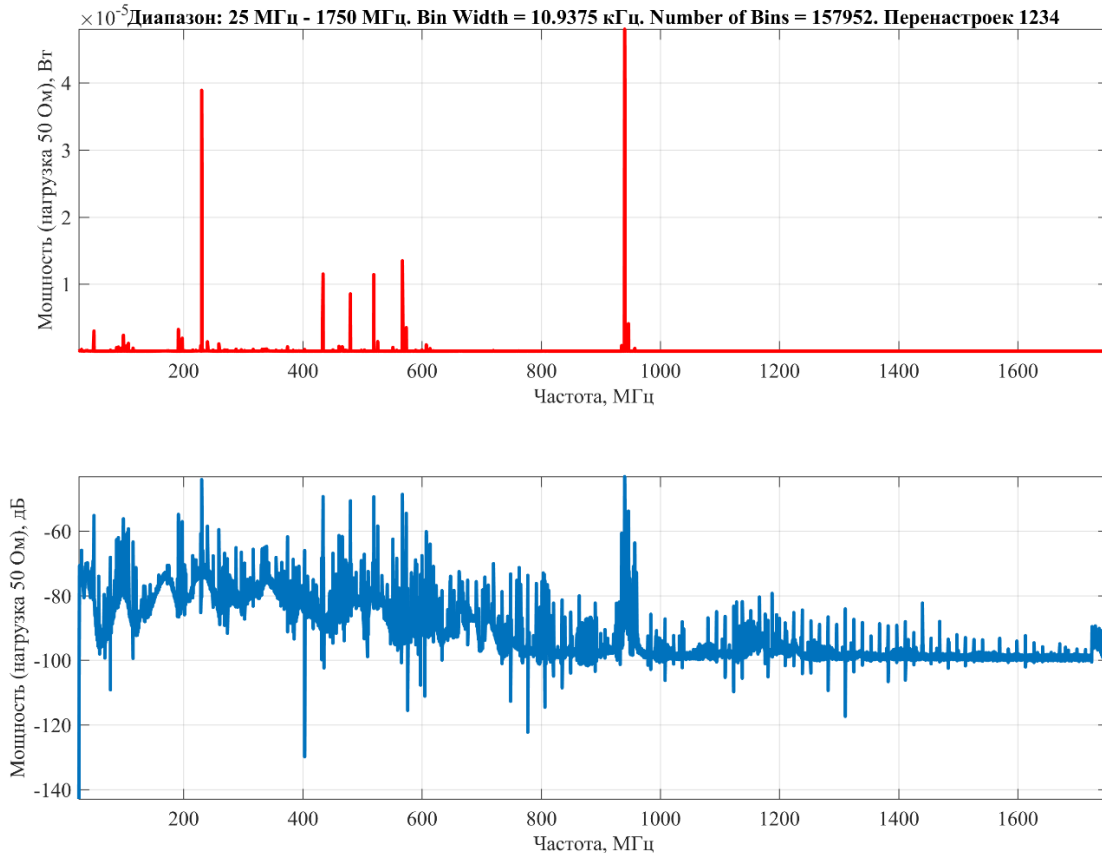


Рис. 2.3. Просканированный устройством RTL-SDR диапазон частот 25 – 1750 МГц

**Скрипт 2.5. Сканирование диапазона частот устройством RTL-SDR**

```
% Сканирование диапазона частот,
% принимаемого устройством RTL-SDR
% После выполнения просканированный
% диапазон представляется на графике
clear all; clc;
% Параметры устройства RTL-SDR
location      = 'bonch_spb'; % местоположение
start_freq    = 25e6;        % нижняя частота сканирования
stop_freq     = 1750e6;      % верхняя частота сканирования
rtlsdr.id     = '0';         % идентификатор
rtlsdr.fs     = 2.4e6;       % частота дискретизации, Гц
rtlsdr.gain   = 40;          % усиление, дБ
rtlsdr.frmlen = 4096;       % размер выходного кадра, выборки
rtlsdr.datatype = 'single'; % тип выходных данных
rtlsdr.ppm    = 0;          % коррекция сдвига частоты, ppm
% Параметры сканирования диапазона частот
nfrms         = 20;         % число принимаемых кадров
fft_hold      = 'avg';     % обработка БПФ: "max" или "avg"
nfft          = 4096;      % размерность БПФ
dec_factor    = 16;        % коэфф. дидимации для графика
% перекрытие БПФ для компенсации
```

```

% эффекта скругления фильтра (roll-off)
overlap = 0.5;
% число кадров для сброса
% (очистки) буфера после перенастройки
nfrmdump = 100;
% диапазон сканирования в Гц
rtlsdr.tunerfreq = start_freq:rtlsdr.fs*overlap:stop_freq;
% проверка верхнего предела диапазона сканирования
if( max(rtlsdr.tunerfreq) < stop_freq )
    % если предел диапазона сканирования меньше верхней
    % частоты сканирования, добавляется rtlsdr.fs*overlap
    rtlsdr.tunerfreq(length(rtlsdr.tunerfreq)+1) = ...
        max(rtlsdr.tunerfreq)+rtlsdr.fs*overlap;
end
% оценка числа перенастроек приемника
% RTL-SDR по числу частот диапазона
nretunes = length(rtlsdr.tunerfreq);
% разрешение по частоте
freq_bin_width = (rtlsdr.fs/nfft);
% формирование шкалы частот сканируемого диапазона
freq_axis = ...
    (rtlsdr.tunerfreq(1)-rtlsdr.fs/2*overlap : ...
    freq_bin_width*dec_factor :...
    (rtlsdr.tunerfreq(end)+rtlsdr.fs/2*overlap)-...
    freq_bin_width)/1e6;
% вектор-строка размером nfft для хранения БПФ
rtlsdr.data_fft = zeros(1,nfft);
% матрица размера [nfrmhold x nfft*overlap] для хранения
% блоков переупорядоченного БПФ с компенсацией перекрытия
fft_reorder = zeros(nfrmhold,nfft*overlap);
% матрица размера [nretunes x nfft*overlap/dec_factor]
% для хранения всех блоков БПФ с компенсацией перекрытия
fft_dec = zeros(nretunes,nfft*overlap/dec_factor);
% Инициализация системного объекта comm.SDRRTLReceiver
obj_rtlsdr = comm.SDRRTLReceiver(...
    rtlsdr.id,...
    'CenterFrequency', rtlsdr.tunerfreq(1),...
    'EnableTunerAGC', false,...
    'TunerGain', rtlsdr.gain,...
    'SampleRate', rtlsdr.fs, ...
    'SamplesPerFrame', rtlsdr.frmlen,...
    'OutputDataType', rtlsdr.datatype ,...
    'FrequencyCorrection', rtlsdr.ppm );
% инициализация КИХ-фильтра дециматора
obj_decctr = dsp.FIRDecimator(...
    'DecimationFactor', dec_factor,...
    'Numerator', fir1(300,1/dec_factor));

% ИНИЦИАЛИЗАЦИЯ ТАЙМЕРА НАЧАЛА СКАНИРОВАНИЯ
tic; disp(' ');
tune_progress = 0; % переменная активности сканирования
% цикл по числу перенастроек
for ntune = 1:1:nretunes
    % настройка устройства RTL-SDR на центральную частоту

```

```

obj_rtlsdr.CenterFrequency = rtlsdr.tunerfreq(ntune);
% отбрасывание кадров для очистки буфера
for frm = 1:1:nfrmdump
    % прием кадра данных устройством RTL-SDR
    rtlsdr.data = obj_rtlsdr();
end
% отображение текущей центральной частоты
disp([' fc = ', ...
    num2str(rtlsdr.tunerfreq(ntune)/1e6), ' МГц']);

% цикл по числу принимаемых кадров nfrmhold
for frm = 1:1:nfrmhold
    % прием кадра данных устройством RTL-SDR
    rtlsdr.data = step(obj_rtlsdr);
    % исключение постоянной составляющей
    rtlsdr.data = rtlsdr.data - mean(rtlsdr.data);
    % БПФ // find fft [ +ve , -ve ]
    rtlsdr.data_fft = abs(fft(rtlsdr.data,nfft));
    % переупорядоченное БПФ: запись в матрицу
    % fft_reorder nfrmhold блоков БПФ; в результате
    % получается матрица fft_reorder размером
    % [nfrmhold x overlap*nfft] с перекрывающимися
    % отсчетами на положительных и отрицательных
    % частотах [ -ve , +ve ]
    % -ve
    fft_reorder(frm,(1:(overlap*nfft/2))) = ...
        rtlsdr.data_fft((overlap*nfft/2)+(nfft/2)+1:end );
    % +ve
    fft_reorder(frm,((overlap*nfft/2)+1:end )) = ...
        rtlsdr.data_fft(1:(overlap*nfft/2));
end
% обработка выборок БПФ в матрице fft_reorder
% по столбцам; в результате получается вектор-строка
% fft_reorder_proc размером [1 x overlap*nfft]
if strcmp(fft_hold,'avg') % нахождение среднего
    fft_reorder_proc = mean(fft_reorder);
elseif strcmp(fft_hold,'max') % нахождение максимума
    fft_reorder_proc = max(fft_reorder);
end
% децимация выборок БПФ в вектор-строке fft_reorder;
% в результате получается вектор-строка размером
% [1 x overlap*nfft/dec_factor], которая записывается
% в матрицу fft_dec размером
% [ntune x overlap*nfft/dec_factor] с индексом ntune
fft_dec(ntune,:) = step(obj_decmtx,fft_reorder_proc)';
% прогресс выполнения сканирования
% в % каждые 10% (ntune*10/nretunes)
if floor(ntune*10/nretunes) ~= tune_progress
    tune_progress = floor(ntune*10/nretunes);
    disp([' просканировано = ', ...
        num2str(tune_progress*10), '%']);
end
end
% Переупорядочивание данных в вектор-строку

```



```

fft_masterreshape = ...
    reshape(fft_dec',1,ntune*nfft*overlap/dec_factor);
y_data = ((fft_masterreshape/nfft).^2)/50;
y_data_dbm = 10*log10(((fft_masterreshape/nfft).^2)/50);
% Построение графика просканированного диапазона
subplot(2,1,1);
plot(freq_axis,y_data,'r','linewidth',2); axis('tight');
xlabel('Частота, МГц');
ylabel('Мощность (нагрузка 50 Ом), Вт'); grid on;
title(['Диапазон: ',num2str(start_freq/1e6),' МГц - ',...
    num2str(stop_freq/1e6),' МГц. Bin Width = ',...
    num2str(freq_bin_width*dec_factor/1e3),...
    ' кГц. BinsNum = ',num2str(length(freq_axis)),...
    '. Перенастроек ', num2str(nretunes)]);
%xlim([start_freq/1e6,stop_freq/1e6]);
subplot(2,1,2);
plot(freq_axis,y_data_dbm,'linewidth',2); axis('tight');
xlabel('Частота, МГц');
ylabel('Мощность (нагрузка 50 Ом), дБ'); grid on;
% Инициализация таймера завершения сканирования
disp(' '); disp([' run time = ',num2str(toc),'s']); disp(' ');
% сохранение данных сканирования в файл
filename = ['rtl_sdr.rx_',num2str(start_freq/1e6),...
    'MHz_',num2str(stop_freq/1e6),'MHz_',location,'.fig'];
savefig(filename);

```

При однократной настройке на центральную частоту  $f_c$  анализируется участок спектра от  $f_c - f_s/2$  до  $f_c + f_s/2$ . По умолчанию частота дискретизации радиоприемника RTL-SDR на основе тюнера R820T устанавливается равной  $f_s = 2,8$  МГц, поэтому при однократной настройке анализируется участок спектра от  $f_c - 1,4$  МГц до  $f_c + 1,4$  МГц. Вследствие неравномерности АЧХ тюнера R820T на границах анализируемого участка спектра следует устанавливать частоту дискретизации меньше значения 2,8 МГц.

Параметр `nfrmhold` устанавливает число принимаемых кадров для последующей обработки БПФ; чем больше параметр `nfrmhold`, тем дольше выполняется сканирование. Параметр `fft_hold` определяет порядок обработки данных БПФ по критерию среднего / максимального значения. Параметр `dec_factor` определяет значение децимации данных БПФ перед построением графика спектра просканированного диапазона. Параметр `overlap` определяет процент перекрытия спектров при двух соседних однократных настройках; значение 0,5 означает, что приращение центральной частоты при очередной настройке будет равно  $f_s/2$ . Параметр `nfrmdump` определяет число кадров, отбрасываемых после каждой настройки; после перенастройки радиоприемник отбрасывает первые 100 принятых кадров перед тем, как начать прием кадров на новой частоте, учитываемых при обработке БПФ.

## 2.2. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА RTL-SDR В SIMULINK

**Цель занятия:** а) изучить параметры интерфейса устройства RTL-SDR в СПО Simulink; б) построить модель Simulink для приема сигналов устройством RTL-SDR по интерфейсу блока RTL-SDR Receiver; в) проанализировать спектр принимаемых радиосигналов в СПО Simulink.

Под интерфейсом понимается совокупность программных средств для обмена данными между устройством RTL-SDR и СПО Matlab/Simulink. Таким в Simulink является блок RTL-SDR Receiver. Блок RTL-SDR Receiver получает данные с RTL-SDR, передает их в СПО Simulink и функционирует как источник данных; для быстрого доступа к блоку RTL-SDR Receiver следует выполнить команду `sdrplib` в рабочей области Matlab (рис. 2.4).

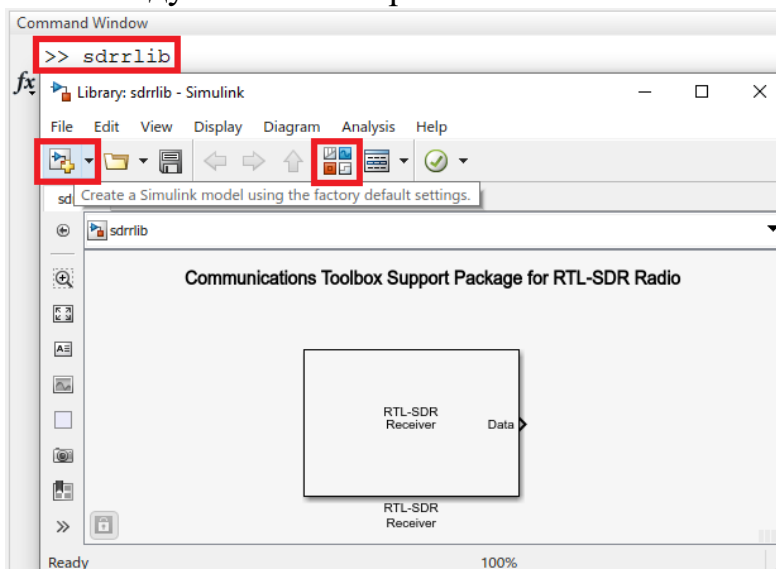


Рис. 2.4. Доступ к блоку RTL-SDR Receiver командой `sdrplib`

### 2.2.1. ПАРАМЕТРЫ БЛОКА RTL-SDR Receiver

Параметры блока RTL-SDR Receiver, помимо перечисленных в табл. 2.1, включают еще две опции из раздела Data Transfer Configuration.

Опция `Lost samples output port` выводит в порт число потерянных выборок на пути от USB устройства до СПО Simulink. При значении 0 выборки не теряются; при положительном значении потерянных выборок можно констатировать перегрузку /переполнение, которая происходит, если принимающее устройство не может обрабатывать данные со скоростью их поступления. Опция `Lost samples output port` позволяет оценить функционирование устройства RTL-SDR в режиме реального времени.

Опция `Latency output port` выводит в порт задержку передачи данных на пути от USB устройства до СПО Matlab, выраженную в числе кадров. Опция `Latency output port` позволяет оценить функционирование устройства RTL-SDR в режиме реального времени; при работе блока RTL-SDR Receiver на прием в реальном времени значение задержки может быть отлично от нуля.

## 2.2.2. АНАЛИЗ СПЕКТРА УСТРОЙСТВОМ RTL-SDR В SIMULINK

Для анализа спектра устройством RTL-SDR далее представлен порядок построения модели приемника с перестраиваемой центральной частотой.

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать новую модель в Simulink (см. рис. 2.4) и добавить в неё блок RTL-SDR Receiver из библиотеки Communications System Toolbox Support Package for RTL-SDR Radio (рис. 2.5).

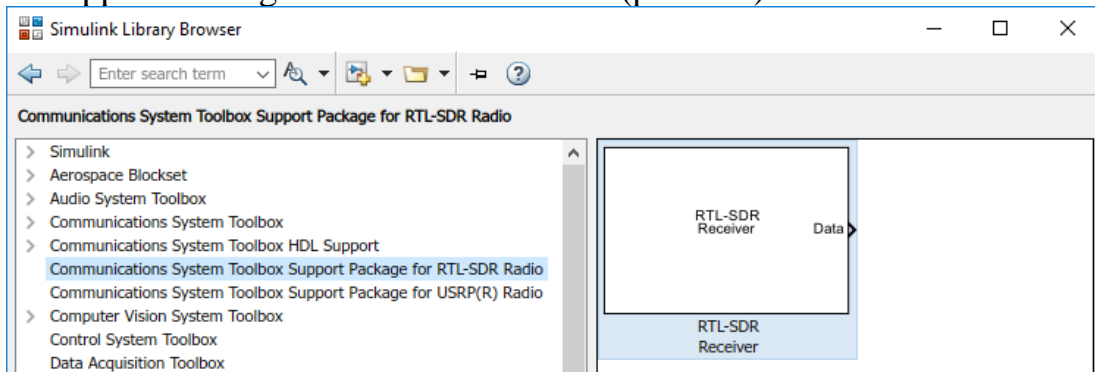


Рис. 2.5. Блок RTL-SDR Receiver в библиотеке Communications System Toolbox Support Package for RTL-SDR Radio

2. Установить параметры блока RTL-SDR Receiver согласно рис. 2.6.

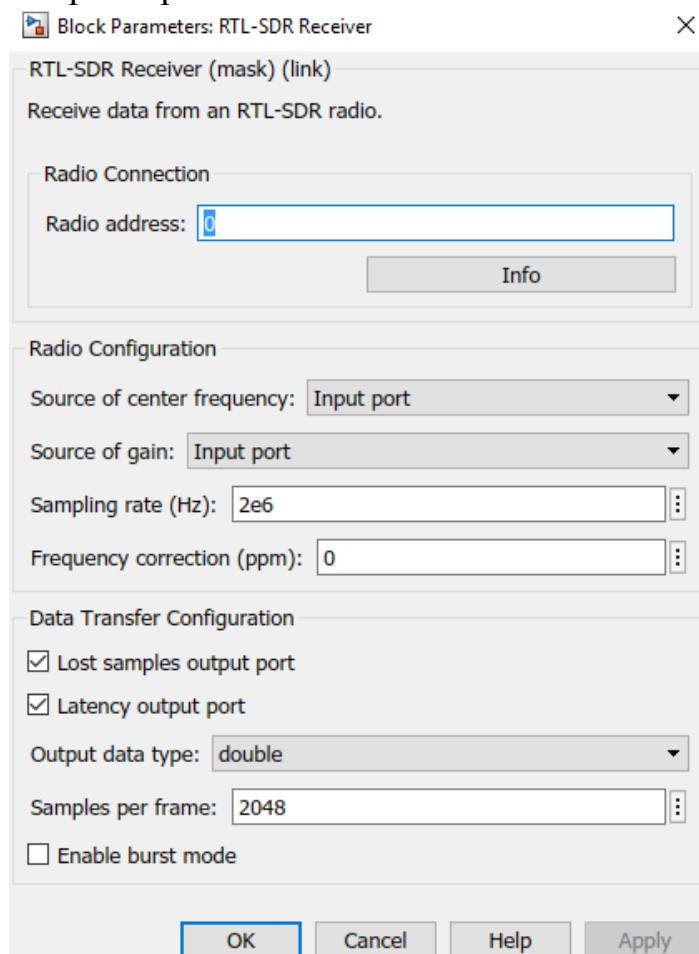


Рис. 2.6. Установка параметров блока RTL-SDR Receiver

3. Добавить в модель блок DC Blocker из библиотеки DSP System Toolbox / Signal Operations (рис. 2.7).

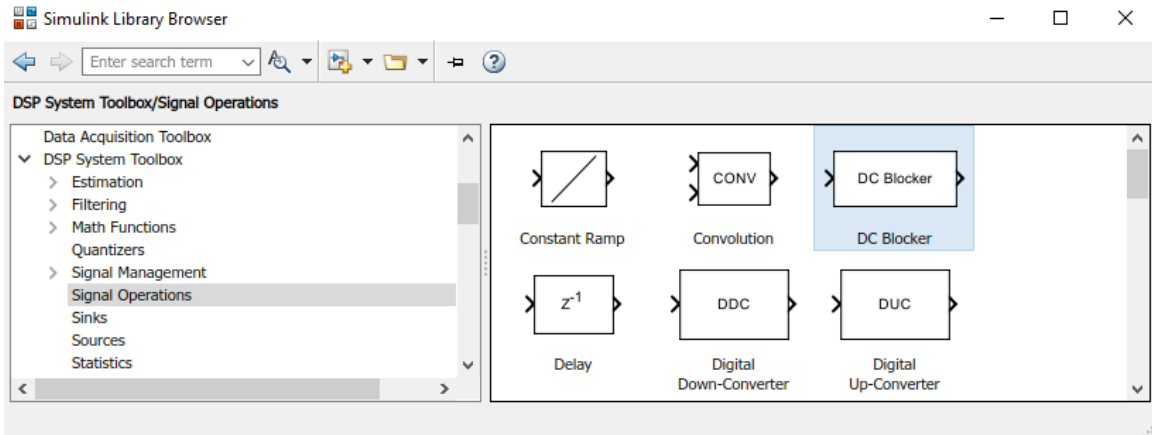


Рис. 2.7. Блок DC Blocker в библиотеке DSP System Toolbox / Signal Operations

4. Добавить в модель два блока Time Scope и два блока Spectrum Analyzer из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks (рис. 2.8).

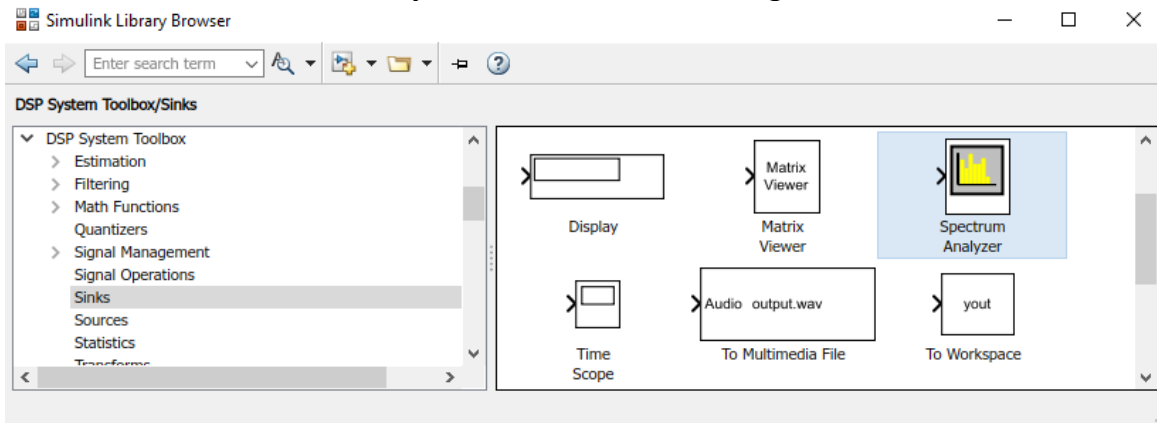


Рис. 2.8. Блок Time Scope и Spectrum Analyzer в библиотеке DSP System Toolbox / Sinks

5. Добавить в модель два блока Slider Gain из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 2.9).

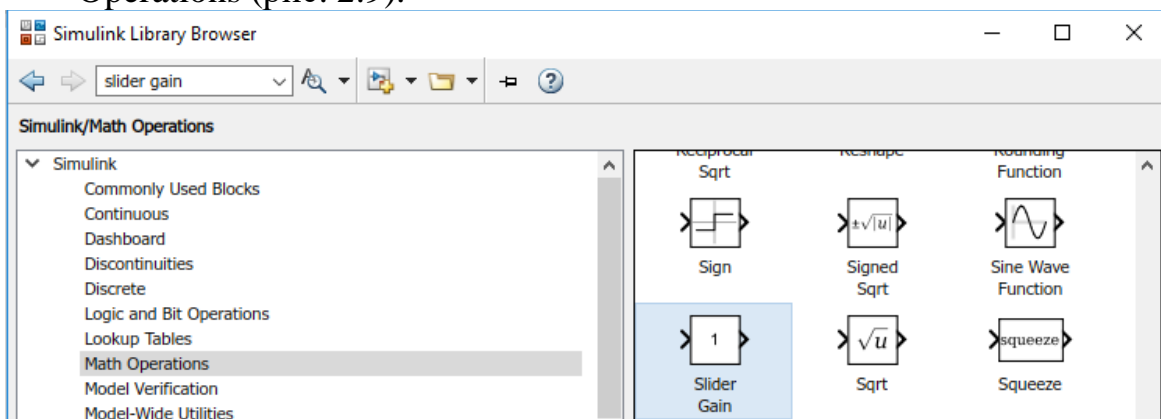


Рис. 2.9. Блок Slider Gain в библиотеке Simulink/Math Operations

6. Добавить в модель два блока Constant из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks (рис. 2.10).

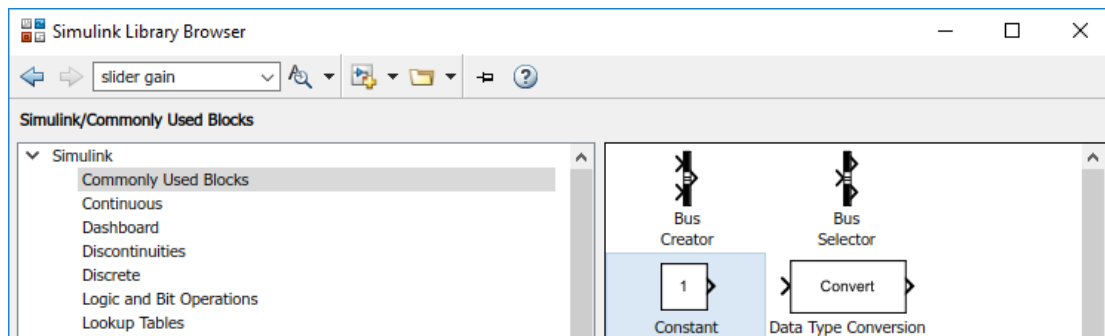


Рис. 2.10. Блок Constant в библиотеке Simulink/Commonly Used Blocks

7. Соединить блоки модели согласно рис. 2.11.

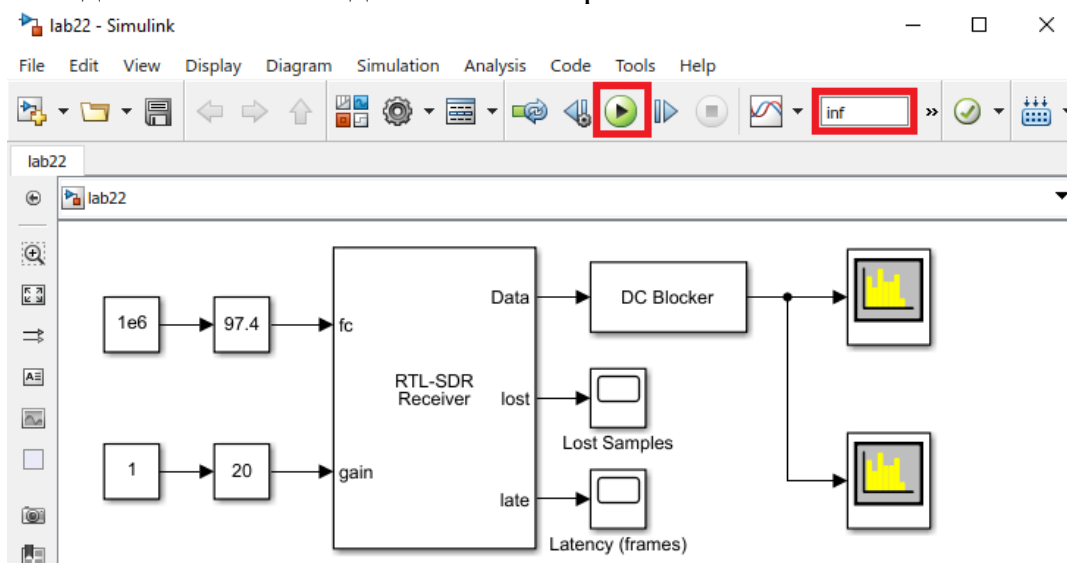
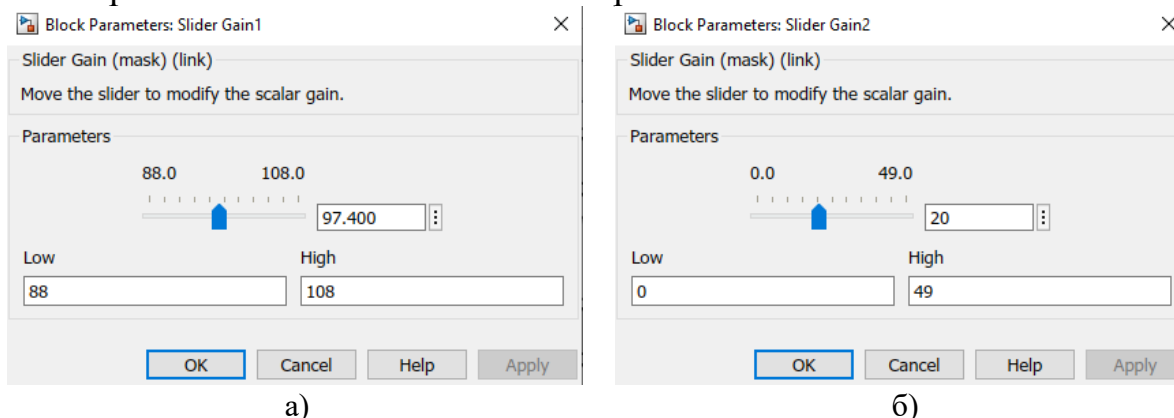


Рис. 2.11. Модель Simulink для анализа спектра сигналов устройством RTL-SDR

8. Установить значение блока Constant1 равным 1e6 (1 МГц для масштабирования регулировки частоты); значение блока Constant2 равным 1 (1 дБ для масштабирования регулировки усиления) (рис. 2.11).

9. Установить диапазон регулировки: а) центральной частоты для приема сигналов радиостанций FM в диапазоне 88 – 108 МГц и б) усиления принимаемого сигнала согласно рис. 2.12.



а)

б)

Рис. 2.12. Диапазон регулировки: а) центральной частоты для приема сигналов радиостанций FM в диапазоне 88 – 108 МГц; б) усиления принимаемого сигнала

10. Установить параметры блока Spectrum Analyzer1 согласно рис. 2.13.

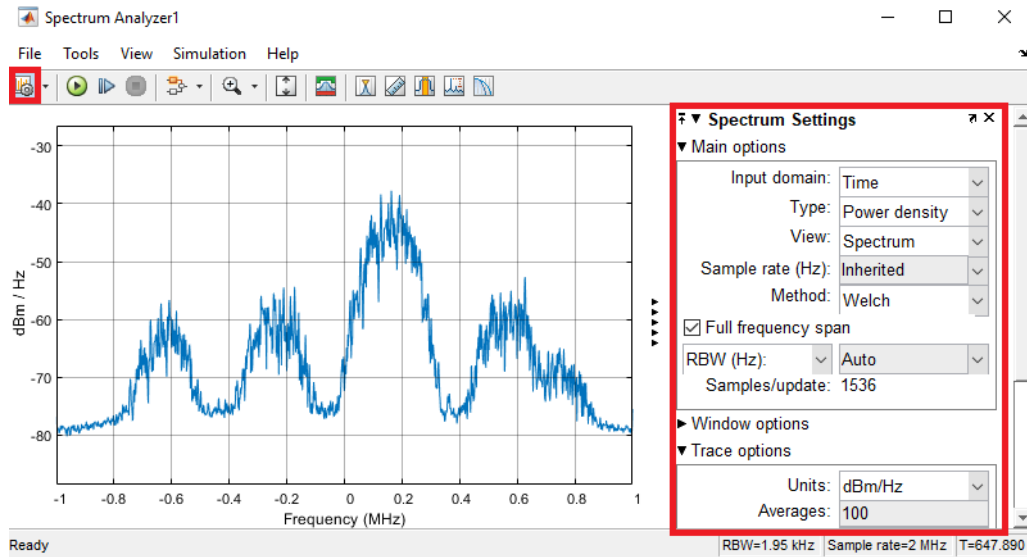


Рис. 2.13. Параметры анализатора спектра в блоке Spectrum Analyzer1

11. Установить параметры блока Spectrum Analyzer2 согласно рис. 2.14.

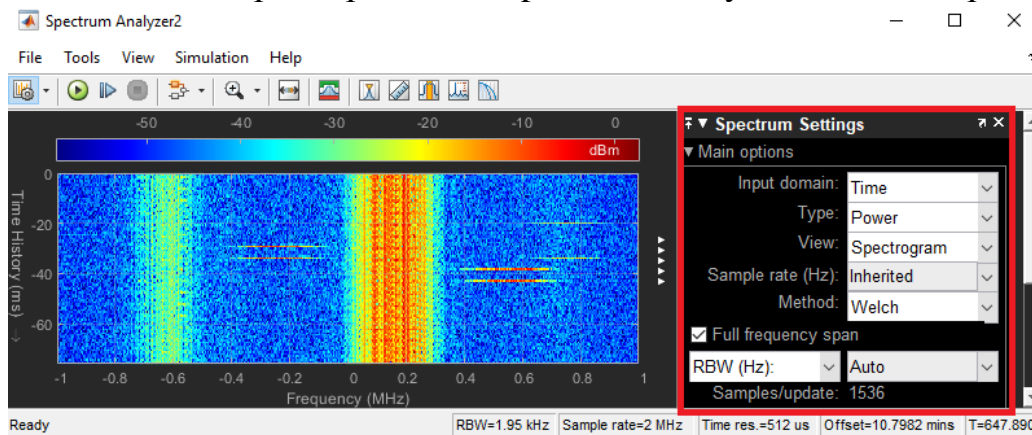


Рис. 2.14. Параметры анализатора спектра в блоке Spectrum Analyzer2

12. Установить время моделирования  $inf$  и запустить модель на выполнение (рис. 2.11). Выполнить оценку параметров числа потерянных выборок Lost samples и задержки передачи данных Latency (рис. 2.15).
13. Проанализировать спектр и спектрограмму (рис. 2.14 – 2.15) принимаемых сигналов радиостанций FM в диапазоне 88 – 108 МГц изменяя центральную частоту в блоке Slider Gain1.
14. Установить диапазон регулировки пределов и центральной частоты для приема сигналов радиостанций GSM в диапазоне 935 – 960 МГц в блоке Slider Gain1, запустить модель на выполнение и проанализировать спектр и спектрограмму сигналов GSM в диапазоне 935 – 960 МГц (Downlink) изменяя центральную частоту в блоке Slider Gain1.
15. Сформулировать назначение блока Spectrum Analyzer2, работающего в режиме спектрограммы и пояснить отличие спектров сигналов GSM в режиме непрерывной и пакетной передачи.

## 2.3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ.

### КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ УСТРОЙСТВА RTL-SDR

**Цель занятия:** а) построить модель передатчика USRP для калибровки частоты устройства RTL-SDR; б) изучить скрипт приемника для калибровки частоты устройства RTL-SDR; в) построить модель приемника для калибровки частоты устройства RTL-SDR; г) провести калибровку частоты приемника устройства RTL-SDR.

#### 2.3.1. ПЕРЕДАТЧИК USRP ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ RTL-SDR

Калибровка частоты радиоприемных устройств RTL-SDR требует наличия в радиоэфире некоторого синусоидального сигнала с известной частотой. Для формирования и излучения такого сигнала будем использовать плату приемопередатчика USRP B210. Далее представлен порядок построения модели приемопередатчика USRP B210 для передачи синусоидального сигнала с известной частотой.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать новую модель в Simulink и добавить в неё блок SDRu Transmitter из библиотеки Communications Toolbox Support Package for USRP(R) Radio (рис. 2.15).

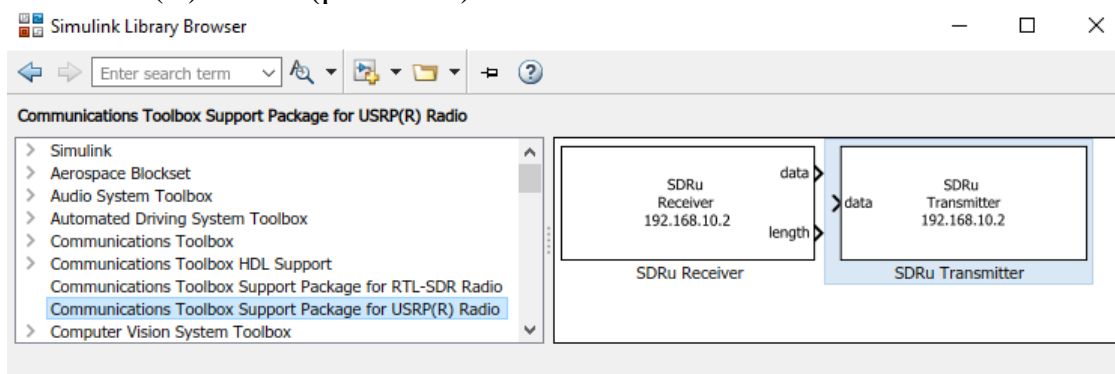


Рис. 2.15. Блок SDRu Transmitter в библиотеке Communications Toolbox Support Package for USRP(R) Radio

2. Добавить в модель блок Sine Wave из библиотеки DSP System Toolbox / Sources (рис. 2.16).

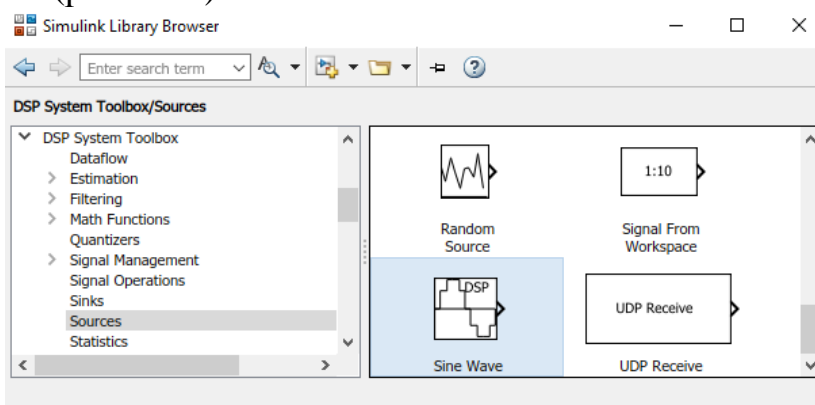


Рис. 2.16. Блок Sine Wave в библиотеке DSP System Toolbox / Sources

3. Добавить в модель блок Add из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 2.17) и настроить его для вычитания (рис. 2.18).

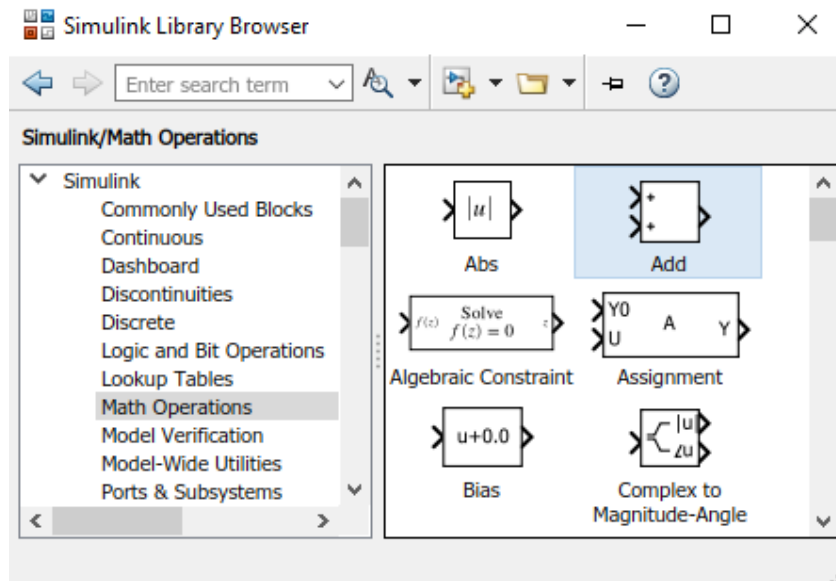


Рис. 2.17. Блок Add в библиотеке Simulink/Math Operations

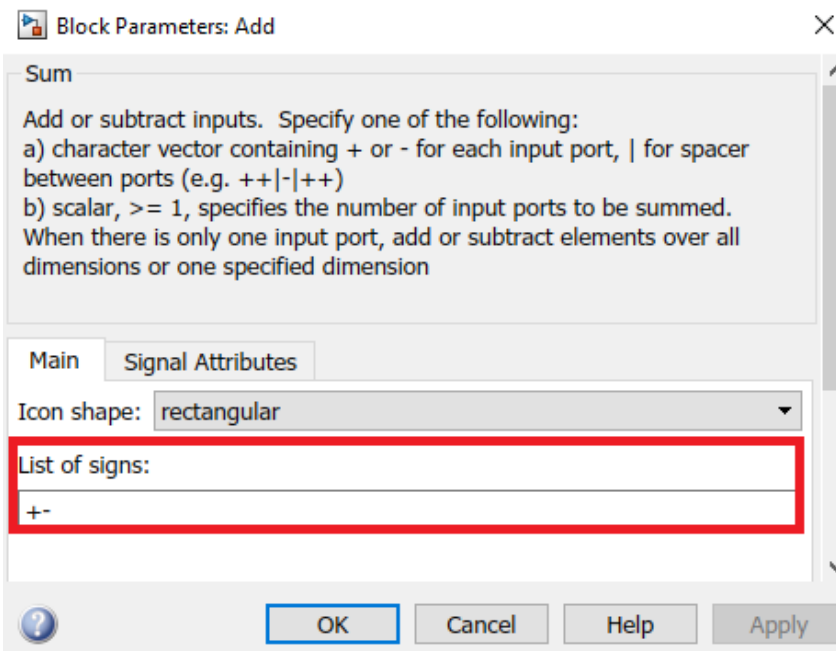


Рис. 2.18. Настройка блока Add для вычитания

4. Добавить в модель три блока Constant из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks.
5. Соединить блоки модели согласно рис. 2.19 и установить соответствующие параметры; получим модель передатчика синусоидального сигнала с известной частотой для калибровки приемника RTL-SDR.
6. Установить константы модели передатчика синусоидального сигнала USRP в Simulink: а) несущая частота 1200 МГц; б) сдвиг частоты 20 кГц; в) усиление 80 дБ.



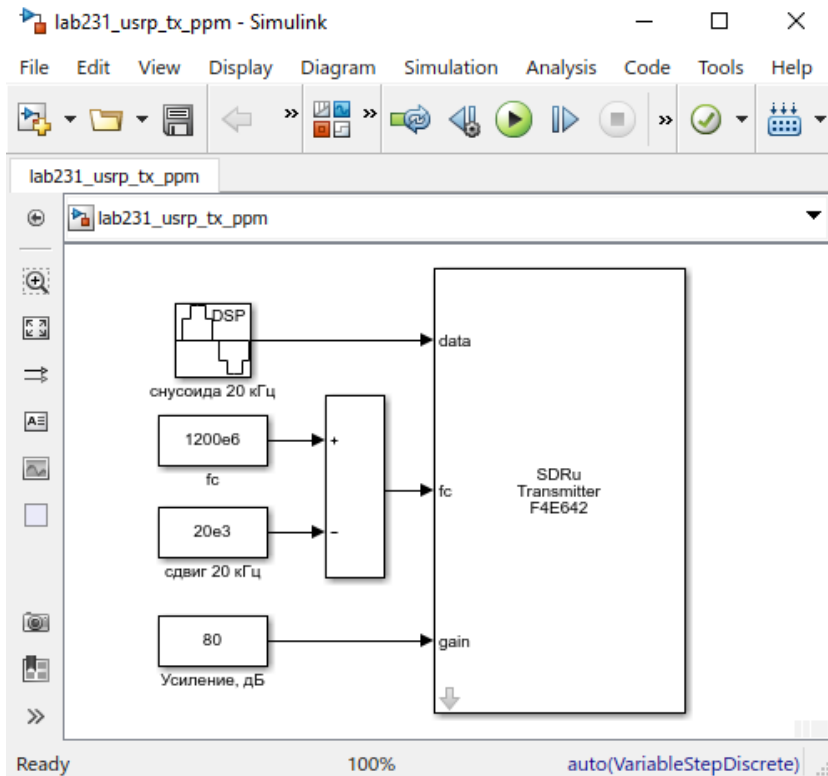


Рис. 2.19. Модель передатчика USRP в Simulink для калибровки частоты RTL-SDR

7. Установить параметры блока Sine Wave согласно рис. 2.20.

Рис. 2.20. Параметры блока Sine Wave модели передатчика USRP

8. Установить параметры блока SDRu Transmitter согласно рис. 2.21.

Block Parameters: SDRu Transmitter

SDRu Transmitter (mask) (link)  
Send data to the Universal Software Radio Peripheral (USRP).

Radio Connection

Platform: B210

Serial number: F4E642 Refresh Device List

Info

Radio Properties

Channel mapping: 1

Source of center frequency: Input port

Source of LO offset: Dialog

LO offset (Hz): 0

Source of gain: Input port

PPS source: Internal

Clock source: Internal

Master clock rate (Hz): 6e6

Source of interpolation factor: Dialog

Interpolation factor: 30

Data

Transport data type: int16

Enable underrun output port

Enable burst mode

OK Cancel Help Apply

Рис. 2.21. Параметры блока SDRu Transmitter модели передатчика USRP

Следует обратить внимание на то, что частота дискретизации синусоиды, равная 200 кГц (рис. 2.20), соответствует параметру  $MasterClockRate = 6$  МГц, разделенному на коэффициент интерполяции  $Interpolation = 30$  в блоке параметров SDRu Transmitter модели передатчика USRP (рис. 2.21).

Поясним это соответствие. Блок синусоиды формирует синусоиду с несущей частотой 20 кГц, отсчеты которой следуют с частотой дискретизации 200 кГц. При поступлении в блок SDRu Transmitter перед излучением синусоиды в эфир на центральной несущей радиочастоте осуществляется повышение частоты дискретизации до значения  $MasterClockRate$  посредством выбора коэффициента интерполяции  $Interpolation$ .

### 2.3.2. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ RTL-SDR В MATLAB

Калибровка частоты устройства RTL-SDR осуществляется путем измерения и коррекции сдвига частот передачи / приема в приемнике RTL-SDR. Для измерения сдвига частот следует одновременно запустить модель передатчика на ПК с подключенным устройством USRP B210 и скрипт приемника на ПК с подключенным устройством RTL-SDR. Параметр центральной частоты `CenterFrequency` системного объекта `comm.SDRRTLReceiver` при этом должен быть равен центральной частоте модели передатчика USRP. Скрипт для калибровки частоты радиоприемника устройства RTL-SDR с помощью системного объекта `comm.SDRRTLReceiver` (скрипт 2.6) работает совместно с функцией грубой оценки частотного сдвига (скрипт 2.7). Радиоприемник RTL-SDR принимает сигнал синусоиды, вычисляет сдвиг частот передачи-приема и отображает его в `command window` (рис. 2.22).

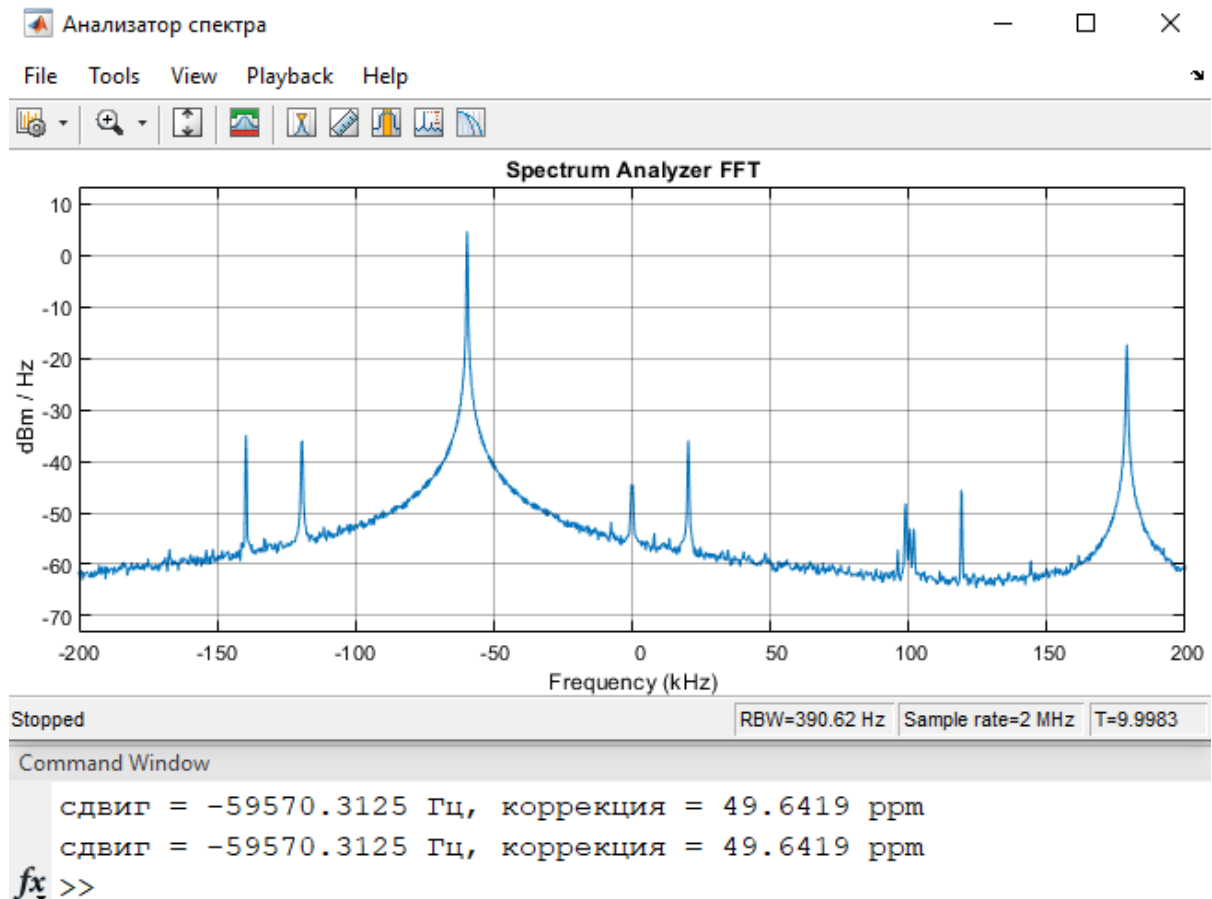


Рис. 2.22. Спектр принятой синусоиды до калибровки

#### Скрипт 2.6. Скрипт приемника для калибровки частоты RTL-SDR

```
clear all; clc;
% Инициализация параметров устройства в структуре rtl_sdr
rtl_sdr.tunerfreq = 1200.0e6; % ожидаемая fc, Гц
rtl_sdr.fs = 2e6; % частота дискретизации, Гц
rtl_sdr.frmlen = 4096; % размер кадра, выборки
rtl_sdr.ppm = 0; % коррекция сдвига частоты, ppm
sim_time = 10; % время моделирования, с
```

```

% инициализация системного объекта comm.SDRRTLReceiver
obj_rtlsdr = comm.SDRRTLReceiver(...
    'CenterFrequency',    rtlsdr.tunerfreq,...
    'EnableTunerAGC',    true, ...
    'SampleRate',        rtlsdr.fs, ...
    'SamplesPerFrame',   rtlsdr.frmlen,...
    'OutputDataType',    'double',...
    'FrequencyCorrection', rtlsdr.ppm );
% Инициализация системного объекта анализатора спектра
obj_specfft = dsp.SpectrumAnalyzer(...
    'Name',                'Анализатор спектра',...
    'Title',               'Spectrum Analyzer FFT',...
    'SpectrumType',        'Power density',...
    'FrequencySpan',       'Full',...
    'SampleRate',          rtlsdr.fs,...
    'SpectralAverages',    50, ...
    'FrequencySpan',       'Start and stop frequencies', ...
    'StartFrequency',      -200e3, ...
    'StopFrequency',       200e3);
% вычисление длительности кадра
rtlsdr.frmtime = rtlsdr.frmlen/rtlsdr.fs;
run_time = 0; % инициализация времени моделирования
while run_time < sim_time
    % прием кадров от устройства RTL-SDR
    rxsig = obj_rtlsdr();
    % исключение постоянной составляющей
    rxsig = rxsig - mean(rxsig);
    % отображение спектра принимаемого сигнала
    obj_specfft(rxsig);
    % вычисление частотного сдвига в Гц и ppm
    offset_f = freqoffset(rxsig); % Гц
    offset_ppm = (-offset_f/rtlsdr.tunerfreq)*1e6; % ppm
    disp(['сдвиг = ', num2str(offset_f), ' Гц', ...
        ', коррекция = ', num2str(offset_ppm), ' ppm']);
    % инкремент времени моделирования длительностью кадра
    run_time = run_time + rtlsdr.frmtime;
end
% освобождение системных объектов
release(obj_rtlsdr); release(obj_specfft);

```

### **Скрипт 2.7. Функция грубой оценки частотного сдвига**

```

function freq_offset = freqoffset(rxsig)
% rxsig - входной сигнал
% freq_offset - сдвиг частот, Гц
nfft = 8192; % размерность БПФ
fs = 2e6; % частота дискретизации входного сигнала, Гц
delta_f = fs/nfft; % БПФ разрешение по частоте // fft bin
% Вычисление БПФ сигнала rxsig: [+ve freqs , -ve freqs]
fft_sig = fft(rxsig,nfft);
% Преобразование сигнала fft_sig: [-ve freqs , +ve freqs]
fft_sig = fftshift(fft_sig);
% Нахождение индекса максимальной выборки fft_sig
[~, max_idx] = max(fft_sig);
% Оценка индекса сдвига частот по индексу max_idx:

```

```

% преобразование max_idx для симметрии относительно 0
offset_idx = max_idx-1-nfft/2;
% Отображение индекса сдвига частот в значение сдвига частот
freq_offset = offset_idx*delta_f;
end

```

Для калибровки частоты устройства RTL-SDR следует инициализировать его параметр `FrequencyCorrection` вычисленным значением сдвига частот в ppm с учетом знака. После этого максимум спектра принимаемого сигнала должен отображаться на отметке 0 Гц (рис. 2.23).

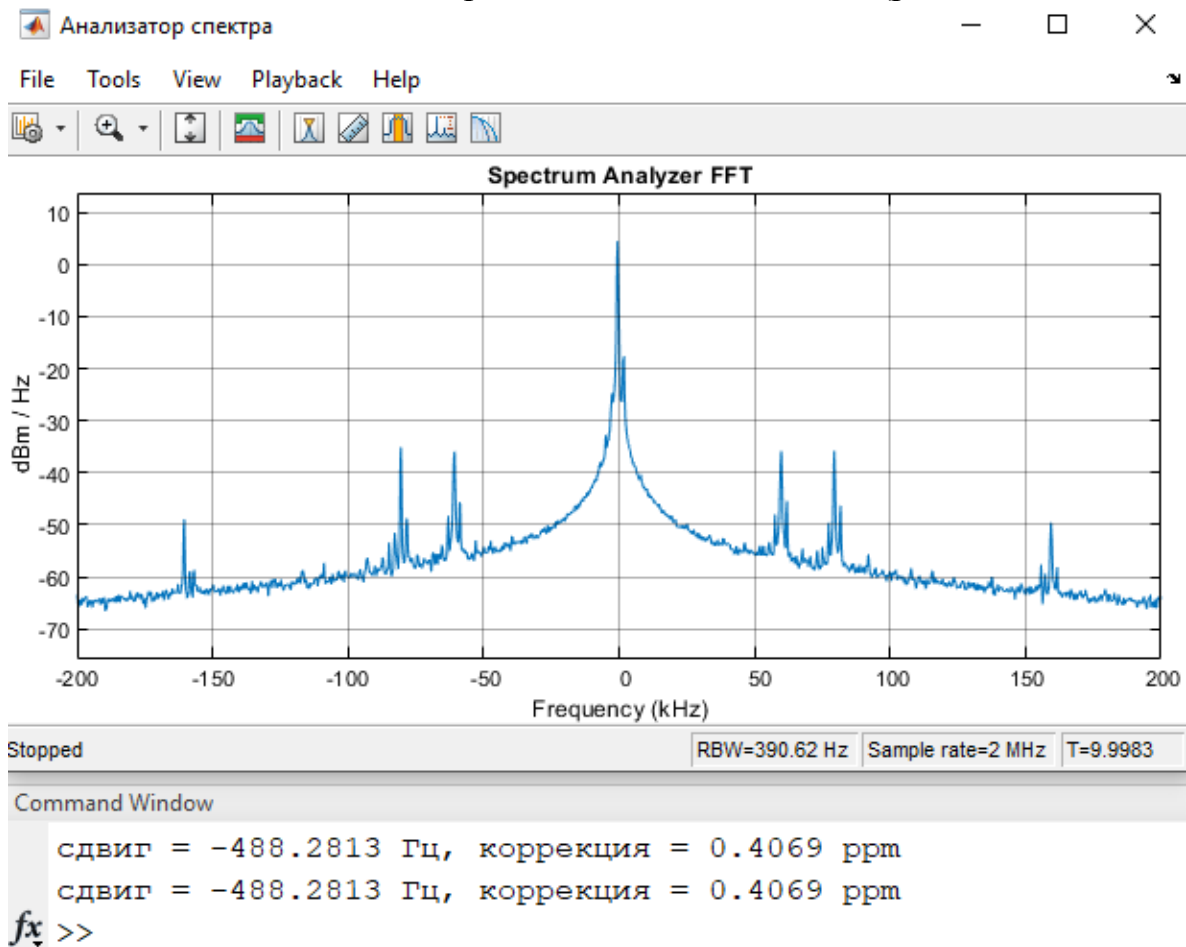


Рис. 2.23. Спектр принятой синусоиды после калибровки

Измеренная величина частотного сдвига отображается в Гц  $f_{\text{offset}}$  (Frequency offset) и ppm  $e_{\text{ppm}}$  (FrequencyCorrection value). Сдвиг частот в ppm определяется выражением

$$e_{\text{ppm}} = \frac{f_{\text{offset}}}{f_c \cdot (-1^{-6})}, \quad (1.1)$$

где  $f_c$  – центральная частота в Гц. Так, например, для компенсации сдвига частот  $f_{\text{offset}}=-59570$  Гц на несущей частоте  $f_c=1200$  МГц параметр `FrequencyCorrection` следует инициализировать значением 50 ppm.

### 2.3.3. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ RTL-SDR В SIMULINK

Для калибровки частоты устройства RTL-SDR далее представлен порядок построения соответствующей модели приемника.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать новую модель в Simulink и добавить в неё блок RTL-SDR Receiver из библиотеки Communications System Toolbox Support Package for RTL-SDR Radio.
2. Добавить в модель два блока Constant из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks.
3. Добавить в модель блок Spectrum Analyzer из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks.
4. Добавить в модель блок FIR Decimation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters (рис. 2.24).

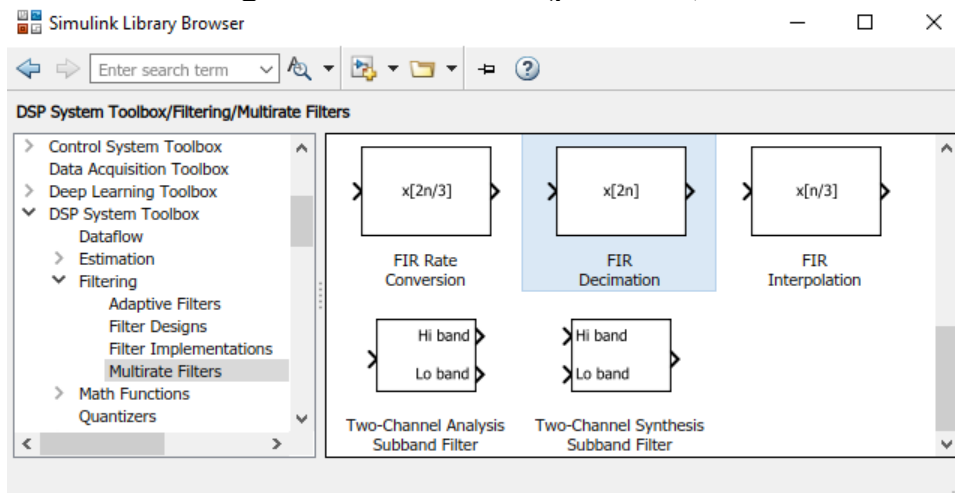


Рис. 2.24. Блок FIR Decimation в библиотеке DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters

5. Добавить в модель блок Mean из библиотеки DSP System Toolbox / Statistics (рис. 2.25).

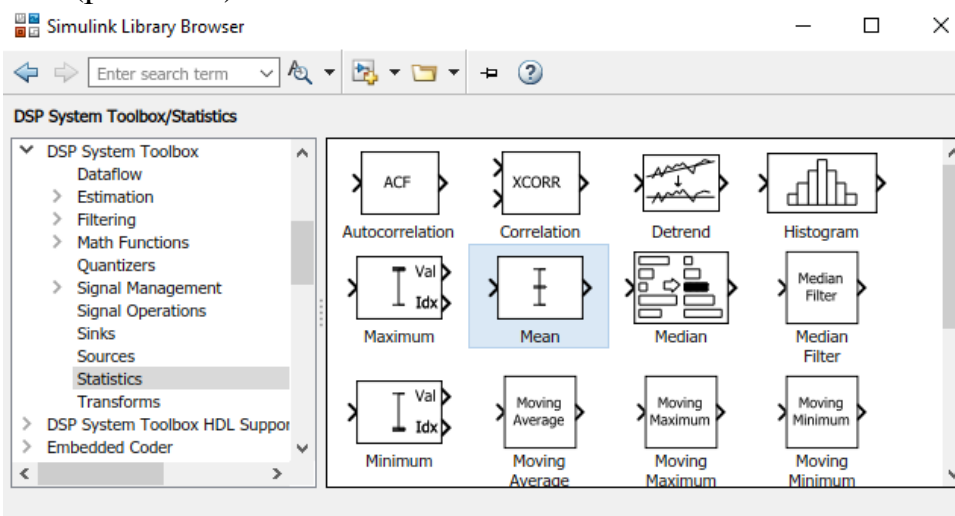


Рис. 2.25. Блок Mean в библиотеке DSP System Toolbox / Statistics

6. Добавить в модель блок Subtract из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 2.26).

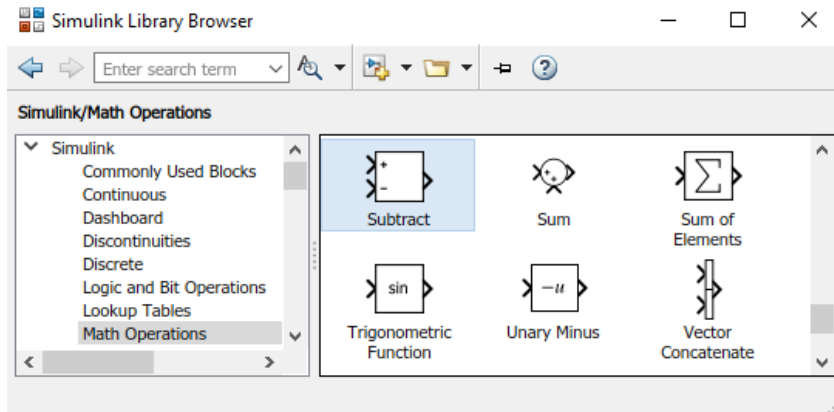


Рис. 2.26. Блок Subtract в библиотеке Simulink / Math Operations

7. Добавить в модель блок MATLAB Function из библиотеки Simulink / User-Defined Functions (рис. 2.27).

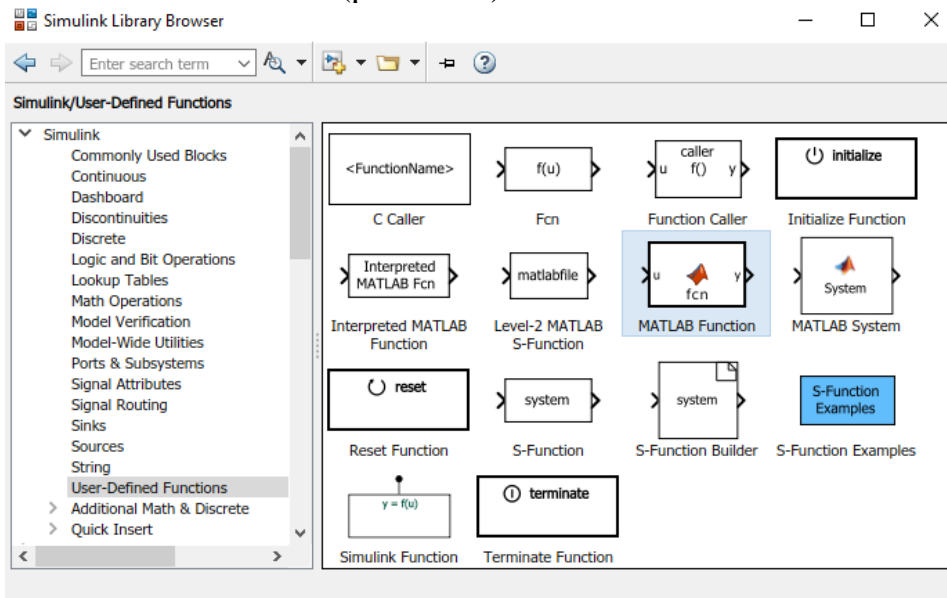


Рис. 2.27. Блок MATLAB Function в библиотеке Simulink / User-Defined Functions

8. Добавить в модель блок Gain из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 2.28).

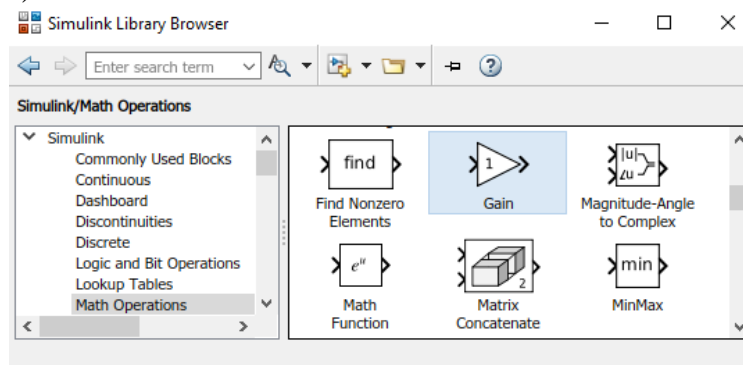


Рис. 2.28. Блок Gain в библиотеке Simulink / Math Operations

9. Добавить в модель блок Divide из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 2.29).

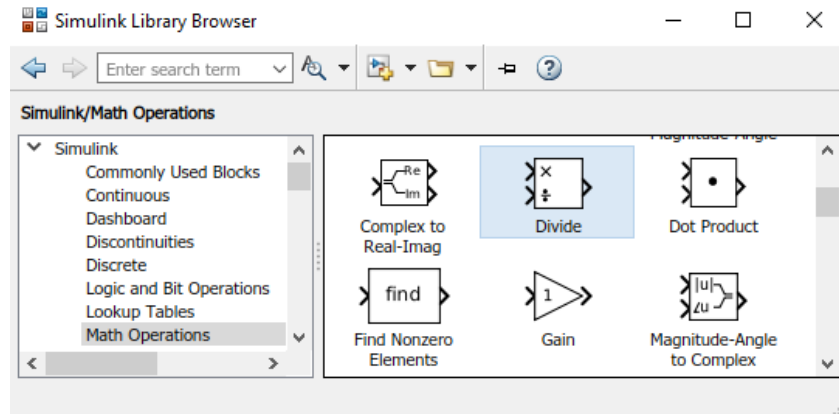


Рис. 2.29. Блок Divide в библиотеке Simulink / Math Operations

10. Добавить в модель блок Rounding function из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 2.30).

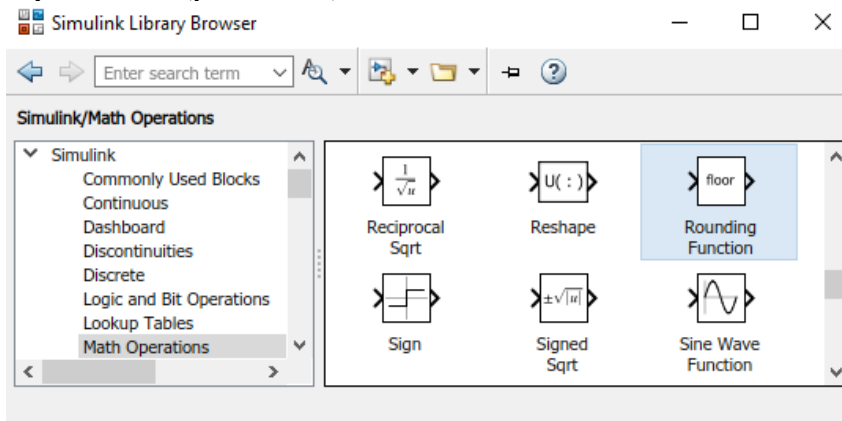


Рис. 2.30. Блок Rounding function в библиотеке Simulink / Math Operations

11. Добавить в модель два блока Display из библиотеки Simulink / Sinks (рис. 2.31).

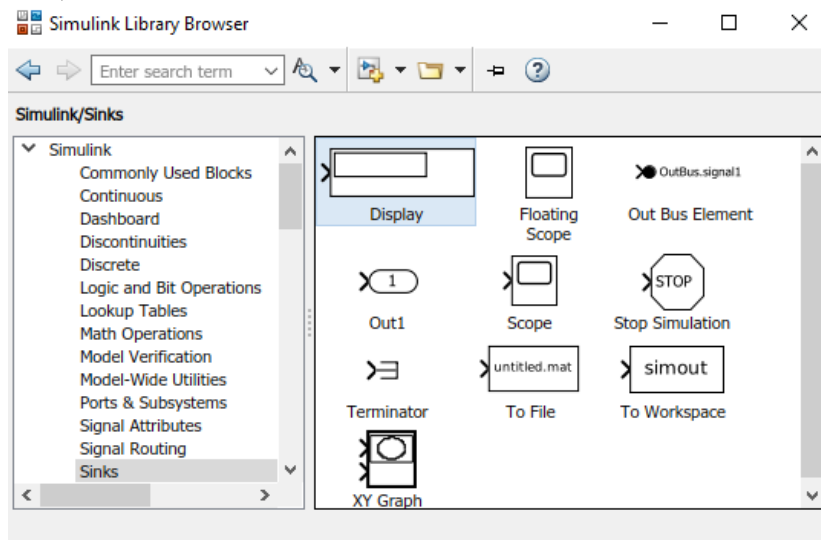


Рис. 2.31. Блок Display в библиотеке Simulink / Sinks



## 12. Соединить блоки в модели приемника RTL-SDR согласно рис. 2.32.

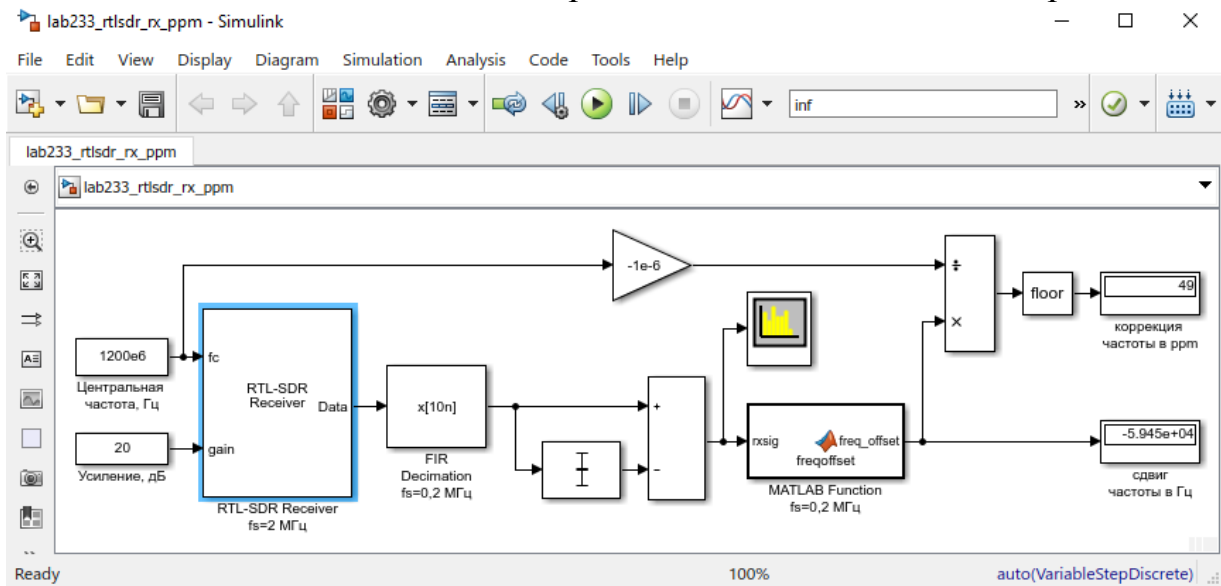


Рис. 2.32. Показания модели приемника RTL-SDR до калибровки

13. Установить параметры центральной частоты и усиления в блоках Constant модели приемника RTL-SDR.
14. Установить значение коэффициента ( $-1e-6$ ) в блоке Gain.
15. Установить параметры блока RTL-SDR Receiver согласно рис. 2.33.

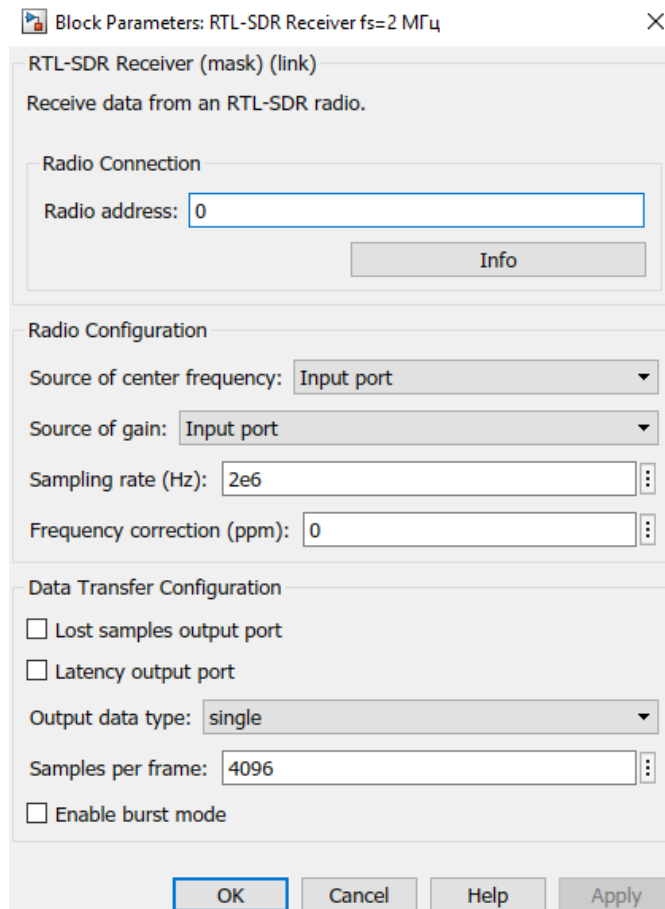


Рис. 2.33. Параметры блока RTL-SDR Receiver

## 16. Установить параметры блока Divide (рис. 2.34).

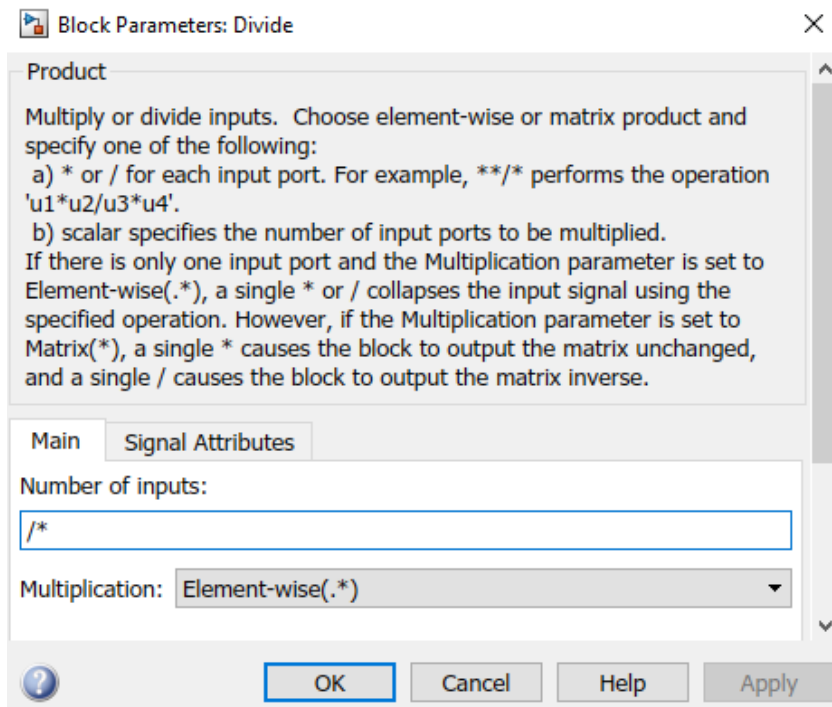


Рис. 2.34. Параметры блока Divide

## 17. Установить параметры блока FIR Decimation (рис. 2.35).

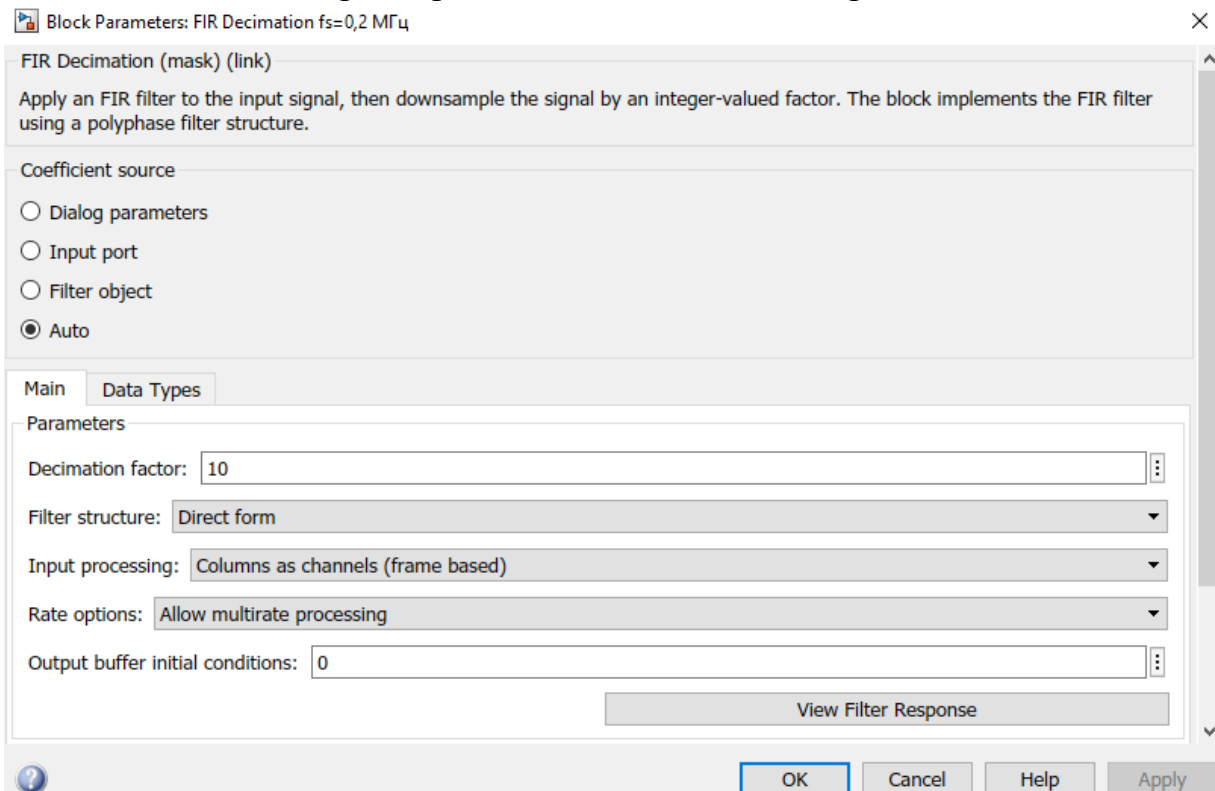


Рис. 2.35. Параметры блока FIR Decimation

## 18. Инициализировать блок MATLAB Function функцией оценки сдвига частот (скрипт 2.7).

19. Проследить изменение частоты дискретизации от блока RTL-SDR Receiver до функции оценки сдвига частот в блоке MATLAB Function: установленный коэффициент децимации 10 в блоке FIR Decimation приводит к понижению частоты дискретизации с 2 МГц до 200 кГц.
20. Выполнить калибровку частоты RTL-SDR: для этого следует инициализировать параметр FrequencyCorrection блока RTL-SDR Receiver значением вычисленного сдвига частот в ppm (рис. 2.36).

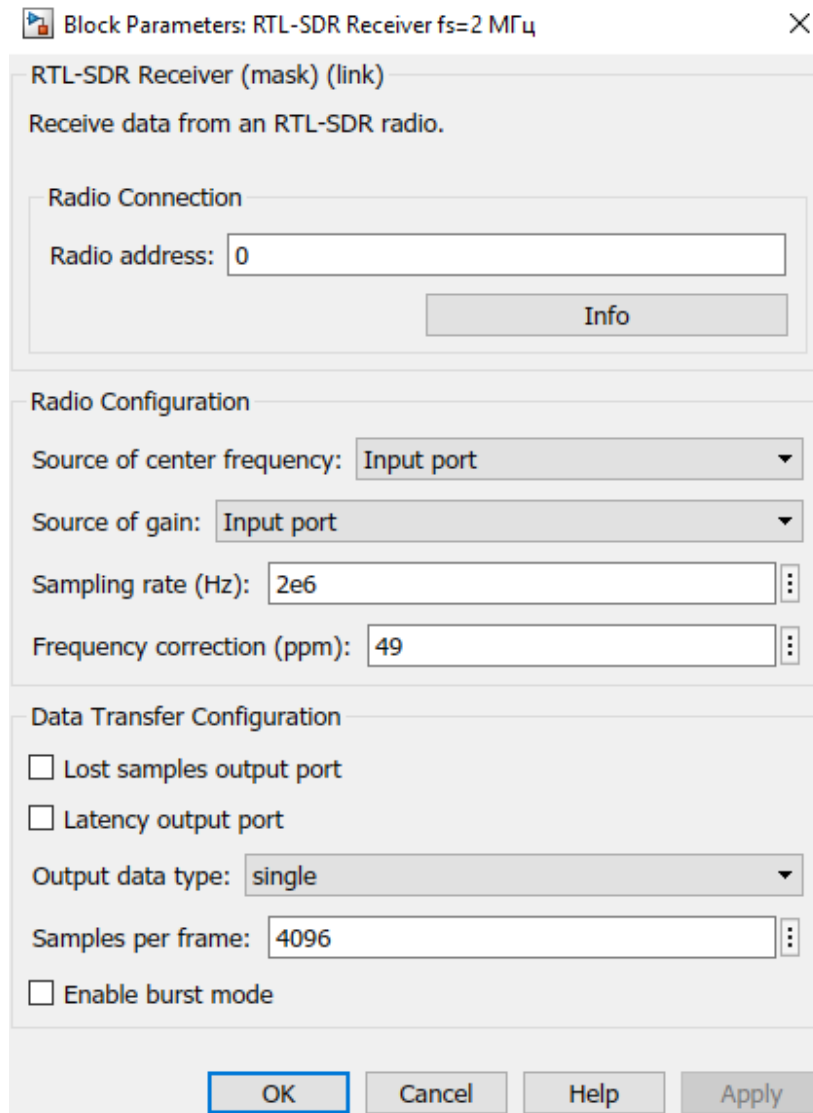


Рис. 2.36. Калибровка частоты устройства RTL-SDR

21. Убедиться в результатах калибровки по показаниям счетчиков сдвига в Гц и ppm, а также по анализатору спектра: после корректной калибровки максимум спектра принимаемого сигнала должен отображаться на отметке 0 Гц, а значение сдвига частоты в ppm должно равняться 0.
22. Повторить калибровку на другой несущей частоте и сделать выводы об абсолютном (в Гц) и относительном (в ppm) частотном сдвиге.

## 3. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА USRP В MATLAB/SIMULINK

### 3.1. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ИНТЕРФЕЙС УСТРОЙСТВА USRP В MATLAB/SIMULINK

**Цель занятия:** изучить интерфейс устройства USRP в Matlab.

Обнаружение устройства USRP в СПО Matlab возможно при подключенном к USB порту устройстве USRP после корректной установки соответствующего драйвера и выполняется командой `findsdru` в рабочей области Matlab. Пример обнаружения USRP B210 представлен в скрипте 3.1. Более подробная информация о подключенном устройстве USRP возвращается командой `probesdru`.

**Скрипт 3.1. Обнаружение устройства USRP B210 в СПО Matlab**

```
>> findsdru
Checking radio connections...
ans =
    struct with fields:

    Platform: 'B210'
    IPAddress: ''
    SerialNum: 'F4E642'
    Status: 'Success'
```

Интерфейсом устройства USRP в СПО Matlab являются: системный объект приемника `comm.SDRuReceiver` и системный объект передатчика `comm.SDRuTransmitter`.

#### 3.1.1. ПАРАМЕТРЫ ОБЪЕКТА `comm.SDRuReceiver` / `comm.SDRuTransmitter`

Системный объект приемника `comm.SDRuReceiver` получает данные с устройства USRP с помощью драйвера UHD (Universal Hardware Driver) и передает их в Matlab в виде вектора-столбца или матрицы и функционирует как источник данных в Matlab (`source`). Для создания экземпляра `rx` системного объекта приемника `comm.SDRuReceiver` в рабочей области Matlab следует выполнить команду `rx = comm.SDRuReceiver`, указав тип и серийный номер обнаруженного устройства (скрипт 3.2).

Системный объект передатчика `comm.SDRuTransmitter` передает данные на устройство USRP с помощью драйвера UHD из Matlab в виде вектора-столбца или матрицы и функционирует как получатель данных из Matlab (`sink`). Для создания экземпляра `tx` системного объекта передатчика `comm.SDRuTransmitter` в рабочей области Matlab следует выполнить команду `tx = comm.SDRuTransmitter`, указав тип и серийный номер обнаруженного устройства (скрипт 3.3).

### Скрипт 3.2. Инициализация приемника `comm.SDRuReceiver` USRP B210

```
>> rx = comm.SDRuReceiver('Platform','B210','SerialNum','F4E642')
rx =
  comm.SDRuReceiver with properties:

        Platform: 'B210'
      SerialNum: 'F4E642'
    ChannelMapping: 1
  CenterFrequency: 2.4500e+09
LocalOscillatorOffset: 0
          Gain: 8
      PPSSource: 'Internal'
      ClockSource: 'Internal'
  MasterClockRate: 32000000
DecimationFactor: 512
TransportDataType: 'int16'
  OutputDataType: 'Same as transport data type'
  SamplesPerFrame: 362
  EnableBurstMode: false
```

### Скрипт 3.3. Инициализация передатчика `comm.SDRuReceiver` USRP B210

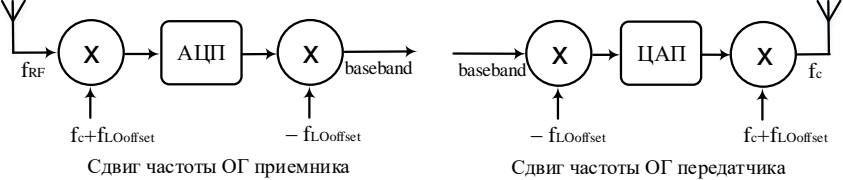
```
>> tx = comm.SDRuTransmitter('Platform','B210','SerialNum','F4E642')
tx =
  comm.SDRuTransmitter with properties:

        Platform: 'B210'
      SerialNum: 'F4E642'
    ChannelMapping: 1
  CenterFrequency: 2.4500e+09
LocalOscillatorOffset: 0
          Gain: 8
      PPSSource: 'Internal'
      ClockSource: 'Internal'
  MasterClockRate: 32000000
InterpolationFactor: 512
TransportDataType: 'int16'
  EnableBurstMode: false
```

Результатом инициализации экземпляра передатчика / приемника являются параметры системного объекта по умолчанию (табл. 3.1).

Таблица 3.1. Параметры объекта `comm.SDRuReceiver` / `comm.SDRuTransmitter`

Параметр	Содержание параметра
Platform	Тип устройства. Устройства N200, N210, X300, X310 имеют параметр IPAddress. Устройства B200, B210 имеют параметр SerialNum.
IPAddress	IP адрес устройства. По умолчанию параметр равен 192.168.10.2. При указании нескольких IP-адресов, их следует разделить запятой или пробелом, например, '192.168.10.2, 192.168.10.5' указывает IP-адреса двух устройств. Параметр IPAddress используется для устройств N200, N210, X300, X310.
SerialNum	Серийный номер устройства. Параметр SerialNum используется для устройств B200, B210. Для определения серийного номера подключенного устройства следует выполнить команду <code>findsdru</code> .

Параметр	Содержание параметра
Channel-Mapping	<p>Схема каналов (многоканального) устройства. По умолчанию параметр ChannelMapping равен 1. Для устройств N200, N210 параметр представляет вектор-строку размером <math>1 \cdot N</math>, где <math>N</math> – число IP адресов в поле IPAddress. Для одноканального устройства V200 параметр равен 1. Для двухканального устройства V200 параметр равен 1, 2, или [1 2]. Для двухканальных устройств X300, X310 параметр равен 1, 2, или [1 2], если в поле IPAddress указан один IP адрес; если в поле IPAddress указано <math>N</math> IP адресов, тогда параметр представляет вектор-строку размером <math>1 \cdot 2N</math>. При указании нескольких IP-адресов в поле IPAddress, каналы в поле ChannelMapping нумеруются в порядке следования IP-адресов. Например, при использовании устройства X300 и значении '192.168.20.2, 192.168.10.3' в поле IPAddress схема каналов должна быть представлена значением [1 2 3 4] в поле ChannelMapping, при этом каналы 1 и 2 относятся к устройству с адресом 192.168.20.2, а каналы 3 и 4 - к устройству с адресом 192.168.10.3.</p>
Center-Frequency	<p>Центральная частота устройства <math>f_c</math> в Гц; по умолчанию 2,45e9 Гц. Представляется скаляром или вектор-строкой. Диапазон значений <math>f_c</math> зависит от типа устройства USRP. При использовании метода step для изменения центральной частоты <math>f_c</math> следует соблюдать следующие правила: для одноканального устройства (SISO) <math>f_c</math> представляется скаляром; для многоканального устройства (MIMO) <math>f_c</math> каналов, работающих на одной несущей, представляется скаляром; а для каналов, работающих на разных несущих, <math>f_c</math> представляется вектором строкой, например, [70e6 100e6], где элемент вектора строки CenterFrequency соответствует схеме каналов в поле ChannelMapping. Для V210 в режиме MIMO <math>f_c</math> представляется скаляром. Сдвиг частоты опорного генератора (ОГ) <math>f_{LOffset}</math> в Гц; по умолчанию равен 0 Гц. Диапазон возможных значений <math>f_{LOffset}</math> зависит от типа устройства USRP. <math>f_{LOffset}</math> не влияет на радиочастоту (РЧ) принимаемого сигнала <math>f_{RF}</math>, однако он влияет на промежуточную частоту (ПЧ) устройства USRP (см. рис. ниже).</p>
Local-Oscillator-Offset	
Gain	<p><math>f_c</math> - центральная частота устройства; в идеале <math>f_{RF} - f_c = 0</math>. Параметр <math>f_{LOffset}</math> вводится для повышения избирательности. При использовании метода step для изменения <math>f_{LOffset}</math> следует соблюдать следующие правила: для одноканального устройства (SISO) <math>f_{LOffset}</math> представляется скаляром; для многоканального устройства (MIMO) <math>f_{LOffset}</math> должен быть равен нулю (ограничение UHD). Коэффициент усиления (КУ) устройства USRP в дБ; по умолчанию равен 8 дБ. Диапазон значений определяется типом устройства USRP. При использовании метода step для изменения КУ следует соблюдать следующие правила: для одноканального устройства (SISO) КУ представляется скаляром; для многоканального устройства (MIMO) КУ каналов, работающих с одинаковым усилением, представляется скаляром; для многоканального устройства (MIMO) КУ каналов, работающих с разным усилением, представляется вектором строкой, например [32 30], где элемент вектора строки Gain соответствует схеме каналов в поле ChannelMapping.</p>
Clock-Source	<p>Источник синхроимпульсов; по умолчанию используется внутренний источник синхроимпульсов 'Internal'. В режиме 'External' используется внешний</p>

Параметр	Содержание параметра
	источник синхроимпульсов с тактовой частотой 10 МГц. На устройствах серии В порт внешнего источника синхроимпульсов помечен как '10 MHz', а на устройствах серии N и X порт внешнего источника синхроимпульсов помечен как REF IN.
Decimation-Factor	Коэффициент децимации (КД) системного объекта приемника <code>comm.SDRuReceiver</code> ; по умолчанию равен 512. Диапазон КД зависит от типа устройства и может принимать следующие значения: а) целые значения от 1 до 3 (только для устройств серий В и X); б) целые значения от 4 до 128; в) четные значения от 128 до 256; г) значения, кратные 4, от 256 до 512; д) значения, кратные 8, от 512 до 1024 (только для устройств серии X). КД используется при понижающем преобразовании частоты с ПЧ до 0Ч.
InterpolationFactor	Коэффициент интерполяции (КИ) системного объекта передатчика <code>comm.SDRuTransmitter</code> ; по умолчанию равен 512. Диапазон КИ зависит от типа устройства и может принимать следующие значения: а) целые значения от 1 до 3 (только для устройств серий В и X); б) целые значения от 4 до 128; в) четные значения от 128 до 256; г) значения, кратные 4, от 256 до 512. КИ используется при повышающем преобразовании частоты с 0Ч до ПЧ.
TransportDataType	Тип транспортных данных; по умолчанию 'int16'. Может быть 'int8' и 'int16'. Шаг квантования для 'int8' в 256 раз больше, чем для 'int16', поэтому достигается примерно вдвое большая скорость обработки. Используемый по умолчанию тип 'int16' означает, что синфазная и квадратурная компоненты обрабатываемого сигнала представляются 16 битами, а комплексная выборка сигнала представляется 32 битами.
OutputDataType	Тип данных выходного сигнала системного объекта приемника <code>comm.SDRuReceiver</code> ; по умолчанию 'Same as transport data type', что означает использование того же типа данных, что и для <code>TransportDataType</code> ('int8' или 'int16'): а) для типа транспортных данных 'int8' синфазная и квадратурная компоненты выходного сигнала представляются 8 битами и принимают значения в диапазоне [-128, 127]; б) для типа транспортных данных 'int16' синфазная и квадратурная компоненты выходного сигнала представляются 16 битами и принимают значения в диапазоне [-32768, 32767]. Тип данных выходного сигнала может принимать также значения 'double' с плавающей запятой удвоенной точности в диапазоне [-1, 1] и 'single' с плавающей запятой обычной точности в диапазоне [-1, 1].
SamplesPerFrame	Число выборок на кадр выходного сигнала системного объекта приемника <code>comm.SDRuReceiver</code> ; по умолчанию равно 362. Значение параметра согласуется с размером кадра Ethernet (1500 байт) нижележащего протокола.
EnableBurstMode	Опция пакетного режима может принимать значения true или false; по умолчанию false. При инициализации значением true включается пакетный режим последовательной обработки кадров без перегрузки или недогрузки устройства USRP. В пакетном режиме можно проводить исследования, которые нельзя выполнить в реальном времени. В пакетном режиме указывается число кадров в пакете <code>NumFramesInBurst</code> .
NumFramesInBurst	Число кадров в пакете; по умолчанию равно 100. <code>NumFramesInBurst</code> активируется в пакетном режиме, т.е. при <code>EnableBurstMode = true</code> .
MasterClockRate	Тактовая частота главного задающего генератора в Гц. Это частота $f_{\text{ТАКТ}}$ , с которой работают АЦП и ЦАП. Диапазон $f_{\text{ТАКТ}}$ зависит от устройства USRP: а) для серии N $f_{\text{ТАКТ}}=1e+8$ ; б) для серии В в одноканальном режиме $f_{\text{ТАКТ}}$ лежит в пределах от 5e6 до 5e6; для В210 в двухканальном режиме $f_{\text{ТАКТ}} \leq 30,72$ МГц; по умолчанию 32 МГц; в) для серии X $f_{\text{ТАКТ}}$ может принимать значения 120e6, 184.32e6, или 200e6; по умолчанию 200e6.

Параметр	Содержание параметра
PPSSource	Источник сигнала PPS (pulses per second); по умолчанию используется внутренний источник PPS 'Internal'. В режиме 'External' используется внешний источник сигнала PPS для синхронизации нескольких каналов многоканальных устройств USRP.

Для управления системными объектами `comm.SDRuReceiver` и `comm.SDRuTransmitter` используются методы `info`, `step` и `release`.

Пример инициализации системного объекта одноканального передатчика и приемника представлен в скрипте 3.4 и 3.5 соответственно.

#### **Скрипт 3.4. Инициализация одноканального передатчика USRP B210**

```
% Инициализация одноканального передатчика на USRP B210
txradio = ...
    comm.SDRuTransmitter('Platform','B210','Serial-
Num','F4E642');
txradio.ChannelMapping = 1;           % схема каналов
txradio.CenterFrequency = 2.5e9;     % центральная частота
txradio.LocalOscillatorOffset = 0;   % сдвиг частоты ОГ
txradio.Gain = 20;                   % КУ
txradio.PPSSource = 'Internal';      % внутренний источник PPS
txradio.ClockSource = 'Internal';    % внутр. источник синхр.
txradio.MasterClockRate = 32e6;      % тактовая частота
txradio.InterpolationFactor = 512;   % коэффициент интерполяции
txradio.TransportDataType='int16';  % тип транспортных данных
txradio.EnableBurstMode = false;     % откл. пакетного режима
% освобождение системного объекта txradio
release(txradio);
```

#### **Скрипт 3.5. Инициализация одноканального приемника USRP B210**

```
% Инициализация одноканального приемника на USRP B210
rxradio = ...
    comm.SDRuReceiver('Platform','B210','SerialNum','F4E642');
rxradio.ChannelMapping = 1;           % схема каналов
rxradio.CenterFrequency = 2.5e9;     % центральная частота
rxradio.LocalOscillatorOffset = 0;   % сдвиг частоты ОГ
rxradio.Gain = 20;                   % КУ
rxradio.PPSSource = 'Internal';      % внутренний источник PPS
rxradio.ClockSource = 'Internal';    % внутр. источник синхр.
rxradio.MasterClockRate = 32e6;      % тактовая частота
rxradio.DecimationFactor = 512;     % коэффициент децимации
rxradio.TransportDataType='int16';  % тип транспортных данных
% тип вых. данных
rxradio.OutputDataType = 'Same as transport data type';
rxradio.SamplesPerFrame = 362;      % число выборок на кадр
rxradio.EnableBurstMode = false;     % откл. пакетного режима
% освобождение системного объекта rxradio
release(rxradio);
```



### 3.1.2. ПАРАМЕТРЫ БЛОКОВ SDRu Transmitter И SDRu Receiver В SIMULINK

Интерфейсом устройства USRP в СПО Simulink является блок передатчика SDRu Transmitter и блок приемника SDRu Receiver из библиотеки Communications Toolbox Support Package for USRP(R) Radio (рис. 3.1).

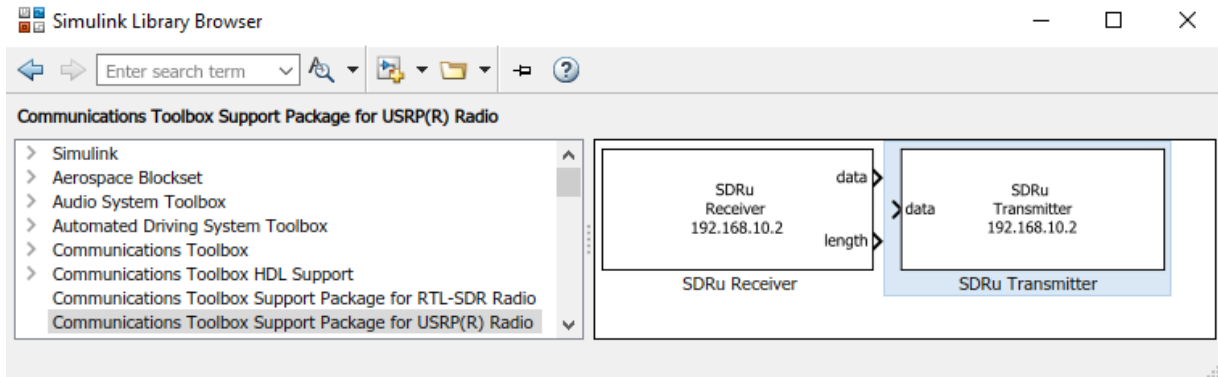


Рис. 3.1. Блоки SDRu Transmitter / SDRu Receiver в библиотеке Communications Toolbox Support Package for USRP(R) Radio

Блок SDRu Receiver получает данные с устройства USRP и передает их в Simulink; блок SDRu Transmitter передает данные на устройство USRP из Simulink. Далее проанализируем параметры блоков SDRu Transmitter и SDRu Receiver в Simulink; для быстрого доступа к блокам следует выполнить команду `sdrulib` в рабочей области Matlab.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать новую модель в Simulink и добавить в неё блок SDRu Transmitter. Открыть параметры блока SDRu Transmitter и убедиться, что тип и серийный номер устройства USRP установлены верно. Изучить параметры передатчика USRP (рис. 3.2). Для вывода данных о передатчике USRP нажать кнопку Info в окне параметров.

Параметры блока SDRu Transmitter, помимо перечисленных в табл. 3.1, включают еще индикатор `Enable underrun output port`, который служит индикатором недогрузки USRP в режиме реального времени: нулевое значение индикатора означает, что на пути от СПО Simulink до устройства USRP потерь данных нет; при единичном значении можно констатировать недогрузку устройства USRP. Для исключения недогрузки в реальном времени можно увеличить коэффициент интерполяции.

2. Создать новую модель в Simulink и добавить в неё блок SDRu Receiver. Открыть параметры блока SDRu Receiver и убедиться, что тип и серийный номер устройства USRP установлены верно. Изучить параметры приемника USRP (рис. 3.3). Для вывода данных о приемнике нажать кнопку Info в окне параметров.

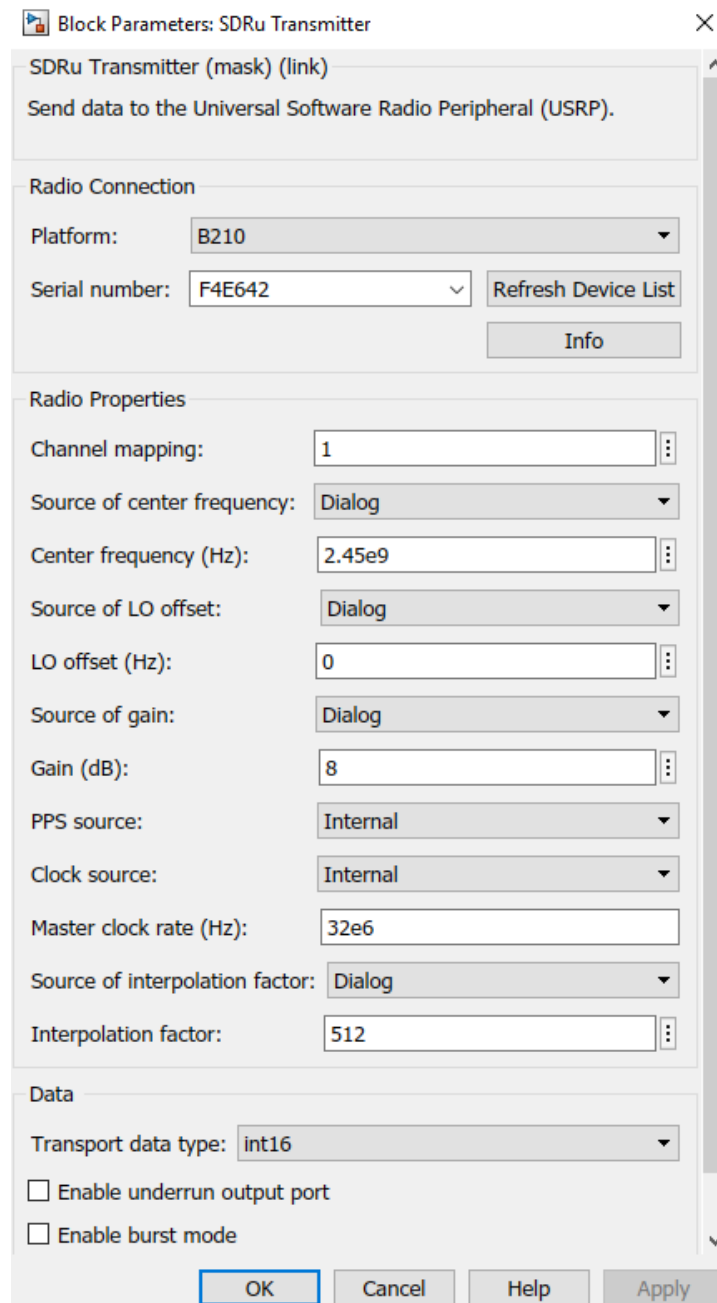


Рис. 3.2. Параметры блока SDRu Transmitter

Параметры блока SDRu Receiver, помимо перечисленных в табл. 3.1, включают еще индикатор Enable Overrun output port и параметр Sample time. Параметр Sample time устанавливает время дискретизации в Simulink. Индикатор Enable Overrun output port позволяет оценить функционирование устройства USRP на прием в режиме реального времени, когда ПК не успевает принимать данные от устройства USRP. Нулевое значение индикатора перегрузки означает, что на пути от устройства USRP что от USRP до ПК потерь данных не было; при единичном значении индикатора можно констатировать перегрузку, т.е. потерю пакетов от устройства

USRP до ПК. Для исключения перегрузки в реальном времени можно увеличить коэффициент децимации, или же уменьшить частоту дискретизации.

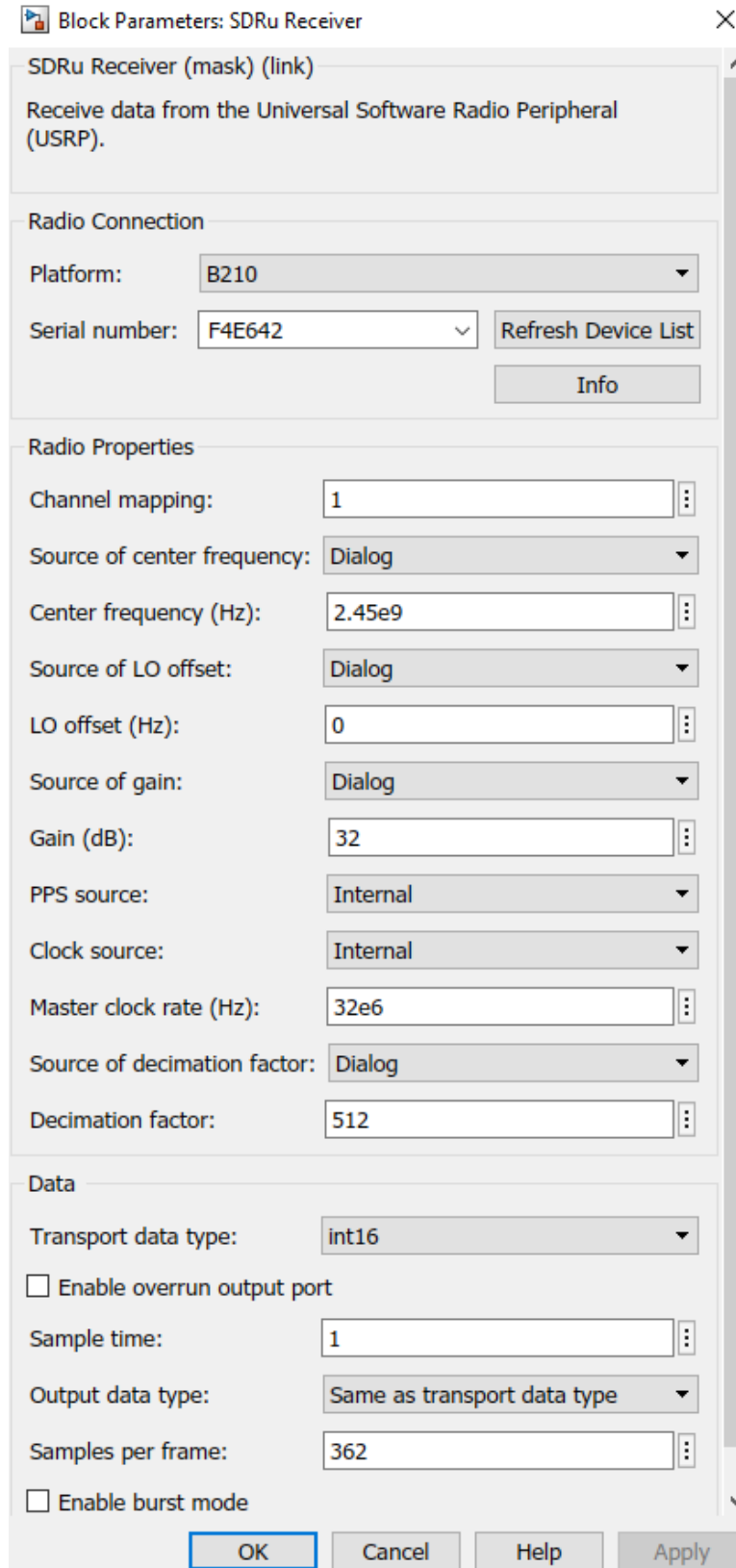


Рис. 3.3. Параметры блока SDRu Receiver

## 3.2. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ УСТРОЙСТВА USRP В MATLAB

**Цель занятия:** а) изучить скрипт передатчика для калибровки частоты устройства USRP; б) а) изучить скрипт приемника для калибровки частоты устройства USRP; в) провести калибровку приемника устройства USRP.

### 3.2.1. ПЕРЕДАТЧИК ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ USRP

Скрипт 3.6 передатчика для калибровки USRP представлен ниже.

**Скрипт 3.6. Скрипт передатчика для калибровки частоты USRP**

```
clear all; clc;
Fs = 200e3; % Частота дискретизации, выборки в с
% Инициализации параметров синусоиды
TxSine.Frequency      = 100;
TxSine.Amplitude      = 1;
TxSine.ComplexOutput  = true;
TxSine.SampleRate     = Fs;
TxSine.SamplesPerFrame = 2048;
TxSine.OutputDataType = 'double';
% Инициализация системного объекта dsp.SineWave
hSineSource = dsp.SineWave (...
    'Frequency',      TxSine.Frequency, ...
    'Amplitude',     TxSine.Amplitude, ...
    'ComplexOutput', TxSine.ComplexOutput, ...
    'SampleRate',    TxSine.SampleRate, ...
    'SamplesPerFrame', TxSine.SamplesPerFrame, ...
    'OutputDataType', TxSine.OutputDataType);
% Обнаружение подключенного устройства USRP
connectedRadios = findsdr;
% Инициализация типа устройства USRP
txradio.Platform = connectedRadios.Platform;
% Инициализация серийного номера устройства USRP
txradio.SerialNum = connectedRadios.SerialNum;
% Инициализация параметров передачи устройства USRP
txradio.MasterClockRate = 20e6; % тактовая частота, Гц
txradio.CenterFrequency = 450e6; % центральная частота
txradio.Gain             = 40;   % усиление, дБ
% Коэффициент интерполяции
txradio.InterpolationFactor = txradio.MasterClockRate/Fs;
% Инициализация системного объекта comm.SDRuTransmitter
txradio = comm.SDRuTransmitter( ...
    'Platform',      txradio.Platform, ...
    'SerialNum',     txradio.SerialNum, ...
    'MasterClockRate', txradio.MasterClockRate, ...
    'CenterFrequency', txradio.CenterFrequency - ...
                        TxSine.Frequency, ...
    'Gain',          txradio.Gain, ...
    'InterpolationFactor', txradio.InterpolationFactor);
% Инициализация системного объекта dsp.SpectrumAnalyzer
```

```

hSpectrumAnalyzer = dsp.SpectrumAnalyzer(...
    'Name',          'Спектр переданной синусоиды',...
    'Title',        'Спектр переданной синусоиды',...
    'FrequencySpan', 'Full', ...
    'SampleRate',   Fs, ...
    'SpectralAverages', 50, ...
    'FrequencySpan', 'Start and stop frequencies', ...
    'StartFrequency', -10e3, ...
    'StopFrequency', 10e3);
% Передача синусоиды для заданного числа кадров
TotalFrames = 20000;
for iFrame = 1: TotalFrames
    sinewave = hSineSource(); % формирование синусоиды
    txradio(sinewave);       % передача синусоиды в радио-
эфир
    hSpectrumAnalyzer(sinewave); % спектр синусоиды
end
% Освобождение системных объектов
release(txradio); release(hSineSource);
release(hSpectrumAnalyzer);

```

### 3.2.2. ПРИЕМНИК ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ USRP

Скрипт 3.7 приемника для калибровки USRP представлен ниже.

#### *Скрипт 3.7. Скрипт приемника для калибровки частоты USRP*

```

clear all; clc;
Fs = 200e3; % Частота дискретизации, выборки в с
TotalFrames = 1000000; % число кадров для приема
% Обнаружение подключенного устройства USRP
connectedRadios = findsdru;
% Инициализация типа устройства USRP
rxradio.Platform = connectedRadios.Platform;
% Инициализация серийного номера устройства USRP
rxradio.SerialNum = connectedRadios.SerialNum;
% Инициализация параметров приема устройства USRP
rxradio.MasterClockRate = 20e6; % тактовая частота, Гц
rxradio.CenterFrequency = 450e6; % центральная частота
rxradio.Gain = 40; % усиление, дБ
rxradio.DecimationFactor = rxradio.MasterClockRate/Fs;
rxradio.SamplesPerFrame = 4096; % выборки в кадре
rxradio.OutputDataType = 'double';
TotalFrames = 20000; % число кадров
% Инициализация системного объекта comm.SDRuReceiver
rxradio = comm.SDRuReceiver(...
    'Platform', rxradio.Platform, ...
    'SerialNum', rxradio.SerialNum, ...
    'MasterClockRate', rxradio.MasterClockRate, ...
    'CenterFrequency', rxradio.CenterFrequency, ...
    'Gain', rxradio.Gain, ...
    'DecimationFactor', rxradio.DecimationFactor, ...

```

```

    'SamplesPerFrame', rxxradio.SamplesPerFrame, ...
    'OutputDataType', rxxradio.OutputDataType);
% Инициализация системного объекта dsp.SineWave
hSpectrumAnalyzer = dsp.SpectrumAnalyzer(...
    'Name', 'Спектр принятой синусоиды', ...
    'Title', 'Спектр принятой синусоиды', ...
    'SpectrumType', 'Power density', ...
    'FrequencySpan', 'Full', ...
    'SampleRate', Fs, ...
    'SpectralAverages', 50, ...
    'FrequencySpan', 'Start and stop frequencies', ...
    'StartFrequency', -10e3, ...
    'StopFrequency', 10e3);
% Прием синусоиды для заданного числа кадров
for iFrame = 1 : TotalFrames
    [rxsig, len] = rxxradio();
    if len > 0
        hSpectrumAnalyzer(rxsig);
        offset_f = freqoffset(rxsig, Fs);
        disp(['сдвиг = ', num2str(offset_f), ' Гц']);
    end
end
% Освобождение системных объектов
release(rxxradio); release(hSpectrumAnalyzer);

```

### 3.2.3. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКА USRP

Калибровка частоты устройства USRP осуществляется по интерфейсу системного объекта `comm.SDRuReceiver` в Matlab путем измерения и коррекции сдвига частот передачи / приема в приемнике.

Для измерения сдвига частот передачи / приема между двумя устройствами следует одновременно запустить передатчик (скрипт 3.6) на одном устройстве USRP и приемник (скрипт 3.7) – на другом устройстве USRP.

Параметр центральной частоты `txradio.CenterFrequency` системного объекта передатчика должен быть равен параметру центральной частоты `rxradio.CenterFrequency` системного объекта приемника. Для выполнения калибровки передатчик USRP передает на центральной частоте `txradio.CenterFrequency` гармонический сигнал (синусоиду) с частотой `TxSine.Frequency`, поэтому центральная частота системного объекта передатчика `'CenterFrequency'` устанавливается равной `txradio.CenterFrequency - TxSine.Frequency`.

Приемник USRP (скрипт 3.7) принимает переданный сигнал и измеряет сдвиг частот передачи/приема (рис. 3.4). Для измерения сдвига частот служит функция `function freq_offset = freqoffset(rxsig)` (скрипт 2.7), в которой в качестве дополнительного аргумента указывается частота дискретизации сигнала  $f_s$ .

Частота дискретизации  $f_s$  вместе с тактовой частотой главного задающего генератора `MasterClockRate` также служит для оценки коэффициента интерполяции `txradio.MasterClockRate/Fs` в передатчике и коэффициента децимации `rxradio.MasterClockRate/Fs` в приемнике.

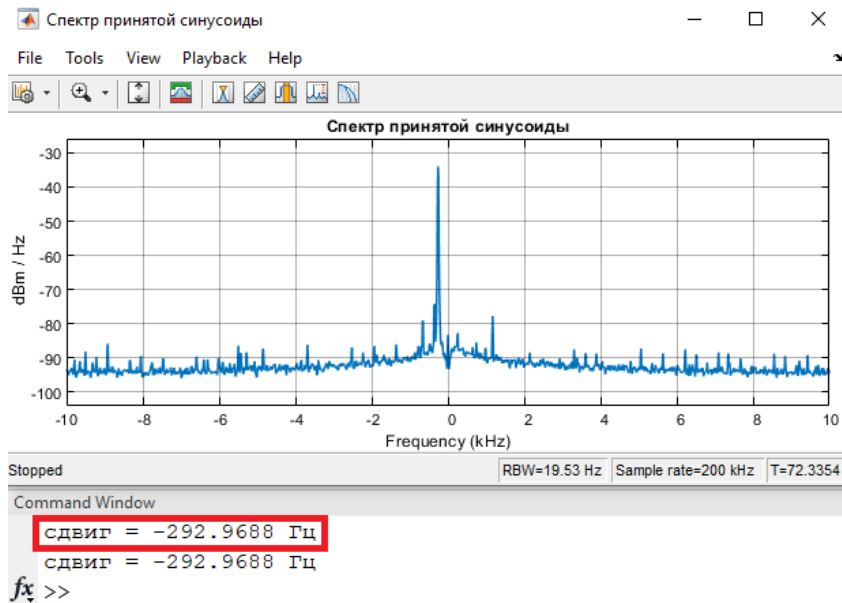


Рис. 3.4. Спектр и частотный сдвиг принятой синусоиды до калибровки

Для компенсации сдвига частот следует добавить измеренную величину частотного сдвига к центральной частоте `CenterFrequency` системного объекта приемника устройства USRP с учетом знака (рис. 3.5).

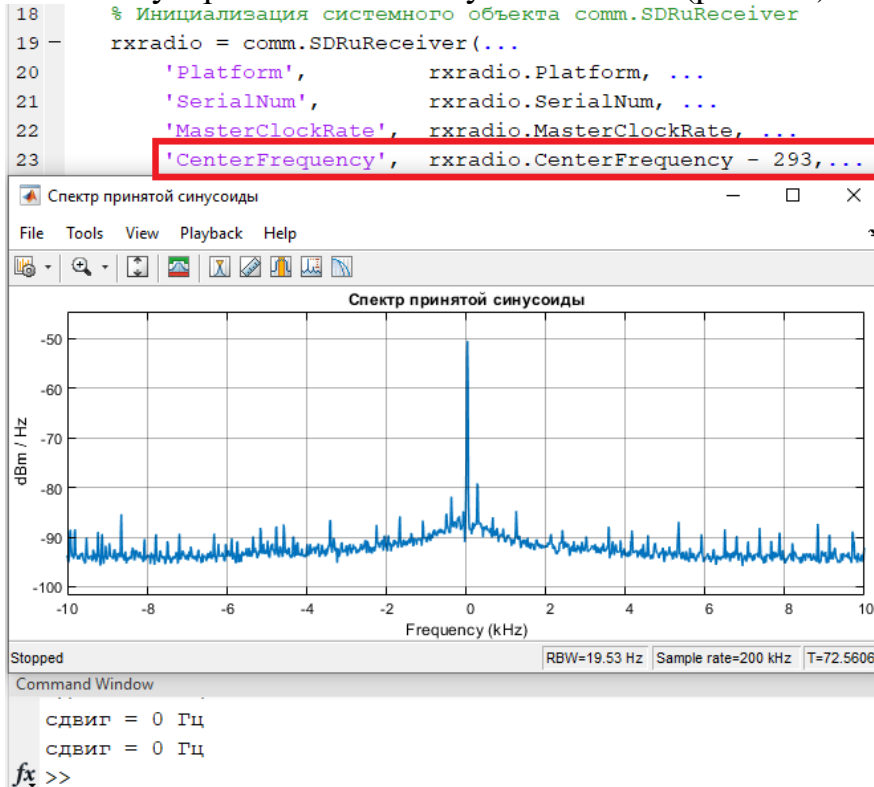


Рис. 3.5. Спектр и частотный сдвиг принятой синусоиды до калибровки

### 3.3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ УСТРОЙСТВА USRP В SIMULINK

**Цель занятия:** а) построить модель передатчика в Simulink для калибровки частоты устройства USRP; б) построить модель приемника в Simulink для калибровки частоты устройства USRP; в) провести калибровку частоты приемника устройства USRP.

Калибровка частоты радиоприемных устройств USRP требует наличия в радиоэфире некоторого синусоидального сигнала с известной частотой. Для формирования и излучения такого сигнала будем использовать плату приемопередатчика USRP B210. Далее представлен порядок построения модели передатчика и приемника USRP B210 для калибровки частоты.

#### 3.3.1. ПЕРЕДАТЧИК ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ USRP

##### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель передатчика синусоидального сигнала для калибровки частоты на плате USRP B210 с использованием блока SDRu Transmitter (рис. 3.6).

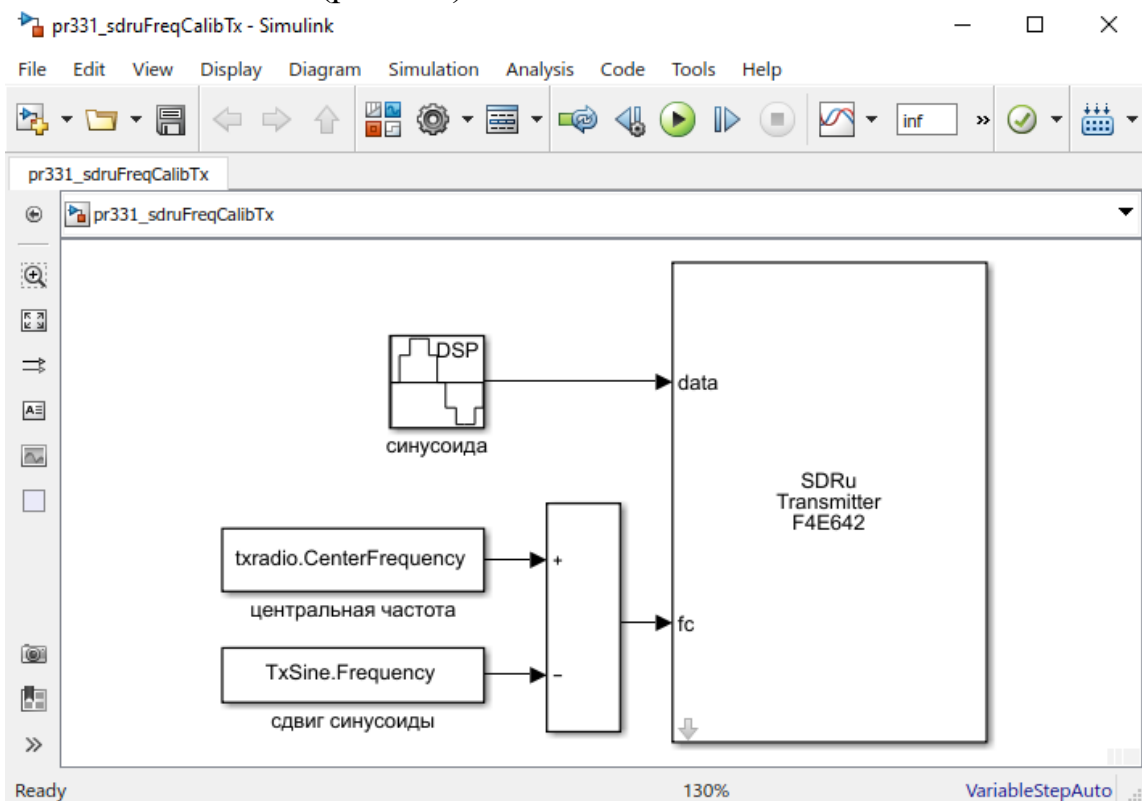


Рис. 3.6. Модель передатчика USRP для калибровки частоты

2. Открыть параметры модели передатчика USRP для калибровки частоты в меню File / Model Properties / Model Properties (рис. 3.7) и в открывшемся окне в разделе Callbacks / PreLoadFcn инициализировать параметры частоты дискретизации, синусоиды и передачи USRP (рис. 3.8) по аналогии со скриптом 3.6.



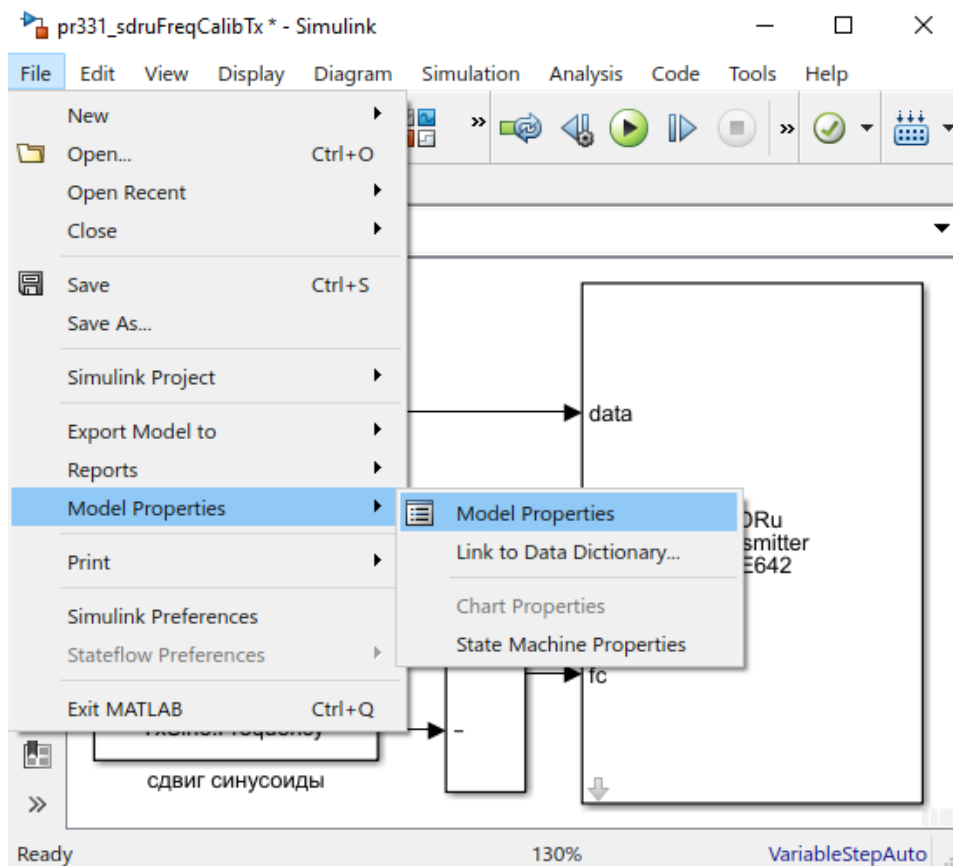


Рис. 3.7. Путь к параметрам модели передатчика USRP для калибровки частоты

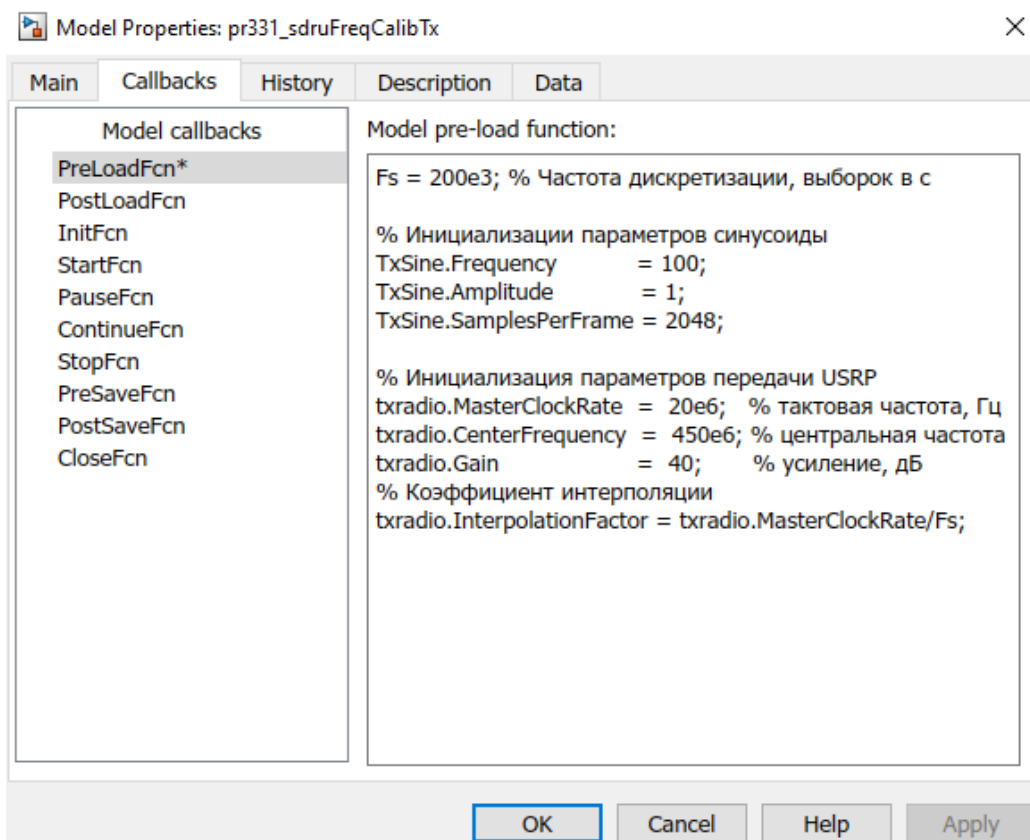


Рис. 3.8. Инициализация параметров модели передатчика USRP для калибровки частоты

- Инициализировать параметры блока Sine Wave модели передатчика USRP согласно рис. 3.9: амплитуда `TxSine.Amplitude`, частота `TxSine.Frequency`, время дискретизации  $1/F_s$ , число выборок на кадр `TxSine.SamplesPerFrame`.

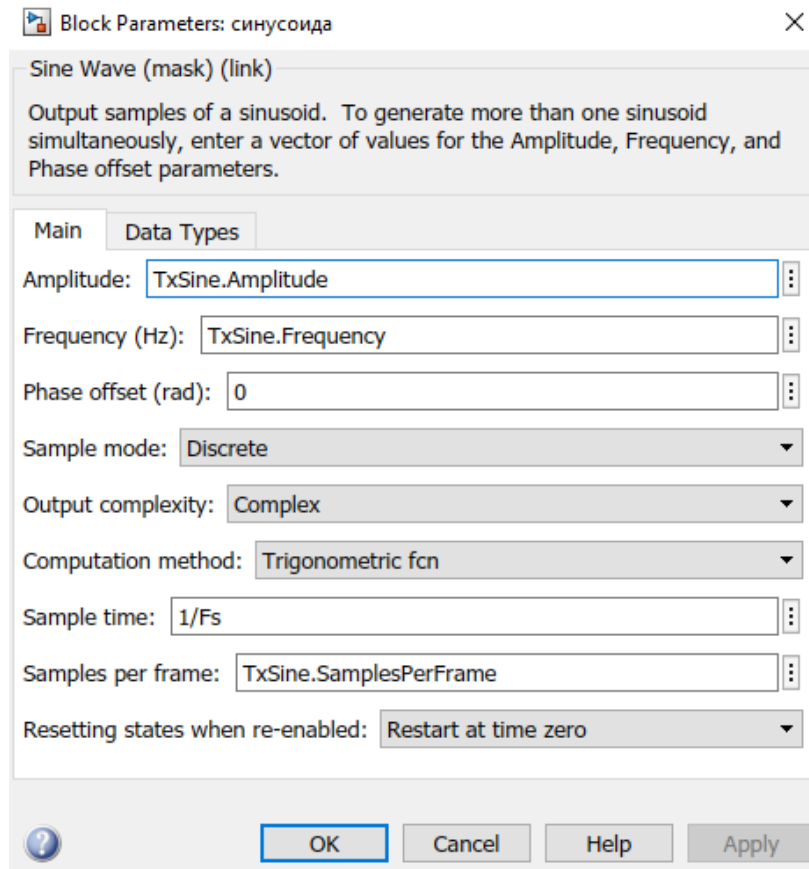


Рис. 3.9. Параметры блока Sine Wave модели передатчика USRP

- Инициализировать блок Constant центральной частоты параметром `txradio.CenterFrequency` и блок Constant сдвига синусоиды параметром `TxSine.Frequency` (рис. 3.10).

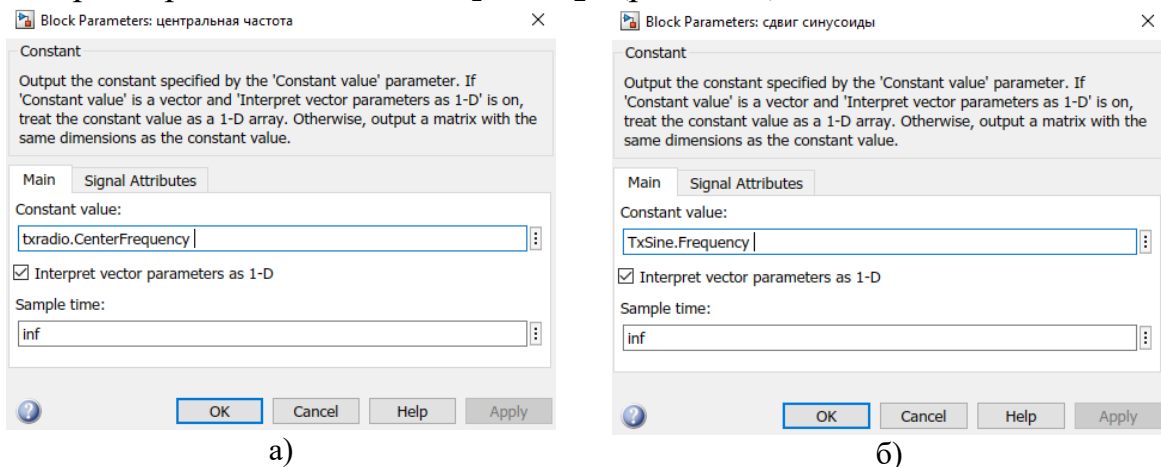


Рис. 3.10. Параметры констант модели передатчика USRP: а) центральной частоты `txradio.CenterFrequency`; б) сдвига синусоиды `TxSine.Frequency`

5. Инициализировать параметры блока SDRu Transmitter модели передатчика USRP согласно рис. 3.11: тип и серийный номер обнаруженного устройства USRP, усиление `txradio.Gain`, частота главного задающего генератора `txradio.MasterClockRate.Frequency`, коэффициент интерполяции `txradio.InterpolationFactor`.

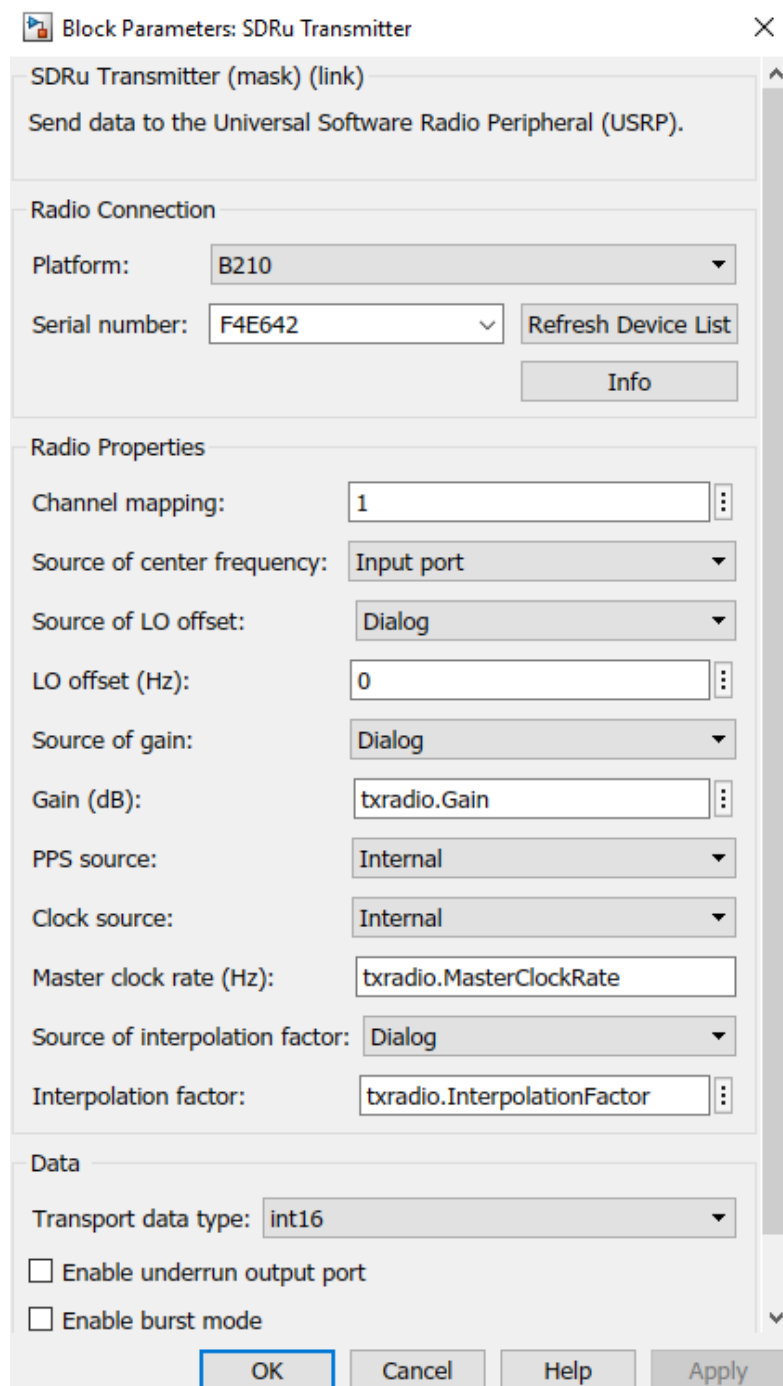


Рис. 3.11. Параметры блока SDRu Transmitter модели передатчика USRP

Инициализация передатчика USRP для калибровки частоты через раздел модели `Callbacks / PreLoadFcn` позволяет устанавливать параметры автоматически при запуске модели.

### 3.3.2. ПРИЕМНИК ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТЫ USRP

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель приемника синусоидального сигнала для калибровки частоты на плате USRP B210 с использованием блока SDRu Receiver (рис. 3.12).

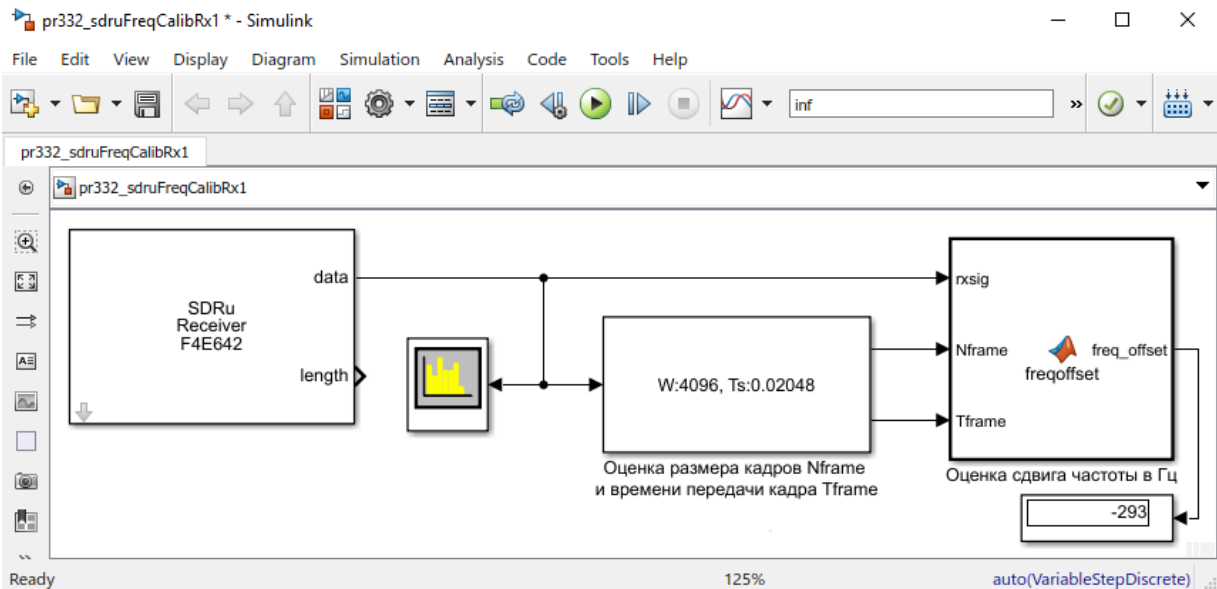


Рис. 3.12. Модель приемника USRP для калибровки частоты

2. Открыть параметры модели приемника USRP для калибровки частоты в меню File / Model Properties / Model Properties и в открывшемся окне в разделе Callbacks / PreLoadFcn инициализировать параметры частоты дискретизации и приема устройства USRP (рис. 3.13) по аналогии со скриптом 3.7.

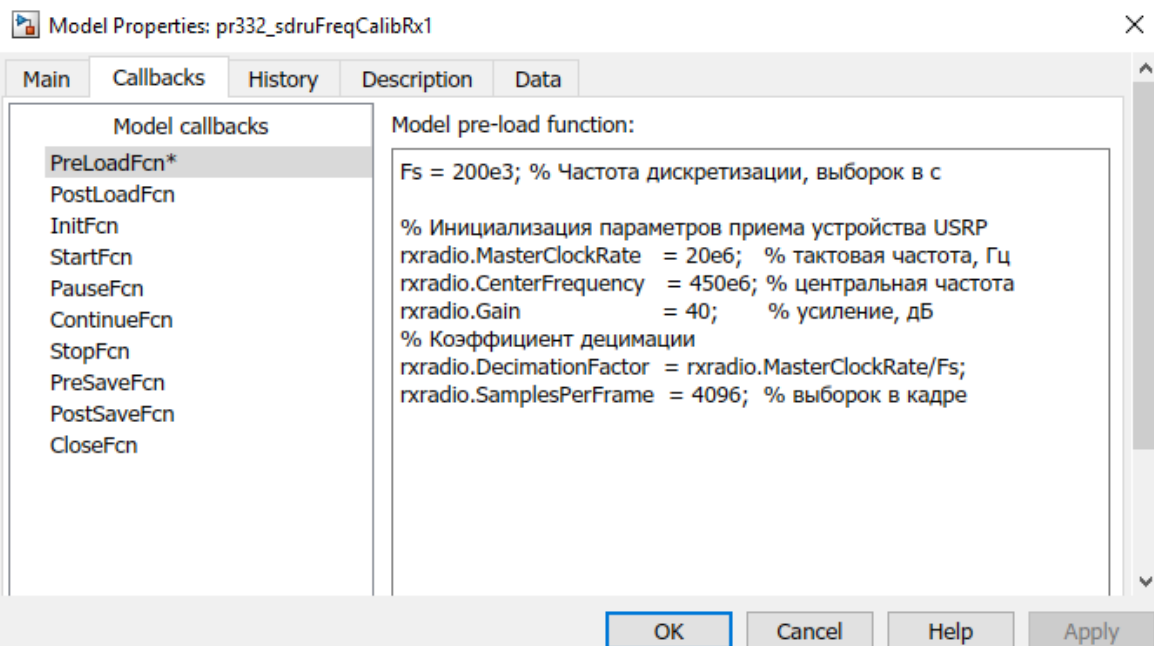


Рис. 3.13. Инициализация параметров модели приемника USRP для калибровки частоты

3. Добавить в модель блок Probe из библиотеки Simulink / Signal Attributes (рис. 3.14).

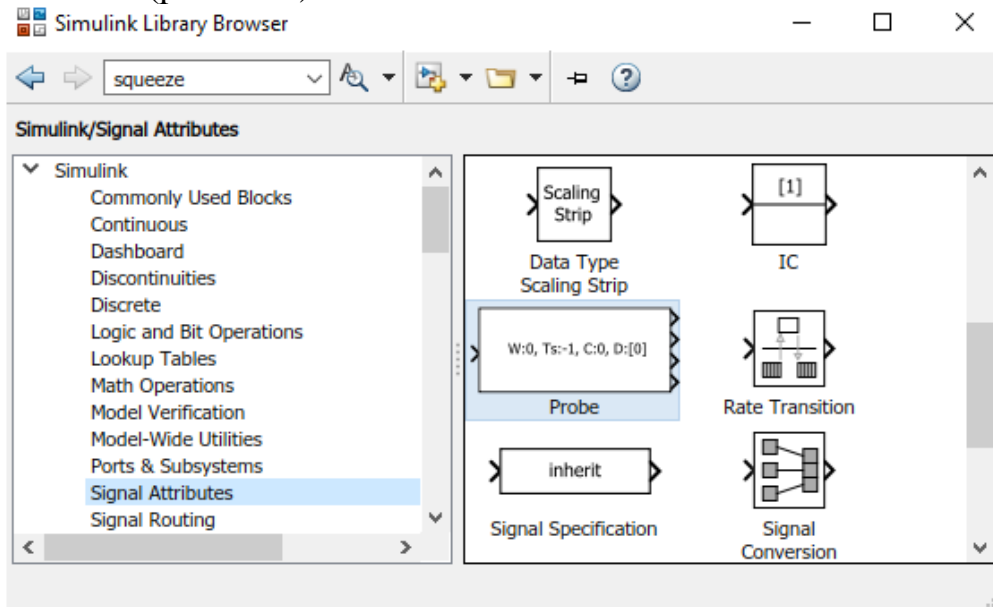


Рис. 3.14. Блок Probe в библиотеке Simulink / Signal Attributes

4. Настроить параметры блока Probe анализа входного сигнала (рис. 3.15) для оценки размера кадров Nframe (Probe width) и времени передачи кадра Tframe входного сигнала (Probe sample time).

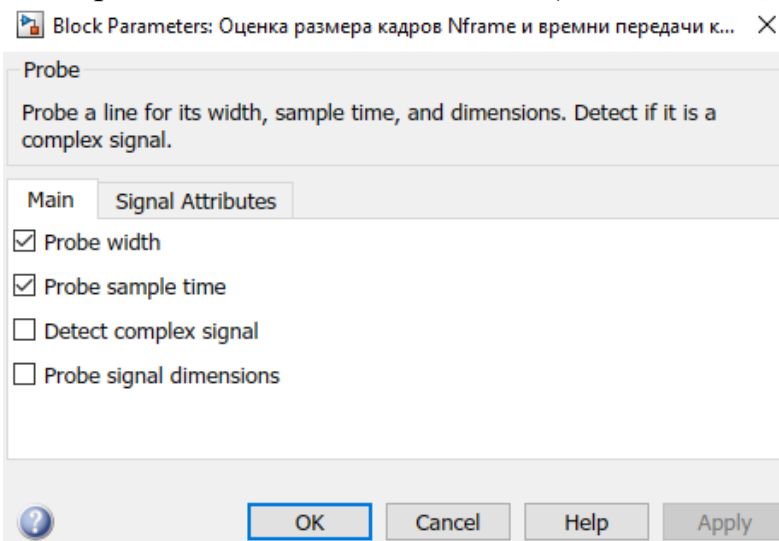


Рис. 3.15. Настройка параметров блока Probe модели приемника USRP

5. Инициализировать параметры блока SDRu Receiver модели приемника USRP согласно рис. 3.14: тип и серийный номер устройства USRP, центральная частота `rxradio.CenterFrequency`, усиление `rxradio.Gain`, частота главного задающего генератора `rxradio.MasterClockRate.Frequency`, коэффициент децимации `rxradio.DecimationFactor`, время дискретизации  $1/F_s$ , число выборок на кадр `rxradio.SamplesPerFrame`.

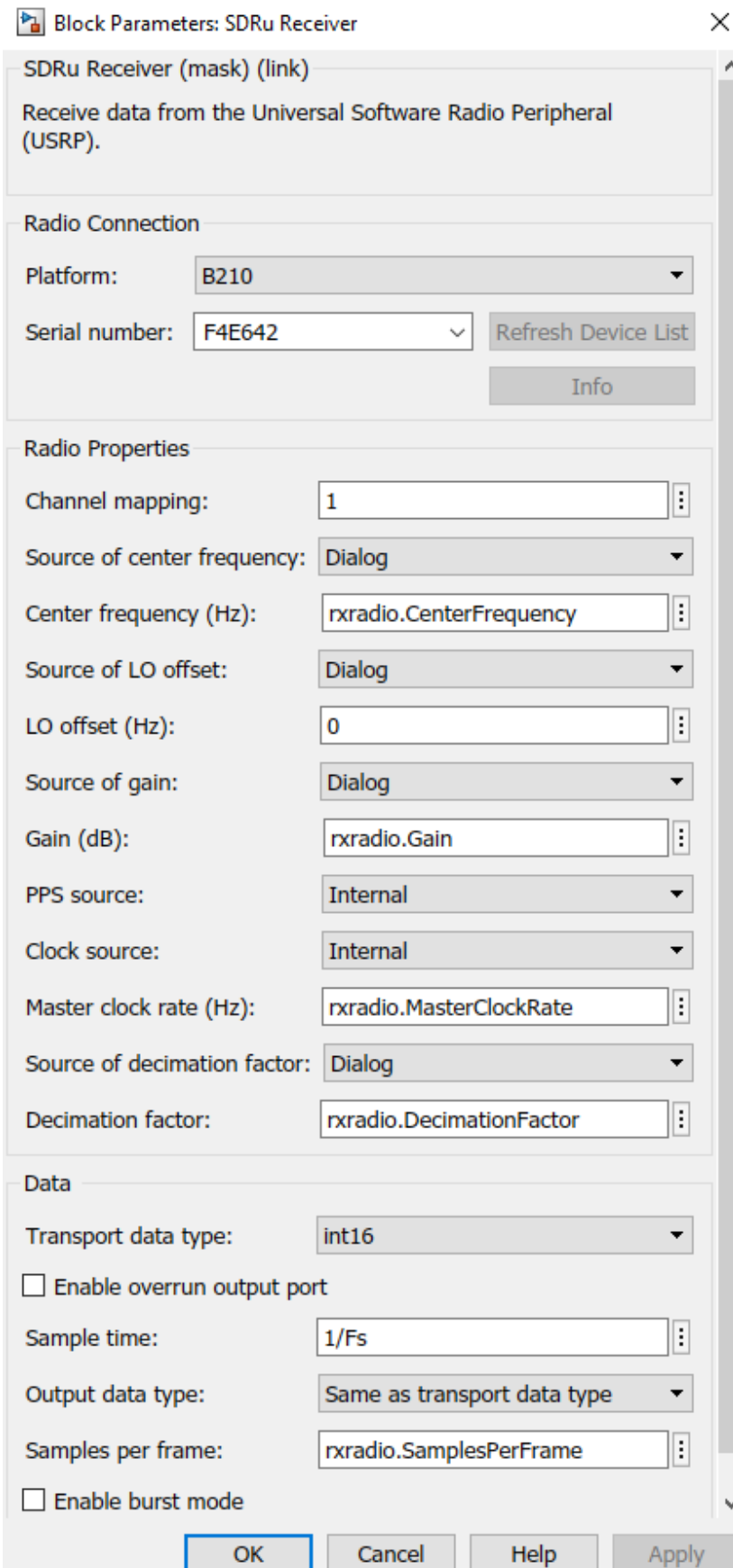


Рис. 3.14. Параметры блока SDRu Receiver модели приемника USRP

6. Инициализировать блок MATLAB Function функцией оценки сдвига частот (скрипт 3.8).

**Скрипт 3.8. Функция грубой оценки частотного сдвига**

```
function freq_offset = freqoffset(rxsig, Nframe, Tframe)
% freq_offset - сдвиг частот, Гц
% rxsig - входной сигнал
% Nframe - число выборок в принимаемом кадре
% Tframe - время передачи кадра
Ts = Tframe(1)/Nframe; % время дискретизации
Fs = 1/Ts; % частота дискретизации входного сигнала, Гц
nfft = 2048; % размерность БПФ
delta_f = Fs/nfft; % БПФ разрешение по частоте // fft bin
% Вычисление БПФ сигнала rxsig: [+ve freqs , -ve freqs]
fft_sig = fft(rxsig,nfft);
% Преобразование сигнала fft_sig: [-ve freqs , +ve freqs]
fft_sig = fftshift(fft_sig);
% Нахождение индекса максимальной выборки fft_sig
[~, max_idx] = max(fft_sig);
% Оценка индекса сдвига частот по индексу max_idx:
% преобразование max_idx для симметрии относительно 0
offset_idx = max_idx-1-nfft/2;
% Отображение индекса сдвига частот в значение сдвига частот
freq_offset = offset_idx*delta_f;
end
```

Отличие функции грубой оценки частотного сдвига, представленной выше от функции, представленной ранее в скрипте 2.7, заключается в том, что в данном случае частота дискретизации вычисляется через время дискретизации  $T_s$ , которое, в свою очередь, определяется отношением времени передачи кадра к числу выборок кадра  $T_s = T_{\text{frame}}(1)/N_{\text{frame}}$ .

### 3.3.3. КАЛИБРОВКА ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКА USRP

Для измерения сдвига частот между двумя устройствами следует одновременно запустить модель передатчика на одном устройстве USRP и модель приемника – на другом устройстве USRP. Параметры центральной частоты моделей передатчика и приемника при этом должны быть одинаковыми и находится в допустимых пределах для данных устройств USRP и используемых антенн.

Для компенсации сдвига частот передачи / приема следует добавить измеренную величину частотного сдвига к центральной частоте модели приемника с учетом знака.

## 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ

### 4.1. ЛЕКЦИЯ. КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В природе существуют только вещественные сигналы, а комплексные сигналы служат для удобства математического представления процессов модуляции и демодуляции квадратурных сигналов, образованных двумя независимыми информационными сигналами, один из которых описывается вещественной частью и является синфазной составляющей I комплексного сигнала, а другой описывается мнимой частью и является квадратурной составляющей Q комплексного сигнала.

#### 4.1.1. МОДУЛЯЦИЯ С ПОДАВЛЕННОЙ НЕСУЩЕЙ

АМ сигнал с подавленной несущей для случая гармонического сигнала  $g(t) = A \cos(2\pi f_b t)$  (рис. 4.1) может быть представлен выражением:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_b t) \cos(2\pi f_c t) = \frac{A}{2} \left[ \cos(2\pi(f_c - f_b)t) + \cos(2\pi(f_c + f_b)t) \right], \quad (4.1)$$

где  $A$  – амплитуда информационного НЧ сигнала,  $f_b$  – частота информационного НЧ сигнала,  $f_c$  – частота несущего ВЧ сигнала.

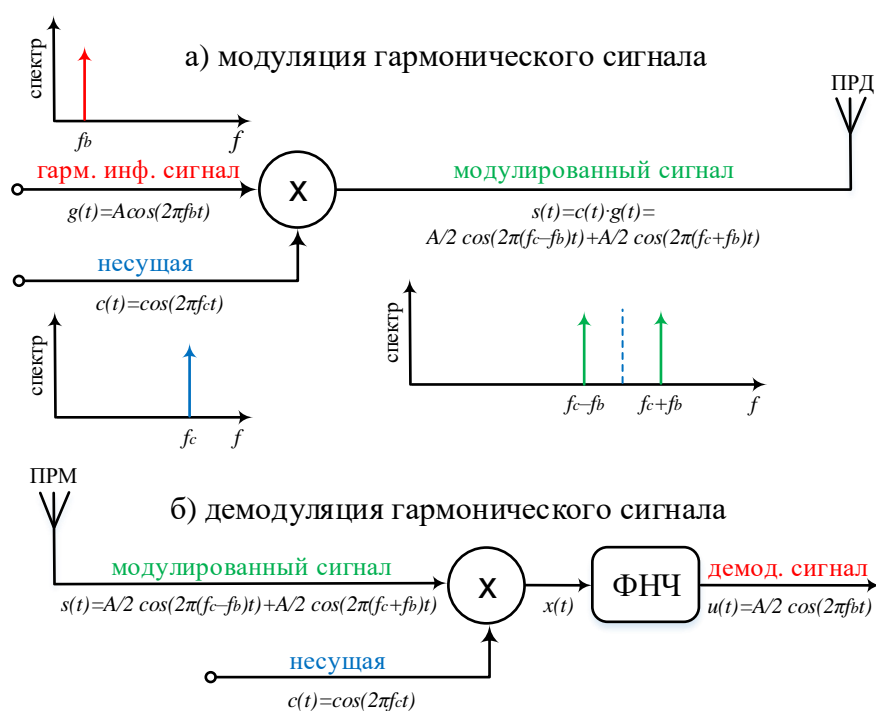


Рис. 4.1. Модуляция и демодуляция гармонического сигнала

Из выражения (4.1) следует, что модулированный сигнал содержит две боковые гармоники, сдвинутые на частоту  $f_b$  относительно несущей частоты  $f_c$ . Допустим, что в приемнике сигнал  $s(t)$  демодулируется опорным колебанием  $c(t) = \cos(2\pi f_c t)$ , частота и фаза которого в точности повторяют



опорное колебание  $c(t)$  в передатчике. Тогда, по формуле  $\cos(A)\cos(B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) + \cos(A+B)]$ , сигнал на выходе демодулятора  $x(t)$  можно представить следующим образом:

$$x(t) = c(t)s(t) = \frac{A}{2} \cos(2\pi f_c t) [\cos(2\pi(f_c - f_b)t) + \cos(2\pi(f_c + f_b)t)] =$$

$$\frac{A}{4} [\cos(2\pi(2f_c - f_b)t) + \cos(2\pi f_b t) + \cos(2\pi(2f_c + f_b)t) + \cos(2\pi f_b t)] = \quad (4.2)$$

$$\frac{A}{2} \cos(2\pi f_b t) + \left[ \frac{A}{4} \cos(2\pi(2f_c - f_b)t) + \frac{A}{4} \cos(2\pi(2f_c + f_b)t) \right].$$

После фильтра нижних частот (ФНЧ, LPF – Lowpass Filter) ВЧ компоненты будут отфильтрованы, и сигнал на выходе ФНЧ будет равен

$$u(t) = LPF \{x(t)\} = \frac{A}{2} \cos(2\pi f_b t) = \frac{g(t)}{2}. \quad (4.3)$$

Схема амплитудной модуляции/демодуляции с подавленной несущей НЧ информационного сигнала с полосой от 0 до  $f_b$  представлена на рис. 4.2.

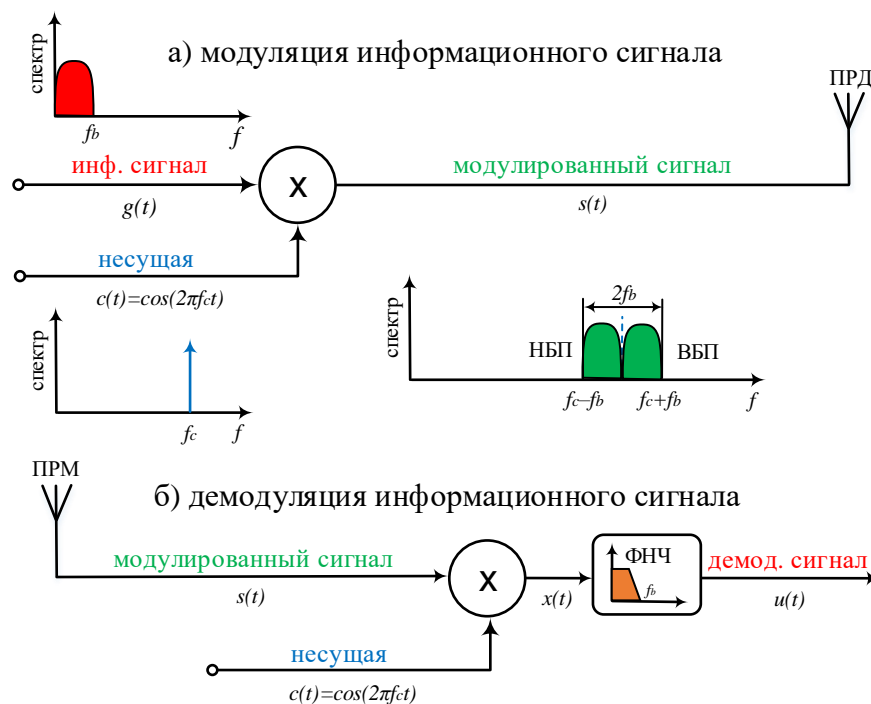


Рис. 4.2. Модуляция и демодуляция информационного сигнала

Спектр информационного сигнала имеет ширину полосы  $f_b$  Гц. Спектр амплитудно-модулированного сигнала с двумя боковыми полосами и подавленной несущей DSB SC AM (Double Sideband Suppressed Carrier Amplitude Modulation) имеет ширину полосы  $2f_b$  Гц. Частота среза ФНЧ в схеме на рис. 3.2 принимается равной  $f_b$  Гц.

#### 4.1.2. ДЕМОДУЛЯЦИЯ ПРИ ФАЗОВОМ СДВИГЕ

Выше была рассмотрена ситуация, когда в приемнике сигнал  $s(t)$  демодулируется опорным колебанием  $c(t) = \cos(2\pi f_c t)$ , частота и фаза которого в точности повторяют опорное колебание  $c(t)$  в модулированном сигнале, однако, как правило, фаза опорного колебания в приемнике несколько отличаются от таковой в модулированном сигнале на величину некоторого случайного фазового сдвига  $\theta$ , поэтому сигнал на выходе демодулятора  $x(t)$

$$\begin{aligned}x(t) &= c(t)s(t) = \\&= \frac{A}{2} \cos(2\pi f_c t + \theta) [\cos(2\pi(f_c - f_b)t) + \cos(2\pi(f_c + f_b)t)] = \\&= \frac{A}{2} [\cos(2\pi f_c t + \theta) \cos(2\pi(f_c - f_b)t) + \cos(2\pi f_c t + \theta) \cos(2\pi(f_c + f_b)t)] = \\&= \frac{A}{4} [\cos(2\pi(2f_c - f_b)t + \theta) + \cos(2\pi f_b t + \theta)] \\&+ \frac{A}{4} [\cos(2\pi(2f_c + f_b)t + \theta) + \cos(2\pi f_b t - \theta)] = \\&= \frac{A}{4} [\cos(2\pi f_b t + \theta) + \cos(2\pi f_b t - \theta)] \\&+ \frac{A}{4} [\cos(2\pi(2f_c + f_b)t + \theta) + \cos(2\pi(2f_c - f_b)t + \theta)] = \\&= \frac{A}{2} \cos(2\pi f_b t) \cos(\theta) \\&+ \frac{A}{4} [\cos(2\pi(2f_c + f_b)t + \theta) + \cos(2\pi(2f_c - f_b)t + \theta)].\end{aligned}\tag{4.4}$$

После ФНЧ ВЧ компоненты удвоенной несущей частоты будут отфильтрованы, и сигнал на выходе ФНЧ будет равен:

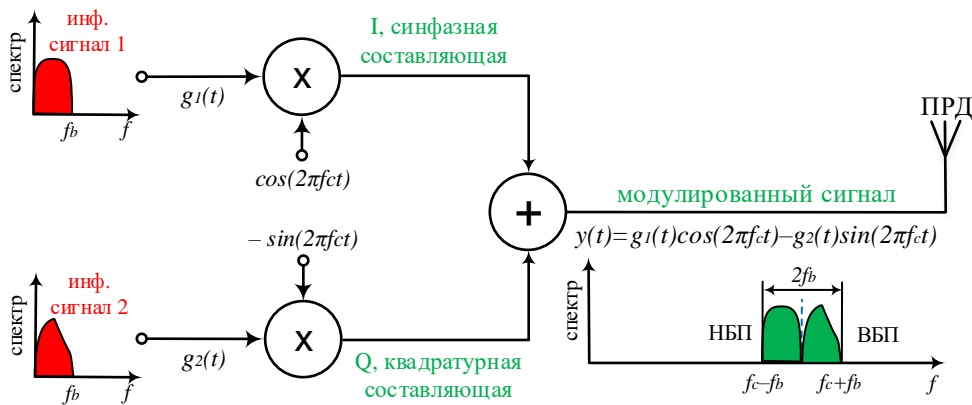
$$u(t) = LPF \{x(t)\} = \frac{A}{2} \cos(2\pi f_b t) \cos(\theta) = \frac{g(t)}{2} \cos(\theta).\tag{4.5}$$

Из (4.5) следует, что при ненулевом фазовом/частотном сдвиге  $\theta \neq 0$  демодулированный сигнал  $u(t)$  изменится в  $\cos(\theta)$  раз.  $\cos(\theta)$  может принимать значения от  $-1$  до  $+1$ ; при  $\theta = \pm \pi/2$  демодулированный сигнал  $u(t)$  обратится в ноль. Если фазовый сдвиг  $\theta(t)$  между принимаемым опорным сигналом изменяется во времени вследствие условий РРВ и движения приемника и/или передатчика, то на приемной стороне наблюдается также и частотный сдвиг. Фазовые и частотные сдвиги нужно непрерывно отслеживать и компенсировать. Для этого используются методы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

### 4.1.3. КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ В ВЕЩЕСТВЕННОЙ ФОРМЕ

Из анализа схемы на рис. 4.2 следует, что для передачи информационного сигнала с полосой  $f_b$  Гц требуется радиоканал с шириной полосы  $2f_b$  Гц. Для более эффективного использования полосы частот передача двух информационных сигналов с полосой  $f_b$  Гц осуществляется на одной несущей частоте синфазной и квадратурной составляющими, сдвинутыми друг относительно друга на  $90^\circ$ . Схема квадратурной модуляции и демодуляции информационного сигнала в вещественной форме представлена на рис. 4.3.

а) квадратурная модуляция информационного сигнала



б) квадратурная демодуляция информационного сигнала

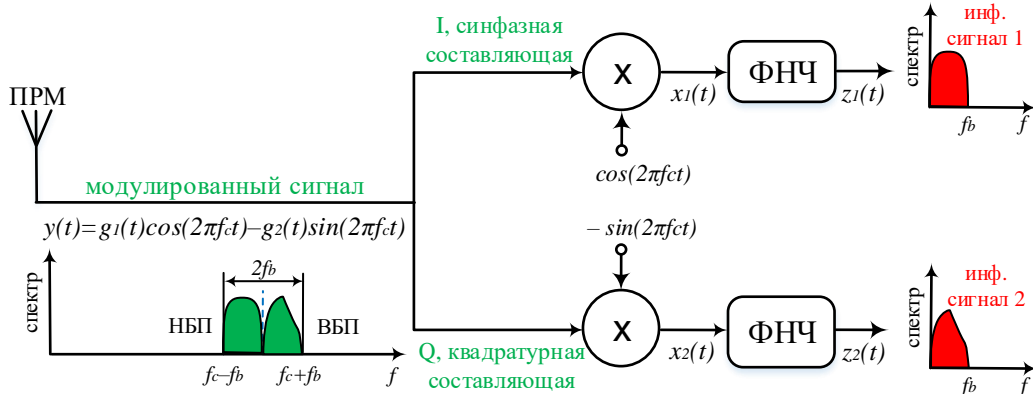


Рис. 4.3. Квадратурная модуляция и демодуляция информационного сигнала в вещественной форме

Синфазная составляющая получается в результате модуляции информационного сигнала  $g_1(t)$  несущей  $\cos(2\pi f_c t)$ , а квадратурная составляющая получается в результате модуляции информационного сигнала  $g_2(t)$  несущей  $-\sin(2\pi f_c t) = \cos(2\pi f_c t + \pi/2)$ . Квадратурно-модулированный сигнал можно представить следующим образом:

$$y(t) = g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t). \quad (4.6)$$

Допустим, что принятый сигнал  $y(t)$  демодулируется опорным колебанием, частота и фаза которого в точности повторяют модулированный сигнал, тогда в результате демодуляции синфазной составляющей, используя формулу  $\cos^2(A) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2A))$ , получим:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= y(t)\cos(2\pi f_c t) = [g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)]\cos(2\pi f_c t) = \\ &= g_1(t)\cos^2(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t) = \\ &= \frac{1}{2}g_1(t)[1 + \cos(4\pi f_c t)] - \frac{1}{2}g_2(t)\sin(4\pi f_c t) = \\ &= \frac{1}{2}g_1(t) + \left[ \frac{1}{2}g_1(t)\cos(4\pi f_c t) - \frac{1}{2}g_2(t)\sin(4\pi f_c t) \right]. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Сигнал на выходе ФНЧ будет равен

$$z_1(t) = LPF\{x_1(t)\} = \frac{1}{2}g_1(t). \quad (4.8)$$

В результате демодуляции квадратурной составляющей, используя формулу  $\sin^2(A) = \frac{1}{2}(1 - \cos(2A))$ , получим:

$$\begin{aligned} x_2(t) &= y(t)(-\sin(2\pi f_c t)) = [g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)](-\sin(2\pi f_c t)) = \\ &= -g_1(t)\cos(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) + g_2(t)\sin^2(2\pi f_c t) = \\ &= -\frac{1}{2}g_1(t)\sin(4\pi f_c t) + \frac{1}{2}g_2(t)[1 - \cos(4\pi f_c t)] = \\ &= \frac{1}{2}g_2(t) - \left[ \frac{1}{2}g_1(t)\sin(4\pi f_c t) + \frac{1}{2}g_2(t)\cos(4\pi f_c t) \right]. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Сигнал на выходе ФНЧ будет равен

$$z_2(t) = LPF\{x_2(t)\} = \frac{1}{2}g_2(t). \quad (4.10)$$

#### 4.1.4. КВАДРАТУРНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ ПРИ ФАЗОВОМ СДВИГЕ

Допустим, что принятый сигнал  $y(t)$  демодулируется опорным колебанием, начальная фаза которого отличаются от таковой в модулированном сигнале на величину некоторого случайного фазового сдвига  $\theta$  (рис. 4.3).

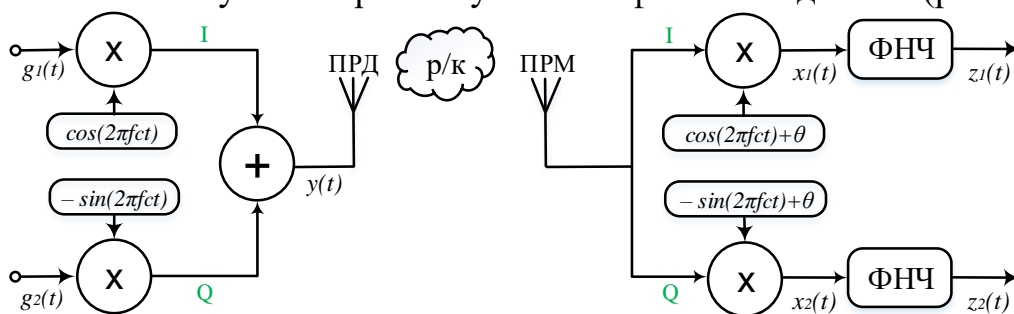


Рис. 4.3. Квадратурная модуляция и демодуляция при фазовом сдвиге

В результате демодуляции синфазной составляющей, по формулам  $\cos(A)\cos(B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) + \cos(A+B)]$ ,  $\sin(A)\cos(B) = \frac{1}{2}[\sin(A-B) + \sin(A+B)]$ :

$$\begin{aligned} x_1(t) &= y(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) = \\ & [g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)]\cos(2\pi f_c t + \theta) = \\ & g_1(t)\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t + \theta) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t + \theta) = \\ & \frac{1}{2}g_1(t)[\cos(-\theta) + \cos(4\pi f_c t + \theta)] - \frac{1}{2}g_2(t)[\sin(-\theta) + \sin(4\pi f_c t + \theta)] = \\ & \frac{1}{2}[g_1(t)\cos(\theta) + g_2(t)\sin(\theta)] + \frac{1}{2}[g_1(t)\cos(4\pi f_c t + \theta) - g_2(t)\sin(4\pi f_c t + \theta)]. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Сигнал на выходе ФНЧ будет равен

$$z_1(t) = LPF\{x_1(t)\} = \frac{1}{2}[g_1(t)\cos(\theta) + g_2(t)\sin(\theta)]. \quad (4.12)$$

В результате демодуляции квадратурной составляющей, по формулам  $\cos(A)\sin(B) = \frac{1}{2}[\sin(A+B) - \sin(A-B)]$ ,  $\sin(A)\sin(B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) - \cos(A+B)]$ :

$$\begin{aligned} x_2(t) &= y(t)(-\sin(2\pi f_c t + \theta)) = \\ & [g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)](-\sin(2\pi f_c t + \theta)) = \\ & -g_1(t)\cos(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t + \theta) + g_2(t)\sin(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t + \theta) = \\ & -\frac{1}{2}g_1(t)[-\sin(-\theta) + \sin(4\pi f_c t + \theta)] + \frac{1}{2}g_2(t)[\cos(-\theta) - \cos(4\pi f_c t + \theta)] = \\ & \frac{1}{2}[-g_1(t)\sin(\theta) + g_2(t)\cos(\theta)] - \frac{1}{2}[g_1(t)\sin(4\pi f_c t + \theta) + g_2(t)\cos(4\pi f_c t + \theta)]. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Сигнал на выходе ФНЧ будет равен

$$z_2(t) = LPF\{x_2(t)\} = \frac{1}{2}[-g_1(t)\sin(\theta) + g_2(t)\cos(\theta)]. \quad (4.14)$$

Таким образом, при квадратурной демодуляции со сдвигом фазы  $\theta$  демодулированные синфазная  $z_1(t)$  и квадратурная  $z_2(t)$  составляющие являются комбинациями переданных сигналов  $g_1(t)$  и  $g_2(t)$ :

$$z_1(t) = \frac{1}{2}[g_1(t)\cos(\theta) + g_2(t)\sin(\theta)]. \quad (4.15)$$

$$z_2(t) = \frac{1}{2}[-g_1(t)\sin(\theta) + g_2(t)\cos(\theta)]. \quad (4.16)$$

В матричном виде (4.15) и (4.16) в некоторый момент времени  $t$  можно представить как

$$\begin{bmatrix} 2z_1 \\ 2z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Рассмотрим влияние фазового сдвига на демодулированный сигнал. Допустим, что в некоторый момент времени демодулированный сигнал можно представить на комплексной плоскости (фазовом портрете) в прямоугольной системе координат (рис. 4.4) точкой с координатой  $g_1$  по оси  $x$  (синфазная составляющая) и координатой  $g_2$  по оси  $y$  (квадратурная составляющая). Тогда влияние фазового сдвига на исходный сигнал с координатами  $(g_1, g_2)$  можно интерпретировать на фазовом портрете как его поворот на  $\theta$  в следующий момент времени, в результате которого получается сигнал с координатами  $(2z_1, 2z_2)$ , где коэффициент 2 учитывает масштабирование исходного сигнала в результате поворота согласно (4.17).

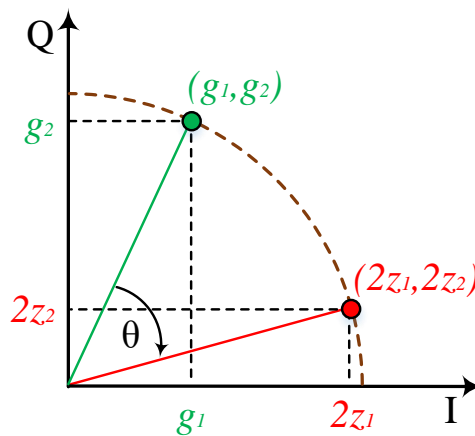


Рис. 4.4. Иллюстрация влияния фазового сдвига на комплексной плоскости

Если в принятом сигнале присутствует частотный сдвиг, то фазовый сдвиг будет изменяться, т.е.  $\theta = \theta(t)$ , а демодулированный сигнал будет поворачиваться. Для компенсации частотных сдвигов используются схемы фазовой автоподстройки частоты.

#### 4.1.5. КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

Схемы квадратурной модуляции и демодуляции, а также их математическую трактовку можно существенно упростить, используя комплексное представление сигналов (рис. 4.5).

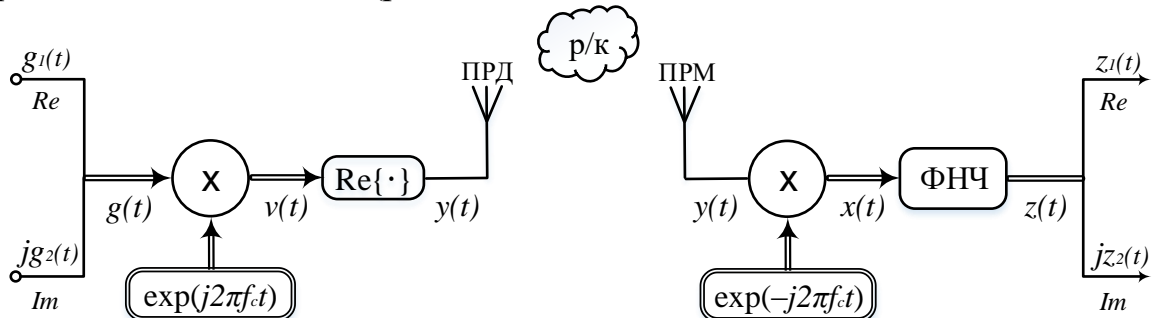


Рис. 4.5. Квадратурная модуляция и демодуляция в комплексной форме

Обозначим через  $g(t)$  – комплексный сигнал, включающий вещественную  $g_1(t)$  и комплексную часть  $g_2(t)$

$$g(t) = g_1(t) + jg_2(t), \quad (4.18)$$

где  $g_1(t)$  – информационный сигнал синфазной составляющей, а  $g_2(t)$  – информационный сигнал квадратурной составляющей квадратурно-модулированного сигнала  $y(t)$ . Пусть  $e^{j2\pi f_c t} = \cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t)$  – комплексная экспонента несущей частоты, тогда комплексный модулированный сигнал можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} v(t) &= g(t)e^{j2\pi f_c t} = [g_1(t) + jg_2(t)][\cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t)] = \\ &= \underbrace{[g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)]}_{\Re\{v(t)\}} + j \underbrace{[g_1(t)\sin(2\pi f_c t) + g_2(t)\cos(2\pi f_c t)]}_{\Im\{v(t)\}}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Вещественная часть комплексного модулированного сигнала  $v(t)$  представляет собой, в соответствии с (4.6), вещественный квадратурно-модулированный сигнал  $y(t)$ :

$$\Re\{v(t)\} = [g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)] = y(t). \quad (4.20)$$

Допустим, что  $y(t)$  демодулируется опорным колебанием, частота которого с обратным знаком в точности повторяет модулированный сигнал, тогда, по формулам  $\cos^2(A) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2A))$ ,  $\sin^2(A) = \frac{1}{2}(1 - \cos(2A))$  и  $\sin(2A) = 2\sin(A)\cos(A)$  получим комплексный демодулированный сигнал:

$$\begin{aligned} x(t) &= y(t)e^{-j2\pi f_c t} = \\ &= [g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)][\cos(2\pi f_c t) - j \sin(2\pi f_c t)] = \\ &= g_1(t)\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t) - jg_1(t)\cos(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) - \\ &- g_2(t)\sin(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t) + jg_2(t)\sin(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) = \\ &= g_1(t)\cos^2(2\pi f_c t) + jg_2(t)\sin^2(2\pi f_c t) - \\ &- g_2(t)\sin(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t) - jg_1(t)\cos(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) = \\ &= \frac{1}{2}g_1(t)[1 + \cos(4\pi f_c t)] + j\frac{1}{2}g_2(t)[1 - \cos(4\pi f_c t)] - \\ &- \frac{1}{2}g_2(t)\sin(4\pi f_c t) - j\frac{1}{2}g_1(t)\sin(4\pi f_c t). \end{aligned} \quad (4.21)$$

После ФНЧ получим:

$$z(t) = LPF\{x(t)\} = \frac{1}{2}[g_1(t) + jg_2(t)]. \quad (4.22)$$

Из (4.15), (4.16) и (4.22) следует эквивалентность вещественного и комплексного представлений квадратурной модуляции и демодуляции.

### 4.1.6. СПЕКТРЫ КВАДРАТУРНОЙ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ

Эскиз спектрального представления квадратурной модуляции и демодуляции представлен на рис. 4.6: а) спектр комплексного информационного НЧ сигнала  $g(t)$  (4.18) на нулевой частоте; б) спектр комплексного модулированного сигнала  $v(t)$  (4.19) на несущей частоте  $f_c$ ; в) спектр вещественного модулированного сигнала  $y(t)$  (4.20) на несущей частоте  $f_c$  симметричен относительно нулевой частоты; г) спектр комплексного демодулированного сигнала  $x(t)$  (4.21) после понижающего преобразования частоты; д) спектр комплексного демодулированного сигнала  $z(t)$  (4.22) на выходе ФНЧ.

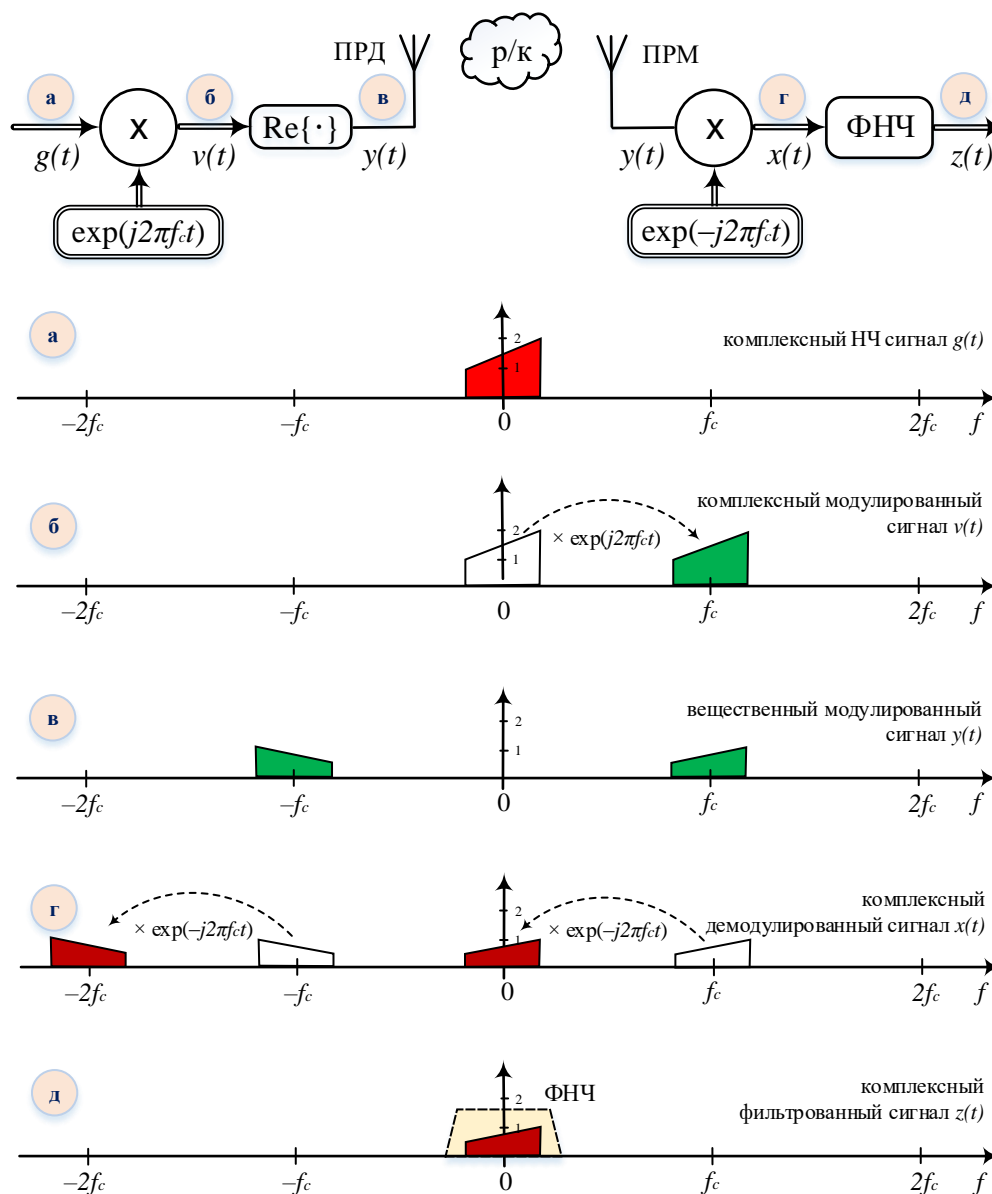


Рис. 4.6. Спектральное представление квадратурной модуляция и демодуляция



### 4.1.7. КОМПЕНСАЦИЯ ЧАСТОТНОГО СДВИГА ПРИ КВАДРАТУРНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ

Допустим, что принятый сигнал  $y(t)$  демодулируется опорным колебанием, частота которого  $(f_c + \Delta f)$  отличается от таковой в модулированном сигнале  $f_c$  на величину частотного сдвига  $\Delta f$ , тогда, по аналогии с (4.21), получим комплексный демодулированный сигнал  $x(t)$ :

$$x(t) = y(t)e^{-j2\pi(f_c + \Delta f)t} = [g_1(t)\cos(2\pi f_c t) - g_2(t)\sin(2\pi f_c t)]e^{-j2\pi f_c t} e^{-j2\pi \Delta f t}. \quad (4.23)$$

Демодуляция с частотным сдвигом  $\Delta f$  соответствует сдвигу спектра демодулированного сигнала на  $-\Delta f$ . Для компенсации этого частотного сдвига принятый сигнал нужно умножить на комплексную экспоненту с обратным знаком частотного сдвига, т.е. на  $e^{j2\pi \Delta f t}$ .

Эскиз спектрального представления компенсации частотного сдвига представлен на рис. 4.7: в) спектр вещественного модулированного сигнала  $y(t)$  на несущей частоте  $f_c$ ; г) спектр комплексного демодулированного сигнала  $x(t)$  (4.23) после понижающего преобразования частоты; д) спектр комплексного демодулированного сигнала  $z(t)$  на выходе ФНЧ; е) спектр сигнала  $z(t)$  после коррекции частотного сдвига.

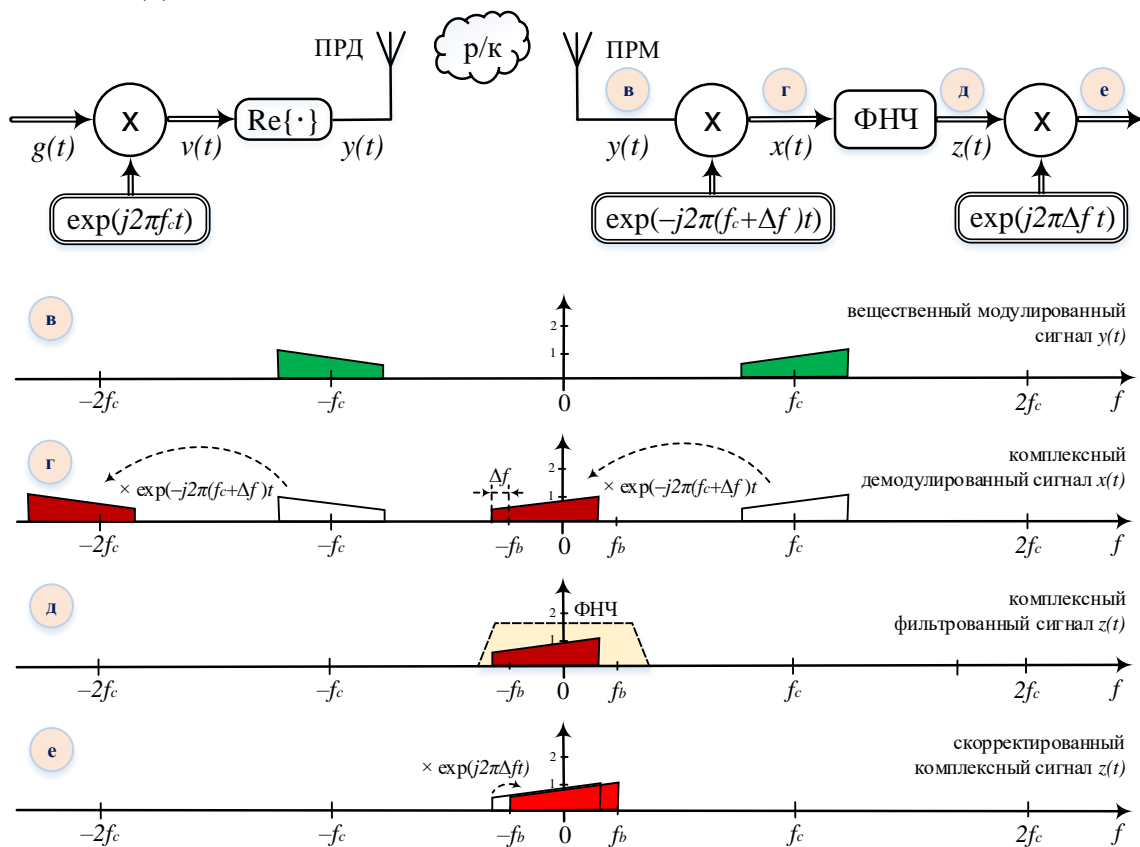


Рис. 4.7. Спектральное представление компенсации частотного сдвига

## 4.2. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. КОМПЛЕКСНЫЕ СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ

### 4.2.1. СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ В ВЕЩЕСТВЕННОЙ ФОРМЕ

Рассмотрим особенности вещественного представления сигнала во временной и частотной областях на примере сигнала из суммы трех гармоник (рис. 4.7, скрипт 4.1)

$$s_1(t) = 10\cos(2\pi 100t) + \cos(2\pi 200t) + 4\cos(2\pi 300t). \quad (4.24)$$

$$s_2(t) = 10\cos(2\pi 97t) + \cos(2\pi 203t) + 4\cos(2\pi 302t). \quad (4.25)$$

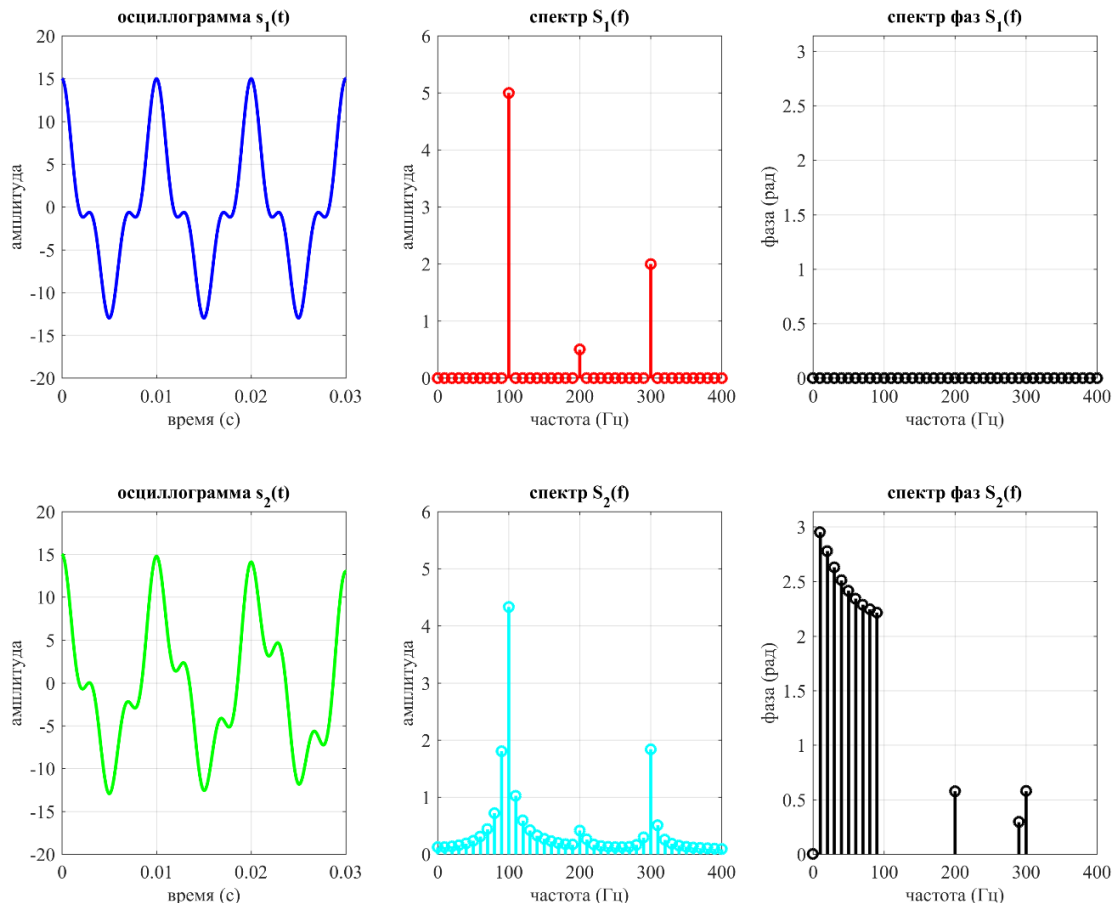


Рис. 4.7. Осциллограмма и спектр трехтонального сигнала

#### Скрипт 4.1. Осциллограмма и спектр сигнала в вещественной форме

```
clear all; clc;
% Инициализация параметров
fs = 10240; % частота дискретизации
T_max = 1; % время моделирования
t = (0:1/fs:(T_max-1/fs)); % временная шкала
f11 = 100; % частота 1-й гармоники s1
f12 = 200; % частота 2-й гармоники s1
f13 = 300; % частота 3-й гармоники s1
f21 = 97; % частота 1-й гармоники s2
f22 = 203; % частота 2-й гармоники s2
f23 = 302; % частота 3-й гармоники s2
A1 = 10; % амплитуда 1-й гармоники
A2 = 1; % амплитуда 2-й гармоники
```

```

A3 = 4; % амплитуда 3-й гармоники
% суммарный сигнал s1 и s2
s1 = A1*cos(2*pi*f11*t) + A2*cos(2*pi*f12*t) + A3*cos(2*pi*f13*t);
s2 = A1*cos(2*pi*f21*t) + A2*cos(2*pi*f22*t) + A3*cos(2*pi*f23*t);
% формирование импульса для корректности отображения фазового спектра
r = zeros(1,length(t));
r(1) = 0.01; y1 = s1 + r; y2 = s2 + r;
% оценка БПФ
Nfft = 1024; % размерность БПФ
X1 = (1/Nfft)*fft(y1,Nfft); % вычисление БПФ s1
X2 = (1/Nfft)*fft(y2,Nfft); % вычисление БПФ s2
f = (0:Nfft-1)/Nfft*fs; % частотная шкала
% построение графика осциллограммы и спектра сигнала s1
figure(1);
subplot(2,3,1); plot(t,y1,'b-','LineWidth',2); grid on; xlim([0 0.03]);
title('осциллограмма s_{1}(t)'); xlabel('время (с)'); ylabel('амплитуда');
subplot(2,3,2); stem(f,abs(X1),'r','LineWidth',2); grid on; xlim([0 400]);
title('спектр S_{1}(f)'); xlabel('частота (Гц)'); ylabel('амплитуда');
subplot(2,3,3); stem(f,rem(angle(X1),pi),'k','LineWidth',2);
grid on; axis([0 400 0 pi]); title('спектр фаз S_{1}(f)');
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('фаза (рад)');
% построение графика осциллограммы и спектра сигнала s2
subplot(2,3,4); plot(t,y2,'g','LineWidth',2); grid on; xlim([0 0.03]);
title('осциллограмма s_{2}(t)'); xlabel('время (с)'); ylabel('амплитуда');
subplot(2,3,5); stem(f,abs(X2),'c','LineWidth',2); grid on; xlim([0 400]);
title('спектр S_{2}(f)'); xlabel('частота (Гц)'); ylabel('амплитуда');
subplot(2,3,6); stem(f,rem(angle(X2),pi),'k','LineWidth',2);
grid on; axis([0 400 0 pi]); title('спектр фаз S_{2}(f)');
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('фаза (рад)');

```

Анализ графиков на рис. 4.7 позволяет сделать вывод о том, что БПФ сигнала отчетливо демонстрирует спектральные составляющие трех отдельных гармоник. Для сигналов (4.24) и (4.25) параметры частоты дискретизации  $f_s = 10240$  Гц и размерности БПФ  $N_{\text{FFT}} = 1024$  выбраны так, чтобы разрешение по частоте составляло  $f_{\text{bin}} = f_s / N_{\text{FFT}} = 10$  Гц. Для сигнала (4.24) гармоники  $f_1 = 100$  Гц,  $f_2 = 200$  Гц и  $f_3 = 302$  Гц, кратные  $f_{\text{bin}}$ , однозначно разрешены операцией БПФ, а БПФ сигнала (4.25) с гармониками  $f_1 = 97$  Гц,  $f_2 = 203$  Гц и  $f_3 = 302$  Гц отчетливо демонстрирует размывание спектра каждой из гармоник вследствие того, что они перестали быть кратны параметру  $f_{\text{bin}}$  и, следовательно, разрешаться по частоте.

#### 4.2.2. СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

Комплексные сигналы служат для удобства аналитического представления вещественных сигналов. В основе переходе от тригонометрического представления к комплексному лежит формула Эйлера:

$$e^{j\omega} = \cos(\omega t) + j \sin(\omega t), \quad (4.26)$$

где  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота,  $j = \sqrt{-1}$ , а  $t$  – время. Вследствие четности функции косинуса и нечетности функции синуса справедливо следующее

$$e^{-j\omega} = \cos(\omega t) - j \sin(\omega t), \quad (4.27)$$

Сложив (4.26) и (4.27), получим

$$2 \cos(\omega t) = e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}, \quad (4.28)$$

а вычтя (4.27) из (4.26), получим

$$j2 \sin(\omega t) = e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}. \quad (4.29)$$

Из (4.28) и (4.29) получаются следующие выражения

$$\cos(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}; \quad (4.30)$$

$$\sin(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}. \quad (4.31)$$

Рассмотрим представление сигнала из суммы трех гармоник во временной и частотной областях в комплексной форме. Используя (4.30) выражение (4.24) можно представить следующим образом (рис. 4.8, скрипт 4.2):

$$\begin{aligned} s_1(t) &= 10 \cos(2\pi 100t) + \cos(2\pi 200t) + 4 \cos(2\pi 300t) = \\ &= 10 \left( \frac{e^{j2\pi 100t} + e^{-j2\pi 100t}}{2} \right) + \left( \frac{e^{j2\pi 200t} + e^{-j2\pi 200t}}{2} \right) + 4 \left( \frac{e^{j2\pi 300t} + e^{-j2\pi 300t}}{2} \right) \quad (4.32) \\ &= \underbrace{5e^{j2\pi 100t} + 0,5e^{j2\pi 200t} + 2e^{j2\pi 300t}}_{\text{положительные частоты}} + \underbrace{5e^{-j2\pi 100t} + 0,5e^{-j2\pi 200t} + 2e^{-j2\pi 300t}}_{\text{отрицательные частоты}}. \end{aligned}$$

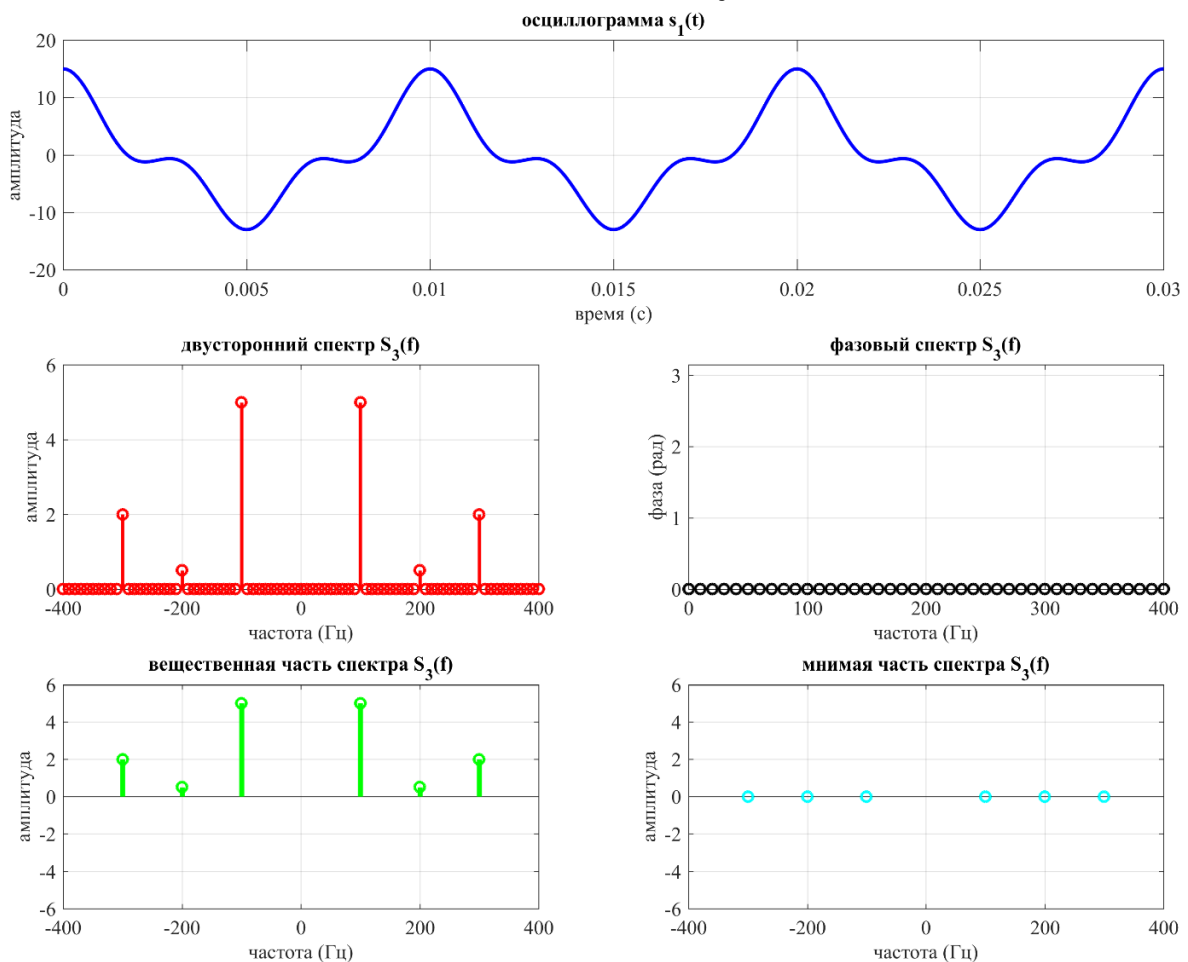


Рис. 4.8. Осциллограмма и двусторонний спектр трехтонального сигнала

#### Скрипт 4.2. Осциллограмма и спектр сигнала в комплексной форме

```
clear all; clc;
% Инициализация параметров
fs = 10240; % частота дискретизации
T_max = 1; % время моделирования
t = (0:1/fs:(T_max-1/fs)); % временная шкала
f1 = 100; % частота 1-й гармоники
f2 = 200; % частота 2-й гармоники
f3 = 300; % частота 3-й гармоники
A1 = 10; % амплитуда 1-й гармоники
A2 = 1; % амплитуда 2-й гармоники
A3 = 4; % амплитуда 3-й гармоники
% суммарный сигнал
s3 = A1*cos(2*pi*f1*t+pi/4) + A2*cos(2*pi*f2*t+pi/6) + A3*cos(2*pi*f3*t);
% формирование импульса для корректности отображения фазового спектра
r = zeros(1,length(s3)); r(1) = 0.01; y3 = s3 + r;
% оценка БПФ с прямоугольным окном
Nfft = 1024; % размерность БПФ
X3 = (1/Nfft) * fftshift(fft(y3,Nfft)); % вычисление БПФ
f = ((-Nfft/2):(Nfft/2)-1)/Nfft*fs; % частотная шкала
% построение графика осциллограммы
figure(1);
subplot(3,2,[1 2]); plot(t,s3,'b-','LineWidth',2); grid on;
title('осциллограмма s_{3}(t)'); xlim([0 0.03]);
xlabel('время (с)'); ylabel('амплитуда');
% построение графика двустороннего спектра
subplot(3,2,3); stem(f,abs(X3),'r','LineWidth',2); grid on;
title('двусторонний спектр S_{3}(f)'); axis([-400 400 0 6]);
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('амплитуда');
% построение графика фазового спектра
subplot(3,2,4); stem(f,rem(angle(X3),pi),'k','LineWidth',2); grid on;
title('фазовый спектр S_{3}(f)'); axis([0 400 0 pi]);
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('фаза (рад)');
% построение вещественной и мнимой частей спектра
i = find(abs(X3) > 0.01); % индексы существенных компонент
subplot(3,2,5); stem(f(i),real(X3(i)),'g','LineWidth',3); grid on;
title('вещественная часть спектра S_{3}(f)'); axis([-400 400 -6 6]);
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('амплитуда');
subplot(3,2,6); stem(f(i),imag(X3(i)),'c','LineWidth',3); grid on;
title('мнимая часть спектра S_{3}(f)'); axis([-400 400 -6 6]);
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('амплитуда');
```

Из графика на рис. 4.8 следует, что двустороннем спектре присутствуют как положительные, так и отрицательные частоты, при этом спектр в области положительных частот аналогичен одностороннему спектру на рис. 3.1. Вещественная часть спектра повторяет двусторонний спектр, а мнимая часть спектра отсутствует.

Рассмотрим комплексное представление сигнала из суммы трех гармоник с учетом фазовых сдвигов (рис. 4.9, скрипт 4.3)

$$s_3(t) = 10 \cos(2\pi 100t + \pi/4) + \cos(2\pi 200t + \pi/6) + 4 \cos(2\pi 300t). \quad (4.33)$$

Используя (4.30) выражение (4.33) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} s_3(t) &= 5 \left( e^{j(2\pi 100t + \pi/4)} + e^{-j(2\pi 100t + \pi/4)} \right) + 0,5 \left( e^{j(2\pi 200t + \pi/6)} + e^{-j(2\pi 200t + \pi/6)} \right) + 2 \left( e^{j2\pi 300t} + e^{-j2\pi 300t} \right) \\ &= 5e^{j2\pi 100t} e^{j\pi/4} + 5e^{-j2\pi 100t} e^{-j\pi/4} + 0,5e^{j2\pi 200t} e^{j\pi/6} + 0,5e^{-j2\pi 200t} e^{-j\pi/6} + 2e^{j2\pi 300t} + 2e^{-j2\pi 300t}. \end{aligned} \quad (4.34)$$

Преобразовав (4.34), с учетом того, что  $\cos(\pi/4) = \sin(\pi/4) = 1/\sqrt{2}$ ,  $\cos(\pi/6) = \sqrt{3}/2$ ,  $\sin(\pi/6) = 1/2$ , получим

$$\begin{aligned}
 s_3(t) &= 5(\cos(\pi/4) + j\sin(\pi/4))e^{j2\pi 100t} + 0,5(\cos(\pi/6) + j\sin(\pi/6))e^{j2\pi 200t} + 2e^{j2\pi 300t} \\
 &+ 5(\cos(\pi/4) - j\sin(\pi/4))e^{-j2\pi 100t} + 0,5(\cos(\pi/6) - j\sin(\pi/6))e^{-j2\pi 200t} + 2e^{-j2\pi 300t} \\
 &= 5(1/\sqrt{2} + j1/\sqrt{2})e^{j2\pi 100t} + 0,5(\sqrt{3}/2 + j1/2)e^{j2\pi 200t} + 2e^{j2\pi 300t} \\
 &+ 5(1/\sqrt{2} - j1/\sqrt{2})e^{-j2\pi 100t} + 0,5(\sqrt{3}/2 - j1/2)e^{-j2\pi 200t} + 2e^{-j2\pi 300t} \\
 &= \left[ 5/\sqrt{2}e^{j2\pi 100t} + j5/\sqrt{2}e^{j2\pi 100t} + \sqrt{3}/4e^{j2\pi 200t} + j1/4e^{j2\pi 200t} + 2e^{j2\pi 300t} \right] \\
 &+ \left[ 5/\sqrt{2}e^{-j2\pi 100t} - j5/\sqrt{2}e^{-j2\pi 100t} + \sqrt{3}/4e^{-j2\pi 200t} - j1/4e^{-j2\pi 200t} + 2e^{-j2\pi 300t} \right] \\
 &= \underbrace{\left[ 5/\sqrt{2}e^{j2\pi 100t} + \sqrt{3}/4e^{j2\pi 200t} + 2e^{j2\pi 300t} \right]}_{\text{вещественная часть}} + \underbrace{\left[ 5/\sqrt{2}e^{-j2\pi 100t} + \sqrt{3}/4e^{-j2\pi 200t} + 2e^{-j2\pi 300t} \right]}_{\text{вещественная часть}} \\
 &= \underbrace{j \left[ 5/\sqrt{2}e^{j2\pi 100t} + 1/4e^{j2\pi 200t} \right]}_{\text{мнимая часть}} + \underbrace{j \left[ -5/\sqrt{2}e^{-j2\pi 100t} - 1/4e^{-j2\pi 200t} \right]}_{\text{мнимая часть}}.
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

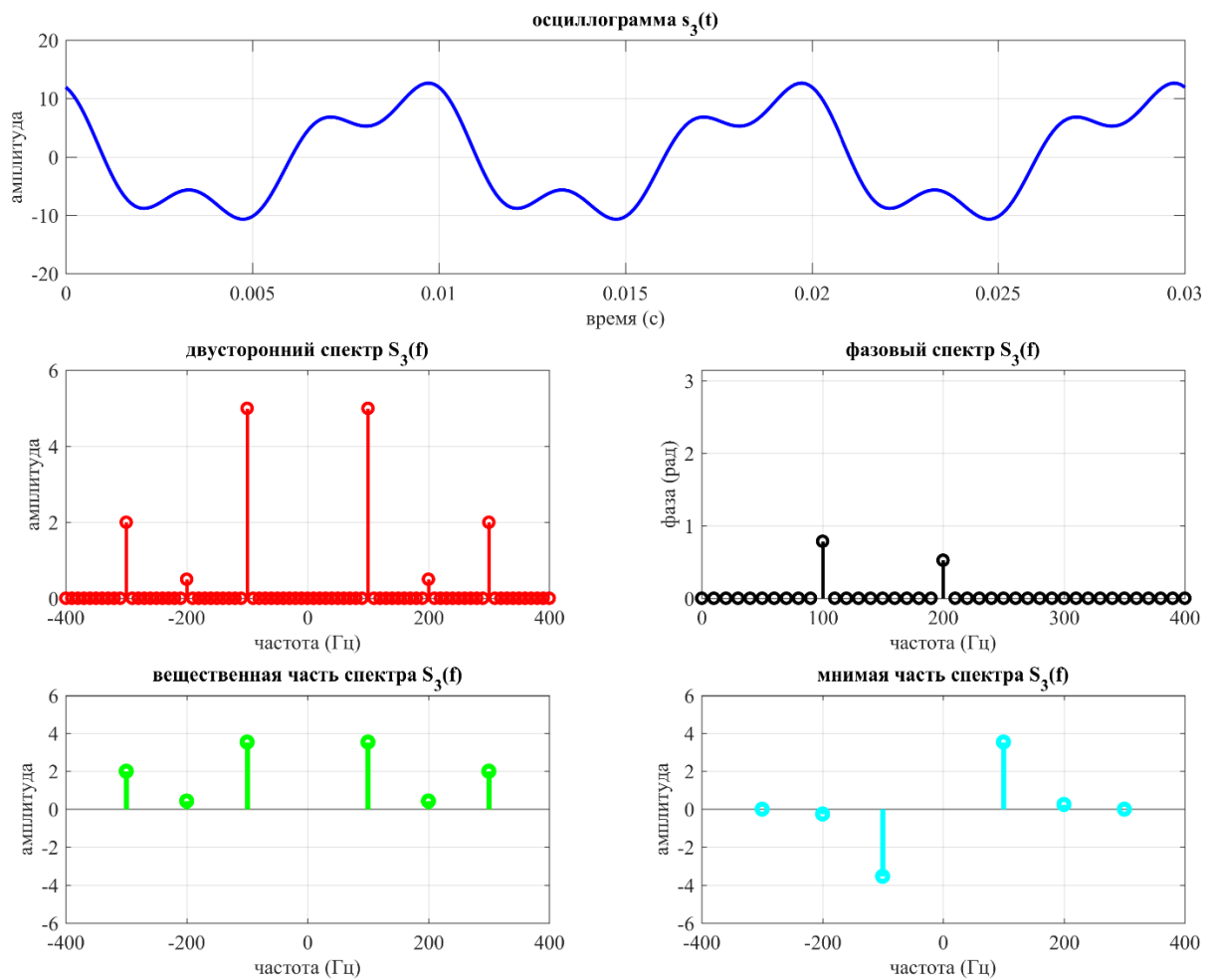


Рис. 4.9. Осциллограмма и двусторонний спектр трехтонального сигнала

### Скрипт 4.3. Осциллограмма и спектр сигнала в комплексной форме с учетом фазовых сдвигов

```
clear all; clc;
% Инициализация параметров
fs = 10240; % частота дискретизации
T_max = 1; % время моделирования
t = (0:1/fs:(T_max-1/fs)); % временная шкала
f1 = 100; % частота 1-й гармоники
f2 = 200; % частота 2-й гармоники
f3 = 300; % частота 3-й гармоники
A1 = 10; % амплитуда 1-й гармоники
A2 = 1; % амплитуда 2-й гармоники
A3 = 4; % амплитуда 3-й гармоники
% суммарный сигнал
s3 = A1*cos(2*pi*f1*t+pi/4) + A2*cos(2*pi*f2*t+pi/6) + A3*cos(2*pi*f3*t);
% формирование импульса для корректности отображения фазового спектра
r = zeros(1,length(s3));
r(1) = 0.01; y3 = s3 + r;
% оценка БПФ с прямоугольным окном
Nfft = 1024; % размерность БПФ
X3 = (1/Nfft) * fftshift(fft(y3,Nfft)); % вычисление БПФ
f = ((-Nfft/2):(Nfft/2)-1)/Nfft*fs; % частотная шкала
% построение графика осциллограммы
figure(1);
subplot(3,2,[1 2]); plot(t,s3,'b-','LineWidth',2); grid on;
title('осциллограмма s_{3}(t)'); xlim([0 0.03]);
xlabel('время (с)'); ylabel('амплитуда');
% построение графика двустороннего спектра
subplot(3,2,3); stem(f,abs(X3),'r','LineWidth',2); grid on;
title('двусторонний спектр S_{3}(f)'); axis([-400 400 0 6]);
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('амплитуда');
% построение графика фазового спектра
g = rem(angle(X3),pi);
subplot(3,2,4); stem(f,g,'k','LineWidth',2); grid on;
title('фазовый спектр S_{3}(f)'); axis([0 400 0 pi]);
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('фаза (рад)');
% построение вещественной и мнимой частей спектра
i = find(abs(X3) > 0.01); % индексы существенных компонент
subplot(3,2,5); stem(f(i),real(X3(i)),'g','LineWidth',3); grid on;
title('вещественная часть спектра S_{3}(f)'); axis([-400 400 -6 6]);
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('амплитуда');
subplot(3,2,6); stem(f(i),imag(X3(i)),'c','LineWidth',3); grid on;
title('мнимая часть спектра S_{3}(f)'); axis([-400 400 -6 6]);
xlabel('частота (Гц)'); ylabel('амплитуда');
```

Из сравнения графиков на рис. 4.2 и рис. 4.3 можно сделать следующие выводы: а) осциллограммы сигналов  $s_1(t)$  и  $s_3(t)$  отличаются; б) двусторонние амплитудные спектры сигналов  $s_1(t)$  и  $s_3(t)$  совпадают; в) фазовый спектр сигнала  $s_1(t)$  равен нулю на всех частотах, а на фазовом спектре сигнала  $s_3(t)$  наблюдается сдвиг фазы  $\pi/4$  на первой гармонике и  $\pi/6$  – на второй гармонике; г) вещественные части спектра сигналов  $s_1(t)$  и  $s_3(t)$  совпадают; д) вещественная часть спектра  $s_3(t)$  является четной функцией частоты, а мнимая часть спектра сигнала  $s_3(t)$  – нечетной функцией частоты.

## 4.3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ

### 4.3.1. ПРИМЕР ЧЕТЫРЕХТОНАЛЬНОГО СИГНАЛА

Рассмотрим представление сигнала во временной и частотной областях  
 $s(t) = \cos(2\pi 1000t) + 2\cos(2\pi 2000t) + 3\cos(2\pi 3000t) + 4\cos(2\pi 4000t)$ . (4.36)

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель в Simulink для представления сигнала из суммы четырех гармоник (4.36) во временной и частотной областях (рис. 4.10).

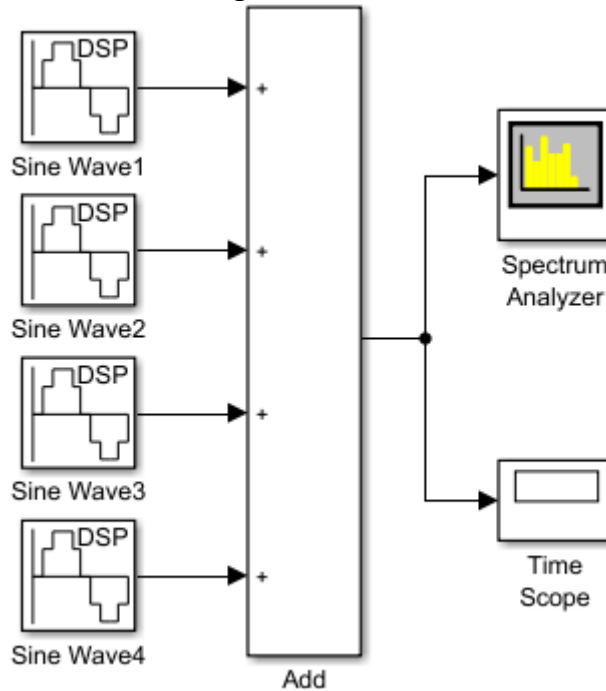


Рис. 4.10. Модель в Simulink для представления трехтонального сигнала во временной и частотной областях

2. Зайти в меню Model Properties модели и прописать частоту дискретизации  $f_s = 10240$  Гц в разделе PreLoadFcn меню Callbacks (рис. 4.11).

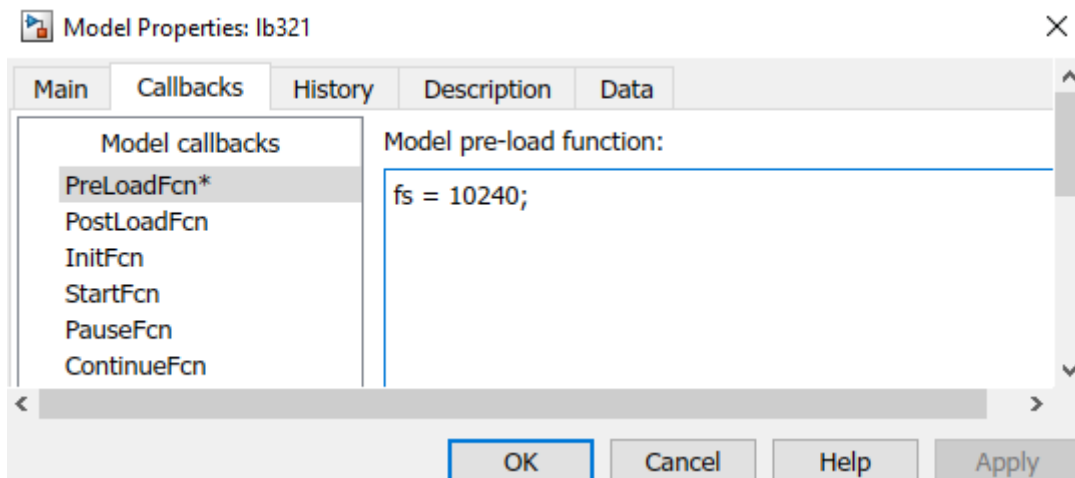


Рис. 4.11. Инициализация  $f_s$  в разделе PreLoadFcn меню Model Properties / Callbacks



3. Установить параметры блоков Sine Wave согласно (4.36) (пример для блока Sine Wave – на рис. 4.12)

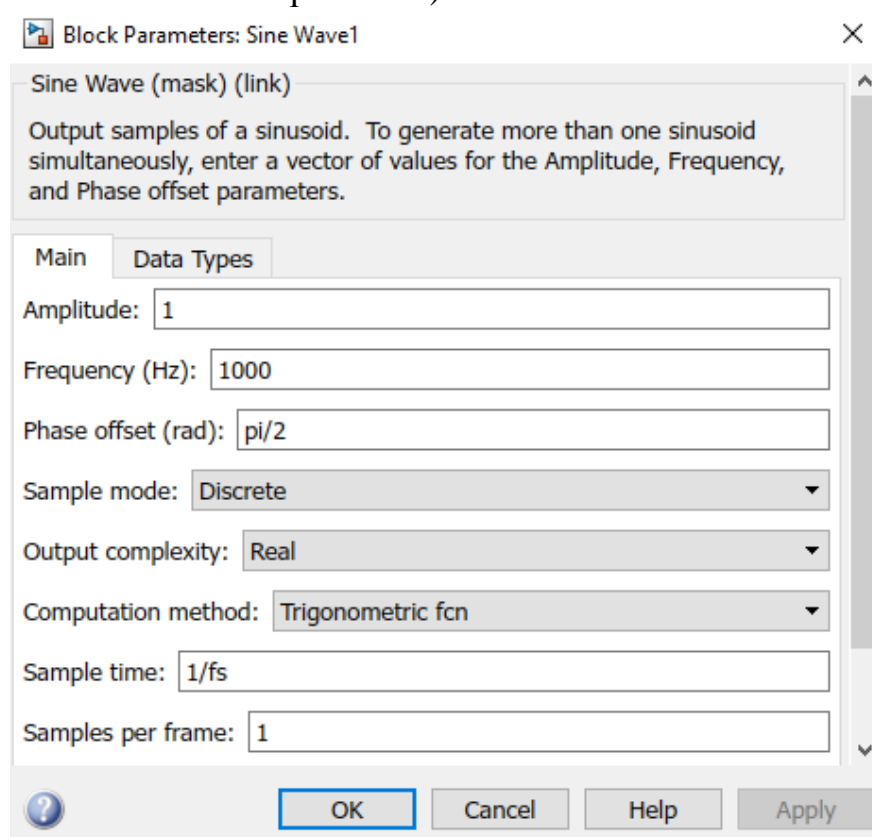


Рис. 4.12. Параметры блока Sine Wave1

4. Установить параметры блока Spectrum Analyzer согласно рис. 4.13.

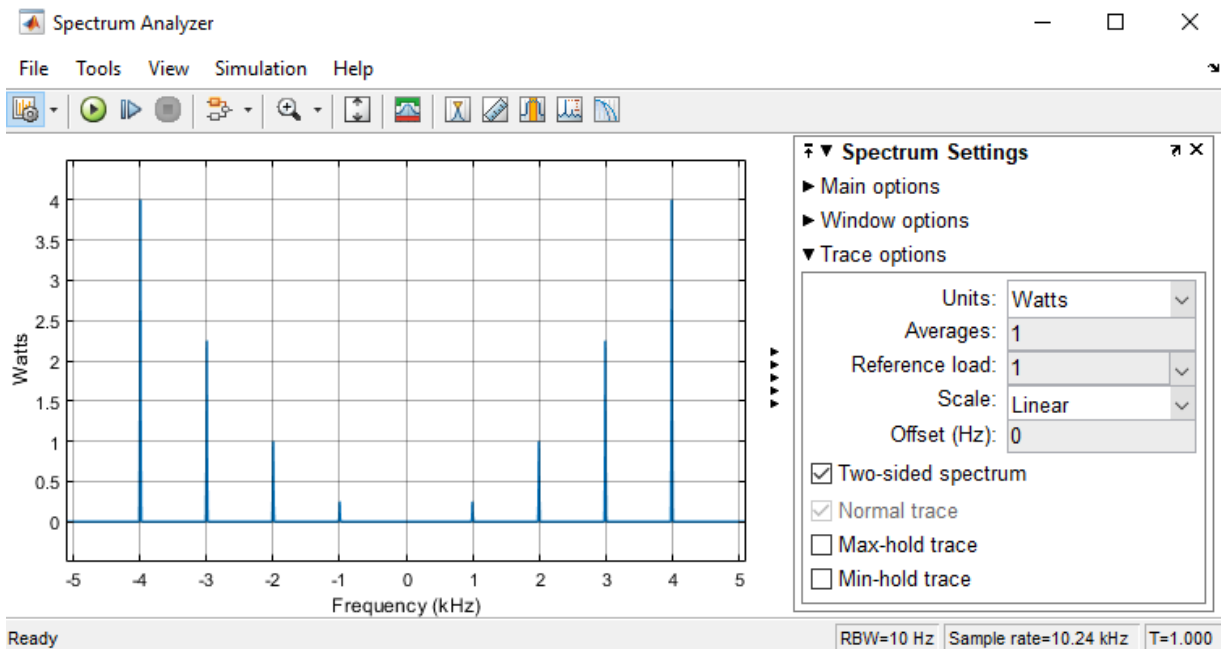


Рис. 4.13. Параметры анализатора спектра в блоке Spectrum Analyzer

5. Запустить модель на выполнение и убедиться в корректном отображении трех гармоник спектра (рис. 4.13).

### 4.3.2. КОМПЛЕКСНЫЙ ДЕМОДУЛИРОВАННЫЙ СИГНАЛ

Рассмотрим пример понижающего преобразования частоты (DDC, Digital Down Conversion): перенос вещественного модулированного (полосового) радиосигнала в область нулевой частоты и получение комплексного демодулированного сигнала. Пусть вещественный полосовой сигнал на несущей частоте  $f_c = 1000$  Гц определен четырьмя гармониками:

$$y(t) = 8\cos(2\pi 800t) + 6\cos(2\pi 900t) + 4\cos(2\pi 1100t) + 2\cos(2\pi 1200t). \quad (4.37)$$

Выражение (4.37) по (4.30) можно представить следующим образом:

$$y(t) = 4e^{j2\pi 800t} + 3e^{j2\pi 900t} + 2e^{j2\pi 1100t} + e^{j2\pi 1200t} + 4e^{-j2\pi 800t} + 3e^{-j2\pi 900t} + 2e^{-j2\pi 1100t} + e^{-j2\pi 1200t}. \quad (4.38)$$

Перенос  $y(t)$  на нулевую частоту получается умножением на  $e^{-j2\pi 1000t}$

$$x(t) = y(t)e^{-j2\pi 1000t} = 4e^{j2\pi(800-1000)t} + 3e^{j2\pi(900-1000)t} + 2e^{j2\pi(1100-1000)t} + e^{j2\pi(1200-1000)t} + 4e^{-j2\pi(800+1000)t} + 3e^{-j2\pi(900+1000)t} + 2e^{-j2\pi(1100+1000)t} + e^{-j2\pi(1200+1000)t} = (4.39) 4e^{-j2\pi 200t} + 3e^{-j2\pi 100t} + 2e^{j2\pi 100t} + e^{j2\pi 200t} + 4e^{-j2\pi 1800t} + 3e^{-j2\pi 1900t} + 2e^{-j2\pi 2100t} + e^{-j2\pi 2200t}.$$

Комплексный демодулированный сигнал  $z(t)$  на выходе ФНЧ:

$$z(t) = LPF\{x(t)\} = 4e^{-j2\pi 200t} + 3e^{-j2\pi 100t} + 2e^{j2\pi 100t} + e^{j2\pi 200t}. \quad (4.40)$$

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель в Simulink для иллюстрации понижающего преобразования частоты согласно выражениям (4.38), (4.39), (4.40) (рис. 4.14).

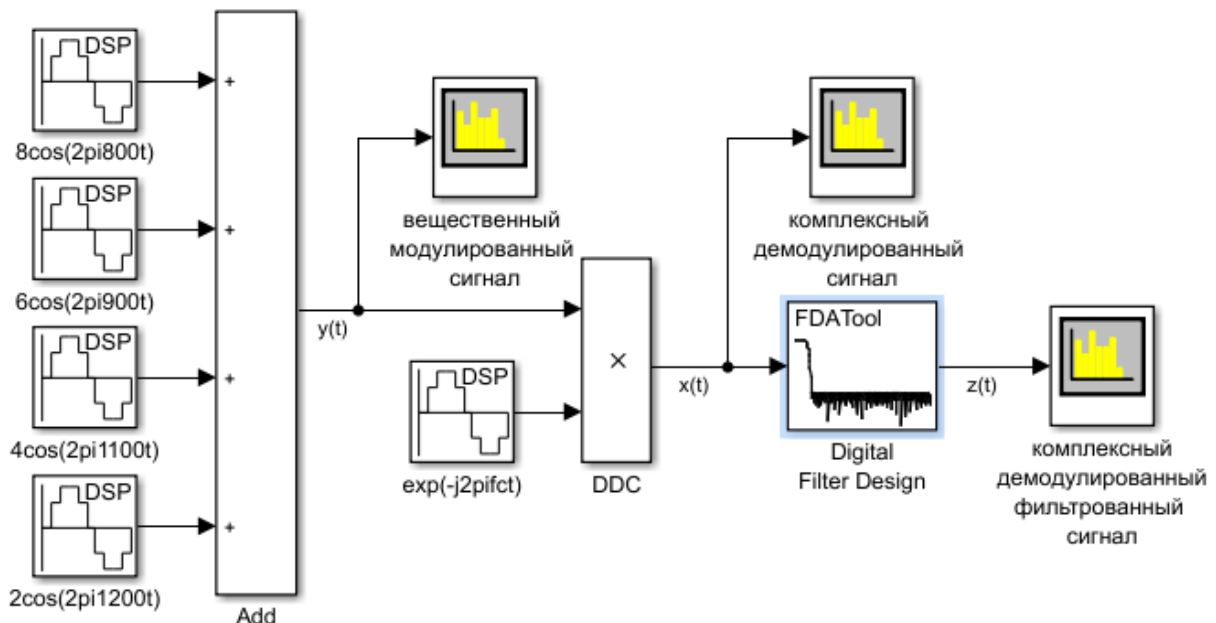


Рис. 4.14. Модель иллюстрации понижающего преобразования частоты

2. Зайти в меню Model Properties модели и прописать частоту дискретизации  $f_s = 10240$  Гц в разделе PreLoadFcn меню Callbacks.
3. Установить параметры блоков Sine Wave для сигнала (4.37); пример установки параметров комплексной экспоненты  $e^{-j2\pi 1000t}$  на рис. 4.15.

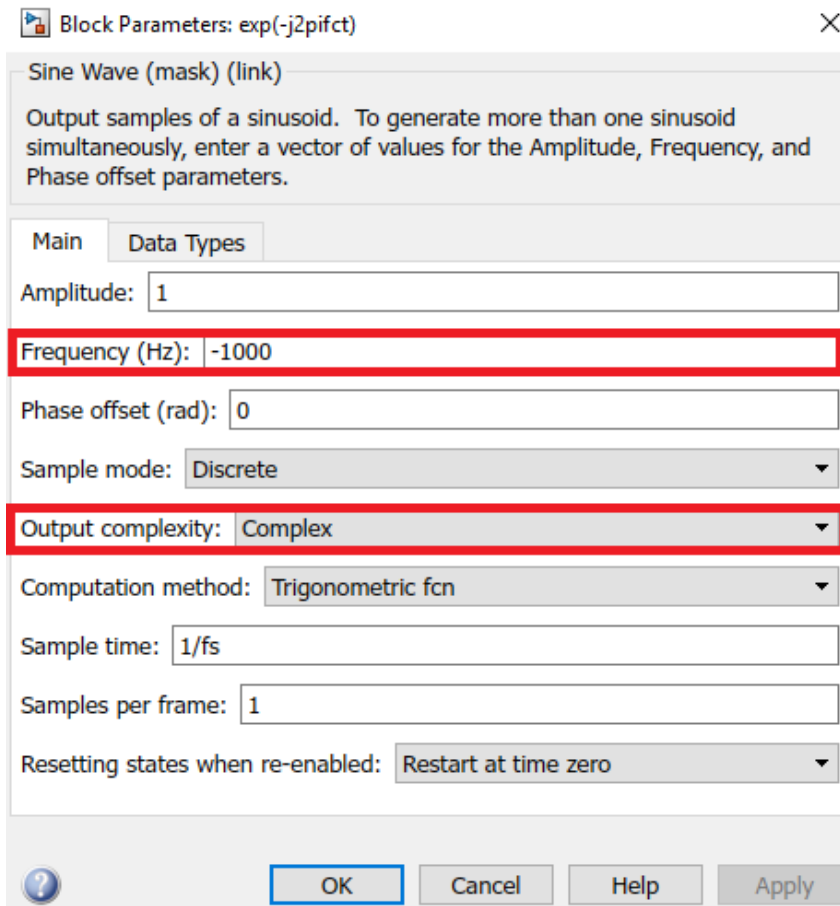


Рис. 4.15. Параметры блока SineWave для сигнала комплексной экспоненты

4. Добавить в модель блок Digital Filter Design из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Implementations (рис. 4.16).

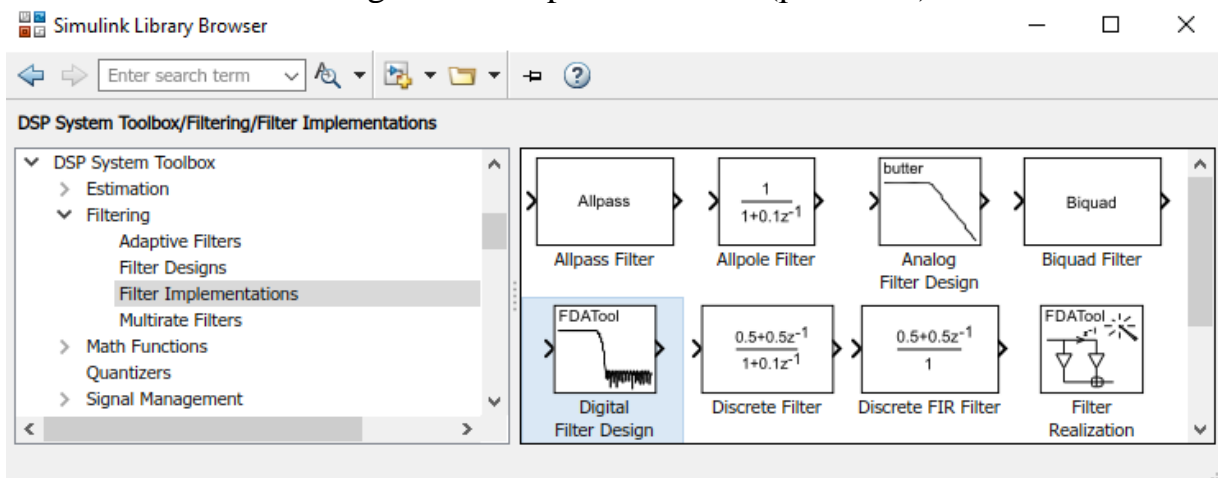


Рис. 4.16. Блок Digital Filter Design из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Implementations

## 5. Установить параметры ФНЧ в блоке Digital Filter Design (рис. 4.17).

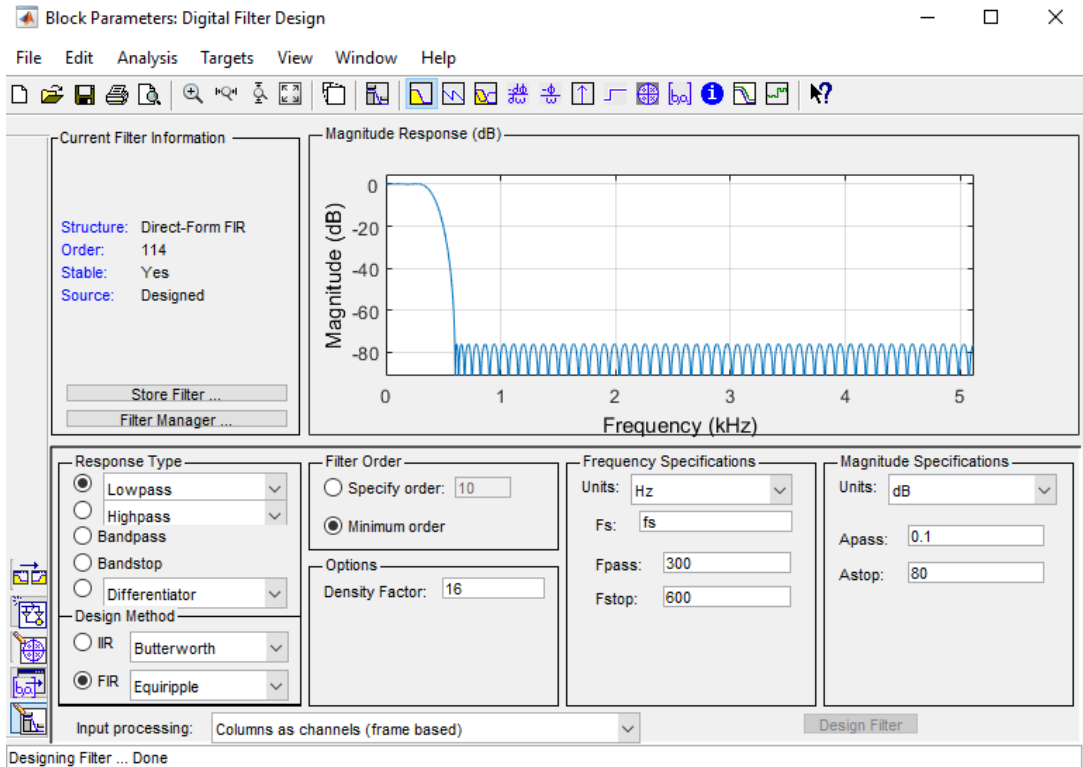


Рис. 4.17. Параметры блока Digital Filter Design

## 6. Установить параметры блоков Spectrum Analyzer (рис. 4.18).

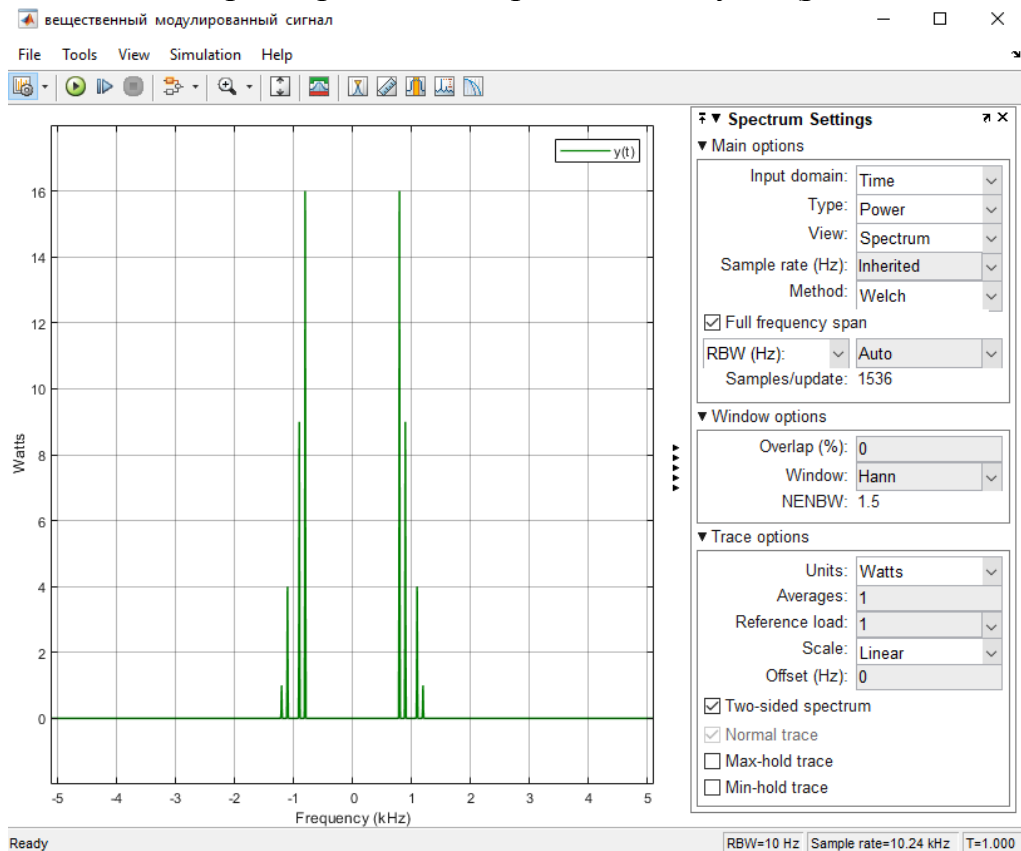


Рис. 4.18. Параметры блока Spectrum Analyzer

7. Выполнить моделирование и получить спектры вещественного модулированного радиосигнала  $y(t)$  в области нулевой частоты, комплексного демодулированного сигнала  $x(t)$  и комплексного демодулированного фильтрованного сигнала  $z(t)$  (рис. 4.19).

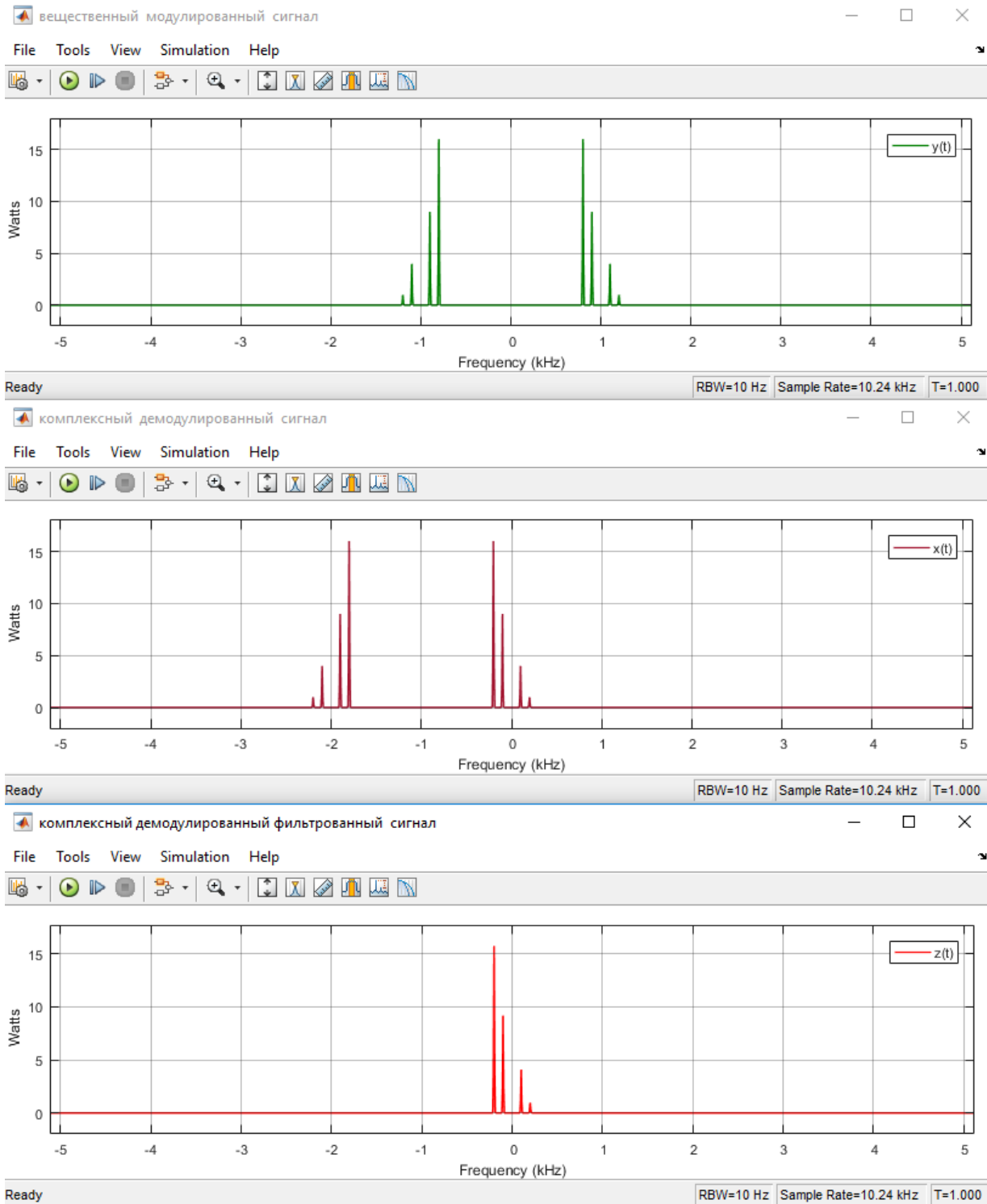


Рис. 4.19. Спектры сигналов  $y(t)$ ,  $x(t)$  и  $z(t)$

### 4.3.3. КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель в Simulink для вещественной и комплексной форм квадратурной модуляции и демодуляции сигнала (4.36) (рис. 4.20).
2. Убедиться в эквивалентности вещественной и комплексной форм квадратурной модуляции и демодуляции по спектрам на рис. 4.21.

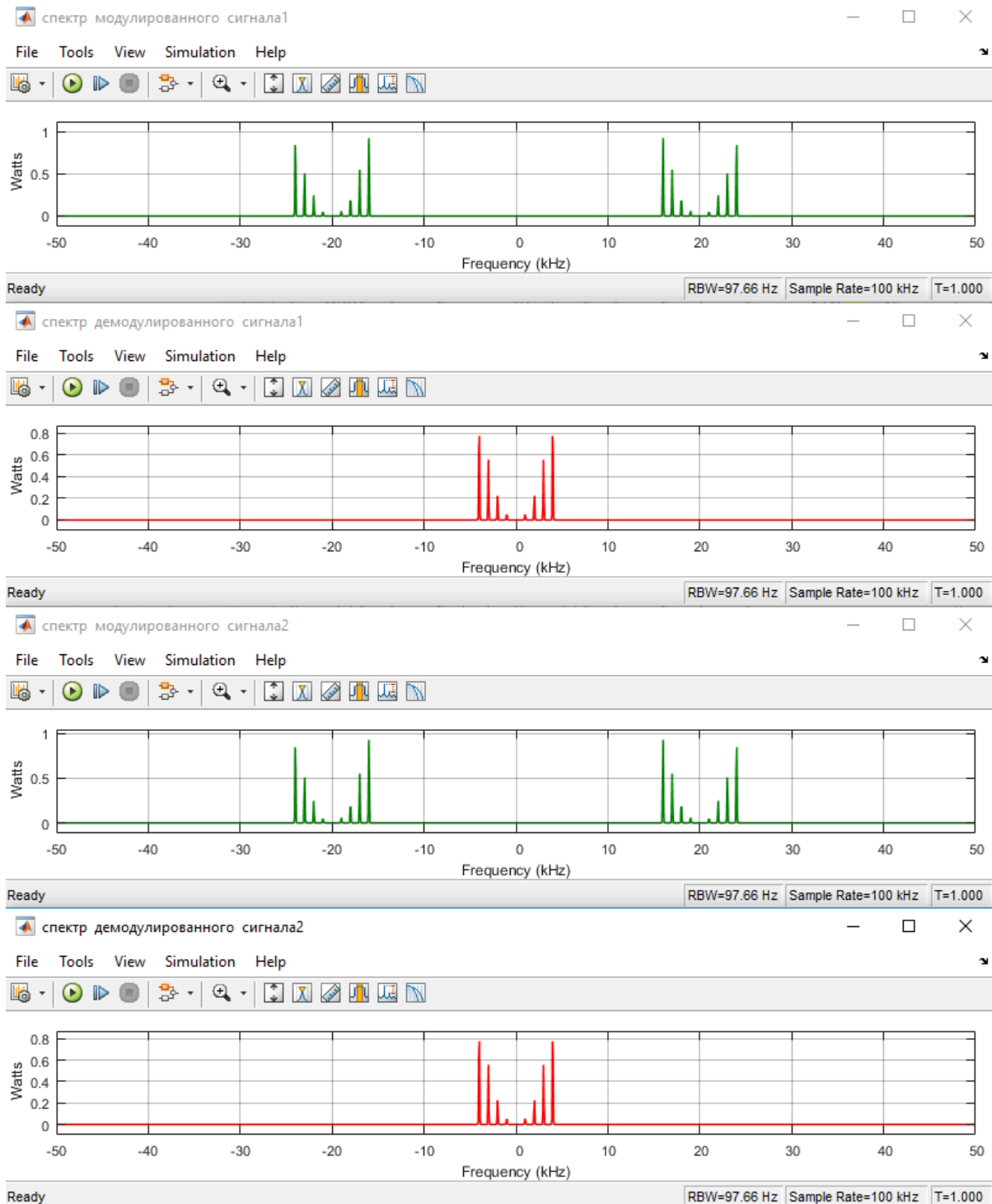


Рис. 4.21. Спектры сигналов для вещественной и комплексной форм квадратурной модуляции и демодуляции

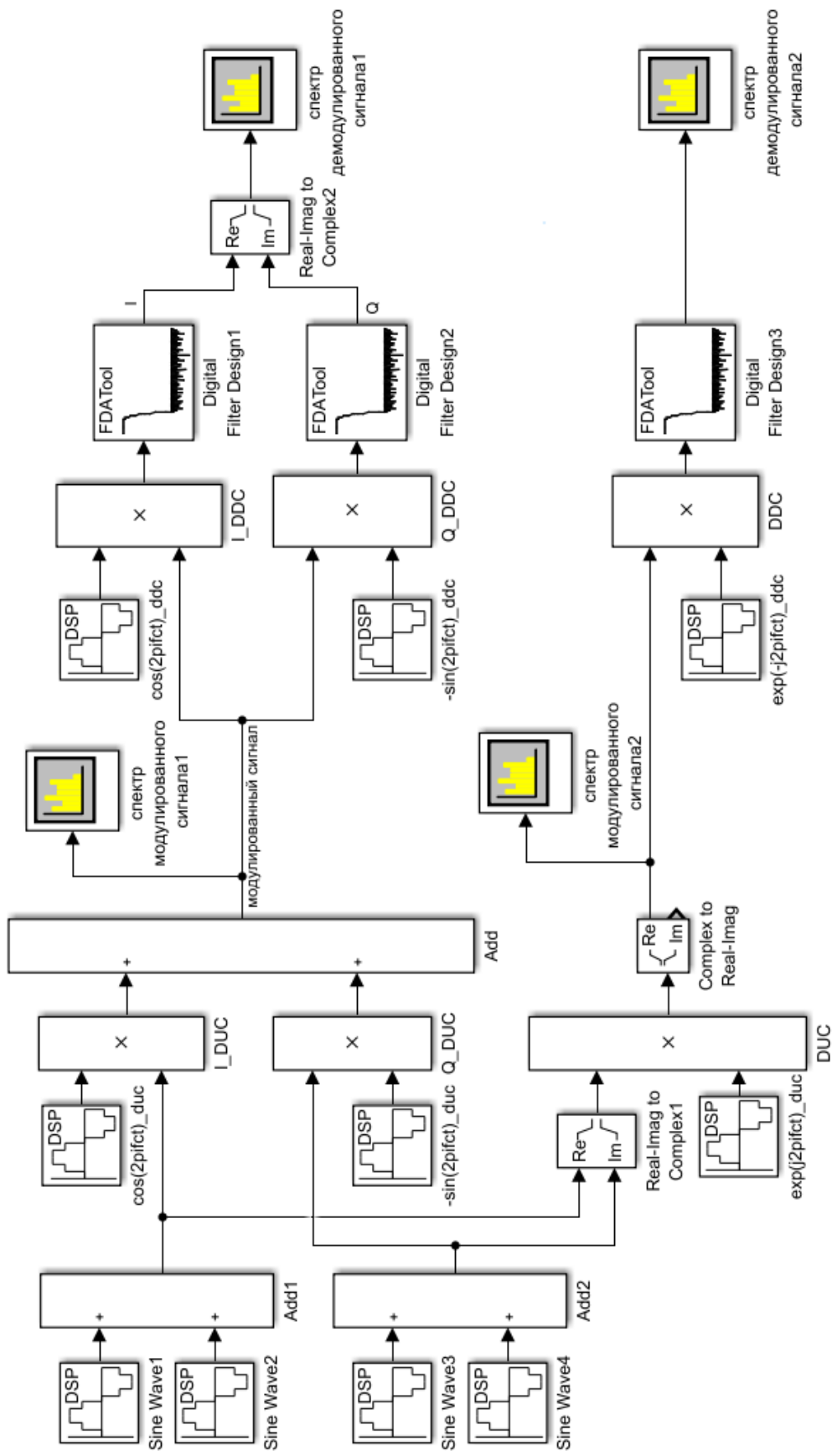


Рис. 4.20. Модель в Simulink для вещественной и комплексной форм квадратурной модуляции и демодуляции сигнала

### 4.3.4. КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВОГО И ЧАСТОТНОГО СДВИГА ПРИ ДЕМОДУЛЯЦИИ

Построим модель в Simulink для иллюстрации компенсации частотного сдвига при квадратурной модуляции/демодуляции (рис. 4.22).

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать новую модель в Simulink и добавить в нее блок Bernoulli Binary Generator из библиотеки Communication Toolbox / Comm Sources / Random Data Sources (рис. 4.23).

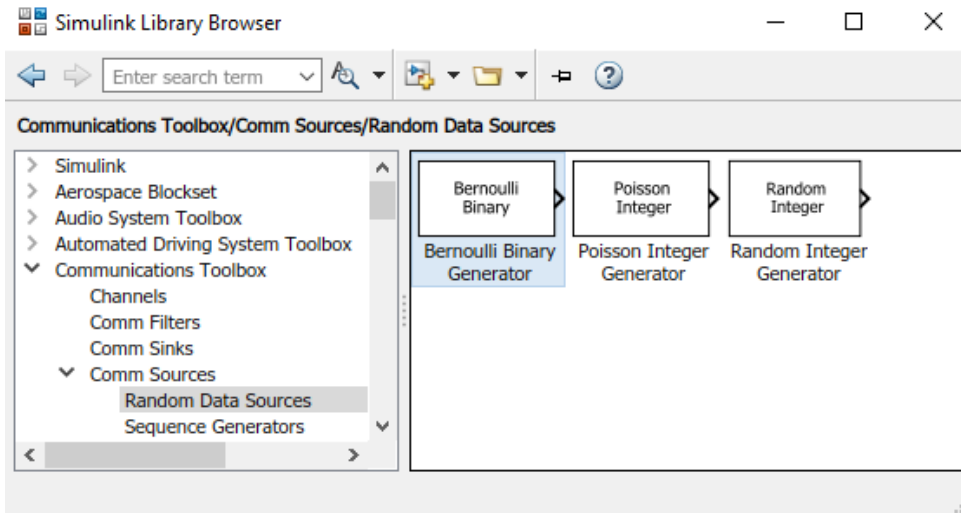


Рис. 4.23. Блок Bernoulli Binary Generator из библиотеки Communication Toolbox / Comm Sources / Random Data Sources

2. Добавить в модель блоки Rectangular QAM Modulator Baseband и Rectangular QAM Demodulator Baseband из библиотеки Communication Toolbox / Modulation / Digital Baseband Modulation / AM (рис. 4.24).

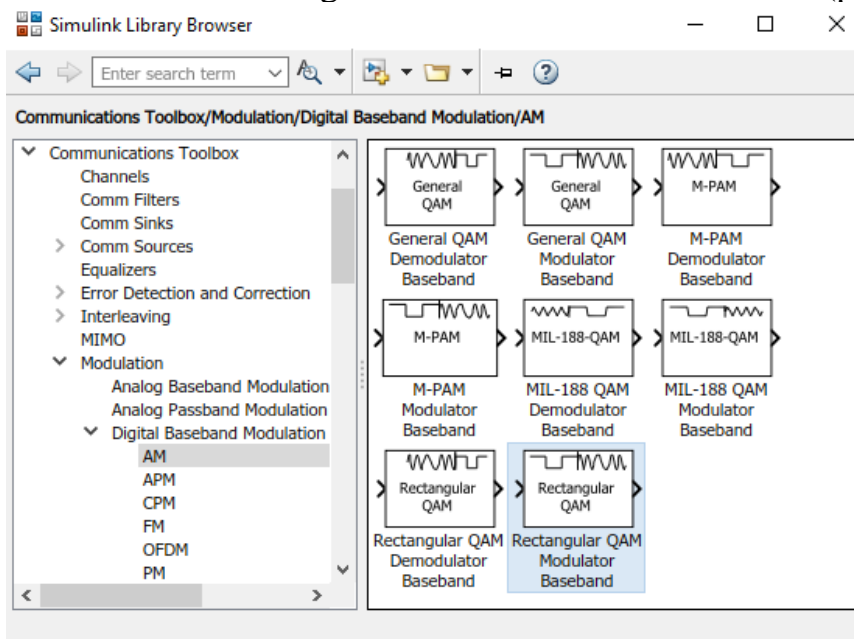


Рис. 4.24. Блоки Rectangular QAM Modulator Baseband и Rectangular QAM Demodulator Baseband из Communication Toolbox / Modulation / Digital Baseband Modulation / AM



3. Добавить в модель блоки Raised Cosine Transmit Filter и Raised Cosine Receive Filter из библиотеки Communication Toolbox / Comm Filters (рис. 4.25).

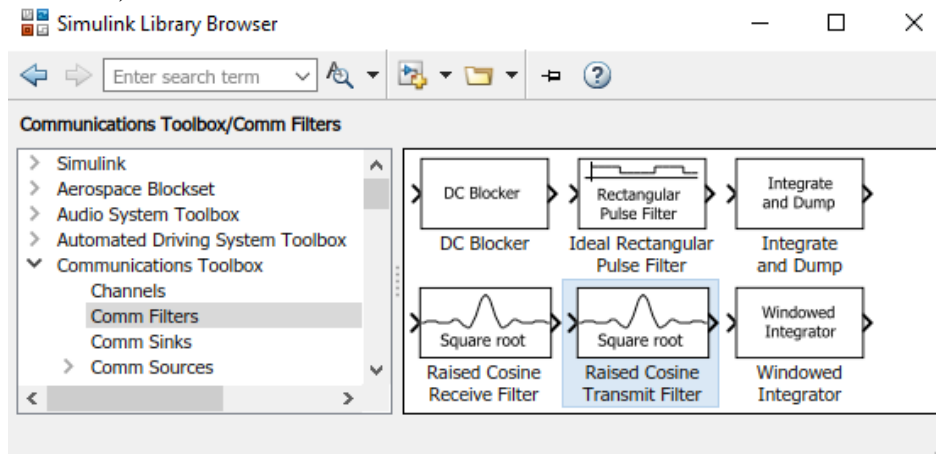


Рис. 4.25. Блоки Raised Cosine Transmit Filter и Raised Cosine Receive Filter из библиотеки Communication Toolbox / Comm Filters

4. Добавить в модель блок Complex to Real-Imag из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 4.26).

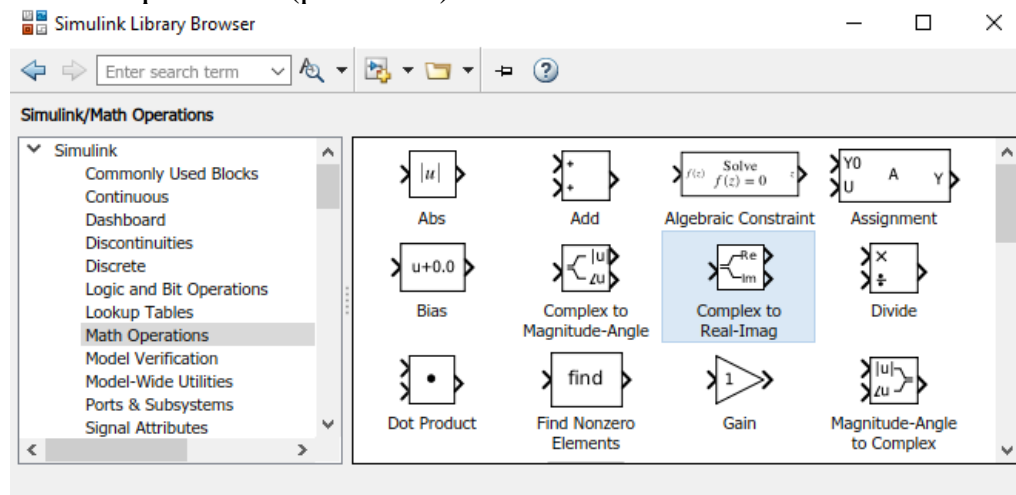


Рис. 4.26. Блок Complex to Real-Imag из библиотеки Simulink / Math Operations

5. Добавить в модель блок AWGN Channel из библиотеки Communication Toolbox / Channels (рис. 4.27).

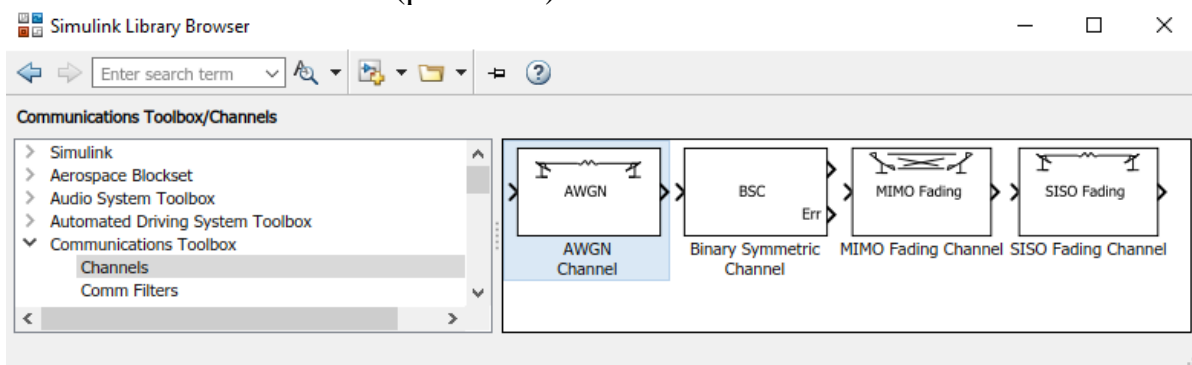


Рис. 4.27. Блок AWGN Channel из библиотеки Communication Toolbox / Channels

6. Добавить в модель блок Phase/Frequency Offset из библиотеки Communication Toolbox / RF Impairments (рис. 4.28).

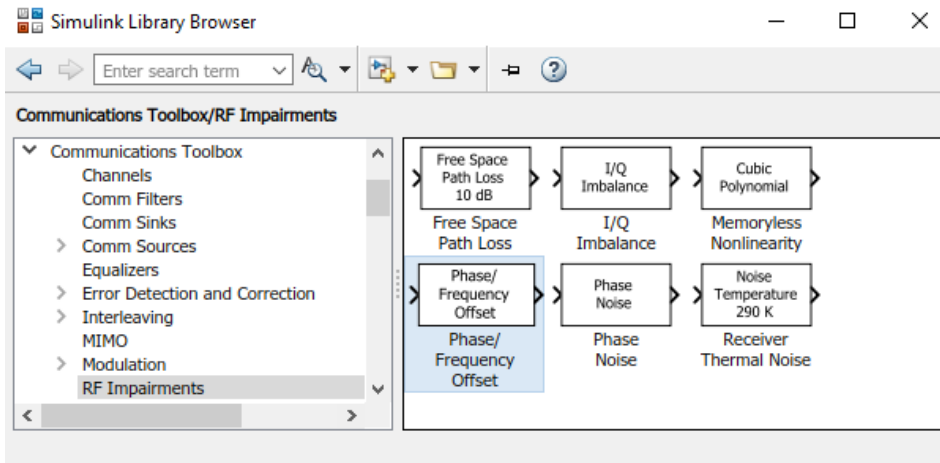


Рис. 4.28. Блок Phase/Frequency Offset из Communication Toolbox / RF Impairments

7. Добавить в модель блоки Goto и From из библиотеки Simulink / Signal Routing (рис. 4.29).

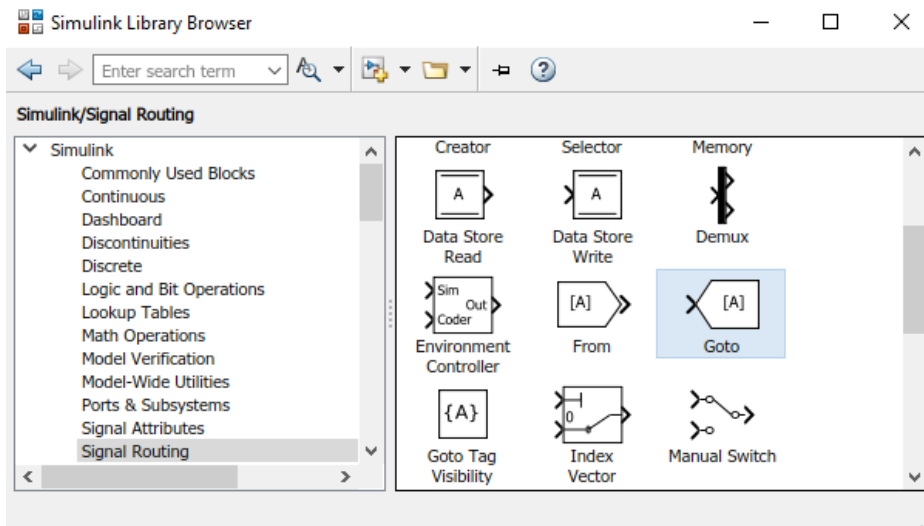


Рис. 4.29. Блок Goto и From из библиотеки Simulink / Signal Routing

8. Добавить в модель три блока Sine Wave блоки из библиотеки DSP System Toolbox / Sources (рис. 4.30).

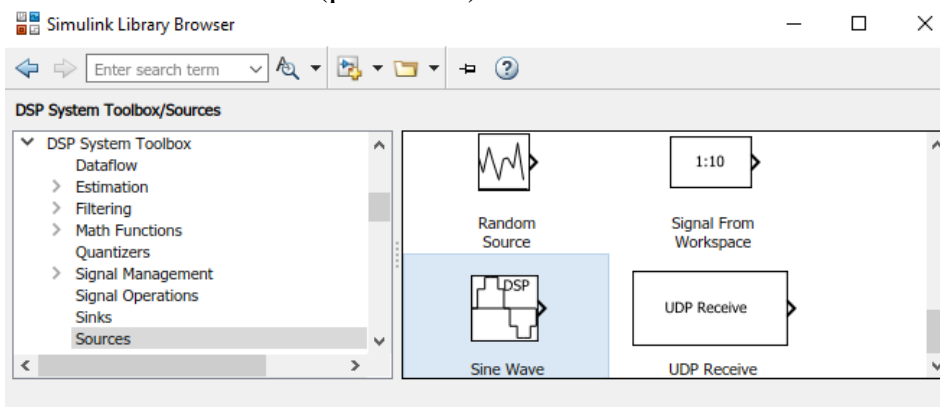


Рис. 4.30. Блок Sine Wave из библиотеки DSP System Toolbox / Sources

9. Добавить в модель три блока Product из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks (рис. 4.31).

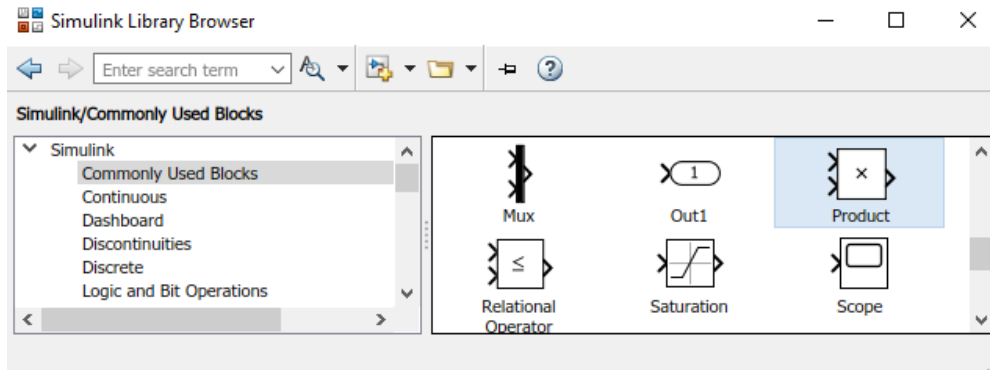


Рис. 4.31. Блок Product из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks

10. Добавить в модель блок Buffer из библиотеки DSP System Toolbox / Signal Management / Buffers (рис. 4.32).

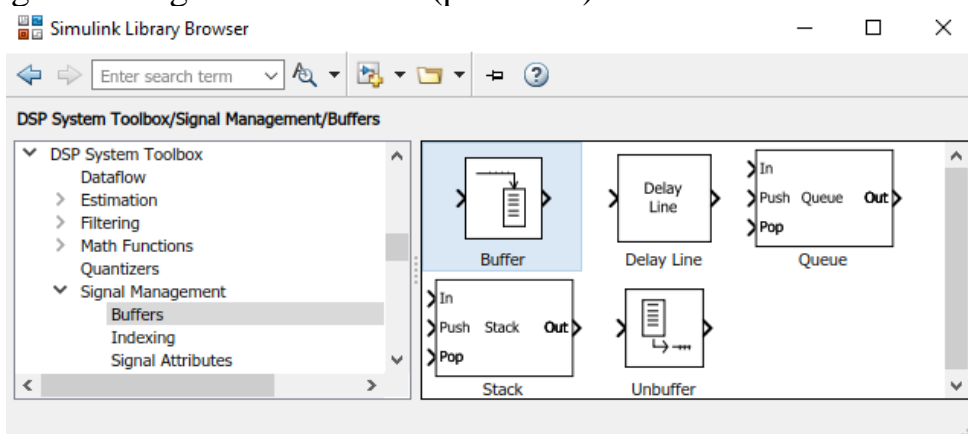


Рис. 4.32. Блок Buffer из библиотеки DSP System Toolbox / Signal Management / Buffers

11. Добавить в модель блок Find Delay из библиотеки Communications Toolbox / Utility Blocks (рис. 4.33).

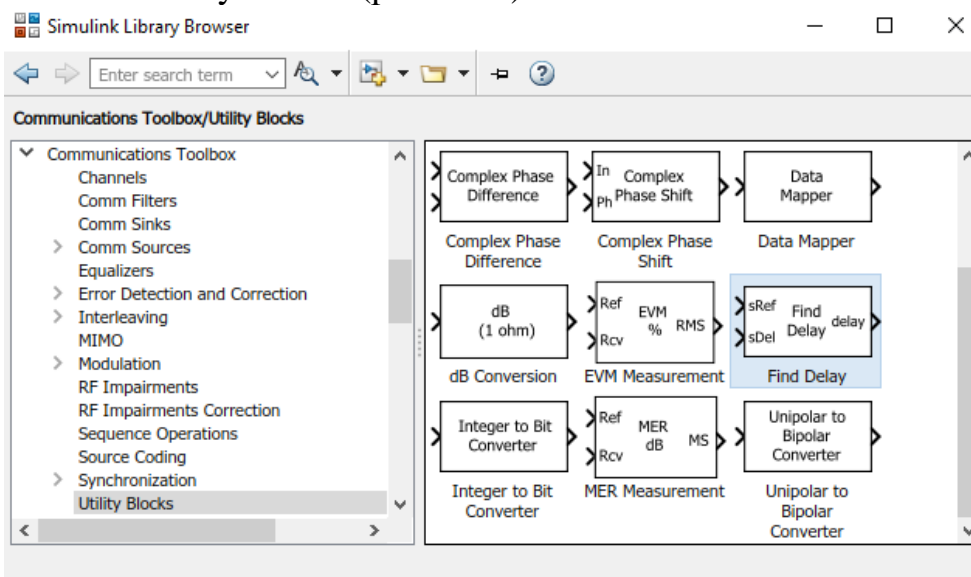


Рис. 4.33. Блок Find Delay из библиотеки Communications Toolbox / Utility Blocks

12. Добавить в модель блок Error Rate Calculation из библиотеки Communications Toolbox / Comm Sinks (рис. 4.34).

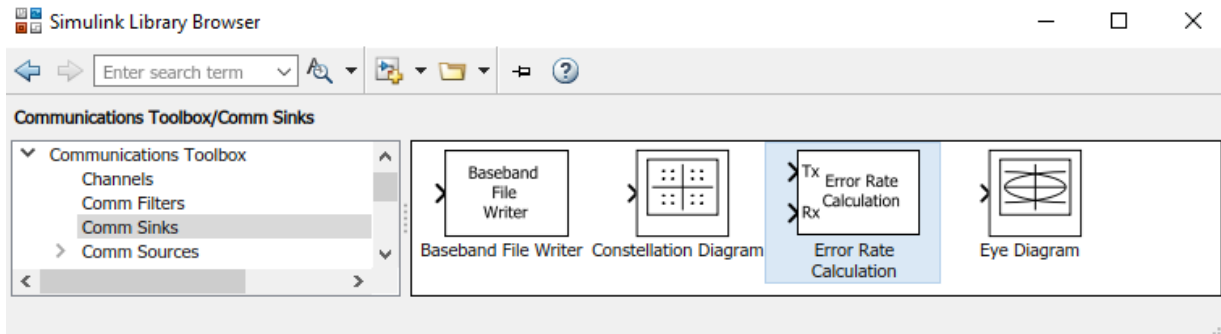


Рис. 4.34. Блок Error Rate Calculation из библиотеки Communications Toolbox / Comm Sinks

13. Добавить в модель два блока Display из библиотеки Simulink / Sinks (рис. 4.35).

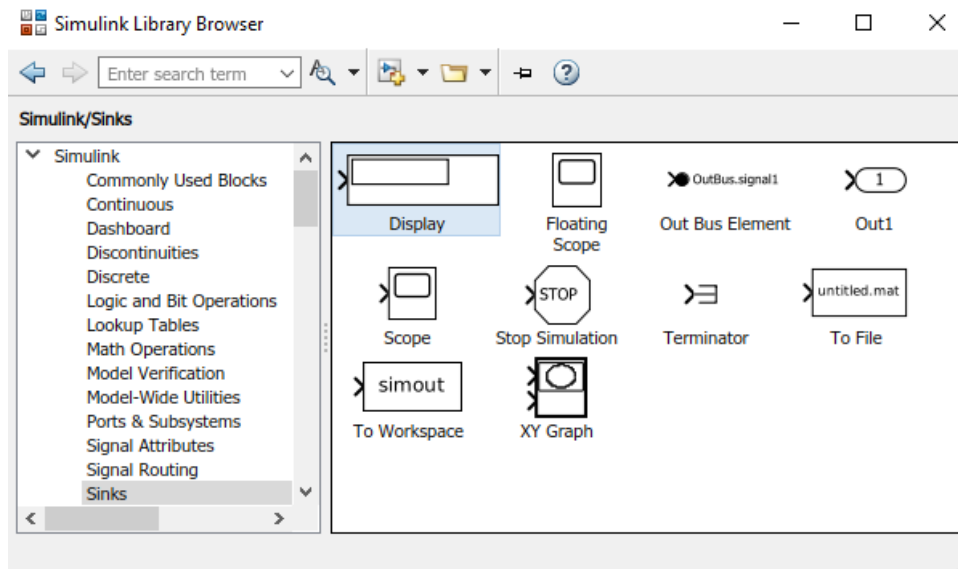


Рис. 4.35. Блок Display из библиотеки Simulink / Sinks

14. Добавить в модель блок Constellation Diagram из библиотеки Communication Toolbox / Comm Sinks (рис. 4.36).

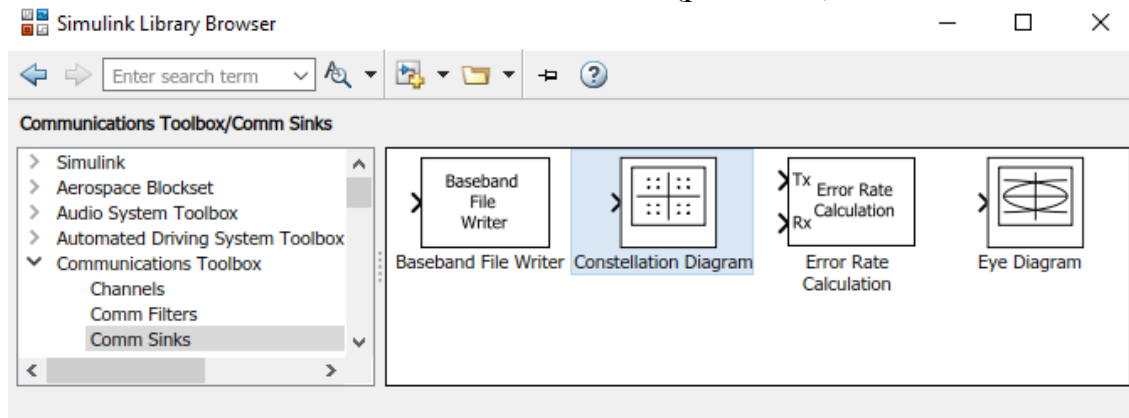


Рис. 4.36. Блок Constellation Diagram из библиотеки Communication Toolbox / Comm Sinks

15. Добавить в модель пять блоков Spectrum Analyzer из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks (рис. 4.37).

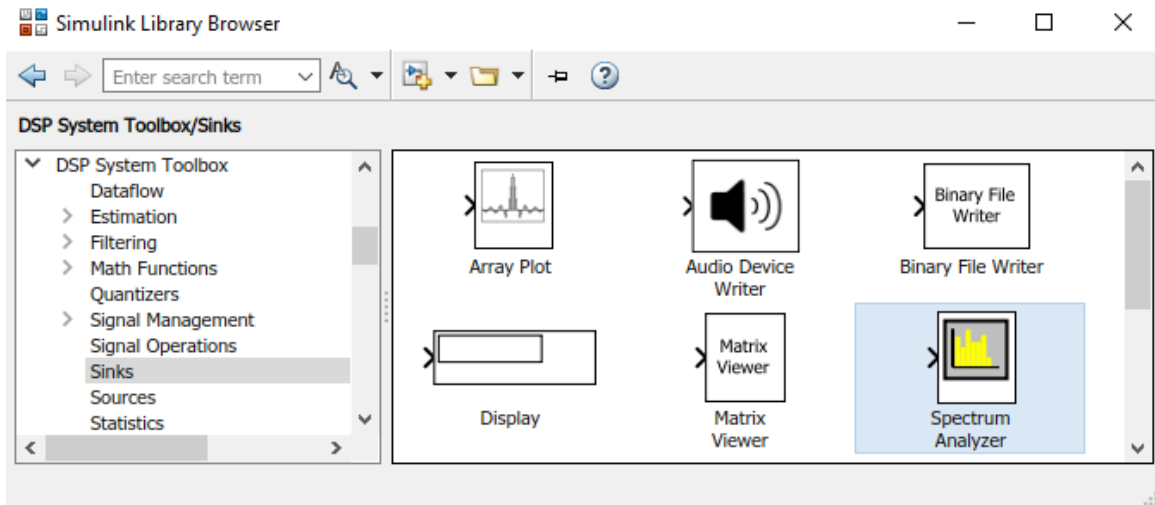


Рис. 4.37. Блок Spectrum Analyzer из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks

16. Инициализировать параметры модели скриптом 4.4 в разделе PreLoadFcn меню Callbacks (рис. 4.38).

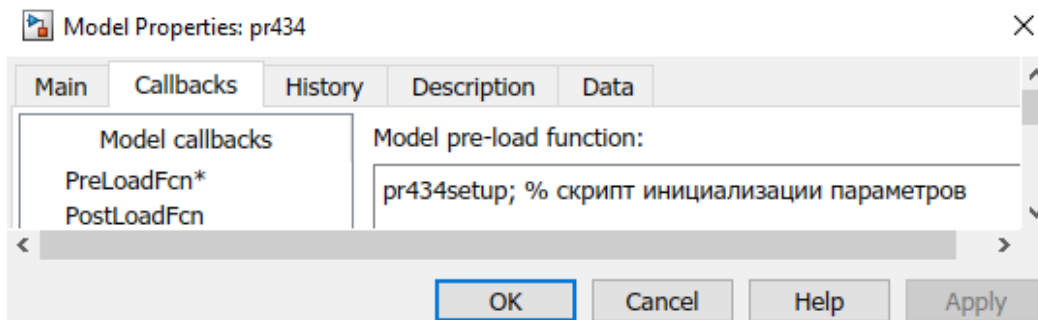


Рис. 4.38. Инициализация параметров модели в разделе PreLoadFcn меню Model Properties / Callbacks

**Скрипт 4.4. Инициализация параметров модели иллюстрации компенсации частотного сдвига при квадратурной модуляции/демодуляции**

```
% pr434setup; % скрипт инициализации параметров
clear all; clc;
fc = 10e6; % несущая частота (Гц)
rsym = 1e6; % символьная скорость (симв/с)
nsamp = 50; % число дискретов на символ
M = 4; % размерность КАМ
hMod = comm.RectangularQAMModulator(M); % объект модулятора
fs = rsym * nsamp; % частота дискретизации (Гц)
nsym = 8; % длина фильтра в символах
beta = 0.2; % коэффициент сглаживания
EbN0 = 30; % отношение энергии бита к СПМ шума (дБ)
% Оценка мощности сигнала после фильтрации и модуляции
sigpower = sum(abs(constellation(hMod)).^2)/M/nsamp;
% Оценка ОСШ полосового радиосигнала
% коэффициент 10*log10(2) учитывает уменьшение мощности вещественного
% полосового радиосигнала по сравнению с мощностью комплексной огибающей
SNR = EbN0 + 10*log10(log2(M)/nsamp) + 10*log10(2);
```

17. Соединить блоки модели согласно схеме на рис. 4.22.

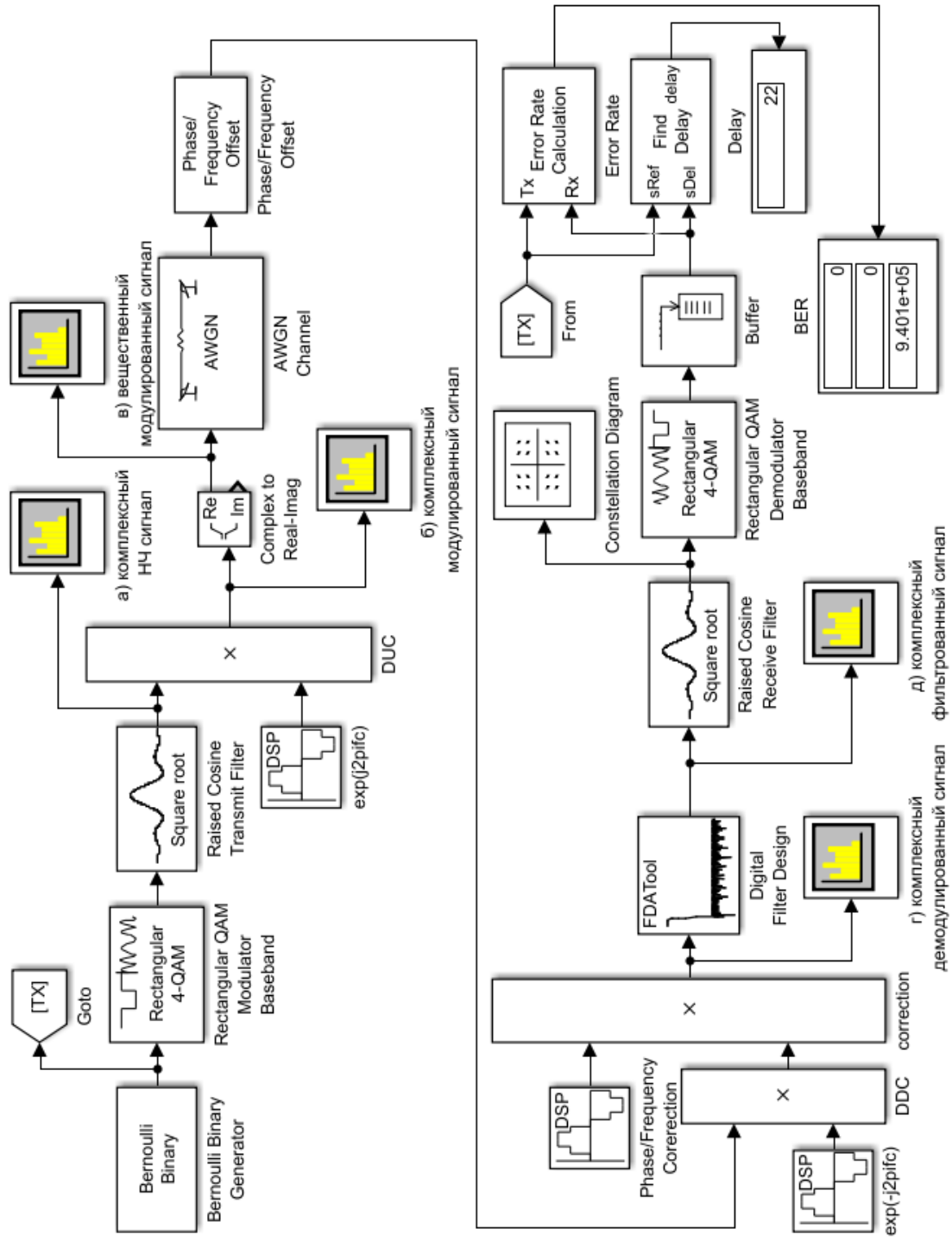


Рис. 4.22. Модель в Simulink для иллюстрации компенсации частотного сдвига при квадратурной модуляции и демодуляции

18. Установить параметры блока Bernoulli Binary Generator (рис. 4.39).

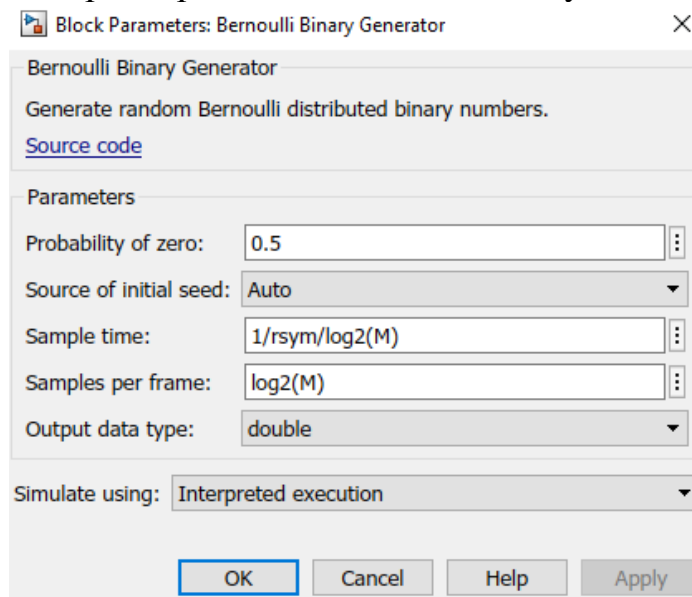


Рис. 4.39. Параметры блока Bernoulli Binary Generator

19. Установить параметры блока Rectangular QAM Modulator Baseband (рис. 4.40).

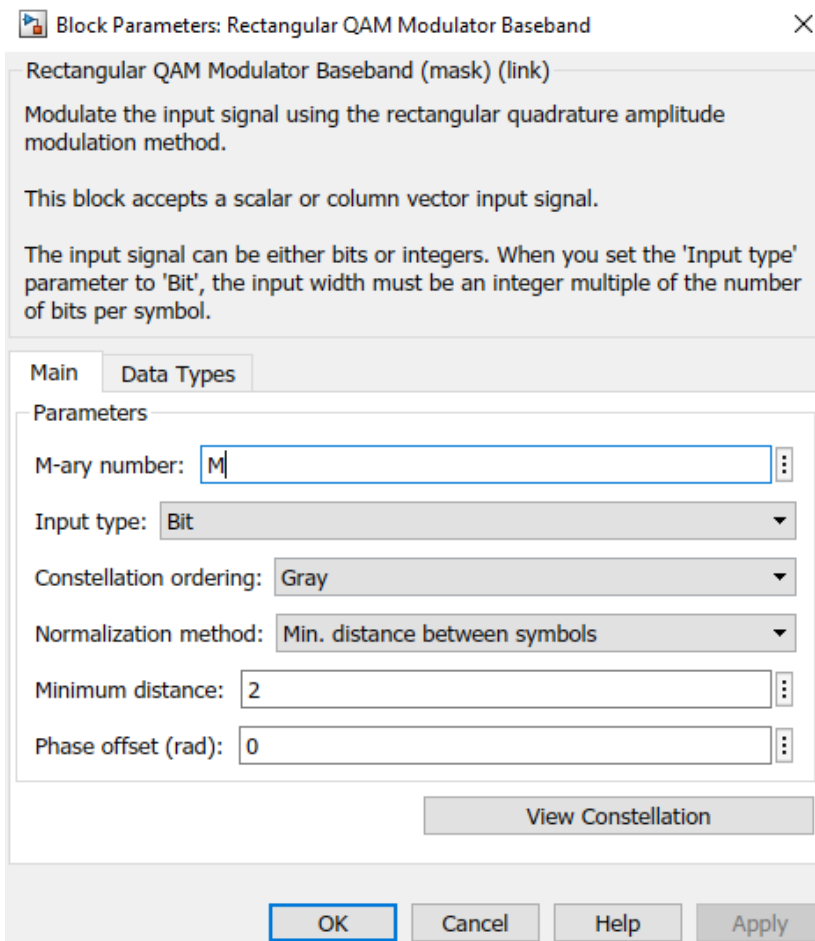


Рис. 4.40. Параметры блока Rectangular QAM Modulator Baseband

20. Установить параметры блока Raised Cosine Transmit Filter (рис. 4.41).

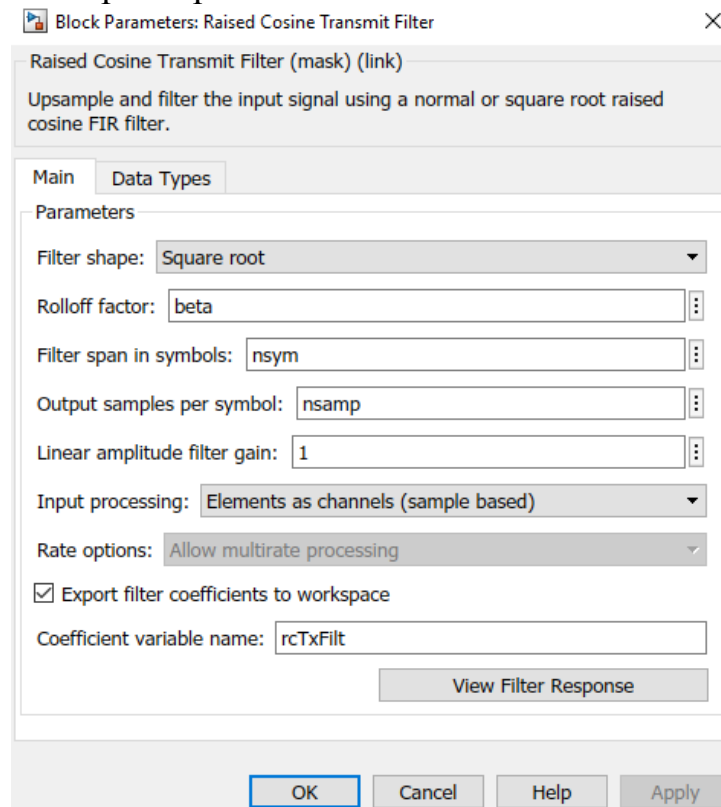


Рис. 4.41. Параметры блока Raised Cosine Transmit Filter

21. Установить параметры блока Sine Wave ( $\exp(j2\pi f_c t)$ ) (рис. 4.42).

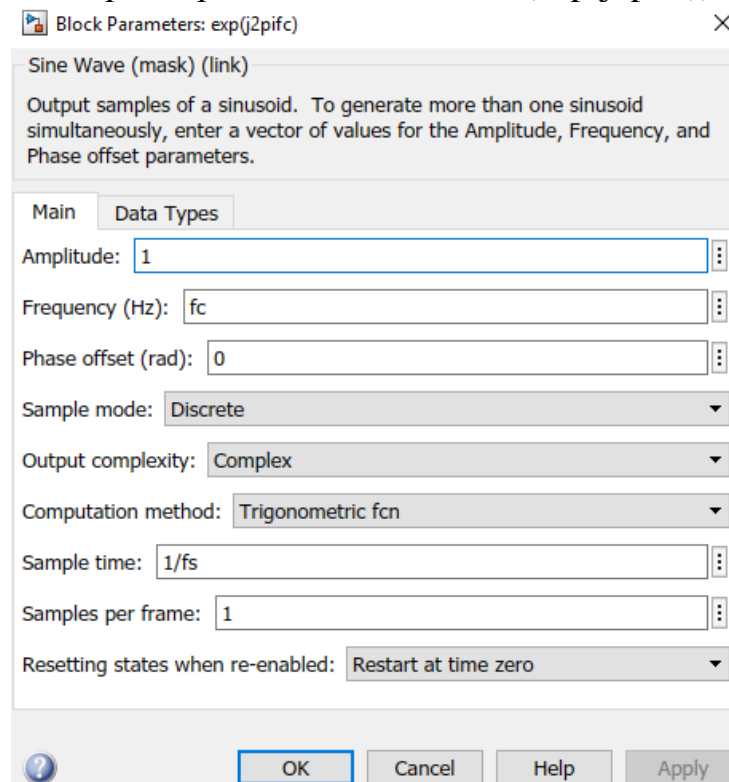


Рис. 4.42. Параметры блока Sine Wave ( $\exp(j2\pi f_c t)$ )



22. Установить параметры блока AWGN Channel (рис. 4.43).

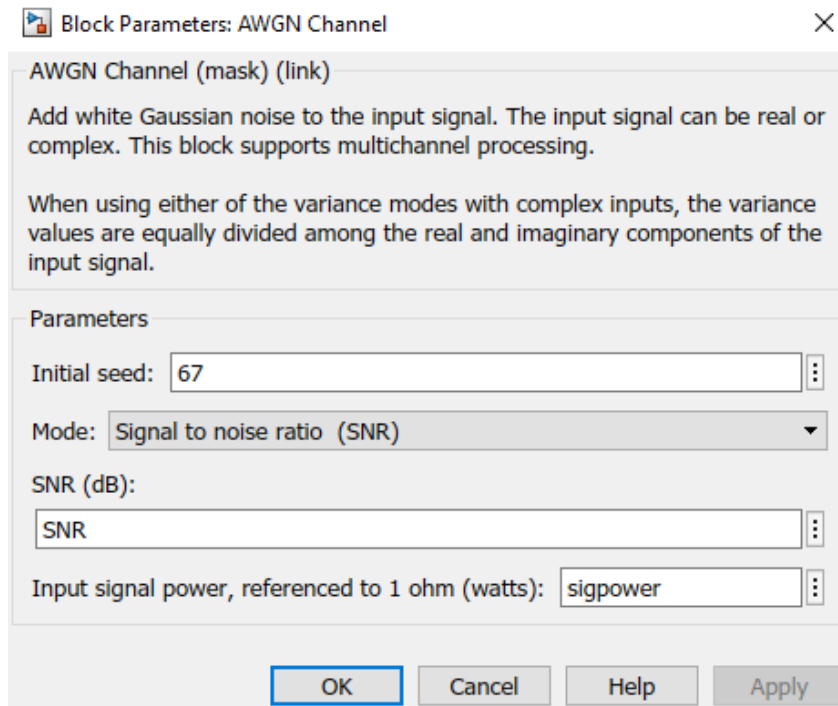


Рис. 4.43. Параметры блока AWGN Channel

23. Установить параметры блока Sine Wave ( $\exp(-j2\pi f_c t)$ ) (рис. 4.44).

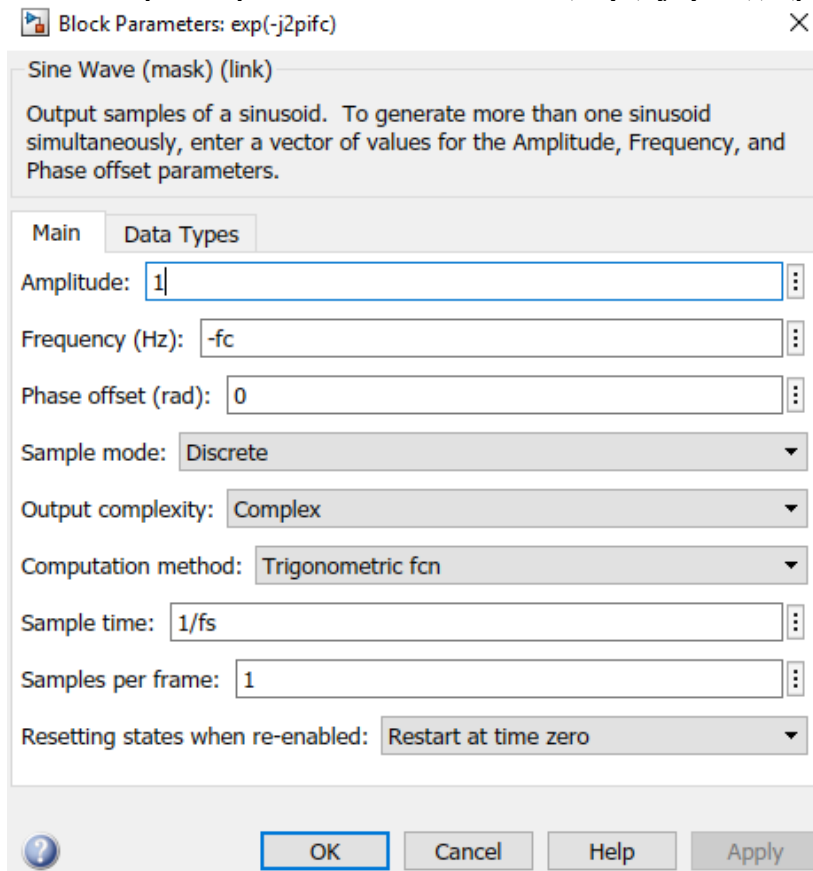


Рис. 4.44. Параметры блока Sine Wave ( $\exp(-j2\pi f_c t)$ )

24. Установить параметры блока Sine Wave (Phase/Freq Corerection) (рис. 4.45).

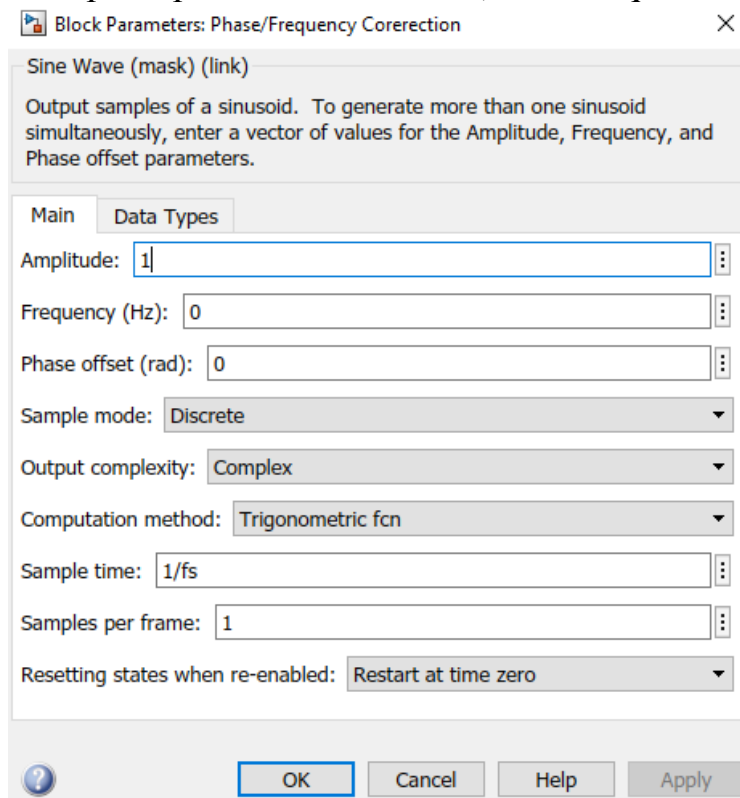


Рис. 4.45. Параметры блока Sine Wave (Phase/Frequency Corerection)

25. Установить параметры блока Digital Filter Design (рис. 4.46).

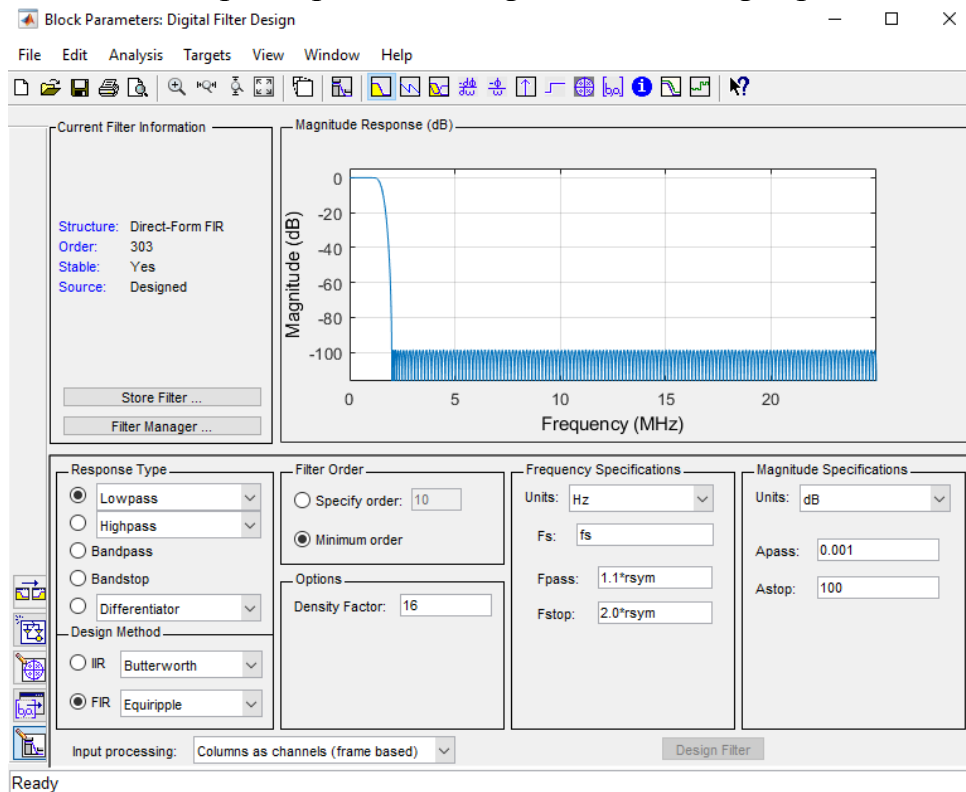


Рис. 4.46. Параметры блока Digital Filter Design

26. Установить параметры блока Raised Cosine Receive Filter (рис. 4.47).

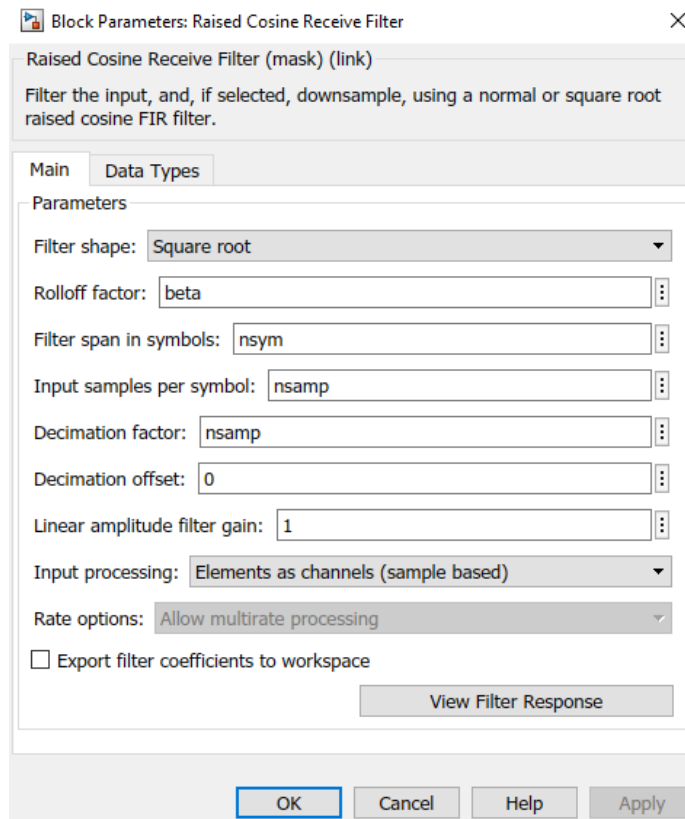


Рис. 4.47. Параметры блока Raised Cosine Receive Filter

27. Установить параметры блока Rectangular QAM Demodulator Baseband (рис. 4.48).

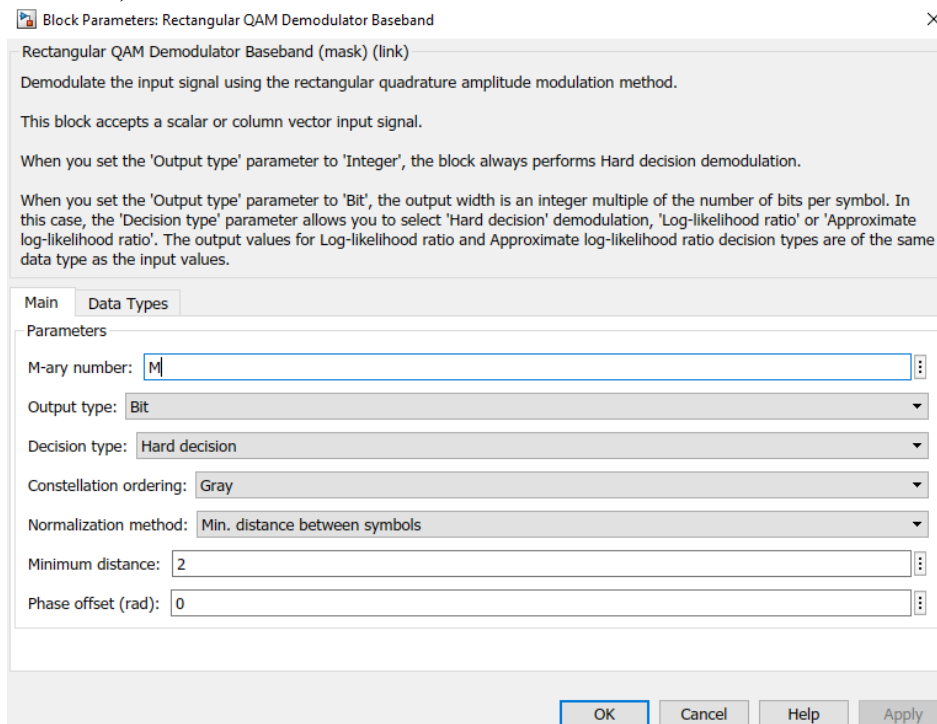


Рис. 4.48. Параметры блока Rectangular QAM Demodulator Baseband

28. Установить параметры блока Buffer (рис. 4.49).

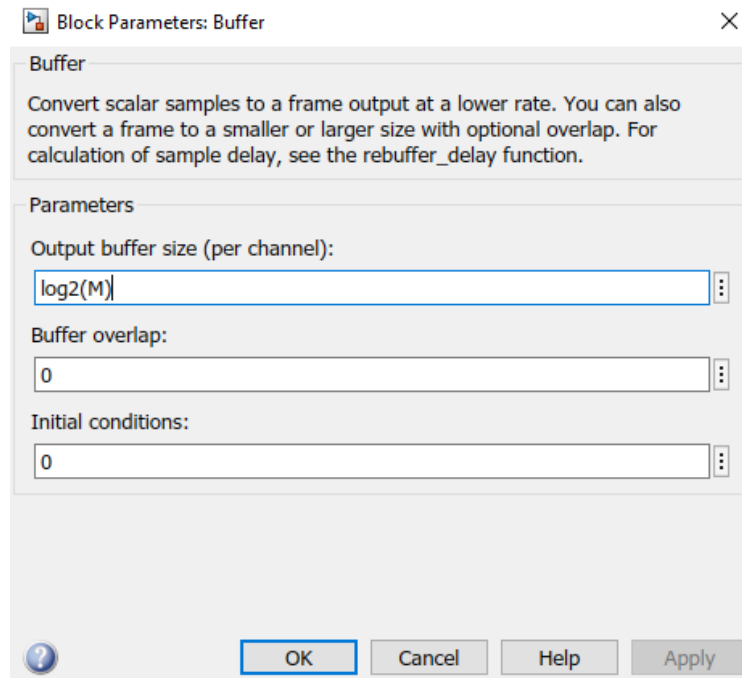


Рис. 4.49. Параметры блока Buffer

29. Установить задержку в блоке Error Rate Calculation (рис. 4.50).

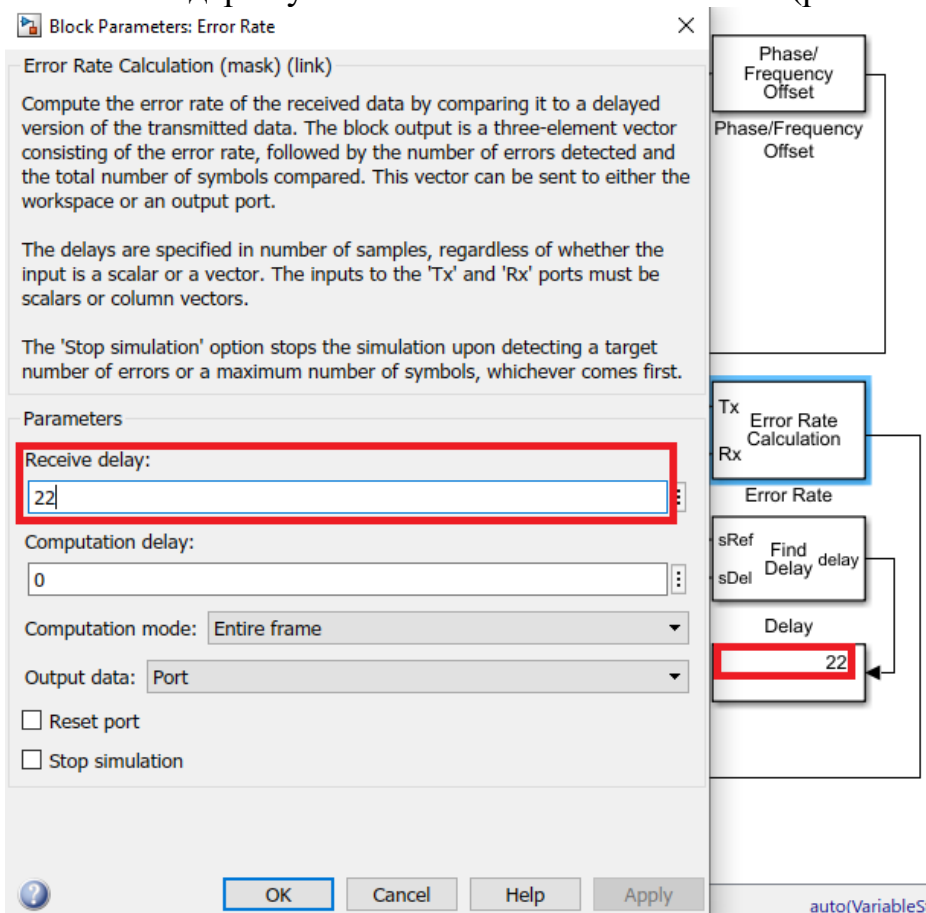


Рис. 4.50. Задержка в блоке Error Rate Calculation

30. Выполнить моделирование и убедиться в корректности спектров сигналов: а) комплексный информационный НЧ сигнал на нулевой частоте; б) комплексный модулированный сигнал на несущей частоте; в) вещественный модулированный сигнал на несущей частоте; г) комплексный демодулированный сигнал после понижающего преобразования частоты; д) комплексный демодулированный сигнал на выходе ФНЧ (рис. 4.51).

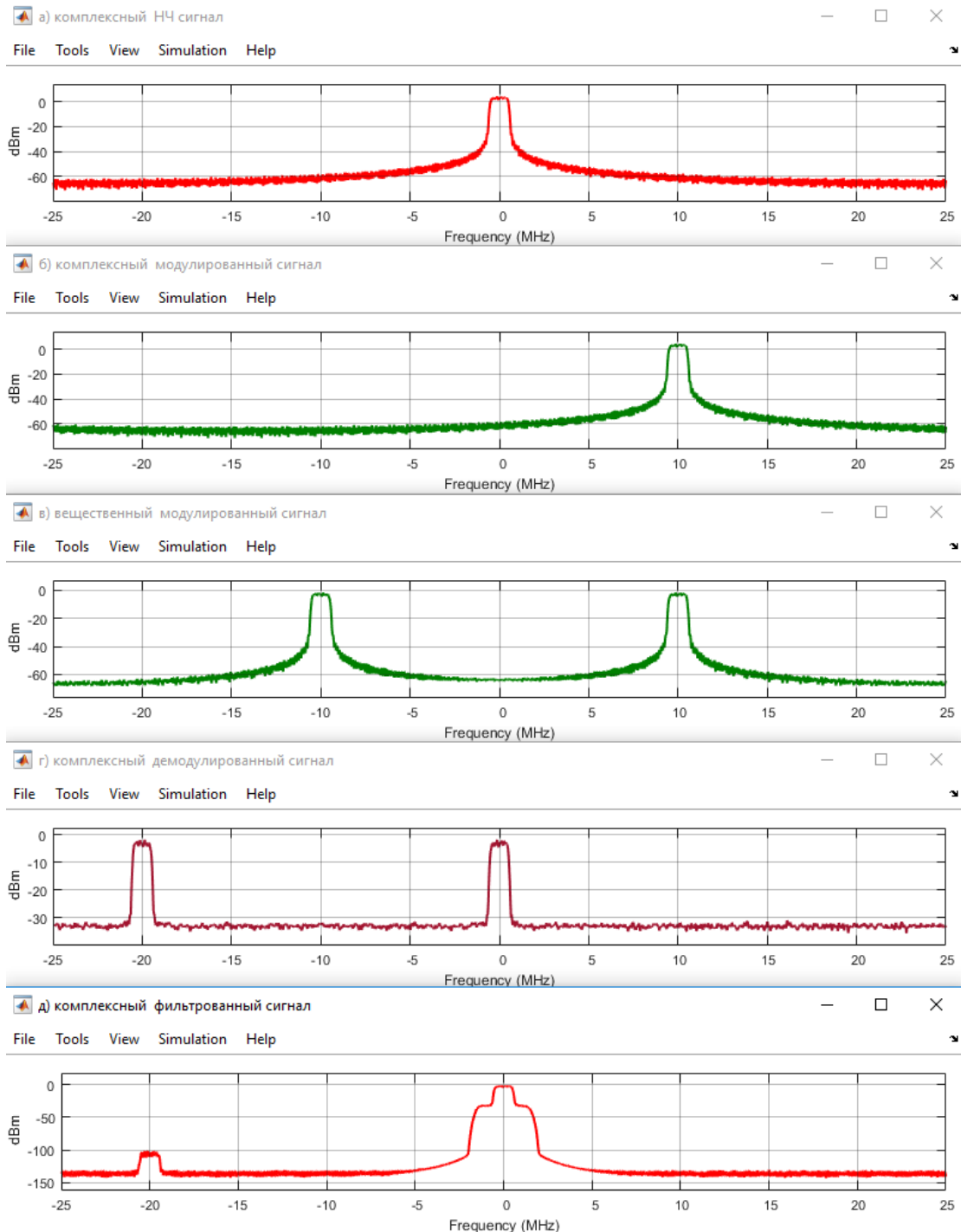


Рис. 4.51. Спектры сигналов при квадратурной модуляции и демодуляции

31. Установить параметры блока Constellation Diagram (рис. 4.52).

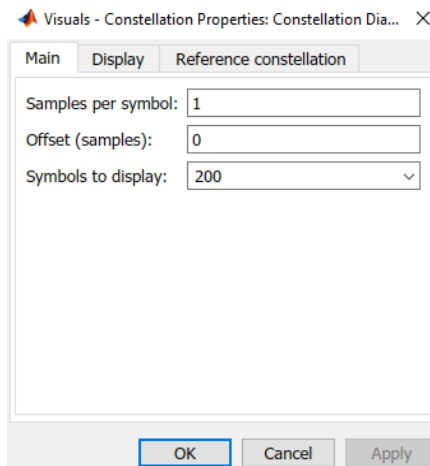


Рис. 4.52. Параметры блока Constellation Diagram

32. Выполнить моделирование и убедиться в корректном отображении фазового портрета принимаемого сигнала (рис. 4.53,а).

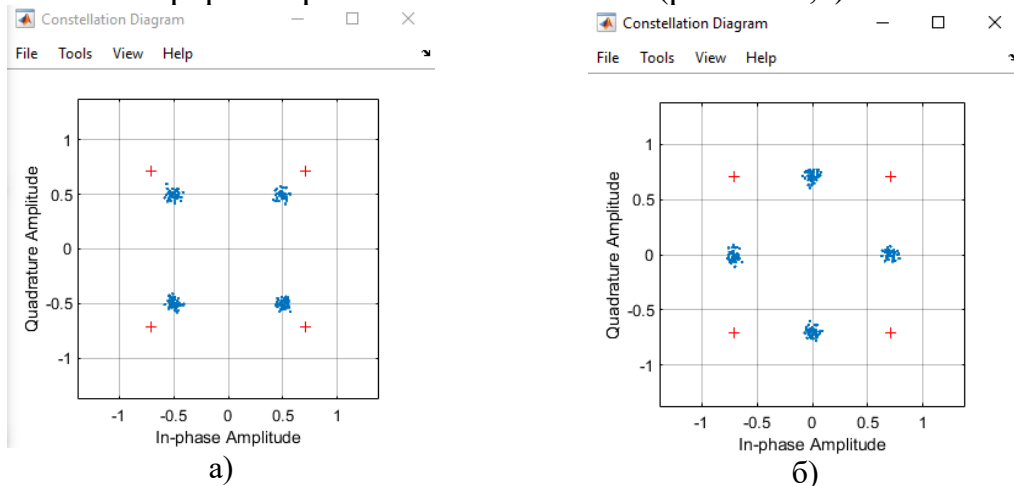


Рис. 4.53. Фазовый портрет принимаемого сигнала в окне Constellation Diagram:  
а) корректный, без поворота; б) повернутый на  $45^\circ$ .

33. Ввести фазовый сдвиг в блоке Phase/Frequency Offset (рис. 4.54).

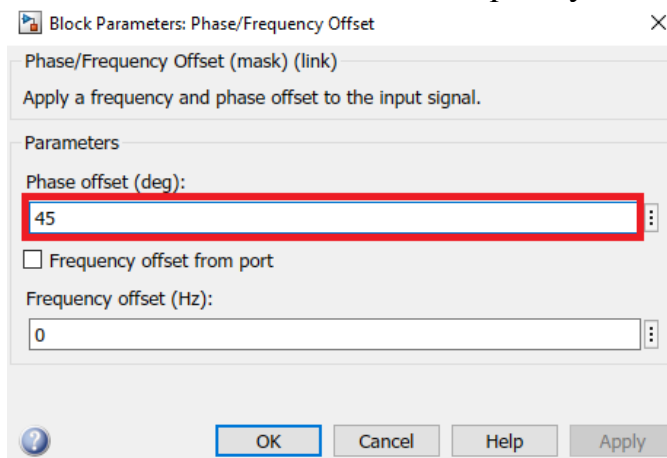


Рис. 4.54. Инициализация фазового сдвига в блоке Phase/Frequency Offset

34. Выполнить моделирование и убедиться в наличии поворота сигнального созвездия на величину фазового сдвига (рис. 4.53,б).
35. Для компенсации фазового сдвига следует в блоке Sine Wave (Phase/Frequency Corerection) ввести значение фазового сдвига с противоположным знаком (рис. 4.55).

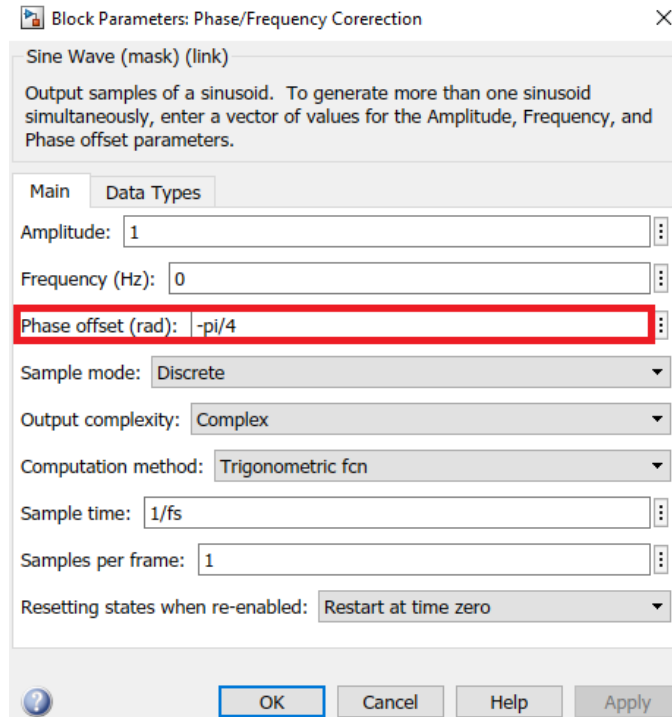


Рис. 4.55. Коррекция фазового сдвига в блоке Sine Wave (Phase/Frequency Corerection)

36. Выполнить моделирование и убедиться в корректном отображении фазового портрета принимаемого сигнала (рис. 4.53).
37. Повторить п.п. 33 – 36 для оценки влияния частотного сдвига: ввести частотный сдвиг в блоке Phase/Frequency Offset; выполнить моделирование и убедиться в наличии эффекта вращения сигнального созвездия со скоростью частотного сдвига; для компенсации частотного сдвига в блоке Sine Wave (Phase/Frequency Corerection) ввести значение частотного сдвига с противоположным знаком.
38. Оценить задержку, вносимую элементами имитационной модели; задержка определяется автоматически блоком Find Delay и устанавливается в блоке Error Rate Calculation для корректной оценки вероятности битовых ошибок (рис. 4.50).
39. Провести моделирование для заданного диапазона отношений  $E_b/N_0$  и оценить BER на выходе блока Error Rate Calculation; отношение  $E_b/N_0$  для данного вида сигналов КАМ устанавливается в скрипте 4.4.
40. Изменить размерность сигналов КАМ и повторить моделирование по п.п. 39. Сравнить полученные результаты с известными теоретическими.

## 5. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

### 5.1. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Амплитудная модуляция АМ (Amplitude Modulation) переносит информационный сигнал на несущую частоту, в результате чего получается радиосигнал АМ-DSB (Double Sideband) с двусторонним спектром, симметричным относительно несущей частоты. Различают АМ с передачей АМ-DSB-ТС (Transmitted Carrier) и подавлением АМ-DSB-SC (Suppressed Carrier) несущей частоты, а также однополосную амплитудную модуляцию с подавленной боковой полосой АМ-SSB (Single Sideband).

#### 5.1.1. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ С ПОДАВЛЕННОЙ НЕСУЩЕЙ (АМ-DSB-SC)

При АМ с подавленной несущей АМ-DSB-SC модулированный сигнал  $s_{am-dsb-sc}(t)$  получается перемножением информационного сигнала  $s_i(t)$  на сигнал несущей  $s_c(t)$  (рис. 5.1):

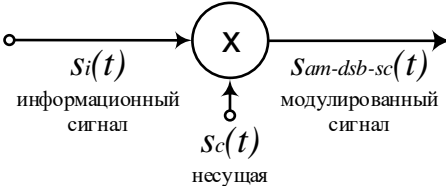
$$s_{am-dsb-sc}(t) = s_i(t) \cdot s_c(t). \quad (5.1)$$


Рис. 5.1. Структурная схема АМ с подавленной несущей (АМ-DSB-SC)

Рассмотрим модуляцию АМ-DSB-SC на примере гармонического информационного сигнала  $s_i(t)$  с амплитудой  $A_i$  и частотой  $f_i$

$$s_i(t) = A_i \cos(2\pi f_i t) = A_i \cos(\omega_i t), \quad (5.2)$$

где  $\omega_i = 2\pi f_i$ . Сигнал несущей с амплитудой  $A_c$  и частотой  $f_c$

$$s_c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) = A_c \cos(\omega_c t). \quad (5.3)$$

Модулированный сигнал  $s_{am-dsb-sc}(t)$  определяется выражением

$$s_{am-dsb-sc}(t) = A_i \cos(\omega_i t) A_c \cos(\omega_c t). \quad (5.4)$$

По формуле  $\cos(A)\cos(B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) + \cos(A+B)]$  из (5.4):

$$s_{am-dsb-sc}(t) = \frac{A_i A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_i)t + \cos(\omega_c + \omega_i)t). \quad (5.5)$$

Т.о., в случае гармонического информационного сигнала спектр модулированного сигнала АМ-DSB-SC содержит две составляющие на частотах  $(f_c - f_i)$  и  $(f_c + f_i)$  (рис. 5.3).



В случае низкочастотного (НЧ) информационного сигнала  $s_i(t)$  с шириной полосы  $f_b$  Гц, модулированный сигнал AM-DSB-SC будет иметь ширину  $2f_b$  Гц и содержать верхнюю и нижнюю боковые полосы, расположенные симметрично относительно несущей частоты  $f_c$ .

Рассмотрим модуляцию AM-DSB-SC на примере НЧ информационного сигнала  $s_i(t)$ , состоящего из суммы четырех гармонических сигналов

$$s_i(t) = A_{i1} \cos(2\pi f_{i1}t) + A_{i2} \cos(2\pi f_{i2}t) + A_{i3} \cos(2\pi f_{i3}t) + A_{i4} \cos(2\pi f_{i4}t). \quad (5.6)$$

Модулированный сигнал  $s_{am-dsb-sc}(t)$  определяется выражением

$$s_{am-dsb-sc}(t) = [A_{i1} \cos(2\pi f_{i1}t) + A_{i2} \cos(2\pi f_{i2}t) + A_{i3} \cos(2\pi f_{i3}t) + A_{i4} \cos(2\pi f_{i4}t)] A_c \cos(\omega_c t). \quad (5.7)$$

По аналогии с (5.5), (5.7) можно представить следующим образом:

$$s_{am-dsb-sc}(t) = \frac{A_{i1}A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_{i1})t + \cos(\omega_c + \omega_{i1})t) + \frac{A_{i2}A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_{i2})t + \cos(\omega_c + \omega_{i2})t) + \frac{A_{i3}A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_{i3})t + \cos(\omega_c + \omega_{i3})t) + \frac{A_{i4}A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_{i4})t + \cos(\omega_c + \omega_{i4})t). \quad (5.8)$$

Т.о., в случае НЧ сигнала, образованного суммой четырех гармоник, спектр модулированного сигнала AM-DSB-SC содержит восемь гармоник на частотах, симметричных относительно несущей частоты  $f_c$  (рис. 5.4).

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель в Simulink для временного и спектрального представления AM с подавленной несущей AM-DSB-SC (рис. 5.2).

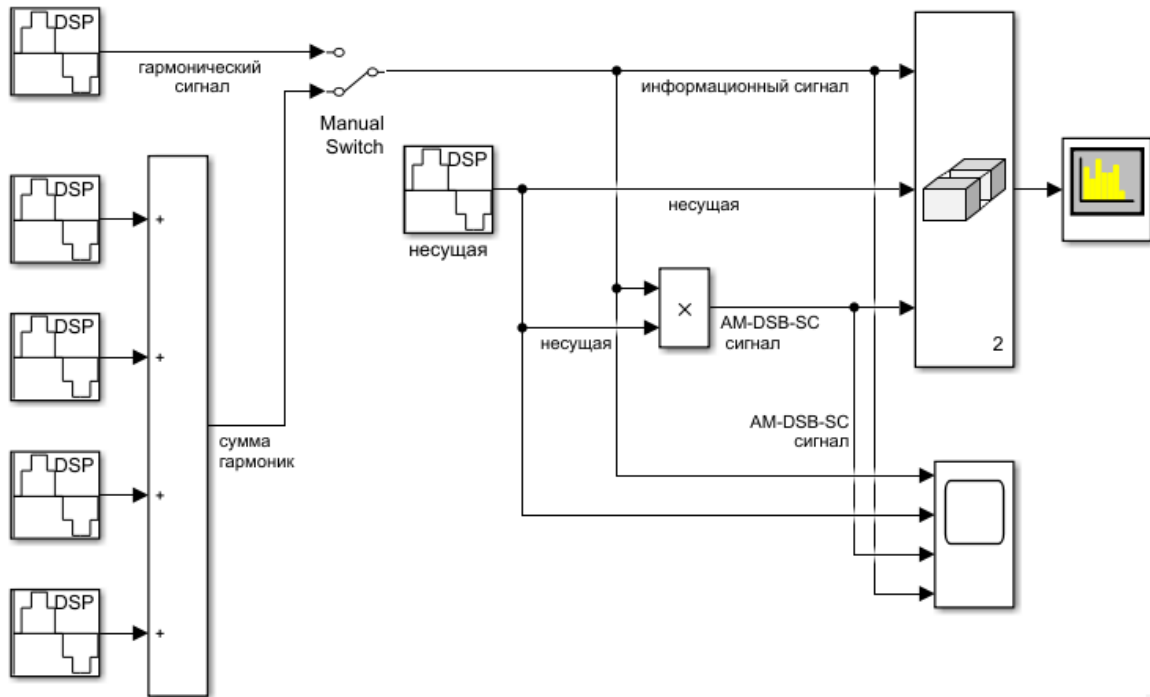


Рис. 5.2. Модель в Simulink для AM с подавленной несущей AM-DSB-SC

2. Инициализировать параметры модели скриптом 5.1 в разделе PreLoadFcn меню Callbacks.

**Скрипт 5.1. Инициализация параметров модели для временного и спектрального представления АМ с подавленной несущей АМ-DSB-SC**

```
% pr51setup.m
% моделирование гармонического сигнала
single.Ai = 1; % амплитуда гармонического сигнала
single.fi = 1e3; % частота гармонического сигнала
single.ph = pi/2; % начальная фаза гармонического сигнала

% моделирование НЧ информационного сигнала,
% образованного суммой четырех гармонических сигналов
bband1.Ai = 1; % амплитуда 1-го гармонического сигнала
bband1.fi = 1e3; % частота 1-го гармонического сигнала
bband1.ph = pi/2; % начальная фаза 1-го гармонического сигнала

bband2.Ai = 2; % амплитуда 2-го гармонического сигнала
bband2.fi = 2e3; % частота 2-го гармонического сигнала
bband2.ph = pi/2; % начальная фаза 2-го гармонического сигнала

bband3.Ai = 3; % амплитуда 3-го гармонического сигнала
bband3.fi = 3e3; % частота 3-го гармонического сигнала
bband3.ph = pi/2; % начальная фаза 3-го гармонического сигнала

bband4.Ai = 4; % амплитуда 4-го гармонического сигнала
bband4.fi = 4e3; % частота 4-го гармонического сигнала
bband4.ph = pi/2; % начальная фаза 4-го гармонического сигнала

% параметры несущего сигнала
carrier.Ac = 1; % амплитуда несущего сигнала
carrier.fc = 20e3; % частота несущего сигнала
carrier.ph = pi/2; % начальная фаза несущего сигнала

% параметры ИМ
time_span=3e-3; % шкала времени для отображения осциллограмм
fs = 500e3; % частота дискретизации
filter_order=1000; % порядок фильтра Гильберта (для модуляции АМ-SSB)
```

3. Выполнить моделирование и получить осциллограммы и спектры сигнала АМ-DSB-SC для случая гармонического информационного сигнала (рис. 4.3) и для случая НЧ информационного сигнала, образованного суммой четырех гармонических сигналов (4.36) (рис. 5.4).

$$s(t) = \cos(2\pi 1000t) + 2\cos(2\pi 2000t) + 3\cos(2\pi 3000t) + 4\cos(2\pi 4000t).$$

Из анализа спектров, представленных на рис. 5.3 и 5.4, следует, что в модулированном сигнале АМ-DSB-SC отсутствует несущая, а в осциллограммах модулированного сигнала АМ-DSB-SC отсутствует огибающая информационного сигнала.

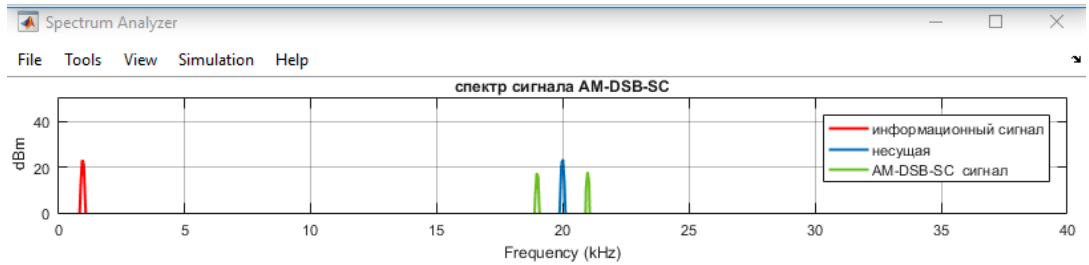
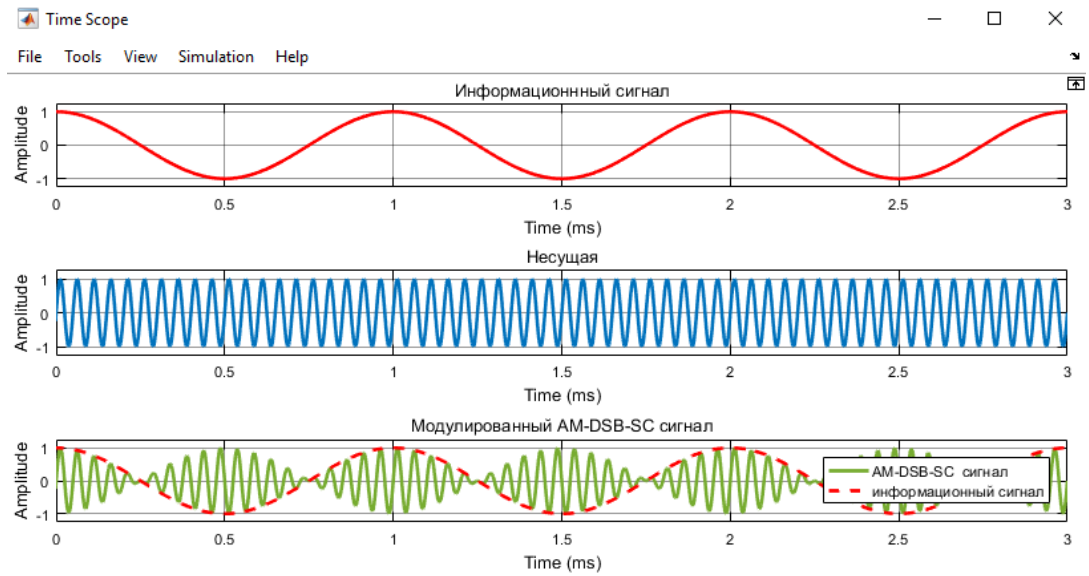


Рис. 5.3. AM-DSB-SC для тонального информационного сигнала

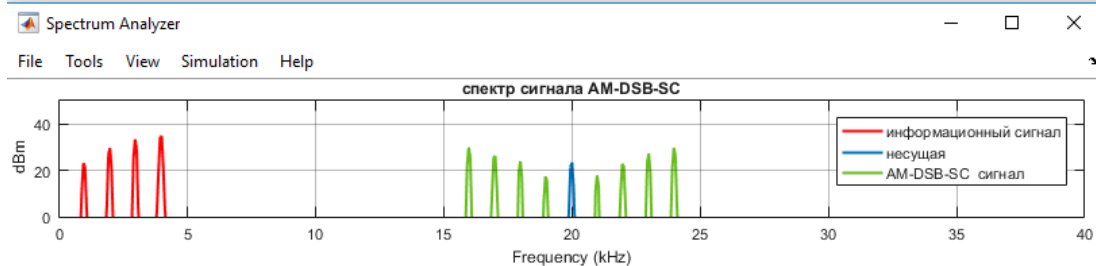
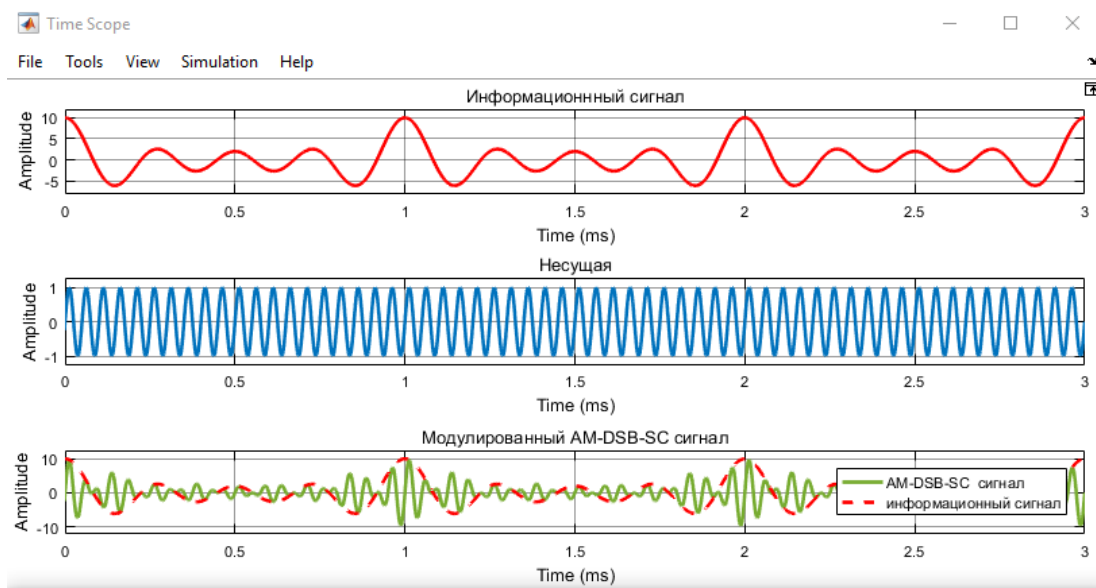


Рис. 5.4. AM-DSB-SC для четырехтонального информационного сигнала

### 5.1.2. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (АМ-DSB-ТС)

Для демодуляции сигналов АМ-DSB-ТС требуются когерентные демодуляторы, вследствие отсутствия информационной огибающей (несущей) в модулированном сигнале АМ-DSB-ТС. Альтернативным способом амплитудной модуляции является амплитудная модуляция с переданной несущей АМ-DSB-ТС, когда модулированный сигнал  $s_{am-dsb-tc}(t)$  получается перемножением суммы информационного сигнала  $s_i(t)$  и постоянной составляющей  $A_0$  на сигнал несущей  $s_c(t)$  (рис. 5.5):

$$s_{am-dsb-tc}(t) = [A_0 + s_i(t)]s_c(t). \quad (5.9)$$

Рис. 5.5. Структурная схема АМ (АМ-DSB-ТС)

Рассмотрим модуляцию АМ-DSB-ТС на примере гармонического информационного сигнала (5.2), и сигнала несущей (5.3), тогда модулированный сигнал  $s_{am-dsb-sc}(t)$  определяется выражением

$$s_{am-dsb-tc}(t) = [A_0 + A_i \cos(\omega_i t)] A_c \cos(\omega_c t). \quad (5.10)$$

Выражение (5.10) можно представить следующим образом:

$$s_{am-dsb-tc}(t) = A_0 A_c \cos(\omega_c t) + \frac{A_i A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_i)t + \cos(\omega_c + \omega_i)t). \quad (5.11)$$

С учетом индекса модуляции

$$m = \frac{A_i}{A_0} \quad (5.12)$$

выражения (5.10) и (5.11) можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} s_{am-dsb-tc}(t) &= A_0 [1 + m \cos(\omega_i t)] A_c \cos(\omega_c t) = \\ &= A_0 A_c \cos(\omega_c t) + \frac{A_0 A_c m}{2} (\cos(\omega_c - \omega_i)t + \cos(\omega_c + \omega_i)t). \end{aligned} \quad (5.13)$$

Таким образом, в случае гармонического информационного сигнала спектр модулированного сигнала АМ-DSB-ТС содержит три спектральные составляющие на частотах  $(f_c - f_i)$ ,  $(f_c + f_i)$  и несущей частоте  $f_c$ . Верхние пики амплитуд модулированного сигнала воспроизводят огибающую информационного сигнала (рис. 5.7).

В случае НЧ информационного сигнала  $s_i(t)$  с шириной полосы  $f_b$  Гц, сигнал AM-DSB-TC будет иметь ширину  $2f_b$  Гц и содержать несущую и две боковые полосы, симметричные относительно несущей  $f_c$ .

Рассмотрим модуляцию AM-DSB-TC на примере НЧ информационного сигнала  $s_i(t)$  (5.6), тогда модулированный сигнал  $s_{am-dsb-tc}(t)$ :

$$s_{am-dsb-tc}(t) = A_0 A_c \cos(\omega_c)t + \frac{A_{i1} A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_{i1})t + \cos(\omega_c + \omega_{i1})t) + \frac{A_{i2} A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_{i2})t + \cos(\omega_c + \omega_{i2})t) + \frac{A_{i3} A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_{i3})t + \cos(\omega_c + \omega_{i3})t) + \frac{A_{i4} A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_{i4})t + \cos(\omega_c + \omega_{i4})t). \quad (5.14)$$

Таким образом, в случае НЧ информационного сигнала (5.6), спектр модулированного сигнала AM-DSB-TC содержит несущую и восемь гармоник, расположенных симметрично относительно несущей  $f_c$  (рис. 5.8).

Индекс модуляции  $m = A_i/A_0$  выражается в процентах и характеризует пределы изменения огибающей модулированного сигнала  $\pm m(A_0 A_c)$ . Так, если  $m = 50\%$ , диапазон изменения модулированного сигнала будет  $A_0 A_c$ , а сам модулированный сигнал будет изменяться в пределах от  $A_0 A_c + 0,5 A_0 A_c$  до  $A_0 A_c - 0,5 A_0 A_c$ . Таким образом, максимальный индекс модуляции, при сохранения формы информационной огибающей, может быть 100% (рис. 5.9).

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель в Simulink для временного и спектрального представления AM с переданной несущей AM-DSB-TC (рис. 5.6).

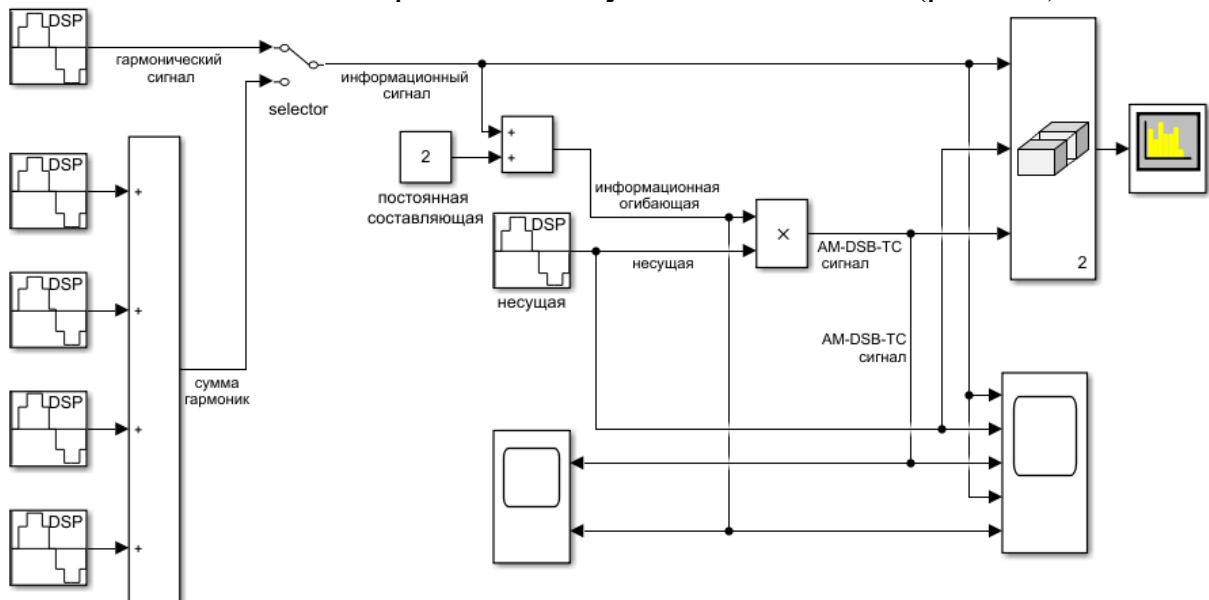


Рис. 5.6. Модель в Simulink для AM (AM-DSB-TC)

2. Инициализировать параметры модели скриптом 5.1 в разделе PreLoadFcn меню Callbacks.
3. Выполнить моделирование и получить осциллограммы и спектры сигнала AM-DSB-TC для случая гармонического (рис. 5.7) и НЧ информационного сигнала (рис. 5.8).

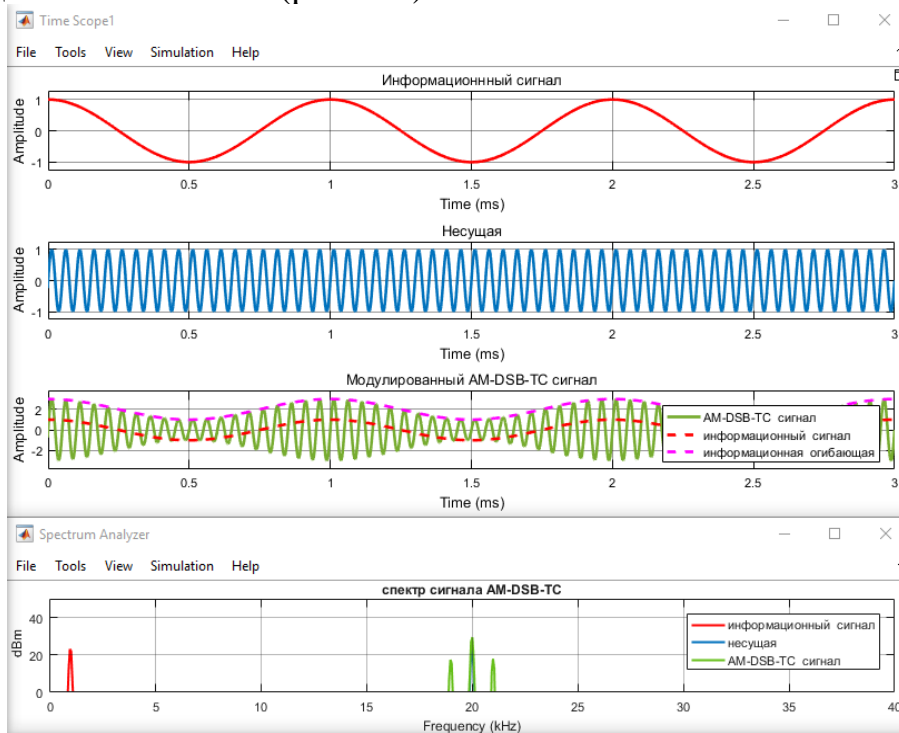
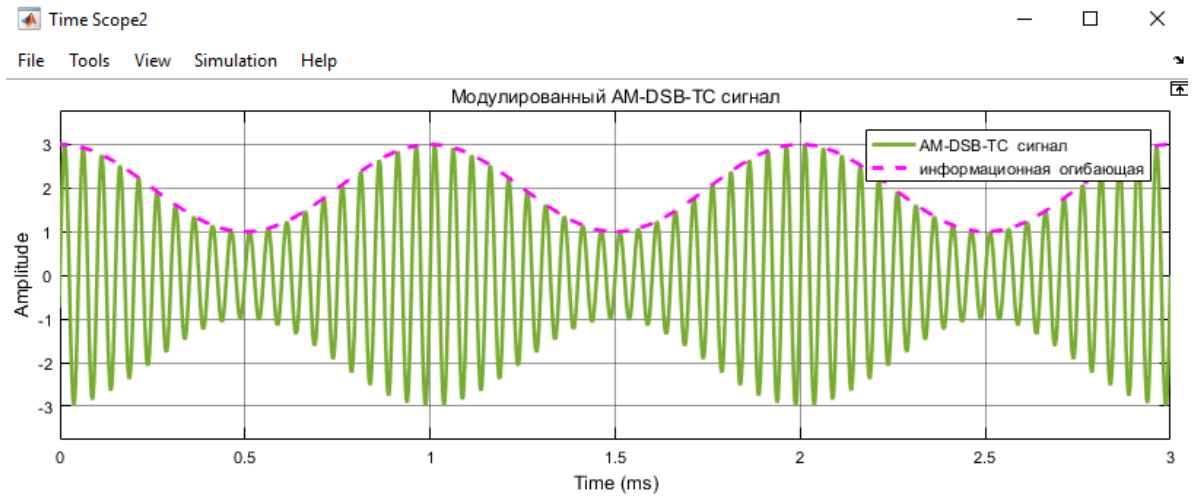


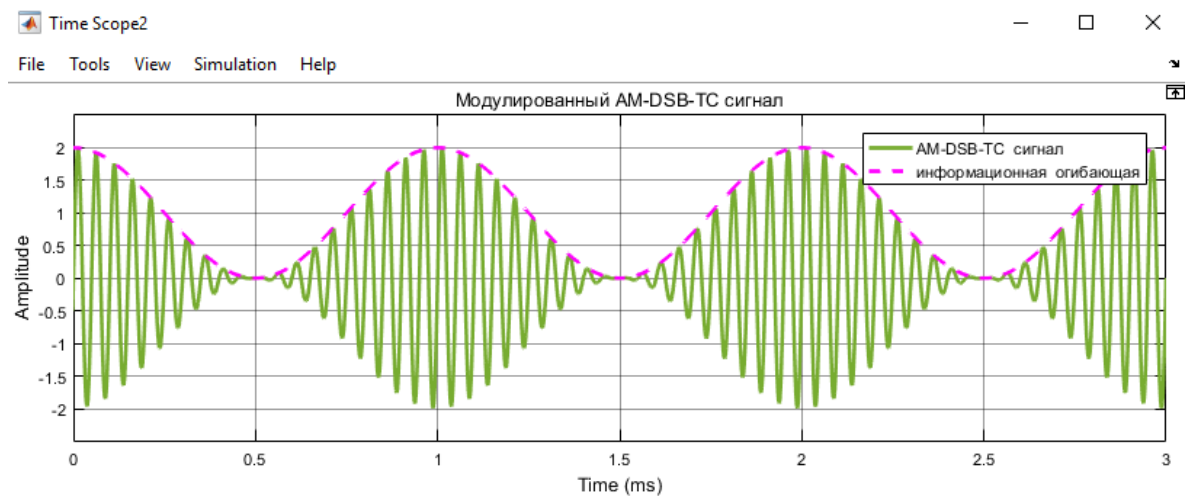
Рис. 5.7. AM-DSB-TC для тонального информационного сигнала



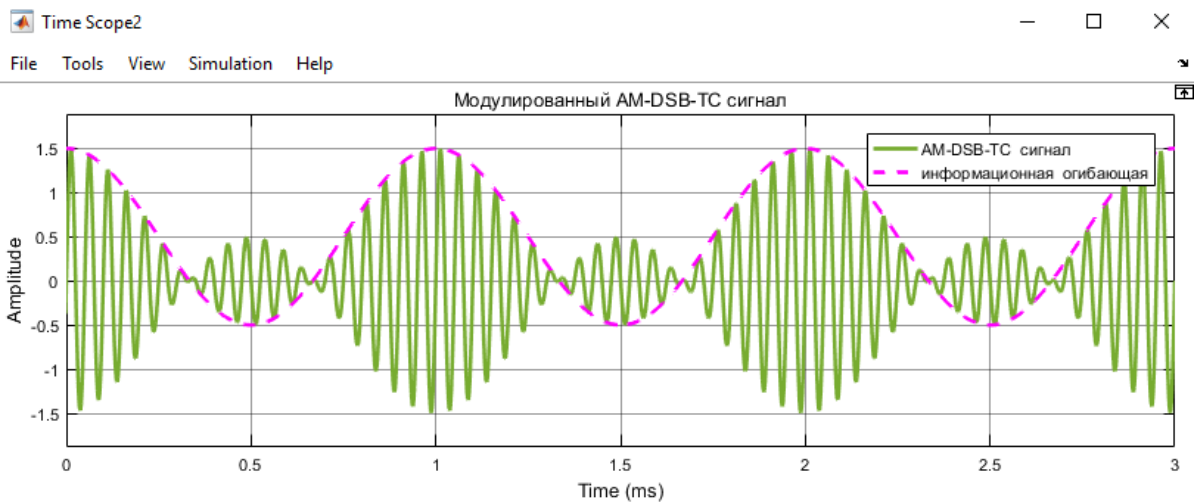
Рис. 5.8. AM-DSB-TC для четырехтонального информационного сигнала



а)  $m=0,5$



б)  $m=1,0$



в)  $m=2,0$

Рис. 5.9. Осциллограммы модулированного сигнала AM-DSB-TC с разными индексами AM для тонального информационного сигнала

### 5.1.3. ОДНОПОЛОСНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (AM-SSB)

Амплитудная модуляция AM-DSB-SC и AM-DSB-TC приводит к формированию двух боковых полос и занимает ширину полосы  $2f_b$  Гц, что в два раза превышает ширину полосы НЧ информационного сигнала  $f_b$  Гц. Однополосная амплитудная модуляция AM-SSB занимает ту же полосу, что и НЧ информационный сигнал и поэтому оказывается более эффективной с точки зрения использования частотного ресурса. Однополосная амплитудная модуляция разделяется на модуляцию с верхней AM-SUSB (single upper sideband) и нижней AM-SLSB (single lower sideband) боковыми полосами.

Однополосные модулированные сигналы AM-SUSB и AM-SLSB, как и AM-DSB-SC, не содержат несущей частоты (на спектре) и информационной огибающей (на осциллограмме), однако отличаются по форме от сигналов AM-DSB-SC и занимают в два раза меньшую полосу  $f_b$  Гц, равную ширине полосы НЧ информационного сигнала. Одним из способов формирования сигналов AM-SSB является фильтрация сигнала AM-DSB-SC с подавлением одной из боковых полос, однако это способ существенно бы усложнил полосовой фильтр. Альтернативным способом формирования сигналов AM-SSB является квадратурная схема с преобразованием Гильберта (рис. 5.10).

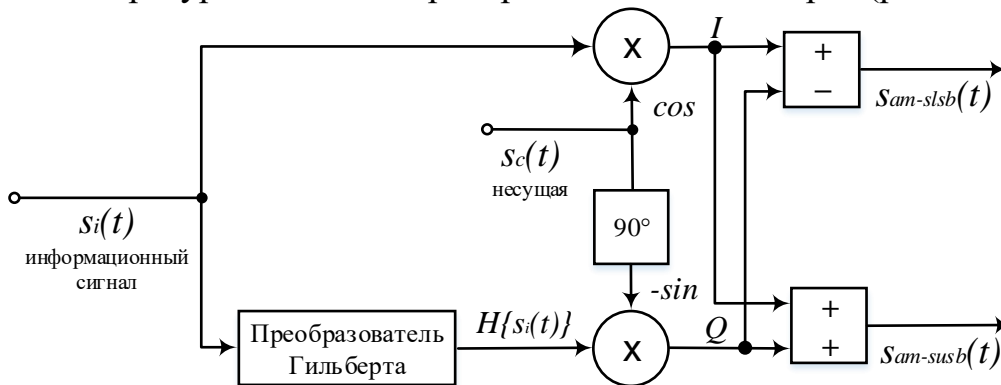


Рис. 5.10. Структурная схема однополосной АМ (AM-SSB)

Сигнал AM-DSB-SC  $s_{am-ssb}(t)$  определяется выражением

$$s_{am-ssb}(t) = s_i(t)\Re[s_c(t)] \mp H\{s_i(t)\}\Im[s_c(t)], \quad (5.15)$$

где  $H\{s_i(t)\}$  – преобразование Гильберта информационного сигнала  $s_i(t)$ ,  $\Re[s_c(t)]$  – вещественная (синфазная) и  $\Im[s_c(t)]$  – мнимая (квадратурная) составляющие квадратурной несущей, а знак  $\mp$  означает конфигурацию однополосной модуляции. Рассмотрим модуляцию AM-SSB на примере гармонического информационного сигнала (5.2)  $s_i(t) = A_i \cos(\omega_i t)$  и сигнала несущей (5.3)  $s_c(t) = A_c \cos(\omega_c t)$ . Преобразование Гильберта информационного сигнала (5.2)



$$H\{s_i(t)\} = A_i \sin(\omega_i t). \quad (5.16)$$

Несущая (5.3), согласно схеме на рис. 5.10, может быть представлена синфазной и квадратурной составляющими  $s_c(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \sin(\omega_c t)$ :

$$\Re[s_c(t)] = A_c \cos(\omega_c t); \quad \Im[s_c(t)] = -A_c \sin(\omega_c t). \quad (5.17)$$

Подставив (5.2), (5.16) и (5.17) в (5.15), получим

$$s_{am-ssb}(t) = A_i \cos(\omega_i t) A_c \cos(\omega_c t) \pm A_i \sin(\omega_i t) A_c \sin(\omega_c t). \quad (5.18)$$

По  $\cos(A)\cos(B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) + \cos(A+B)]$  и  $\sin(A)\sin(B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) - \cos(A+B)]$  выражение (5.18) можно представить следующим образом:

$$s_{am-ssb}(t) = \frac{A_i A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_i)t + \cos(\omega_c + \omega_i)t) \mp \frac{A_i A_c}{2} (-\cos(\omega_c - \omega_i)t + \cos(\omega_c + \omega_i)t). \quad (5.19)$$

Для однополосной АМ с верхней боковой полосой (АМ-SUSB) получим

$$s_{am-susb}(t) = A_i A_c \cos(\omega_c + \omega_i)t. \quad (5.20)$$

Для однополосной АМ с нижней боковой полосой (АМ-SLSB) получим

$$s_{am-slsb}(t) = A_i A_c \cos(\omega_c - \omega_i)t. \quad (5.21)$$

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель в Simulink для временного и спектрального представления однополосной АМ (АМ-SSB) (рис. 5.11).

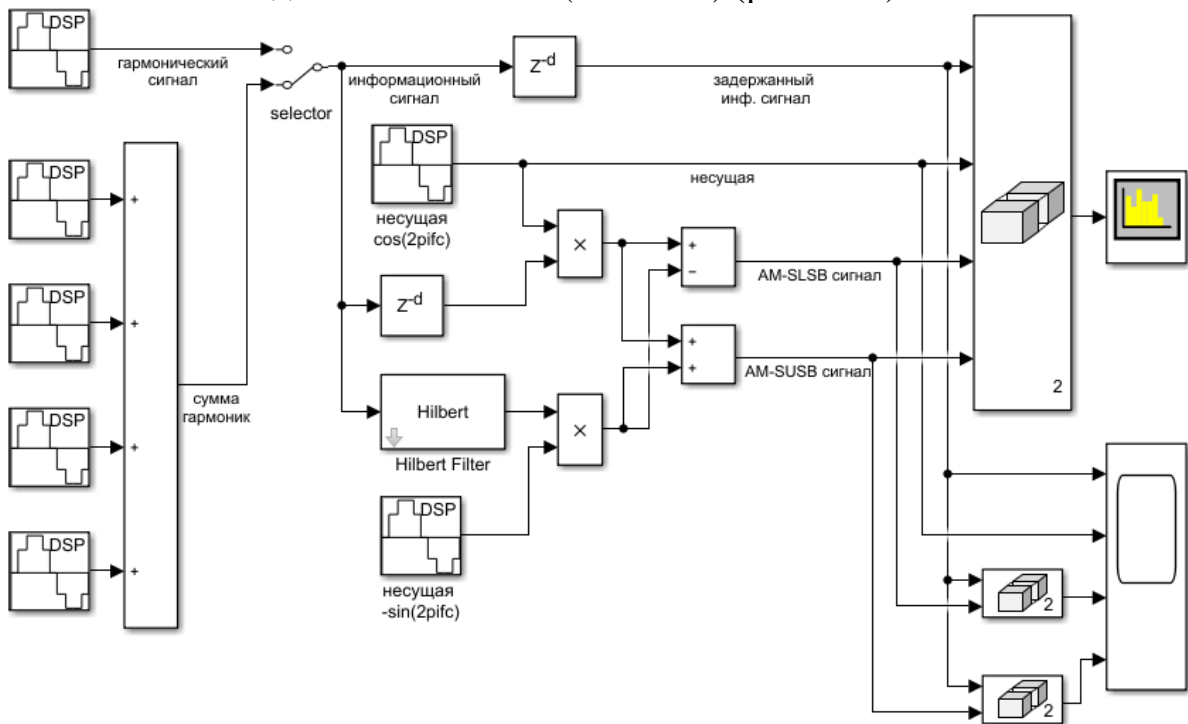


Рис. 5.11. Модель в Simulink для однополосной АМ (АМ-SSB)

2. Инициализировать параметры модели скриптом 5.1 в разделе PreLoadFcn меню Callbacks.

3. Выполнить моделирование и получить осциллограммы и спектры сигнала AM-SSB для случая гармонического (рис. 5.12) и НЧ информационного сигнала (4.36) (рис. 5.13).

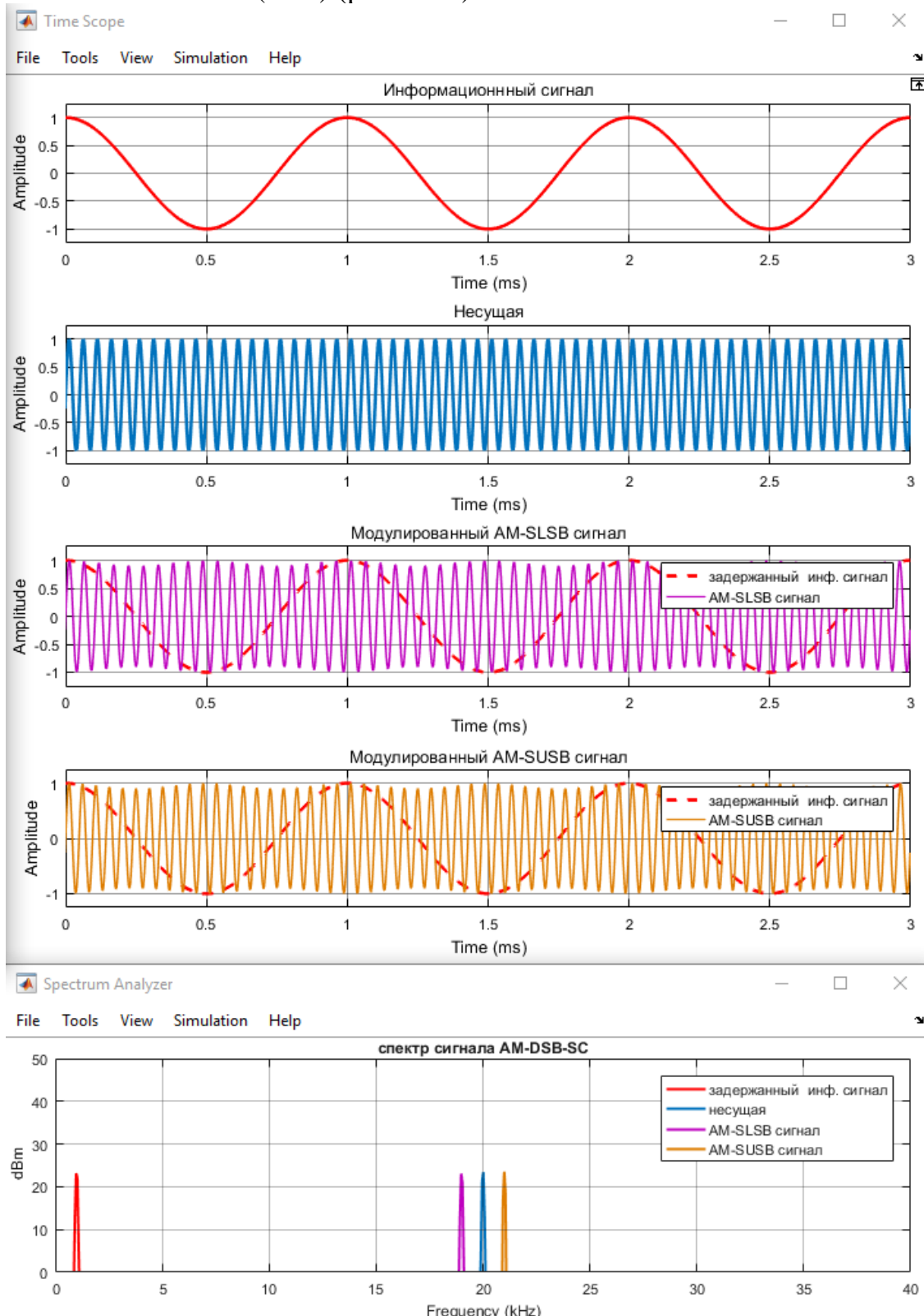


Рис. 5.12. AM-SSB для тонального информационного сигнала

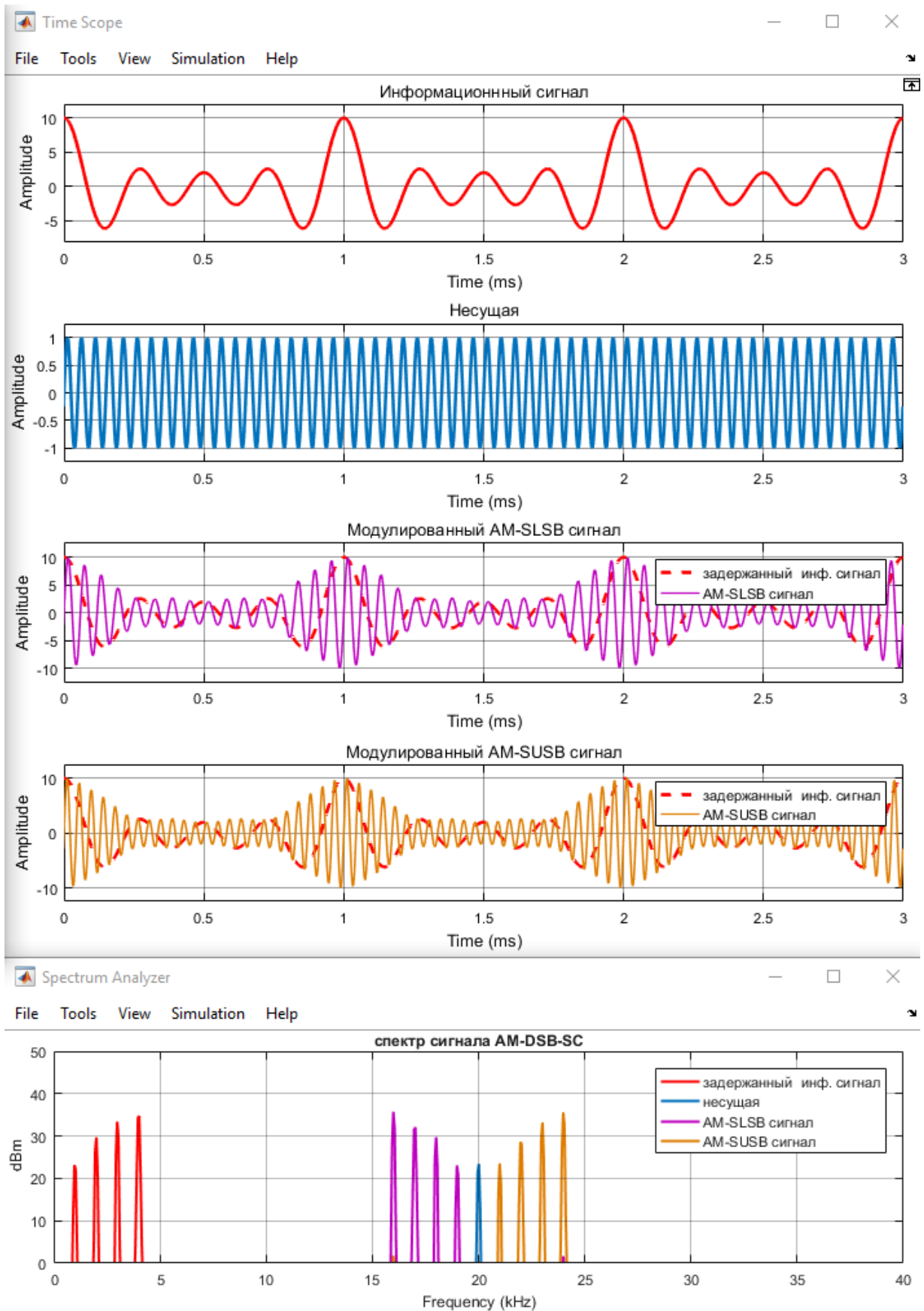


Рис. 5.13. AM-DSB-TC для четырехтонального информационного сигнала

## 5.2. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. АМПЛИТУДНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ

### 5.2.1. ДЕМОДУЛЯЦИЯ АМ-DSB-SC

Для демодуляции АМ сигнала его достаточно умножить на опорный сигнал, частота и фаза которого в точности повторяют частоту и фазу сигнала несущей, использованной в процессе модуляции. Рассмотрим в качестве примера демодуляцию сигнала АМ-DSB-SC (5.5)

$$s_d(t) = \frac{A_i A_c}{2} \left( \cos(\omega_c - \omega_i)t + \cos(\omega_c + \omega_i)t \right) \cos(\omega_c t) =$$

$$\frac{A_i A_c}{2} \left[ \cos(\omega_c - \omega_i)t \cos(\omega_c t) + \cos(\omega_c + \omega_i)t \cos(\omega_c t) \right] = \quad (5.22)$$

$$\frac{A_i A_c}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{A_i A_c}{2} \left[ \frac{1}{2} \cos((2\omega_c - \omega_i)t) + \frac{1}{2} \cos((2\omega_c + \omega_i)t) \right].$$

После ФНЧ получим

$$LPF \{s_d(t)\} = \frac{A_i A_c}{2} \cos(\omega_i t). \quad (5.23)$$

При отсутствии предварительной синхронизации, когда частота и фаза опорного сигнала в точности повторяют частоту и фазу несущей, демодуляция приводит к искажению переданного сигнала (см. (4.5) и (4.17)).

### 5.2.2. ДЕМОДУЛЯЦИЯ АМ-DSB-TC

Рассмотрим демодуляцию сигнала АМ-DSB-TC приемником RTL-SDR на примере гармонического информационного сигнала (рис. 5.14).

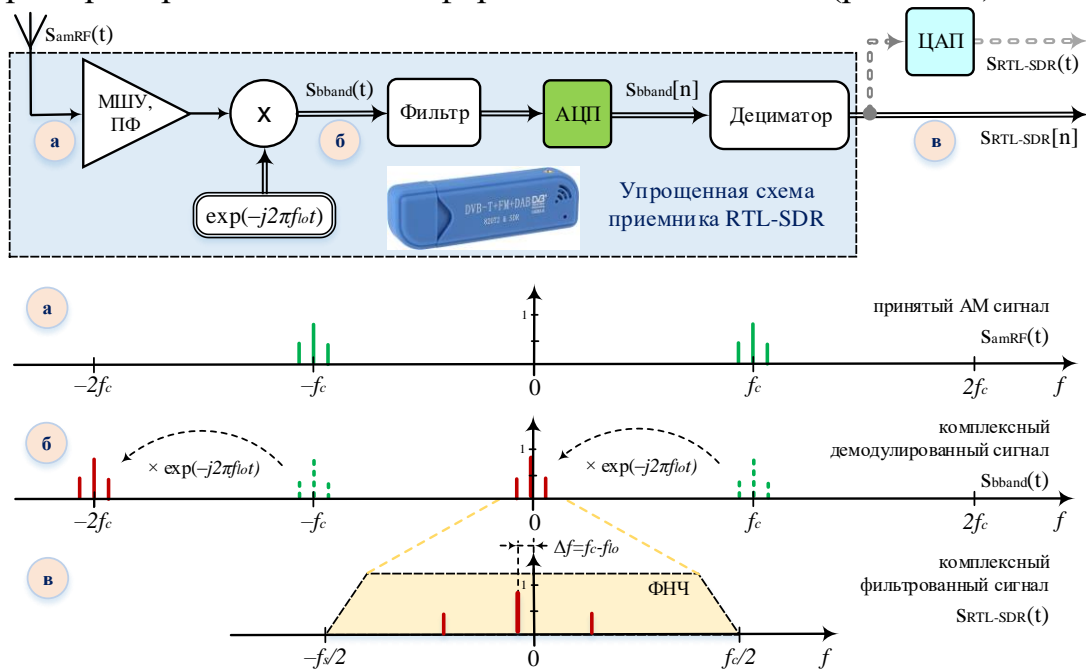


Рис. 5.14. Пример демодуляции тонального сигнала АМ-DSB-TC приемником RTL-SDR

Вещественный радиосигнал  $s_{amRF}(t)$ , принятый RTL-SDR, демодулируется квадратурно умножением на комплексную экспоненту с опорной частотой  $f_{lo}$ , в результате чего получается сигнал комплексной огибающей  $s_{bband}(t)$ . Далее  $s_{bband}(t)$  фильтруется (рис. 5.14):

$$s_{RTL-SDR}(t) = LPF[s_{bband}(t)] = LPF[s_{amRF}(t)e^{-j\omega_{lo}t}]. \quad (5.24)$$

Далее  $s_{RTL-SDR}(t)$  дискретизируется, а сигнал  $s_{bband}[n]$ , поступающий в Matlab, содержит синфазную  $I$  и квадратурную  $Q$  компоненты.

Рассмотрим прием  $s_{amRF}(t)$  на примере гармонического модулированного сигнала AM-DSB-TC (5.11):

$$s_{amRF}(t) = A_0 A_c \cos(\omega_c t) + \frac{A_i A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_i)t + \cos(\omega_c + \omega_i)t). \quad (5.25)$$

Подставив (5.25) в (5.24) и используя  $e^{-j\omega_{lo}t} = \cos(\omega_{lo}t) - j \sin(\omega_{lo}t)$ , получим сигнал комплексной огибающей:

$$s_{bband}(t) = s_{amRF}(t)e^{-j\omega_{lo}t} = A_0 A_c \cos(\omega_c t) (\cos(\omega_{lo}t) - j \sin(\omega_{lo}t)) + \frac{A_i A_c}{2} (\cos(\omega_c - \omega_i)t + \cos(\omega_c + \omega_i)t) (\cos(\omega_{lo}t) - j \sin(\omega_{lo}t)). \quad (5.26)$$

По  $\cos(A)\cos(B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) + \cos(A+B)]$  и  $\cos(A)\sin(B) = \frac{1}{2}[\sin(A+B) - \sin(A-B)]$  выражение (5.26) можно представить следующим образом:

$$s_{bband}(t) = \frac{A_0 A_c}{2} [\cos(\omega_c - \omega_{lo})t + \cos(\omega_c + \omega_{lo})t - j \sin(\omega_c + \omega_{lo})t + j \sin(\omega_c - \omega_{lo})t] + \frac{A_i A_c}{4} [\cos(\omega_c - \omega_i - \omega_{lo})t + \cos(\omega_c - \omega_i + \omega_{lo})t + \cos(\omega_c + \omega_i - \omega_{lo})t + \cos(\omega_c + \omega_i + \omega_{lo})t - j \sin(\omega_c - \omega_i + \omega_{lo})t + j \sin(\omega_c - \omega_i - \omega_{lo})t - j \sin(\omega_c + \omega_i + \omega_{lo})t + j \sin(\omega_c + \omega_i - \omega_{lo})t]. \quad (5.27)$$

После ФНЧ получим

$$s_{RTL-SDR}(t) = LPF[s_{bband}(t)] = \frac{A_0 A_c}{2} [\cos(\omega_c - \omega_{lo})t + j \sin(\omega_c - \omega_{lo})t] + \frac{A_i A_c}{4} [\cos(\omega_c - \omega_i - \omega_{lo})t + \cos(\omega_c + \omega_i - \omega_{lo})t + j \sin(\omega_c - \omega_i - \omega_{lo})t + j \sin(\omega_c + \omega_i - \omega_{lo})t]. \quad (5.28)$$

Если частота опорного сигнала равна частоте несущего колебания  $\omega_c = \omega_{lo}$ , а фазовые сдвиги между опорным и несущим сигналами отсутствуют, выражение (5.28) можно представить следующим образом:

$$s_{RTL-SDR}(t) = \frac{A_0 A_c}{2} [\cos(0) + j \sin(0)] + \frac{A_i A_c}{4} [\cos(-\omega_i t) + \cos(\omega_i t) + j \sin(-\omega_i t) + j \sin(\omega_i t)]. \quad (5.29)$$

Из (5.29) следует, что вещественная (синфазная) компонента содержит постоянную составляющую и определяется выражением:

$$s_{ip}(t) = \Re[s_{RTL-SDR}(t)] = \frac{A_0 A_c}{2} + \frac{A_i A_c}{4} [\cos(-\omega_i t) + \cos(\omega_i t)], \quad (5.30)$$

а мнимая (квадратурная) составляющая определяется выражением:

$$s_{qp}(t) = \Im[s_{RTL-SDR}(t)] = j \frac{A_i A_c}{4} [\sin(-\omega_i t) + j \sin(\omega_i t)], \quad (5.31)$$

При наличии частотного сдвига  $\omega_\Delta = \omega_c - \omega_{lo}$  между опорным и несущим сигналами выражение (5.28) можно представить следующим образом:

$$s_{RTL-SDR}(t) = \frac{A_0 A_c}{2} [\cos(\omega_\Delta t) + j \sin(\omega_\Delta t)] + \frac{A_i A_c}{4} [\cos(\omega_\Delta t - \omega_i t) + \cos(\omega_\Delta t + \omega_i t) + j \sin(\omega_\Delta t - \omega_i t) + j \sin(\omega_\Delta t + \omega_i t) t]. \quad (5.32)$$

Из (5.32) следует вещественная (синфазная) составляющая:

$$s_{ip}(t) = \Re[s_{RTL-SDR}(t)] = \frac{A_0 A_c}{2} \cos(\omega_\Delta t) + \frac{A_i A_c}{4} [\cos(\omega_\Delta t - \omega_i t) + \cos(\omega_\Delta t + \omega_i t)], \quad (5.33)$$

а мнимая (квадратурная) составляющая:

$$s_{qp}(t) = \Im[s_{RTL-SDR}(t)] = j \frac{A_0 A_c}{2} \sin(\omega_\Delta t) + j \frac{A_i A_c}{4} [\sin(\omega_\Delta t - \omega_i t) + \sin(\omega_\Delta t + \omega_i t) t]. \quad (5.34)$$

Пример демодуляции в RTL-SDR сигнала AM-DSB-TC, модулированного НЧ информационным сигналом с полосой  $2f_b$  и частотным сдвигом  $f_\Delta = f_c - f_{lo}$  представлен на рис. 5.15: наличие частотного сдвига в радиосигнале на величину  $\Delta f$  при демодуляции приводит к соответствующему частотному сдвигу  $\Delta f = f_c - f_{lo}$  сигнала комплексной огибающей.

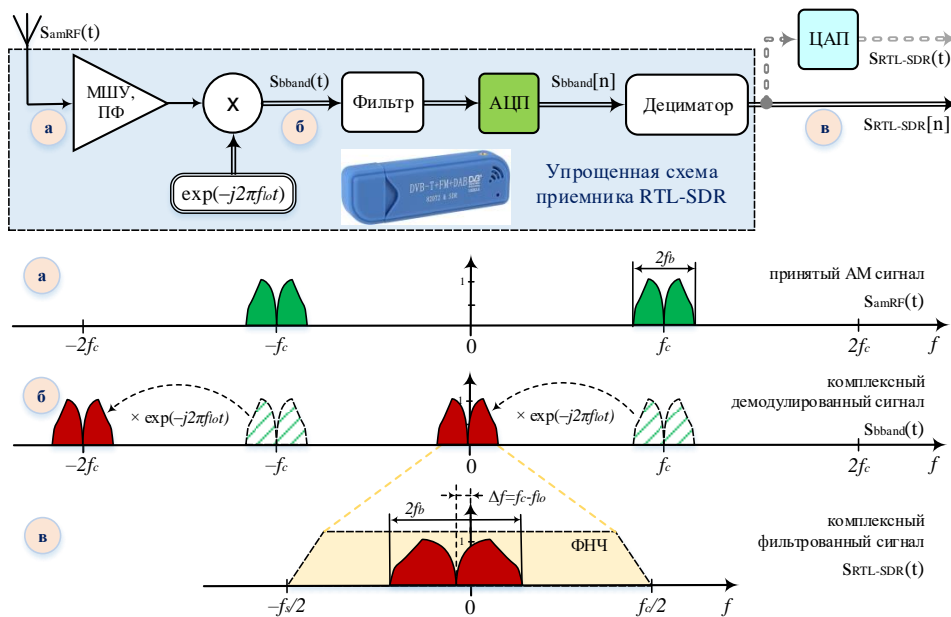


Рис. 5.15. Пример демодуляции НЧ сигнала AM-DSB-TC приемником RTL-SDR

### 5.2.3. НЕКОГЕРЕНТНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ

Когерентные демодуляторы используют предварительную частотную и фазовую синхронизацию, в результате которой частота и начальная фаза опорного сигнала равна частоте и начальной фазе несущего колебания.

Простейшим способом некогерентной демодуляции является детектирование огибающей, которое может быть реализовано на сигналах АМ-DSB-ТС, содержащих информационную огибающую.

Рассмотрим два метода детектирования огибающей (рис. 5.16). Первый метод использует возведение в квадрат и низкочастотную фильтрацию. Вторым методом используется преобразование Гильберта. Детектор огибающей соединяет верхние пики амплитуд модулированного сигнала и, таким образом, воспроизводит огибающую информационного сигнала.

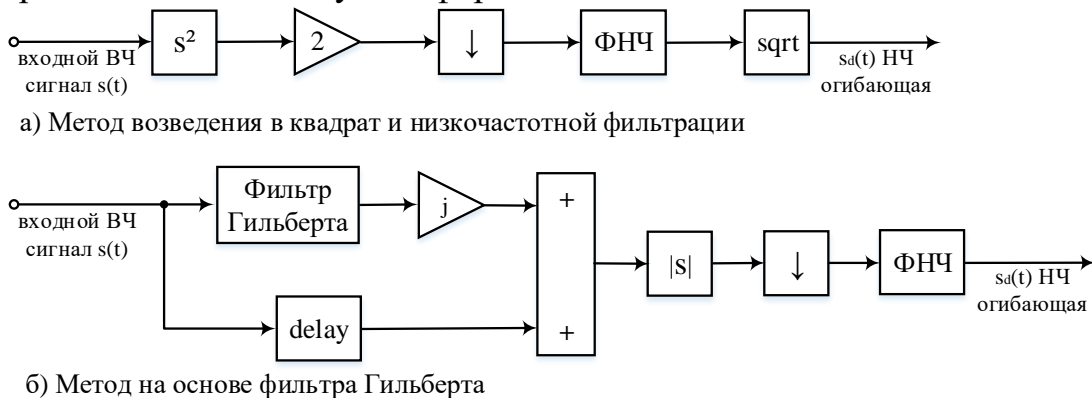


Рис. 5.16. Методы детектирования огибающей АМ сигнала

Первый метод использует возведение в квадрат входного высокочастотного (ВЧ) радиосигнала с последующей низкочастотной (НЧ) фильтрацией. В результате возведения в квадрат половина энергии сигнала остается на ВЧ, а другая половина в области НЧ (0Ч, нулевой частоте, DC составляющая). Затем осуществляется понижение частоты дискретизации. Частоту дискретизации можно понижать, если в сигнале отсутствуют высокие частоты, которые могут привести к эффекту наложения спектров (aliasing). При наличии высоких частот в сигнале следует использовать КИХ фильтр-дециматор, который осуществляет низкочастотную фильтрацию перед понижением частоты дискретизации. После этого сигнал поступает на минимально-фазовый фильтр нижних частот для исключения энергии ВЧ составляющих. На выходе ФНЧ остается огибающая. Для сохранения масштаба следует выполнить следующие операции. Во-первых, следует усилить сигнал в два раза, так как после возведения в квадрат и низкочастотной фильтрации остается половина энергии исходного сигнала. Во-вторых, следует извлечь квадратный корень из сигнала для компенсации его возведения в квадрат. Описанный метод детектирования огибающей может быть легко реализован с помощью фильтра низкого порядка с минимальной задержкой.

Второй метод на основе преобразования Гильберта использует формирование аналитического сигнала из входного сигнала с помощью преобразования Гильберта. Аналитический сигнал - это комплексный сигнал, действительная часть которого представляет исходный сигнал, а мнимая часть - есть преобразование Гильберта исходного сигнала. Огибающая  $s_d(t)$  сигнала  $s(t)$  находится как модуль (комплексного) аналитического сигнала

$$s_d(t) = \sqrt{s^2(t) + \hat{s}^2(t)}, \quad (5.35)$$

где  $\hat{s}(t)$  – преобразование Гильберта исходного сигнала  $s(t)$ . Преобразование Гильберта исходного сигнала можно оценить с помощью 32-разрядного КИХ фильтра. Для формирования аналитического сигнала преобразование Гильберта исходного сигнала умножается на мнимую единицу и складывается с задержанным исходным сигналом. Задержка  $s(t)$  необходима, т.к. фильтр Гильберта вносит задержку  $\hat{s}(t)$ , равную половине порядка фильтра. Огибающая является НЧ сигналом по сравнению с исходным ВЧ радиосигналом, поэтому далее осуществляется понижение частоты дискретизации  $s_d(t)$  и сглаживание огибающей фильтром нижних частот. Как следует из осциллограмм (рис. 5.17, скрипт 5.2), огибающая, полученная методом на основе преобразования Гильберта, неточно повторяет пики ВЧ радиосигнала. Это объясняется неидеальностью АЧХ 32-разрядного КИХ фильтра, использованного для реализации преобразования Гильберта.

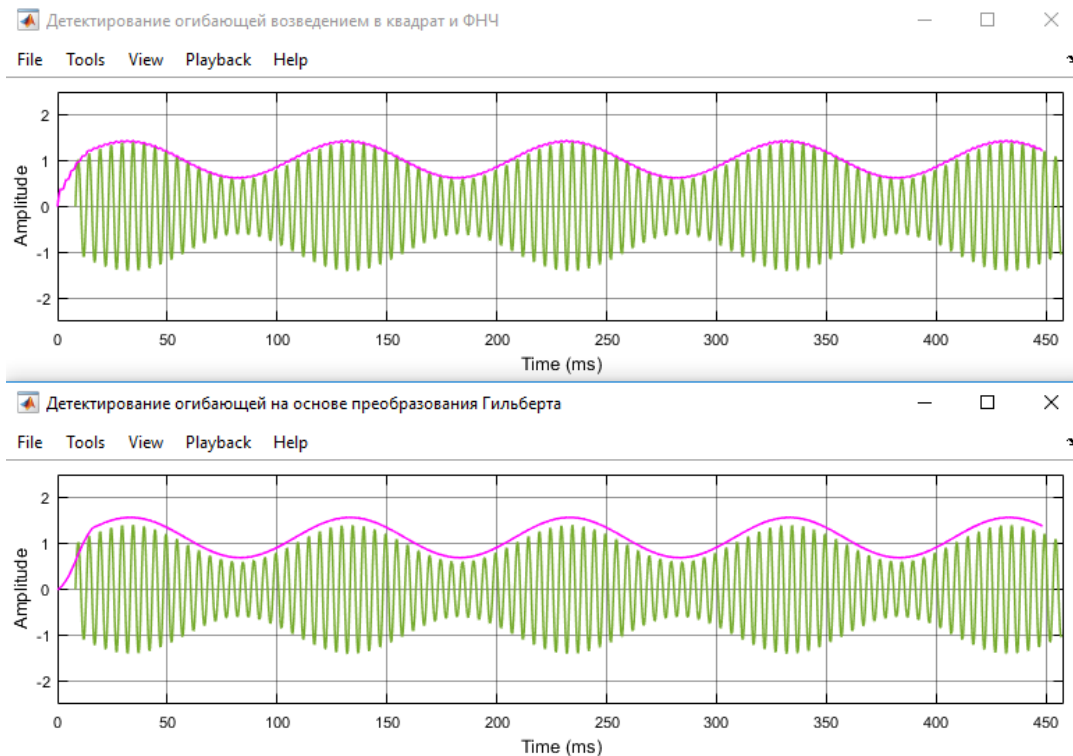


Рис. 5.17. Осциллограммы детектирования огибающей АМ сигнала



### Скрипт 5.2. Детектирование огибающей сигнала AM-DSB-TC

```
% Инициализация параметров
Fs = 22050; % частота дискретизации Fs
numSamples = 10000; % число выборок
DownsampleFactor = 15; % коэффициент понижения Fs
frameSize = 10*DownsampleFactor; % размер кадра
% создание системного объекта dsp.SineWave для
% формирования двух гармонических сигналов:
% НЧ тонального сигнала и ВЧ сигнала несущей AM
sine = dsp.SineWave([0.4 1],[10 200], ...
    'SamplesPerFrame',frameSize, ...
    'SampleRate',Fs);
% создание системного объекта для первого метода:
% ФНЧ для НЧ фильтрации после возведение в квадрат
lp1 = dsp.FIRFilter('Numerator',...
    firpm(20,[0 0.03 0.1 1],[1 1 0 0]));
% создание системных объектов для второго метода:
% фильтра Гильберта, линии задержки
% и ФНЧ для детектирования огибающей
N = 60; % порядок фильтра Гильберта
hilbertTransformer = dsp.FIRFilter('Numerator',...
    firpm(N,[0.01 .95],[1 1],'hilbert'));
delay = dsp.Delay('Length',N/2);
lp2 = dsp.FIRFilter('Numerator',...
    firpm(20,[0 0.03 0.1 1],[1 1 0 0]));
% создание системных объектов осциллографов
% для отображения входного ВЧ радиосигнала
% и его НЧ огибающей для метода 1
scope1 = dsp.TimeScope( ...
    'NumInputPorts',2, ...
    'Name','Детектирование возведением в квадрат и ФНЧ', ...
    'SampleRate',[Fs,Fs/DownsampleFactor], ...
    'TimeDisplayOffset',[(N/2+frameSize)/Fs,0], ...
    'TimeSpanSource','Property', ...
    'TimeSpan',0.45, ...
    'YLimits',[-2.5 2.5]);
pos = scope1.Position;
% создание системных объектов осциллографов для отображения
% входного ВЧ радиосигнала и его НЧ огибающей для метода 2
scope2 = dsp.TimeScope( ...
    'NumInputPorts',2, ...
    'Name','Детектирование преобразованием Гильберта', ...
    'Position',[pos(1)+pos(3),pos(2:4)], ...
    'SampleRate',[Fs,Fs/DownsampleFactor], ...
    'TimeDisplayOffset',[(N/2+frameSize)/Fs,0], ...
    'TimeSpanSource','Property', ...
    'TimeSpan',0.45, ...
    'YLimits',[-2.5 2.5]);
% цикл обработки
```

```

for i = 1:numSamples/frameSize
    sig = sine();
    sig = (1 + sig(:,1)) .* sig(:, 2); % AM
    % Метод 1: возведение в квадрат и НЧ фильтрация
    sigsq = 2 * sig .* sig;
    sigenv1 = sqrt(lp1(downsample(sigsq,DownsampleFactor)));
    % Метод 2: на основе преобразования Гильберта
    sige = abs(complex(0, hilbertTransformer(sig)) + de-
lay(sig));
    sigenv2 = lp2(downsample(sige,DownsampleFactor));
    % отображение входного ВЧ радиосигнала и его НЧ огибающей
    scope1(sig, sigenv1);
    scope2(sig, sigenv2);
end

```

Далее реализуем детектирование огибающей в Simulink.

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Построить модель детектирования огибающей АМ сигнала (рис. 5.18).

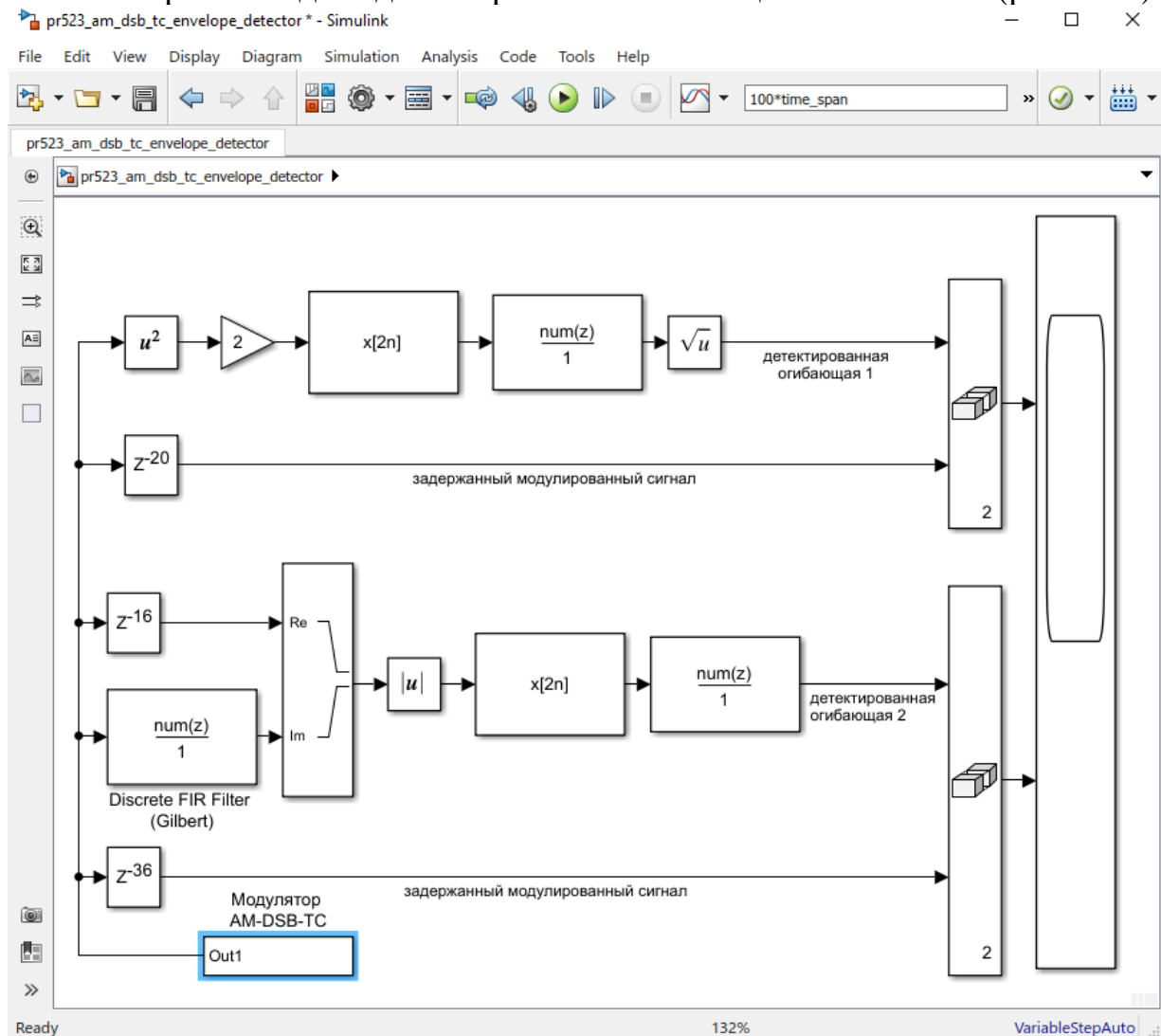


Рис. 5.18. Модель в Simulink для детектирования огибающей АМ сигнала

- Сформировать подсистему модулятора AM-DSB-TC (рис. 5.19), по аналогии, с построенным ранее; выделить блоки модулятора AM-DSB-TC и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню Create Subsystem From Selection (рис. 5.19). В результате модулятор AM-DSB-TC, показанный на рис. 5.19 будет представлен подсистемой в модели детектирования огибающей АМ сигнала на рис. 5.18

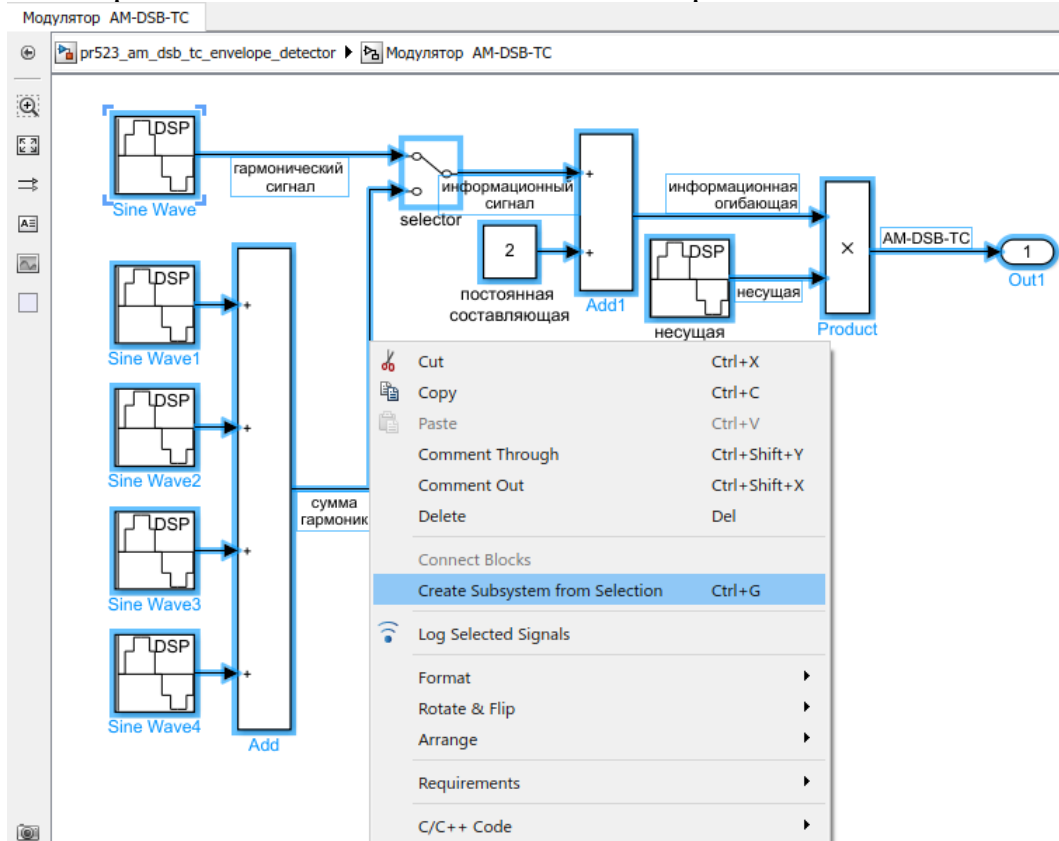


Рис. 5.19. Формирование подсистемы модулятора AM-DSB-TC

- Добавить в модель два блока FIR Decimation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters (рис. 5.20).

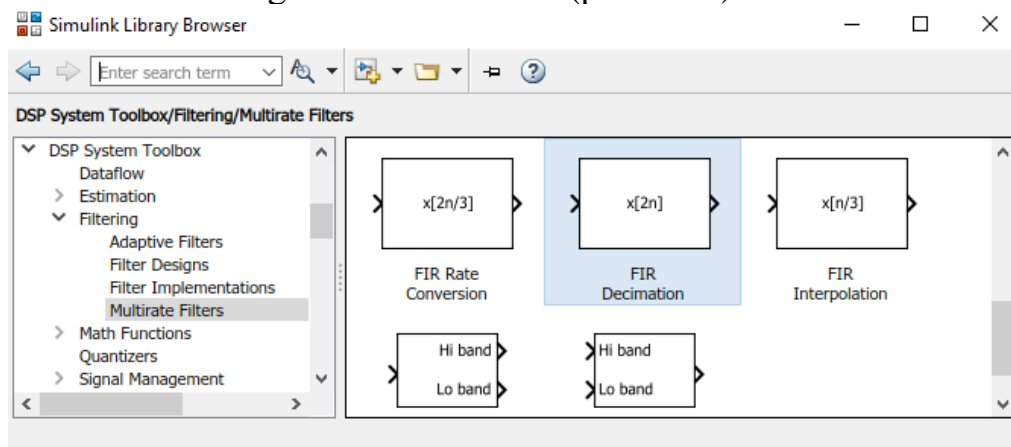


Рис. 5.20. Блок FIR Decimation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters

- Инициализировать коэффициенты фильтров FIR Decimation командой `firpm(20, [0 0.03 0.1 1], [1 1 0 0])` и установить опцию Rate options в режим Allow multirate processing (рис. 5.21).

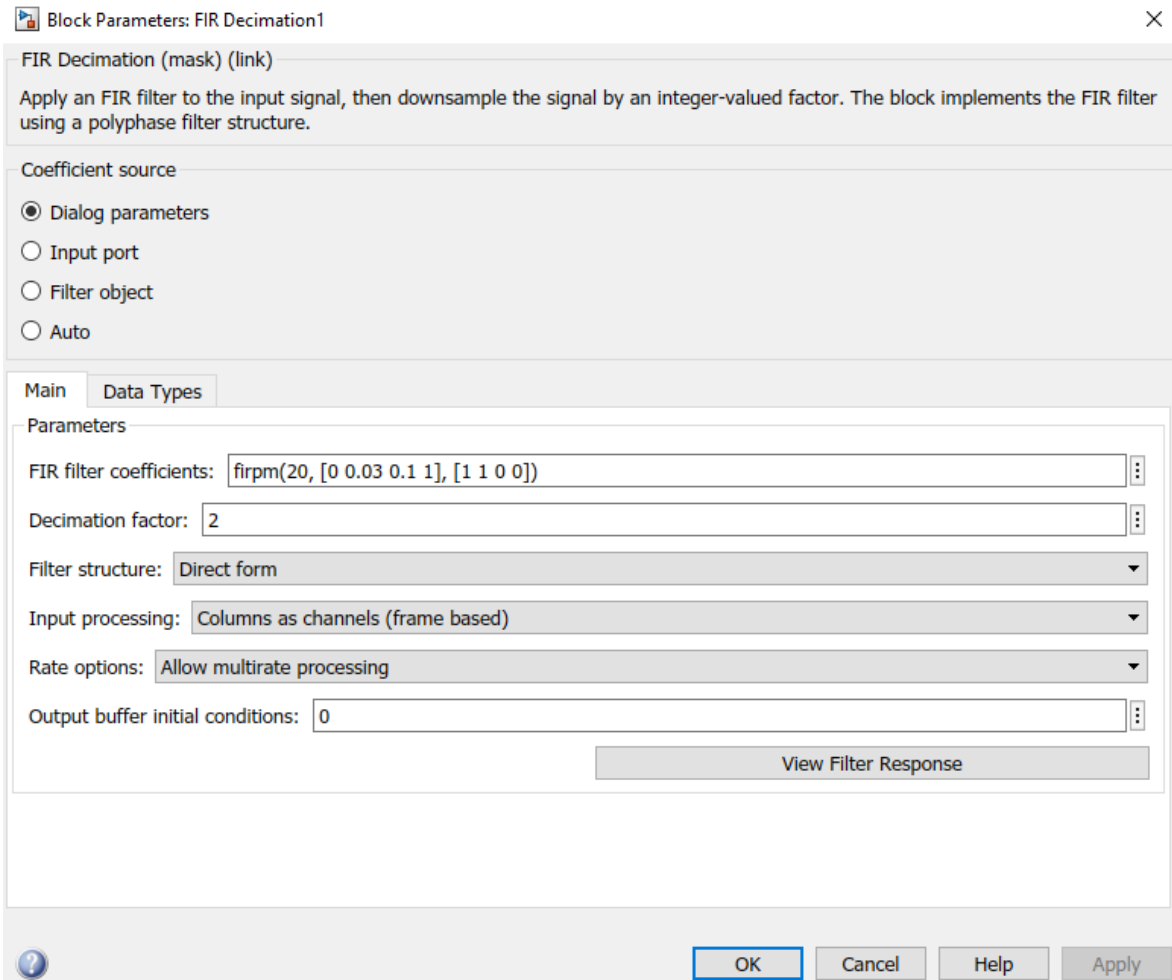


Рис. 5.21. Инициализация параметров фильтров FIR Decimation

- Добавить в модель три блока Discrete FIR Filter из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Implementations (рис. 5.22).

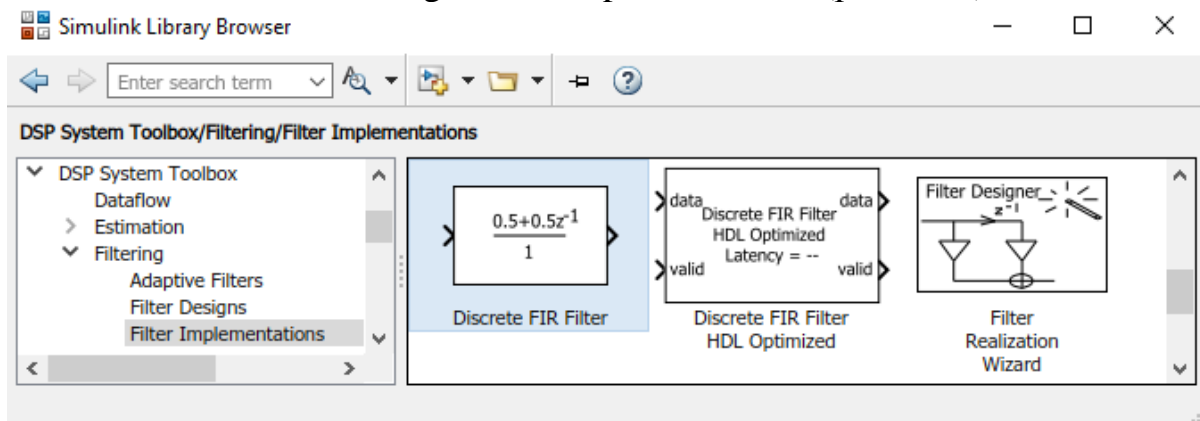


Рис. 5.22. Блок Discrete FIR Filter из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Implementations

6. Инициализировать коэффициенты двух фильтров Discrete FIR Filter командой `firpm(20, [0 0.03 0.1 1], [1 1 0 0])` (рис. 5.23).

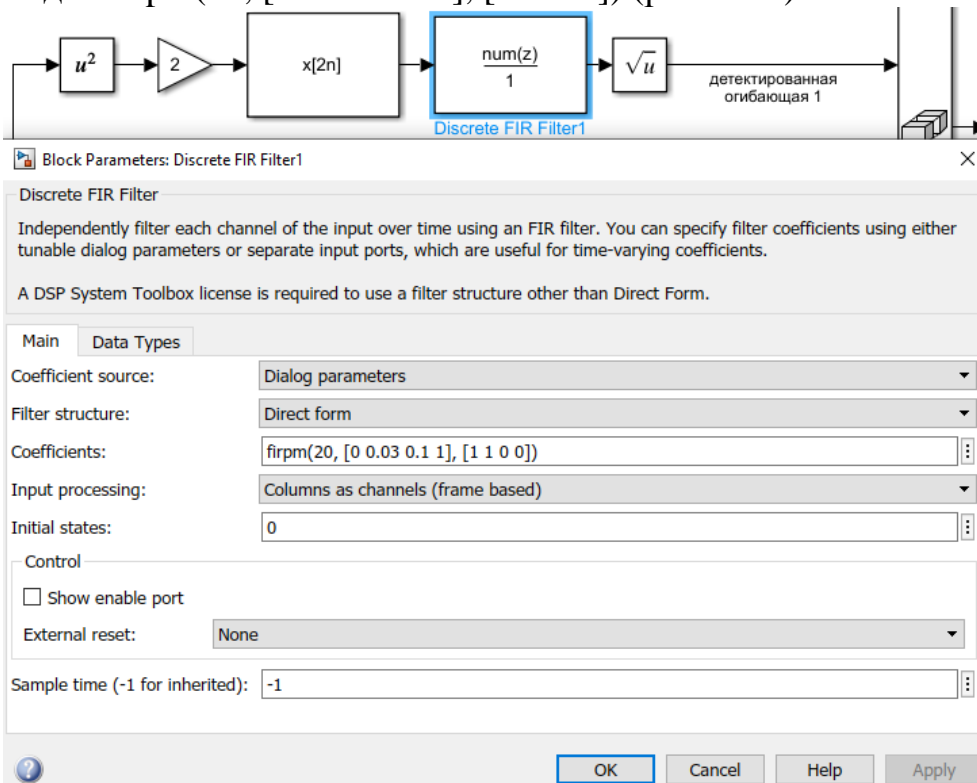


Рис. 5.23. Инициализация параметров фильтров Discrete FIR Filter

7. Инициализировать коэффициенты третьего фильтра Discrete FIR Filter (фильтра Гильберта) командой (рис. 5.24) `firpm(32, [0.1 0.9], [1 1], 'hilbert')`.

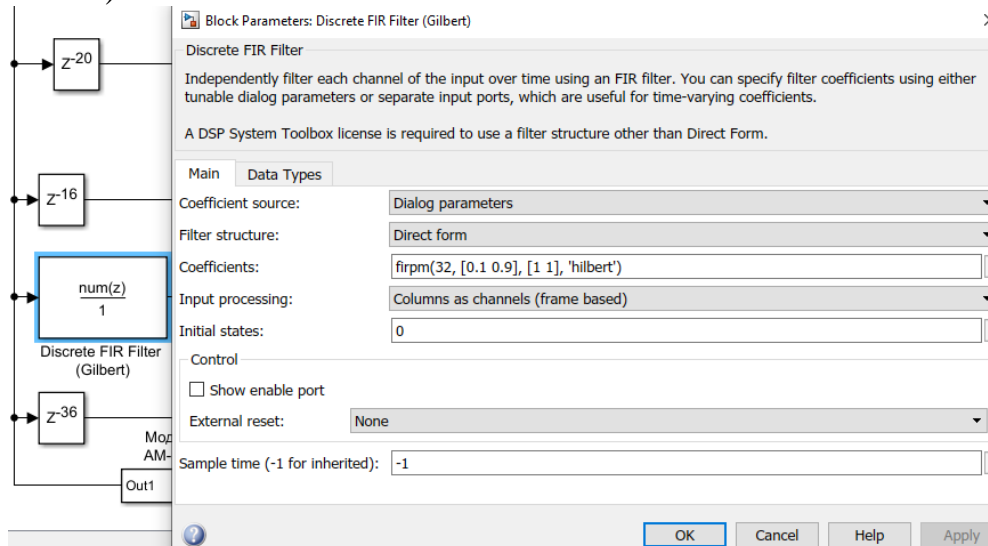


Рис. 5.24. Инициализация параметров фильтров Discrete FIR Filter (фильтра Гильберта)

8. Выполнить моделирование и получить осциллограммы детектированных огибающих (рис. 5.17).

Поясним синтаксис команды `firpm`. Команда `firpm` синтезирует линейно-фазовый КИХ-фильтр методом Parks-McClellan. Метод Parks-McClellan использует алгоритм Ремеза и аппроксимацию Чебышева для синтеза фильтра с оптимальным соотношением (по критерию минимума ошибки) между требуемой и реализуемой АЧХ.

Команда `b=firpm(n, f, a)` возвращает вектор-строку `b`, содержащую  $n+1$  коэффициентов КИХ-фильтра порядка  $n$ , АЧХ которого задается векторами `f` и `a` (рис. 5.25). Коэффициенты фильтра в векторе упорядочены симметрично:  $b(k) = b(n+2-k)$ ,  $k=1, \dots, n+1$ .

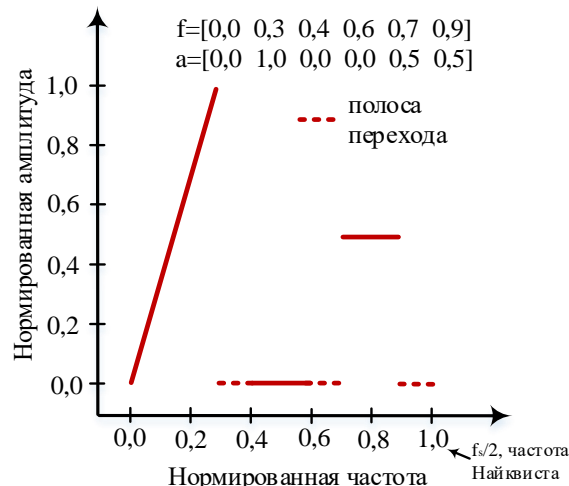


Рис. 5.25. Форма задания АЧХ синтезируемого командой `firpm(n, f, a)` КИХ-фильтра

Из рис. 4.25 следует, что, `f` есть вектор пар нормированных частот в порядке возрастания в диапазоне от 0 до 1, где  $f=1$  соответствует нормированной частоте Найквиста  $f_s/2$ ; `a` представляет собой вектор нормированных амплитуд в диапазоне от 0 до 1 на частотах, указанных в `f`. Заданная в векторе `a` амплитуда на интервале пары  $(f(k), f(k+1))$  при нечетном  $k$  определяется отрезком, соединяющем точки  $(f(k), a(k))$  и  $(f(k+1), a(k+1))$ . Заданная в векторе `a` амплитуда на интервале  $(f(k), f(k+1))$  при четном  $k$  не определяется (полоса перехода). Длина векторов `f` и `a` должна быть одинаковой и четной. Команда `firpm` всегда использует четный порядок фильтра для четной симметрии коэффициентов.

Команда `b=firpm(n, f, a, w)` использует весовой вектор `w` для взвешивания соотношения между требуемой и реализуемой АЧХ в каждой полосе пропускания. Длина вектора `w` равна половине длины векторов `f` и `a`, поэтому на каждую полосу приходится по одному весу.

Команда `b=firpm(n, f, a, w, 'ftype')` определяет тип синтезируемого фильтра. Тип `'hilbert'` используется для фильтра с нечетной симметрией коэффициентов  $b(k) = -b(n+2-k)$ ,  $k=1, \dots, n+1$  и реали-

зует преобразование Гильберта с единичной амплитудой во всей полосе частот. Например, `firpm(30, [0.1 0.9], [1 1], 'hilbert')` синтезирует КИХ-фильтр длиной 31, реализующий преобразователь Гильберта.

Для визуализации АЧХ синтезированного фильтра может использоваться команда `freqz`. Команда `[h,w] = freqz(b,a,n)` возвращает  $n$ -точечную АЧХ, хранящуюся в векторе `h` и соответствующий вектор шкалы нормированной частоты `w` для цифрового фильтра с коэффициентами полинома фильтра в числителе `b` и знаменателе `a`. Также для визуализации АЧХ фильтра служит `fvtool`. Команда `fvtool(b,a)` отображает АЧХ фильтра с коэффициентами полинома в числителе `b` и знаменателе `a`. Пример синтеза ФНЧ и фильтра Гильберта представлен в скрипте 5.3 и на рис. 5.26.

### Скрипт 5.3. Синтез фильтров командой `firpm`

```
% синтез ФНЧ: firpm(20, [0 0.03 0.1 1], [1 1 0 0])
n1=20; % порядок фильтра
f1=[0 0.03 0.1 1]; % шкала нормированных частот
a1=[1 1 0 0]; % шкала нормированных амплитуд
b1=firpm(n1,f1,a1); % синтез (коэффициентов) фильтра
[h1,w1]=freqz(b1,1,512); % запись АЧХ фильтра
figure(1); subplot(2,1,1);
plot(f1,a1,w1/pi,abs(h1),'linewidth',2); grid on;
legend('Идеальная АЧХ','Реализованная АЧХ'); title('АЧХ ФНЧ');
xlabel('Нормированная частота (\omega/\pi), рад'); ylabel('Амплитуда');
%fvtool(b1,1);

% синтез фильтра Гильберта: firpm(32, [0.1 0.9], [1 1], 'hilbert')
n2=32; % порядок фильтра
f2=[0.1 0.9]; % шкала нормированных частот
a2=[1 1]; % шкала нормированных амплитуд
b2=firpm(n2,f2,a2,'hilbert'); % синтез (коэффициентов) фильтра
[h2,w2]=freqz(b2,1,512); % запись АЧХ фильтра
figure(1); subplot(2,1,2);
plot(f2,a2,w2/pi,abs(h2),'linewidth',2); grid on;
legend('Идеальная АЧХ','Реализованная АЧХ');title('АЧХ фильтра Гильберта');
xlabel('Нормированная частота (\omega/\pi), рад'); ylabel('Амплитуда');
%fvtool(b2,1);
```

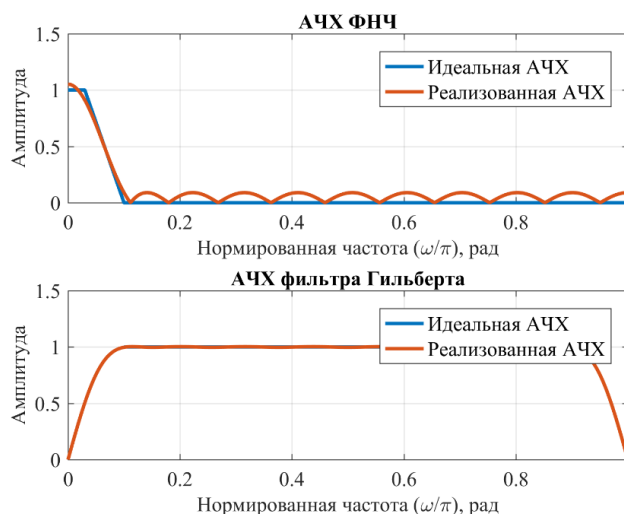


Рис. 5.26. АЧХ ФНЧ и фильтра Гильберта

### 5.3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПЕРЕДАТЧИКА НА USRP

Структурная схема формирования радиосигнала  $s_{usrp-tx}(t)$  представлена на рис. 5.27. На вход устройства USRP из Matlab/Simulink поступает цифровой комплексный IQ сигнал (complex baseband), представленный синфазной  $s_{ip}[n]$  и квадратурной  $s_{qp}[n]$  составляющими. По умолчанию в режиме передачи ПЛИС на плате USRP реализует операцию повышающего преобразования частоты DUC (Digital Upconversion) комплексного IQ сигнала с нулевой частоты (0Ч) на промежуточную частоту IF (ПЧ, Intermediate Frequency). Далее сигнал на ПЧ поступает в ЦАП, где преобразуется в аналоговую форму. Затем аналоговый фильтруется и переносится на несущую частоту с помощью квадратурного смесителя. Полученный радиосигнал AM-DSB-SC поступает на усилитель мощности (УМ) с коэффициентом  $K_{usrp-tx}$ , усиливается и передается в радиоэфир. Усиленный радиосигнал на выходе устройства USRP может быть представлен выражением:

$$s_{usrp-tx}(t) = K_{usrp-tx}(t) [s_{ip}(t) \cos(\omega_c t) + s_{qp} \sin(\omega_c t)]. \quad (5.36)$$

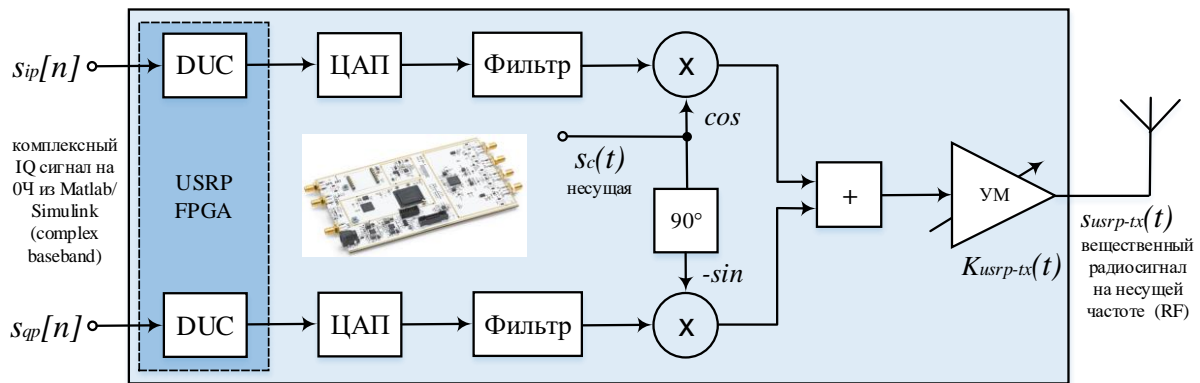


Рис. 5.27. Схема формирования радиосигнала устройством USRP

#### 5.3.1. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПЕРЕДАТЧИКА АМ-DSB-SC НА USRP

Рассмотрим схему формирования радиосигнала AM-DSB-SC устройством USRP (рис. 5.28).

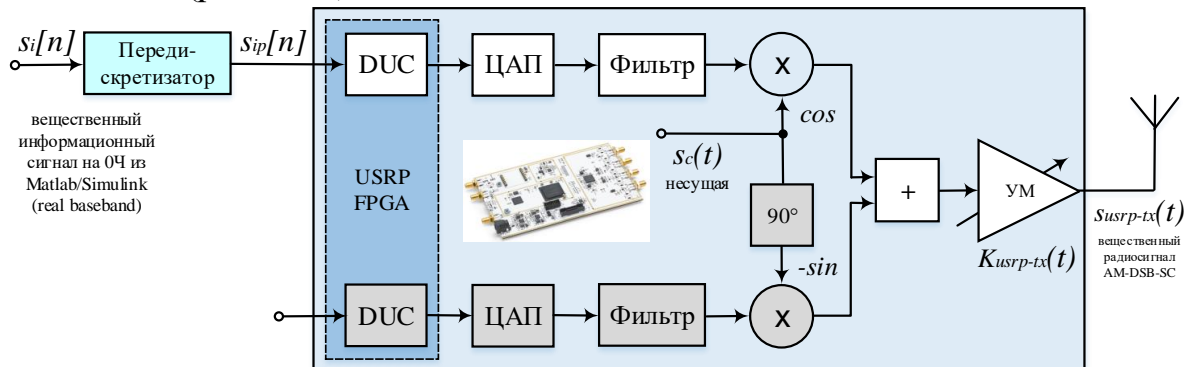


Рис. 5.28. Схема формирования радиосигнала AM-DSB-SC устройством USRP



Схема формирования АМ передатчика с подавленной несущей АМ-DSB-SC включает процедуру переноса вещественного информационного сигнала с нулевой частоты на несущую частоту.

**УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:**

1. Создать новую модель АМ передатчика с подавленной несущей АМ-DSB-SC в Simulink и добавить блок From Multimedia File из библиотеки DSP System Toolbox / Sources (рис. 5.29).

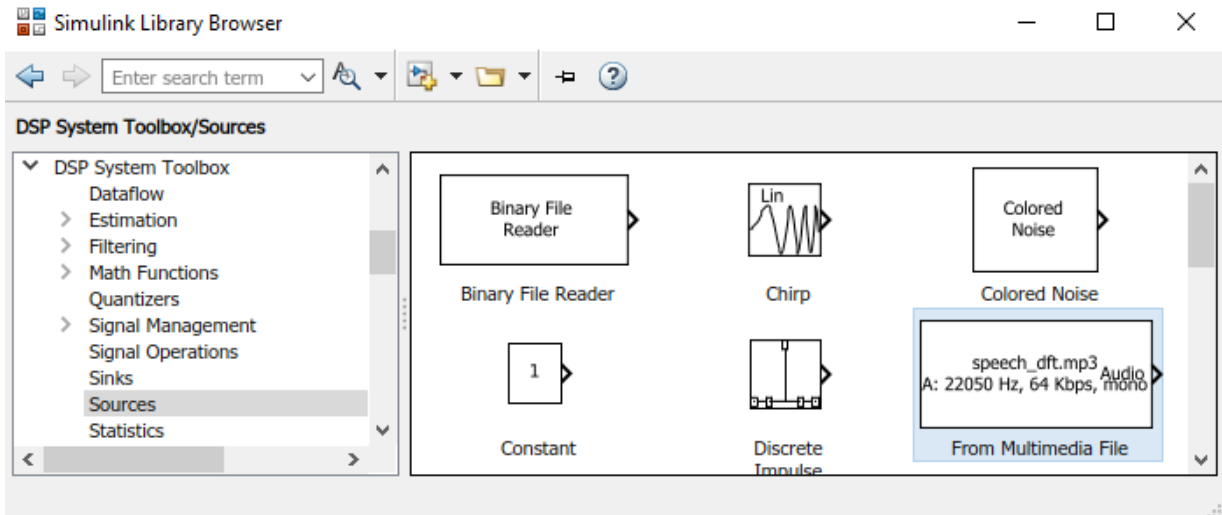


Рис. 5.29. Блок From Multimedia File в библиотеке DSP System Toolbox / Sources

2. Указать путь к музыкальному файлу в блоке From Multimedia File, установить число выборок на аудиоканал равное 600 и тип выходных данных single (рис. 5.30).

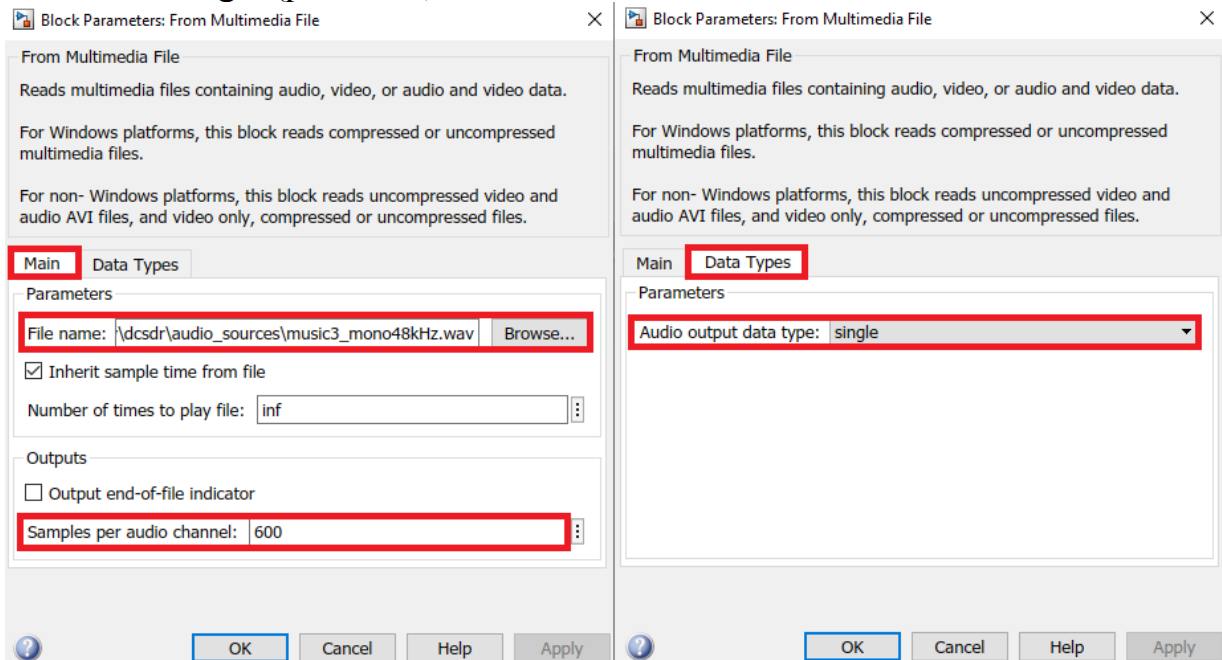


Рис. 5.30. Установка параметров блока From Multimedia File

3. Добавить в модель два блока FIR Rate Conversion из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters (рис. 5.31).

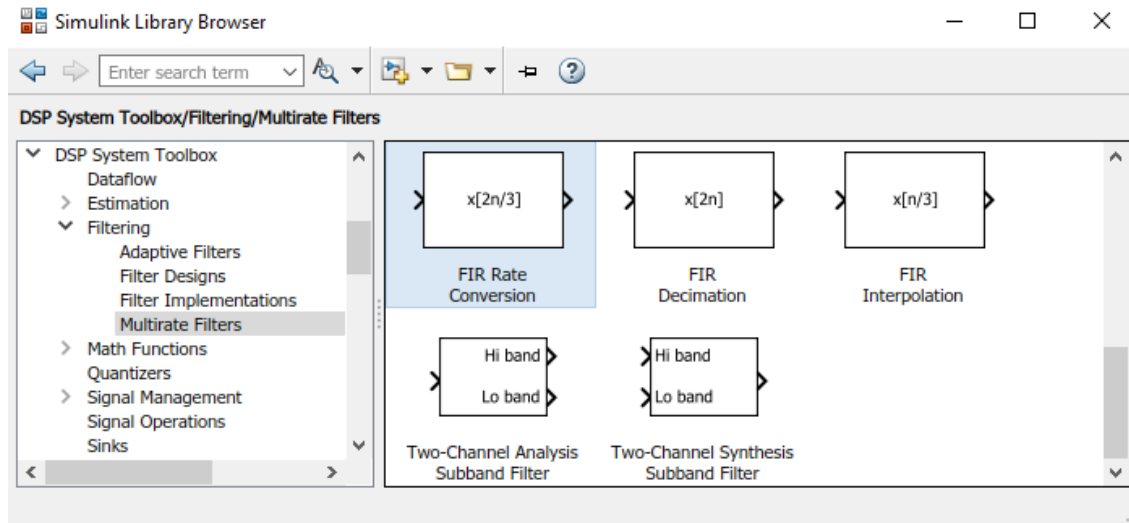


Рис. 5.31. Блок FIR Rate Conversion в библиотеке DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters

4. Установить параметры фильтра FIR Rate Conversion  $f_s=120$  kHz: коэффициент интерполяции 5, коэффициент децимации 2, инициализация `firpm(50, [0 15e3 24e3 240e3/2]/(240e3/2), [1 1 0 0], [1,1], 20)` (рис. 5.32).

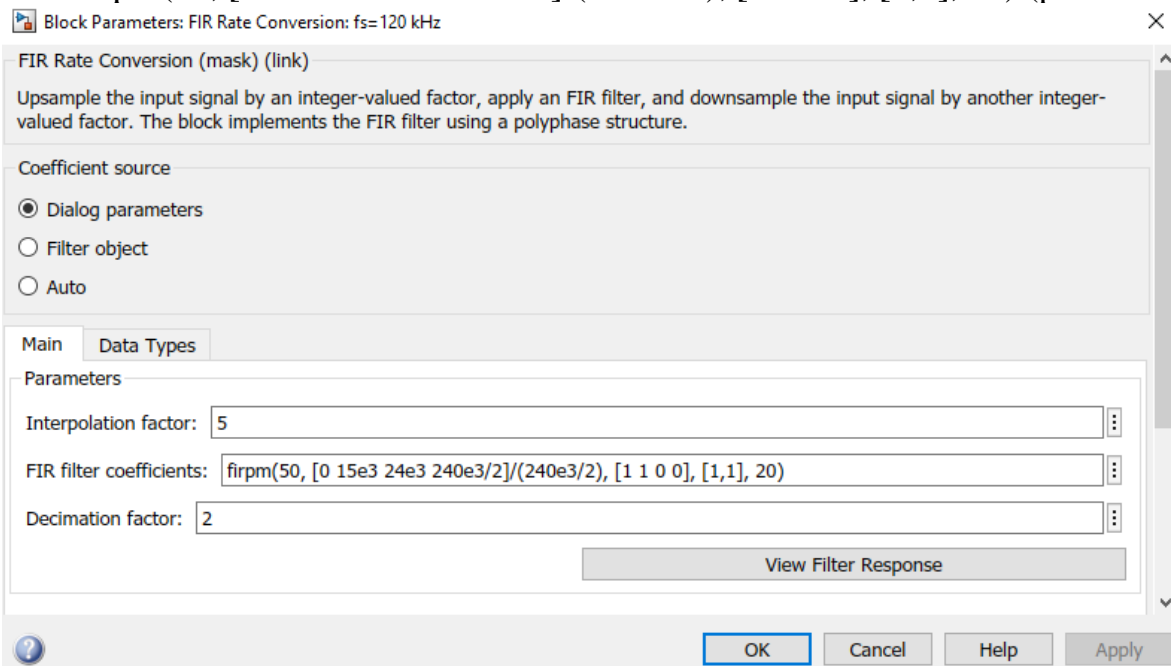


Рис. 5.32. Параметры фильтра FIR Rate Conversion:  $f_s=120$  kHz

Фильтр FIR Rate Conversion:  $f_s=120$  kHz служит для преобразования частоты дискретизации исходного аудиофайла с 48 кГц до 120 кГц ( $48 \cdot 5/2$ ).

Фильтр FIR Rate Conversion:  $f_s=200$  kHz служит для преобразования частоты дискретизации сигнала со 120 кГц до 200 кГц ( $120 \cdot 5/3$ ). Параметры функции инициализации фильтра `firpm` поясняются в скрипте 5.4.

**Скрипт 5.4. Синтез КИХ фильтра**

```
% b = firpm(n,f,a) возвращает вектор-строку n+1 коэффициентов
N = 50; % порядок фильтра
Fs = 240e3; % частота дискретизации, Гц
% f = [0 Fpass Fstop Fs/2]/(Fs/2) - вектор-строка нормированных частот
Fpass = 15e3; % частота пропускания (полоса пропускания)
Fstop = 24e3; % частота среза (полоса заграждения)
% a = [1 1 0 0] - вектор-строка нормированных амплитуд
Wpass = 1; % весовой коэффициент оптимизации фильтра по параметру Fpass
Wstop = 1; % весовой коэффициент оптимизации фильтра по параметру Fstop
b = firpm(N,[0 Fpass Fstop Fs/2]/(Fs/2), [1 1 0 0],[Wpass Wstop],20);
fvtool(b,1)
```

5. Установить параметры фильтра FIR Rate Conversion  $f_s=200$  kHz: коэффициент интерполяции 5, коэффициент децимации 3, инициализация `firpm(100, [0 15e3 30e3 600e3/2]/(600e3/2), [1 1 0 0], [1,1], 20)` (рис. 5.33).

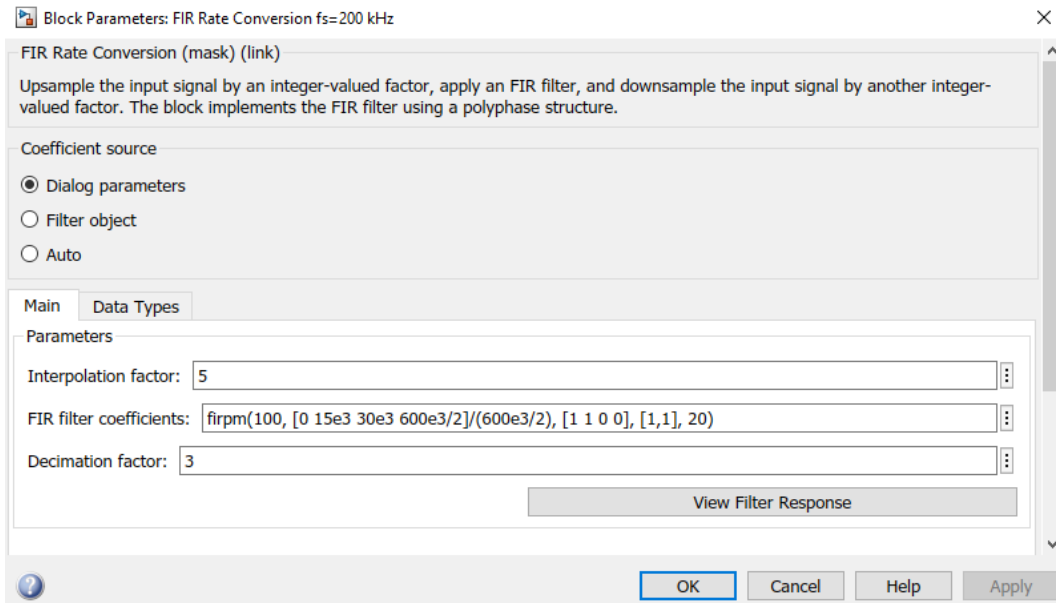


Рис. 5.33. Параметры фильтра FIR Rate Conversion:  $f_s=200$  kHz

- 6. Добавить в модель блок SDRu Transmitter из библиотеки Communications Toolbox Support Package for USRP(R) Radio.
- 7. Соединить блоки в модели USRP AM-DSB-SC и установить режим моделирования «Accelerator» (рис. 5.34).

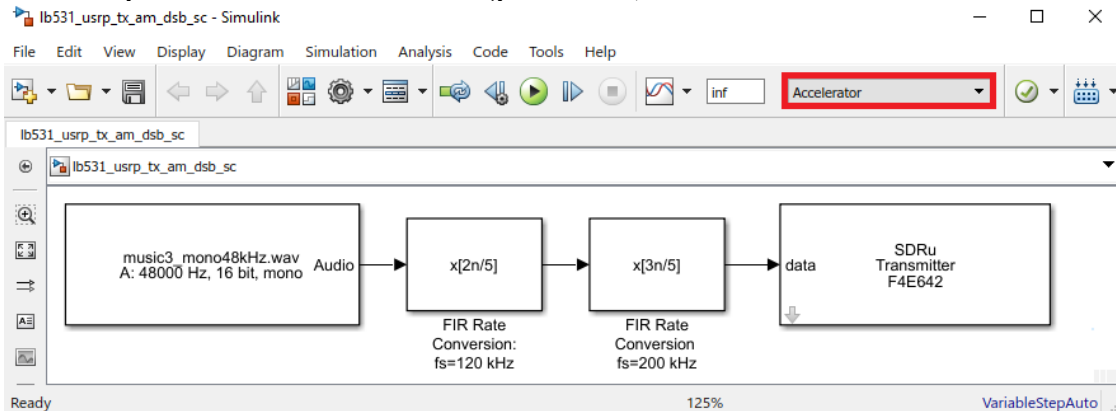


Рис. 5.34. Модель передатчика USRP AM-DSB-SC

8. Установить параметры блока SDRu Transmitter так, чтобы частота дискретизации сигнала на входе блока SDRu Transmitter, равная 200 кГц, равнялась параметру MasterClockRate = 6 МГц, разделенному на коэффициент интерполяции Interpolation = 30 (рис. 5.35).

Block Parameters: SDRu Transmitter

SDRu Transmitter (mask) (link)  
Send data to the Universal Software Radio Peripheral (USRP).

Radio Connection

Platform: B210

Serial number: F4E642 Refresh Device List

Info

Radio Properties

Channel mapping: 1

Source of center frequency: Dialog

Center frequency (Hz): 1200e6

Source of LO offset: Dialog

LO offset (Hz): 0

Source of gain: Dialog

Gain (dB): 70

PPS source: Internal

Clock source: Internal

Master clock rate (Hz): 6e6

Source of interpolation factor: Dialog

Interpolation factor: 30

Data

Transport data type: int16

Enable underrun output port

Enable burst mode

OK Cancel Help Apply

Рис. 5.35. Параметры блока SDRu Transmitter для передатчика USRP AM-DSB-SC

### 5.3.2. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПЕРЕДАТЧИКА АМ-DSB-ТС НА USRP

Рассмотрим схему формирования радиосигнала АМ-DSB-ТС устройством USRP (рис. 5.36).

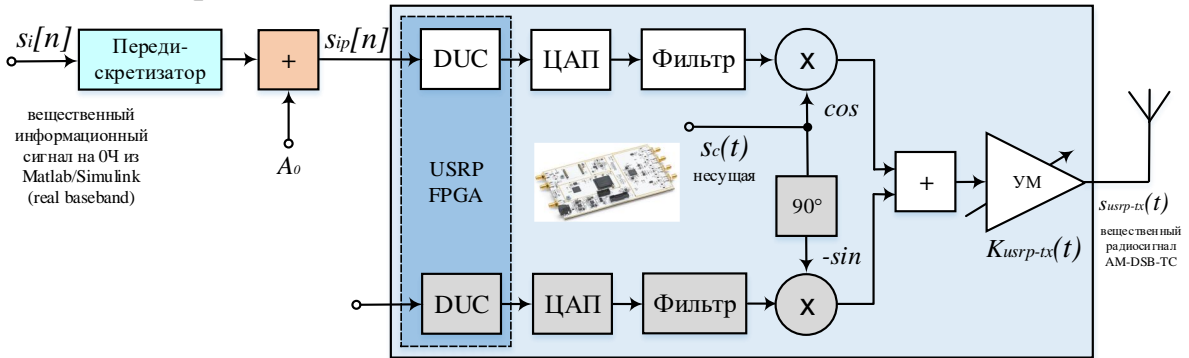


Рис. 5.36. Схема формирования радиосигнала АМ-DSB-ТС устройством USRP

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель передатчика USRP АМ-DSB-ТС (рис. 5.37).

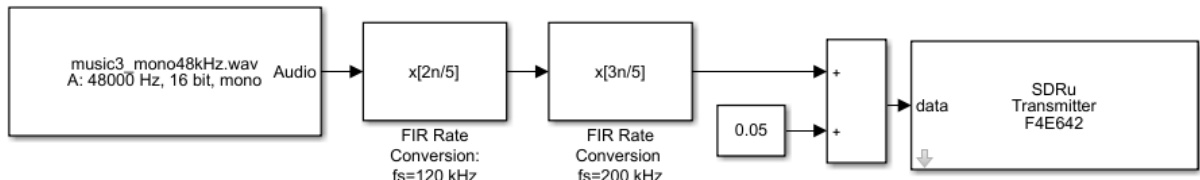


Рис. 5.37. Модель передатчика USRP АМ-DSB-ТС

### 5.3.3. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПЕРЕДАТЧИКА АМ-SSB НА USRP

Рассмотрим схему формирования радиосигнала АМ-SSB устройством USRP (рис. 5.38).

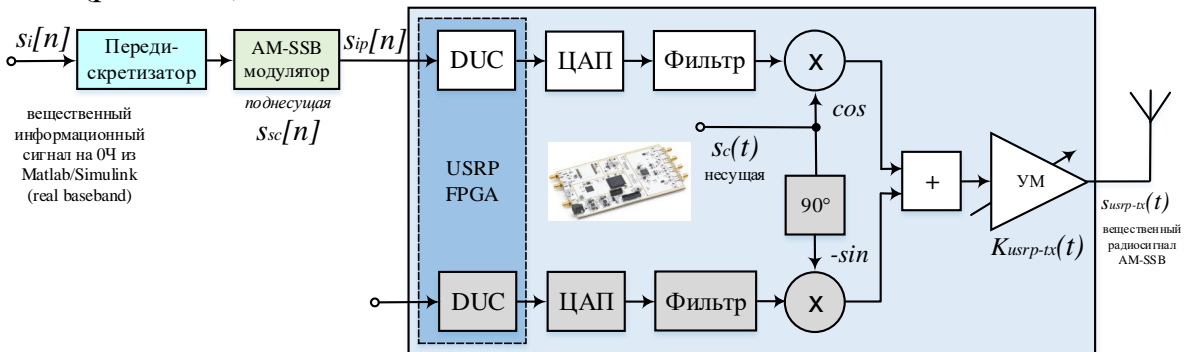


Рис. 5.38. Схема формирования радиосигнала АМ-SSB устройством USRP

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель передатчика USRP АМ-SSB (рис. 5.39).

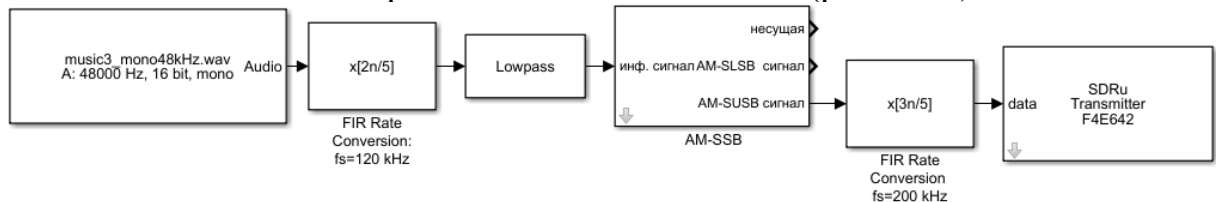


Рис. 5.39. Модель передатчика USRP АМ-SSB

2. Добавить в модель блок ФНЧ Lowpass Filter из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Designs (рис. 5.40).

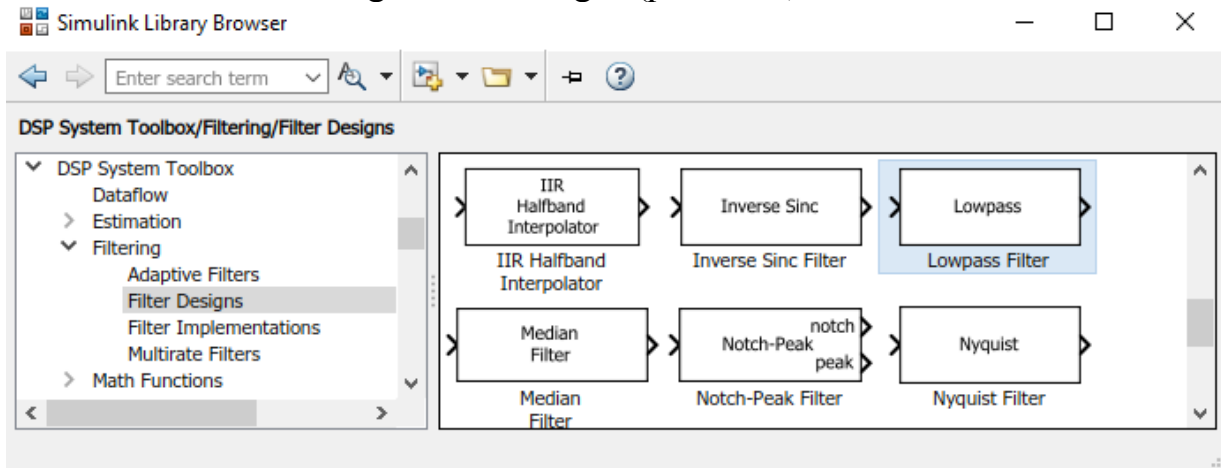


Рис. 5.40. Блок Lowpass Filter  
в библиотеке DSP System Toolbox / Filtering / Filter Designs

3. Установить параметры блока ФНЧ Lowpass Filter для передатчика USRP AM-SSB (рис. 5.41).

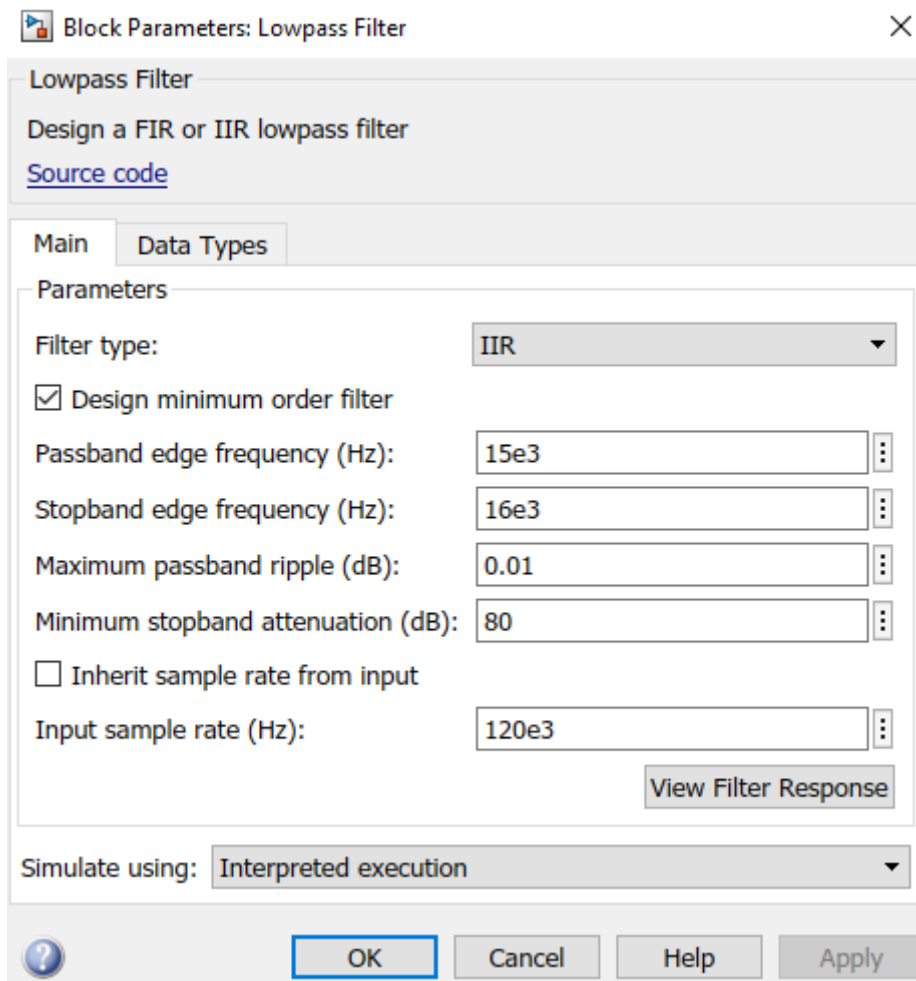


Рис. 5.41. Параметры блока Lowpass Filter для передатчика USRP AM-SSB

4. Построить подсистему модулятора AM-SSB и интегрировать ее в модель передатчика USRP AM-SSB (рис. 5.42).

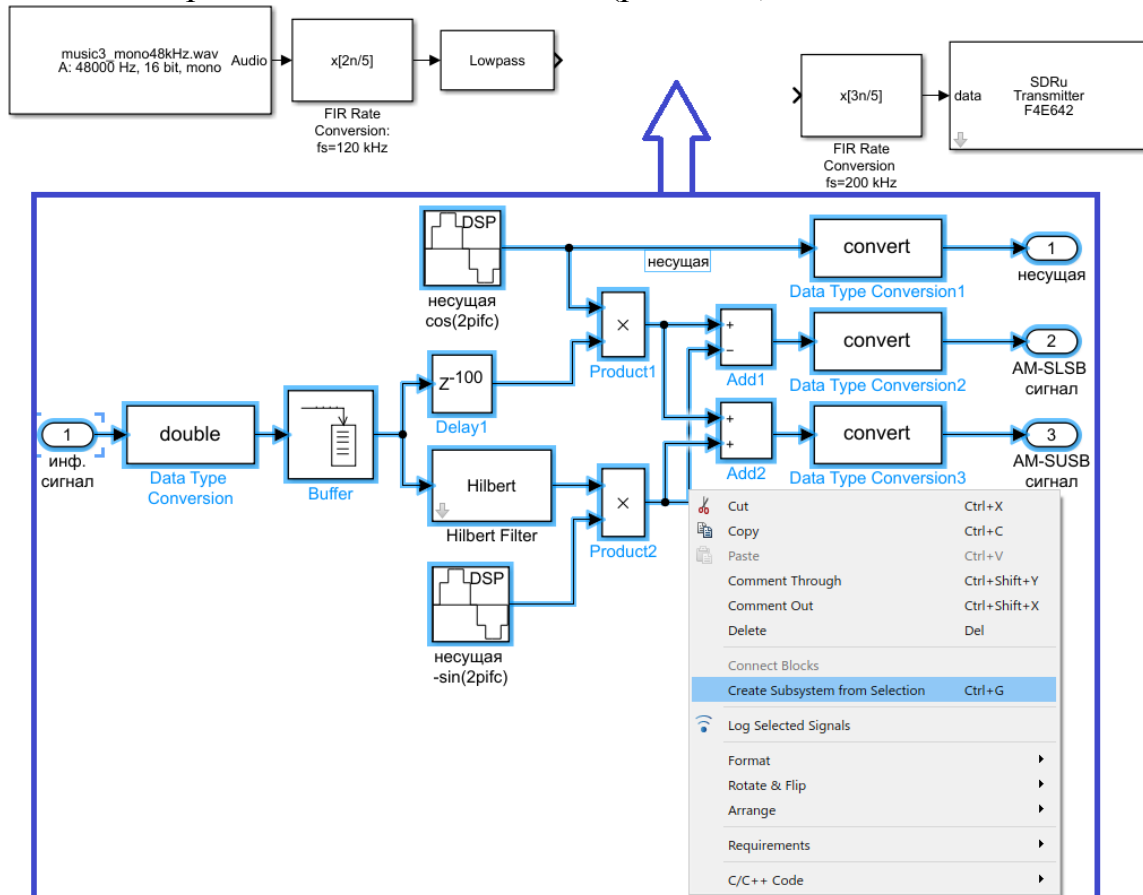


Рис. 5.42. Подсистема модулятора AM-SSB для передатчика USRP AM-SSB

5. Добавить в подсистему модуляции AM-SSB четыре блока Data Type Conversion из библиотеки Simulink / Signal Attributes (рис. 5.43).

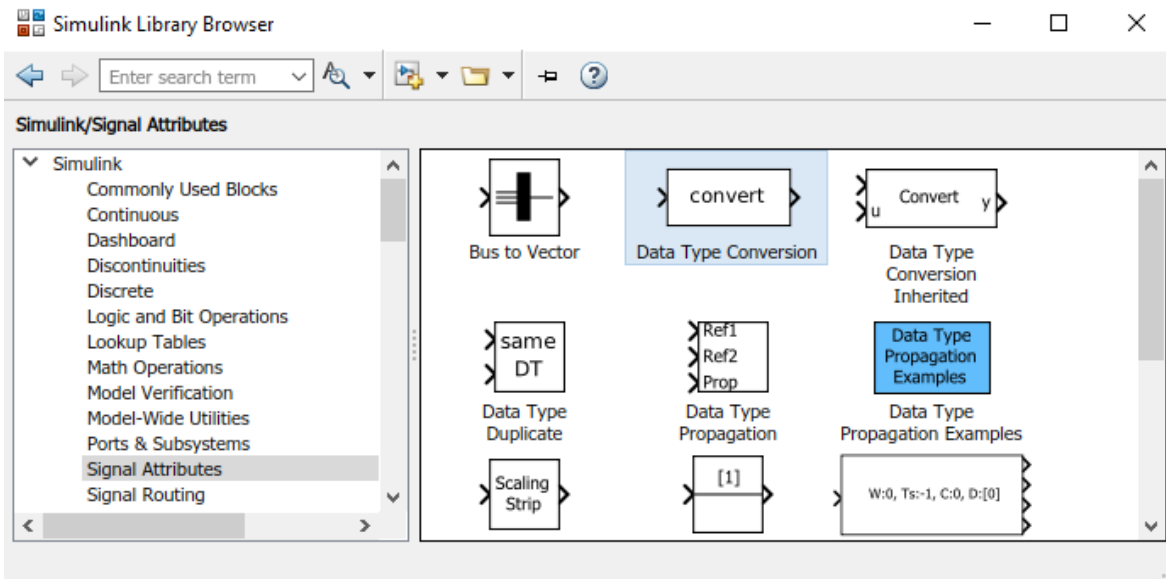


Рис. 5.43. Блок Data Type Conversion в библиотеке Simulink / Signal Attributes

6. Добавить в подсистему модуляции АМ-SSB порт In из библиотеки Simulink / Sources (рис. 5.44).

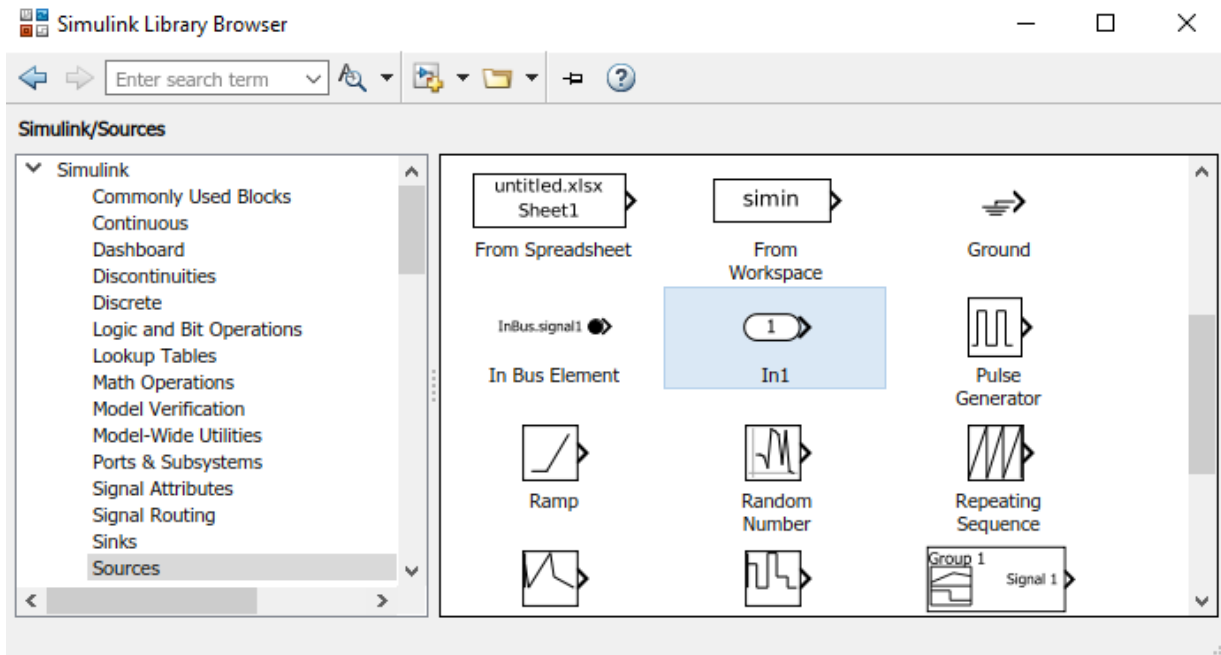


Рис. 5.44. Порт In из библиотеки Simulink / Sources

7. Добавить в подсистему модуляции АМ-SSB три порта Out из библиотеки Simulink / Sinks (рис. 5.45).

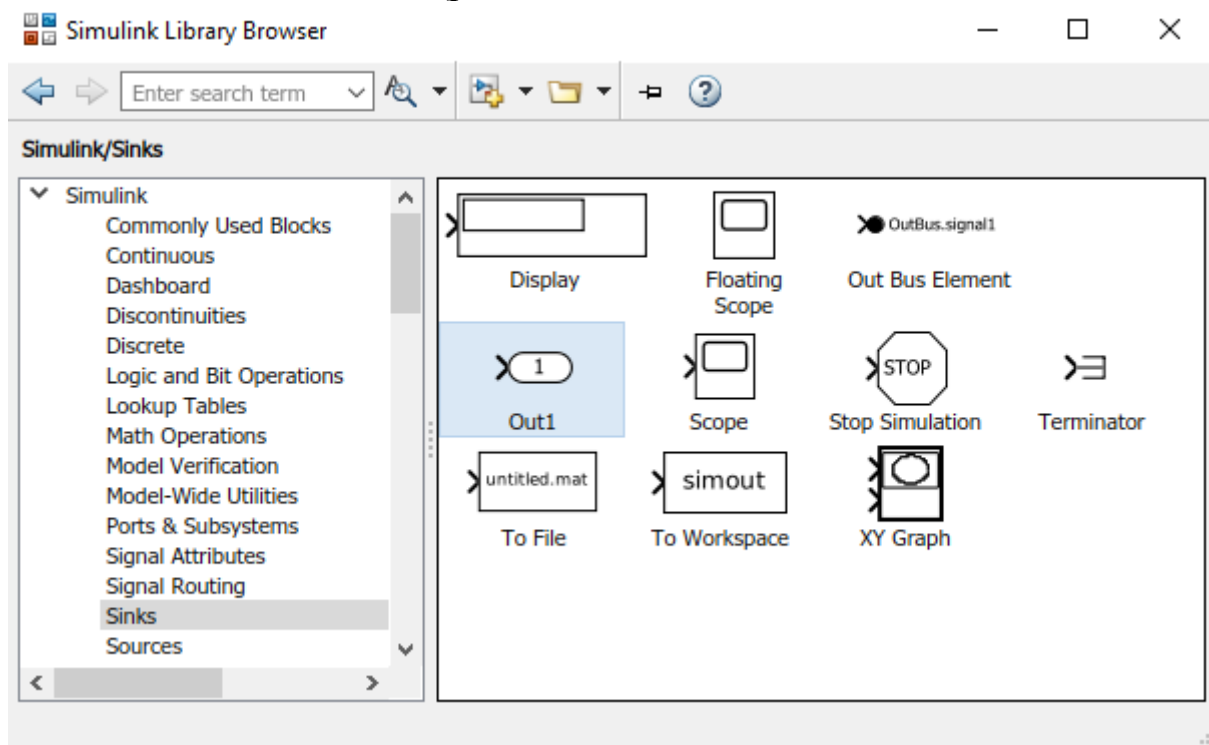


Рис. 5.45. Порт Out из библиотеки Simulink / Sinks

8. Добавить в подсистему модуляции АМ-SSB блок Buffer из библиотеки DSP System Toolbox / Signal Management / Buffers.



9. Установить параметры блока Data Type Conversion на входе буфера согласно рис. 5.46; параметры остальных блоков Data Type Conversion оставить по умолчанию.

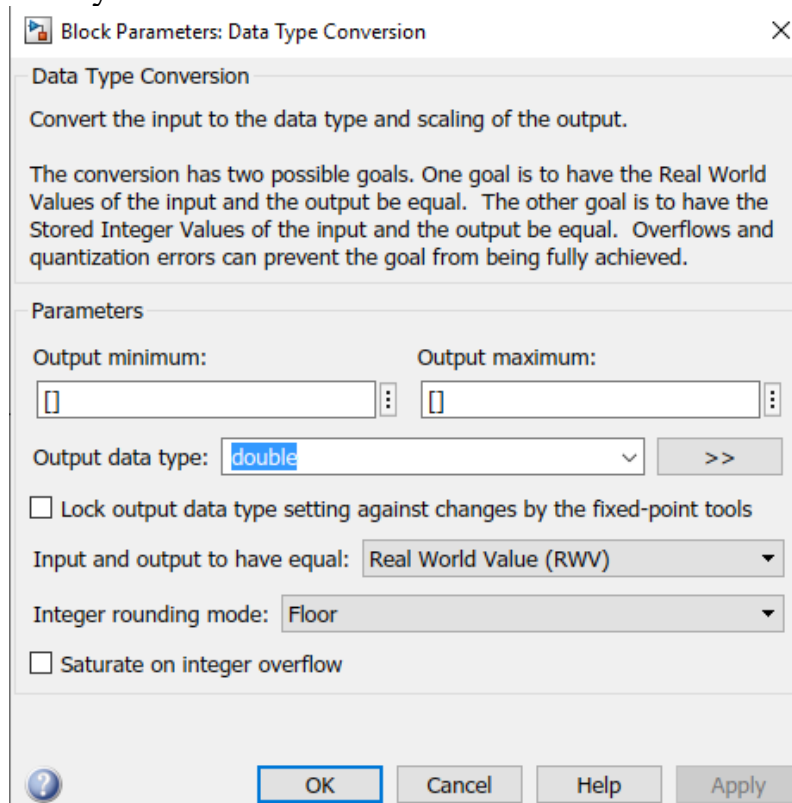


Рис. 5.46. Параметры блока Data Type Conversion на входе буфера

10. Инициализировать размер буфера параметром frame\_size (рис. 5.47).

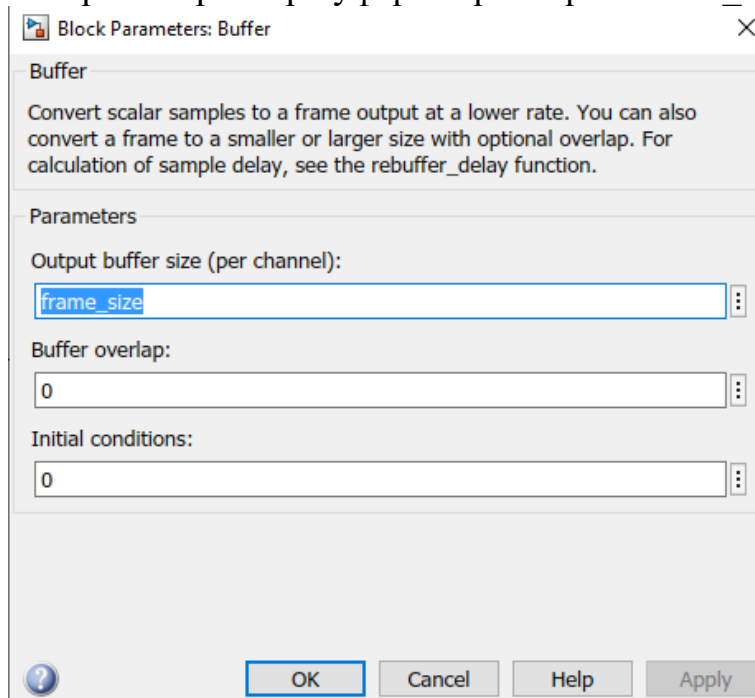


Рис. 5.47. Инициализация размера буфера параметром frame\_size

11. Инициализировать синфазную несущую согласно рис. 5.48.

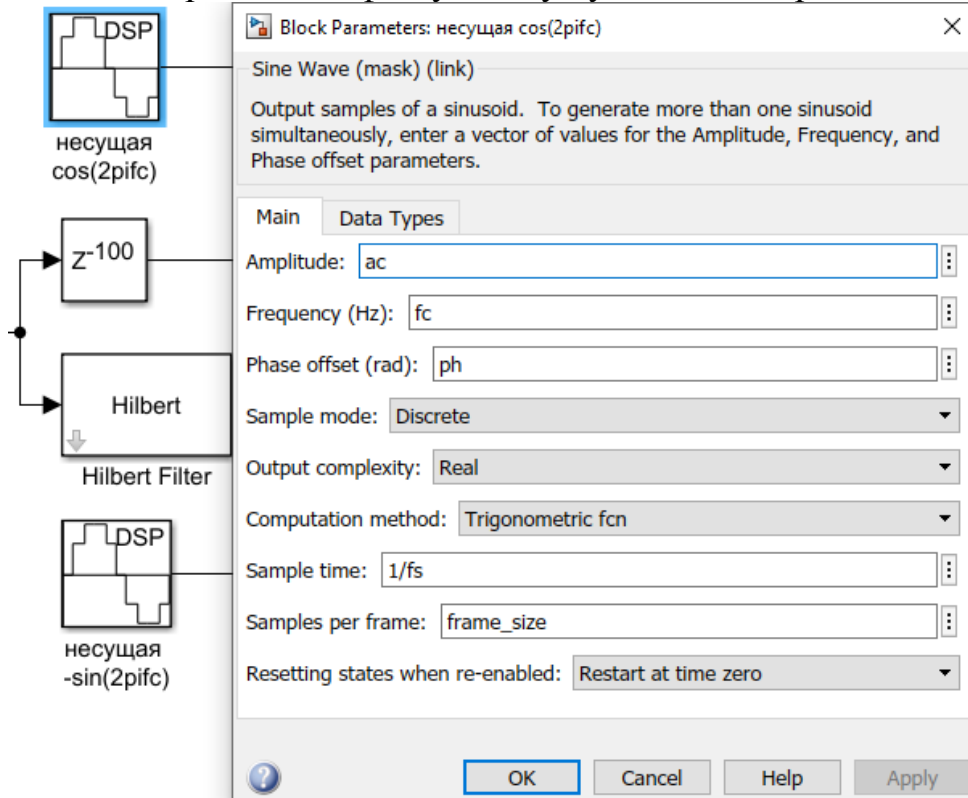


Рис. 5.48. Параметры блока Sine Wave для синфазной несущей

12. Инициализировать квадратурную несущую согласно рис. 5.49.

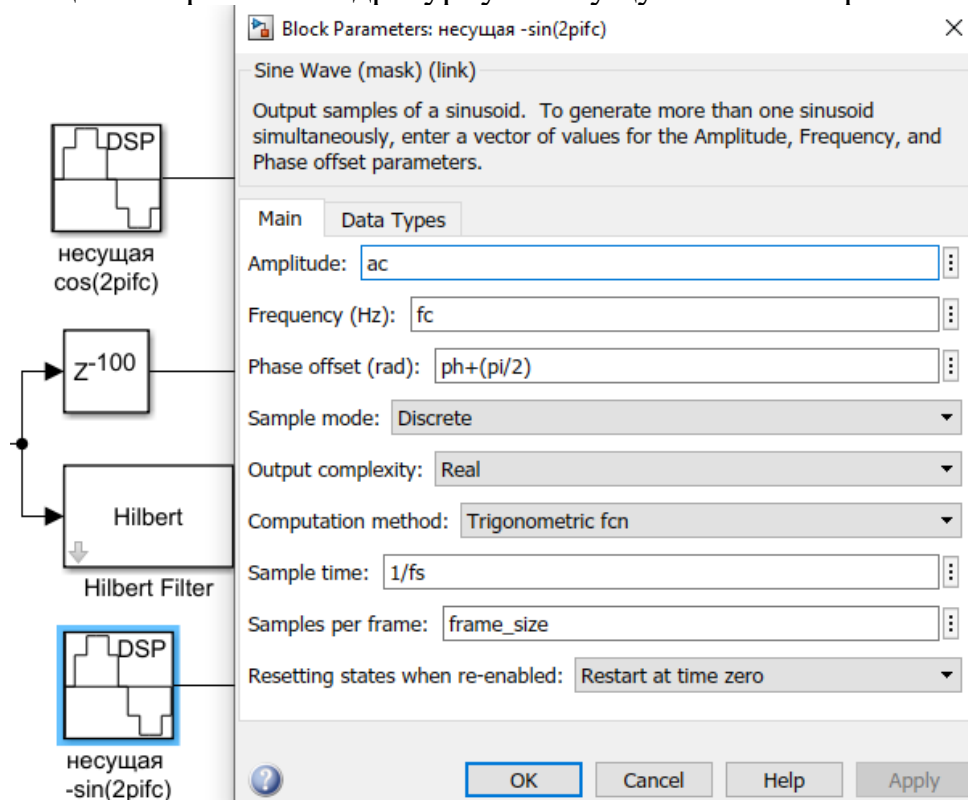


Рис. 5.49. Параметры блока Sine Wave для квадратурной несущей

13. Инициализировать задержку в блоке Delay (рис. 5.50).

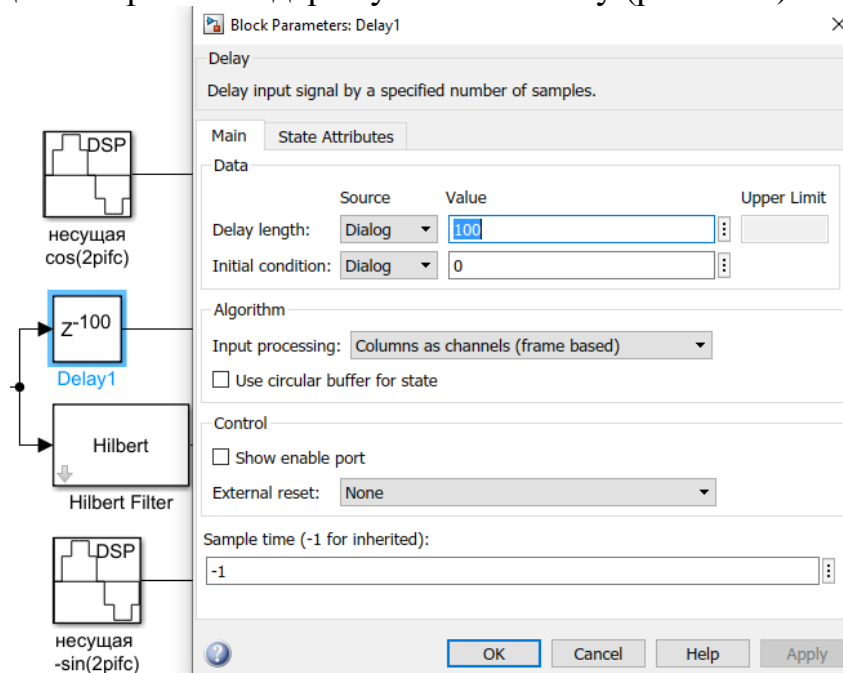


Рис. 5.50. Инициализация задержки в блоке Delay

14. Инициализировать параметры фильтра Гильберта (рис. 5.51).

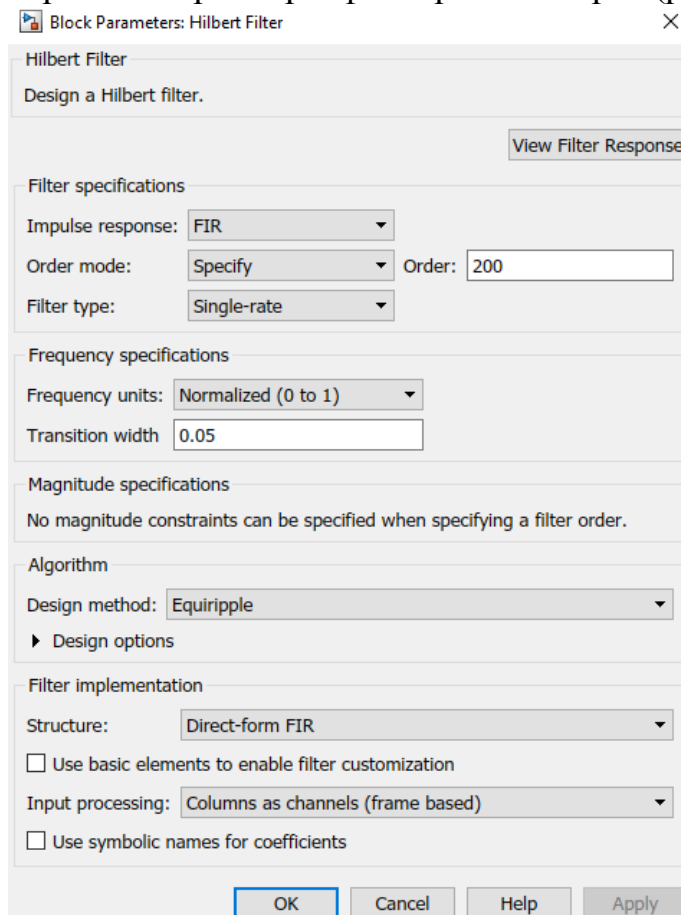


Рис. 5.51. Инициализация параметров фильтра Гильберта

15. Сформировать подсистему модуляции AM-SSB: выделить блоки подсистемы модуляции AM-SSB (рис. 5.42) и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню Create Subsystem From Selection; в результате появится блок AM-SSB (рис. 5.52).

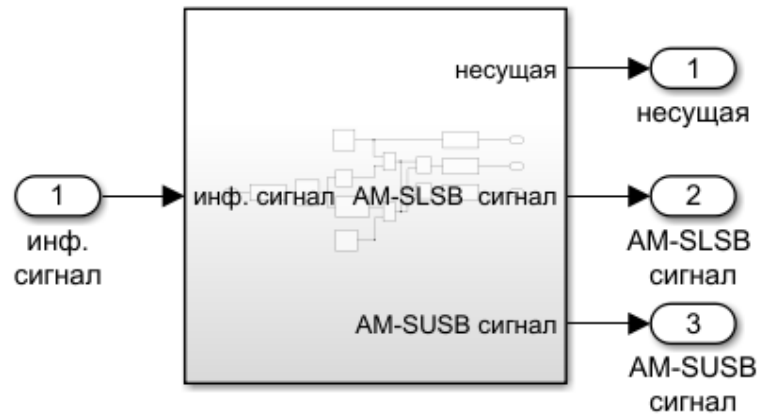


Рис. 5.52. Блок подсистемы модуляции AM-SSB для передатчика USRP AM-SSB

16. Настроить параметры блока подсистемы модуляции AM-SSB: выделить блок AM-SSB и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню Mask / Create Mask (рис. 5.53); в открывшемся окне Mask Editor перейти в закладку Parameters & Dialog и, используя редактор Edit, добавить названия маскируемых параметров в колонке Prompt и указать соответствующие имена переменных в колонке Name, использованные в блоках синфазной и квадратурной несущей (рис. 5.54)

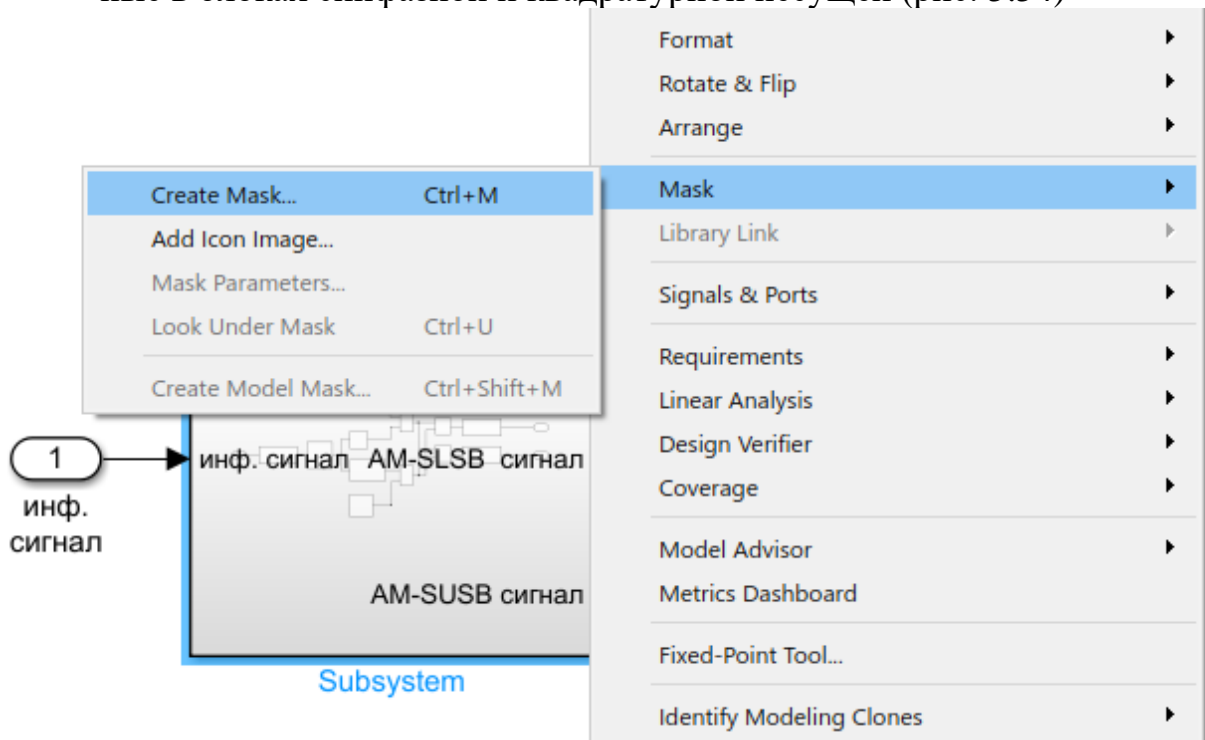


Рис. 5.53. Выбор пункта меню Mask / Create Mask блока AM-SSB

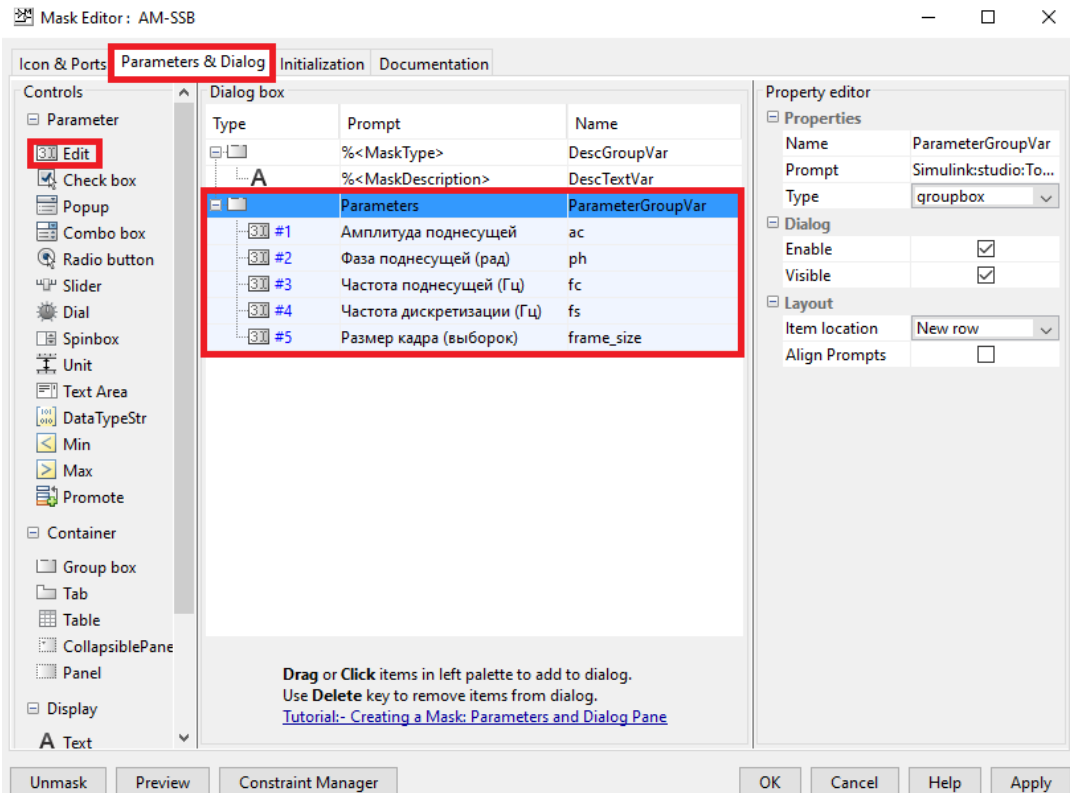


Рис. 5.54. Маскировка параметров блока AM-SSB для передатчика USRP AM-SSB

17. Интегрировать подсистему модуляции AM-SSB в модель передатчика USRP AM-SSB: вставить блок AM-SSB между блоком Lowpass Filter и FIR Rate Conversion  $f_s=200$  kHz (рис. 5.39).
18. Установить параметры блока AM-SSB (рис. 5.55).

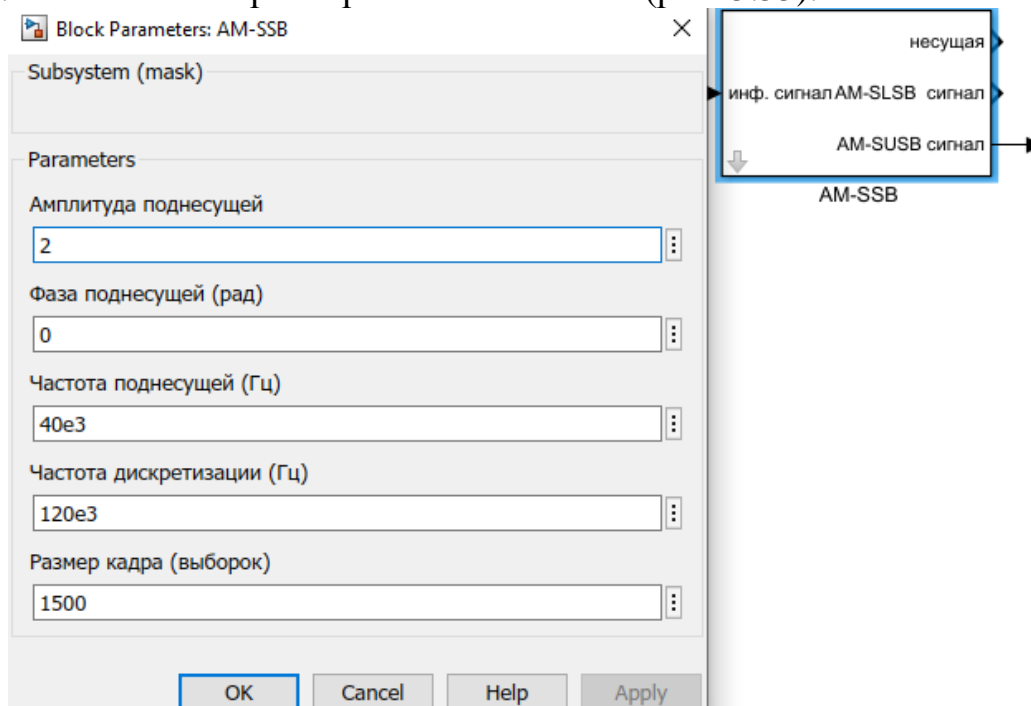


Рис. 5.55. Параметры блока AM-SSB для передатчика USRP AM-SSB

19. Установить параметры фильтра FIR Rate Conversion  $f_s=120$  kHz: коэффициент интерполяции 5, коэффициент децимации 2, инициализация `firpm(50, [0 15e3 24e3 240e3/2]/(240e3/2), [1 1 0 0], [1,1], 20)` (рис. 5.56).

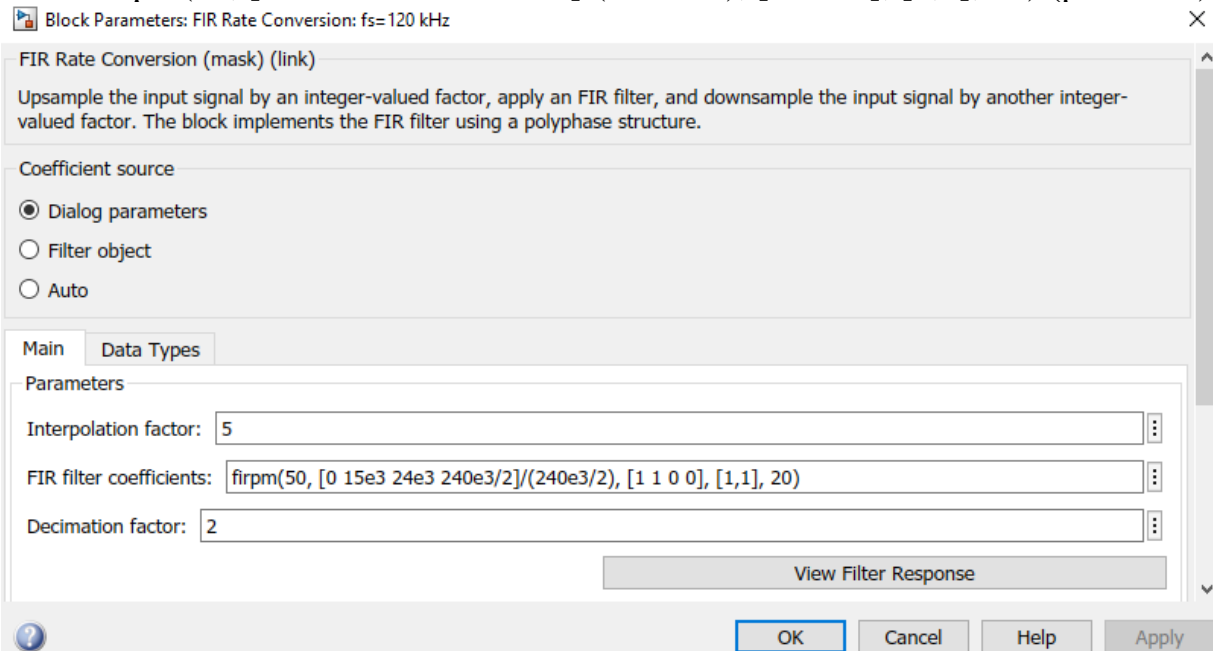


Рис. 5.56. Параметры фильтра FIR Rate Conversion:  $f_s=120$  kHz для модулятора AM-SSB

20. Установить параметры фильтра FIR Rate Conversion  $f_s=200$  kHz: коэффициент интерполяции 5, коэффициент децимации 3, инициализация `firpm(400, [0 55e3 65e3 600e3/2]/(600e3/2), [1 1 0 0], [1,1], 20)` (рис. 5.57).

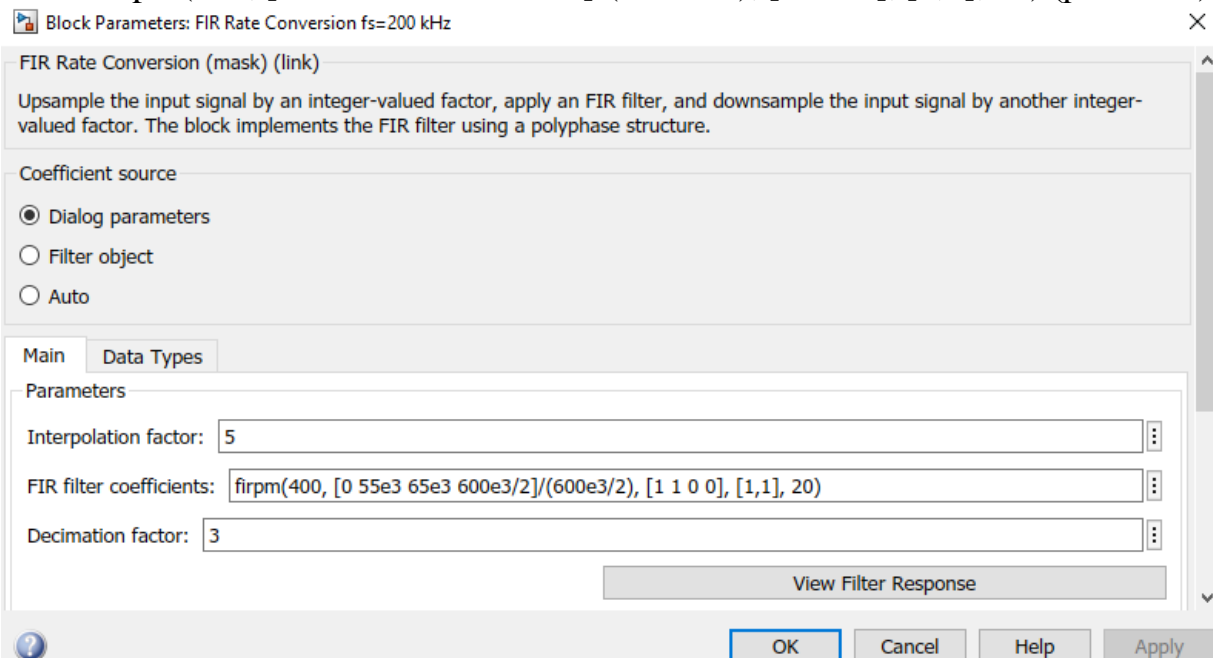


Рис. 5.57. Параметры фильтра FIR Rate Conversion:  $f_s=200$  kHz для модулятора AM-SSB

Рассмотрим особенности формирования сигнала AM-SSB для передатчика USRP. В результате однополосной модуляции AM-SSB получается вещественный сигнал  $s_{am-ssb}(t)$  (5.15) с верхней (ВБП, USB, Upper Sideband) или нижней (НБП, LSB, Lower Sideband) боковой полосой:

$$s_{am-ssb}(t) = s_i(t)\Re[s_c(t)] \mp H\{s_i(t)\}\Im[s_c(t)],$$

где  $H\{s_i(t)\}$  – преобразование Гильберта информационного сигнала  $s_i(t)$ ,  $\Re[s_c(t)]$  – вещественная (синфазная) и  $\Im[s_c(t)]$  – мнимая (квадратурная) составляющие квадратурной несущей, а знак  $\mp$  означает конфигурацию однополосной модуляции. Усиленный радиосигнал AM-SSB на выходе устройства USRP может быть представлен выражением:

$$s_{usrp-tx}(t) = K_{usrp-tx}(t) \left[ \left( s_i(t)\Re[s_c(t)] \mp H\{s_i(t)\}\Im[s_c(t)] \right) \cos(\omega_c t) \right]. \quad (5.37)$$

Для подавления одной из боковых полос сигнал AM-SSB предварительно формируется на поднесущей частоте  $f_{sc}$ , например, сигнал AM-SUSB с ВБП (рис. 5.58). При переносе на несущую  $f_c$  сигнала AM-SUSB с поднесущей  $f_{sc}$  мы получаем две боковые полосы: AM-SLSB (НБП) и AM-SUSB (ВБП). Для параметров блока AM-SSB, представленных на рис. 5.56, информационный сигнал с нулевой частоты переносится на поднесущую частоту  $f_{sc} = 40$  кГц. Параметры фильтра FIR Rate Conversion  $fs=200$  kHz инициализируются `firpm(400, [0 55e3 65e3 600e3/2]/(600e3/2), [1 1 0 0], [1,1], 20)` для фильтрации сигнала на поднесущей частоте в диапазоне от 40 до 55 кГц.

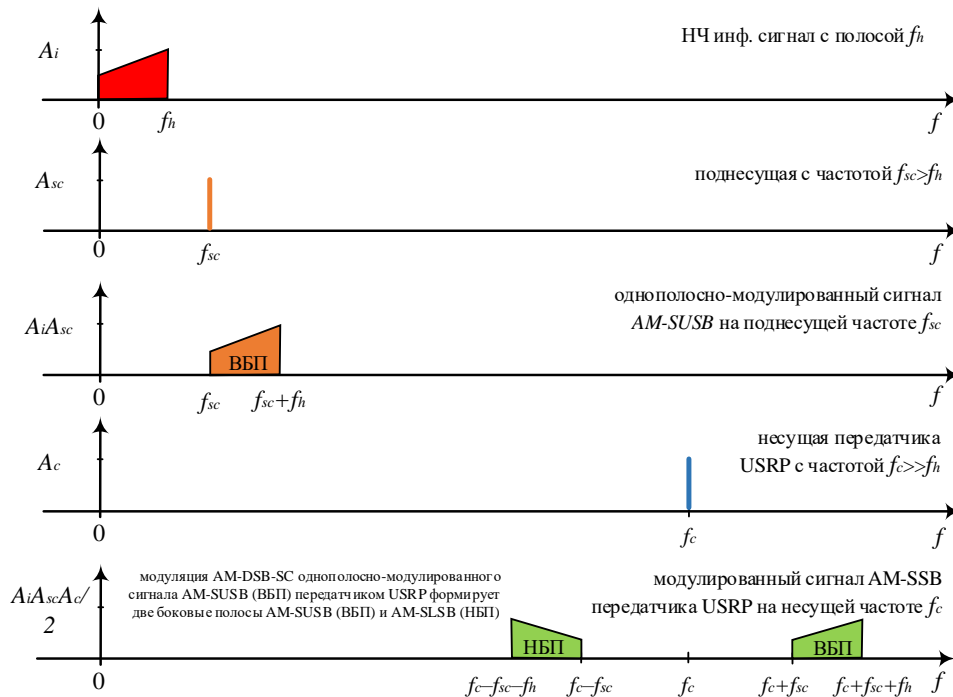


Рис. 5.58. Формирования сигнала AM-SSB для передатчика USRP

## 5.4. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. РЕАЛИЗАЦИЯ АМ ПРИЕМНИКА НА RTL-SDR

Радиоприемник RTL-SDR функционирует следующим образом (рис. 1.8): тюнер R820T (R820T2) осуществляет понижающее преобразование с радиочастоты (РЧ) на промежуточную частоту (ПЧ)  $f_{if} = 3,75$  МГц; далее принятый сигнал на этой ПЧ поступает на антиэлайзинговый фильтр демодулятора RTL2832U, после чего на АЦП с  $f_{adc} = 28,8$  МГц; после дискретизации и квантования на АЦП выполняется цифровое понижающее преобразование с ПЧ до нулевой частоты (ОЧ) с помощью NCO с частотой  $f_{if}/f_{adc}$ ; далее производится понижение частоты дискретизации, в результате чего на выходе блока фильтрации-децимации выборки следуют с частотой дискретизации не более  $f_s = 2,8$  МГц и с USB разъема поступают в Matlab/Simulink.

Рассмотрим демодуляцию АМ сигнала устройством RTL-SDR. При настройке приемника RTL-SDR на конкретную несущую радиочастоту амплитудно-модулированного сигнала  $f_{c\ am}$  он по умолчанию выполняет амплитудную демодуляцию и понижающее преобразование частоты: переносит сигнал с РЧ на ПЧ и затем на ОЧ.

При когерентной демодуляции используется опорный сигнал, частота и фаза которого в точности повторяют частоту и фазу несущей модулированного сигнала  $f_{c\ am}$ ; при этом на выходе устройства RTL-SDR мы получим демодулированный информационный сигнал.

При некогерентной демодуляции может использоваться опорный сигнал, частота которого  $f_{c\ rtl-sdr} = f_{c\ am} - f_{offset}$  отличается от частоты модулированного сигнала  $f_{c\ am}$  на величину сдвига  $f_{offset}$

$$f_{c\ rtl-sdr} = f_{c\ am} - f_{offset}; \quad (5.38)$$

при этом после понижающего преобразования частоты полученный сигнал на частоте  $f_{offset}$  все еще остается амплитудно-модулированным. Если величина сдвига находится в пределах частоты Найквиста  $0 < f_{offset} < f_s/2$ , на выходе RTL-SDR мы получим АМ сигнал на частоте  $f_{offset}$ , который после полосовой фильтрации может быть демодулирован некогерентно (рис. 5.59).

Так, например, для некогерентной демодуляции АМ сигнала на несущей радиочастоте  $f_{c\ am} = 400$  МГц можно выбрать величину сдвига частоты  $f_{offset} = 40$  кГц и настроить приемник RTL-SDR с частотой дискретизации  $f_s = 2,8$  МГц на центральную частоту  $f_{c\ rtl-sdr} = 399,96$  МГц. АМ сигнал после понижающего преобразования частоты окажется на промежуточной частоте  $f_{offset} = 40$  кГц, который можно отфильтровать полосовым фильтром для последующей некогерентной демодуляции.



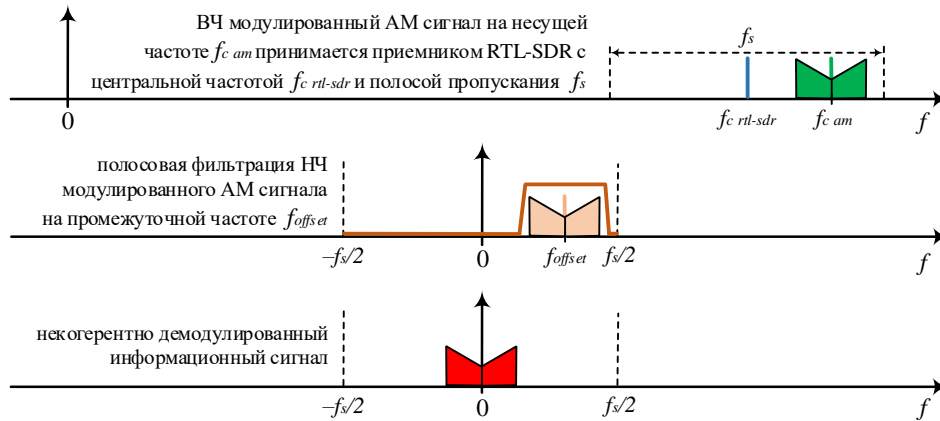


Рис. 5.59. Некогерентная демодуляция АМ сигнала приемником RTL-SDR

### 5.4.1. РЕАЛИЗАЦИЯ ДЕТЕКТОРА ОГИБАЮЩЕЙ АМ-DSB-ТС НА RTL-SDR В SIMULINK

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов АМ-DSB-ТС (рис. 5.60).

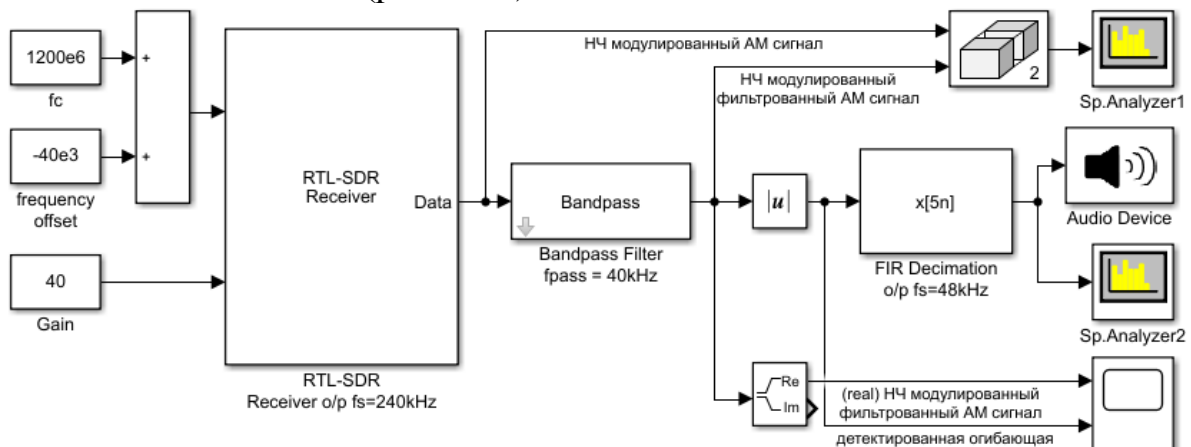


Рис. 5.60. Модель приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов АМ-DSB-ТС

2. Добавить в модель блок Audio Device Writer из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks (рис. 5.61).

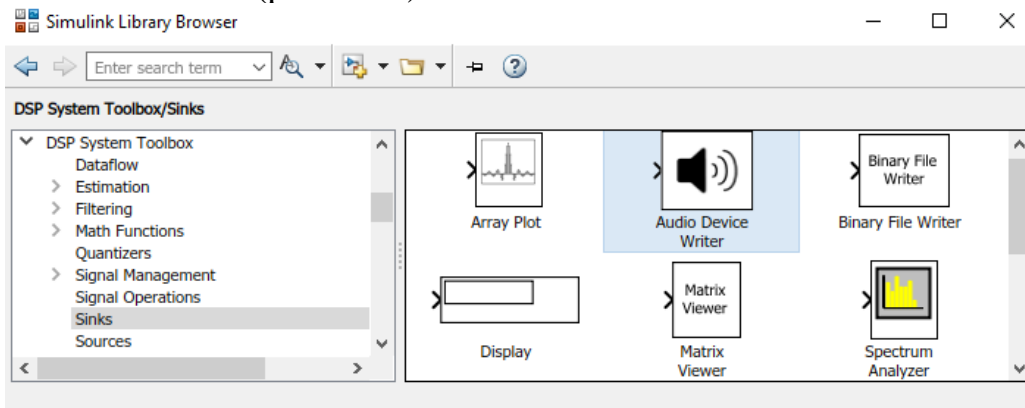


Рис. 5.61. Блок Audio Device Writer из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks

3. Добавить в модель блок полосового фильтра Bandpass Filter из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Designs (рис. 5.62).

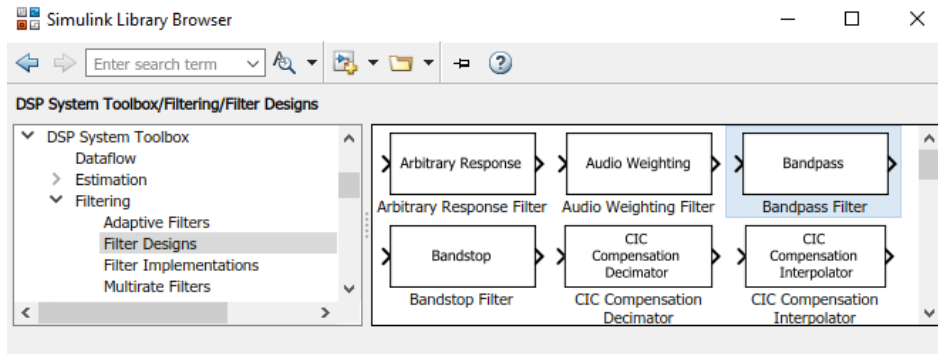


Рис. 5.62. Блок Bandpass Filter в библиотеке DSP System Toolbox / Filtering / Filter Designs

4. Инициализировать параметры блока Bandpass Filter (рис. 5.63).

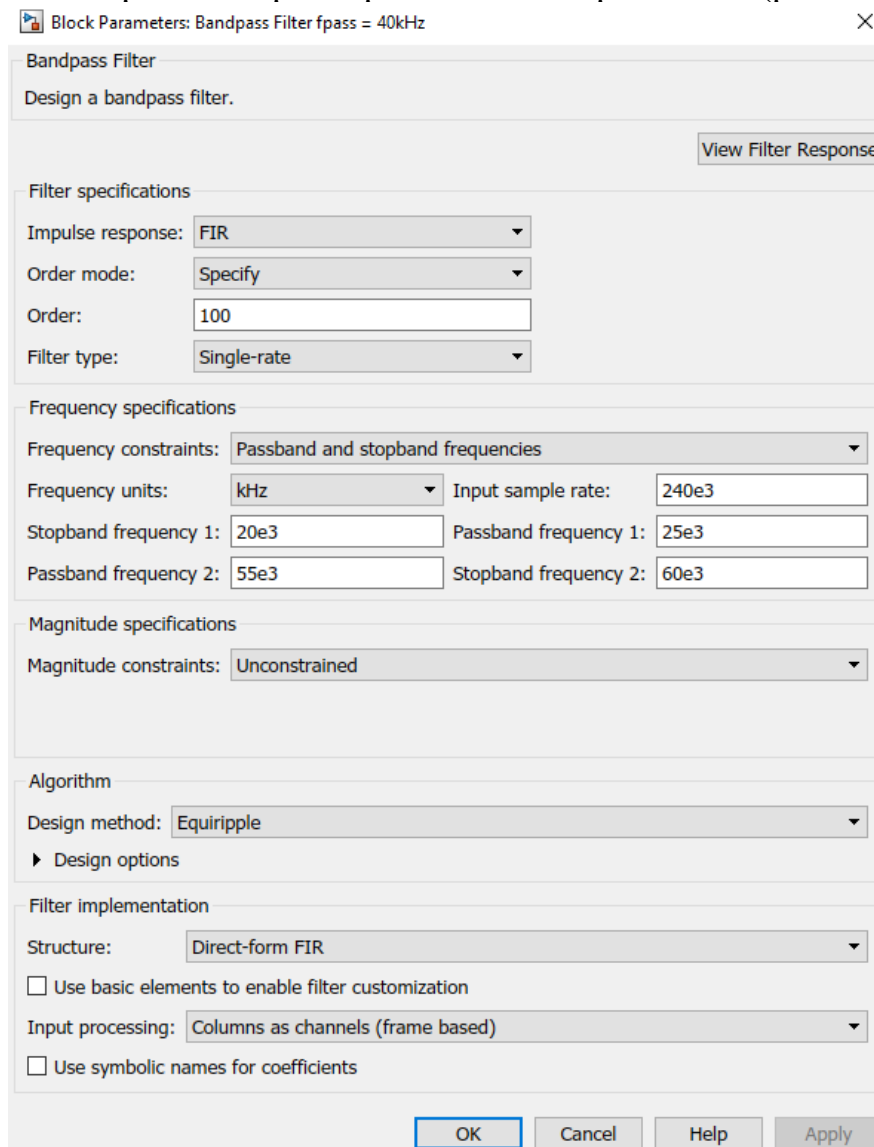


Рис. 5.63. Инициализация параметров полосового фильтра Bandpass Filter

5. Добавить в модель блок FIR Decimation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters (рис. 5.64).

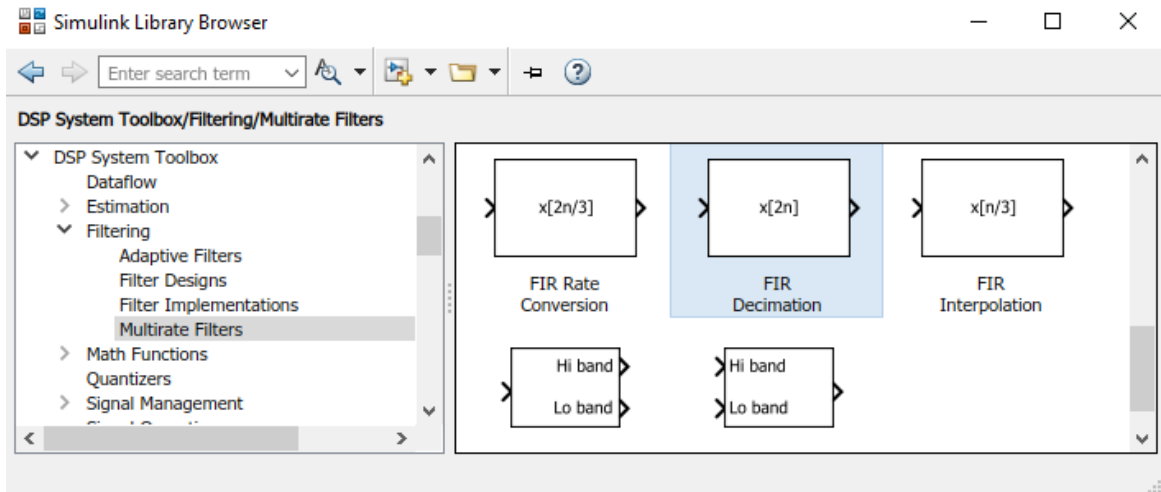


Рис. 5.64. Блок FIR Decimation в библиотеке DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters

9. Установить параметры блока FIR Decimation: установить коэффициент децимации 5, инициализировать коэффициенты фильтра командой `firm(100, [0 15e3 20e3 (240e3/2)]/(240e3/2), [1 1 0 0], [1 1], 20)` и установить опцию Rate options в режим Allow multirate processing (рис. 5.65).

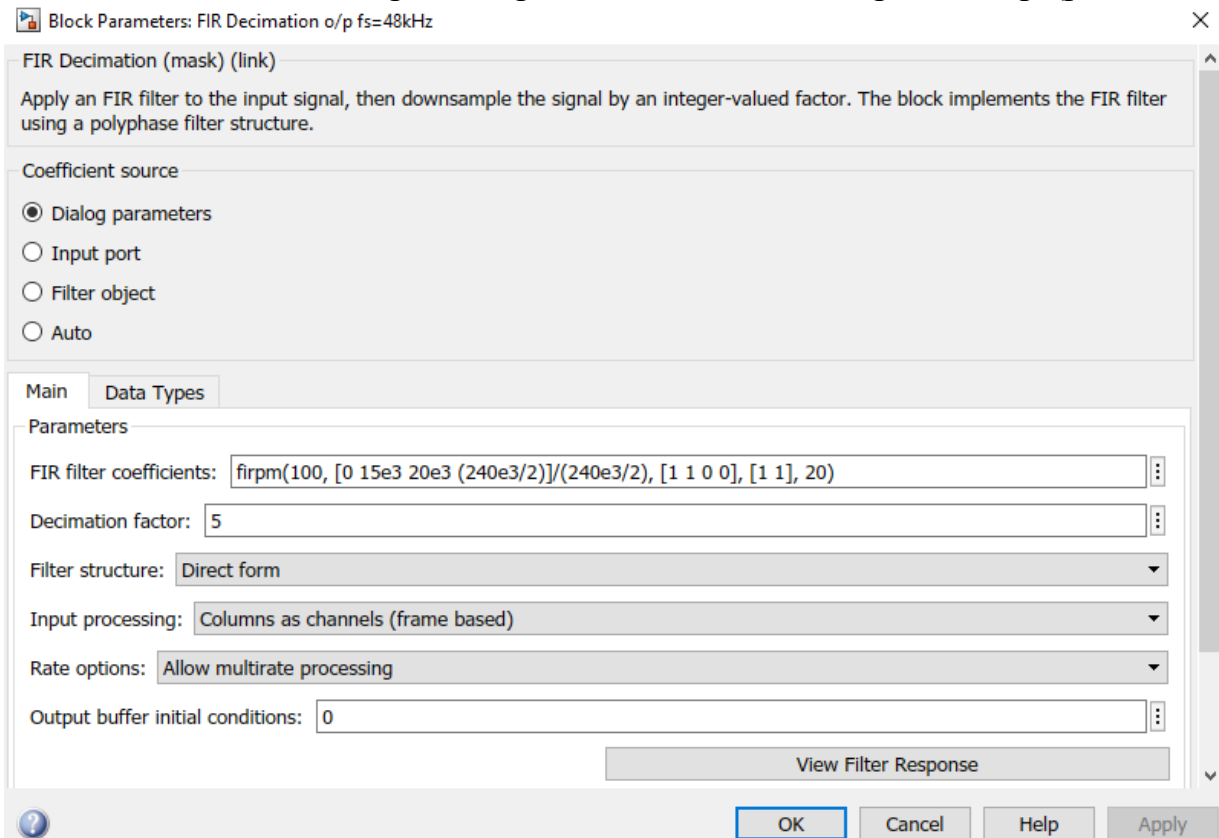


Рис. 5.65. Инициализация параметров фильтра-дециматора FIR Decimation

10. Выполнить калибровку частоты RTL-SDR и инициализировать устройство параметрами частоты дискретизации и величины коррекции частотного сдвига (рис. 5.66).

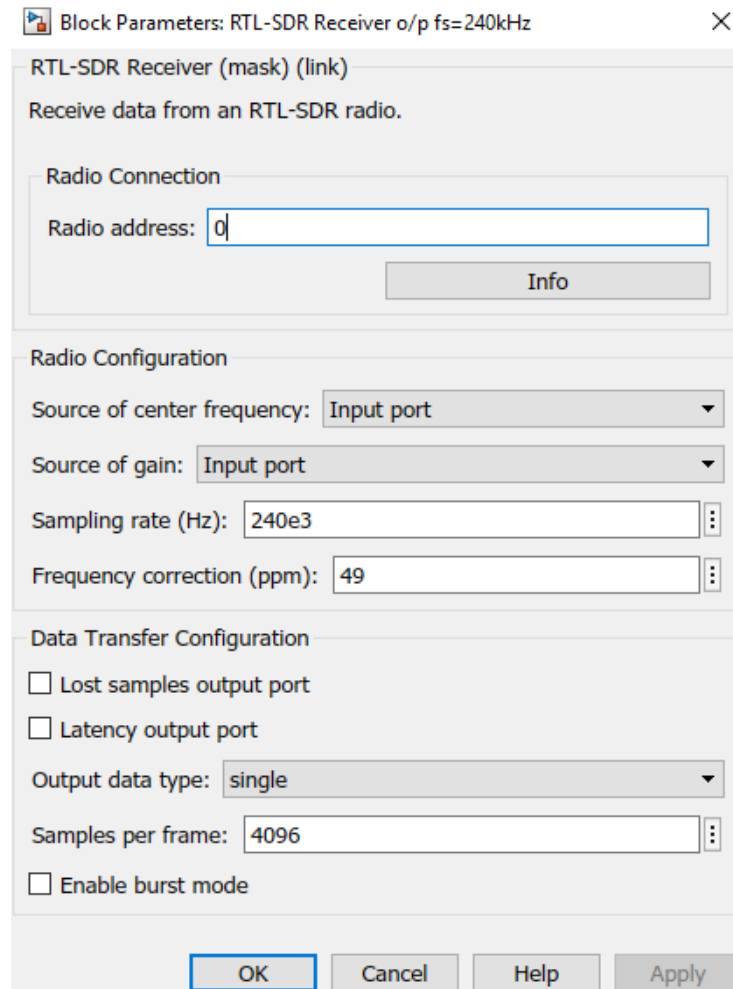


Рис. 5.66. Инициализация параметров устройства RTL-SDR

11. Установить масштаб отображения осциллограмм (512 выборок) в блоке Time Scope (рис. 5.67).

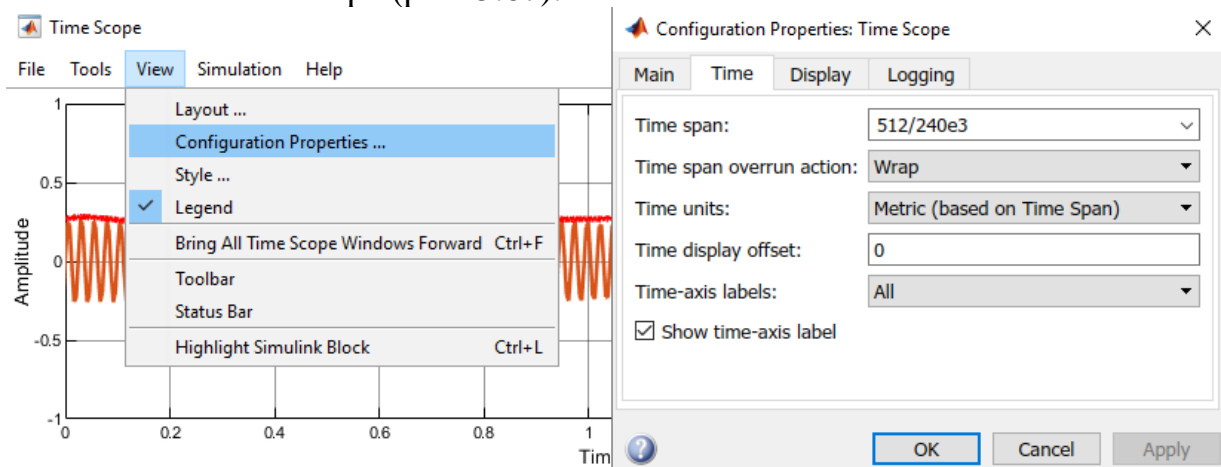


Рис. 5.67. Установка масштаба отображения осциллограмм в блоке Time Scope

12. Установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель передатчика USRP AM-DSB-TC.
13. Установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов AM-DSB-TC.
14. Выполнить моделирование и получить осциллограммы и спектры, демонстрирующие работу приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов AM-DSB-TC (рис. 5.68); при наличии динамиков на ПК с устройством RTL-SDR должен быть слышен проигрываемый фал.

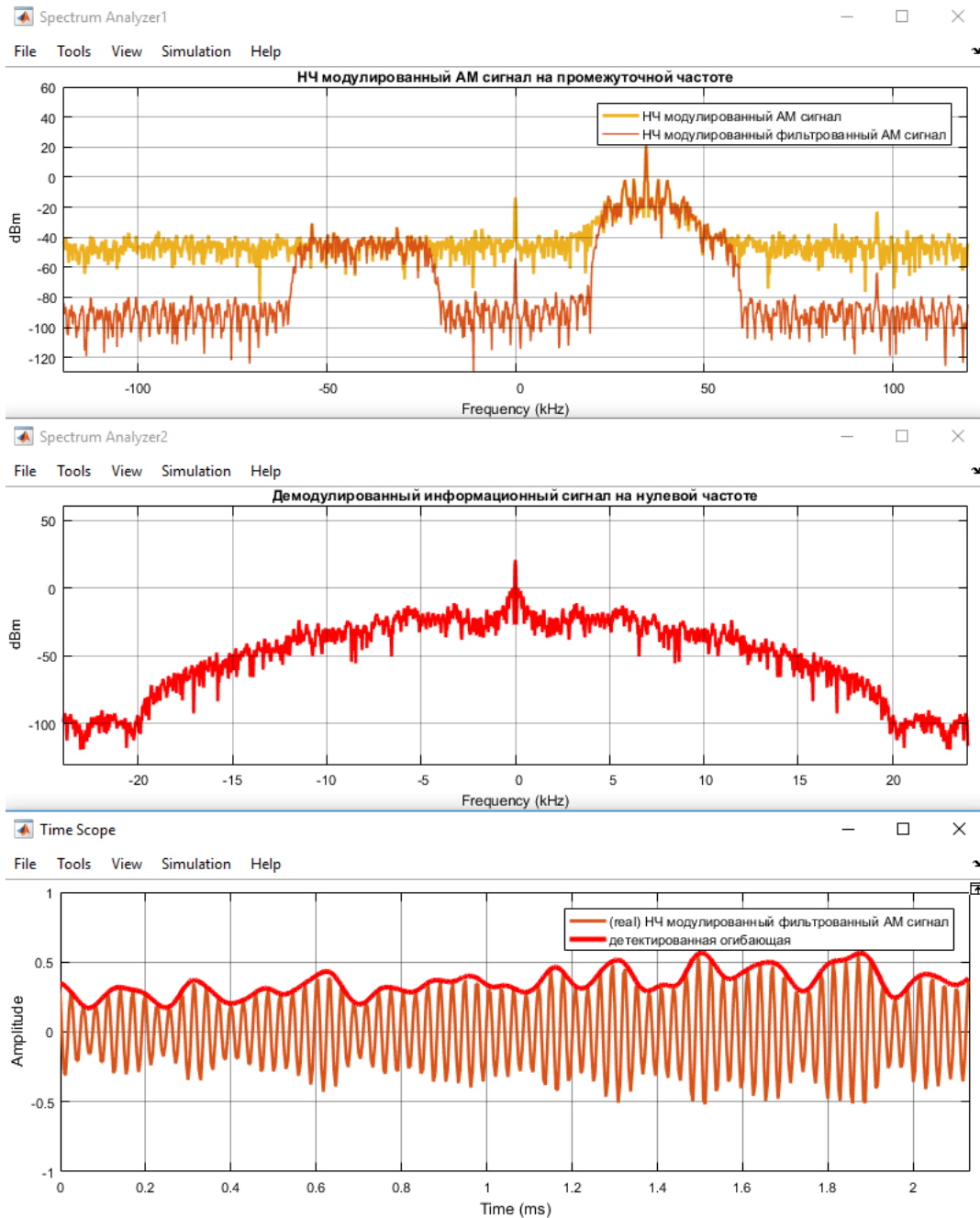


Рис. 5.68. Работа приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов AM-DSB-TC

## 5.4.2. РЕАЛИЗАЦИЯ ДЕТЕКТОРА ОГИБАЮЩЕЙ АМ-DSB-ТС НА RTL-SDR В MATLAB

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель передатчика USRP АМ-DSB-ТС.
2. Выполнить калибровку частоты устройства RTL-SDR, установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение скрипт 5.5 приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов АМ-DSB-ТС.
3. Выполнить моделирование и получить осциллограммы и спектры, демонстрирующие работу приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов АМ-DSB-ТС в Matlab.

### **Скрипт 5.5. Приемник RTL-SDR с детектором огибающей сигналов АМ-DSB-ТС на основе преобразования Гильберта**

```
rtlsdr_fc          = 1200.0e6; % центральная частота в Гц
rtlsdr_gain       = 30;       % усиление в дБ
rtlsdr_fs         = 240e3;    % частота дискретизации
rtlsdr_ppm        = 47;      % коррекция частоты в ppm
rtlsdr_frmlen     = 256*25;  % размер кадра данных (кратен 5)
rtlsdr_datatype   = 'single'; % тип выходных данных
audio_fs          = 48e3;    % fs файла звукозаписи
sim_time          = 1;       % время моделирования в с
DownsampleFactor = 5;       % коэффициент децимации
rtlsdr_fc = rtlsdr_fc-40e3; % fc с учетом сдвига 40 кГц
rtlsdr_frmtime = rtlsdr_frmlen/rtlsdr_fs; % время кадра
% системный объект приемника RTL-SDR
obj_rtlsdr = comm.SDRRTLReceiver(...
    'CenterFrequency', rtlsdr_fc,...
    'EnableTunerAGC', false,...
    'TunerGain', rtlsdr_gain,...
    'SampleRate', rtlsdr_fs, ...
    'SamplesPerFrame', rtlsdr_frmlen,...
    'OutputDataType', rtlsdr_datatype,...
    'FrequencyCorrection', rtlsdr_ppm);
% системный объект фильтра-дециматора
obj_decptr = dsp.FIRDecimator(...
    'DecimationFactor', DownsampleFactor,...
    'Numerator',...
    firpm(100, [0 15e3 20e3 (240e3/2)]/(240e3/2),...
    [1 1 0 0], [1 1], 20));
% системный объект полосового фильтра
obj_bpf = dsp.FIRFilter('Numerator',...
    firpm(50, [0,20e3,25e3,55e3,60e3,240e3/2]/(240e3/2),...
    [0 0 1 1 0 0], [1 1 1],20));
% системный объект проигрывателя звукозаписи
obj_audio = audioDeviceWriter(audio_fs);
```

```

% объект анализатора спектра модулированного сигнала
obj_spectrummod = dsp.SpectrumAnalyzer(...
    'Name', 'НЧ модулированный АМ сигнал на ПЧ',...
    'Title', 'НЧ модулированный АМ сигнал на ПЧ',...
    'SpectrumType', 'Power density',...
    'FrequencySpan', 'Full',...
    'ShowLegend', true,...
    'SampleRate', rtlsdr_fs);
% объект анализатора спектра демодулированного сигнала
obj_spectrumdemod = dsp.SpectrumAnalyzer(...
    'Name', 'Демодулированный информационный сигнал на 0Ч',...
    'Title', 'Демодулированный информационный сигнал на 0Ч',...
    'SpectrumType', 'Power density',...
    'FrequencySpan', 'Full',...
    'SampleRate', audio_fs);
% системный объект осциллографов для отображения
% модулированного АМ сигнала на ПЧ 40 кГц и его НЧ огибающей
scope1 = dsp.TimeScope( ...
    'NumInputPorts',2, ...
    'Name','Детектирование комплексной огибающей', ...
    'SampleRate',[rtlsdr_fs,audio_fs], ...
    'TimeDisplayOffset',[50/rtlsdr_fs,0],...
    'TimeSpanSource','Property', ...
    'TimeSpan',2, ...
    'YLimits',[-1 1]);
run_time = 0; % инициализация времени моделирования
while run_time < sim_time % цикл приема
    rtlsdr_data = obj_rtlsdr(); % прием кадра данных
    % полосовая фильтрация НЧ
    % модулированного АМ сигнала на ПЧ 40 кГц
    data_bpf = obj_bpf(rtlsdr_data);
    % отображение спектров модулированного
    % АМ сигнала на ПЧ до и после полосовой фильтрации
    obj_spectrummod([rtlsdr_data,data_bpf]);
    % детектор комплексной огибающей
    % на основе преобразования Гильберта
    env_mag = abs(data_bpf);
    data_dec = obj_decmod(env_mag);
    % спектр НЧ демодулированного сигнала на 0Ч
    obj_spectrumdemod(data_dec);
    % НЧ модулированный АМ сигнал на ПЧ и его НЧ огибающая
    scope1(real(data_bpf),data_dec);
    % проигрывание демодулированной звукозаписи
    obj_audio(data_dec);
    % инкремент времени моделирование длительностью кадра
    run_time = run_time + rtlsdr_frmttime;
end

```

### 5.4.3. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ОГИБАЮЩЕЙ AM-DSB-SC НА RTL-SDR В SIMULINK

Рассмотрим работу устройства RTL-SDR с детектором огибающей (рис. 5.70) при приеме AM сигналов с подавленной несущей AM-DSB-SC.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель передатчика USRP AM-DSB-SC.
2. Выполнить калибровку частоты устройства RTL-SDR, установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов.
3. Выполнить моделирование и получить осциллограммы (рис. 5.69) и спектры, демонстрирующие работу приемника RTL-SDR с детектором огибающей сигналов AM-DSB-SC в Simulink. Убедиться в неудовлетворительном качестве звучания звукозаписи на приеме

Неудовлетворительное качество звучания можно объяснить следующим образом. Детектор огибающей реагирует только на положительные пики модулированного ВЧ радиосигнала, а в модулированном же сигнале AM-DSB-SC присутствуют и отрицательные амплитуды (рис. 5.69), поэтому половина информации в сигнале AM-DSB-SC с отрицательными амплитудами будет утрачена при некогерентном детектировании огибающей.

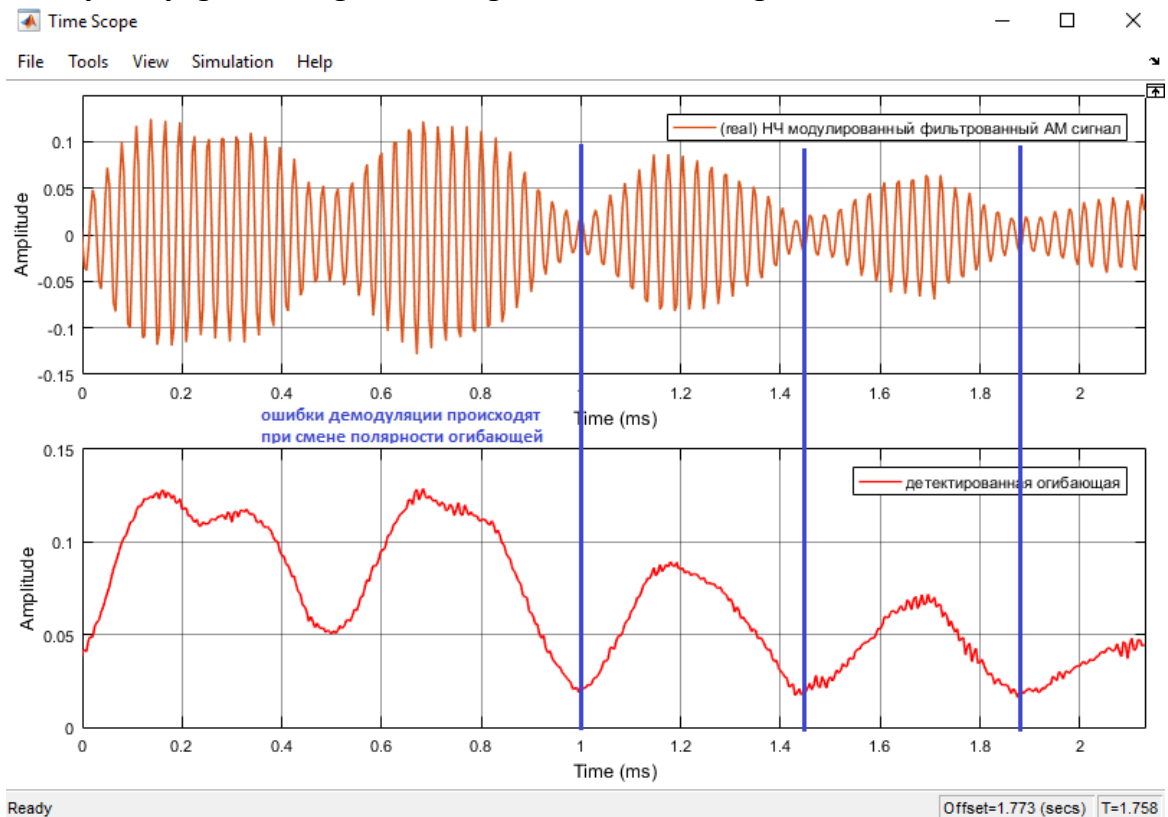


Рис. 5.69. Осциллограмма детектирования огибающей сигнала AM-DSB-SC



#### 5.4.4. ДЕМОДУЛЯЦИЯ AM-SSB НА RTL-SDR В SIMULINK

В модулированном сигнале AM-SSB, как и в сигнале AM-DSB-SC отсутствует несущая, а в осциллограмме отсутствует огибающая, поэтому демодуляция этих сигналов детектором огибающей, как и сигналов AM-DSB-SC, невозможна. Рассмотрим демодуляцию сигналов AM-SSB с помощью комплексных опорных поднесущих (рис. 5.70). Демодулированный сигнал AM-SSB содержит две боковые полосы: верхнюю боковую полосу AM-SUSB (ВБП) на поднесущей  $f_{sc}$  и нижнюю боковую полосу AM-SLSB (НБП) на поднесущей  $-f_{sc}$ .

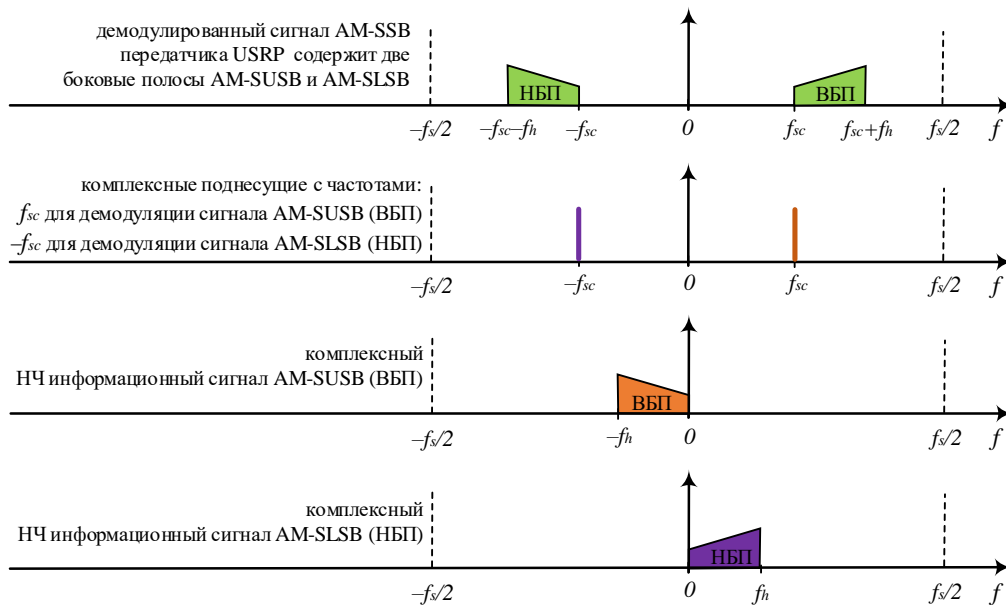


Рис. 5.70. Демодуляция сигнала AM-SSB приемником RTL-SDR от передатчика USRP

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель приемника RTL-SDR для сигнала AM-SSB (рис. 5.71).

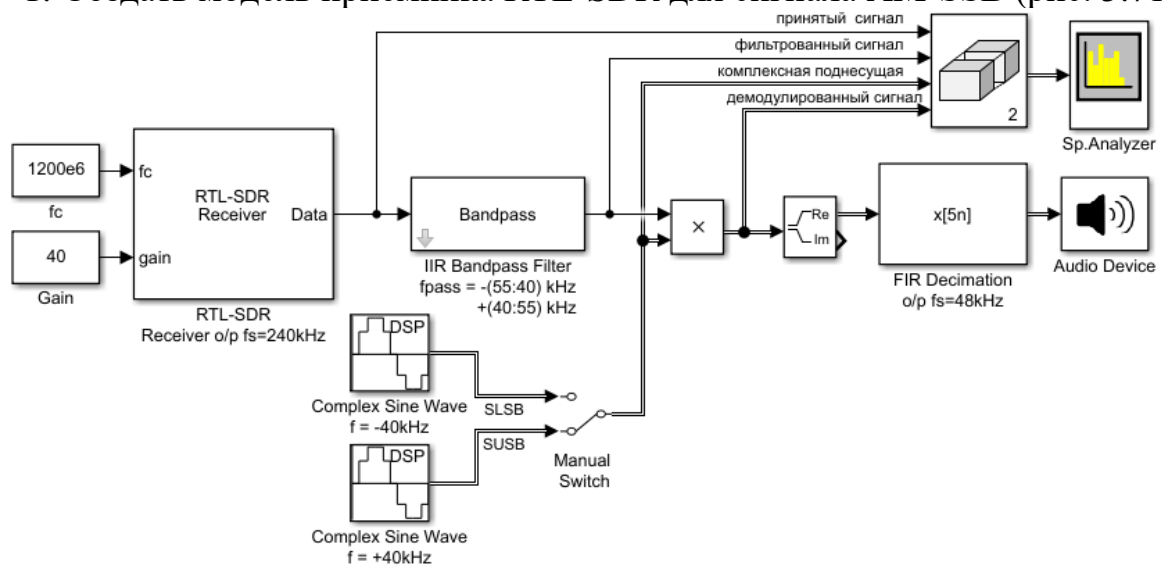


Рис. 5.71. Модель приемника RTL-SDR для сигнала AM-SSB

Для получения НЧ информационного сигнала, содержащего в верхней боковой полосе AM-SUSB, демодулированный сигнал следует умножить на комплексную поднесущую  $f_{sc}$ , а для получения НЧ информационного сигнала, содержащего в нижней боковой полосе AM-SLSB, демодулированный сигнал следует умножить на комплексную поднесущую  $-f_{sc}$ .

- Установить параметры полосового фильтра для фильтрации сигнала AM-SSB на ПЧ  $f_{sc} = 40$  кГц в полосе  $+(40-55)$  кГц и на ПЧ  $f_{sc} = -40$  кГц в полосе  $-(55-40)$  кГц (рис. 5.72).

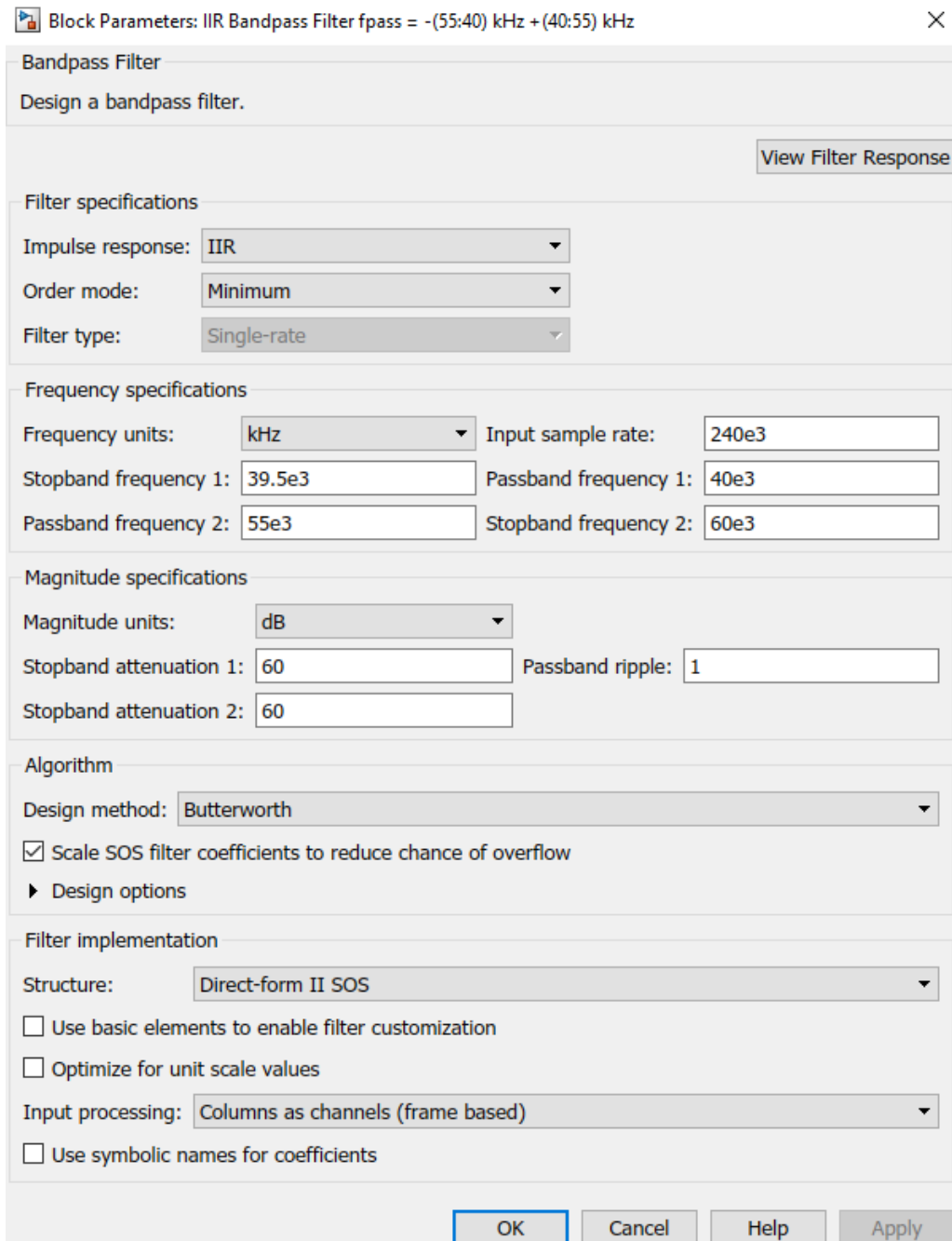
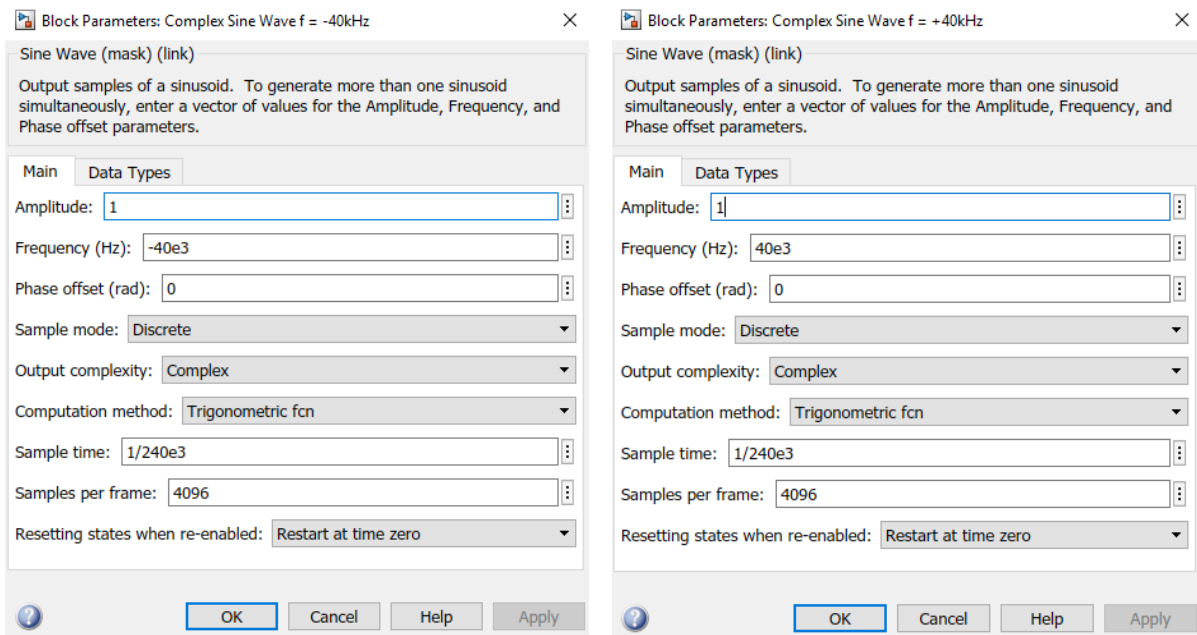


Рис. 5.72. Параметры полосового фильтра

### 3. Установить параметры комплексных поднесущих $f_{sc}$ (рис. 5.73).



а)

б)

Рис. 5.73. Параметры комплексной поднесущей: а)  $-f_{sc} = -40$  кГц; б)  $f_{sc} = 40$  кГц

4. Установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель передатчика USRP AM-SSB.
5. Выполнить калибровку частоты устройства RTL-SDR, установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель приемника RTL-SDR для сигнала AM-SSB (рис. 5.71).
6. Выполнить прием сигнала с верхней (рис. 5.74) (ВБП) AM-SUSB и нижней (НБП) AM-SLSB боковыми полосами.

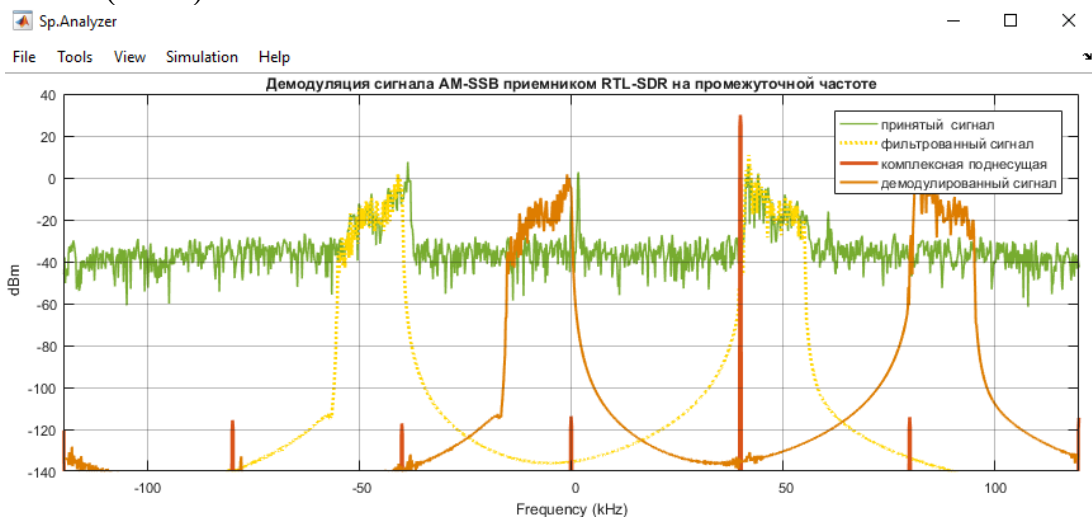


Рис. 5.74. Спектр демодулированного сигнала AM-SUSB приемником RTL-SDR

Неудовлетворительное звучание можно объяснить сдвигами частот при некогерентной демодуляции, когда частота опорного сигнала отличается от частоты модулированного сигнала.

## 5.5. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ АМ СИГНАЛОВ

### 5.5.1. ОРГАНИЗАЦИЯ ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ

Рассмотрим пример частотного мультиплексирования (рис. 5.75).

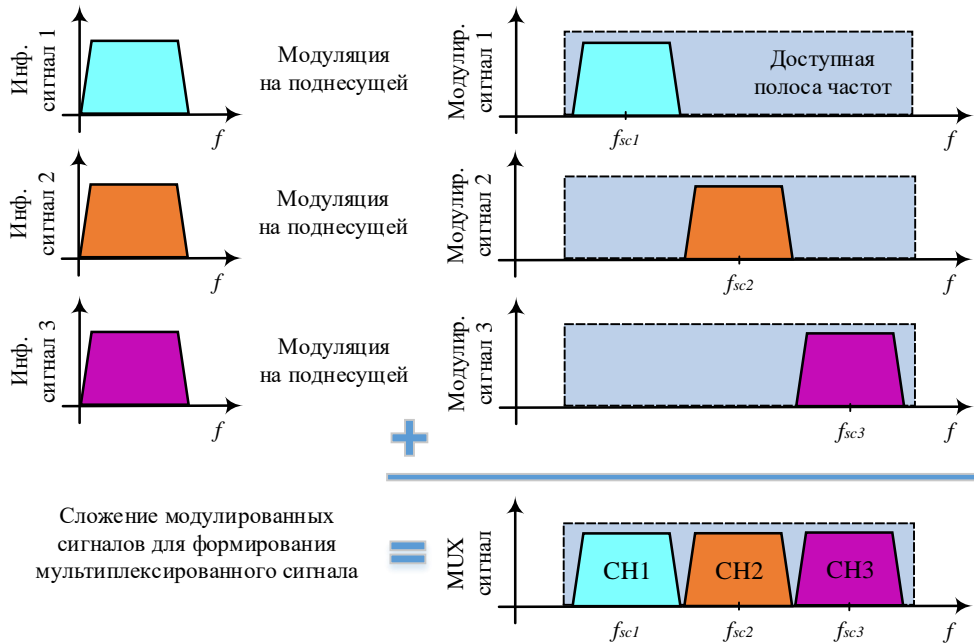


Рис. 5.75. Пример частотного мультиплексирования трех сигналов

Пусть доступная полоса частот равна 15 кГц, тогда, теоретически, в ней можно было бы разместить три информационных сигнала с шириной полосы 5 кГц. При мультиплексировании сигналов амплитудной модуляции АМ-DSB-ТС в этой полосе получилось бы разместить только два вещественных сигнала с полосой 5 кГц: один сигнал занял бы полосу в области нулевой частоты в диапазоне от 0 до 5 кГц, а второй сигнал, модулированный вещественной поднесущей  $\cos(2\pi f_c t)$  с  $f_{sc} = 10$  кГц, занял бы полосу от 5 до 15 кГц, так как при АМ-DSB-ТС получается две боковые полосы. Двусторонний спектр мультиплексированного сигнала представлен на рис. 5.76.

При модуляции информационного сигнала CH2 вещественной поднесущей 10 кГц получается симметричный двусторонний спектр с образом CH2 в области отрицательных частот

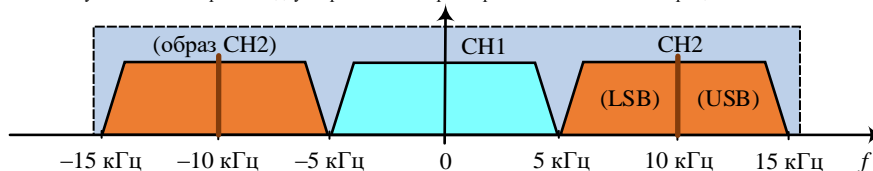


Рис. 5.76. Двусторонний спектр мультиплексирования вещественного сигнала CH2 и CH1

При мультиплексировании CH1 и CH2, когда сигнал CH2 модулируется вещественной поднесущей 10 кГц, получается симметричный двусторонний спектр с образом CH2 в области отрицательных частот.

Если для модуляции информационного сигнала CH2 использовать комплексную поднесущую  $e^{j2\pi f_c t}$  с  $f_{sc} = 10$  кГц, то двусторонний спектр мультиплексированного сигнала окажется несимметричным (рис. 5.77)

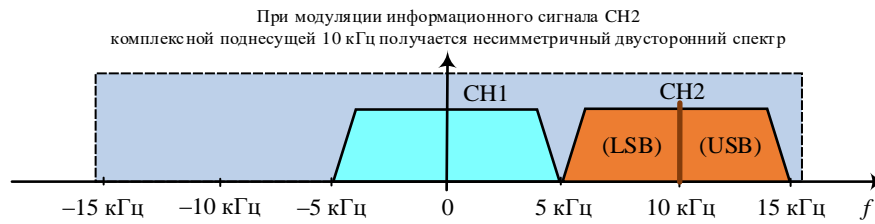


Рис. 5.77. Двусторонний спектр мультиплексирования комплексного сигнала CH2 и CH1

Как следует из рис. 5.78, при мультиплексировании сигналов CH1 и CH2, когда информационный сигнал CH2 модулируется комплексной поднесущей 10 кГц, получается несимметричный двусторонний спектр со свободной полосой от  $-15$  до  $-5$  кГц в области отрицательных частот, которую можно использовать для передачи дополнительного информационного сигнала CH3 (рис. 5.78). При АМ вещественного информационного сигнала CH3 с полосой 5 кГц комплексной поднесущей  $e^{j2\pi f_c t}$  с  $f_{sc} = -10$  кГц, получим модулированный сигнал с шириной 10 кГц в полосе от  $-15$  до  $-5$  кГц.

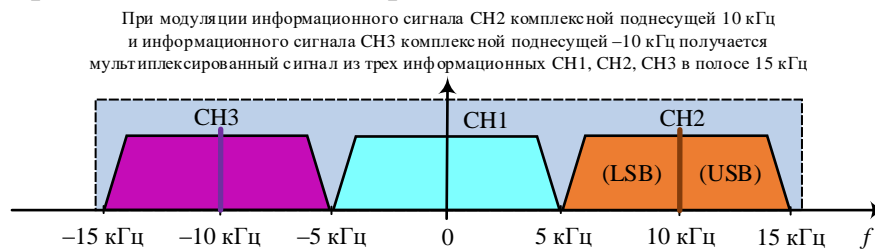


Рис. 5.78. Двусторонний спектр мультиплексирования комплексного сигнала CH1, CH2, CH3

Как следует из рис. 4.79, при мультиплексировании сигналов CH1, CH2 и CH3, когда CH2 модулируется комплексной поднесущей 10 кГц, а CH3 – комплексной поднесущей  $-10$  кГц, получается мультиплексированный сигнал из трех информационных CH1, CH2, CH3 в полосе 15 кГц. Этот мультиплексированный сигнал можно сформировать передатчиком USRP, подавая на его вход комплексный суммарный сигнал (рис. 5.79).

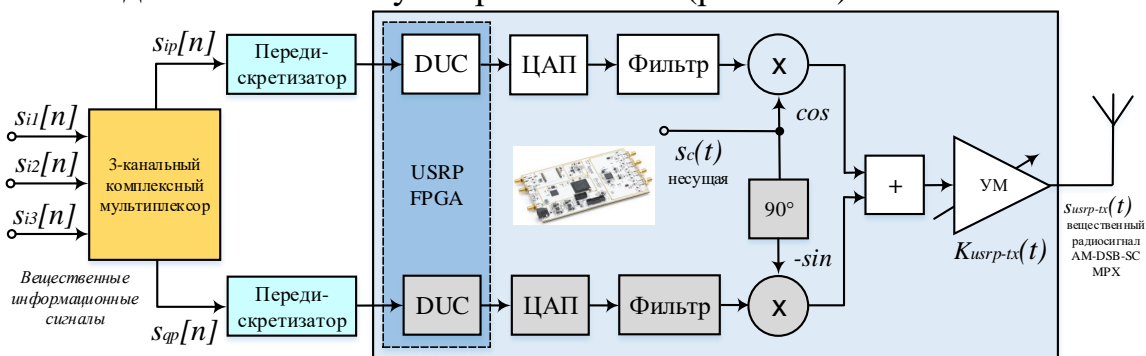


Рис. 5.79. Схема передачи сигнала мультиплекса устройством USRP

## 5.5.2. РЕАЛИЗАЦИЯ ПЕРЕДАТЧИКА МУЛЬТИПЛЕКСА НА USRP

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель передачи сигнала мультимплекса устройством USRP в Simulink (рис. 5.80).

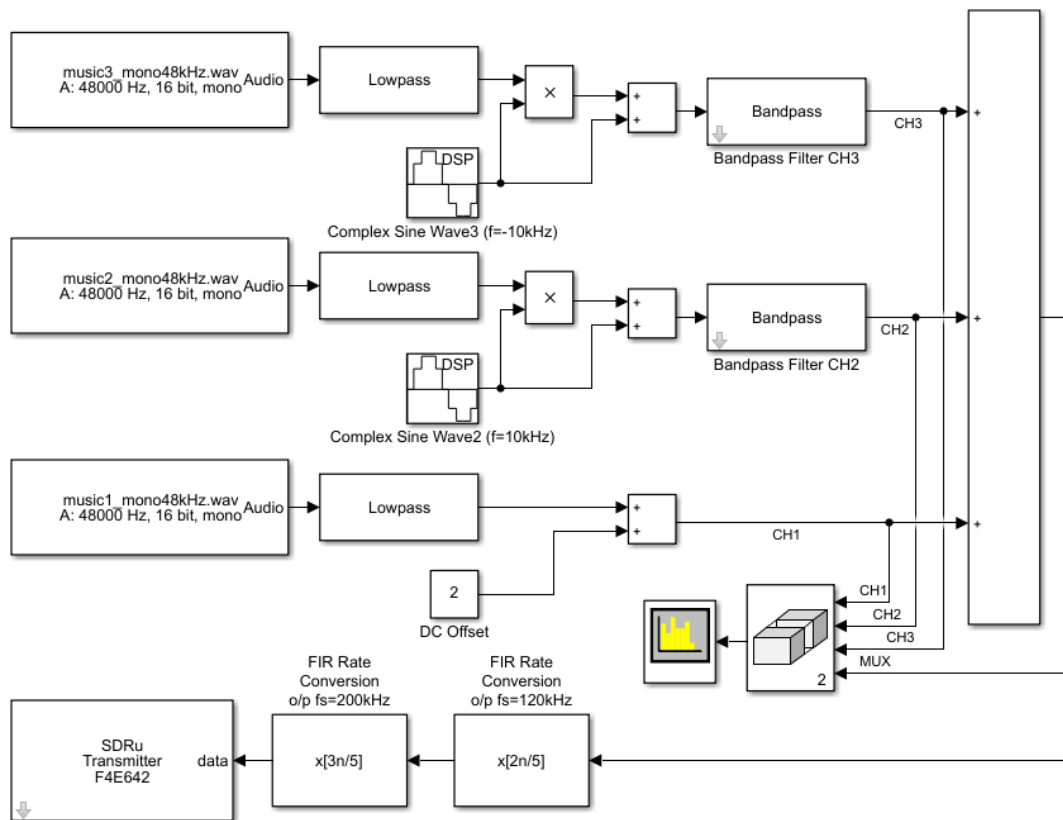


Рис. 5.80. Модель передачи сигнала мультимплекса устройством USRP в Simulink

2. Указать пути к музыкальным файлам в блоках From Multimedia File, установить число выборок на аудиоканал равное 600 и тип выходных данных single.

В модели используется двукратное повышающее преобразование частоты дискретизации. Частота дискретизации исходных звукозаписей составляет  $f_s=48$  кГц. Низкочастотная (Lowpass) и полосовая (Bandpass) фильтрация, а также перенос второго (CH2) и третьего (CH3) каналов на поднесущие выполняются на  $f_s=48$  кГц. Далее частоту 48 кГц следует преобразовать к частоте работы передатчика USRP, которая определяется отношением параметра тактовой частоты устройства USRP (Master Clock Rate = 6 МГц) к коэффициенту интерполяции (Interpolation = 30) и составляет  $6 \text{ МГц}/30=200$  кГц. Для этого используются два фильтра Fir Rate Conversion. Первый фильтр работает с коэффициентом интерполяции 5 и коэффициентом децимации 2 и повышает  $f_s$  с 48 кГц до  $48 \cdot 5/2=120$  кГц. Второй фильтр работает с коэффициентом интерполяции 5 и коэффициентом децимации 3 и повышает  $f_s$  со 120 кГц до  $120 \cdot 5/3 = 200$  кГц.

3. Установить параметры блока Sine Wave для комплексной поднесущей канала CH2 с  $f_{sc}=10$  кГц и канала CH3 с  $f_{sc}=-10$  кГц (рис. 5.81).

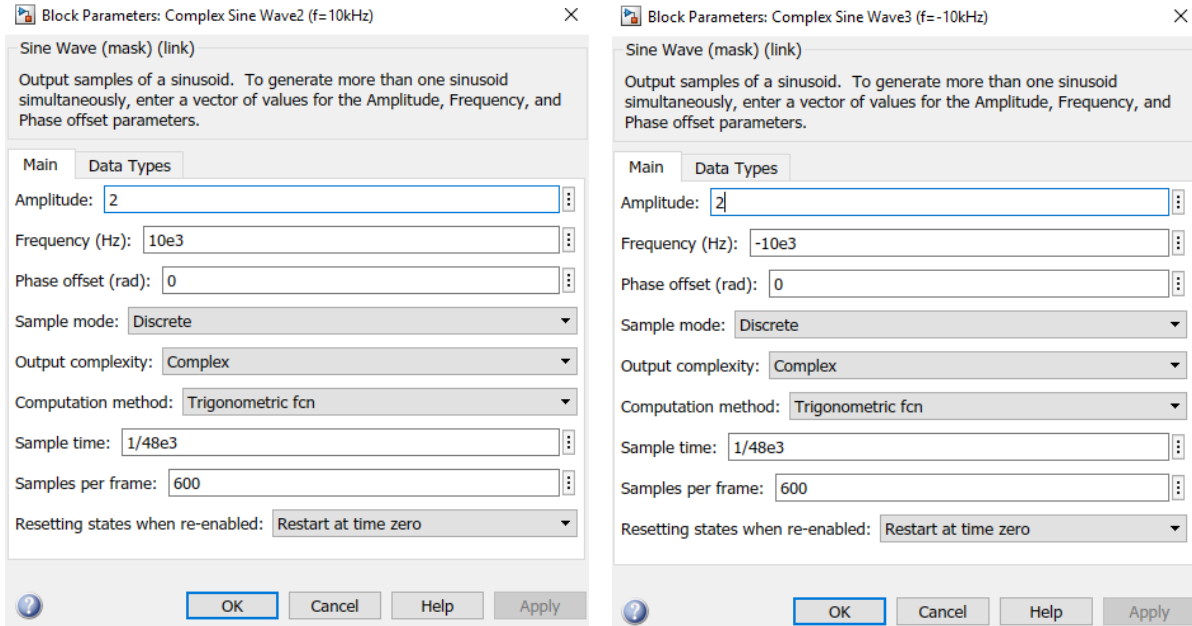
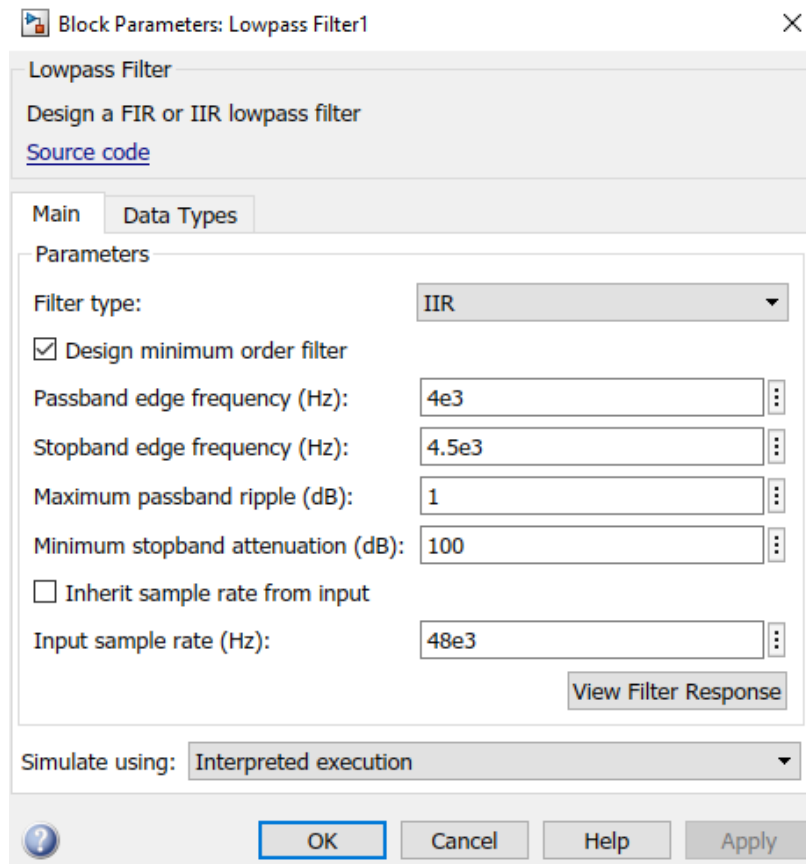


Рис. 5.81. Параметры блока Sine Wave для комплексной поднесущей а) 10 кГц; б)

4. Установить параметры ФНЧ (блоков Lowpass Filter) (рис. 5.82).



Сигналы звукозаписей ограничиваются ФНЧ по полосе до 5 кГц и затем модулируются. Канал CH3 модулируется (AM-DSB-TC) комплексной поднесущей  $f_{sc} = -10$  кГц, а канал CH2 –  $f_{sc} = 10$  кГц. Канал CH1 остается на нулевой частоте с добавлением постоянной составляющей (DC Offset). Сигнал мультиплекса получается суммирование всех трех каналов (рис. 5.83).

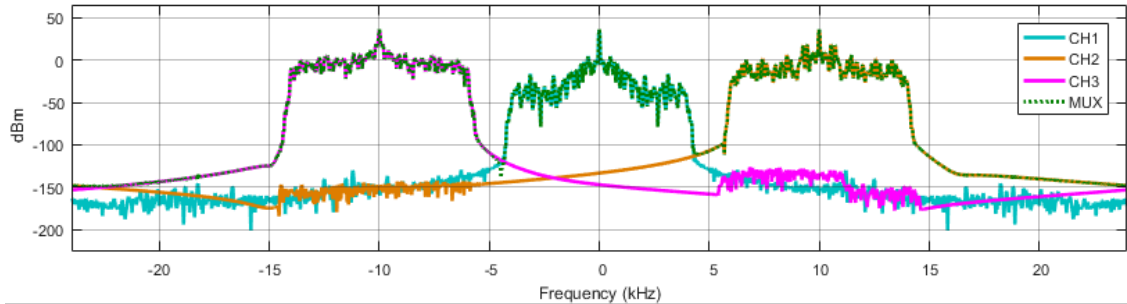


Рис. 5.83. Спектр мультиплексированного сигнала

### 5. Установить параметры полосовых фильтров (Bandpass Filter) (рис. 5.84).

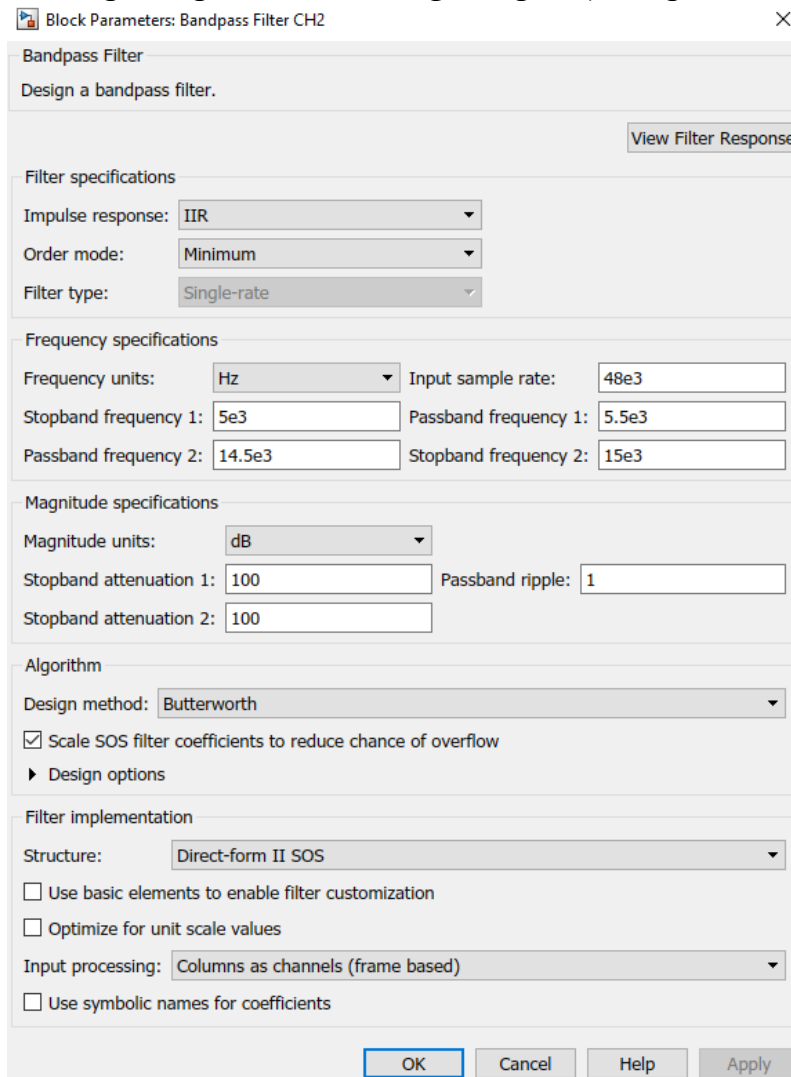


Рис. 5.84. Параметры полосового фильтра (блоков Bandpass Filter) в передатчике USRP



6. Установить параметры фильтра FIR Rate Conversion о/р  $f_s=120\text{kHz}$ :  
КИ=5, КД=2, инициализация коэффициентов командой `firpm(100, [0 16000 24000 240e3/2]/(240e3/2), [1 1 0 0], [1 1],20)` (рис. 5.85).

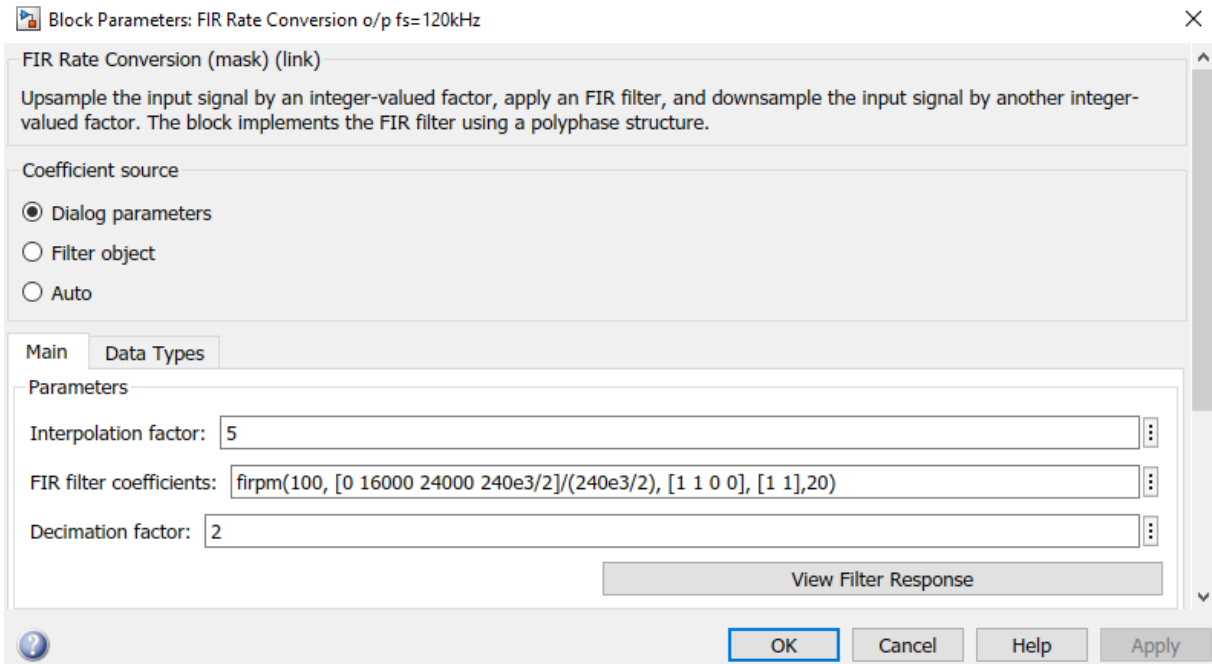


Рис. 5.85. Параметры фильтра FIR Rate Conversion о/р  $f_s=120\text{kHz}$   
для передачи сигнала мультиплекса устройством USRP

7. Установить параметры фильтра FIR Rate Conversion о/р  $f_s=200\text{kHz}$ :  
КИ=5, КД=3, инициализация коэффициентов командой `firpm(100, [0 16e3 24e3 600e3/2]/(600e3/2), [1 1 0 0], [1 1],20)` (рис. 5.86).

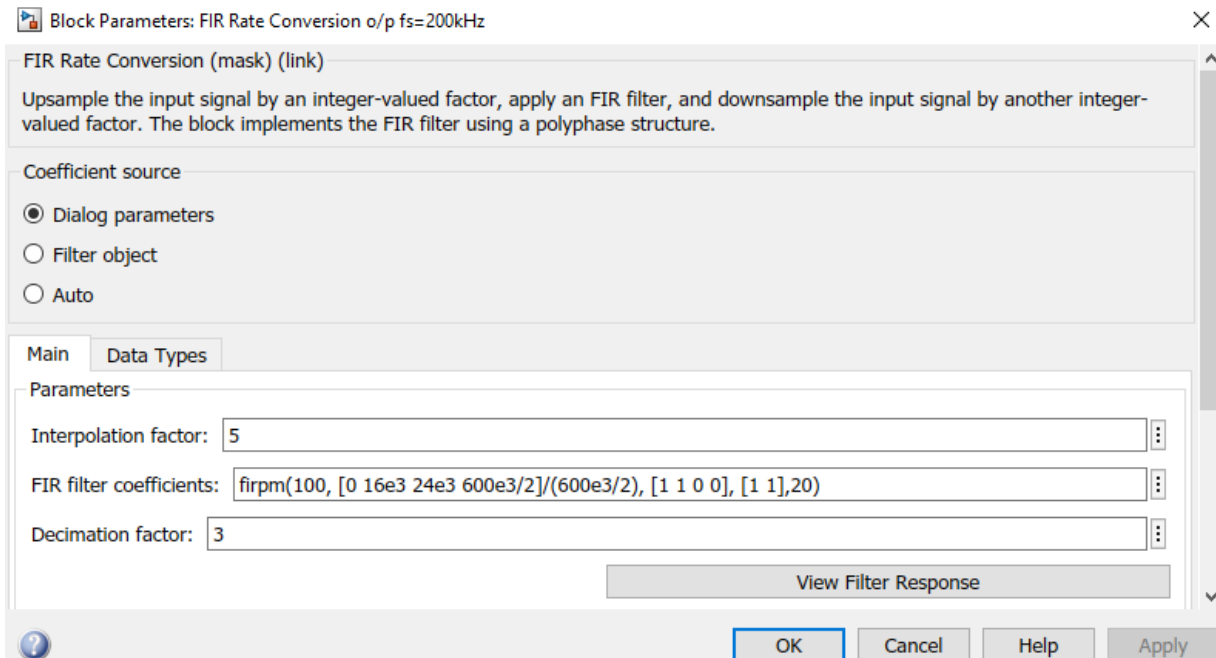


Рис. 5.86. Параметры фильтра FIR Rate Conversion о/р  $f_s=200\text{kHz}$   
для передачи сигнала мультиплекса устройством USRP

### 5.5.3. РЕАЛИЗАЦИЯ ПРИЕМНИКА МУЛЬТИПЛЕКСА НА RTL-SDR

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель приема сигнала мультимплекса устройством RTL-SDR в Simulink (рис. 5.87).

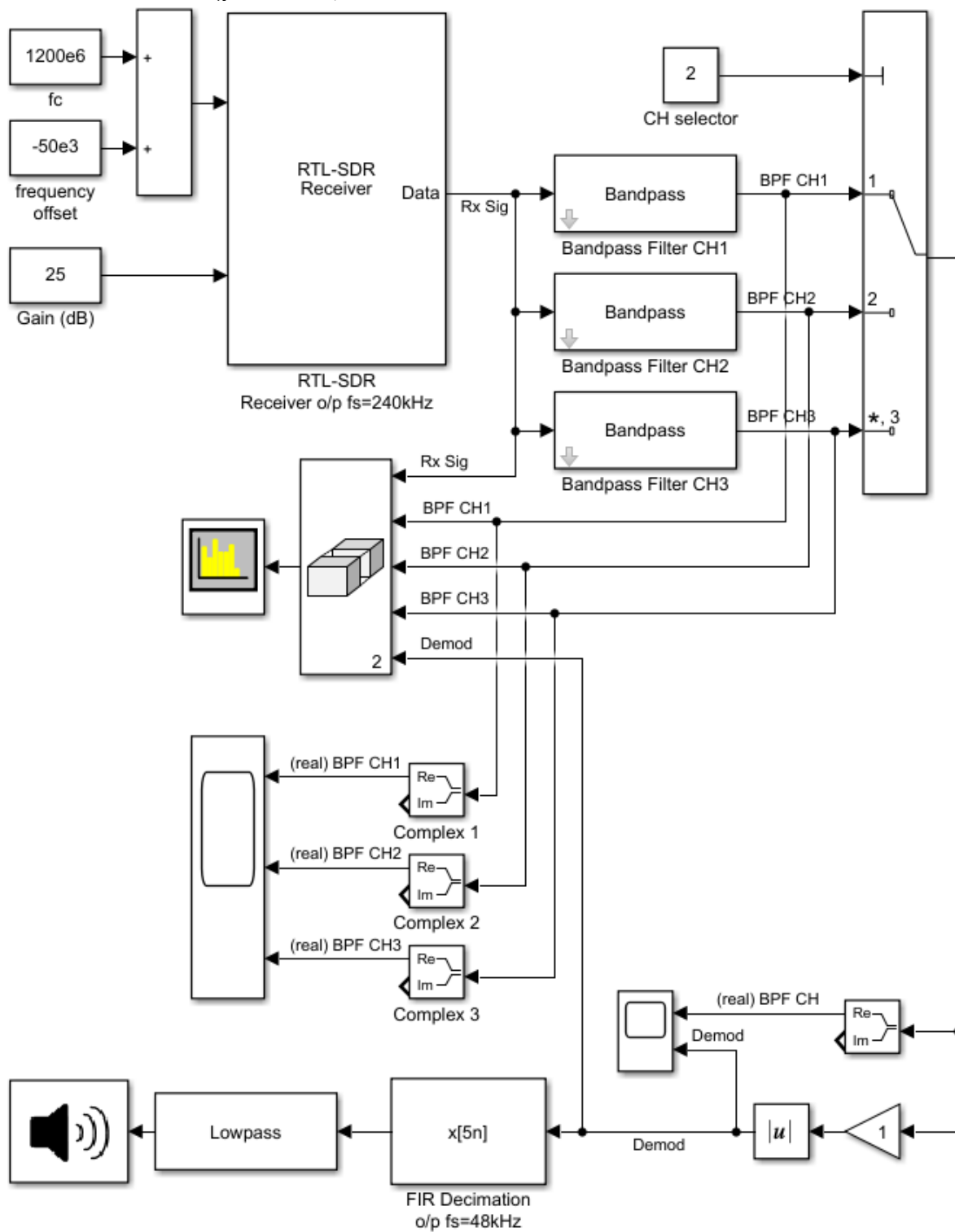


Рис. 5.87. Модель приема сигнала мультимплекса устройством RTL-SDR в Simulink

2. Установить параметры полосового фильтра Bandpass Filter CH1 в приемнике RTL-SDR для получения АЧХ CH1 (рис. 5.88).

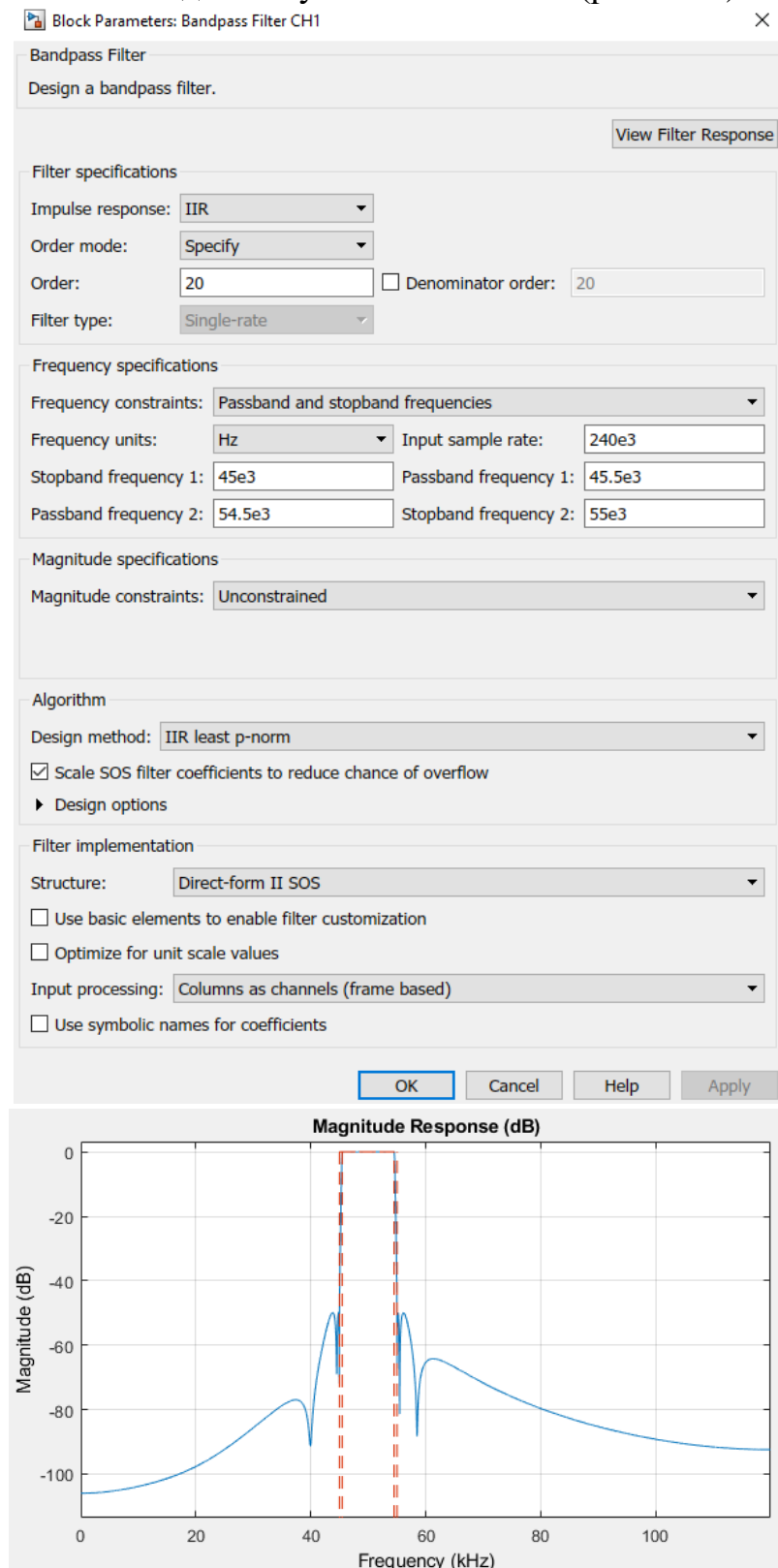


Рис. 5.88. Параметры полосового фильтра Bandpass Filter CH1 и его АЧХ

3. Установить параметры полосового фильтра Bandpass Filter CH2 в приемнике RTL-SDR для получения АЧХ CH2 (рис. 5.89).

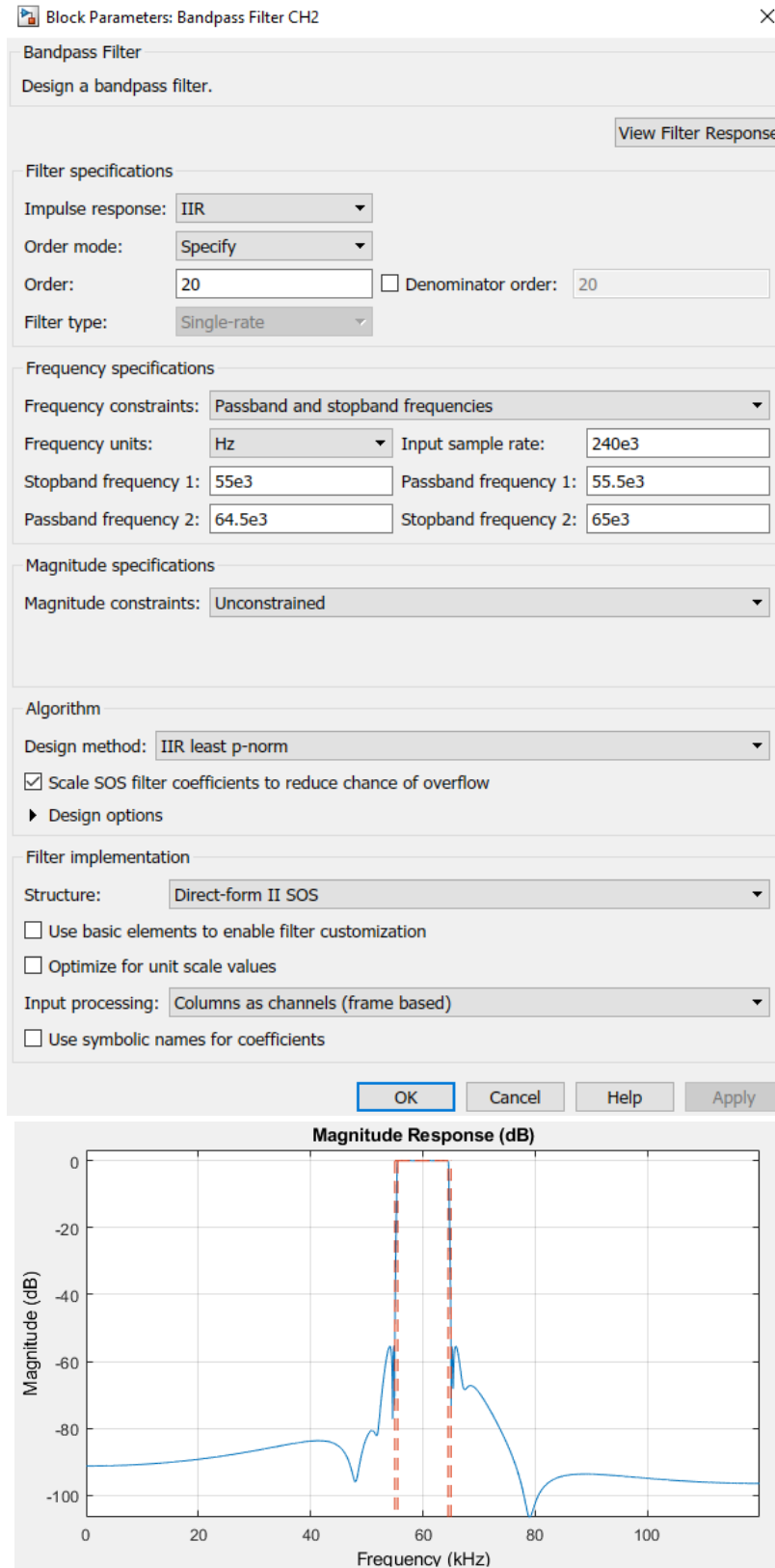


Рис. 5.89. Параметры полосового фильтра Bandpass Filter CH2 и его АЧХ

4. Установить параметры полосового фильтра Bandpass Filter CH3 в приемнике RTL-SDR для получения АЧХ CH3 (рис. 5.90).

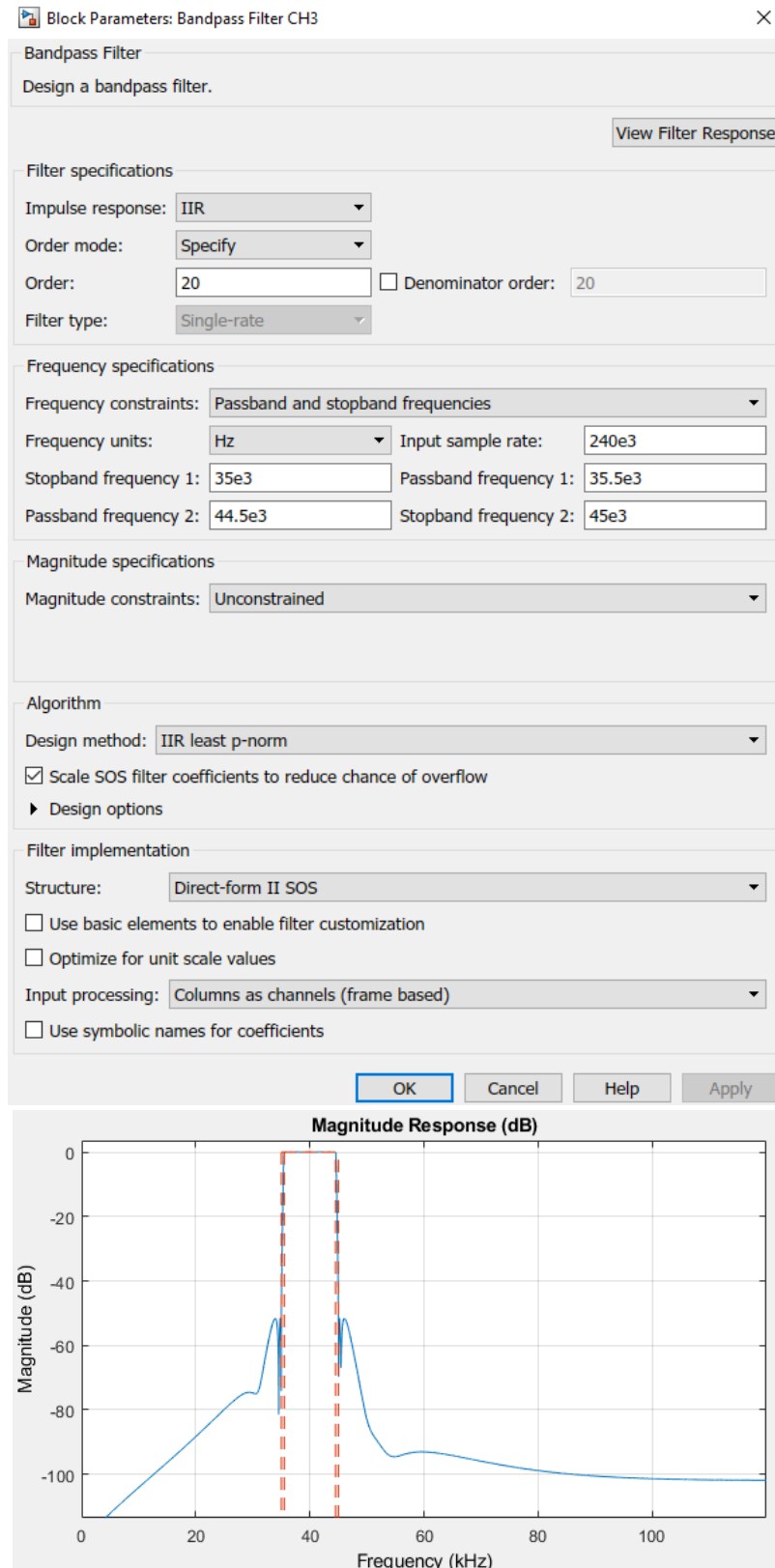


Рис. 5.90. Параметры полосового фильтра Bandpass Filter CH2 и его АЧХ

Рассмотрим процесс демодуляции мультиплексированного сигнала приемником RTL-SDR (рис. 5.91). Сформированный мультиплексированный сигнал является комплексным, поэтому при его переносе на несущую радиочастоту  $f_{c\ usrp}$  передатчиком USRP посредством модуляции AM-DSB-SC его полоса сохраняется такой же, как и в области нулевой частоты, а не удваивается, как при модуляции вещественного информационного сигнала. В результате модуляции AM-DSB-SC центральная частота первого канала CH1 мультиплексированного сигнала оказывается на несущей радиочастоте  $f_{c\ usrp}$  передатчика USRP.

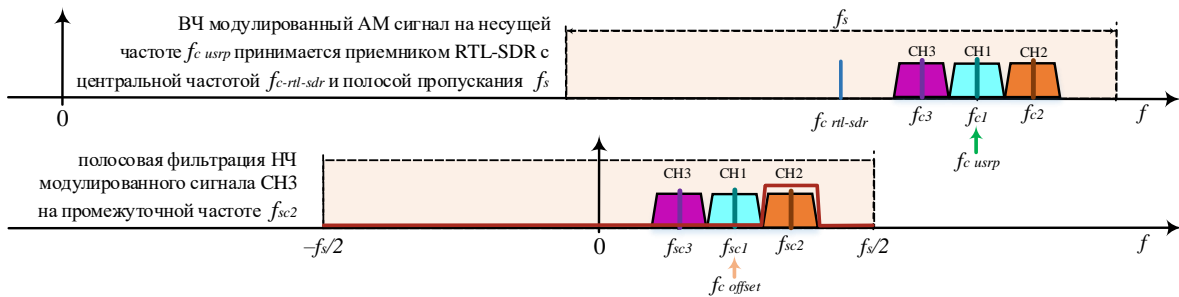


Рис. 5.91. Демодуляция мультиплексированного сигнала приемником RTL-SDR

Для демодуляции мультиплексированного сигнала приемником RTL-SDR используется опорный сигнал, частота которого  $f_{c\ rtl-sdr} = f_{c\ usrp} - f_{offset}$  отличается от частоты модулированного сигнала  $f_{c\ usrp}$  на величину сдвига  $f_{offset}$ . В результате после понижающего преобразования в приемнике RTL-SDR мультиплексированный сигнал оказывается на промежуточной частоте  $f_{offset}$ . Для демультимплексирования, например, сигнала CH2 его нужно отфильтровать полосовым фильтром с центральной поднесущей частотой  $f_{sc2}$  и полосой пропускания, равной удвоенной полосе исходного вещественного информационного сигнала, т.е. 10 кГц. Для некогерентной демодуляции используется детектор огибающей. Промежуточная частота  $f_{offset}$  RTL-SDR равна 50 кГц, поэтому для демультимплексирования трех каналов выбраны следующие параметры полосовых фильтров:

CH3 в диапазоне от 35 кГц до 45 кГц с центральной поднесущей  $f_{sc3} = 40$  кГц;  
 CH1 в диапазоне от 45 кГц до 55 кГц с центральной поднесущей  $f_{sc1} = 50$  кГц;  
 CH2 в диапазоне от 55 кГц до 65 кГц с центральной поднесущей  $f_{sc2} = 60$  кГц.

5. Установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель передачи сигнала мультиплекса устройством USRP.
6. Выполнить калибровку частоты RTL-SDR, установить несущую частоту, усиление и запустить на выполнение модель приема сигнала мультиплекса устройством RTL-SDR.

## 7. Выполнить моделирование приема сигнала мультиплекса (рис. 5.92).

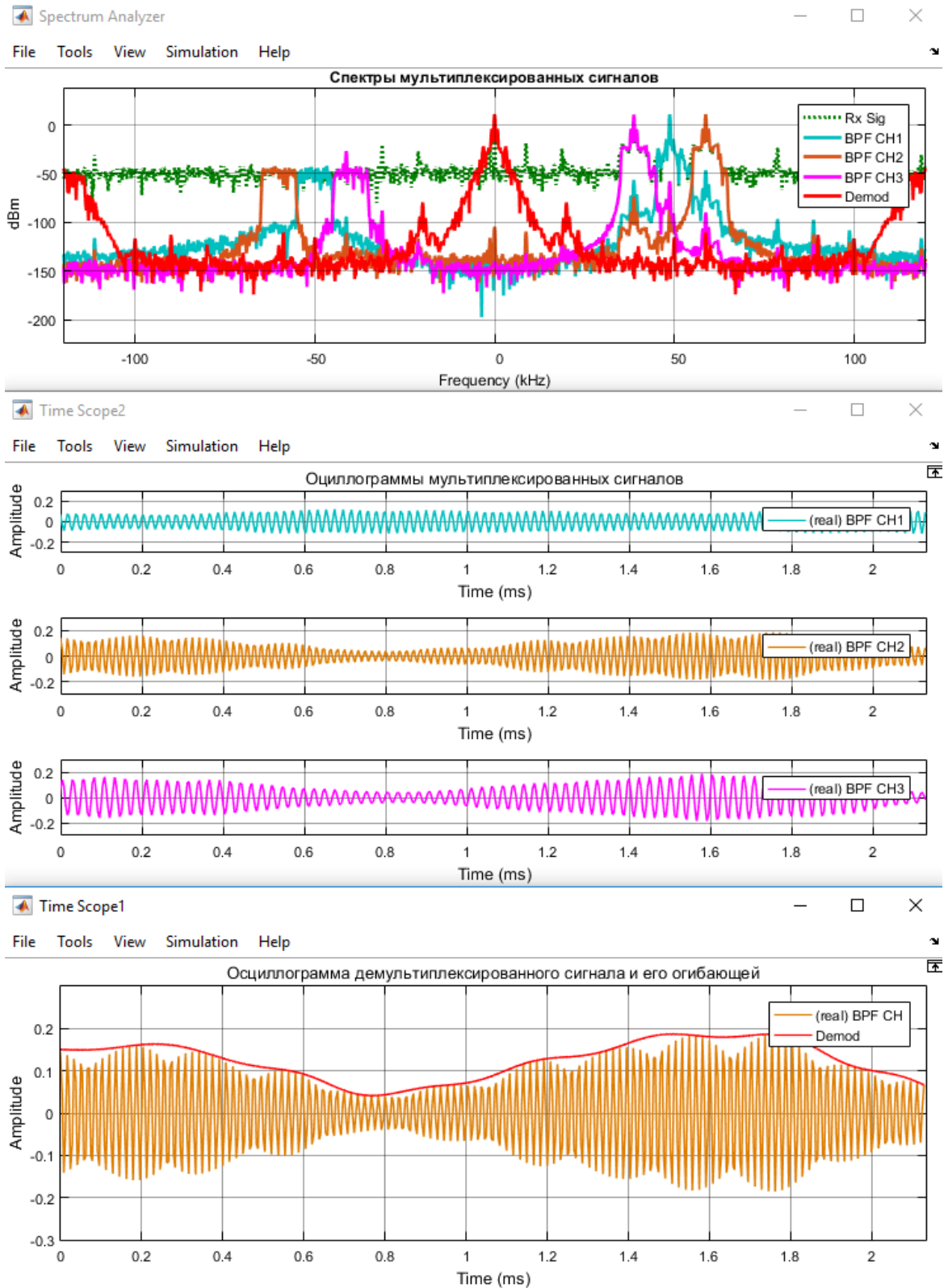


Рис. 5.92. Осциллограммы и спектры сигнала мультиплекса при приеме устройством RTL-SDR в Simulink

## 6. ФАЗОВАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

### 6.1. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

#### 6.1.1. ПРОИСХОЖДЕНИЕ ФАЗОВЫХ И ЧАСТОТНЫХ СДВИГОВ

Рассмотрим понятие частотной синхронизации на примере радиоприемника RTL-SDR. Для приема радиосигнала необходимо осуществить настройку несущей частоты  $f_c$  и ширину полосы принимаемого сигнала, определяемую допустимой частотой дискретизации  $f_s$  (рис. 6.1).

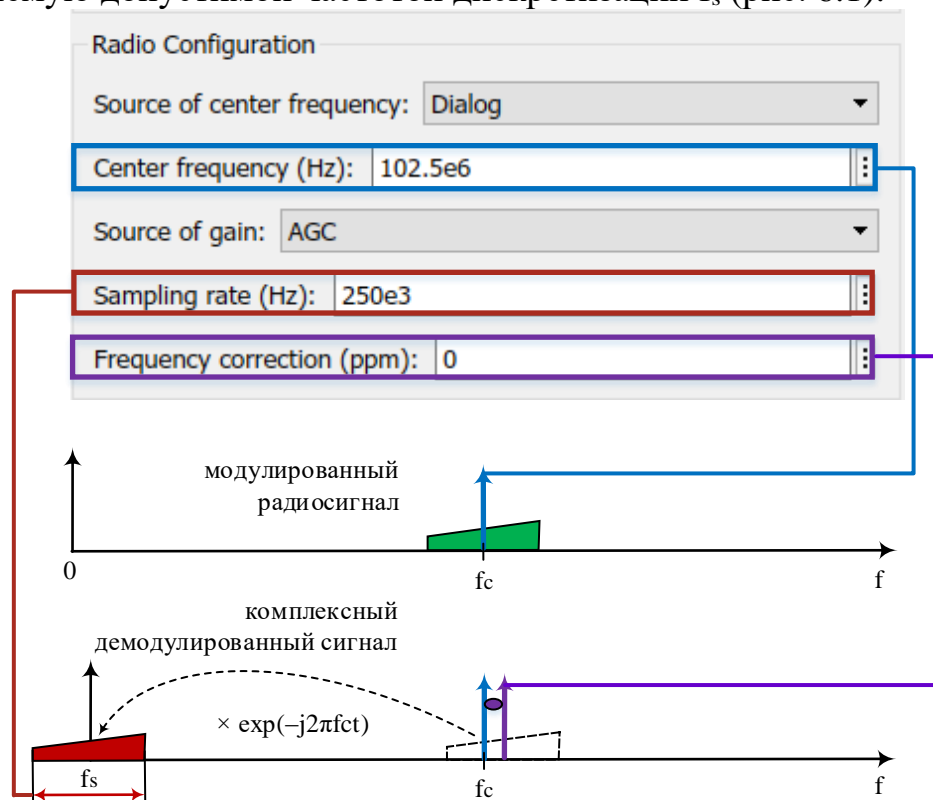


Рис. 6.1. Настройка на центральную частоту RTL-SDR

Опорная частота приемника не может точно совпадать с несущей частотой  $f_c$  принимаемого радиосигнала вследствие эффектов при РРВ и нестабильности опорного гетеродина приемника. Стабильность частоты определяется отклонением частоты гетеродина от номинального значения и характеризуется отношением  $\Delta f/f$ , где  $\Delta f$  – величина ухода частоты,  $f$  – номинальное значение частоты. Отклонение частоты в ppm измеряется в частях миллионной  $10^{-6}$  (part per million – ppm) и указывается в настройках RTL-SDR (рис. 6.1). Например, для номинальной частоты  $f=10$  МГц отклонение в 1ppm составляет величину ухода  $\Delta f=10$  Гц. Для компенсации частотного сдвига в поле Frequency correction в настройках RTL-SDR вводится соответствующая поправка в ppm.



Рассмотрим влияние эффектов РРВ на проблему синхронизации. Если бы радиоканал не вносил бы ни частотных, ни фазовых сдвигов, можно было бы предположить, что между территориально разнесенными радиопередатчиком и радиоприемником есть общий канал фазовой и частотной синхронизации, который позволяет генерировать одинаковые опорные колебания на передаче и приеме (рис. 6.2).

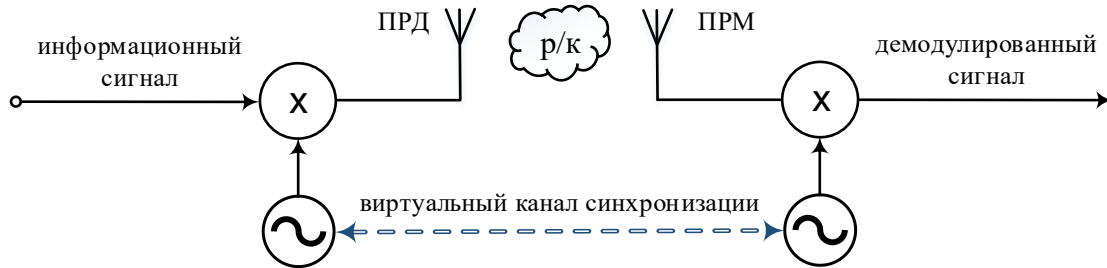


Рис. 6.2. Виртуальный канал синхронизации

Однако радиоканал вносит и частотные, и фазовые сдвиги в принимаемый сигнал, поэтому параметры сигнала опорного гетеродина приемника отличаются от параметров принимаемого радиосигнала.

Фазовые сдвиги в опорных колебаниях можно объяснить ненулевым временем распространения радиоволн между передатчиком и приемником, которое зависит от расстояния между ними. Так, например, если передатчик и приемник неподвижны, то между опорными колебаниями будет наблюдаться постоянный фазовый сдвиг  $\theta$  (рис. 6.3).

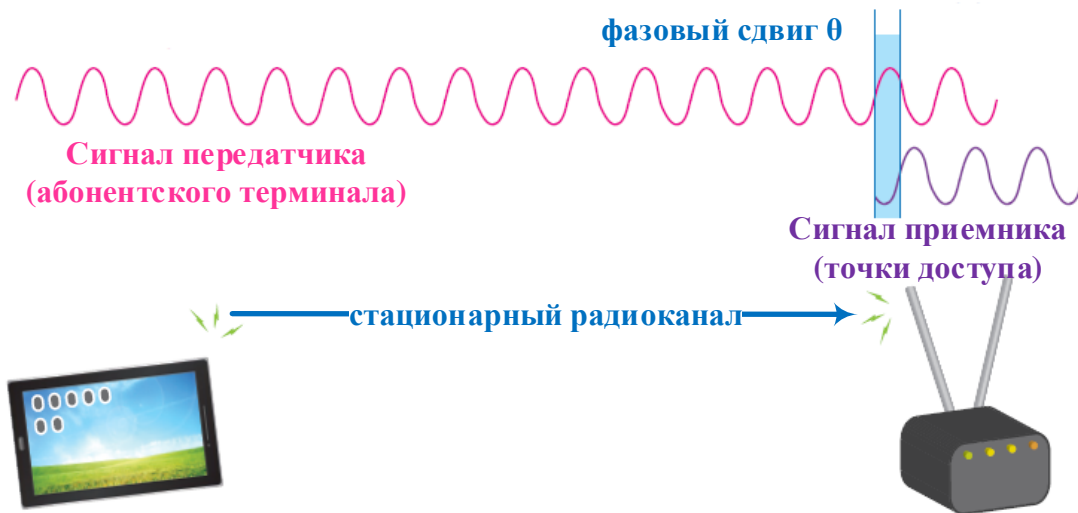


Рис. 6.3. Пример возникновения фазового сдвига в стационарном радиоканале

Частотные сдвиги в опорных колебаниях можно объяснить постоянно изменяющимися фазовыми сдвигами вследствие относительного движения передатчика и/или приемника (эффект Доплера). Так, например, если передатчик (АС) движется навстречу приемнику (БС), это приводит к повышению частоты принимаемого базовой станцией сигнала (рис. 6.4).

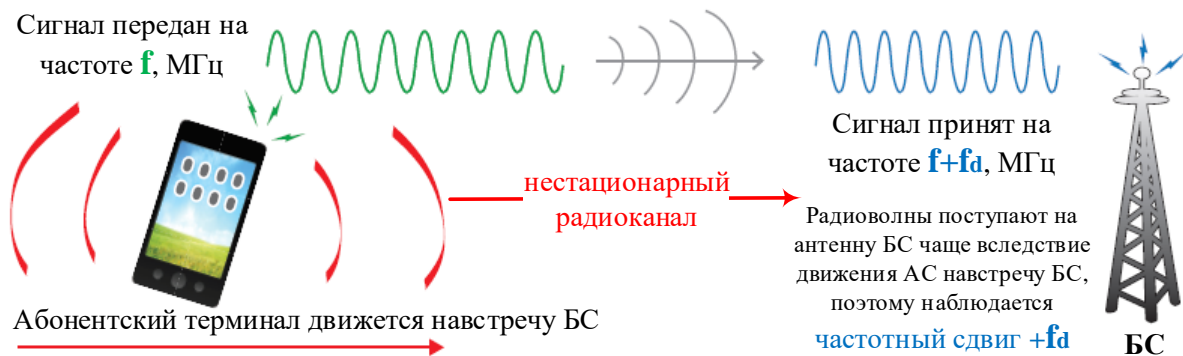


Рис. 6.4. Пример возникновения частотного сдвига в нестационарном радиоканале

Рассмотрим пример расстройки передатчика и приемника относительно несущей частоты  $f_c=100$  МГц с уходом по частоте на 5000 ppm. В результате ухода частоты передатчика вниз на величину  $\Delta f=5000 \cdot 10^{-6} f_c$ , получаем  $f_{ctx}=99.5$  МГц, а в результате ухода частоты приемника вверх на ту же величину  $\Delta f=5000 \cdot 10^{-6} f_c$ , получаем  $f_{crx}=99.5$  МГц. Осциллограммы опорных сигналов гетеродина передатчика и приемника с расстройкой по частоте представлены на рис. 6.5 (скрипт 6.1).

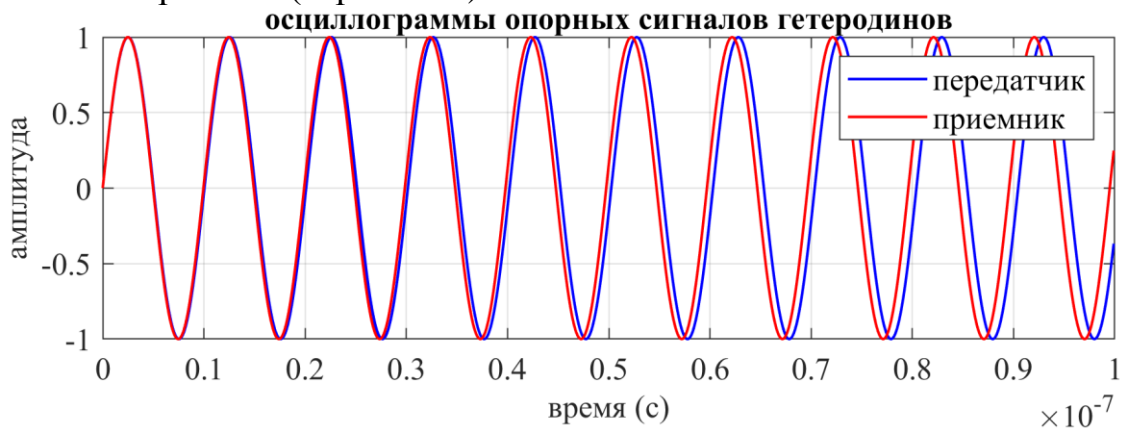


Рис. 6.5. Осциллограммы сигналов с расстройкой по частоте

**Скрипт 6.1. Осциллограммы сигналов передатчика и приемника с расстройкой по частоте**

```
clear all; clc;
% Инициализация параметров
stability=5000; % стабильность частоты в ppm
ppm=1e-6; % ppm
fc=1e8; % эталонная частота
df=stability*ppm*fc; % уход частоты
ftx = fc-df; % частота гетеродина передатчика
frx = fc+df; % частота гетеродина приемника
fs = 100*fc; % частота дискретизации
T_max = 1e-7; % время моделирования
t = (0:1/fs:(T_max-1/fs))'; % временная шкала
stx = sin(2*pi*ftx*t);
srx = sin(2*pi*frx*t);
```

```

% построение осциллограмм
figure(1);
plot(t, stx, 'b-', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(t, srx, 'r-', 'LineWidth', 1); grid on;
title('осциллограммы опорных сигналов гетеродинов');
xlabel('время (с)'); ylabel('амплитуда');
legend('передатчик', 'приемник');

```

Для компенсации частотных и фазовых сдвигов в радиоприемнике реализуется процедура частотной и фазовой синхронизации. В системах цифровой связи помимо частотной и фазовой синхронизации используются процедуры временной/символьной синхронизации.

### 6.1.2. КОГЕРЕНТНАЯ И НЕКОГЕРЕНТНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ

Если частота и фаза несущей принимаемого радиосигнала определены и точно воспроизводятся сигналом опорного гетеродина приемника, то говорят о когерентной демодуляции. Однако, вследствие эффектов при РРВ и нестабильности частот опорных гетеродинов передатчика и приемника говорить о возможности когерентной демодуляции без синхронизации не приходится. Такими способами синхронизации могут быть: во-первых, передача несущей частоты, как например, в сигнале АМ-DSB-ТС; во-вторых, извлечение несущей частоты из принимаемого сигнала и её воспроизведение сигналом опорного гетеродина приемника. У этих способов есть как достоинства, так и недостатки. При передаче сигнала несущей мощность передатчика расходуется достаточно расточительно, так как несущая не содержит передаваемой информации, однако, это упрощает реализацию приемника. При извлечении несущей частоты из принимаемого сигнала мощность передатчика расходуется более экономно, однако, усложняется реализация приемника. Рассмотрим пример некогерентной демодуляции с расстройкой по частоте  $\Delta f$  на примере гармонического сигнала  $A \sin(2\pi f_b t)$  для случая, когда несущая не передается, как, например, в АМ-DSB-SC (рис. 6.6).

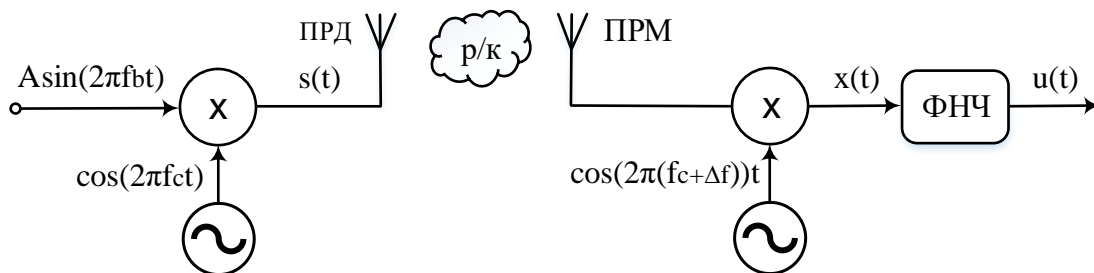


Рис. 6.6. Демодуляция гармонического сигнала с расстройкой по частоте

Модулированный гармонический сигнал может быть представлен по формуле  $\cos(A)\sin(B) = \frac{1}{2}[\sin(A+B) - \sin(A-B)]$  следующим образом:

$$s(t) = \frac{A}{2} \left[ \sin(2\pi(f_c + f_b)t) - \sin(2\pi(f_c - f_b)t) \right]. \quad (6.1)$$

Допустим, что частота гетеродина приемника отличается от частоты радиосигнала  $s(t)$  на  $\Delta f$ , тогда демодулированный сигнал

$$\begin{aligned} x(t) &= \cos(2\pi(f_c + f_\Delta)t) \cdot \frac{A}{2} \left[ \sin(2\pi(f_c + f_b)t) - \sin(2\pi(f_c - f_b)t) \right] = \\ &= \frac{A}{2} \left[ \frac{1}{2} \sin(2\pi(2f_c + f_\Delta + f_b)t) - \frac{1}{2} \sin(2\pi(f_\Delta - f_b)) \right] - \\ &= \frac{A}{2} \left[ \frac{1}{2} \sin(2\pi(2f_c + f_\Delta - f_b)t) - \frac{1}{2} \sin(2\pi(f_\Delta + f_b)) \right]. \end{aligned} \quad (6.2)$$

После ФНЧ ВЧ компоненты удвоенной несущей частоты будут отфильтрованы, и из (6.2) получим

$$u(t) = LPF \{x(t)\} = \frac{A}{4} \left[ \sin(2\pi(f_b + f_\Delta)t) + \sin(2\pi(f_b - f_\Delta)t) \right]. \quad (6.3)$$

Сравнение выражение (6.3) с исходным сигналом  $A \sin(2\pi f_b t)$  позволяет сделать вывод о том, что частотный сдвиг  $\Delta f$  привел к изменению формы переданного гармонического сигнала. При отсутствии расстройки по частоте, когда  $\Delta f = 0$  из (6.3), получим

$$u(t)_{\Delta f=0} = \frac{A}{2} \sin(2\pi f_b t). \quad (6.4)$$

Рассмотрим демодуляцию с расстройкой по частоте и без на примере гармонического сигнала  $A \sin(2\pi f_b t)$  с частотой  $f_b = 1$  кГц на несущей  $f_c = 10$  кГц на примере модели в Simulink на рис. 6.7.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель когерентного (без расстройки по частоте/фазе) и некогерентного (с расстройкой по частоте/фазе) приема сигнала (рис. 6.7).

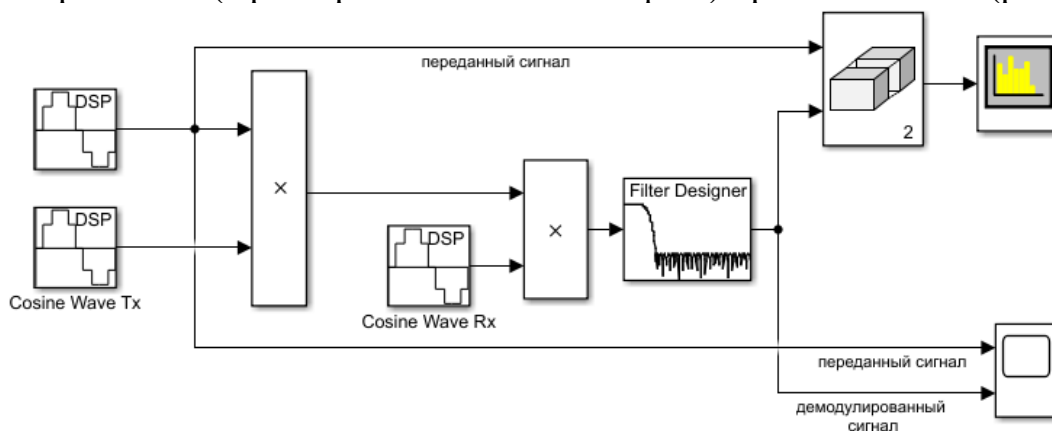
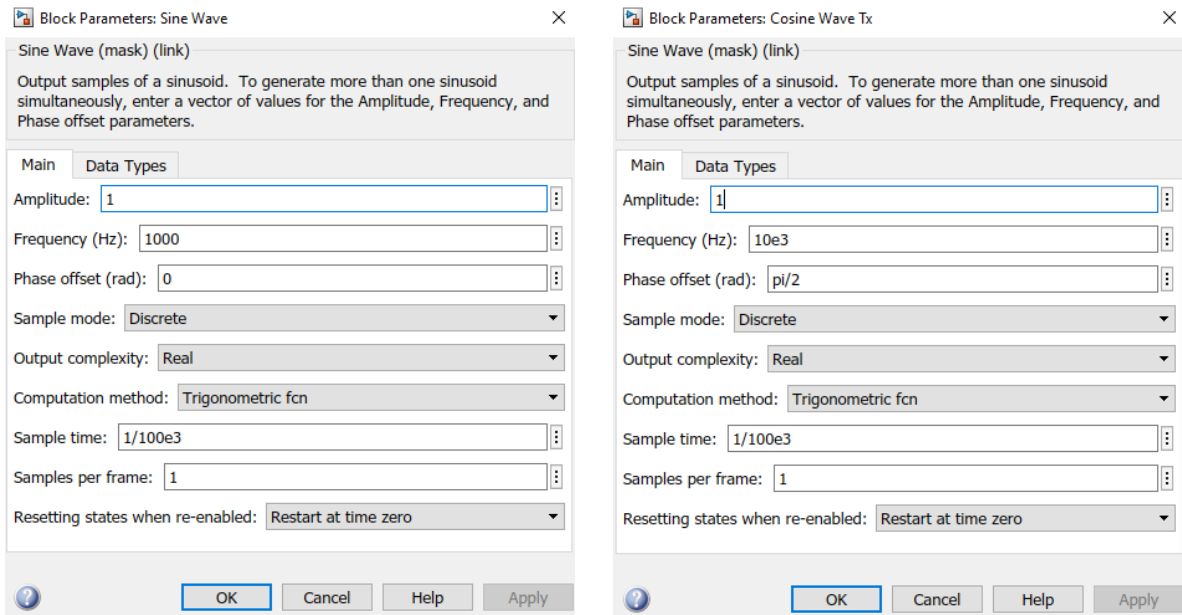


Рис. 6.7. Модель демодуляции гармонического сигнала с расстройкой по частоте и без

2. Установить параметры блока Sine Wave для а) гармонического сигнала  $A\sin(2\pi f_b t)$  с частотой  $f_b=1\text{кГц}$  (рис. 6.8,а); и б) ОГ передатчика с частотой  $f_c=10\text{кГц}$  (рис. 6.8,б).



а) для гармонического сигнала

б) для ОГ

Рис. 6.8. Параметры блока Sine Wave передатчика

3. Установить параметры блока Digital Filter Design согласно рис. 6.9.

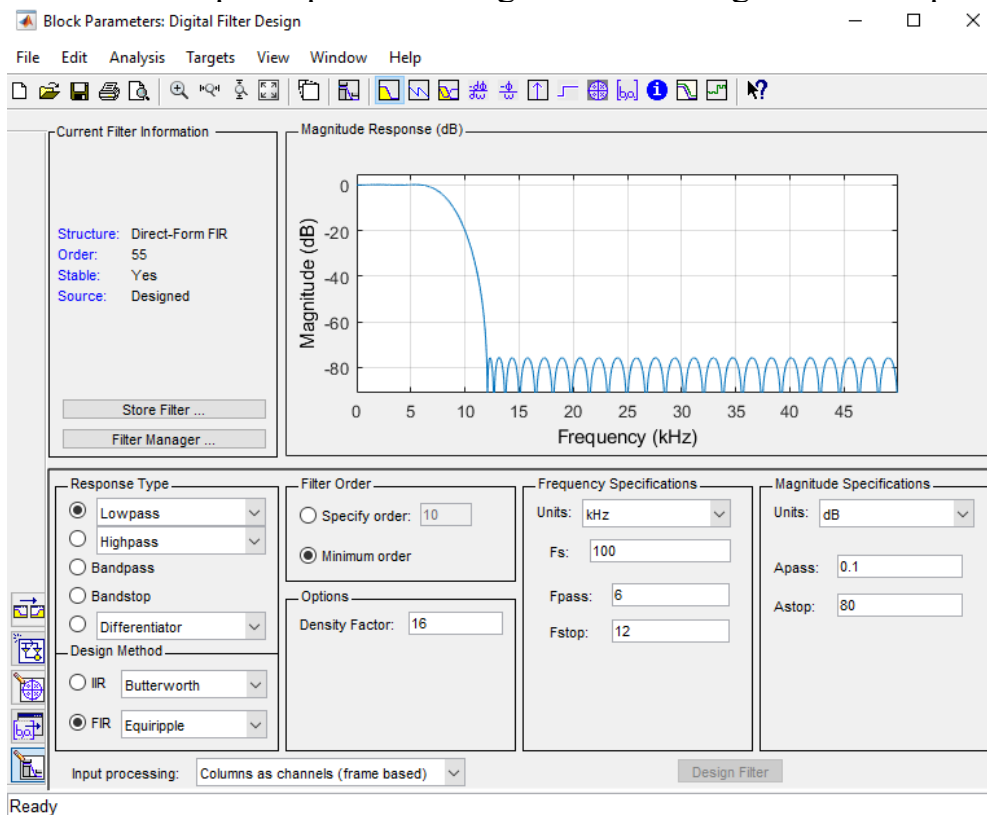
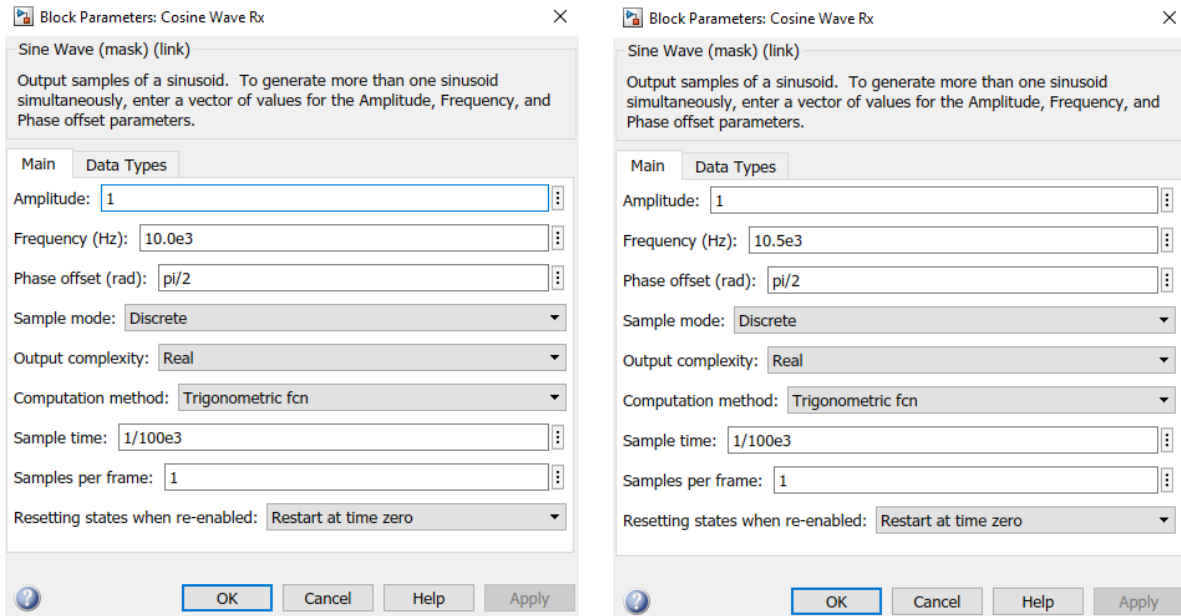


Рис. 6.9. Параметры блока Digital Filter Design

Частота дискретизации в блоках Sine Wave и Digital Filter Design выбрана равной  $f_s=100$  кГц. Полоса пропускания фильтра выбрана таким образом, чтобы отфильтровать компоненты удвоенной несущей частоты.

4. Установить параметры блока Sine Wave для ОГ приемника: а)  $f_c=10$  кГц для демодуляции без расстройки по частоте (рис. 6.10,а); и б)  $f_c=10,5$  кГц для демодуляции с расстройкой по частоте (рис. 6.10,б).



- а) для приема без расстройки по частоте      б) для приема с расстройкой по частоте

Рис. 6.10. Параметры блока Sine Wave приемника

5. Выполнить моделирование и проанализировать осциллограммы и спектры принимаемых сигналов на рис. 6.11.

Осциллограммы и спектры переданного и демодулированного гармонического сигнала без расстройки по частоте и фазе представлены на рис. 6.11,а из которых следует, что форма когерентно демодулированного сигнала повторяет форму переданного сигнала с коэффициентом 0,5 согласно (6.4). Осциллограммы и спектры переданного и демодулированного гармонического сигнала с расстройкой по частоте

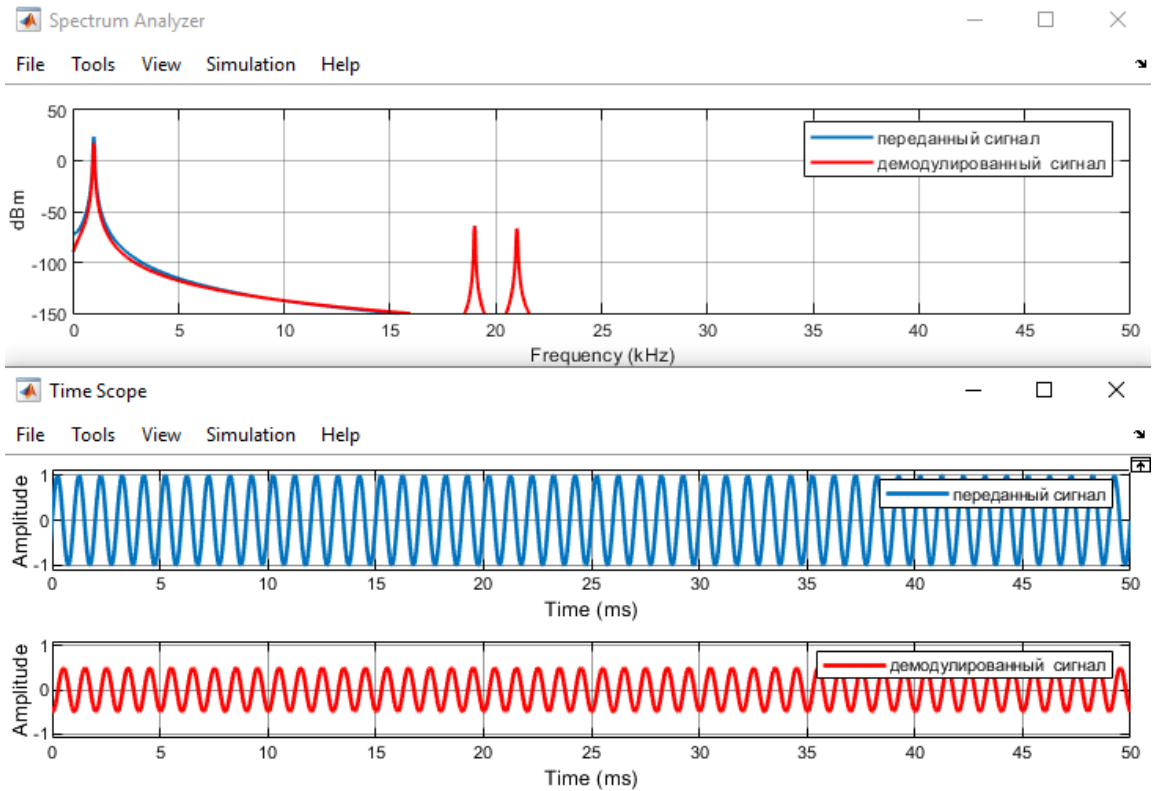
$$\Delta f = f_{rx} - f_{ctx} = 10,5 \text{ кГц} - 10 \text{ кГц} = 0,5 \text{ кГц}$$

представлены на рис. 6.11,б из которых следует, что форма некогерентно демодулированного сигнала изменилась по сравнению переданным сигналом.

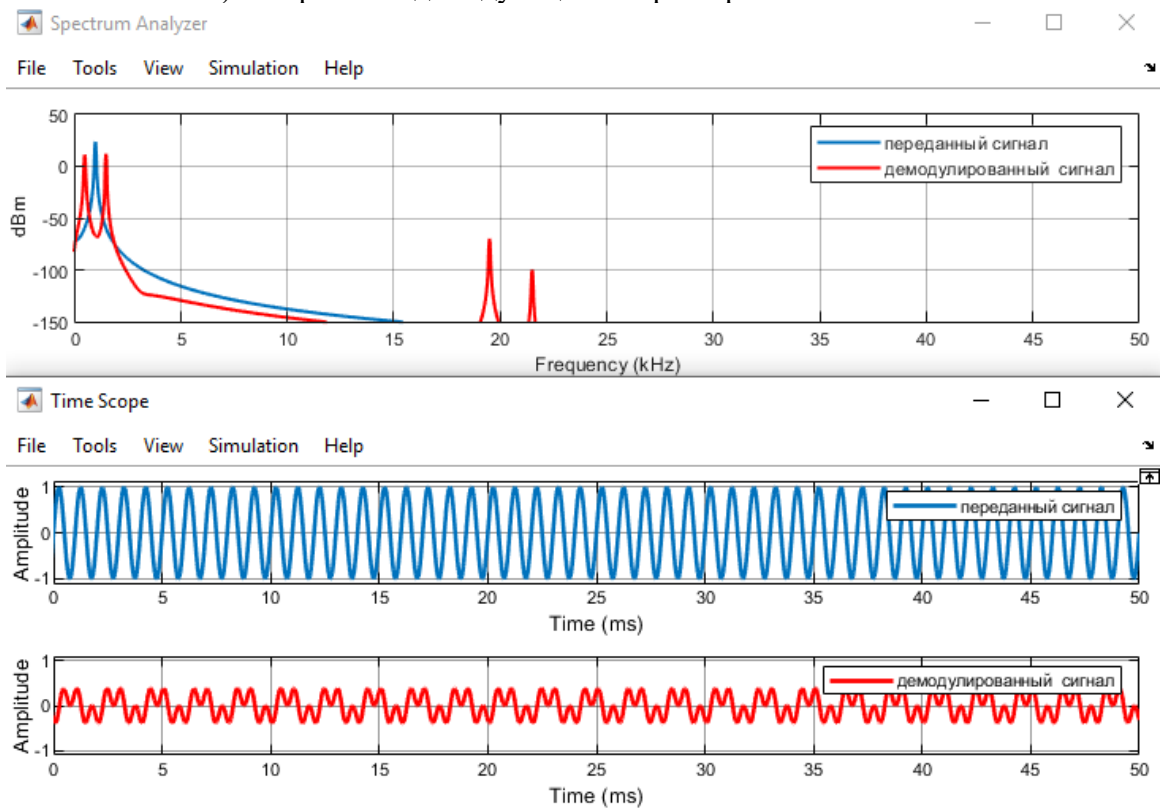
6. Установить частоту  $f_c=10$  кГц в блоке Sine Wave для ОГ приемника для демодуляции без расстройки по частоте (рис. 6.10,а), внести фазовый сдвиг, выполнить моделирование и проанализировать осциллограммы и спектры принимаемых сигналов.

#### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ:

1. Как влияет частотный сдвиг на демодуляцию принимаемого сигнала?
2. Как влияет фазовый сдвиг на демодуляцию принимаемого сигнала?



а) когерентная демодуляция без расстройки по частоте



б) некогерентная демодуляция с расстройкой по частоте

Рис. 6.11. Осциллограммы и спектры переданного и демодулированного сигнала

## 6.2. ЛЕКЦИЯ. КОНТУР ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

### 6.2.1. СТРУКТУРА КОНТУРА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

При передаче цифровой информации особое внимание уделяется вопросам синхронизации. В частности, при использовании PSK сигналов требуется производить различие передаваемых символов по фазе. Но опорные генераторы на передающей и приемной стороне не могут быть когерентны, поэтому прибегают к следящим контурам (петлям), позволяющим производить подстройку генераторов опорных сигналов для когерентной демодуляции. Такие следящие системы называют контурами фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ (PLL, phase-locked loop).

Контур ФАПЧ предназначен для извлечения несущей частоты и фазы из принимаемого сигнала и их воспроизведения сигналом опорного гетеродина с непрерывной подстройкой. Структурная схема контура ФАПЧ представлена на рис. 6.12 и включает три компонента: фазовый детектор (ФД), петлевой фильтр (ПФ) и генератор, управляемый напряжением (ГУН).

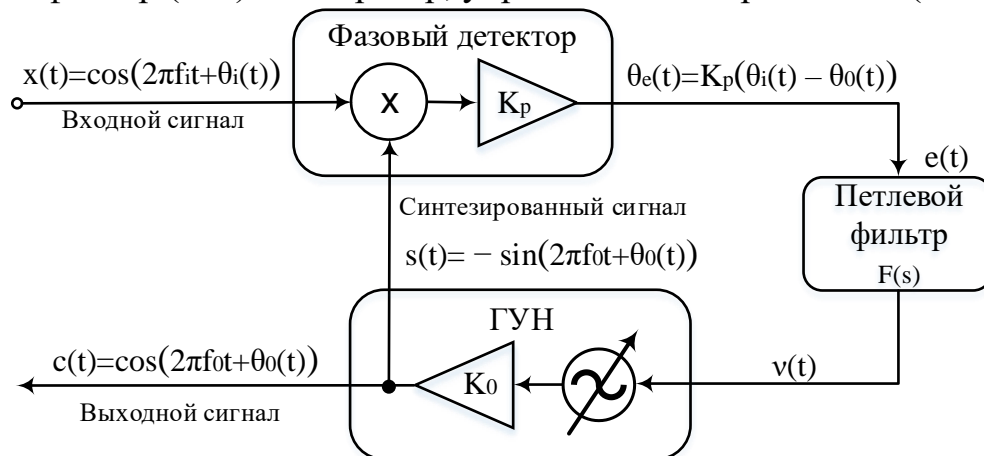


Рис. 6.12. Структурная схема контура ФАПЧ

В состав контура входит фазовый детектор, представляющий собой умножитель с коэффициентом усиления  $K_p$ , петлевой фильтр (в англоязычной литературе loop filter), который формирует управляющее напряжение (или сигнал ошибки)  $v(t)$  и генератор, управляемый напряжением. ФД предназначен для формирования сигнала разности фаз между принимаемым радиосигналом и сигналом, генерируемым гетеродином приемника. ГУН предназначен для формирования гармонического сигнала, частота и фаза которого управляется сигналом разности фаз с выхода ФД. ПФ предназначен для исключения высокочастотных (ВЧ) составляющих из сигнала разности фаз на выходе ФД. Перед рассмотрением принципов функционирования контура ФАПЧ, рассмотрим работу его компонент.



### 6.2.2. ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

ФД формирует сигнал, пропорциональный разности фаз между принимаемым радиосигналом и сигналом гетеродина приемника, поступающего с ГУН. Сигнал, пропорциональный разности фаз, называется сигналом фазовой ошибки и для идеального ФД может быть представлен выражением:

$$\theta_e(t) = K_p (\theta_i(t) - \theta_0(t)), \quad (6.5)$$

где  $\theta_i(t)$  – фаза принимаемого радиосигнала в момент времени  $t$ ,  $\theta_0(t)$  – фаза сигнала гетеродина приемника в момент времени  $t$ ,  $K_p$  – коэффициент усиления ФД. Фазовый детектор, как правило, реализуется в форме перемножителя принимаемого радиосигнала и сигнала гетеродина приемника, на выходе которого имеется низкочастотная (НЧ) компонента, пропорциональная разности фаз и высокочастотная (ВЧ) компонента (рис. 6.13).

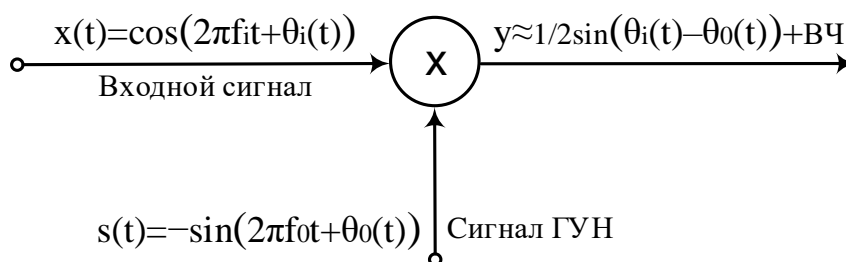


Рис. 6.13. Фазовый детектор как перемножитель

Пусть принимаемый радиосигнал в момент времени  $t$  равен

$$x(t) = \cos(2\pi f_i t + \theta_i(t)), \quad (6.6)$$

а сигнал гетеродина приемника (ГУН)

$$s(t) = -\sin(2\pi f_0 t + \theta_0(t)). \quad (6.7)$$

На выходе перемножителя фазового детектора получим

$$y(t) = x(t)s(t) = \cos(2\pi f_i t + \theta_i(t)) \cdot (-\sin(2\pi f_0 t + \theta_0(t))) = 0,5 \left[ \sin(2\pi(f_i - f_0)t + (\theta_i(t) - \theta_0(t))) - \sin(2\pi(f_i + f_0)t + (\theta_i(t) + \theta_0(t))) \right]. \quad (6.8)$$

При равенстве частот принимаемого радиосигнала  $f_i$  и сигнала гетеродина приемника  $f_0$ , из (6.8) получим

$$y(t) = 0,5 \sin(\theta_i(t) - \theta_0(t)) - 0,5 \sin(4\pi f_i t + \theta_i(t) + \theta_0(t)). \quad (6.9)$$

Из двух слагаемых на выходе перемножителя ФД только НЧ компонента зависит от разности фаз  $(\theta_i(t) - \theta_0(t))$ ; ВЧ компонента на удвоенной частоте подавляется петлевым фильтром. В установившемся режиме слежения за фазой, когда разность фаз между принимаемым радиосигналом и сигналом гетеродина приемника мала, может быть использовано приближение  $\sin(x) \approx x$ , нелинейный элемент вычисления синуса может быть исключен, тогда сигнал ошибки на выходе перемножителя ФД можно определить как

$$e(t) \approx 0,5 \cdot (\theta_i(t) - \theta_0(t)) = 0,5 \cdot \theta_e(t). \quad (6.10)$$

С учетом коэффициента усиления ФД  $K_p$  и подавления петлевым фильтром сигнала на удвоенной частоте, управляющий сигнал на выходе ПФ пропорционален синусу разности фаз принятого и опорного сигналов:

$$v(t) = \frac{K_p}{2} \sin(\theta_e(t)). \quad (6.11)$$

### 6.2.3. ПЕТЛЕВОЙ ФИЛЬТР

ПФ фильтрует ВЧ компоненту в сигнале на выходе ФД и содержит пропорциональную ветвь и одну или несколько интегральных ветвей. На рис. 6.14 представлены 3 типа ПФ для контуров ФАПЧ 1-го, 2-го и 3-го порядков.

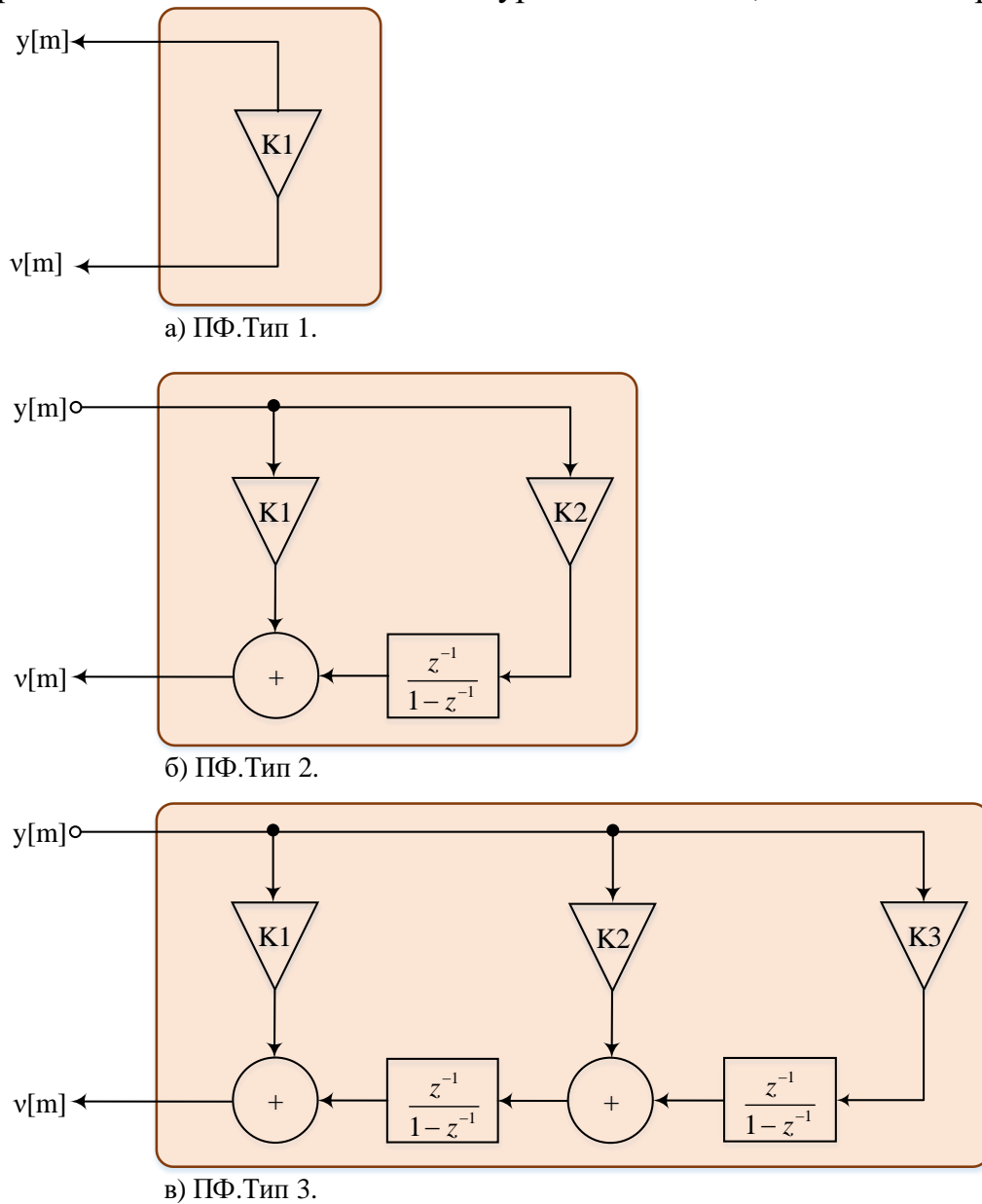


Рис. 6.14. Петлевые фильтры для ФАПЧ 1-го, 2-го и 3-го порядков

Порядок ПФ может быть задан значениями его коэффициентов: а) ПФ. Тип 1:  $K_1 \neq 0, K_2 = 0, K_3 = 0$ ; б) ПФ. Тип 2:  $K_1 \neq 0, K_2 \neq 0, K_3 = 0$ ; в) ПФ. Тип 3:  $K_1 \neq 0, K_2 \neq 0, K_3 \neq 0$ . В зависимости от числа интегрирующих ветвей в контуре фазовой автоподстройки частоты различают ФАПЧ 1-го порядка (один интегратор), ФАПЧ 2-го порядка (два интегратора) и ФАПЧ 3-го порядка (три интегратора). Общее число интеграторов складывается из интеграторов петлевого фильтра и одного интегратора ГУН (таблица 6.1).

Таблица 6.1. Порядок контура ФАПЧ

Порядок ФАПЧ	Интеграторы		
	ГУН	Петлевой фильтр	Всего
1	1	0	1
2	1	1	2
3	1	2	3

Объединяя петлевой фильтр с фазовым детектором и ГУН, получим цифровой контур ФАПЧ, представленный на рис. 6.15.

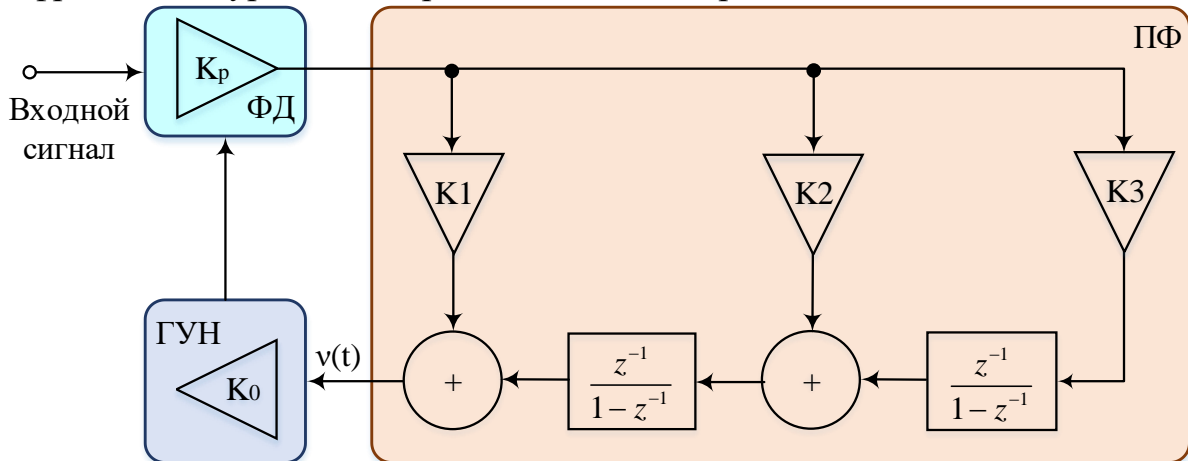


Рис. 6.15. Структура цифрового контура ФАПЧ

#### 6.2.4. ГЕНЕРАТОР, УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПРЯЖЕНИЕМ

Следящий контур фазовой автоподстройки частоты должен постоянно вести сопровождение входного сигнала по фазе. Соответственно, генератор, входящий в состав контура, должен «уметь» перестраиваться по фазе. Для этого разработаны генераторы, управляемые напряжением (ГУН), или в англоязычной литературе VCO (voltage-controlled oscillator), мгновенная частота сигнала на выходе которых зависит от управляющего напряжения, как это показано на рис. 6.16.

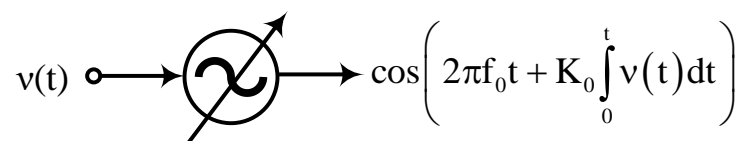


Рис. 6.16. Генератор управляемый напряжением

ГУН представляет собой генератор с начальной частотой настройки  $f_0$  и управляющим входом, который может перестраивать выходную частоту ГУН от значения  $f_0$ . В аналоговом ГУН управляющим напряжением для VCO является фильтрованный сигнал разности фаз  $v(t)$ : чем больше разность фаз, тем больше перестраивается выходная частота ГУН. Выходными сигналами ГУН являются гармонические сигналы косинуса  $c(t)$  и синуса  $s(t)$  на перестроенной частоте (рис. 6.17, а).

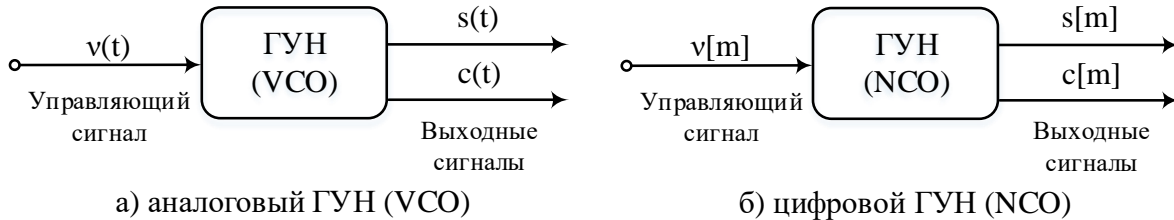


Рис. 6.17. Схема а) аналогового (VCO) и б) цифрового (NCO) ГУН

Гармонический сигнал косинуса на выходе аналогового ГУН в момент времени  $t$  может быть представлен следующим выражением:

$$c(t) = \cos(2\pi f_0 t + \theta(t)), \quad (6.12)$$

где  $\theta(t)$  – фаза ГУН, полученная в результате интегрирования управляющего напряжения  $v(t)$  в момент времени  $t$

$$\theta(t) = K_0 \int_0^t v(t) dt, \quad (6.13)$$

где  $K_0$  [рад/В] – усиление (чувствительность) аналогового ГУН.

Полная фаза сигнала на выходе ГУН (все что под косинусом) может быть представлена выражением

$$\Phi(t) = \omega_0 t + K_0 \int_0^t v(t) dt, \quad (6.14)$$

где угловая частота  $\omega_0$  связана с частотой  $f_0$  соотношением  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , а мгновенная частота на выходе ГУН является производной по времени от полной фазы  $\Phi(t)$  и пропорциональна текущему управляющему напряжению  $v(t)$ :

$$\omega(t) = d\Phi(t)/dt = \omega_0 + K_0 v(t). \quad (6.15)$$

**ГУН в цифровой форме** в англоязычной литературе принято называть NCO (numerically-controlled oscillator). В цифровом ГУН управляющим напряжением для NCO является дискретный фильтрованный сигнал разности фаз  $v[m]$ . Выходными сигналами ГУН являются дискретные гармонические сигналы косинуса  $c[m]$  и синуса  $s[m]$  на перестроенной частоте (рис. 6.17, б). Гармонический сигнал косинуса на выходе цифрового ГУН в дискретный момент времени  $m$ :

$$c[m] = \cos(2\pi f_0 m T + \theta[m]), \quad (6.16)$$

где  $T$  – период дискретизации,  $\theta[m]$  – фаза ГУН, полученная в результате суммирования  $M$  выборок управляющего напряжения  $v[m]$

$$\theta[m] = K_0 \sum_{m=0}^M v[m], \quad (6.17)$$

где  $K_0$  [рад/В]– усиление (чувствительность) цифрового ГУН.

Рассмотрим пошаговое функционирование цифрового ГУН. Введем понятие шага приращения  $\mu$  фазы  $\theta[m]$  за одну дискретную выборку, тогда, если предположить, что  $\mu$  фиксировано, фаза цифрового ГУН в дискретный момент времени  $m$  может быть представлена выражением:

$$\theta[m] = \theta[m-1] + \mu[m], \quad (6.18)$$

где  $\theta[m]$  на выходе цифрового ГУН изменяется на  $2\pi$  за фиксированное число выборок. После того, как фаза определена, преобразование типа фаза-амплитуда служит для формирования амплитуды выходного сигнала косинуса/синуса. Шаг определяет скорость приращения фазы и, следовательно, частоту генерируемого сигнала; чем больше шаг, тем выше частота.

Рассмотрим пример (рис. 6.18, скрипт 6.2) формирования сигнала  $c[m]$  на выходе цифрового ГУН при двух значениях  $\mu$ . Так, при  $\mu = \pi/6$  фаза  $\theta[m]$  изменится на  $2\pi$  за 12 выборок, а при  $\mu = \pi/12$  – за 24 выборки.

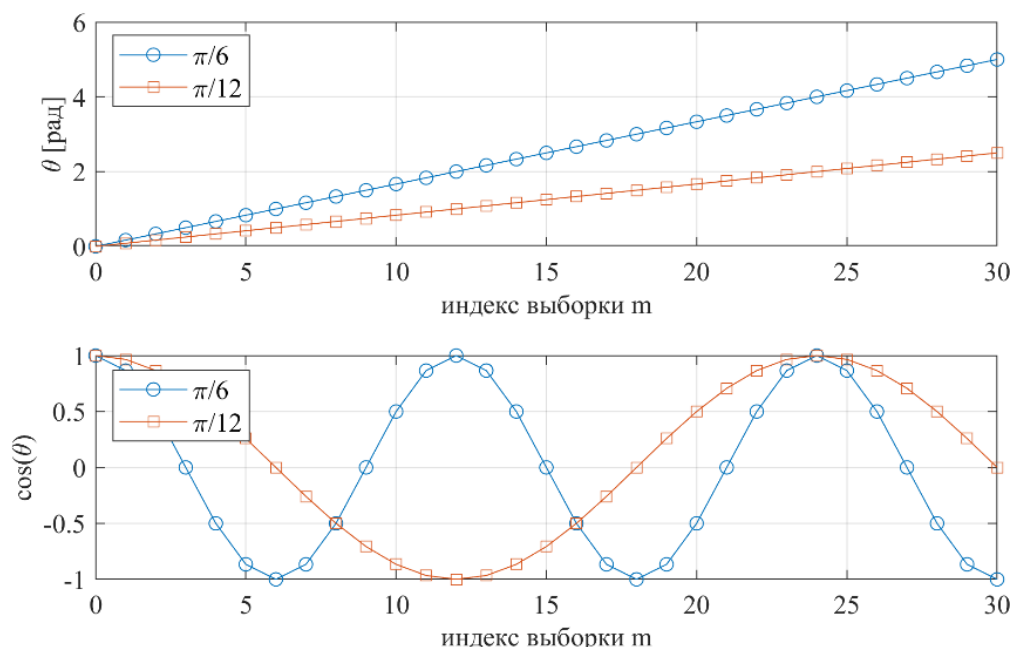


Рис. 6.18. Осциллограммы фазы и гармонического сигнала на выходе цифрового ГУН

**Скрипт 6.2. Осциллограммы фазы и гармонического сигнала на выходе цифрового ГУН при двух разных приращениях фазы**

```

clear all;
M=[0:30];
mu1=pi/6; mu2=pi/12;
theta1=zeros(1,length(M));
theta2=zeros(1,length(M));
for m=2:length(M)
    theta1(m)=theta1(m-1)+mu1;
    theta2(m)=theta2(m-1)+mu2;
end
subplot(2,1,1);
plot(M,theta1/pi,'o-'); hold on;
plot(M,theta2/pi,'s-'); grid on;
legend('\pi/6', '\pi/12','location','northwest');
ylabel('\theta [рад]'); xlabel('индекс выборки m');
subplot(2,1,2);
plot(M,cos(theta1),'o-'); hold on;
plot(M,cos(theta2),'s-'); grid on;
legend('\pi/6', '\pi/12','location','northwest');
ylabel('cos(\theta)'); xlabel('индекс выборки m');

```

Таким образом, частота сигнала  $s[m]$  на выходе цифрового ГУН может управляться численно. Зная частоту дискретизации  $f_s$  и нужную частоту генерируемого сигнала  $f_d$ , можно определить требуемый шаг приращения

$$\mu = 2\pi f_d / f_s. \quad (6.19)$$

Так, например, при  $f_s = 100$  Гц и  $f_d = 10$  Гц, получим  $\mu = 2\pi/10$ . При фиксированном  $\mu$  цифровой ГУН позволяет генерировать дискретный сигнал с нужной постоянной частотой  $f_d$ ; при этом для формирования  $s[m]$  достаточно таблицы со значениями  $\theta[m]$  в интервале  $(0, 2\pi)$ .

Вследствие необходимости постоянного слежения контуром ФАПЧ за принимаемым радиосигналом у ГУН должна быть реализована возможность динамической подстройки частоты выходного сигнала. В цифровом ГУН это обеспечивается динамическим шагом приращения фазы, когда в дискретный момент времени  $m$  значение  $\mu$  определяется двумя слагаемыми:

$$\mu[m] = \mu_q + \mu_a[m], \quad (6.20)$$

где  $\mu_q$  – фиксированное значение приращения фазы для формирования сигнала нужной начальной частоты, а  $\mu_a[m]$  – переменное значение приращения фазы для динамической подстройки частоты выходного сигнала. Значение  $\mu_a[m]$  определяется сигналом разности фаз  $v[m]$  и  $K_0[\text{рад}/B]$ :

$$\mu_a[m] = K_0 v[m]. \quad (6.21)$$

Структурная схема цифрового ГУН представлена на рис. 6.19. По умолчанию усиление цифрового ГУН равно единице  $K_0=1$  рад/В. Последовательность процедур в структурной схеме на рис. 6.19 идет справа налево и

отражает место ГУН в цепи обратной связи контура ФАПЧ. Ошибка, формируемая ФД, стремится к нулю по мере того, как частота синтезированного ГУН сигнала устремляется к частоте входного сигнала, т.е. когда два сигнала на входе ФД становятся синфазны, а сигнал на выходе ПФ при этом становится постоянным. Захватом называется состояние контура ФАПЧ, когда выходная частота ГУН становится равной частоте принимаемого радиосигнала, а сигнал разности фаз  $y(t) \approx \theta_e(t)$  устремляется к нулю; фильтрованный сигнал разности фаз  $v[m]$  и шаг приращения фазы  $\mu[m]$  становятся при этом постоянными.

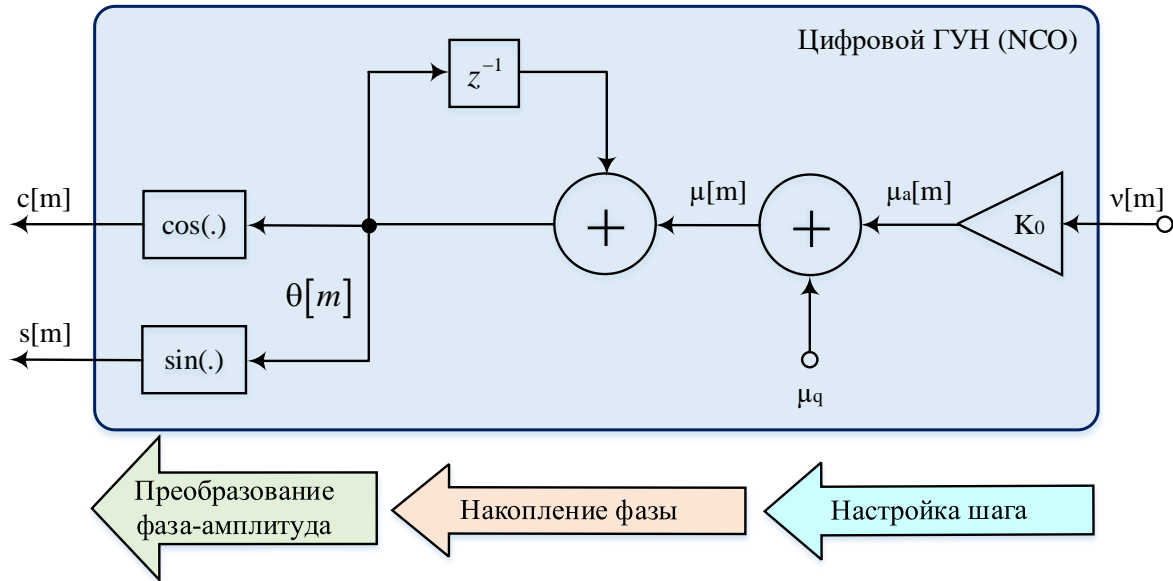


Рис. 6.19. Структурная схема цифрового ГУН

### 6.2.5. СТАТИЧЕСКИЕ И АСТАТИЧЕСКИЕ ОШИБКИ ФАПЧ

В литературе по радиоавтоматике ошибки принято разделять на статические и астатические. Ошибка называется статической, если в режиме слежения фильтрованный сигнал ошибки (управляющий сигнал ГУН)  $v(t) = \text{const}$  и отличен от нуля, и называется астатической, если  $v(t) = 0$ .

Поясним это на примере. Пусть петлевой фильтр отсутствует, тогда сигнал ошибки на выходе ФД  $e(t)$  равен сигналу фильтрованной ошибки  $v(t)$ , т.е.  $v(t) = e(t)$ . В установившемся режиме сопровождения полные фазы принятого сигнала (6.6) и сигнала на выходе ГУН (6.7) полностью совпадают, тогда при равенстве частот принимаемого радиосигнала  $f_1$  и сигнала на выходе ГУН  $f_0$  рассогласование полной фазы можно записать как:

$$\theta_e(t) = K_0 \int_0^t v(t) dt. \quad (6.22)$$

Пусть рассогласование фаз постоянно, т.е.  $\theta_e(t) = \theta_e = \text{const}$ . Продифференцировав обе части (6.22) по времени, можно выразить  $v(t)$ :

$$d\theta_e/dt = K_0 v(t) = 0 \Rightarrow v(t) = 0. \quad (6.23)$$

Если ГУН управляется непосредственно сигналом ошибки с выхода фазового детектора, то при рассогласовании по фазе входного сигнала и опорного сигнала мы получим астатическую ошибку.

Теперь рассмотрим, как поведет себя эта система, если принятый сигнал (6.6) и сигнал на выходе ГУН (6.7) отличны не только по фазе, но и по частоте, тогда при  $f_1 - f_0 = \Delta f$  рассогласование полной фазы можно записать как:

$$\Delta\omega t + \theta_e(t) = K_0 \int_0^t v(t) dt, \quad (6.24)$$

где  $\Delta\omega$  – частотное рассогласование. Продифференцировав обе части (6.24) по времени, можно выразить фильтрованный сигнал ошибки  $v(t)$ :

$$v(t) = \Delta\omega / K_0, \quad (6.25)$$

Таким образом, при частотном рассогласовании мы получим статическую ошибку: фазовый детектор показывает текущее фазовое рассогласование, при этом ГУН его компенсирует, но в следующий момент времени оно снова возникает из-за частотного набега фазы и снова фазовый детектор его фиксирует. В этом случае ГУН постоянно «накручивает» свою фазу, пытаясь скомпенсировать тот фазовый набег, который возник в результате частотного рассогласования. При статической ошибке контур все еще в состоянии вести слежение за сигналом.

Продолжая рассмотрение данного примера можно ввести квадратичный член в рассогласование полной фазы, который будет характеризовать изменение частоты во времени. В этом случае ошибка будет линейно зависеть от времени и контур (2-го порядка) не сможет отслеживать такой сигнал.

В приведенном примере астатическая ошибка была только в случае постоянного рассогласования. В этом случае говорят об астатизме первого порядка. Если контур ФАПЧ обеспечивает астатическую ошибку  $v(t)=0$  при фазовом и частотном рассогласовании, то говорят, что контур имеет второй порядок астатизма. В этом случае контур ФАПЧ отслеживает сигнал и при изменении его частоты во времени, т.е. при квадратичном члене в рассогласовании полной фазы. На практике контур ФАПЧ должен отслеживать не только постоянное фазовое рассогласование, но и частотное рассогласование, которое может медленно меняться во времени. Таким образом, нам необходим контур с порядком астатизма равный двум.

Порядок астатизма контура ФАПЧ полностью определяется порядком передаточной характеристики контура. Для обеспечения контура второго порядка астатизма необходимо, чтобы петлевой фильтр был первого порядка. Гарантировать устойчивость контура с порядком астатизма выше второго аналитически возможно только в частных случаях, поэтому контуры с порядком астатизма выше второго используются в исключительных случаях, а их построение – нетривиальная задача.



## 6.3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. МОДЕЛЬ КОНТУРА ФАПЧ

### 6.3.1. МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА

Рассмотрим особенности функционирования фазового детектора, реализованного на основе перемножителя.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель фазового детектора на основе перемножителя (рис. 6.20).

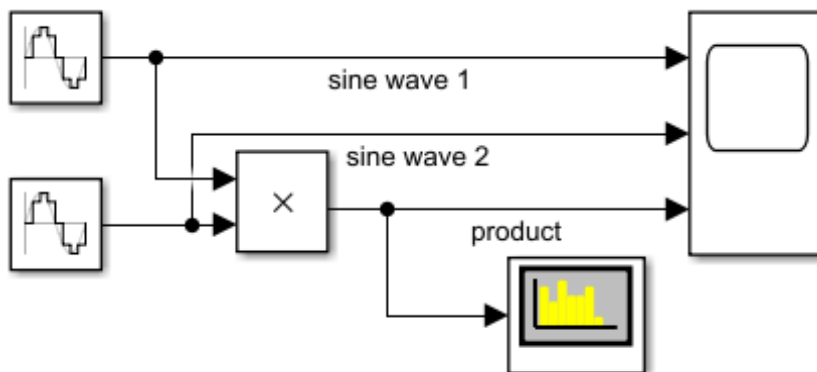


Рис. 6.20. Модель ФД на основе перемножителя

2. Добавить в модель два блока *Sine Wave* из библиотеки *Simulink / Sources* (рис. 6.21).

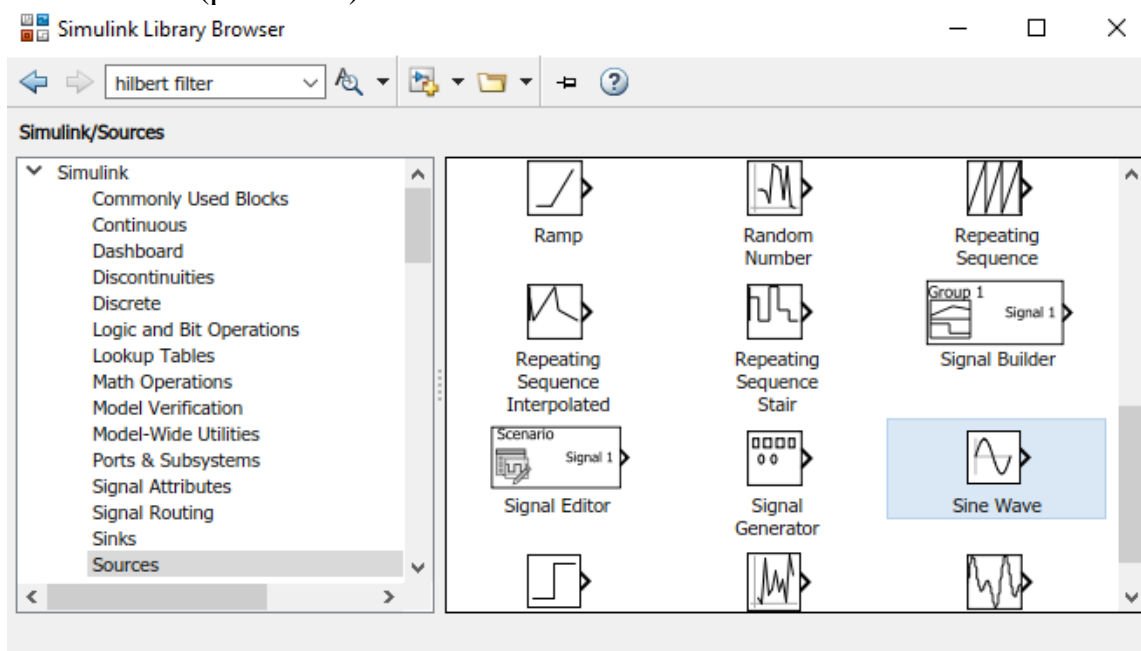


Рис. 6.21. Блок *Sine Wave* в библиотеке *Simulink / Sources*

3. Открыть параметры модели ФД в меню *File / Model Properties / Model Properties* и в открывшемся окне в разделе *Callbacks / PreLoadFcn* инициализировать частоту дискретизации  $f_s=200$  МГц (рис. 6.22).

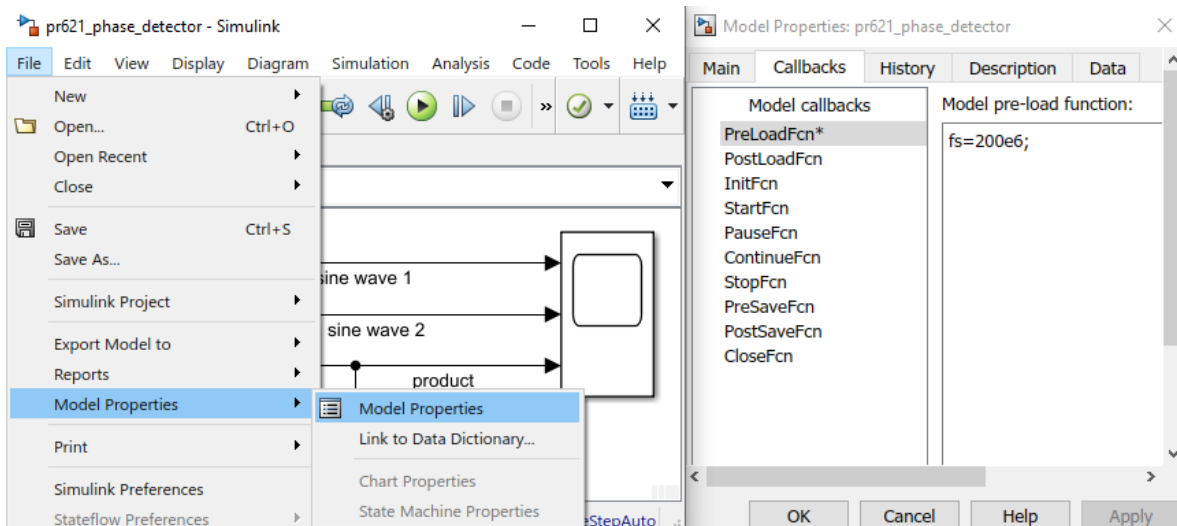


Рис. 6.22. Установка частоты дискретизации модели ФД

4. Установить параметры блоков Sine Wave согласно рис. 6.23: угловая частота  $\omega_1=2\pi f_s/20$  рад/с при  $f_s=200$  МГц соответствует частоте  $f_1=10$  МГц;  $\omega_2 = \omega_1$ . Выполнить моделирование (рис. 6.24).

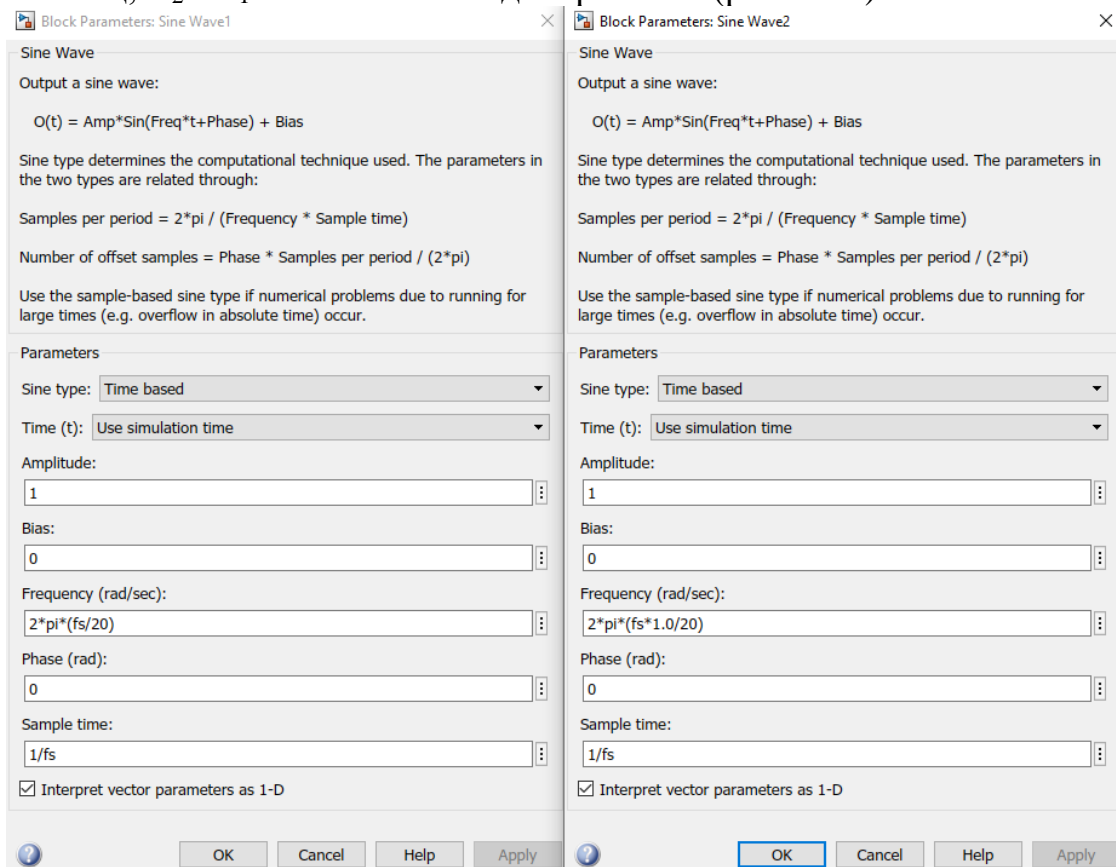


Рис. 6.23. Параметры блоков Sine Wave

5. Внести частотный сдвиг в сигнал второй синусоиды: установить  $\omega_2=2\pi f_s \cdot 1,05/20$  рад/с, что при  $f_s=200$  МГц соответствует  $f_2=10,5$  МГц; сдвиг частот  $f_2 - f_1=0,5$  МГц. Выполнить моделирование (рис. 6.25).

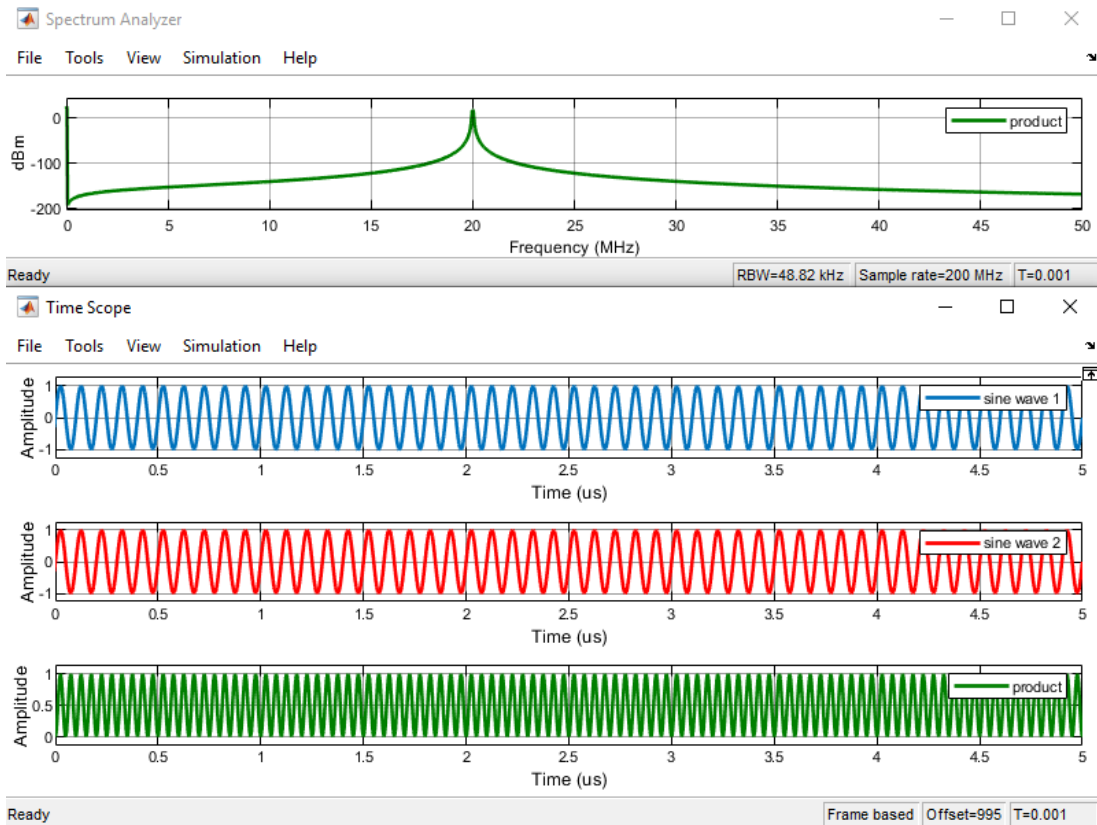


Рис. 6.24. Осциллограммы и спектры сигналов на выходе ФД при  $f_1=f_2=10$  МГц

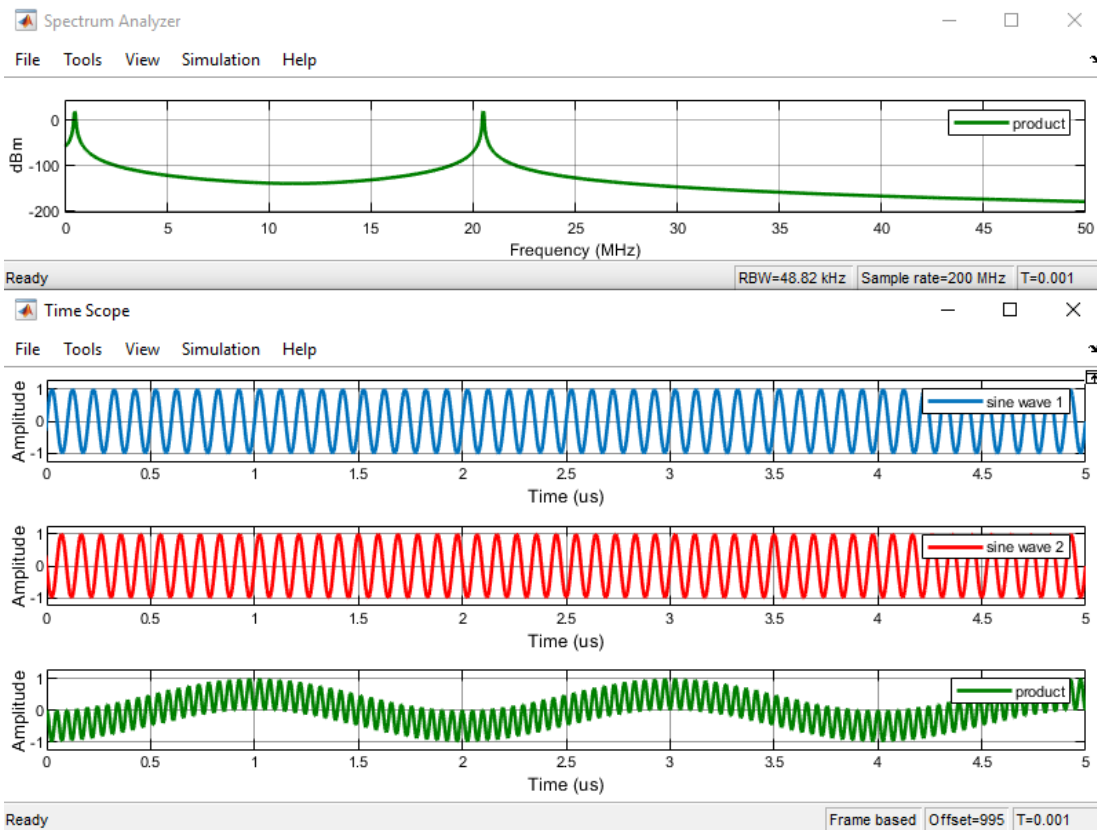


Рис. 6.25. Осциллограммы и спектры сигналов на выходе ФД при  $f_1=10$  МГц,  $f_2=10,5$  МГц

Осциллограмма и спектр сигнала на выходе фазового детектора при равенстве частот двух сигналов  $f_1=f_2=10$  МГц представлены на рис. 6.24. Анализ спектра позволяет сделать вывод о наличии двух составляющих: на нулевой частоте и на удвоенной частоте  $f_1+f_2=20$  МГц.

Осциллограмма и спектр сигнала на выходе фазового детектора при различных частотах двух сигналов  $f_1=10$  МГц,  $f_2=10,5$  МГц представлены на рис. 6.25. Анализ спектра позволяет сделать вывод о наличии двух составляющих: на разностной частоте  $f_2 - f_1=0,5$  МГц и на удвоенной частоте  $f_1+f_2=20,5$  МГц. Анализ осциллограммы на рис. 6.25 позволяет сделать вывод о её частотной модуляции разностной частотой.

6. Установить одинаковые частоты  $f_1=f_2=10$  МГц и разные фазы  $\theta_1=0$  рад и  $\theta_2=\pi/3$  рад в блоках Sine Wave. Выполнить моделирование (рис. 6.26).

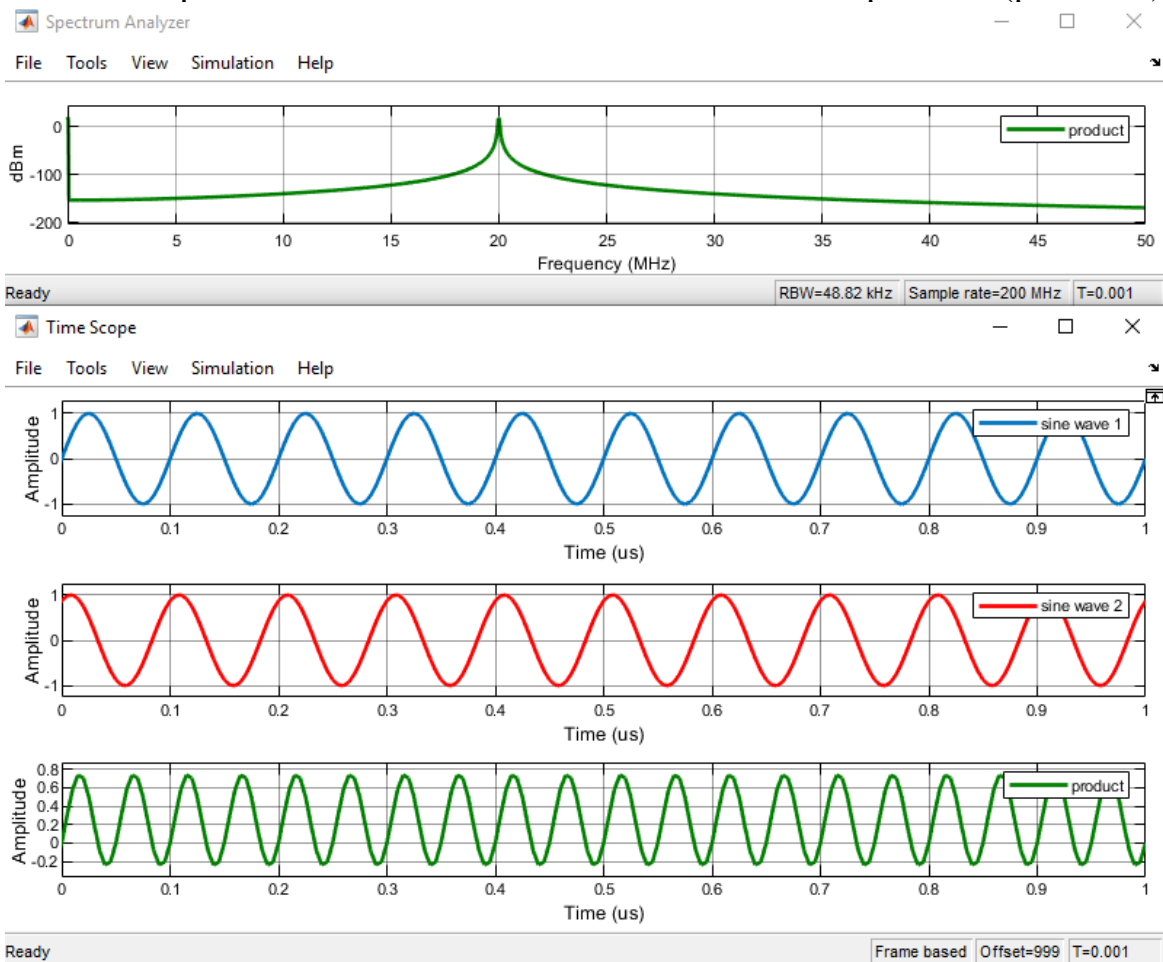


Рис. 6.26. Осциллограммы и спектры сигналов на выходе ФД при одинаковых частотах  $f_1=f_2=10$  МГц и разных фазах  $\theta_1=0$  рад и  $\theta_2=\pi/3$  рад

Анализ осциллограмм на рис. 6.26 при равенстве частот двух сигналов  $f_1=f_2=10$  МГц и различных начальных фазах  $\theta_1=0$  рад и  $\theta_2=\pi/3$  позволяет сделать вывод о смещении по амплитуде сигнала на удвоенной частоте; спектр произведения сигналов аналогичен спектру на рис. 6.24.

### 6.3.2. МОДЕЛЬ ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА

Рассмотрим особенности функционирования петлевого фильтра.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель петлевого фильтра типа 1 (рис. 6.27).

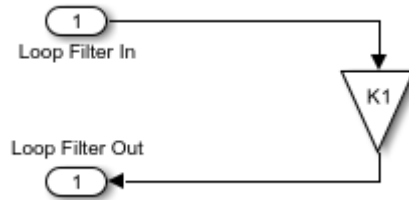


Рис. 6.27. Модель петлевого фильтра типа 1

2. Добавить в модель блок Gain (рис. 6.28), блок In (рис. 6.29) и блок Out (рис. 6.30) из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks.

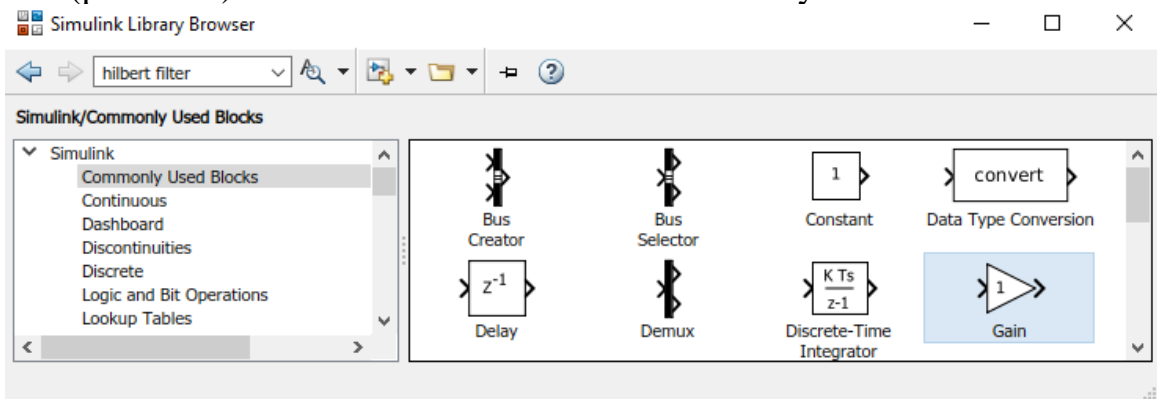


Рис. 6.28. Блок Gain в библиотеке Simulink / Commonly Used Blocks

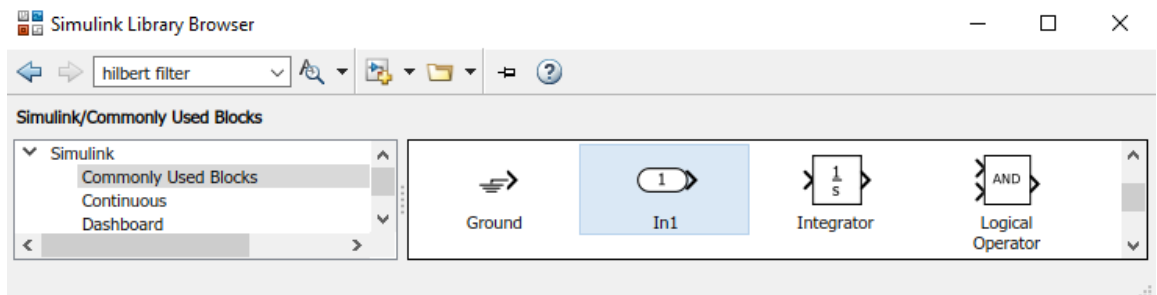


Рис. 6.29. Блок In в библиотеке Simulink / Commonly Used Blocks

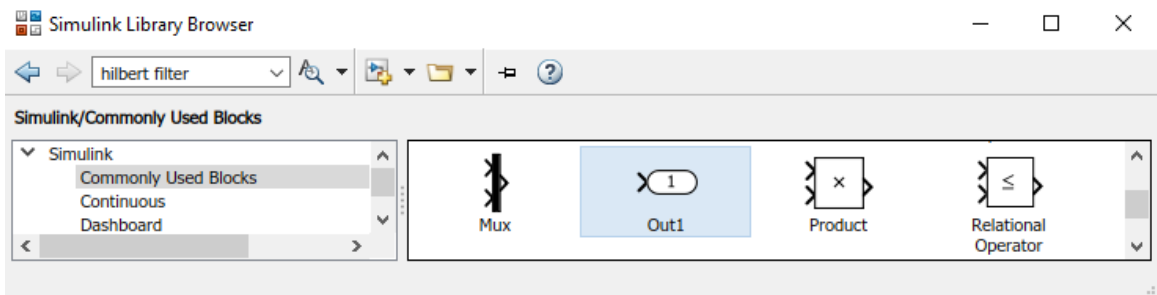


Рис. 6.30. Блок Out в библиотеке Simulink / Commonly Used Blocks

3. Указать в блоке Gain параметр усиления K1.

4. Сформировать подсистему петлевого фильтра типа 1: выделить блоки модели ПФ типа 1 на рис. 6.27 и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню *Create Subsystem From Selection*, в результате появится подсистема ПФ типа 1 (рис. 6.31).

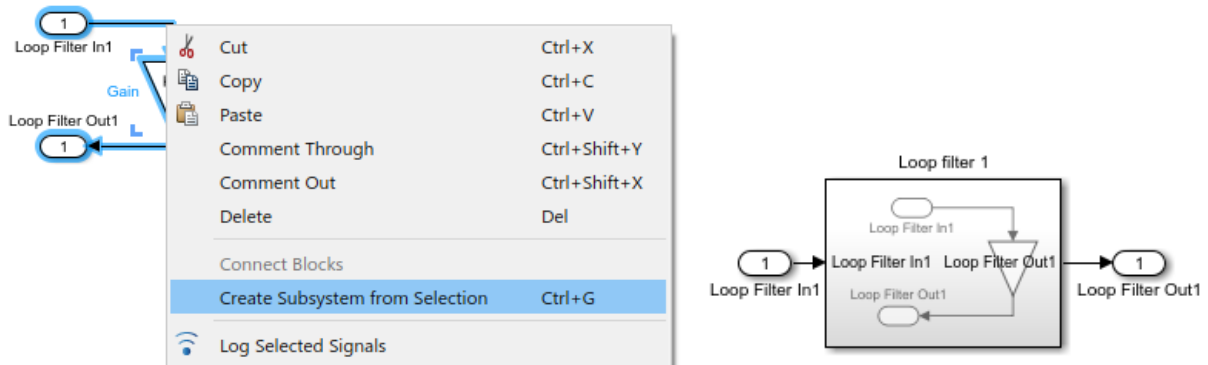


Рис. 6.31. Формирование подсистемы петлевого фильтра типа 1

5. Настроить параметры подсистемы петлевого фильтра типа 1: выделить блок подсистемы и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню *Mask / Create Mask* (рис. 6.32); в открывшемся окне *Mask Editor* перейти в закладку *Parameters & Dialog* и, используя редактор *Edit*, добавить название маскируемого параметра *K1* (proportional path) в колонке *Prompt* и указать соответствующие имя параметра *K1* в колонке *Name* (рис. 6.33)

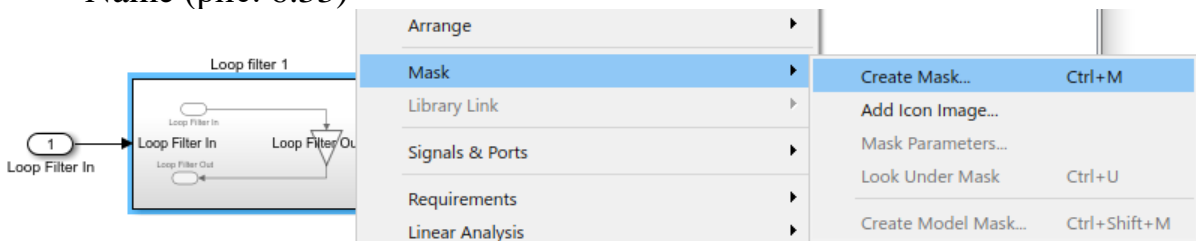


Рис. 6.32. Выбор пункта меню *Mask / Create Mask* блока петлевого фильтра типа 1

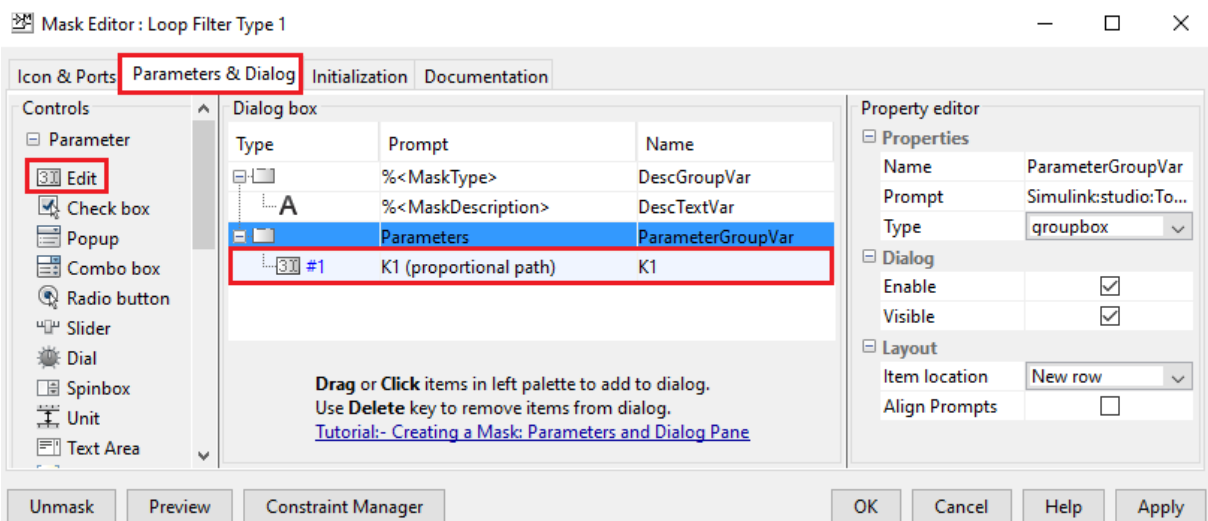


Рис. 6.33. Маскировка параметра *K1* блока петлевого фильтра типа 1

6. Создать модель петлевого фильтра типа 2 (рис. 6.34).

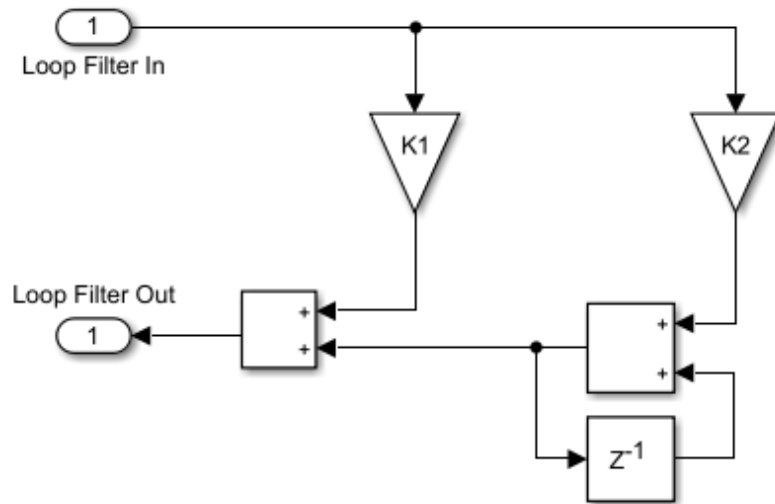


Рис. 6.34. Модель петлевого фильтра типа 2

7. Добавить в модель два блока Gain, блок In, блок Out и блок Delay из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks (рис. 6.35).

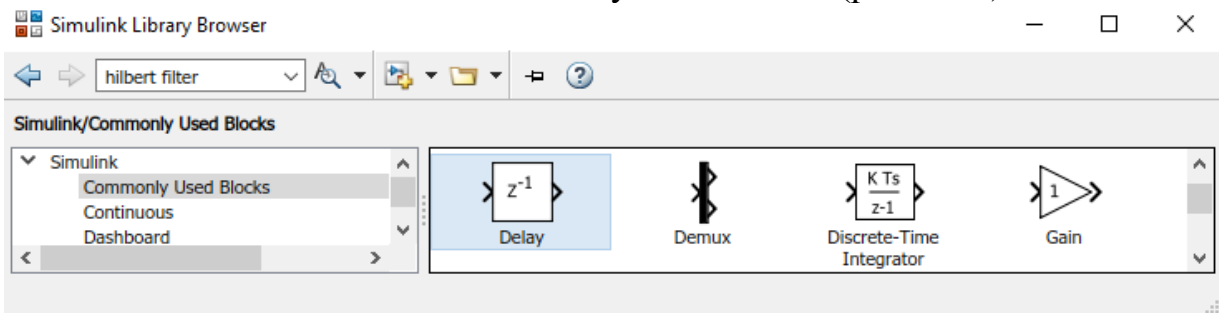


Рис. 6.35. Блок Delay в библиотеке Simulink / Commonly Used Blocks

8. Добавить в модель блок Add из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 6.36).

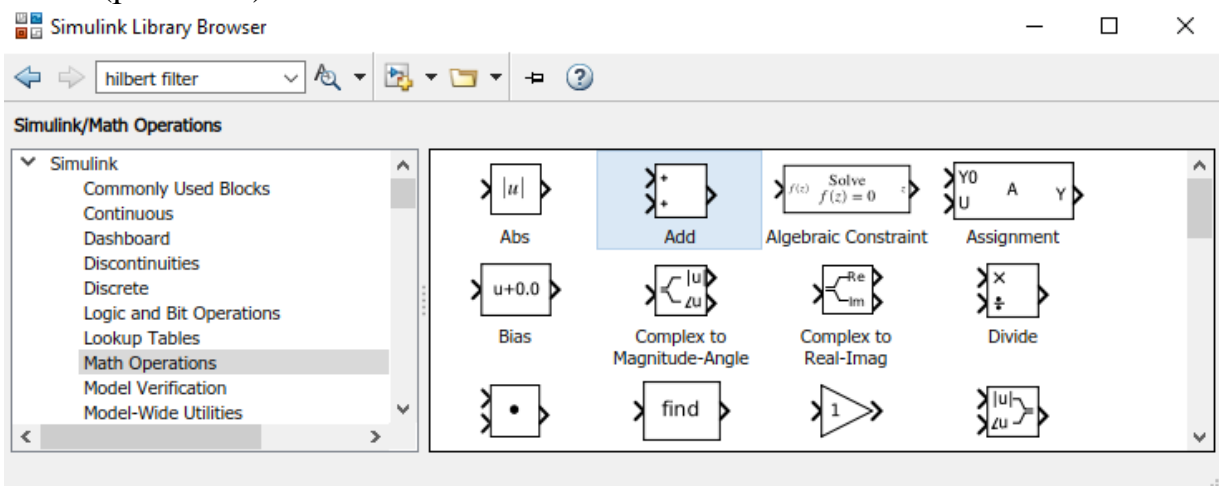


Рис. 6.36. Блок Add в библиотеке Simulink / Math Operations

9. Указать в блоках Gain параметры усиления K1 и K2 (рис. 6.34).

10. Сформировать подсистему петлевого фильтра типа 2: выделить блоки модели ПФ типа 2 на рис. 6.34 и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню *Create Subsystem From Selection*, в результате появится подсистема ПФ типа 2 (рис. 6.37).

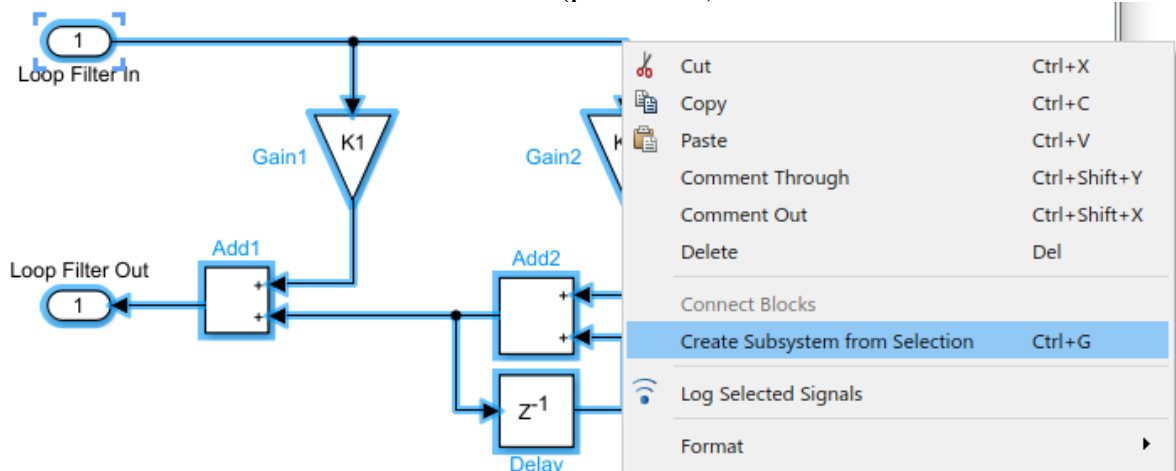


Рис. 6.37. Формирование подсистемы петлевого фильтра типа 2

11. Настроить параметры подсистемы ПФ типа 2: выделить блок подсистемы и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню *Mask / Create Mask* (рис. 6.38); в открывшемся окне *Mask Editor* перейти в закладку *Parameters & Dialog* и, используя редактор *Edit*, добавить название маскируемых параметров  $K_1$  (proportional path) и  $K_2$  (integral path) в колонке *Prompt* и указать соответствующие имена параметров в колонке *Name* (рис. 6.38)

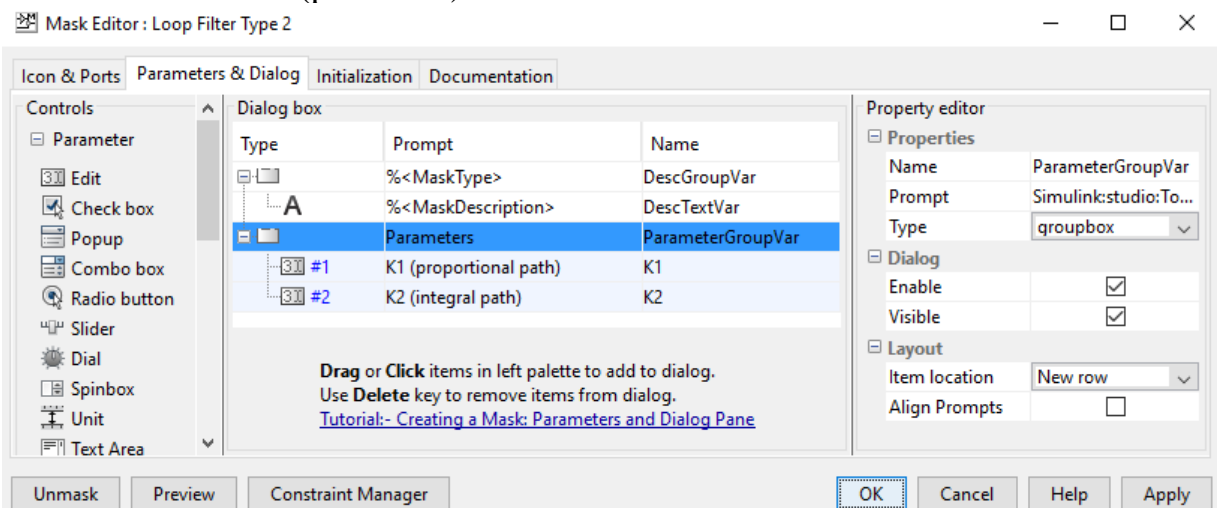


Рис. 6.38. Маскировка параметров  $K_1$  и  $K_2$  блока петлевого фильтра типа 2

12. Интегрировать подсистему ПФ типа 1 и типа 2 в модель анализа реакции петлевых фильтров на импульсное воздействие (рис. 6.39).
13. Указать замаскированные параметры петлевых фильтров в блоках сформированных подсистем: параметр  $K_1$  в ПФ типа 1 (рис. 6.40, а) и параметры  $K_1$  и  $K_2$  в ПФ типа 2 (рис. 6.40, б).



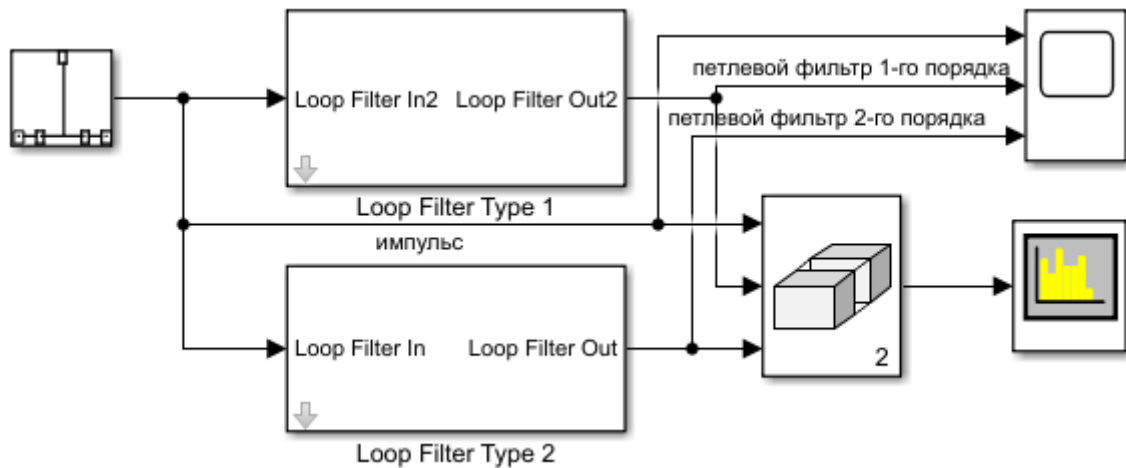
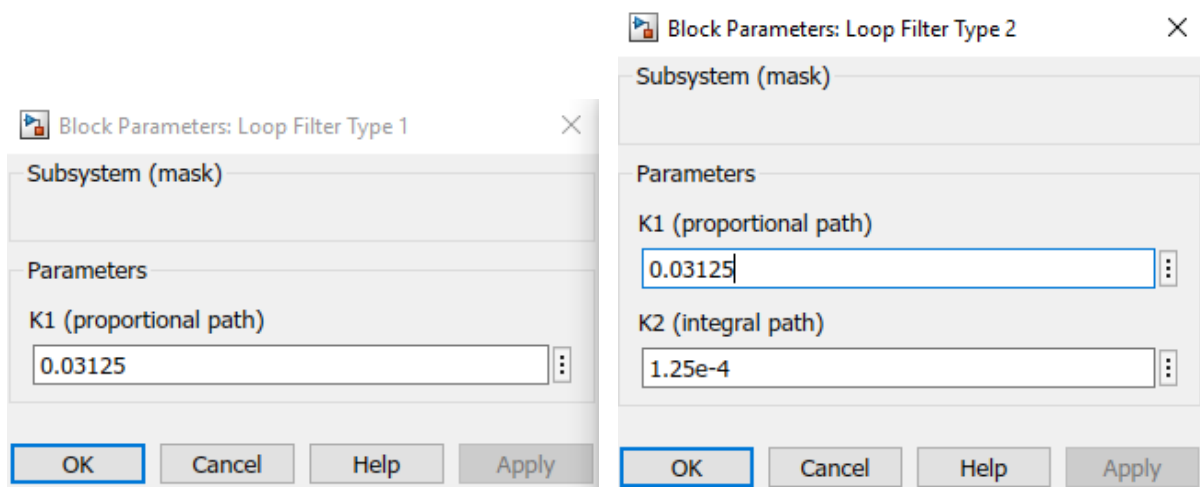


Рис. 6.39. Модель анализа реакции петлевых фильтров типа 1 и 2



а) параметр K1 ПФ типа 1

б) параметры K1 и K2 ПФ типа 2

Рис. 6.40. Параметры петлевых фильтров а) типа 1 и б) типа 2

14. Добавить в модель анализа реакции петлевых фильтров на импульсное воздействие блок Discrete Impulse из библиотеки DSP System Toolbox / Sources (рис. 6.41).

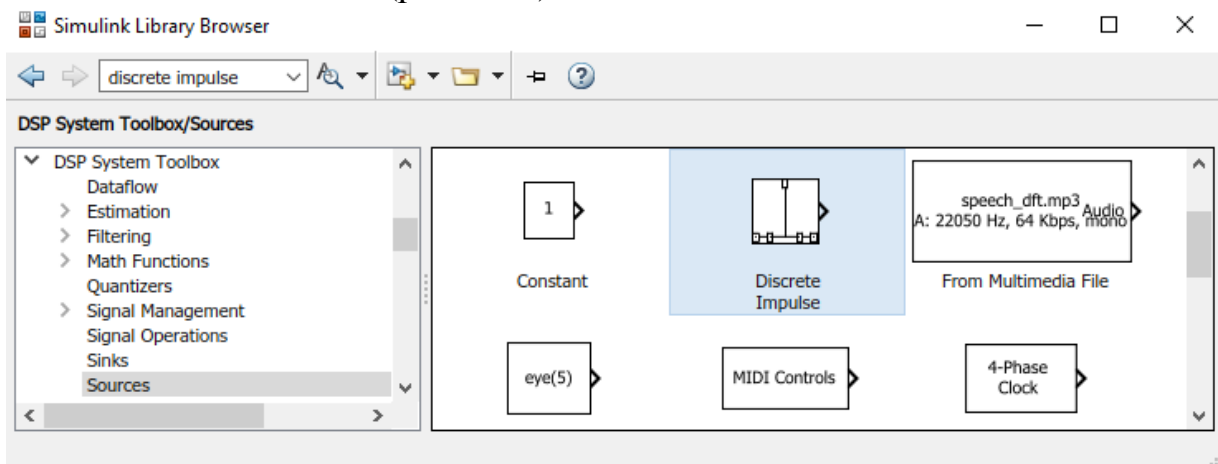


Рис. 6.41. Блок Discrete Impulse в библиотеке DSP System Toolbox / Sources

15. Добавить в модель блок Matrix Concatenate из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 6.42).

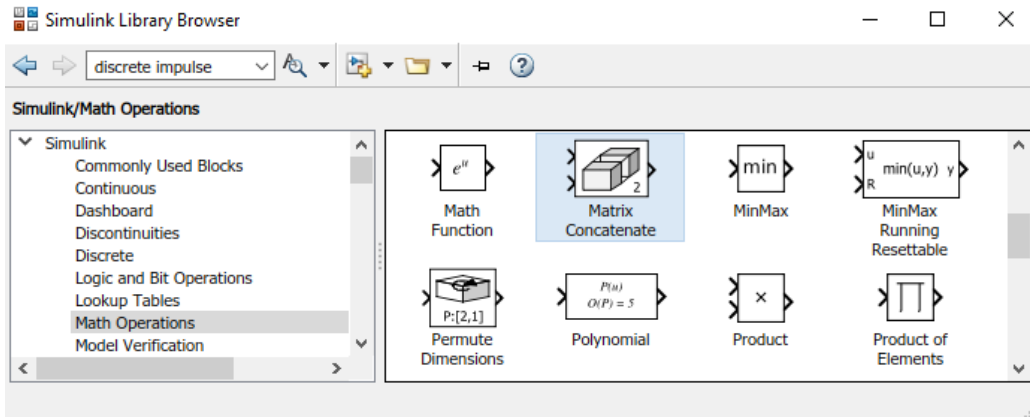


Рис. 6.42. Блок Matrix Concatenate в библиотеке Simulink / Math Operations

16. Добавить в модель блок Time Scope и Spectrum Analyzer из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks (рис. 6.43).

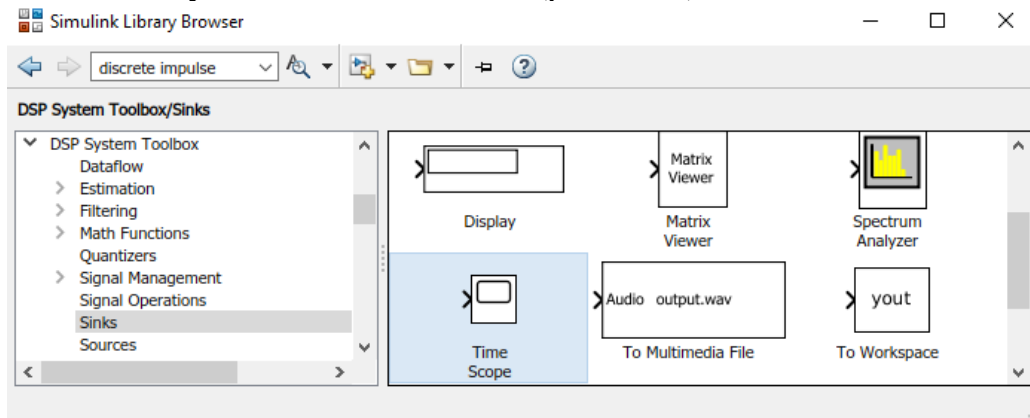


Рис. 6.43. Блоки Time Scope и Spectrum Analyzer в библиотеке DSP System Toolbox / Sinks

17. Настроить блок Time Scope для приема трех сигналов: в меню View выбрать пункт Configuration Properties и во вкладке Main открывшегося окна указать значение 3 в строке Number of input ports (рис. 6.44).

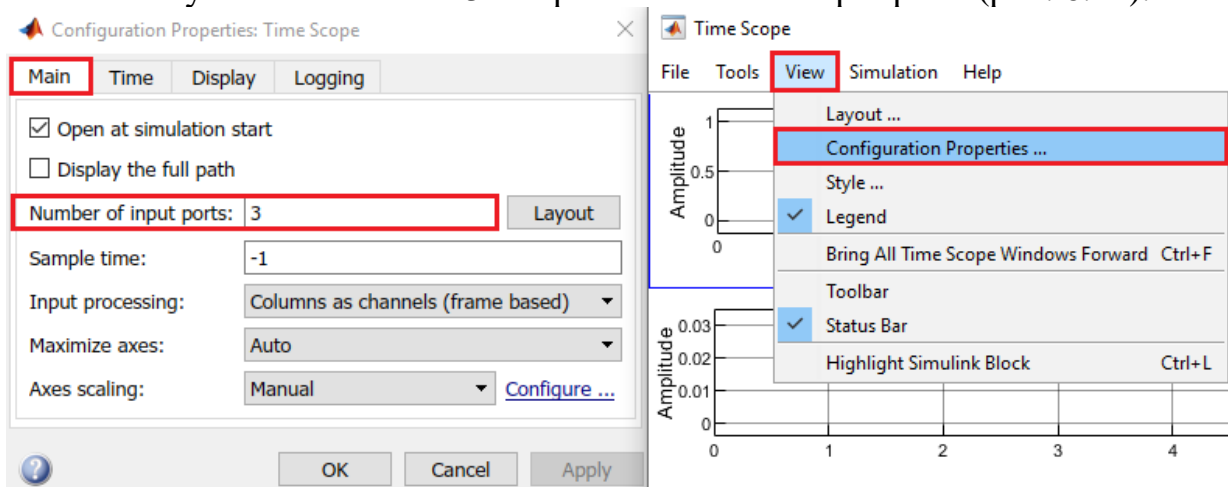


Рис. 6.44. Настройка блока Time Scope для трех входных сигналов

18. Открыть параметры модели ПФ в меню File / Model Properties / Model Properties и в открывшемся окне в разделе Callbacks / PreLoadFcn инициализировать частоту дискретизации  $f_s=100$  МГц (рис. 6.45).

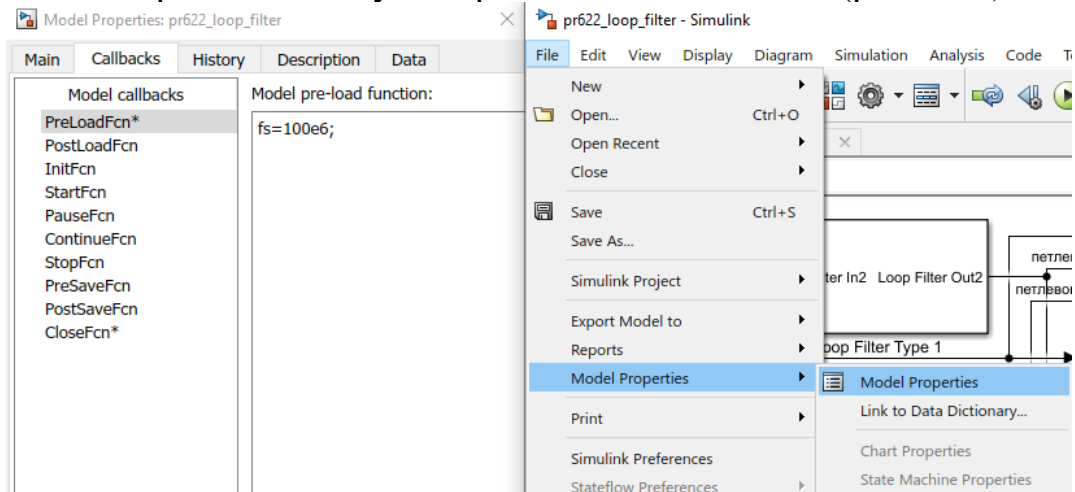


Рис. 6.45. Установка частоты дискретизации модели ПФ

19. Установить параметры блока Discrete Impulse (рис. 6.46).

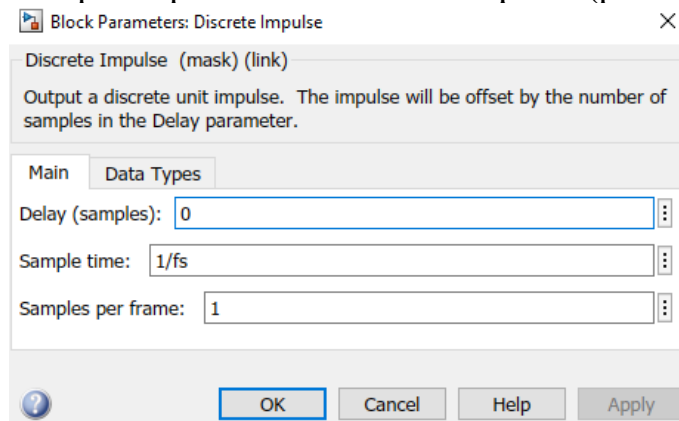


Рис. 6.46. Параметры блока Discrete Impulse

20. Установить время моделирования  $1000/f_s$ , выполнить моделирование и получить частотный отклик ПФ на единичный импульс (рис. 6.47).

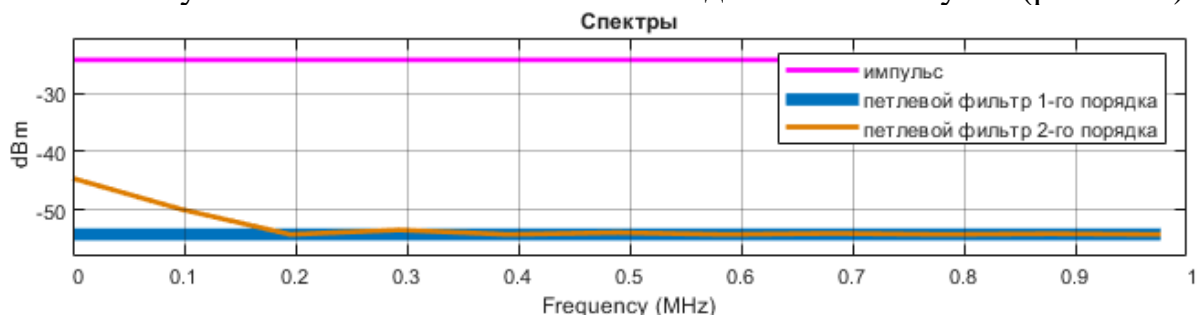


Рис. 6.47. Частотные характеристика петлевых фильтров 1-го и 2-го порядков

Анализ спектров на рис. 6.47, позволяет сделать следующие выводы: петлевой фильтр 1-го порядка подавляет все частотные компоненты, а петлевой фильтр 2-го порядка пропускает компоненты вблизи нулевой частоты.

### 6.3.3. МОДЕЛЬ ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА И ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА

Рассмотрим особенности функционирования фазового детектора с петлевым фильтром 2-го порядка.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель фазового детектора с ПФ 2-го порядка (рис. 6.48); указать  $f_s=100$  МГц и время моделирования  $\text{time\_span}=32$  мкс; параметры ПФ 2-го порядка:  $K_1=0,03125$ ,  $K_2=1,25e-4$ .

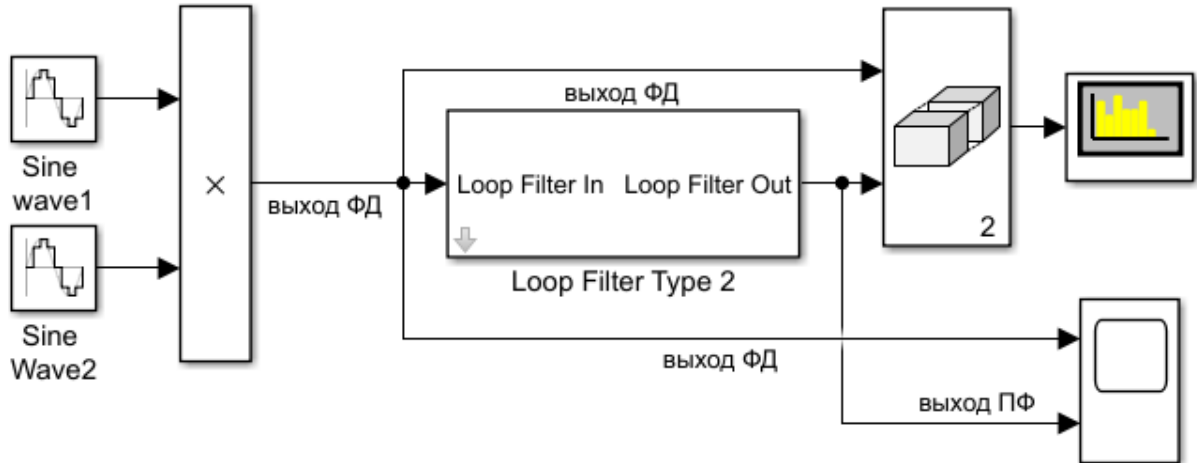


Рис. 6.48. Модель фазового детектора с петлевым фильтром 2-го порядка

2. Установить параметры блоков Sine Wave:  $\omega_1 = \omega_2 = 2\pi f_s / 20$  рад/с ( $f_1 = f_2 = 5$  МГц). Выполнить моделирование (рис. 6.49).

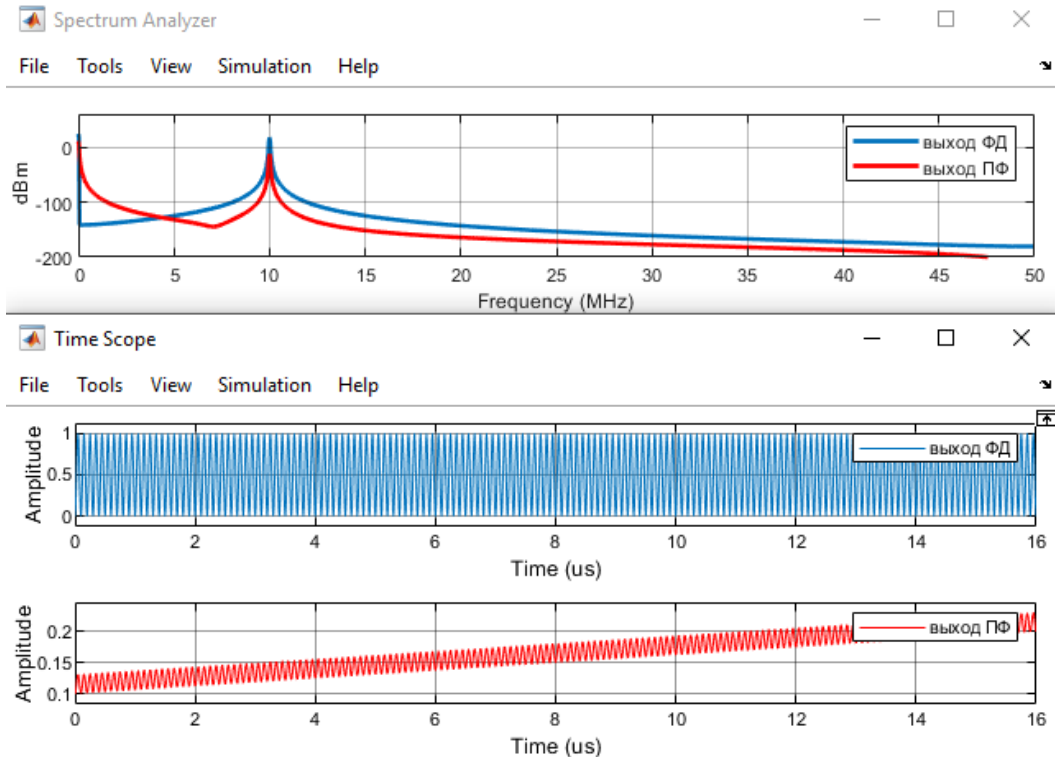


Рис. 6.49. Осциллограмма и спектр сигнала на выходе ФД и ПФ при  $f_1=f_2=5$  МГц

3. Установить параметры блоков Sine Wave:  $\omega_1=2\pi f_s/20$  рад/с ( $f_1=5$  МГц);  $\omega_2=2\pi f_s \cdot 1,1/20$  рад/с ( $f_2=5,5$  МГц). Выполнить моделирование (рис. 6.50).

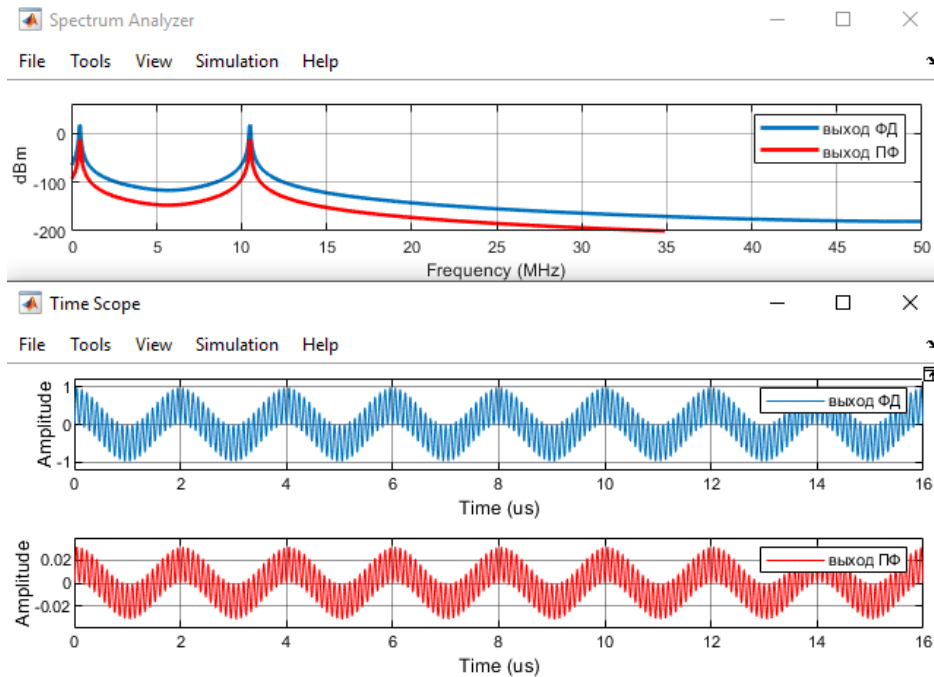


Рис. 6.50. Осциллограмма и спектр сигнала на выходе ФД и ПФ при  $f_1=5$  МГц,  $f_2=5,5$  МГц

4. Установить параметры блоков Sine Wave:  $\omega_1= \omega_2=2\pi f_s/20$  рад/с ( $f_1=f_2=5$  МГц);  $\theta_1=0$  рад и  $\theta_2=\pi/3$  рад. Выполнить моделирование (рис. 6.51).

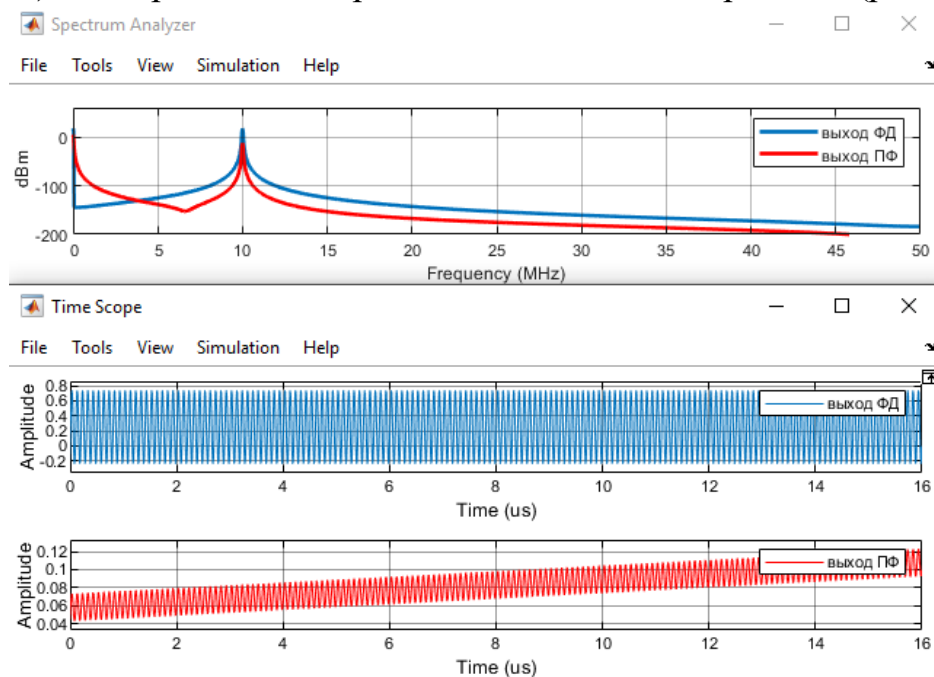


Рис. 6.51. Осциллограмма и спектр сигнала на выходе ФД и ПФ при  $f_1=f_2=5$  МГц и  $\theta_1=0$  рад и  $\theta_2=\pi/3$  рад

Анализ осциллограмм и спектров позволяет сделать вывод о том, что ПФ существенно ослабляет ВЧ компоненту на выходе ФД.

### 6.3.4. МОДЕЛЬ КОНТУРА ФАПЧ

Рассмотрим функционирование контура ФАПЧ 2-го порядка.

**УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:**

1. Создать модель контура ФАПЧ 2-го порядка (рис. 6.52) и инициализировать  $f_s=100$  МГц и время моделирования  $\text{sim time}=320$  мкс.

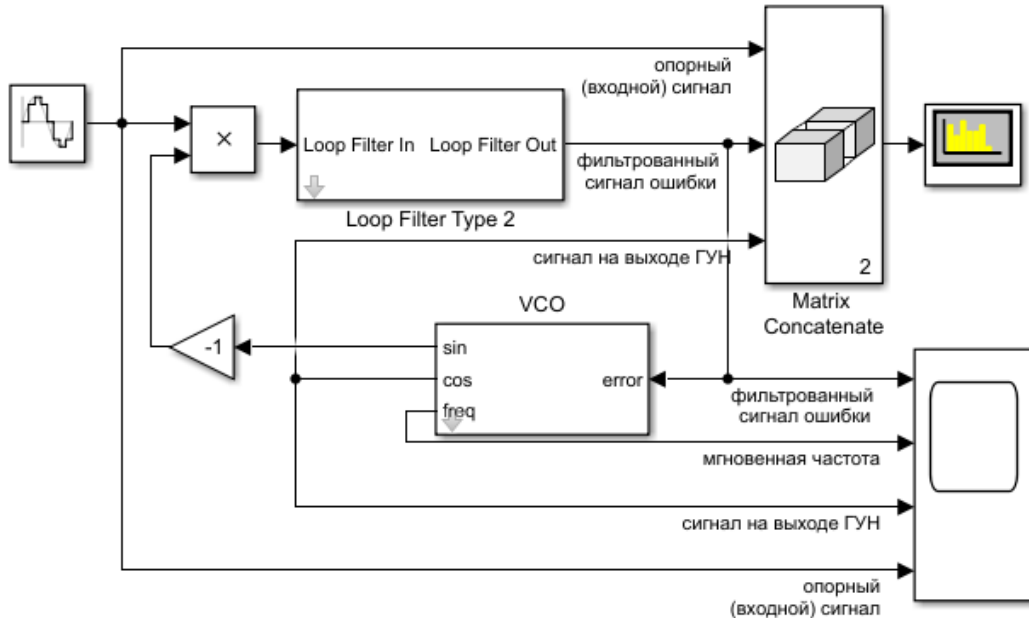


Рис. 6.52. Модель контура ФАПЧ 2-го порядка

2. Добавить в модель контура ФАПЧ 2-го порядка подсистему ПФ типа 2 и указать  $K_1=0,03125$ ,  $K_2=1,25e-4$ .
3. Сформировать подсистему ГУН/VCO (рис. 6.53).

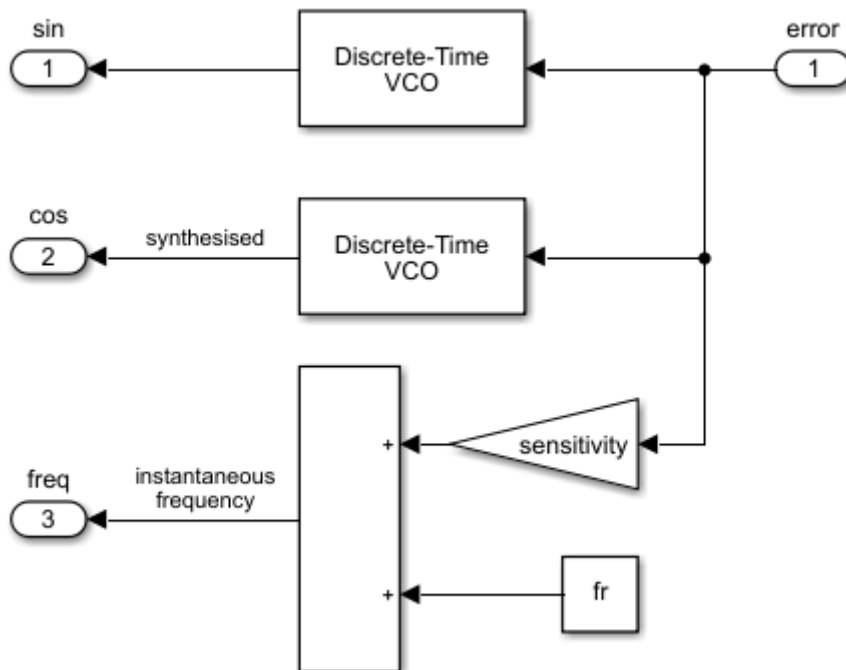


Рис. 6.53. Подсистема ГУН

4. Добавить в подсистему ГУН 2 блока Discrete-Time VCO из библиотеки Communication Toolbox / Synchronization / Components (рис. 6.54).

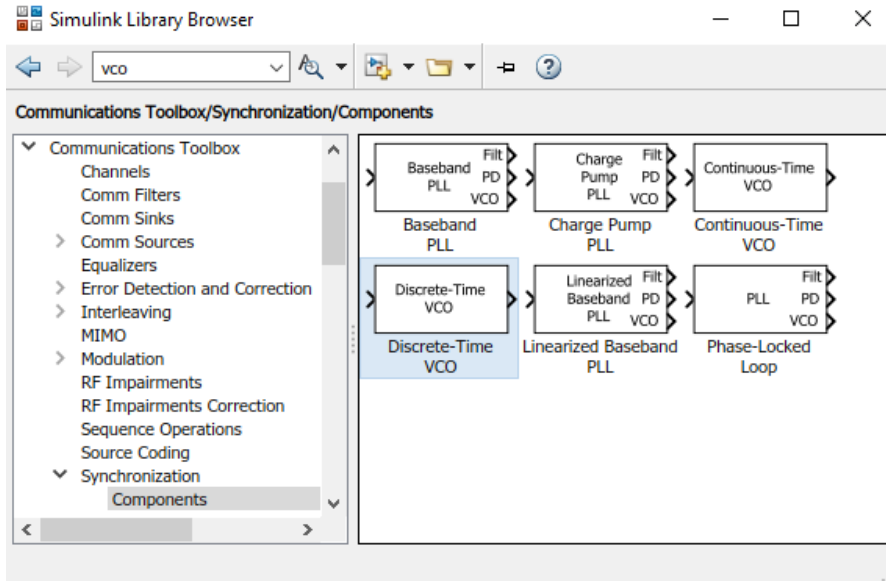
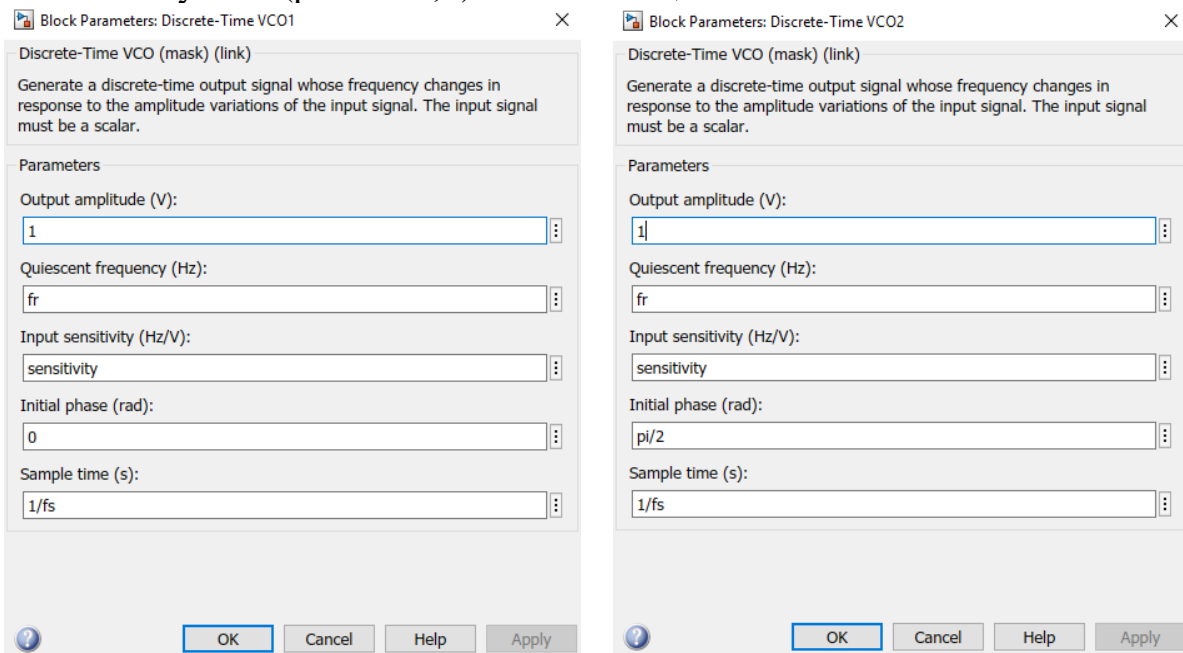


Рис. 6.54. Блок Discrete-Time VCO в библиотеке Communication Toolbox / Synchronization / Components

5. Установить параметры частоты покоя ( $f_r$ ) и чувствительности (sensitivity) в блоках Discrete-Time VCO для синусной (рис. 6.55,а) и косинусной (рис. 6.55,б) составляющей.



а) составляющая  $\sin(\cdot)$

б) составляющая  $\cos(\cdot)$

Рис. 6.55. Параметры блоков Discrete-Time VCO

6. Добавить в ГУН блок Gain для чувствительности (sensitivity), Constant для частоты ( $f_r$ ), блок In для входного сигнала ошибки (error), три блока Out для выходных сигналов (sin, cos, freq) и блок Add.

7. Указать в блоке Gain параметр чувствительности (sensitivity), а в блоке Constant параметр частоты (fr).
8. Сформировать подсистему ГУН: выделить блоки модели ГУН на рис. 6.51 и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню Create Subsystem From Selection.
9. Настроить параметры подсистемы ГУН: выделить блок подсистемы ГУН (VCO) и нажатием правой кнопки мыши выбрать пункт меню Mask / Create Mask; в открывшемся окне Mask Editor перейти в закладку Parameters & Dialog и, используя редактор Edit, добавить название маскируемых параметров частоты (fr) и чувствительности (sensitivity) в колонке Prompt и указать соответствующие имена параметров в колонке Name (рис. 6.56)

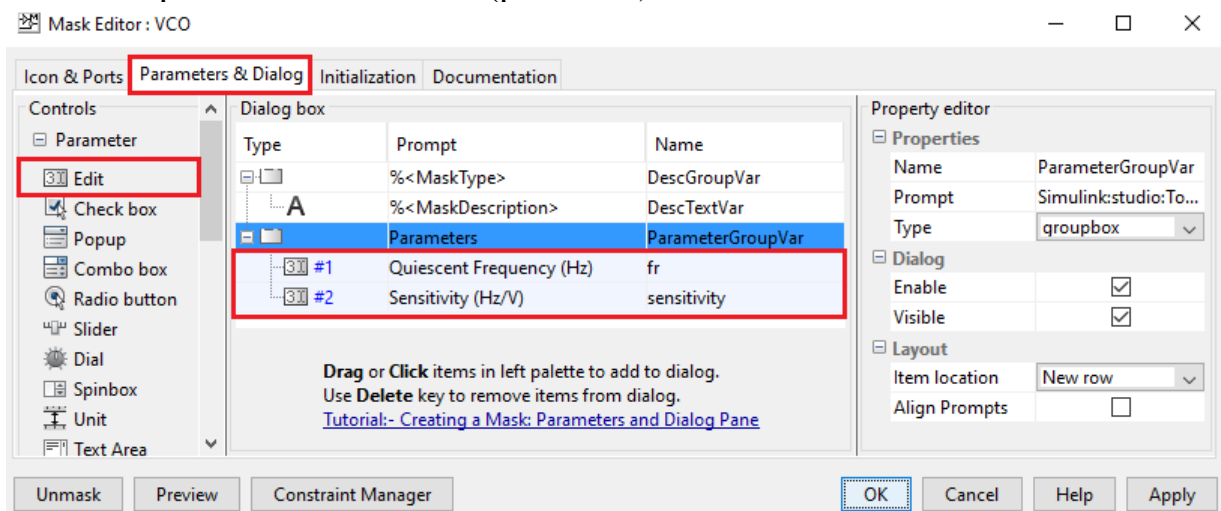


Рис. 6.56. Маскировка параметров K1 и K2 подсистемы ГУН

10. Интегрировать подсистему ГУН в модель контура ФАПЧ 2-го порядка.
11. Указать замаскированные параметры подсистемы ГУН (рис. 6.57).

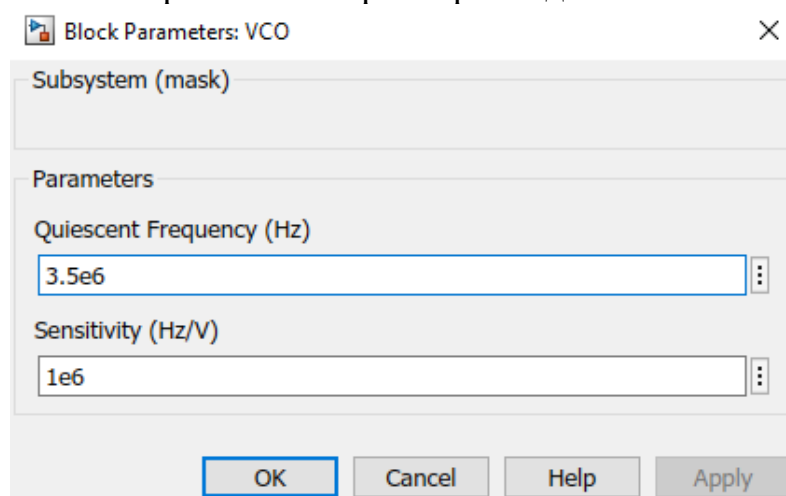


Рис. 6.57. Параметры подсистемы ГУН



12. Добавить в модель блок Sine Wave из библиотеки Simulink / Sources, указать его параметры (рис. 6.58) и выполнить моделирование.

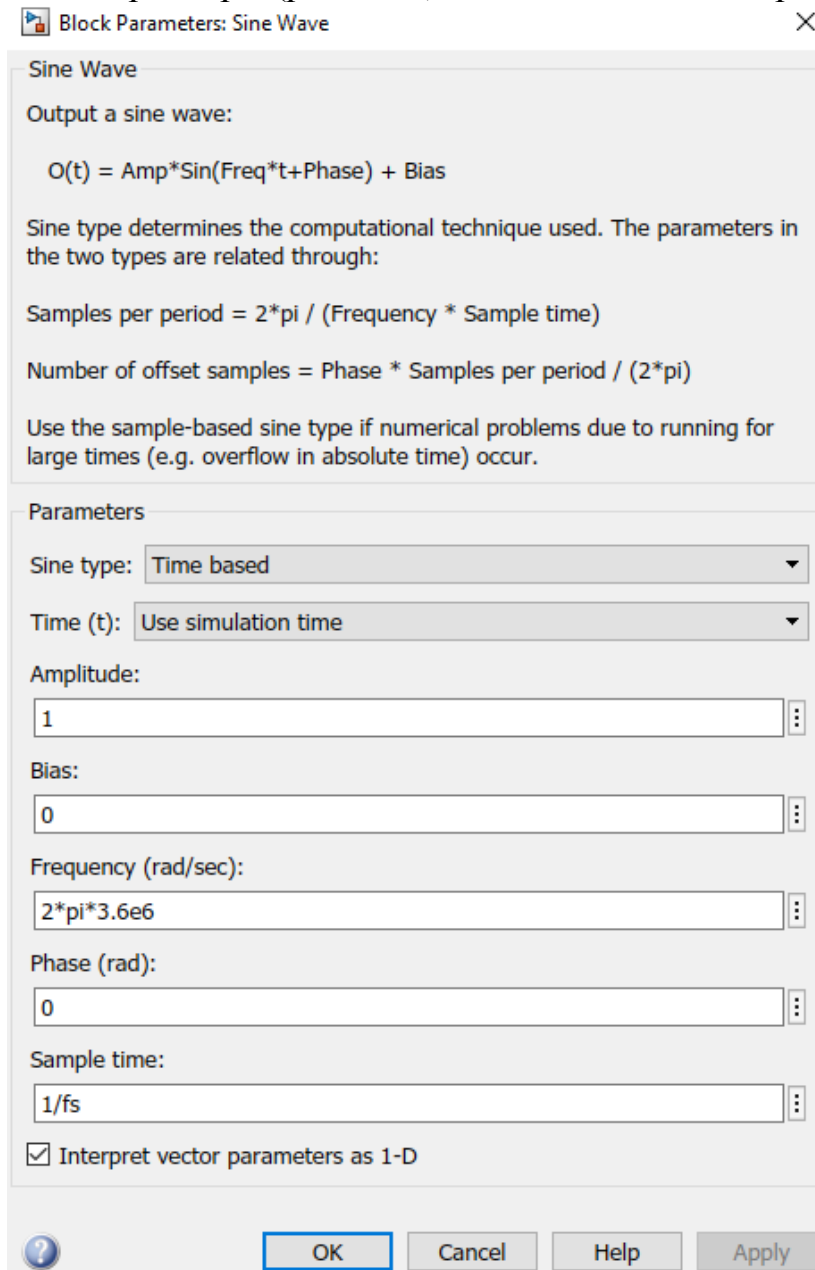


Рис. 6.58. Параметры блока Sine Wave

Рассмотрим функционирование контура ФАПЧ 2-го порядка при слежении за принимаемым гармоническим радиосигналом с частотой  $f_d=3,6$  МГц (рис. 6.58).

Пусть начальная частота настройки ГУН равна  $f_0=3,5$  МГц, а чувствительность  $K_0=1$  МГц/В (указаны в блоке подсистемы ГУН/VCO на рис. 6.57).

На рис. 6.59 представлены осциллограммы и спектры опорного (входного) сигнала  $f_d=3,6$  МГц, фильтрованного сигнала ошибки и сигнала на выходе ГУН, иллюстрирующие подстройку и захват частоты радиосигнала.

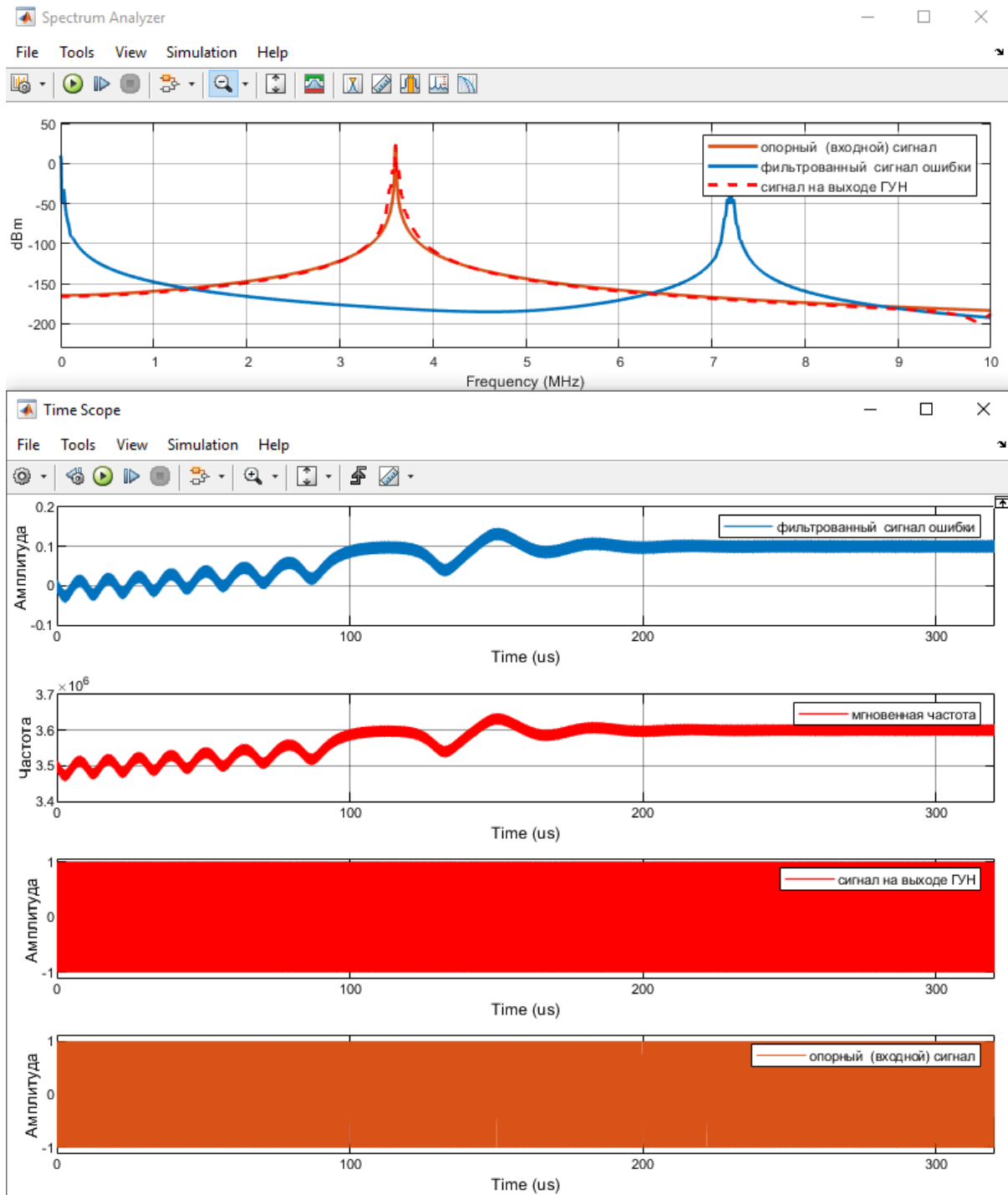


Рис. 6.59. Осциллограммы и спектры опорного (входного) сигнала с  $f_d=3,6$  МГц, фильтрованного и сигнала ошибки и сигнала на выходе ГУН

Из графиков осциллограмм фильтрованного сигнала ошибки, мгновенной частоты, сигнала на выходе ГУН и опорного радиосигнала следует, что для достижения захвата, когда частота сигнала на выходе ГУН от начального значения  $f_0=3,5$  МГц перестраивается и становится равной частоте принимаемого радиосигнала  $f_d=3,6$  МГц ФАПЧ необходимо время порядка 200 мкс.

На рис. 6.60 представлены осциллограммы, иллюстрирующие подстройку и захват частоты принимаемого радиосигнала в увеличенном масштабе: интервале времени 140–145 мкс наблюдается расхождение по фазе между сигналом на выходе ГУН и входным сигналом (рис. 6.60,а); после захвата на интервале 200–205 мкс расхождения по фазе уже нет (рис. 6.60,б).

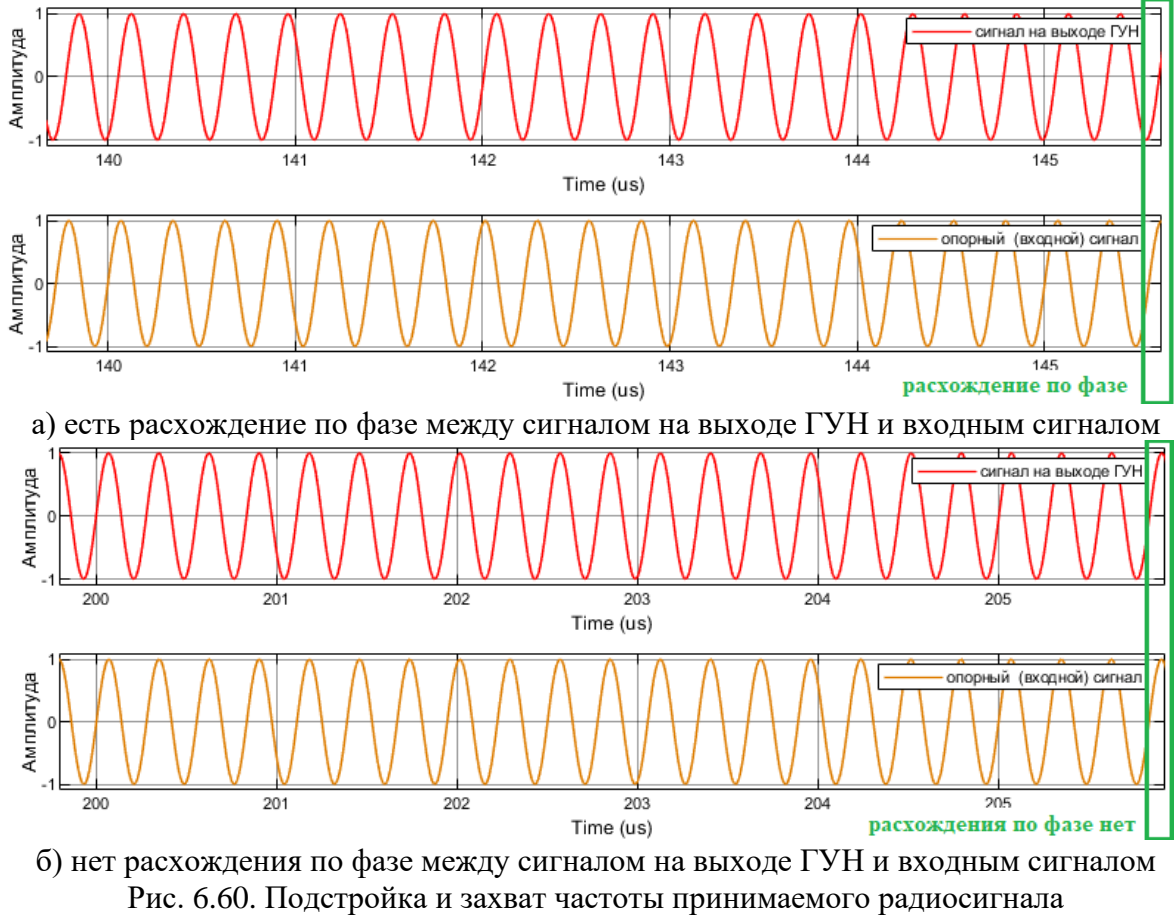


Рис. 6.60. Подстройка и захват частоты принимаемого радиосигнала

На рис. 6.61 представлены осциллограммы подстройки и захвата частоты принимаемого радиосигнала при частоте входного сигнала  $f_d=3,65$  МГц и начальной частоте ГУН  $f_0=3,5$  МГц. Из сравнения рис 6.59 и рис. 6.61 следует, что при увеличении разности  $f_d$  и  $f_0$  время захвата увеличивается.

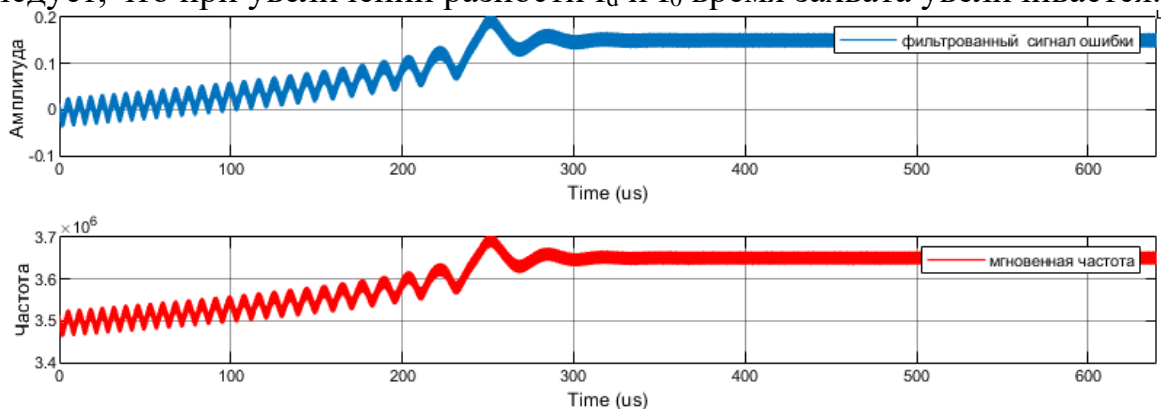


Рис. 6.61. Иллюстрация времени захвата при  $f_d=3,65$  МГц и  $f_0=3,5$  МГц

## 6.4. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ КОНТУРА ФАПЧ

### 6.4.1. ЛИНЕАРИЗОВАННАЯ МОДЕЛЬ КОНТУРА ФАПЧ

Рассмотрим особенности функционирования линейризованной модели контура ФАПЧ (рис. 6.62).

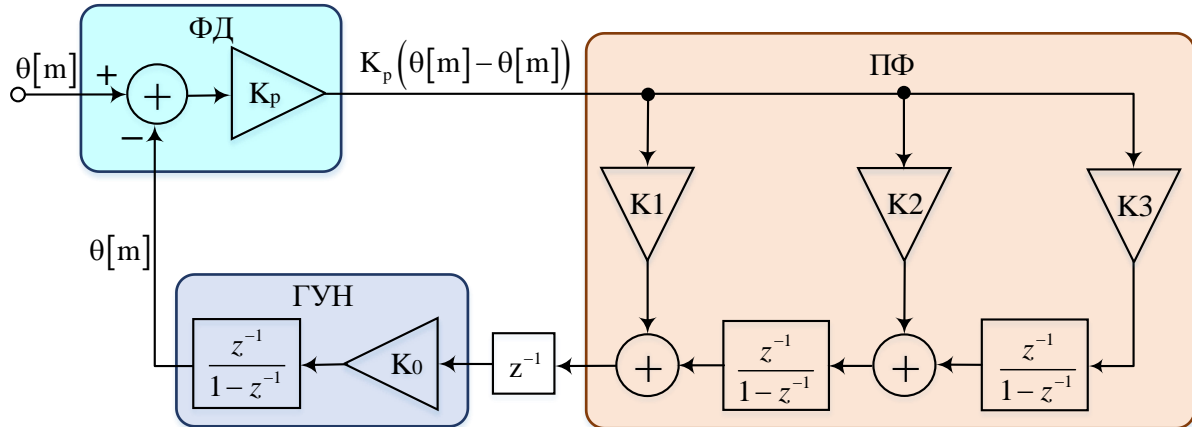


Рис. 6.62. Линейризованная модель контура ФАПЧ

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель контура ФАПЧ в Simulink (рис. 6.63).

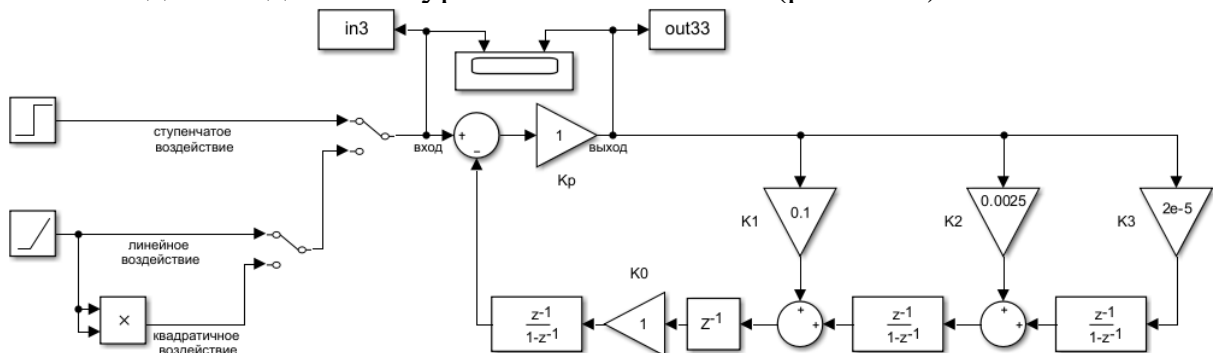


Рис. 6.63. Линейризованная модель контура ФАПЧ в Simulink

1. Добавить блоки To Workspace из библиотеки Simulink / Sinks (рис. 6.64).

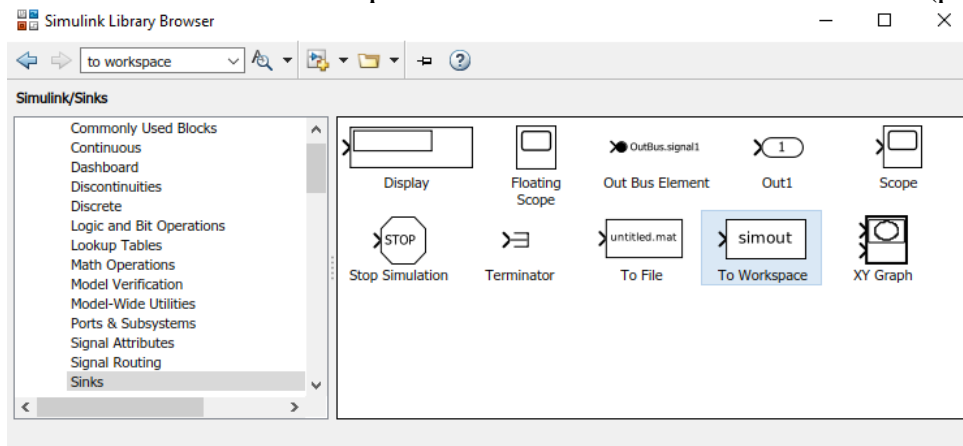


Рис. 6.64. Блок To Workspace в библиотеке Simulink / Sinks

2. Добавить блоки Step и Ramp из библиотеки Simulink / Sources (рис. 6.65).

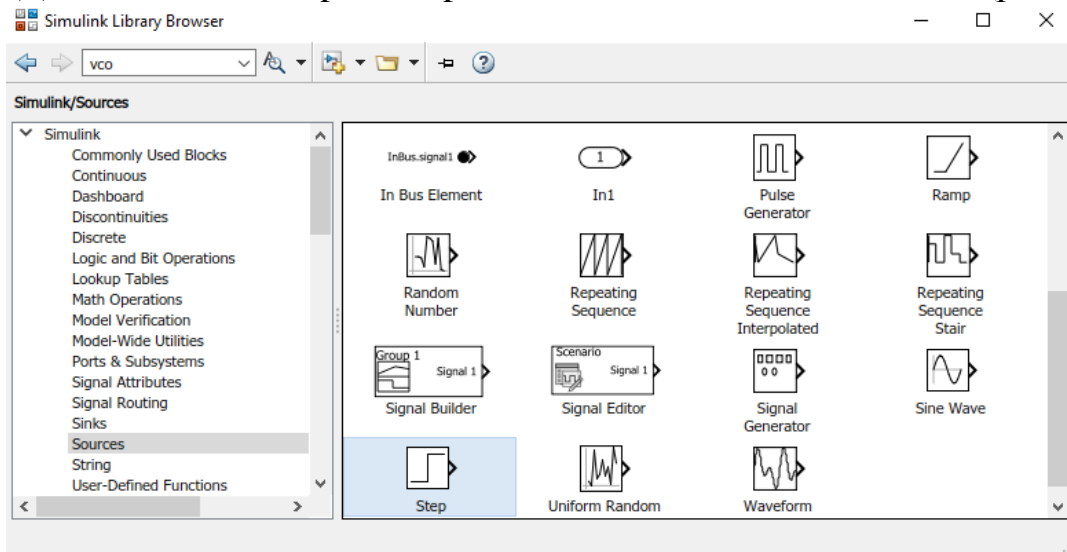


Рис. 6.65. Блоки Step и Ramp в библиотеке Simulink / Sources

3. Добавить блоки Delay, Gain, Product, Scope и Sum из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks (рис. 6.66).

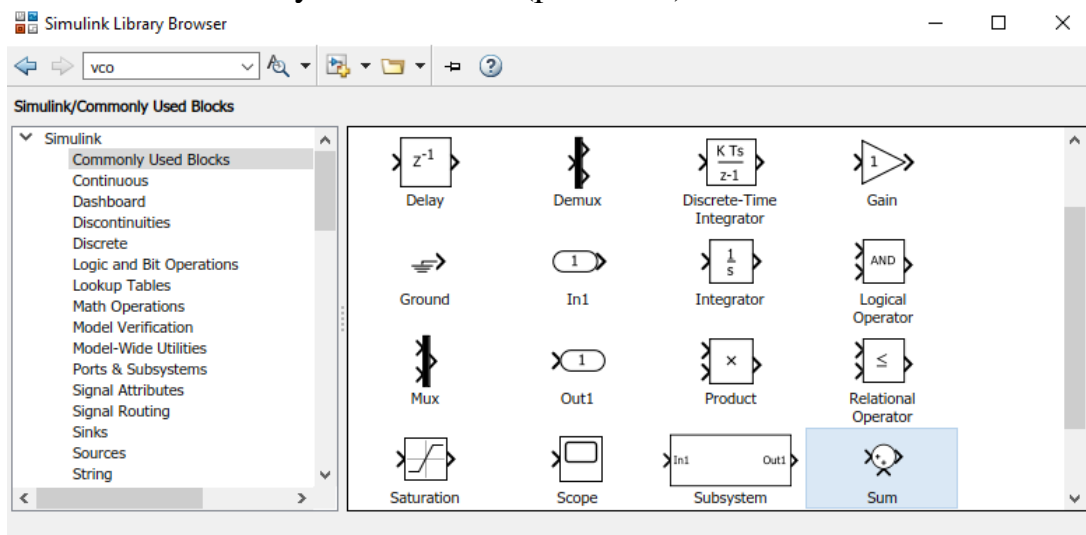


Рис. 6.66. Блоки Delay, Gain, Product, Scope и Sum в Simulink / Commonly Used Blocks

4. Добавить блоки Discrete Filter из библиотеки Simulink / Discrete (рис. 6.67).

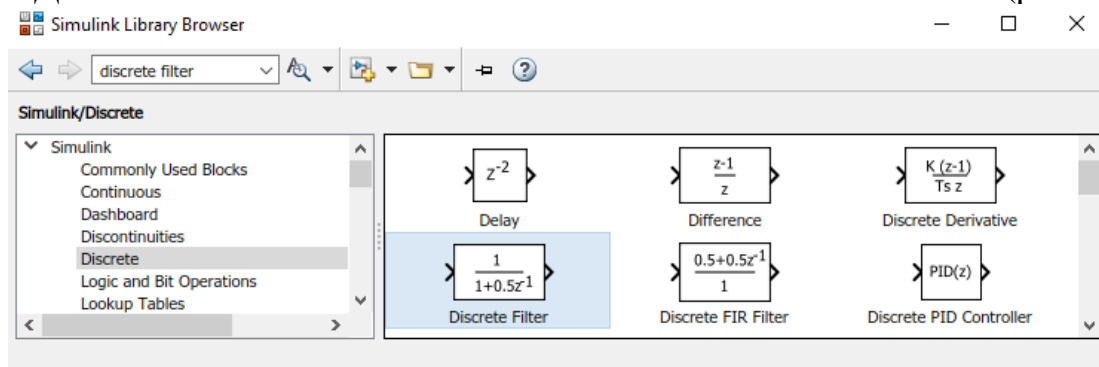


Рис. 6.67. Блок Discrete Filter в библиотеке Simulink / Discrete

5. Добавить блоки Switch из библиотеки Simulink / Signal Routing (рис. 6.68).

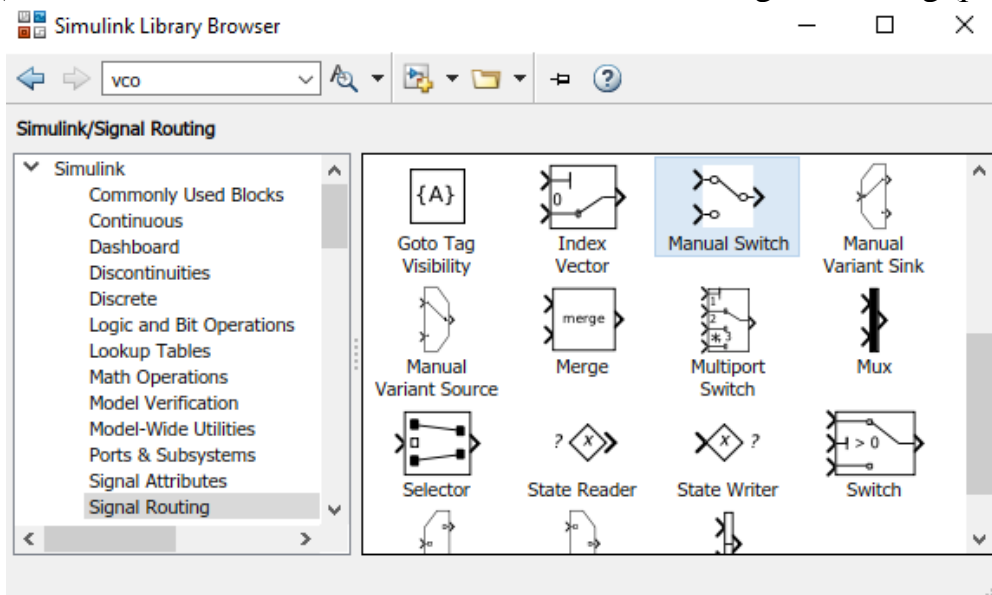


Рис. 6.68. Блок Manual Switch в библиотеке Simulink / Signal Routing

6. Инициализировать параметры блоков Discrete Filter (рис. 6.69).

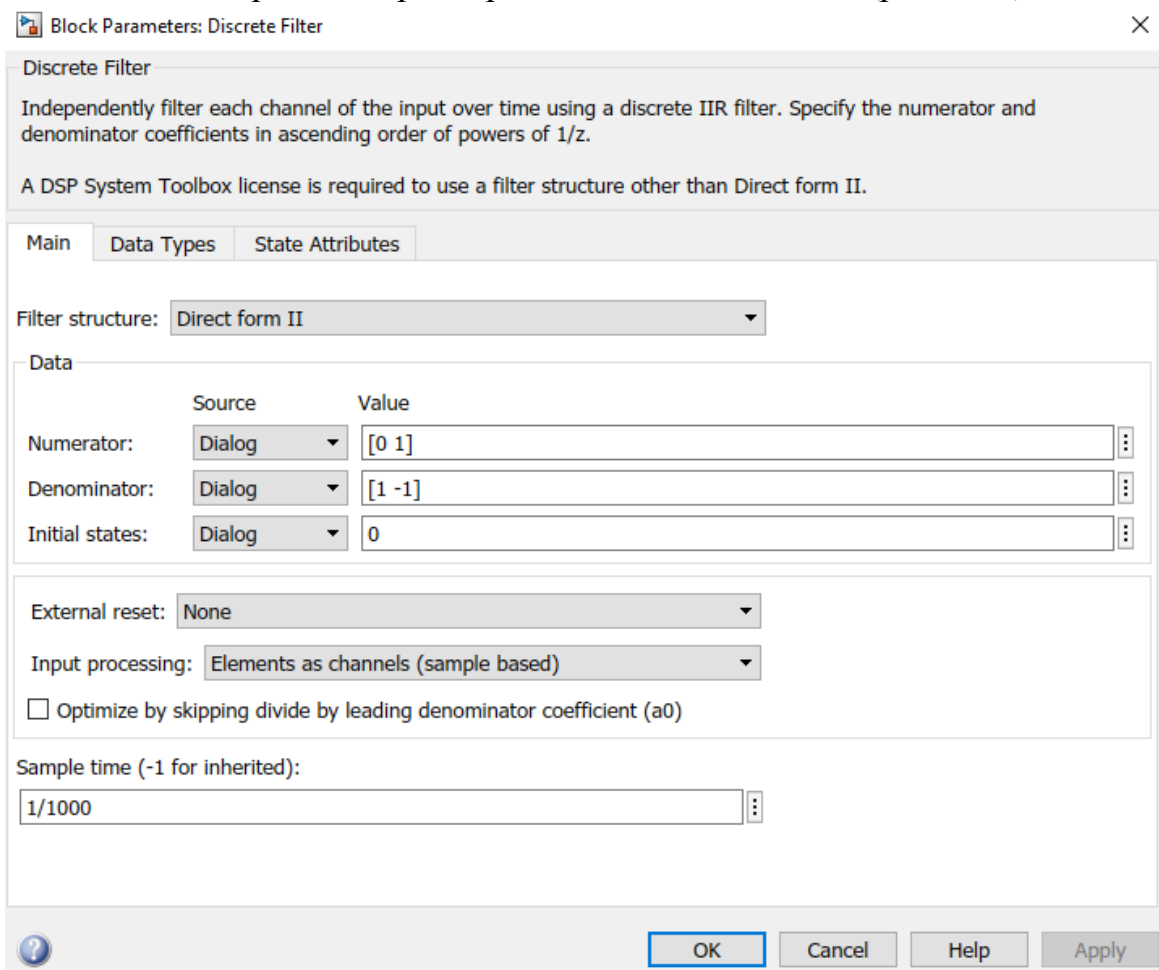


Рис. 6.69. Параметры блока Discrete Filter

7. Инициализировать параметры блока Step (рис. 6.70).

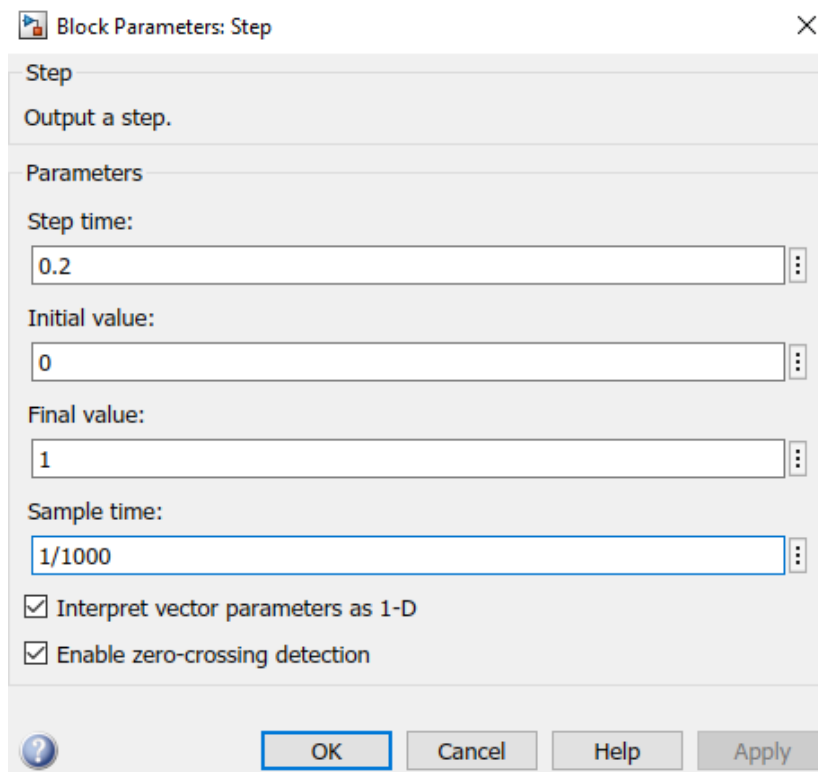


Рис. 6.70. Параметры блока Step

8. Инициализировать параметры блока Ramp (рис. 6.71).

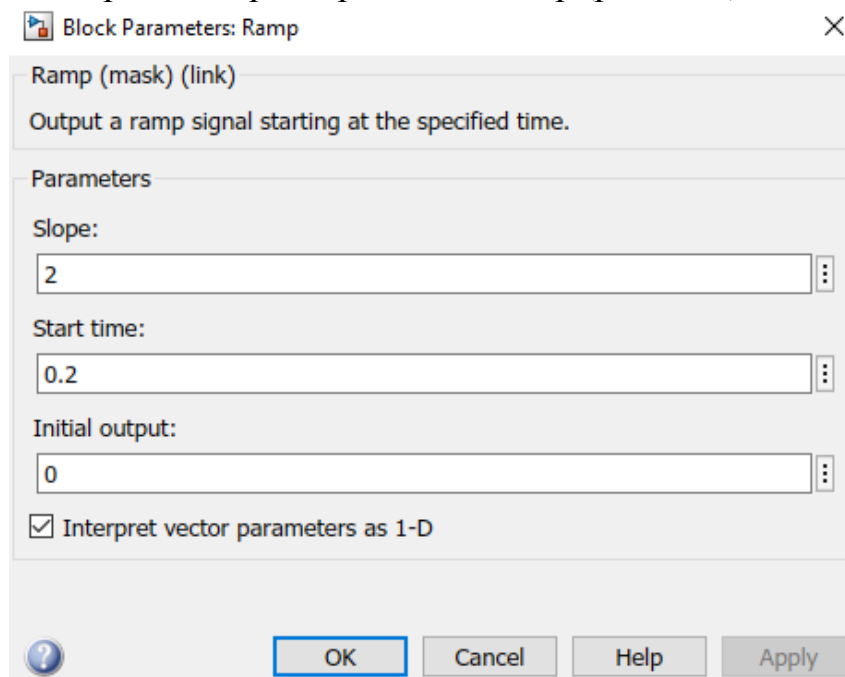


Рис. 6.71. Параметры блока Ramp

9. Инициализировать блоки Gain параметрами коэффициентов:  $K_1=0,1$ ;  $K_2=0,0025$ ;  $K_3=2e-5$ ;  $K_p=K_0=1$  (рис. 6.63).

## 6.4.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОШИБОК КОНТУРА ФАПЧ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

**УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:**

Используя построенную модель, провести моделирование ошибок контура ФАПЧ в установившемся режиме (рис. 6.72).

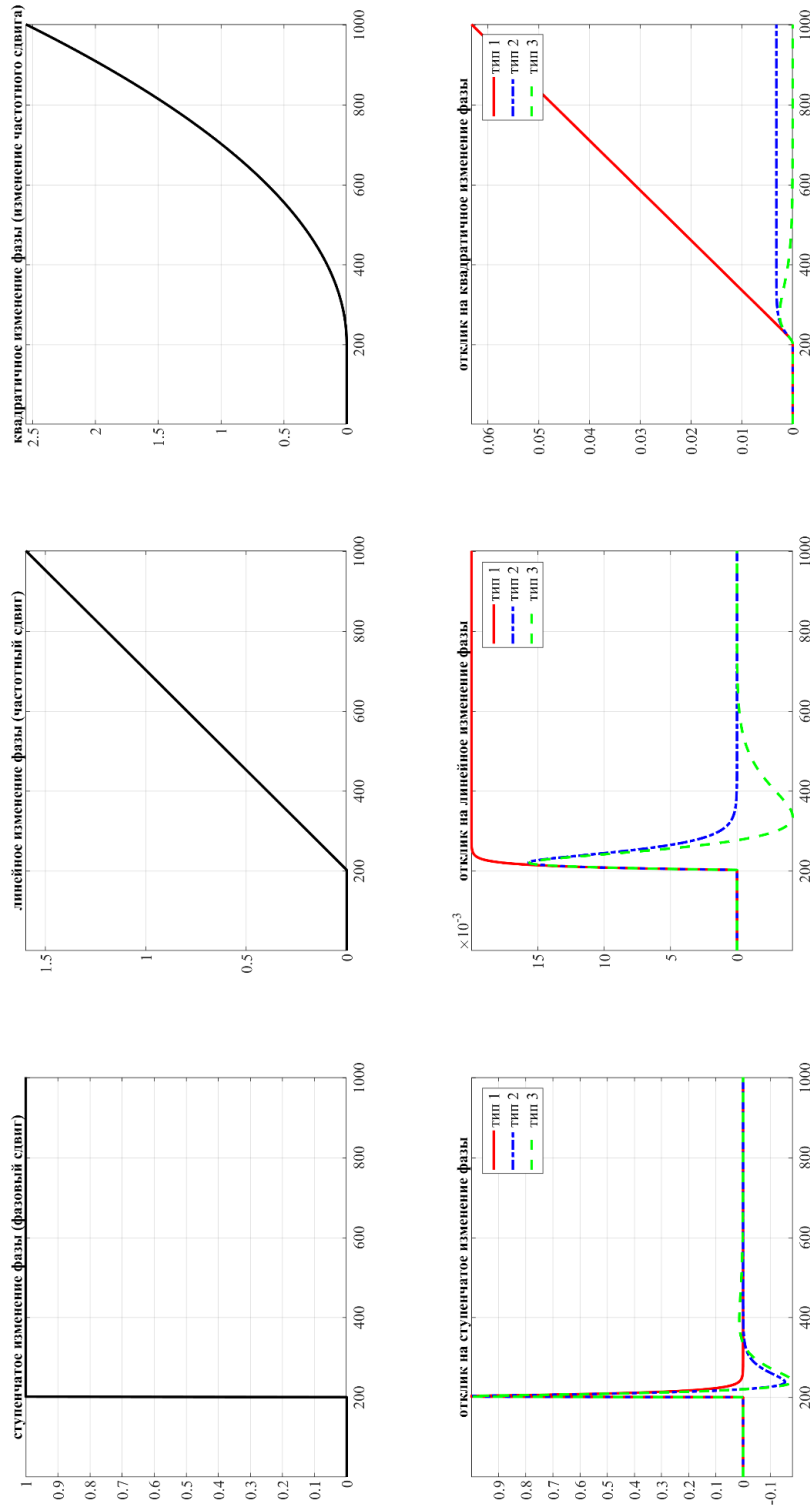


Рис. 6.72. Ошибки контура ФАПЧ в установившемся режиме



### 6.4.3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭФФЕКТА ДЕМПИНГ ФАКТОРА В КОНТУРЕ ФАПЧ

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

Используя построенную модель, провести моделирование эффекта демпинг фактора контура ФАПЧ в установившемся режиме (рис. 6.73).

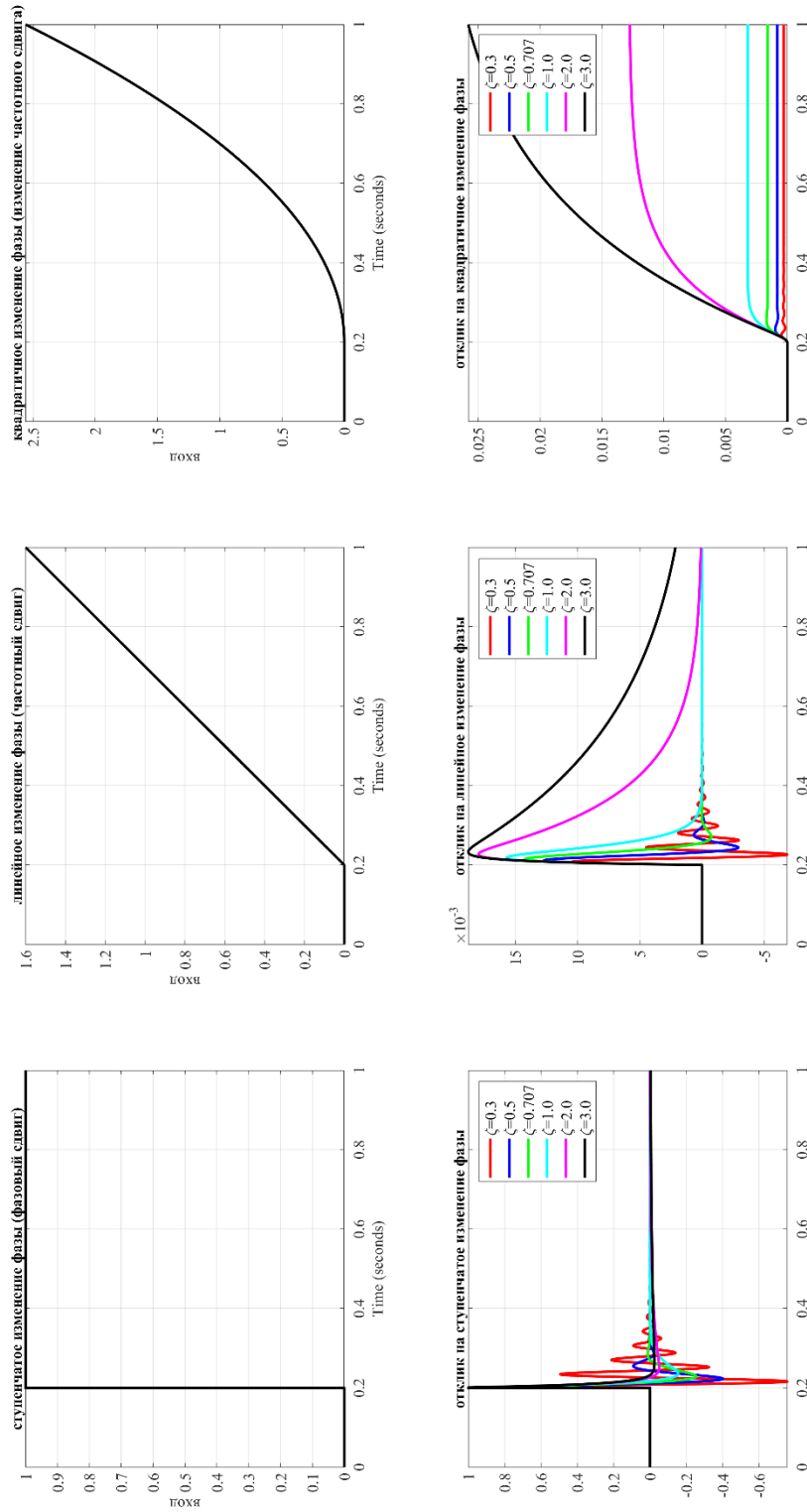


Рис. 6.73. Ошибки контура ФАПЧ 2-го порядка в зависимости от демпинг фактора

#### 6.4.4. ПАРАМЕТРЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОНТУРА ФАПЧ

Функционирование контура ФАПЧ определяется выбором следующих параметров: коэффициенты петлевого фильтра  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ; коэффициент усиления фазового детектора  $K_p$  и чувствительность ГУН  $K_0$ . При правильном выборе перечисленных параметров контур ФАПЧ своевременно входит в состояние захвата, когда выходная частота ГУН становится равной частоте принимаемого радиосигнала. Основными показателями/критериями качества функционирования контура ФАПЧ являются следующие: а) время захвата; б) ошибка в установившемся режиме; в) способность слежения (за изменениями фазы и частоты); г) ширина полосы контура ФАПЧ.

**Время захвата.** Время, за которое контур ФАПЧ подстраивается от начальной частоты настройки ГУН  $f_0$  к частоте принимаемого радиосигнала  $f_d$ , называется временем захвата. Чем больше время захвата, тем дольше длится синхронизация. Из графиков адаптации контура ФАПЧ при начальной частоте настройки ГУН  $f_0=3,5$  МГц к разным частотам принимаемого радиосигнала  $f_d=3,6$  МГц и  $f_d=3,65$  МГц можно сделать вывод: чем больше разница между  $f_0$  и  $f_d$ , тем дольше длится захват. На время захвата влияют также параметры демпинг фактора и ширина полосы контура ФАПЧ.

**Ошибка в установившемся режиме.** После захвата частоты принимаемого сигнала контур ФАПЧ может иметь остаточную ошибку, которая определяется порядком контура ФАПЧ (петлевого фильтра) и начальными условиями синхронизации – рассогласованиями по частоте и фазе между принимаемым радиосигналом и опорным сигналом ГУН. Так, например, при синхронизации с радиосигналом, частота которого отличается от частоты ГУН, контур ФАПЧ 1-го порядка достигнет захвата по частоте, однако разность фаз останется ненулевой; контур ФАПЧ 2-го порядка при этом, достигнет захвата и по частоте, и по фазе. В таблицу 6.1 сведены ошибки контуров ФАПЧ 1-го, 2-го и 3-го порядков в установившемся режиме в зависимости от начальных условий синхронизации.

Таблица 6.1. Ошибки контура ФАПЧ в установившемся режиме

Порядок ФАПЧ	Начальное рассогласование по частоте и фазе между принимаемым радиосигналом и опорным сигналом ГУН		
	Фазовый сдвиг	Частотный сдвиг	Динамический частотный сдвиг
1	Нулевая фазовая ошибка	Остаточная ошибка	Не отслеживается
2	Нулевая фазовая ошибка	Нулевая фазовая ошибка	Остаточная ошибка
3	Нулевая фазовая ошибка	Нулевая фазовая ошибка	Нулевая фазовая ошибка

В большинстве практических случаев синхронизации для компенсации частотных и фазовых сдвигов между принимаемым радиосигналом и опорным сигналом ГУН достаточно контура ФАПЧ 2-го порядка. Контур ФАПЧ 3-го порядка находят применения там, где наблюдается динамически изменяющееся частотное и фазовое рассогласование между принимаемым радиосигналом и опорным сигналом ГУН, как, например, в системах спутниковой связи и навигации вследствие доплеровского сдвига частоты.

**Функционирование линеаризованной модели контура ФАПЧ.** Рассмотрим функционирование линеаризованной модели контура ФАПЧ в z-плоскости. На вход ФД поступает принимаемый радиосигнал с начальной фазой  $\theta[m]$  в дискретный момент времени  $m$ . На выходе ФД формируется сигнал ошибки  $\theta_e[m] = K_p (\theta[m] - \hat{\theta}[m])$ , пропорциональный разности фазы принимаемого  $\theta[m]$  и опорного  $\hat{\theta}[m]$  сигнала цифрового ГУН. Далее сигнал ошибки  $\theta_e[m]$  поступает на ПФ и затем на цифровой ГУН, который в z-плоскости представлен интегратором.

Для оценки ошибки контура ФАПЧ в установившемся режиме рассмотрим линеаризованную модель контура ФАПЧ, реализованную в Simulink, в которой используются 3 сигнала, имитирующих начальное рассогласование по частоте и фазе между принимаемым радиосигналом и опорным сигналом ГУН: а) ступенчатое изменение фазы (фазовый сдвиг) (step); б) линейное изменение фазы (частотный сдвиг) (ramp); в) квадратичное изменение фазы (динамическое изменение частотного сдвига) (hyperbola).

На трех верхних графиках рис. 6.72 представлены воздействия, имитирующие начальное рассогласование по частоте и фазе между принимаемым радиосигналом и опорным сигналом ГУН; на трех нижних графиках рис. 6.72 представлены реакции контура ФАПЧ 1-го, 2-го и 3-го порядков на ступенчатое, линейное и квадратичное изменение фазы, иллюстрирующие остаточную ошибку контура ФАПЧ в установившемся режиме.

Анализ графиков, представленных на рис. 6.72, позволяет сделать следующие выводы для линеаризованной модели цифрового контура ФАПЧ: а) фазовый сдвиг в установившемся режиме компенсируется с нулевой ошибкой контуром ФАПЧ 1-го, 2-го и 3-го порядков; б) частотный сдвиг в установившемся режиме компенсируется с нулевой ошибкой контуром ФАПЧ 2-го и 3-го порядков; контр ФАПЧ 1-го порядка компенсирует частотный сдвиг с остаточной ошибкой; в) ускорение частотного сдвига в установившемся режиме компенсируется с нулевой ошибкой контуром ФАПЧ 3-го порядков; контр ФАПЧ 2-го порядка компенсирует ускорение частотного сдвига с остаточной ошибкой; контр ФАПЧ 1-го порядка не справляется с компенсацией динамического изменения частотного сдвига.

Обобщая сказанное выше, можно сделать следующие выводы.

Контур ФАПЧ 1-го порядка в установившемся режиме: а) позволяет компенсировать фазовый сдвиг с нулевой ошибкой при равенстве частот и разных начальных фазах принимаемого радиосигнала и опорного сигнала ГУН; б) позволяет компенсировать частотный сдвиг с остаточной ошибкой при разных частотах принимаемого радиосигнала и опорного сигнала ГУН; в) не компенсирует динамического изменения частотного сдвига.

Контур ФАПЧ 2-го порядка в установившемся режиме: а) компенсирует фазовый и частотный сдвиг с нулевой ошибкой при разных частотах и начальных фазах принимаемого радиосигнала и опорного сигнала ГУН; б) компенсирует частотный сдвиг с остаточной ошибкой при динамическом изменении частотного сдвига между принимаемого радиосигнала и опорного сигнала ГУН.

Контур ФАПЧ 3-го порядка в установившемся режиме: а) компенсирует фазовый, частотный сдвиг и динамическое изменение частотного сдвига с нулевой ошибкой при трех начальных рассогласованиях по частоте и фазе между принимаемым радиосигналом и опорным сигналом ГУН.

В большинстве практических случаев синхронизации для компенсации частотных и фазовых сдвигов между принимаемым радиосигналом и опорным сигналом ГУН достаточно контура ФАПЧ 2-го порядка, поэтому вопросы ФАПЧ далее будем рассматривать на примере контура 2-го порядка.

**Переходной процесс и способность слежения.** Поясним происхождение переходного процесса и способность слежения контура ФАПЧ. Фазовая автоподстройка частоты функционирует как система автоматического регулирования, подстраивающая фазу управляемого генератора так, чтобы она была равна фазе входного радиосигнала. В контуре ФАПЧ сравниваются фазы входного радиосигнала и сигнала ГУН, после чего выводится сигнал ошибки, соответствующий разности между этими фазами. Сигнал ошибки проходит далее через ПФ низких частот и используется в качестве управляющего для ГУН. Если выходная частота ГУН отклоняется от входной, то сигнал ошибки увеличивается, воздействуя на ГУН в сторону уменьшения ошибки. В установившемся режиме (состоянии равновесия) выходной сигнал ГУН фиксируется на частоте входного. Предполагается, что начальная частота ГУН приблизительно равна частоте входного радиосигнала. Если фаза генератора запаздывает относительно фазы входного сигнала, фазовый детектор изменяет управляющее напряжение на генераторе, что приводит к его ускорению. Аналогично, если фаза смещается, обгоняя фазу входного, фазовый детектор изменяет напряжение для замедления генератора. ПФ сглаживает резкие изменения управляющего напряжения.

Таким образом, переходной процесс автоподстройки представляет собой адаптацию выходного сигнала ГУН к принимаемому радиосигналу по

частоте и фазе и определяется следующими факторами: а) порядок контура ФАПЧ (порядок ПФ): определяет ошибку в установившемся режиме; б) полоса пропускания ПФ: чем ниже полоса пропускания, тем меньше шумов, но дольше переходной процесс адаптации; в) демпинг фактор определяет характер и скорость процесса адаптации.

Демпинг фактор  $\zeta$  влияет на процесс адаптации следующим образом: при  $\zeta < 1$  переходной процесс характеризуется флуктуациями около установившегося значения перед входом в установившейся режим; при  $\zeta > 1$  переходной процесс характеризуется медленным входом в установившейся режим; при  $\zeta = 1$  переходной процесс занимает наименьшее время перед входом в установившейся режим. С одной стороны, большие значения  $\zeta$  позволяют быстро достигать установившегося режима, а малые значения  $\zeta$  приводят к более медленному вхождению контура ФАПЧ в установившейся режим. С другой стороны, малые значения  $\zeta$  позволяют контуру ФАПЧ отслеживать незначительные изменения параметра, поэтому при выборе значения  $\zeta$  нужен баланс между скоростью перестройки и точностью отслеживания. Как правило, значение демпинг фактора лежит в пределах  $0,5 \leq \zeta \leq 2$ .

Результаты оценки ошибки контура ФАПЧ 2-го порядка в зависимости от демпинг фактора представлены на рис. 6.71; для получения графиков осуществлялся пересчет интегрального коэффициента ПФ через значение демпинг фактора  $\zeta$  (скрипт 6.4).

**Скрипт 6.4. Демпинг фактор контура ФАПЧ 2-го порядка**

```
% параметры контура ФАПЧ 2-го порядка
kp = 1; % коэффициент усиления ФД
ko = 1; % коэффициент усиления ГУН
k1 = 0.1; % пропорциональный КУ ПФ
d = 0.5; % демпинг фактор
k2 = (ko*kp*k1^2) / (4*d^2); % интегральный КУ ПФ
```

Анализ графиков на рис. 6.71 позволяет сделать следующие выводы: контур ФАПЧ с  $\zeta > 1$  быстрее компенсирует ошибку в установившемся режиме при ступенчатом воздействии, однако при линейном и квадратичном воздействии переходной процесс длится дольше; это означает, что контур ФАПЧ с  $\zeta > 1$  менее пригоден для отслеживания изменяющихся во времени входных сигналов; с другой стороны, контур ФАПЧ с  $\zeta < 1$  имеет достаточно продолжительный переходной процесс, что также нежелательно. В приложениях радиосвязи предполагается, что входной сигнал изменяется во времени, поэтому для слежения обычно используется значение  $\zeta = 1$  и  $\zeta = 0,707$ .

**Ширина полосы.** Для минимизации шума ширина полосы контура ФАПЧ должна быть узкой, однако для перестройки начальной частоты ГУН в широком диапазоне изменения частоты входного сигнала ширина полосы контура ФАПЧ должна быть достаточно широкой.

## 6.5. ЛЕКЦИЯ.

### ПЕРЕДАТОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА КОНТУРА ФАПЧ

В настоящем разделе будет выполнен: а) анализ передаточной функции цифрового контура ФАПЧ 2-го порядка в z-области; б) анализ передаточной функции аналогового контура ФАПЧ 2-го порядка в s-области; в) вывод выражений, связывающих коэффициенты контура ФАПЧ, полосу частот и демпинг фактор на основе эквивалентности контура ФАПЧ 2-го порядка в z-области и s-области; г) анализ факторов, влияющих на коэффициенты усиления фазового детектора  $K_p$  и цифрового ГУН  $K_0$ .

#### 6.5.1. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АНАЛОГОВОЙ ФАПЧ

Модель контура аналоговой ФАПЧ 2-го порядка для анализа передаточной характеристики в s-области показана на рис. 6.74.

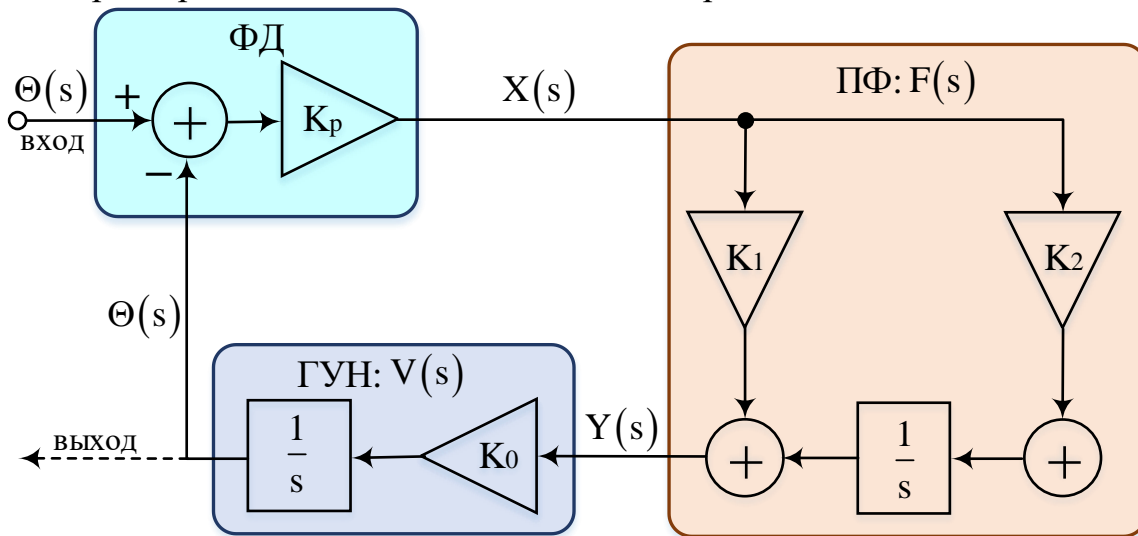


Рис. 6.74. Модель контура аналоговой ФАПЧ 2-го порядка в s-области

ГУН интегрирует фильтрованный сигнал ошибки согласно (6.13), следовательно, его передаточная характеристика равна  $K_0/s$ , а фильтрованный сигнал ошибки (6.11) в линеаризованной модели контура ФАПЧ выражается как разность фаз. Обозначим через  $\Theta(s)$  и  $\Theta(s)$  образы по Лапласу входного и выходного сигнала соответственно, тогда передаточная характеристика контура аналоговой ФАПЧ 2-го порядка определяется выражением:

$$H(s) = \frac{\Theta(s)}{\Theta(s)}. \quad (6.26)$$

Операторное уравнение линеаризованного контура аналоговой ФАПЧ 2-го порядка определяется выражением:

$$\Theta(s) = K_p \left[ \Theta(s) - \Theta(s) \right] \left[ K_1 + \frac{K_2}{s} \right] \left[ \frac{K_0}{s} \right], \quad (6.27)$$

где передаточная функция петлевого фильтра равна

$$F(s) = K_1 + \frac{K_2}{s}, \quad (6.28)$$

а передаточная функция ГУН равна

$$V(s) = \frac{K_0}{s}. \quad (6.29)$$

Введем обозначение

$$\beta = K_p \left[ K_1 + \frac{K_2}{s} \right] \frac{K_0}{s}, \quad (6.30)$$

тогда передаточную характеристику (6.26) можно представить в виде

$$H(s) = \frac{\Theta(s)}{\Theta(s)} = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (6.31)$$

Подставив (6.30) в (6.31) получим

$$\frac{\Theta(s)}{\Theta(s)} = \frac{K_p \left[ K_1 + \frac{K_2}{s} \right] \frac{K_0}{s}}{1 + K_p \left[ K_1 + \frac{K_2}{s} \right] \frac{K_0}{s}} = \frac{\frac{K_p K_1 K_0}{s} + \frac{K_p K_2 K_0}{s^2}}{1 + \frac{K_p K_1 K_0}{s} + \frac{K_p K_2 K_0}{s^2}}. \quad (6.32)$$

Умножив числитель и знаменатель в (6.32) на  $s^2$ , получим

$$\frac{\Theta(s)}{\Theta(s)} = \frac{K_p K_1 K_0 s + K_p K_2 K_0}{s^2 + K_p K_1 K_0 s + K_p K_2 K_0}. \quad (6.33)$$

Для упрощения введем следующие обозначения

$$2\zeta\omega_n = K_p K_1 K_0, \quad \omega_n^2 = K_p K_2 K_0, \quad (6.34)$$

тогда выражение (6.33) можно представить как

$$H(s) = \frac{\Theta(s)}{\Theta(s)} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (6.35)$$

Получили, что линеаризованный контур аналоговой ФАПЧ 2-го порядка представляет собой фильтр второго порядка с резонансной частотой  $\omega_n$  и коэффициентом затухания (демпинг фактором damping factor)  $\zeta$ .

Комплексный коэффициент передачи контура ФАПЧ равен:

$$H(j\omega) = \frac{\omega_n^2 + 2\zeta\omega_n j\omega}{\omega_n^2 - \omega^2 + 2\zeta\omega_n j\omega}. \quad (6.36)$$

АЧХ линеаризованного контура ФАПЧ:

$$|H(j\omega)| = \sqrt{\frac{\omega_n^4 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega^2}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega^2}}. \quad (6.37)$$

Рассмотрим основные соотношения в линеаризованном контуре ФАПЧ.

При  $\omega=0$  АЧХ контура ФАПЧ равна  $|H(j \cdot 0)| = 1$ . При  $\omega = \omega_n$  получим:

$$|H(j\omega_n)| = \sqrt{\frac{\omega_n^4 + 4\zeta^2\omega_n^4}{4\zeta^2\omega_n^4}} = \sqrt{\frac{1 + 4\zeta^2}{4\zeta^2}} = \frac{1}{2\zeta} \sqrt{1 + 4\zeta^2}. \quad (6.38)$$

На резонансной частоте АЧХ линейризованного контура ФАПЧ всегда больше единицы, причем при устремлении  $\zeta$  к нулю  $|H(j\omega_n)|$  стремится к бесконечности. При  $\omega \rightarrow \infty$  получим:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |H(j\omega)| = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega^4 + \omega^2}} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{1}{\omega} = 0. \quad (6.39)$$

Таким образом, АЧХ контура ФАПЧ убывает как  $1/\omega$  (20 дБ/декада).

Рассмотрим частоты, при которых  $|H(j\omega)| = 1$ . Для этого необходимо решить уравнение (6.37) при  $|H(j\omega)| = 1$  относительно частоты  $\omega$ . Возводя в квадрат и перенося знаменатель в левую часть, получим

$$(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega^2 = \omega_n^4 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega^2 \Rightarrow (\omega_n^2 - \omega^2)^2 = \omega_n^4. \quad (6.40)$$

Раскрывая скобки и приводя подобные, получим

$$\omega^4 - 2\omega_n^2\omega^2 = 0, \quad (6.41)$$

откуда  $\omega = 0$  и  $\omega = \sqrt{2}\omega_n$ . Пример АЧХ линейризованного контура ФАПЧ показан на рис. 6.75 (скрипт 6.5).

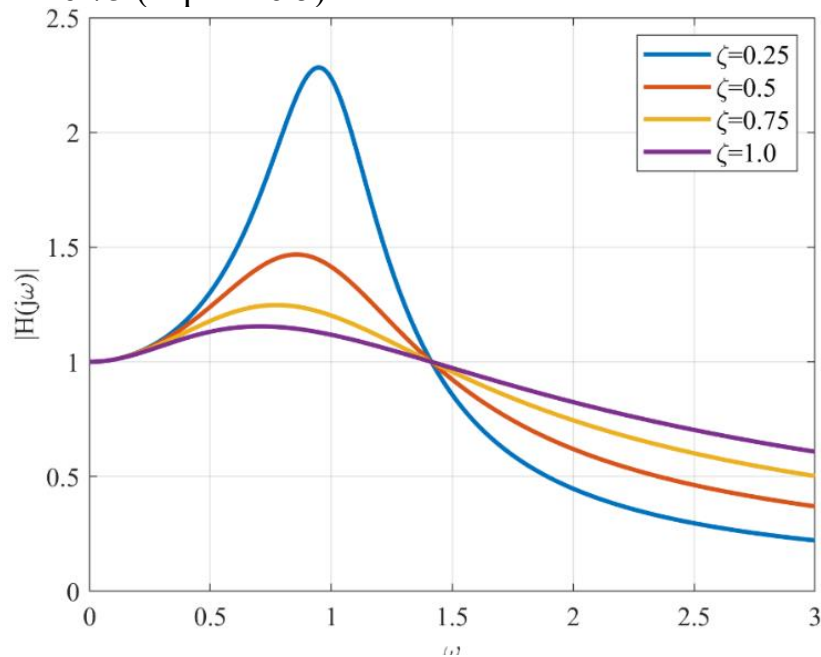


Рис. 6.75. Зависимость передаточной характеристики ФАПЧ от демпинг фактора

**Скрипт 6.5. Передаточная характеристика ФАПЧ 2-го порядка**

```
clear all;
w=[0:0.01:3];
```



```

wn=1;
d=[0.25 0.5 0.75 1];
for i=1:length(d)
    num=wn^4+4*d(i)^2*wn^2*w.^2;
    den=(wn^2-w.^2).^2+4*d(i)^2*wn^2*w.^2;
    H=sqrt(num./den);
    plot(w,H,'linewidth',2); hold on;
end
grid on; xlabel('\omega'); ylabel('|H(j\omega)|');
legend('\zeta=0.25', '\zeta=0.5', '\zeta=0.75', '\zeta=1.0');

```

**Эквивалентная шумовая полоса контура ФАПЧ.** Для анализа качества работы контура ФАПЧ при воздействии аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ, англ. AWGN) на входе используют понятие эквивалентной шумовой полосы  $B_n$ , определяемой выражением

$$B_n = \frac{2}{|H(j0)|^2} \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega. \quad (6.42)$$

Поясним физический и геометрический смысл эквивалентной шумовой полосы. Пусть на входе нашего контура ФАПЧ, представляющего собой фильтр с передаточной характеристикой  $H(s)$ , действует АБГШ со спектральной плотностью мощности (СПМ)  $N_0$ . При прохождении шума через наш фильтр он изменит свои характеристики и на выходе будет иметь дисперсию равную  $\sigma^2$ . Поскольку АЧХ фильтра может сильно меняться в зависимости от параметров, то и дисперсия шума на выходе тоже будет меняться, хотя полоса пропускания фильтра по уровню  $-3$  дБ остается постоянной, как и спектральная плотность мощности шума на выходе  $N_0$ . В нашем случае при фиксированной резонансной частоте мы можем менять демпинг фактор  $\zeta$  и получать различные АЧХ при одной полосе контура ФАПЧ по уровню  $-3$  дБ. Но мы знаем, что если взять идеальный ФНЧ, то при фиксированной СПМ  $N_0$  шума на входе фильтра, дисперсия шума на выходе будет зависеть только от полосы идеального ФНЧ. Таким образом, эквивалентная шумовая полоса фильтра  $B_{\text{экв}}$  показывает, какую двустороннюю полосу идеального ФНЧ надо взять, чтобы получить такую же дисперсию на выходе  $\sigma^2$ , что и при прохождении через наш фильтр. В этом физический смысл эквивалентной шумовой полосы. Рассмотрим геометрическую трактовку на рис. 6.73.

На рис. 6.76 показаны АЧХ  $|H(j\omega)|$  и квадрат АЧХ  $|H(j\omega)|^2$  контура ФАПЧ. Площадь под квадратом АЧХ заштрихована красным. Синим показан идеальный ФНЧ, площадь под квадратом АЧХ которого (синяя штриховка) равна площади под квадратом АЧХ контура ФАПЧ. Основание этого прямоугольника есть половина эквивалентной шумовой полосы (так как мы рассмотрели только в одну сторону положительных частот). В этом геометрическая трактовка эквивалентной шумовой полосы контура ФАПЧ.

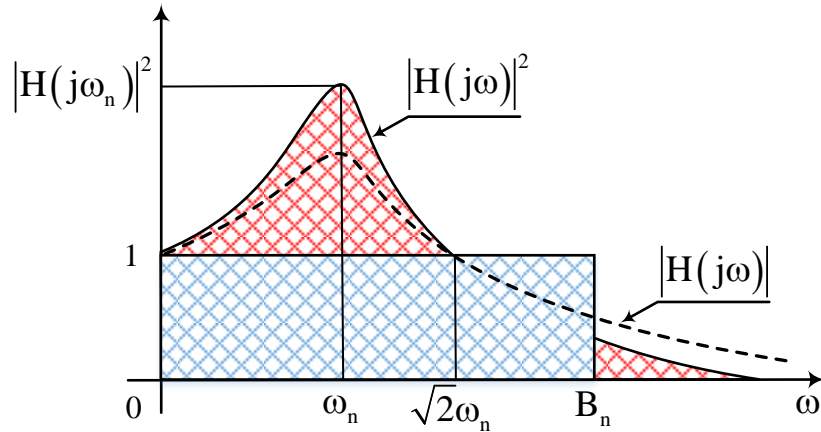


Рис. 6.76. Геометрическая трактовка эквивалентной шумовой полосы

Для расчета эквивалентной шумовой полосы контура ФАПЧ необходимо вычислить интеграл:

$$B_n = 2 \int_0^{\infty} \frac{\omega_n^4 + 4\zeta^2 \omega_n^2 \omega^2}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\zeta^2 \omega_n^2 \omega^2} d\omega. \quad (6.43)$$

В результате интегрирования получается следующее выражение:

$$B_n = \frac{\omega_n}{2} \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right). \quad (6.44)$$

**Динамические характеристики контура ФАПЧ.** Пусть контур ФАПЧ производит захват синусоидального сигнала амплитуды  $A_0$  при начальном частотном рассогласовании  $\Delta f$  в условиях действия аддитивного белого гауссовского шума со спектральной плотностью мощности  $N_0$ . Время захвата данного сигнала складывается из захвата по частоте  $t_f$  и по фазе  $t_p$ :

$$t_3 = t_f + t_p, \quad \text{где} \quad t_f \approx \frac{4\Delta f^2}{B_n^3} \text{ сек}, \quad t_p = \frac{1,3}{B_n} \text{ сек}. \quad (6.45)$$

В выражении (6.45) эквивалентная шумовая полоса выражена в герцах. Максимальное частотное рассогласование  $\Delta f_{\max}$ , при котором возможен захват сигнала, должно быть:

$$\Delta f_{\max} \leq 2\sqrt{2}\pi B_n \zeta, \quad (6.46)$$

где  $B_n$  – эквивалентная шумовая полоса в герцах,  $\zeta$  – демпинг фактор.

Дисперсия шума оценки фазы на выходе контура (фазовый шум):

$$\sigma_\phi^2 = \frac{N_0 B_n}{2A_0^2}, \quad (6.47)$$

где  $B_n$  – эквивалентная шумовая (двусторонняя) полоса в герцах,  $A_0$  – амплитуда сигнала в вольтах,  $N_0$  – СПМ шума с размерностью Вт/Гц. Таким образом,  $\sigma_\phi^2$  – безразмерная величина.

### 6.5.2. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЦИФРОВОЙ ФАПЧ

Модель контура цифровой ФАПЧ 2-го порядка для анализа передаточной характеристики в  $z$ -области показана на рис. 6.77.

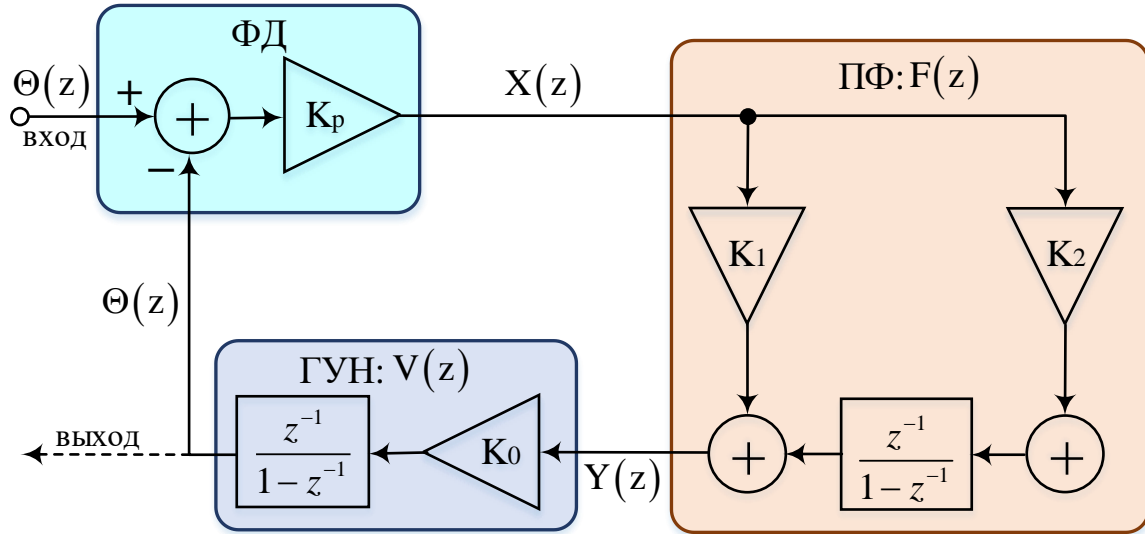


Рис. 6.77. Модель контура цифровой ФАПЧ 2-го порядка в  $z$ -области

Обозначим через  $\Theta(z)$  и  $\Theta(z)$   $z$ -образы входного и выходного сигнала соответственно, тогда передаточная характеристика цифрового контура ФАПЧ 2-го порядка определяется выражением:

$$H(z) = \frac{\Theta(z)}{\Theta(z)}. \quad (6.48)$$

Передаточная функция петлевого фильтра (рис. 6.78) равна

$$F(z) = K_1 + K_2 \frac{1}{1-z^{-1}}. \quad (6.49)$$

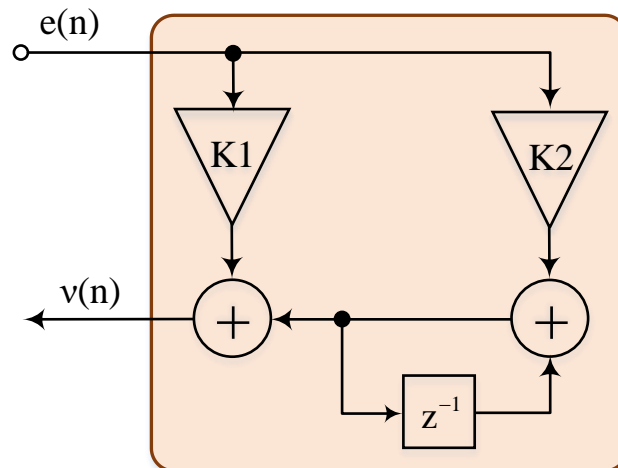


Рис. 6.78. Структурная схема петлевого фильтра цифрового контура ФАПЧ

На рис. 6.78  $K_1$  – пропорциональный коэффициент, а  $K_2$  – интегральный коэффициент. Передаточная функция цифрового ГУН равна

$$V(z) = K_0 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}. \quad (6.50)$$

Уравнение линеаризованного цифрового контура ФАПЧ 2-го порядка определяется выражением:

$$\Theta(z) = K_p \left[ \Theta(z) - \Theta(z) \right] \left[ K_1 + K_2 \frac{1}{1-z^{-1}} \right] \left[ K_0 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \right]. \quad (6.51)$$

Преобразуем выражение (6.51) к виду

$$\Theta(z) = \left[ K_p K_0 K_1 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} + K_p K_0 K_2 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \frac{1}{1-z^{-1}} \right] \left[ \Theta(z) - \Theta(z) \right]. \quad (6.52)$$

Введем обозначение

$$\alpha = K_p K_0 K_1 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} + K_p K_0 K_2 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \frac{1}{1-z^{-1}}, \quad (6.53)$$

тогда передаточную характеристику (ПХ) (6.48) можно представить в виде

$$H(z) = \frac{\Theta(z)}{\Theta(z)} = \frac{\alpha}{1+\alpha}. \quad (6.54)$$

Подставив (6.53) в (6.54) получим

$$\frac{\Theta(z)}{\Theta(z)} = \frac{K_p K_0 K_1 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} + K_p K_0 K_2 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \frac{1}{1-z^{-1}}}{1 + K_p K_0 K_1 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} + K_p K_0 K_2 \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \frac{1}{1-z^{-1}}}. \quad (6.55)$$

Умножив числитель и знаменатель в (6.55) на  $(1-z^{-1})^2$ , получим

$$\frac{\Theta(z)}{\Theta(z)} = \frac{K_p K_0 K_1 z^{-1} (1-z^{-1}) + K_p K_0 K_2 z^{-1}}{(1-z^{-1})^2 + K_p K_0 K_1 z^{-1} (1-z^{-1}) + K_p K_0 K_2 z^{-1}}. \quad (6.56)$$

Преобразовав (6.56), получим

$$H(z) = \frac{\Theta(z)}{\Theta(z)} = \frac{K_p K_0 (K_1 + K_2) z^{-1} - K_p K_0 K_1 z^{-2}}{1 - 2(1 - 1/2 \cdot K_p K_0 (K_1 + K_2)) z^{-1} + (1 - K_p K_0 K_1) z^{-2}}. \quad (6.57)$$

### 6.5.3. ПЕРЕХОД ОТ АНАЛОГОВОГО К ЦИФРОВОМУ КОНТУРУ ФАПЧ

Для определения параметров ПХ цифрового контура ФАПЧ используется эквивалентное дискретное представление ПХ аналогового контура ФАПЧ. Для перехода от ПХ аналогового контура (6.35) к её дискретной версии используется билинейное преобразование:

$$s \rightarrow \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}. \quad (6.58)$$

В результате перехода параметры цифрового контура ФАПЧ смогут быть выражены через период дискретизации  $T$  и параметры эквивалентного аналогового контура ФАПЧ (демпинг фактор  $\zeta$  и резонансная частота  $\omega_n$ ). Применяя билинейное преобразование (6.58) к выражению (6.35), получим

$$H\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right) = \frac{2\zeta\omega_n\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right) + \omega_n^2}{\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right)^2 + 2\zeta\omega_n\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right) + \omega_n^2}. \quad (6.59)$$

Умножив числитель и знаменатель в (6.59) на  $(1+z^{-1})^2$ , получим

$$H\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right) = \frac{2\zeta\omega_n\left(\frac{2}{T}(1-z^{-1})(1+z^{-1})\right) + (1+z^{-1})^2\omega_n^2}{\left(\frac{4}{T^2}(1-z^{-1})^2\right) + 2\zeta\omega_n\left(\frac{2}{T}(1-z^{-1})(1+z^{-1})\right) + (1+z^{-1})^2\omega_n^2}. \quad (6.60)$$

После раскрытия скобок в (6.60) получим

$$H\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right) = \frac{\frac{4}{T}\zeta\omega_n(1-z^{-2}) + (1+2z^{-1}+z^{-2})\omega_n^2}{\frac{4}{T^2}(1-2z^{-1}+z^{-2}) + \frac{4}{T}\zeta\omega_n(1-z^{-2}) + (1+2z^{-1}+z^{-2})\omega_n^2}. \quad (6.61)$$

Преобразовав (6.61), получим

$$H\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right) = \frac{\frac{4}{T}\zeta\omega_n + \omega_n^2 + 2\omega_n^2z^{-1} + \left(\omega_n^2 - \frac{4}{T}\zeta\omega_n\right)z^{-2}}{\frac{4}{T^2} + \frac{4}{T}\zeta\omega_n + \omega_n^2 + \left(2\omega_n^2 - \frac{8}{T^2}\right)z^{-1} + \left(\frac{4}{T^2} - \frac{4}{T}\zeta\omega_n + \omega_n^2\right)z^{-2}}. \quad (6.62)$$

Умножив числитель и знаменатель в (6.62) на  $T^2$ , получим

$$H\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right) = \frac{4T\zeta\omega_n + T^2\omega_n^2 + 2T^2\omega_n^2z^{-1} + (T^2\omega_n^2 - 4T\zeta\omega_n)z^{-2}}{4 + 4T\zeta\omega_n + T^2\omega_n^2 + (2T^2\omega_n^2 - 8)z^{-1} + (4 - 4T\zeta\omega_n + T^2\omega_n^2)z^{-2}}. \quad (6.63)$$

Выполнив в (6.63) замену переменной

$$\theta_n = \frac{\omega_n T}{2}. \quad (6.64)$$

и разделив числитель и знаменатель на 4, получим следующее выражение

$$H\left(\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}\right) = \frac{2\zeta\theta_n + \theta_n^2 + 2\theta_n^2z^{-1} + (\theta_n^2 - 2\zeta\theta_n)z^{-2}}{1 + 2\zeta\theta_n + \theta_n^2 + (2\theta_n^2 - 2)z^{-1} + (1 - 2\zeta\theta_n + \theta_n^2)z^{-2}}. \quad (6.65)$$

Для приведения первого выражения в знаменателе к 1, разделим числитель и знаменатель в (6.65) на  $1 + 2\zeta\theta_n + \theta_n^2$

$$H\left(\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\right) = \frac{\frac{2\zeta\theta_n + \theta_n^2}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2} + \frac{2\theta_n^2 z^{-1}}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2} + \frac{(\theta_n^2 - 2\zeta\theta_n)z^{-2}}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2}}{1 - \frac{2(-\theta_n^2 + 2)}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2} z^{-1} + \frac{(1-2\zeta\theta_n + \theta_n^2)}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2} z^{-2}}. \quad (6.66)$$

Выражение (6.66) представляет собой дискретную версию передаточной характеристики аналогового контура ФАПЧ (6.35) и может быть использовано для эквивалентного перехода к передаточной характеристике цифрового контура ФАПЧ (6.57). Приравняв знаменатель в (6.57) к знаменателю в (6.66), получим

$$\begin{aligned} 1 - 2\left(1 - 1/2 \cdot K_p K_0 (K_1 + K_2)\right) z^{-1} + (1 - K_p K_0 K_1) z^{-2} = \\ = 1 - 2 \frac{(-\theta_n^2 + 2)}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2} z^{-1} + \frac{(1-2\zeta\theta_n + \theta_n^2)}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2} z^{-2}. \end{aligned} \quad (6.67)$$

Сопоставляя в (6.67) множители при  $z^{-1}$ , можем записать

$$1 - \frac{1}{2} K_p K_0 (K_1 + K_2) = \frac{(-\theta_n^2 + 2)}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2}. \quad (6.68)$$

Сопоставляя в (6.67) множители при  $z^{-2}$ , можем записать

$$1 - K_p K_0 K_1 = \frac{(1-2\zeta\theta_n + \theta_n^2)}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2}. \quad (6.69)$$

Для нахождения коэффициентов  $K_p K_0 K_1$  из (6.69) можно записать

$$K_p K_0 K_1 = \frac{4\zeta\theta_n}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2}. \quad (6.70)$$

Для нахождения коэффициентов  $K_p K_0 K_2$  из (6.68) можно записать

$$K_p K_0 K_2 = 2 - K_p K_0 K_1 + \frac{2\theta_n^2 - 2}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2}. \quad (6.71)$$

Подставив в (6.71) выражение для  $K_p K_0 K_1$  (6.70), получим

$$K_p K_0 K_2 = 2 - \frac{4\zeta\theta_n}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2} + \frac{2\theta_n^2 - 2}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2}, \quad (6.72)$$

которое после упрощения можно представить в виде

$$K_p K_0 K_2 = \frac{4\theta_n^2}{1+2\zeta\theta_n + \theta_n^2}. \quad (6.73)$$

Таким образом, коэффициенты  $K_p K_0 K_1$  и  $K_p K_0 K_2$  выражаются демпинг фактором  $\zeta$  и параметром  $\theta_n$  (6.64), связывающим резонансную частоту  $\omega_n$  и период дискретизации  $T$ .

Для ПФ 2-го порядка эквивалентная шумовая полоса выражается как:

$$B_n = \frac{\omega_n}{2} \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right). \quad (6.74)$$

Выразив  $\omega_n$  из (6.74) и подставив в (6.64), получим

$$\theta_n = \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}}. \quad (6.75)$$

Подставив (6.75) в (6.70) и в (6.73) получим соответственно

$$K_p K_0 K_1 = \frac{4\zeta \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right)}{1 + 2\zeta \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right) + \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right)^2}. \quad (6.76)$$

$$K_p K_0 K_2 = \frac{4 \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right)^2}{1 + 2\zeta \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right) + \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right)^2}. \quad (6.77)$$

Для систем цифровой связи коэффициент передискретизации  $R$  определяется выражением

$$R = T_s / T, \quad (6.78)$$

где  $T_s$  – символьный период,  $T$  – период дискретизации. Тогда, используя (6.78), выражение (6.75) можно представить как

$$\theta_n = \frac{B_n T_s}{R \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right)}. \quad (6.79)$$

Подставив (6.79) в (6.70) и в (6.73), получим соответствующие выражения для  $K_p K_0 K_1$  и  $K_p K_0 K_2$ .

Таким образом, коэффициенты  $K_p K_0 K_1$  и  $K_p K_0 K_2$  определяются шириной полосы  $B_n$ , периодом дискретизации  $T$  и демпинг фактором  $\zeta$ . Коэффициенты  $K_p$  и  $K_0$  относятся к ФД и ГУН и определяются парой. Коэффициенты  $K_1$  и  $K_2$  относятся к ПФ и определяются парой  $K_p K_0$ .

#### 6.5.4. ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТОВ КОНТУРА ФАПЧ

**Коэффициент усиления ФД.** Рассмотрим факторы, определяющие выбор коэффициента усиления фазового детектора  $K_p$ . Идеальным можно считать такой ФД, сигнал на выходе которого пропорционален разнице фаз двух сигналов на его входе. Пусть  $\theta[m]$  – фаза принимаемого входного радиосигнала в дискретный момент времени  $m$ , а  $\theta[m]$  – фаза сигнала на выходе ГУН, тогда сигнал ошибки на выходе ФД в дискретный момент времени  $m$  равен

$$\theta_e[m] = \theta[m] - \theta[m]. \quad (6.80)$$

Выходной сигнал идеального ФД (рис. 6.79) можно представить

$$g(\theta_e[m]) = K_p (\theta_e[m]). \quad (6.81)$$

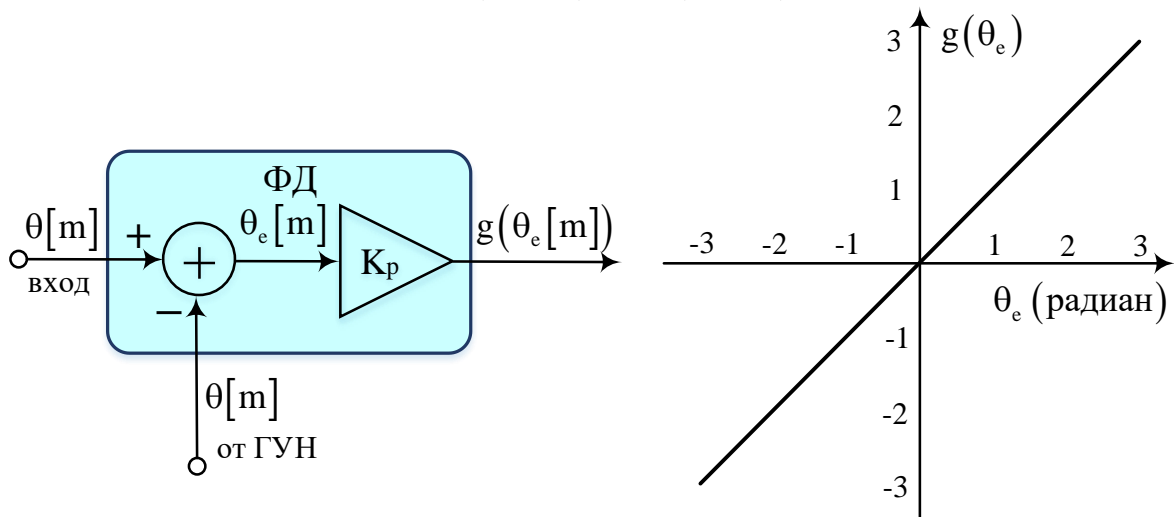


Рис. 6.79. Идеальный фазовый детектор и его передаточная характеристика

При  $K_p=1$  выходной сигнал идеального ФД равен разности фаз

$$g(\theta_e[m]) = \theta_e[m], \quad (6.82)$$

и на интервале  $-\pi \leq \theta_e \leq \pi$  может быть представлен линейной зависимостью.

Передаточную характеристику  $g(\theta_e)$  фазового детектора иногда называют S-кривой, а коэффициент  $K_p$  – ее градиентом при  $\theta_e = 0$ . Если фазовый детектор реализуется в форме умножителя, то передаточная характеристика является нелинейной, а коэффициент  $K_p$  не равен единице.

Выходной сигнал ФД, реализованного на основе перемножителя (рис. 6.80) согласно (6.9) можно представить



$$g(\theta_e) = \frac{A}{2} \sin(\theta_i[m] - \theta_0[m]) = \frac{A}{2} \sin(\theta_e). \quad (6.83)$$

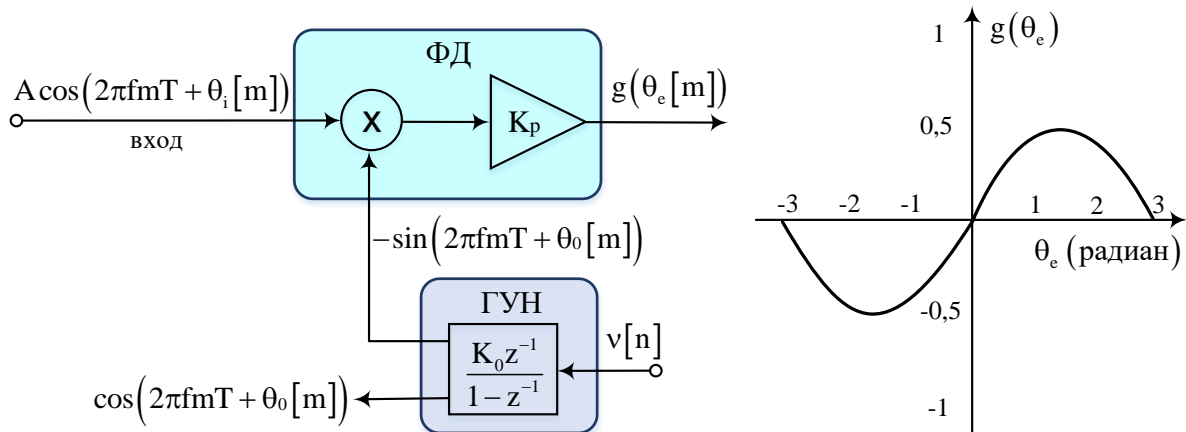


Рис. 6.80. Фазовый детектор в форме множителя и его передаточная характеристика

На рис. 6.80 представлена передаточная характеристика ФД для единичной амплитуды входного радиосигнала  $A=1$ . В установившемся режиме слежения за фазой, когда разность фаз между принимаемым радиосигналом и сигналом гетеродина приемника мала, может быть использовано приближение  $\sin(x) \approx x$ , нелинейный элемент вычисления синуса может быть исключен, тогда сигнал на выходе множителя ФД равен

$$g(\theta_e) = \frac{A}{2} \theta_e, \quad (6.84)$$

откуда следует, что

$$K_p = A/2. \quad (6.85)$$

Таким образом, коэффициент усиления ФД зависит от амплитуды входного сигнала; для слабого входного сигнала коэффициент  $K_p$  следует также уменьшить. С точки зрения радиоприема такая зависимость нежелательна, и, как правило, устраняется автоматической регулировкой усиления (АРУ).

**Коэффициент усиления ГУН  $K_0$**  имеет размерность радиан/вольт и обычно принимается равным единице (рис. 6.81).

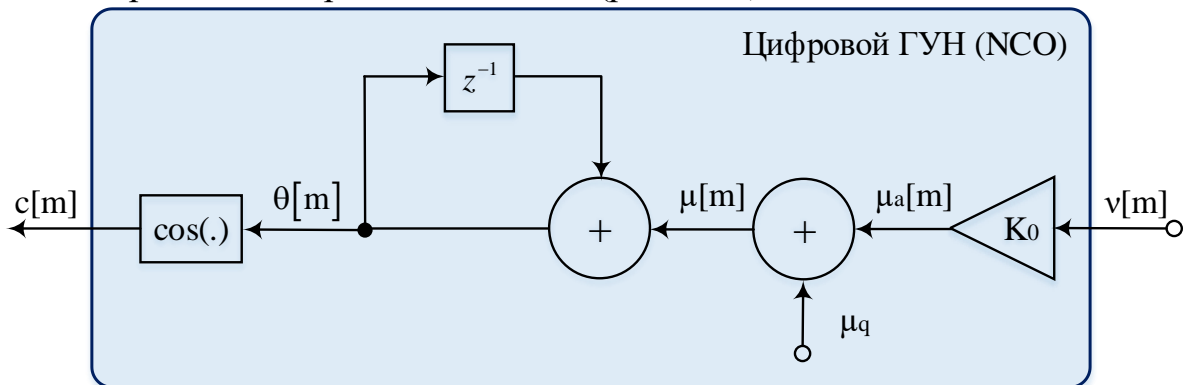


Рис. 6.81. Структурная схема цифрового ГУН

## 6.6. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. СИНТЕЗ КОНТУРА ФАПЧ С ЗАДАНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

### 6.6.1. ПОРЯДОК СИНТЕЗА КОНТУРА ФАПЧ

Рассмотрим порядок синтеза контура ФАПЧ 2-го порядка.

**Шаг 1. Определение периода дискретизации  $T$ .** Период дискретизации равен  $T=1/f_s$ , где частота дискретизации  $f_s$  должна быть как минимум в пять раз выше ожидаемой частоты входного гармонического радиосигнала.

**Шаг 2. Определение коэффициента усиления фазового детектора  $K_p$ .** Для случая идеального фазового детектора  $K_p=1$ ; при реализации ФД в форме перемножителя  $K_p=A/2$ , где  $A$  – амплитуда входного сигнала.

**Шаг 3. Определение коэффициента усиления ГУН  $K_0$ .** Обычно КУ ГУН выбирают равным единице  $K_0=1$ .

**Шаг 4. Определение демпинг фактора  $\zeta$ .** Демпинг фактор определяет переходной процесс и способность слежения контура ФАПЧ и обычно выбирается в диапазоне  $0,5 \leq \zeta \leq 2$ . Демпинг фактор входит в выражение для оценки коэффициентов усиления петлевого фильтра.

**Шаг 5. Определение шумовой полосы  $B_n$ .** Узкая  $B_n$  уменьшает шум в контуре ФАПЧ, однако увеличивает время подстройки (переходного процесса). Широкая  $B_n$  увеличивает шум в контуре ФАПЧ, однако уменьшает время подстройки. Шумовая полоса  $B_n$  задается в Гц и определяет допустимые пределы подстройки мгновенной частоты сигнала на выходе ГУН к частоте входного радиосигнала, т.е. максимальное частотное рассогласование. Диапазон частотных рассогласований, компенсируемый контуром ФАПЧ, определяется шириной шумовой полосы  $B_n$  и демпинг фактором  $\zeta$ . Шумовая полоса  $B_n$  входит в выражение для оценки коэффициентов усиления ПФ.

**Шаг 6. Определение коэффициентов усиления петлевого фильтра  $K_1$  и  $K_2$ .** В контуре ФАПЧ 2-го порядка оценке подлежит пропорциональный  $K_1$  и интегральный  $K_2$  коэффициенты петлевого фильтра. Для их оценки необходимы параметры: период дискретизации  $T$ , КУ ФД  $K_p$ , КУ ГУН  $K_0$ , демпинг фактор  $\zeta$  и шумовая полоса  $B_n$ . Для  $K_1$  из (6.76) следует

$$K_1 = \frac{4\zeta \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right)}{K_p K_0 \left( 1 + 2\zeta \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right) + \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right)^2 \right)}. \quad (6.86)$$

Для  $K_2$  из (6.77) следует

$$K_2 = \frac{4 \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right)^2}{K_p K_0 \left( 1 + 2\zeta \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right) + \left( \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \right)^2 \right)}. \quad (6.87)$$

Введем обозначение

$$\eta = \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}}, \quad (6.88)$$

тогда выражения (6.86) и (6.87) можно представить следующим образом

$$K_1 = \frac{4\zeta\eta}{K_p K_0 (1 + 2\zeta\eta + \eta^2)}. \quad (6.89)$$

$$K_2 = \frac{4\eta^2}{K_p K_0 (1 + 2\zeta\eta + \eta^2)}. \quad (6.90)$$

Если ширина шумовой полосы мала в сравнении с частотой дискретизации, т.е.  $B_n T \ll 1$ , тогда выражения (6.89) и (6.90) можно упростить:

$$K_1 = \frac{4\zeta B_n T}{K_p K_0 \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right)}. \quad (6.91)$$

$$K_2 = \frac{4(B_n T)^2}{K_p K_0 \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right)^2}. \quad (6.92)$$

**Шаг 7. Конфигурация контура ФАПЧ.** Конфигурация контура ФАПЧ 2-го порядка производится из отдельных элементарных блоков, рассмотренных ранее (рис. 6.82). Будем считать, что сигнал на входе контура ФАПЧ оцифрован с частотой дискретизации  $f_s$  и периодом  $T=1/f_s$ . Также будем считать, что входной сигнал прошел через цепь АРУ и имеет единичную амплитуду, тогда коэффициент усиления фазового детектора можно принять равным  $K_p=1/2$ . Также, для исключения переполнения в цифровом ГУН перед блоками тригонометрических функций добавим блок mod2 $\pi$ .

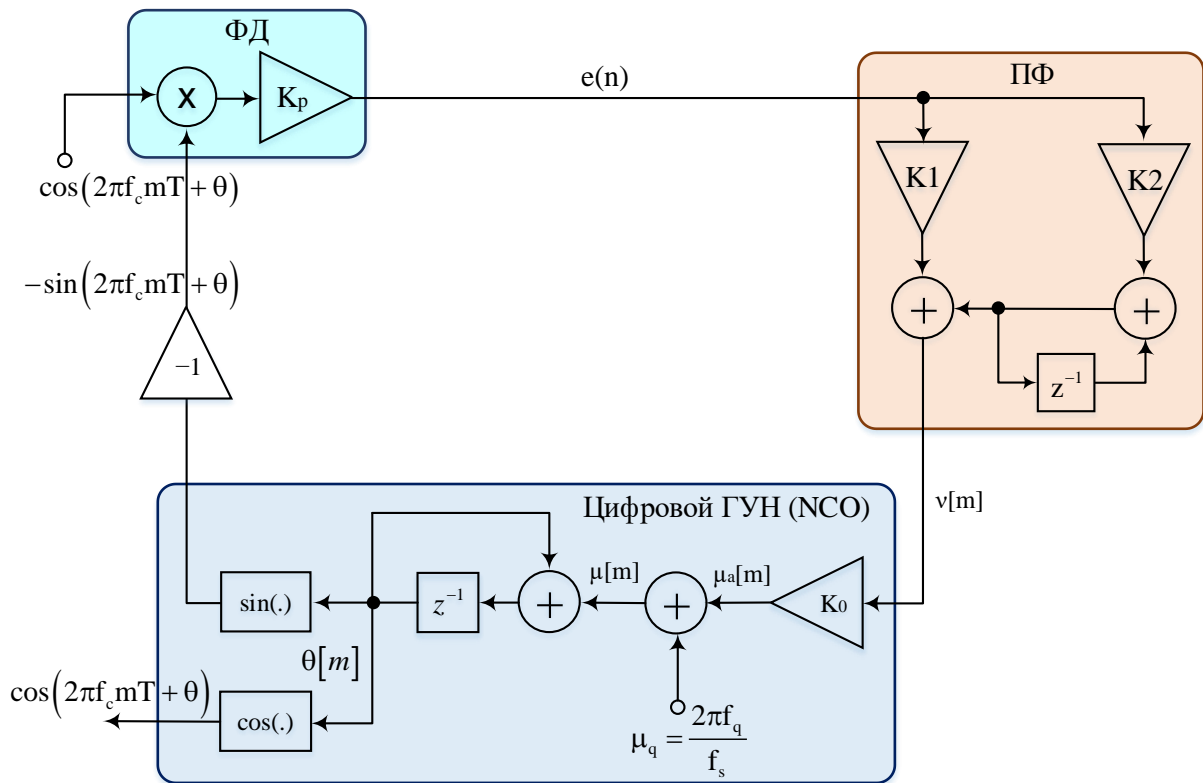


Рис. 6.82. Структурная схема контура ФАПЧ 2-го порядка

## 6.6.2. СИНТЕЗ КОНТУРА ФАПЧ

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель контура ФАПЧ в Simulink (рис. 6.83).

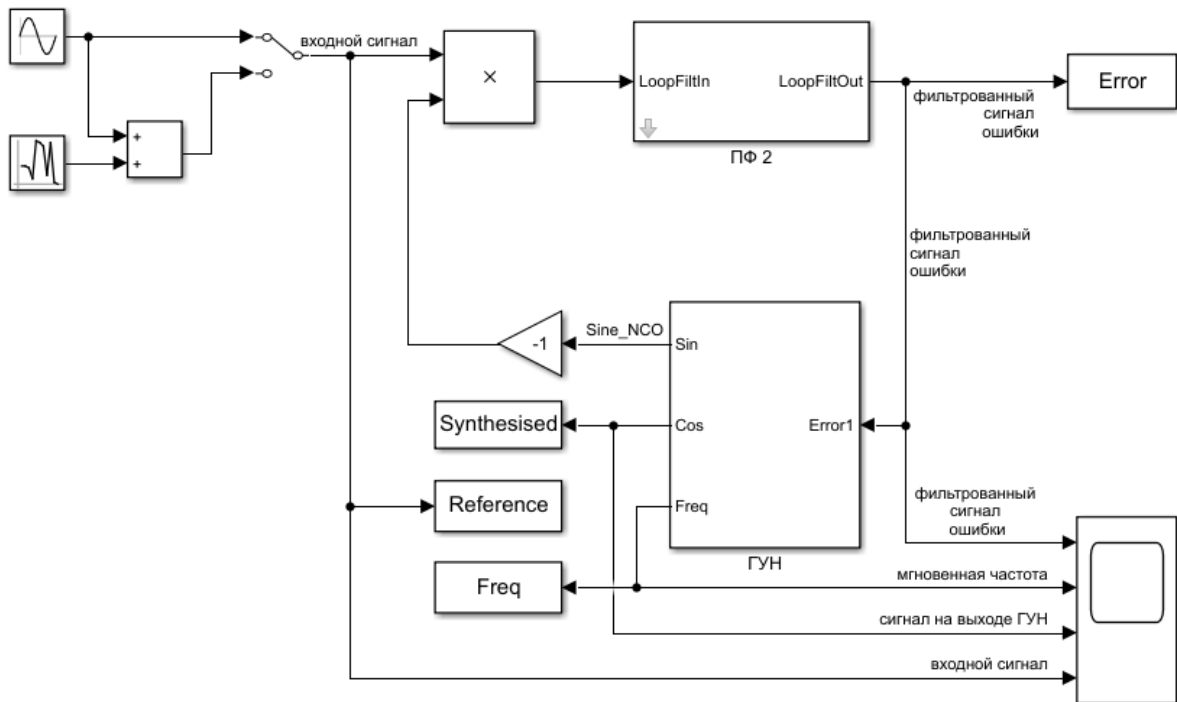


Рис. 6.83. Имитационная модель контура ФАПЧ 2-го порядка

2. Добавить в модель контура ФАПЧ подсистему ПФ и замаскировать его параметры  $K_1$  и  $K_2$  (рис. 6.84).

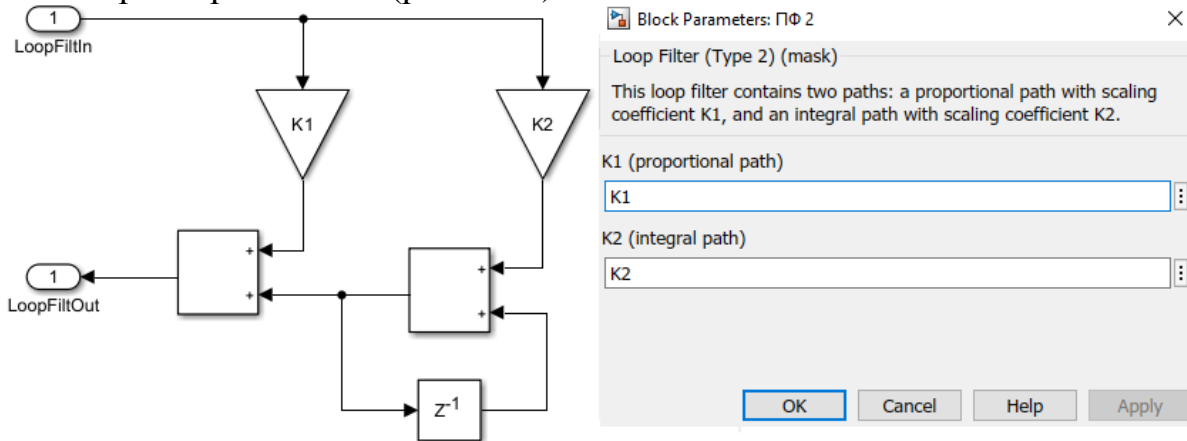


Рис. 6.84. Подсистема ПФ контура ФАПЧ 2-го порядка

3. Добавить в модель контура ФАПЧ подсистему ГУН и установить параметры: КУ  $K_0$  и шаг приращения  $\mu_q = 2\pi f_q / f_s$  (рис. 6.85).

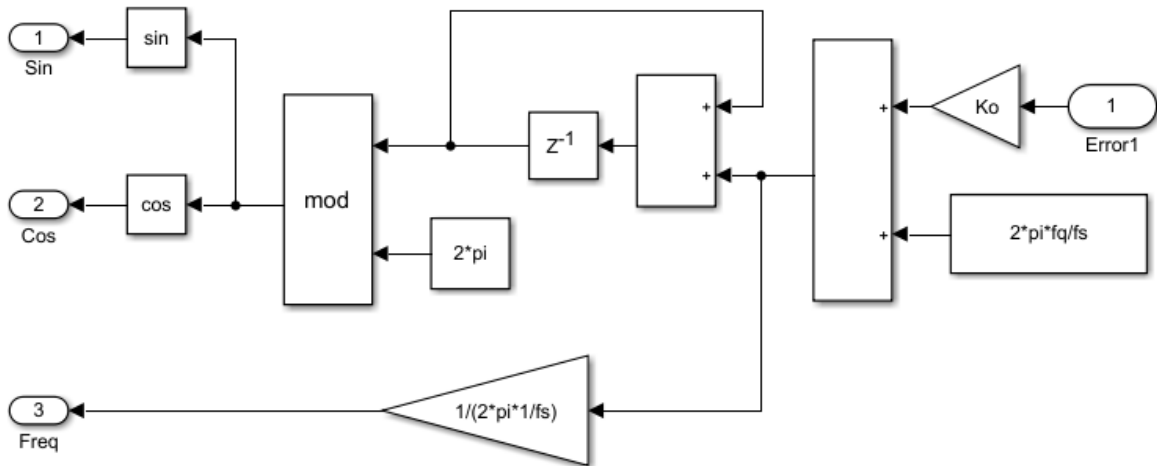


Рис. 6.85. Подсистема ПФ контура ФАПЧ 2-го порядка

4. Добавить в подсистему ГУН блок Math Function из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 6.86).

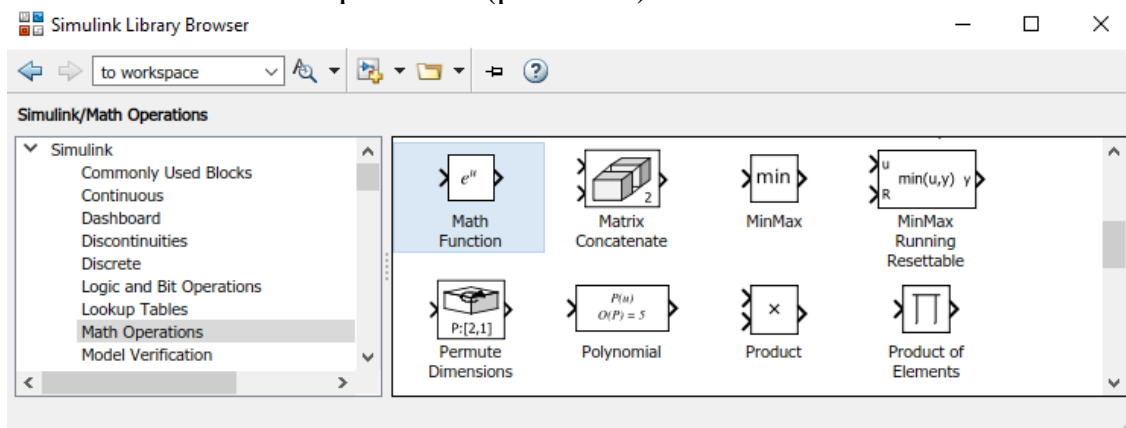


Рис. 6.86. Блок Math Function в библиотеке Simulink / Math Operations

5. Настроить блок Math Function на вычисление модуля (рис. 6.87).

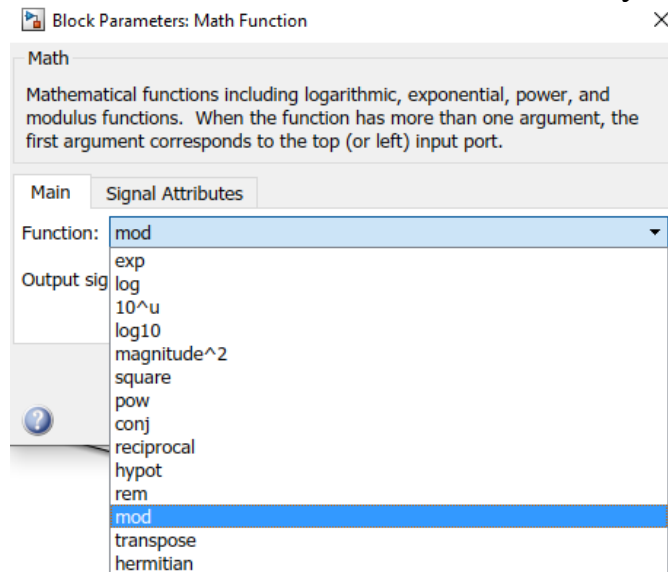


Рис. 6.87. Настройка блока Math Function для вычисления модуля

6. Настроить параметры блока Sine Wave (рис. 6.88).

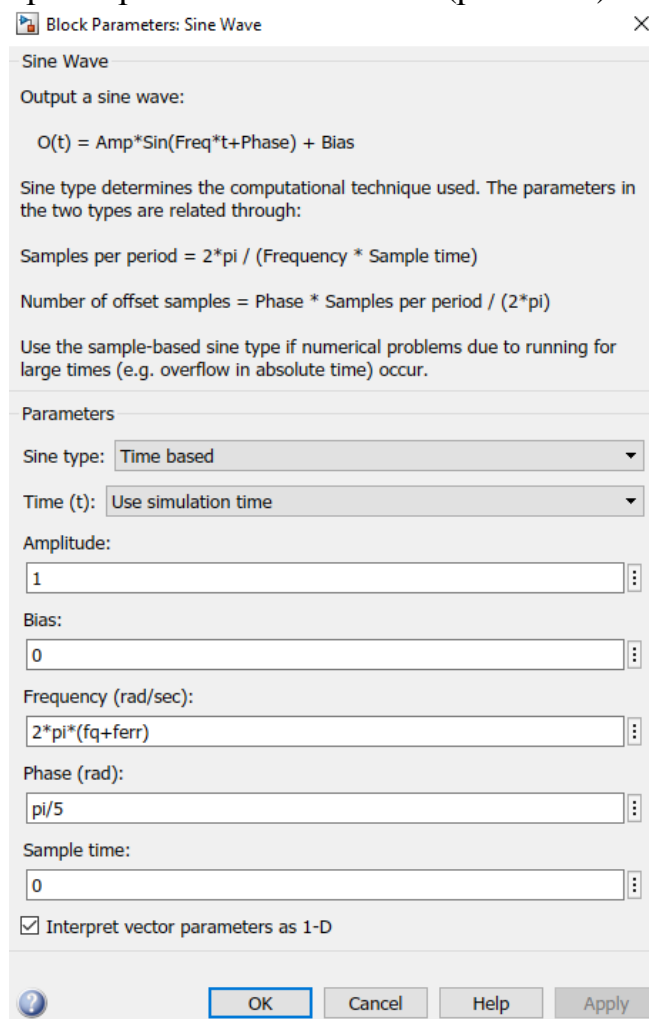


Рис. 6.88. Настройка параметров блока Sine Wave

7. Добавить в модель блок Random Number из библиотеки Simulink / Sources (рис. 6.89).

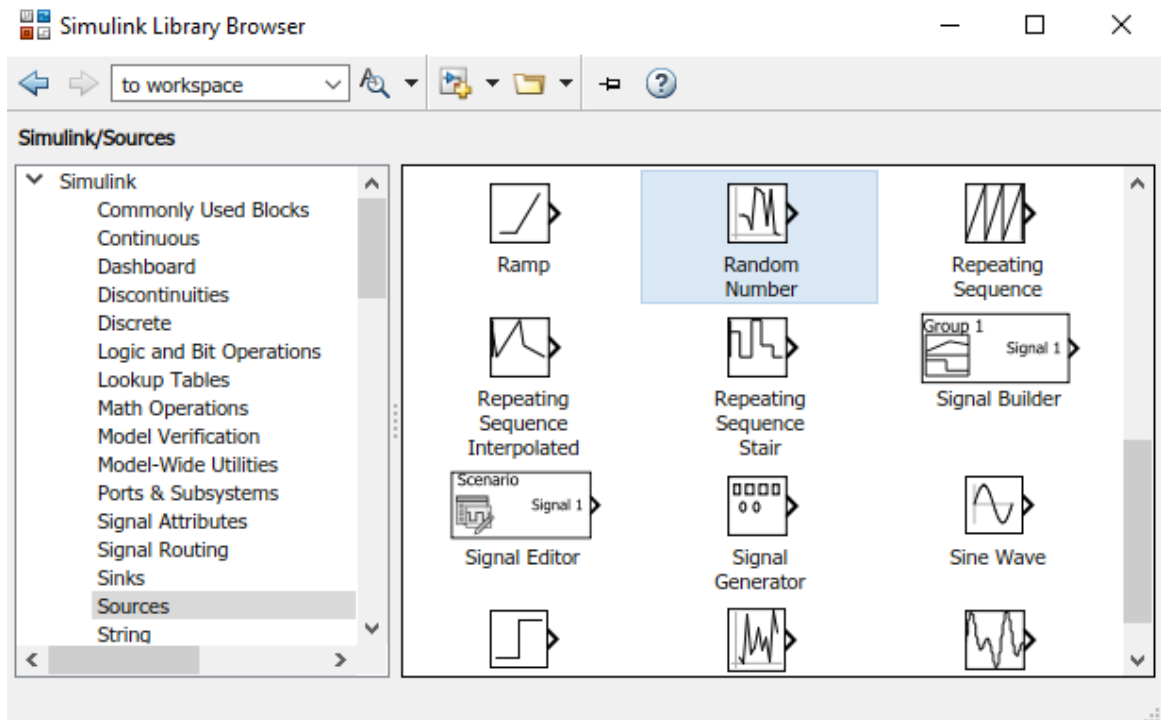


Рис. 6.89. Блок Math Function в библиотеке Simulink / Math Operations

8. Настроить параметры блока Random Number (рис. 6.90).

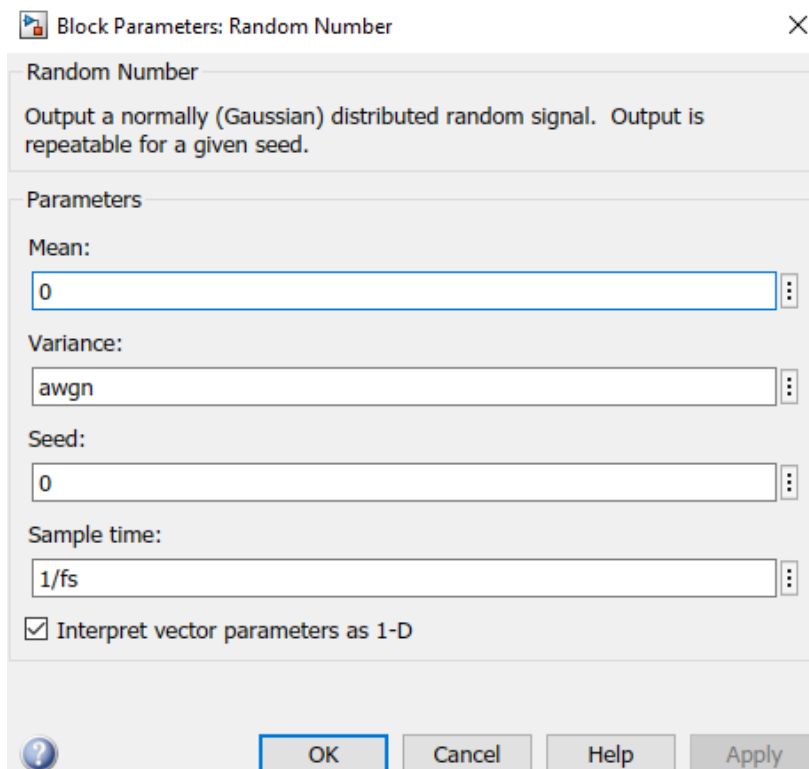


Рис. 6.90. Настройка параметров блока Random Number

9. Добавить в модель 4 блока To Workspace из библиотеки Simulink / Sinks (рис. 6.91) и обозначить их согласно рис. 6.83.

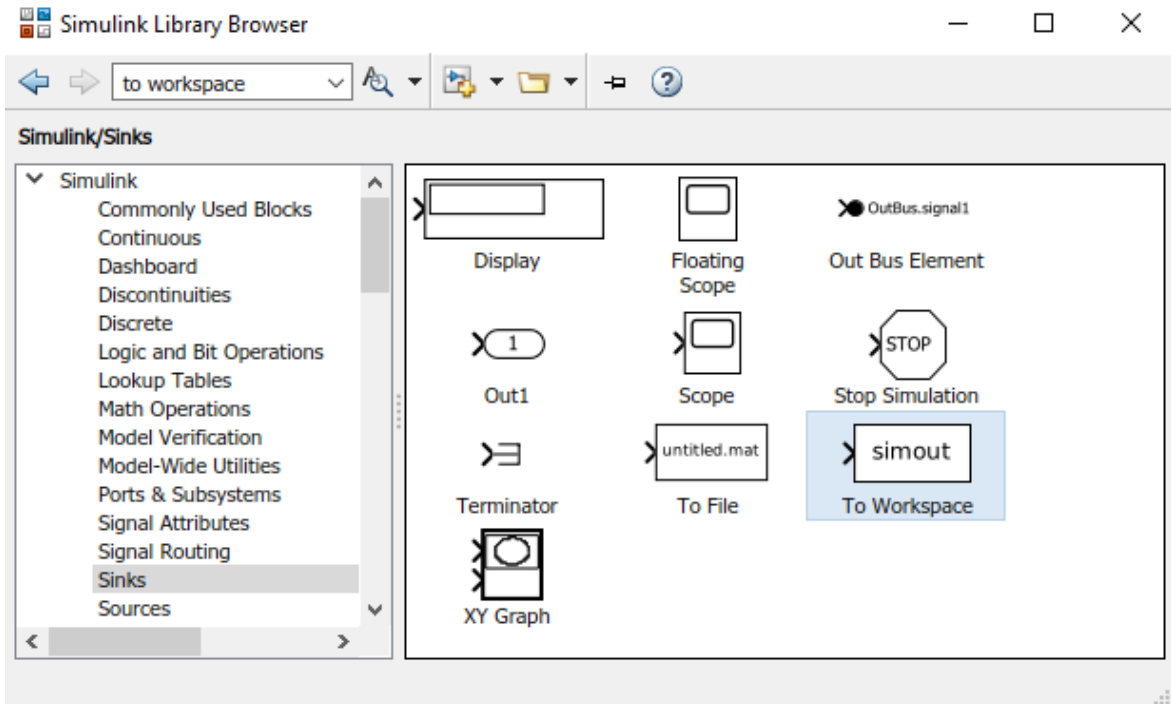


Рис. 6.91. Блок To Workspace в библиотеке Simulink / Sinks

10. Подготовить скрипт `pr662_configure_pll2.m` для инициализации параметров модели контура ФАПЧ 2-го порядка (скрипт 6.6).

**Скрипт 6.6. Инициализация параметров контура ФАПЧ 2-го порядка**

```

% установка первичных параметров
fs = 10e6;           % частота дискретизации
T = 1/fs;           % период дискретизации
fq = 1e6;           % ожидаемая частота
d = 0.707;          % демпинг фактор
Kp = 0.5;           % коэффициент усиления ФД
Ko = 1;             % коэффициент усиления ГУН
Bn = 20e3;          % шумовая полоса
% расчет вторичных параметров
mu_q = (2*pi*fq)/fs; % шаг цифрового ГУН
eta = (Bn*T)/(d+1/(4*d)); % переменная
% пропорциональный коэффициент ПФ
K1 = (4*d*eta)/(Ko*Kp*(1+(2*d*eta)+eta^2));
% интегральный коэффициент ПФ
K2 = (4*eta^2)/(Ko*Kp*(1+(2*d*eta)+eta^2));
% переменные моделирования
n = 15000;          % число выборок
ferr = 4500;        % ошибка частоты входного сигнала (Гц)
awgn = 0.05;        % дисперсия АБГШ

```



11. Открыть параметры модели контура ФАПЧ в меню File / Model Properties / Model Properties и в открывшемся окне в разделе Callbacks / PreLoadFcn инициализировать параметры контура ФАПЧ скриптом pr662\_configure\_pll2.m (рис. 6.92).

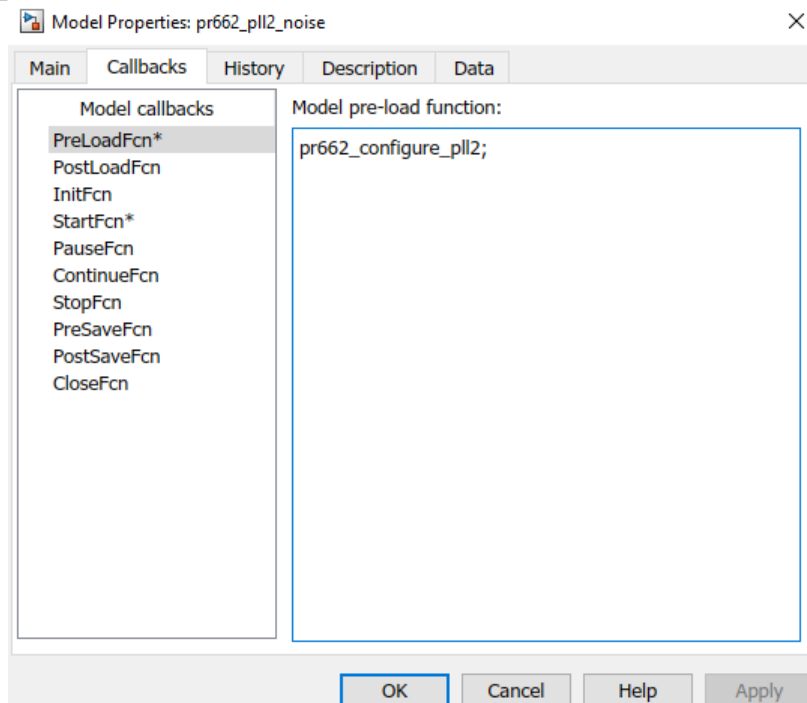


Рис. 6.92. Инициализация параметров модели скриптом pr662\_configure\_pll2.m

### 6.6.3. АНАЛИЗ РАБОТЫ КОНТУРА ФАПЧ

Проанализируем функционирование модели контура ФАПЧ 2-го порядка со следующими параметрами:

- частота дискретизации  $f_s=10$  МГц;
- период дискретизации  $T=1/f_s=0,1$  мкс;
- ожидаемая частота принимаемого сигнала  $f_q=1$  МГц;
- демпинг фактор  $\zeta=0,707$ ;
- коэффициент усиления ФД  $K_p=0,5$ ;
- коэффициент усиления ГУН  $K_0=1$ ;
- шумовая полоса  $B_n=20$  кГц.

Шаг приращения  $\mu_q$  может быть рассчитан по формуле (6.19)

$$\mu_q = \frac{2\pi f_q}{f_s} = \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 10^6}{10 \cdot 10^6} \approx 0,63.$$

Переменная  $\eta$  может быть рассчитана по формуле (6.88)

$$\eta = \frac{B_n T}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{0,707 + \frac{1}{4 \cdot 0,707}} \approx 0,0019.$$

Коэффициент  $K_1$  может быть рассчитан по формуле (6.89)

$$K_1 = \frac{4\zeta\eta}{K_p K_0 (1 + 2\zeta\eta + \eta^2)} = \frac{4 \cdot 0,707 \cdot 0,0019}{1 \cdot 0,5 (1 + 2 \cdot 0,707 \cdot 0,0019 + 0,0019^2)} \approx 0,0106.$$

Коэффициент  $K_2$  может быть рассчитан по формуле (6.90)

$$K_2 = \frac{4\eta^2}{K_p K_0 (1 + 2\zeta\eta + \eta^2)} = \frac{4 \cdot 0,0019^2}{1 \cdot 0,5 (1 + 2 \cdot 0,707 \cdot 0,0019 + 0,0019^2)} = 2,8 \cdot 10^{-5}.$$

Выполним моделирование работы модели контура ФАПЧ для шумовой полосы 10 кГц и 20 кГц для входного сигнала без шума (рис. 6.93).

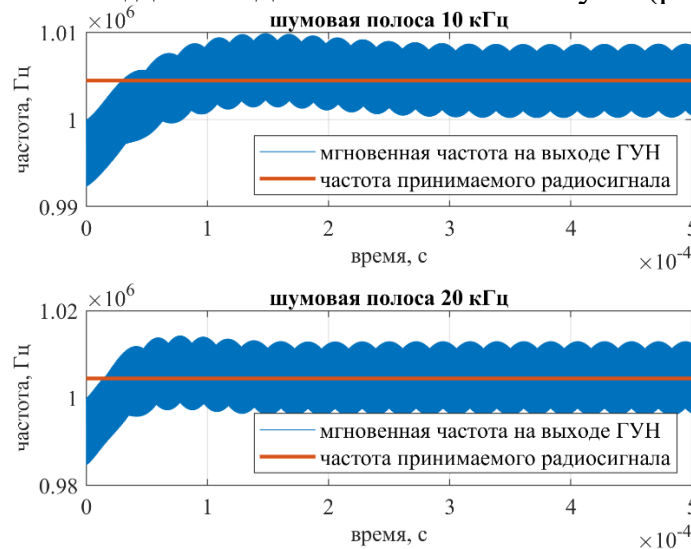


Рис. 6.93. Зависимость длительности переходного процесса от ширины шумовой полосы

Анализ графиков на рис. 6.90 позволяет сделать вывод о том, что с увеличением шумовой полосы  $B_n$  длительность переходного процесса сокращается и контур ФАПЧ быстрее адаптируется к нужной частоте.

В рассмотренном примере начальное рассогласование по частоте принимаемого сигнала  $\Delta f = 4500$  Гц. Оценим время захвата данного сигнала по формуле (6.45). Для случая  $B_n = 10$  кГц время захвата определяется суммой времени захвата по частоте  $t_f$  и по фазе  $t_p$

$$t_f \approx \frac{4\Delta f^2}{B_n^3} = \frac{4 \cdot 4500^2}{(10 \cdot 10^3)^3} = 8,1 \cdot 10^{-5} \text{ с}, \quad t_p = \frac{1,3}{B_n} = \frac{1,3}{10 \cdot 10^3} = 1,3 \cdot 10^{-4} \text{ с},$$

и равно  $t_3 = t_f + t_p = 2,1 \cdot 10^{-4}$  с. Для  $B_n = 20$  кГц  $t_3 = t_f + t_p = 7,5 \cdot 10^{-4}$  с:

$$t_f \approx \frac{4\Delta f^2}{B_n^3} = \frac{4 \cdot 4500^2}{(20 \cdot 10^3)^3} = 1,0 \cdot 10^{-5} \text{ с}, \quad t_p = \frac{1,3}{B_n} = \frac{1,3}{20 \cdot 10^3} = 6,5 \cdot 10^{-5} \text{ с}.$$

Максимальное частотное рассогласование  $\Delta f_{\max}$ , при котором возможен захват сигнала определяется из (6.46) и для  $B_n = 10$  кГц и  $\zeta = 0,707$  равно:

$$\Delta f_{\max} = 2\sqrt{2}\pi B_n \zeta = 2\sqrt{2}\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,707 = 62,8 \text{ кГц}.$$

## 6.7. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ПРИЕМА АМ СИГНАЛОВ

Из раздела 5.4 следует, что для качественной демодуляции АМ сигналов нужна частотная синхронизация. В случае сигналов АМ-DSB-ТС несущая передается непосредственно вместе с информационным сигналом и ее извлечение демодулятором является тривиальной задачей. Для сигналов АМ-DSB-SC несущую необходимо извлечь из принимаемого сигнала.

### 6.7.1. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ АМ-DSB-ТС

Когерентный приемник сигналов АМ-DSB-ТС получает несущую из принятого сигнала и использует ее для демодуляции информационного сигнала. Контур ФАПЧ в данном случае формирует опорный сигнал несущей из принимаемого модулированного сигнала (рис. 6.94).

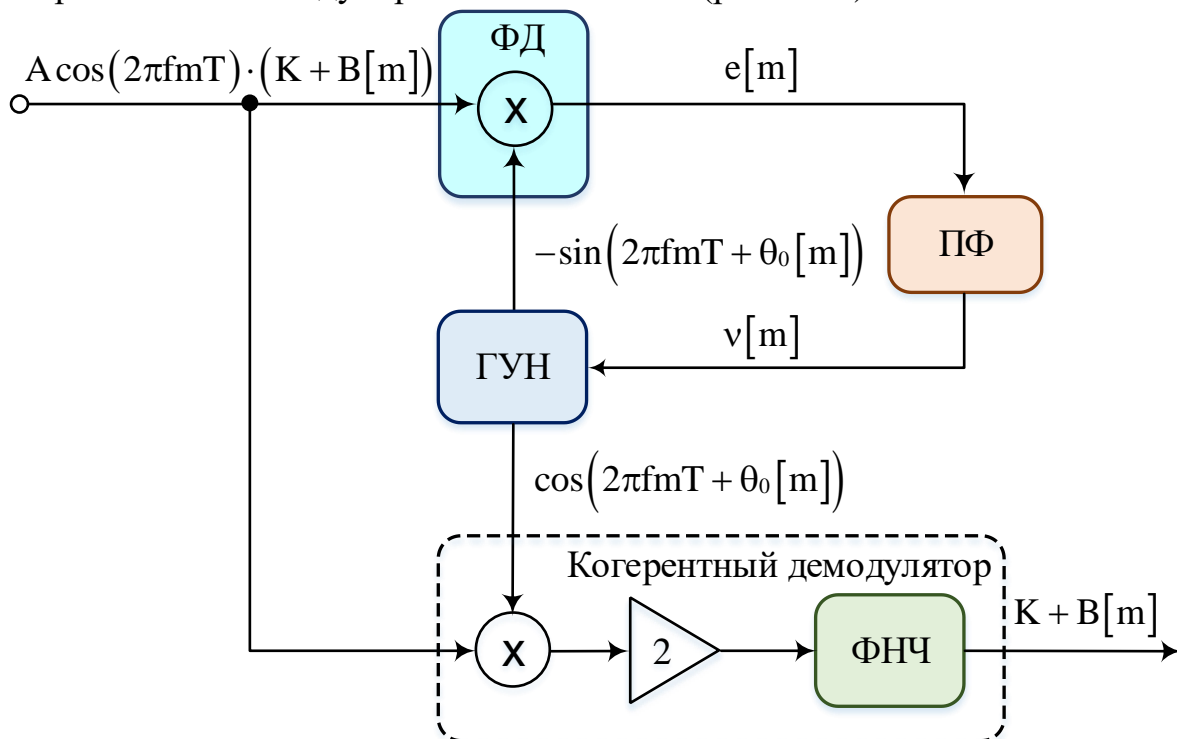


Рис. 6.94. Структурная схема демодулятора сигналов АМ-DSB-ТС с ФАПЧ

Рассмотрим пример частотной синхронизации при передаче фрагмента аудио сигнала с использованием модуляции АМ-DSB-ТС. Исходный аудио сигнал `music1_mono48kHz.wav` оцифрован с частотой 48 кГц. Выберем значение частоты дискретизации  $f_s=480$  кГц, а значение несущей частоты  $f_c=f_s/5=96$  кГц. Для проверки работы контура ФАПЧ будем считать, что частота сдвинута на 1% до значения  $0,99 \cdot f_c=95$  кГц.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель демодулятора сигналов АМ-DSB-ТС с контуром ФАПЧ (рис. 6.95).

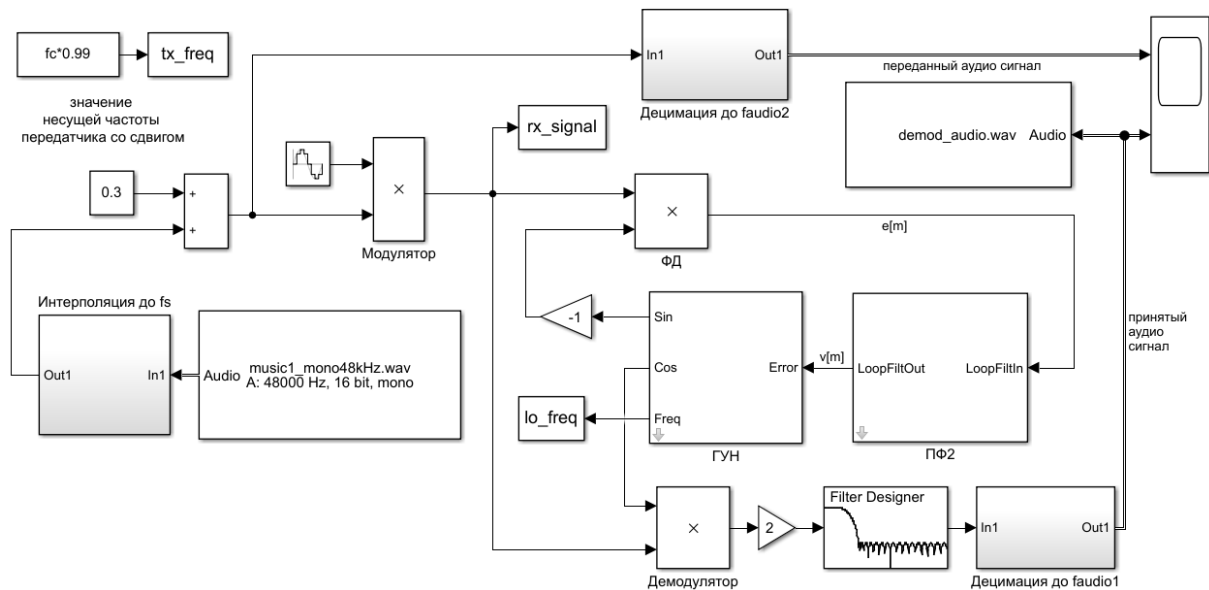


Рис. 6.95. Модель демодулятора сигналов AM-DSB-TC с ФАПЧ

2. Инициализировать модель демодулятора сигналов AM-DSB-TC с контуром ФАПЧ в разделе Callbacks / PreLoadFcn (рис. 6.96) параметрами, заданными в скрипте 6.7.1.

**Скрипт 6.7.1 Инициализация параметров модели AM-DSB-TC с ФАПЧ**

```

fs = 48e3*10; % частота дискретизации
fc = fs/5;
% параметры контура ФАПЧ
A = 1; % амплитуда входного сигнала
T = 1/fs; % период дискретизации
Kp = A/2; % коэффициент усиления ФД
Bn = 1000; % шумовая полоса, Гц
Ko = 1; % коэффициент усиления ГУН (нормирован к fs)
d = 0.707; % демпинг фактор
% оценка коэффициентов ПФ
K1 = (4*d*Bn*T) / (Ko*Kp*(d+1/(4*d)));
K2 = (4*(Bn*T)^2) / (Ko*Kp*(d+1/4*d)^2);

```

3. Настроить модель демодулятора сигналов AM-DSB-TC с контуром ФАПЧ командами в разделе Callbacks / PreLoadFcn (рис. 6.96) для построения графика переходного процесса частотной синхронизации, заданными в скрипте 6.7.2 (рис. 6.97).

**Скрипт 6.7.2. Построение графика по завершении моделирования**

```

% Построение графика по завершении моделирования
figure(1); plot(lo_freq.time,lo_freq.signals.values,'b');
hold on; grid on;
plot(tx_freq.time,tx_freq.signals.values,'r','linewidth',2);
xlabel('Время, с'); ylabel('Частота, Гц'); xlim([0 0.01]);
legend('Частота на выходе ГУН','Частота несущей');

```

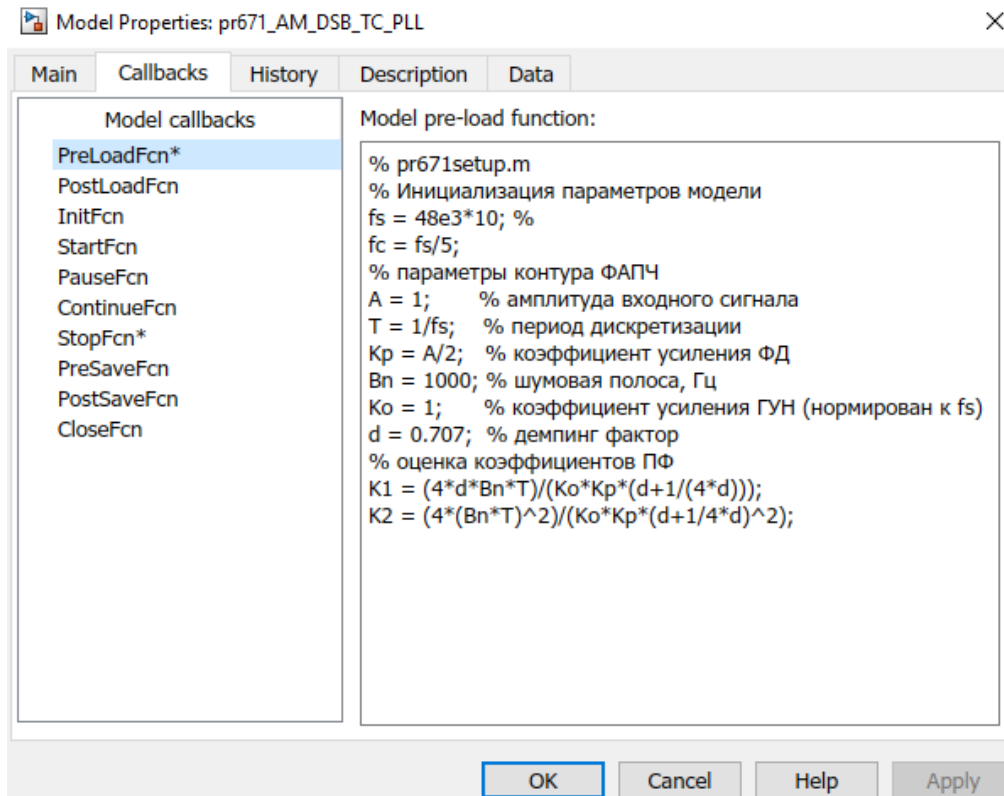


Рис. 6.96. Инициализация параметров модели демодулятора АМ-DSB-ТС с ФАПЧ

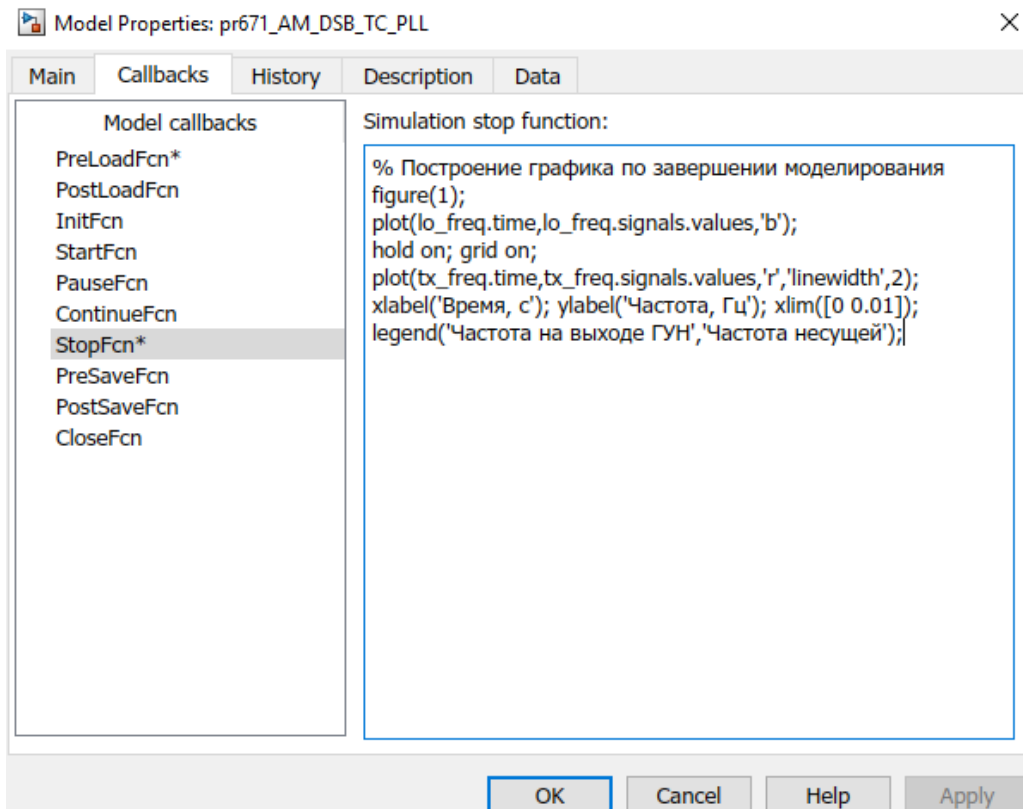


Рис. 6.97. Настройка модели демодулятора АМ-DSB-ТС с ФАПЧ на построение графиков по завершении моделирования

4. Добавить в модель блок From Multimedia File из библиотеки DSP System Toolbox / Sources и указать в нем аудио сигнал (рис. 6.98).

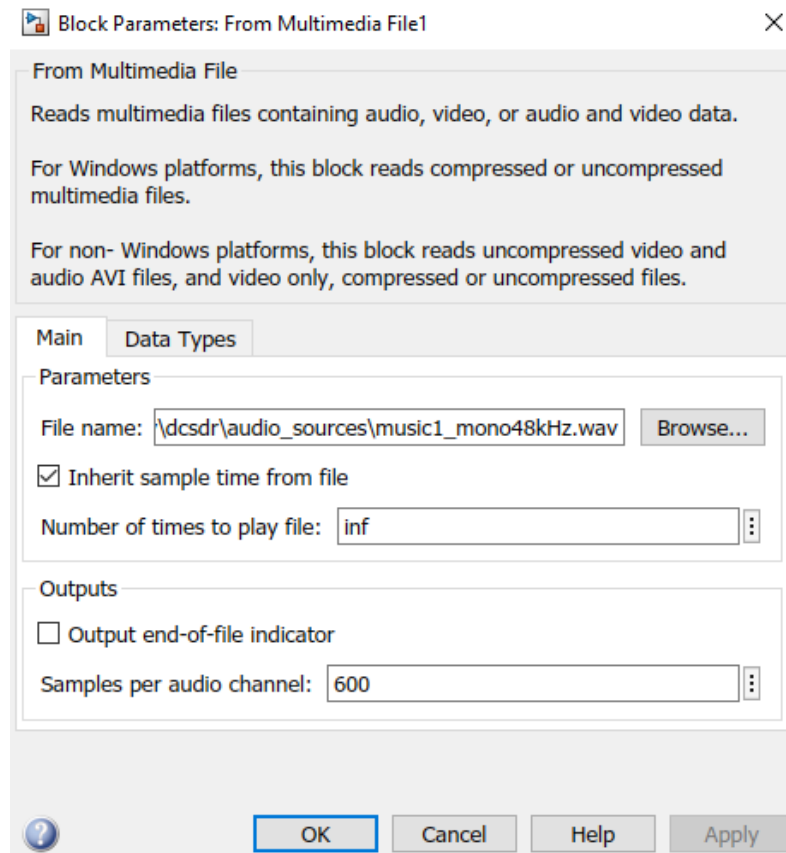


Рис. 6.98. Настройка блока From Multimedia File

5. Добавить в модель блок To Multimedia File из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks и указать в нем имя демодулированного аудио сигнала (рис. 6.99).

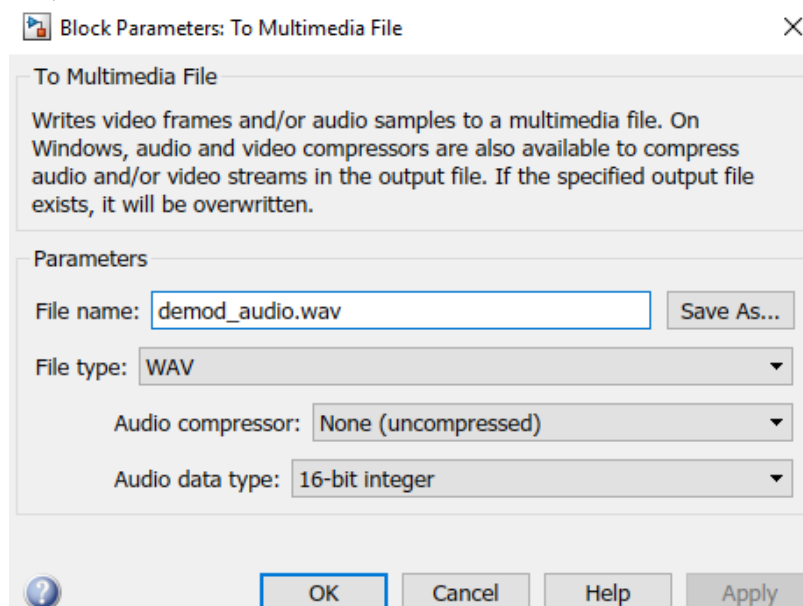


Рис. 6.99. Настройка блока To Multimedia File

6. Добавить в модель блок Sine Wave и настроить его параметры согласно рис. 6.98, указав период дискретизации  $1/f_s$ , фазовый сдвиг, и несущую частоту со сдвигом  $0,99 \cdot f_c$  (рис. 6.100).

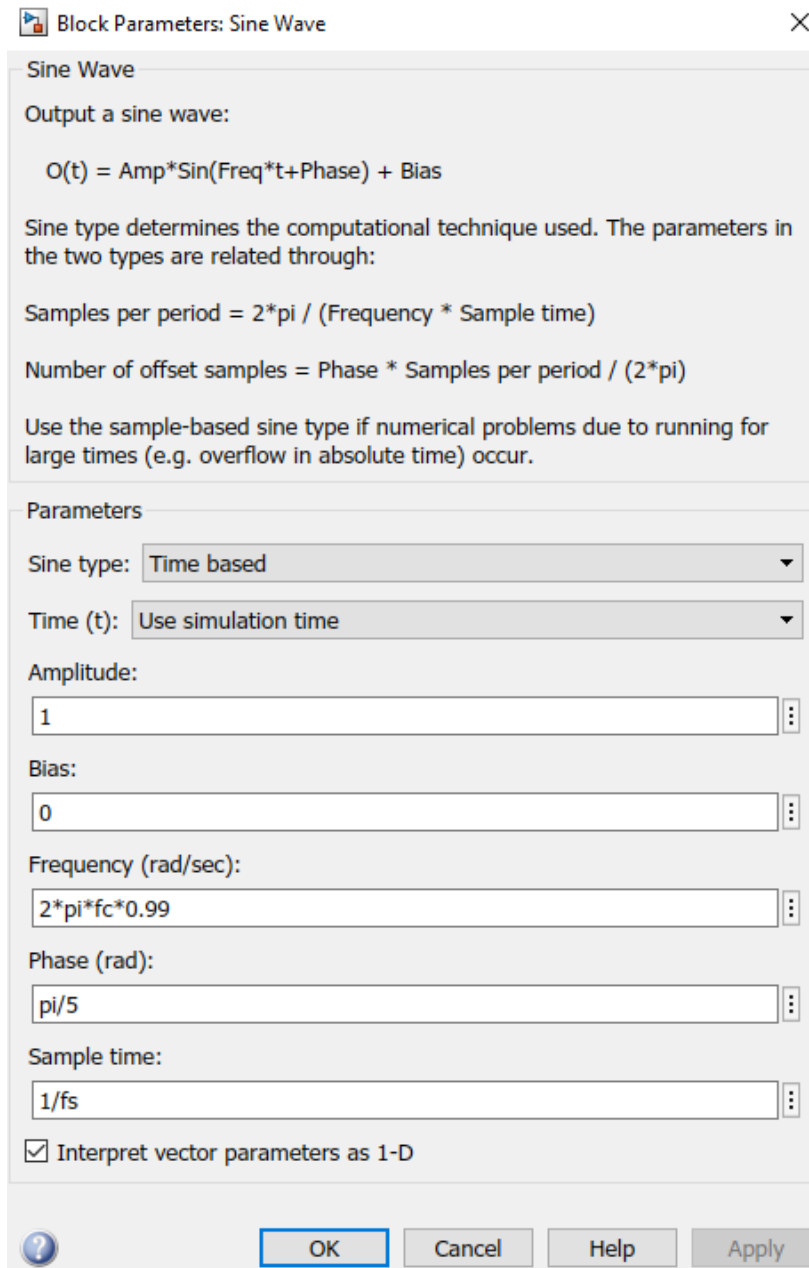


Рис. 6.100. Настройка блока Sine Wave модулятора AM-DSB-SC

7. Добавить в модель три блока перемножителя Product из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks для модулятора, демодулятора и фазового детектора.
8. Добавить в модель два блока Gain из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks, а также блок осциллографа Time Scope из библиотеки DSP System Toolbox / Sinks.

9. Добавить в модель три блока To Workspace из библиотеки Simulink / Sinks, указать в них название параметров несущей частоты переданного сигнала `tx_freq`, частоты сигнала на выходе ГУН `lo_freq` и принятого радиосигнала `rx_signal`, а также настроить блоки на сохранение в рабочую область Matlab с привязкой ко времени, указав в выпадающем списке Save format опцию Structure With Time (рис. 6.101).

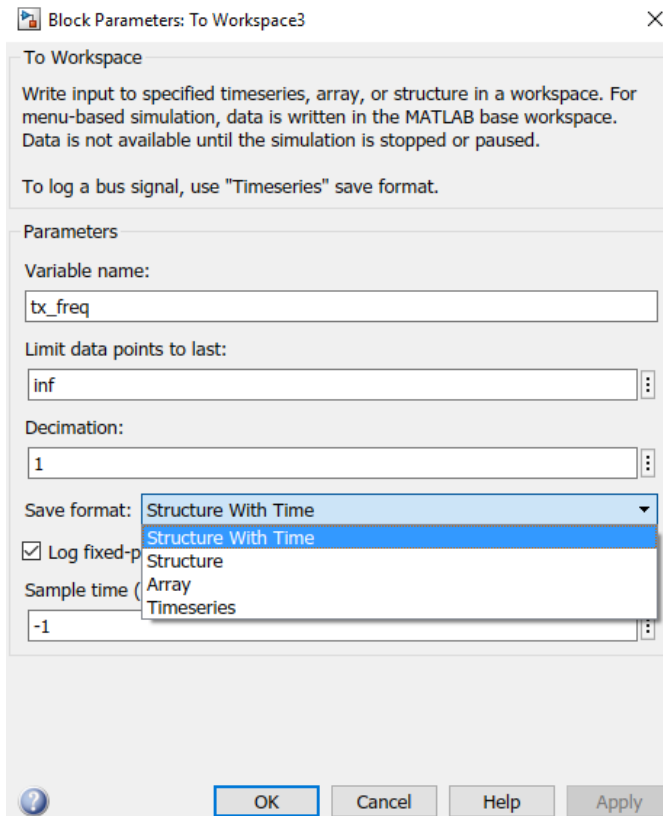


Рис. 6.101. Настройка блока To Workspace на сохранение с привязкой ко времени

10. Добавить в модель подсистему петлевого фильтра 2-го порядка и замаскировать его параметры (рис. 6.102).

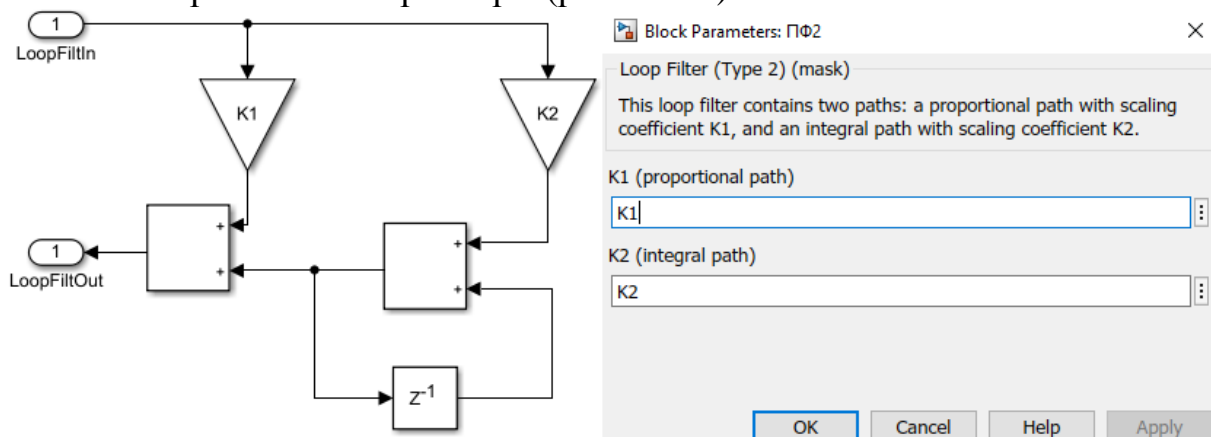


Рис. 6.102. Подсистема петлевого фильтра 2-го порядка



11. Добавить в модель подсистему ГУН и замаскировать его параметры (рис. 6.103).

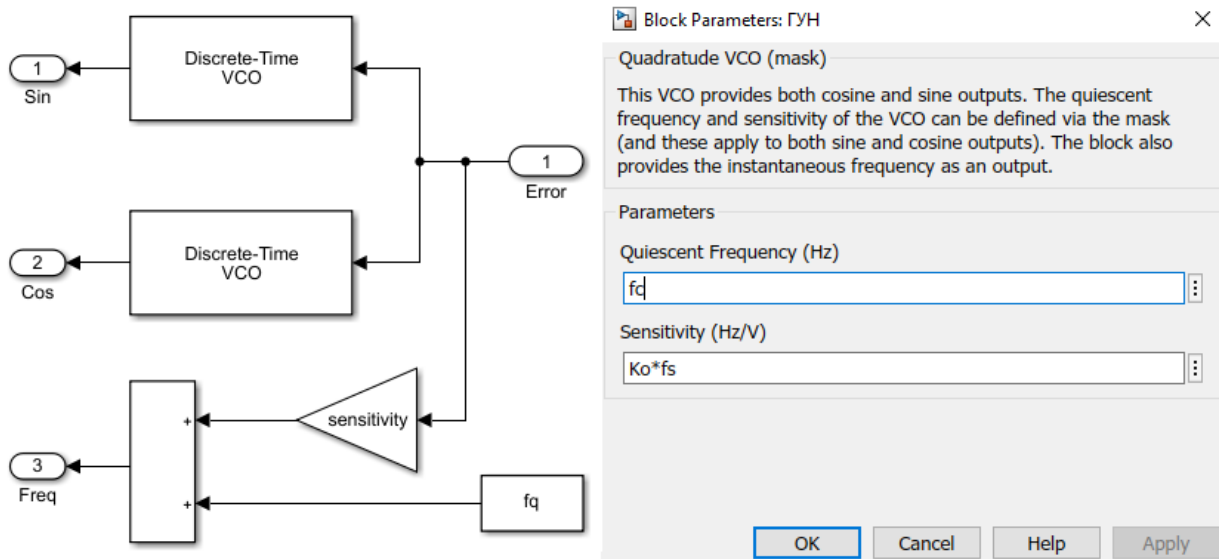


Рис. 6.103. Подсистема ГУН

12. Добавить в модель блок Digital Filter Design из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Implementations и настроить его параметры (рис. 6.104).

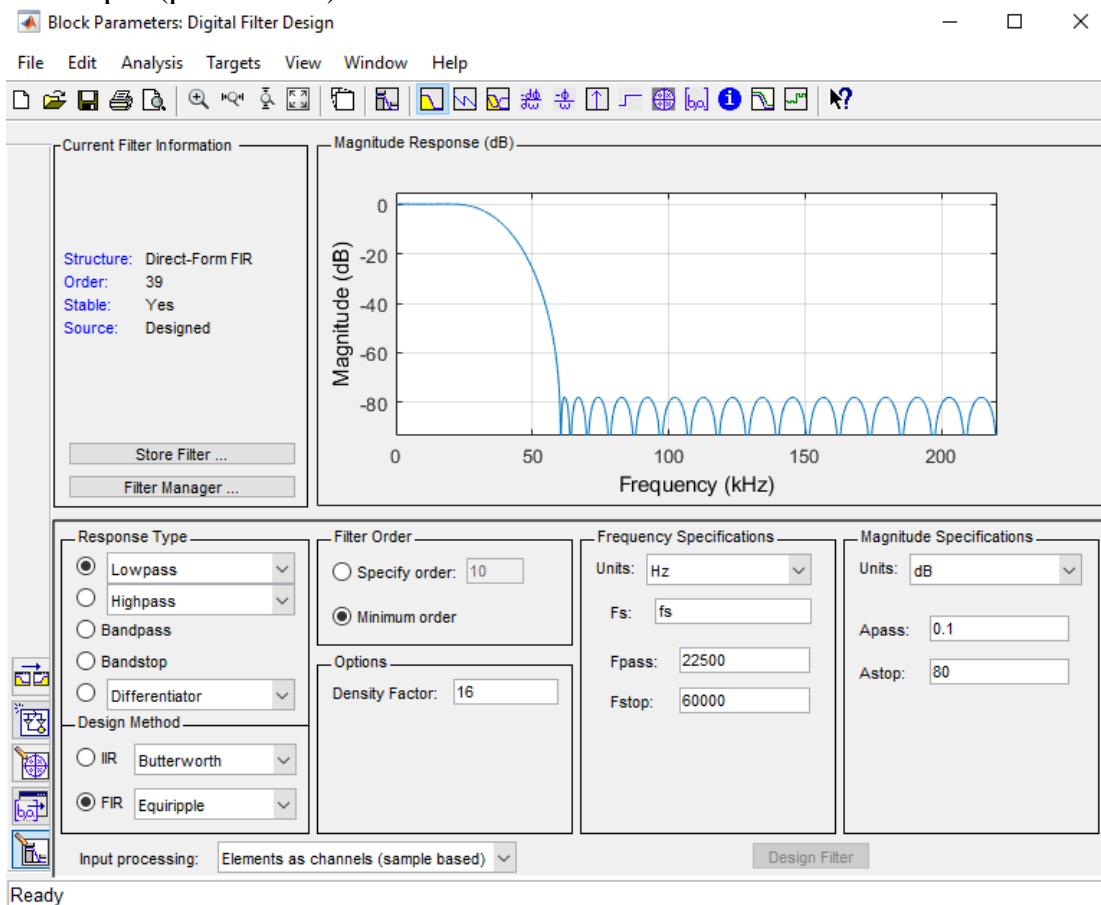


Рис. 6.104. Настройка параметров ФНЧ

13. Добавить подсистему интерполяции с 48 кГц до 480 кГц (рис. 6.105).

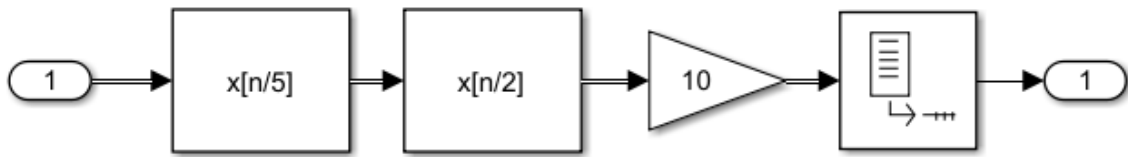


Рис. 6.105. Подсистема интерполяции

14. Добавить в подсистему интерполяции два блока FIR Interpolation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters.

15. Настроить параметры первого (рис. 6.106) и второго (рис. 6.107) блока интерполятора: коэффициенты задать командой `fir1(35,1/5)`, КИ первого интерполятора – 5, КИ второго интерполятора – 2.

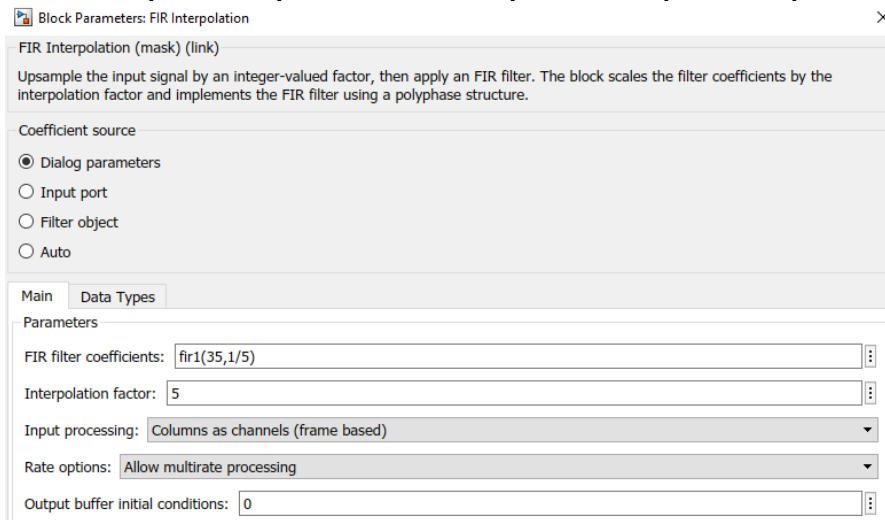


Рис. 6.106. Параметры первого блока FIR Interpolation

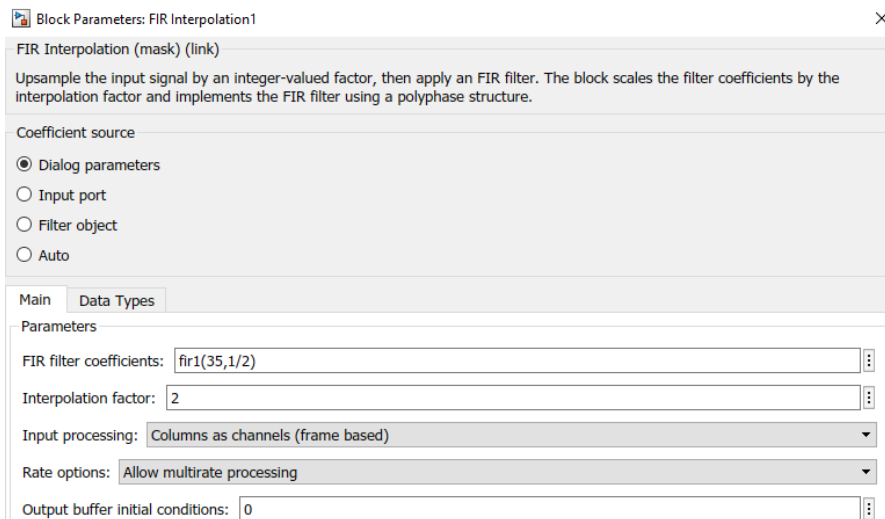


Рис. 6.107. Параметры второго блока FIR Interpolation

16. Добавить в подсистему интерполяции блок Gain и установить коэффициент усиления равный 10; также добавить блок Unbuffer из библиотеки DSP System Toolbox /Signal Management / Buffers.

17. Добавить две подсистемы децимации с 480 кГц до 48 кГц (рис. 6.108).

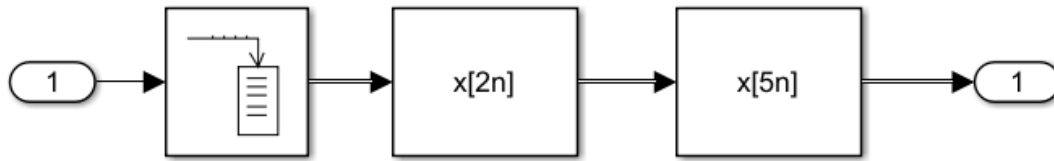


Рис. 6.108. Подсистема децимации

18. Добавить в подсистему децимации два блока FIR Decimation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters.

19. Настроить параметры первого (рис. 6.109) и второго (рис. 6.110) блока дециматора: коэффициенты задать командой `fir1(35,1/2)`, КД первого дециматора – 2, КД второго дециматора – 5.

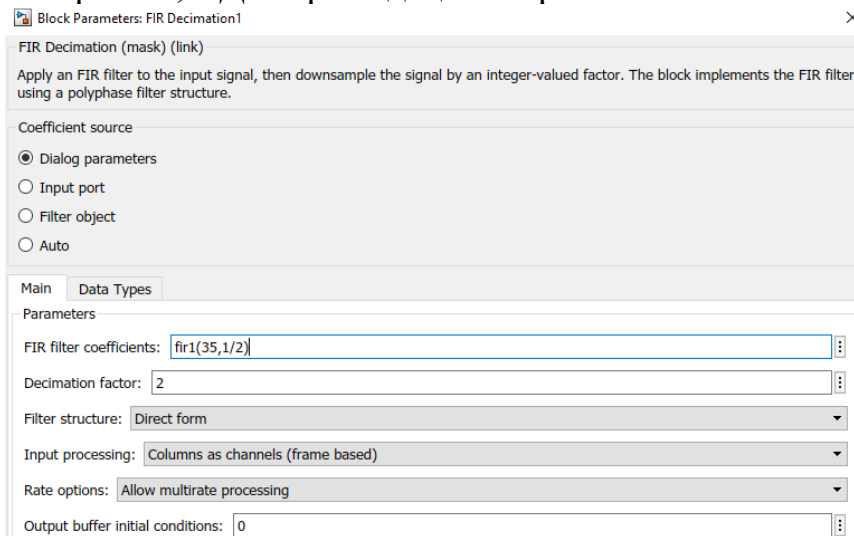


Рис. 6.109. Параметры первого блока FIR Decimation

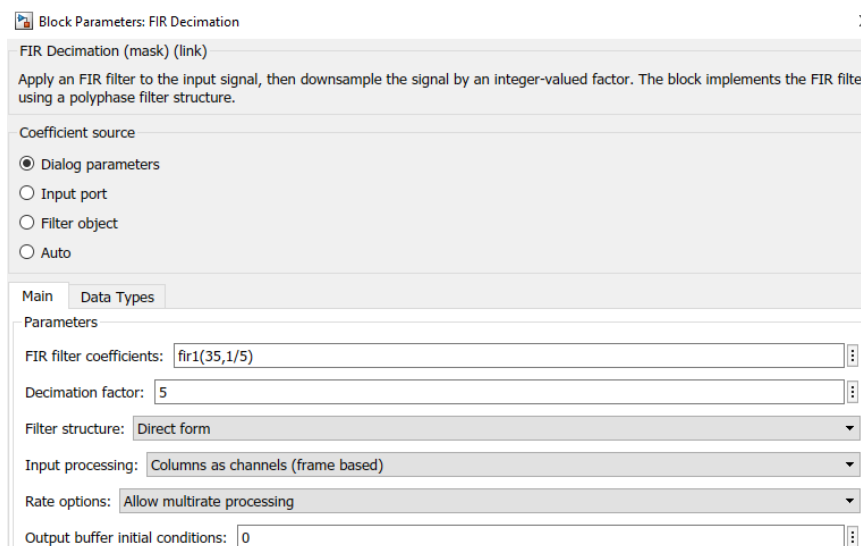


Рис. 6.110. Параметры второго блока FIR Decimation

20. Добавить в подсистему децимации блок Buffer из библиотеки DSP System Toolbox / Signal Management / Buffers.

21. Выполнить моделирование и убедиться в адаптации частоты на выходе ГУН к несущей частоте (рис. 6.111).

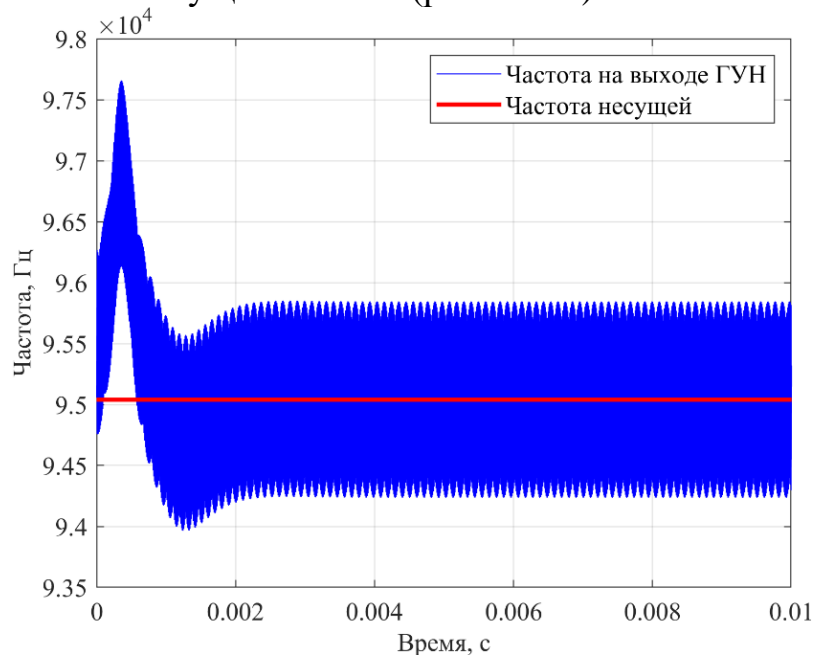


Рис. 6.111. Адаптация частоты на выходе ГУН к несущей частоте

В рассмотренном примере начальное рассогласование по частоте принимаемого сигнала  $\Delta f \approx 1000$  Гц. Оценим время захвата данного сигнала по формуле (6.45). Для случая  $B_n = 1$  кГц время захвата определяется суммой времени захвата по частоте  $t_f$  и по фазе  $t_p$

$$t_f \approx \frac{4\Delta f^2}{B_n^3} = \frac{4 \cdot 1000^2}{(10^3)^3} = 0,004 \text{ с}, \quad t_p = \frac{1,3}{B_n} = \frac{1,3}{10^3} = 0,0013 \text{ с},$$

и равно  $t_3 = t_f + t_p = 0,0053 \text{ с}$ .

22. Прослушать фрагмент когерентно демодулированного аудио сигнала (рис. 6.112).

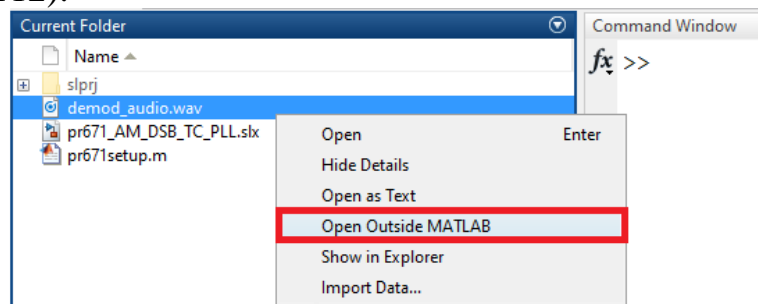


Рис. 6.112. Прослушка фрагмента демодулированного аудио сигнала

23. Разорвать петлю ФАПЧ на участке фильтрованного сигнала ошибки  $v[m]$ , выполнить моделирование.
24. Прослушать фрагмент некогерентно демодулированного аудио сигнала (рис. 6.112) и сделать выводы.

### 6.7.2. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ АМ-DSB-SC

Когерентный прием сигналов АМ-DSB-SC сложнее приема сигналов АМ-DSB-ТС, так как в первом случае АМ-DSB-SC несущая в явном виде отсутствует. Для когерентного приема сигналов АМ-DSB-SC необходимо предварительно восстановить несущую из принятого сигнала и затем использовать её для демодуляции. Для восстановления несущей обычно используется так называемая петля Костаса (рис. 6.113).

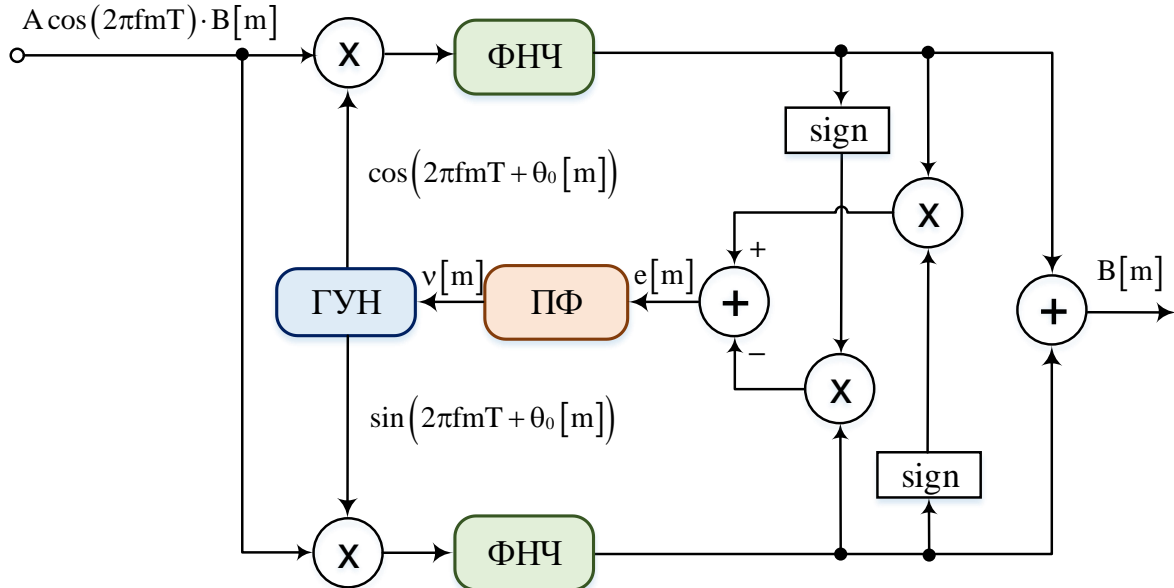


Рис. 6.113. Структурная схема демодулятора сигналов АМ-DSB-SC с петлей Костаса

Петля Костаса содержит две ветви, в которых производится умножение принятого сигнала с синусной и косинусной составляющей выхода ГУН, после чего результаты умножения поступают на ФНЧ. На выходе ФНЧ получают 2 версии демодулированного сигнала: синфазная I и квадратурная Q, из которых петля Костаса позволяет получить сигнал ошибки  $e[m]$  для подачи на ПФ; на входе ГУН получается управляющее напряжение  $v[m]$ , а на выходе ГУН – восстановленный сигнал несущей.

Рассмотрим пример частотной синхронизации при передаче фрагмента аудио сигнала с использованием модуляции АМ-DSB-SC. Исходный аудио сигнал `music1_mono48kHz.wav` оцифрован с частотой 48 кГц. Выберем значение частоты дискретизации  $f_s=480$  кГц, а значение несущей частоты  $f_c=f_s/5=96$  кГц. Для проверки работы контура ФАПЧ будем считать, что частота сдвинута на 1% до значения  $0,99 \cdot f_c=95$  кГц.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель демодулятора сигналов АМ-DSB-SC с петлей Костаса (рис. 6.114) и инициализировать ее по аналогии с пред. моделью.
2. Выполнить моделирование и убедиться в адаптации частоты на выходе ГУН к несущей частоте.

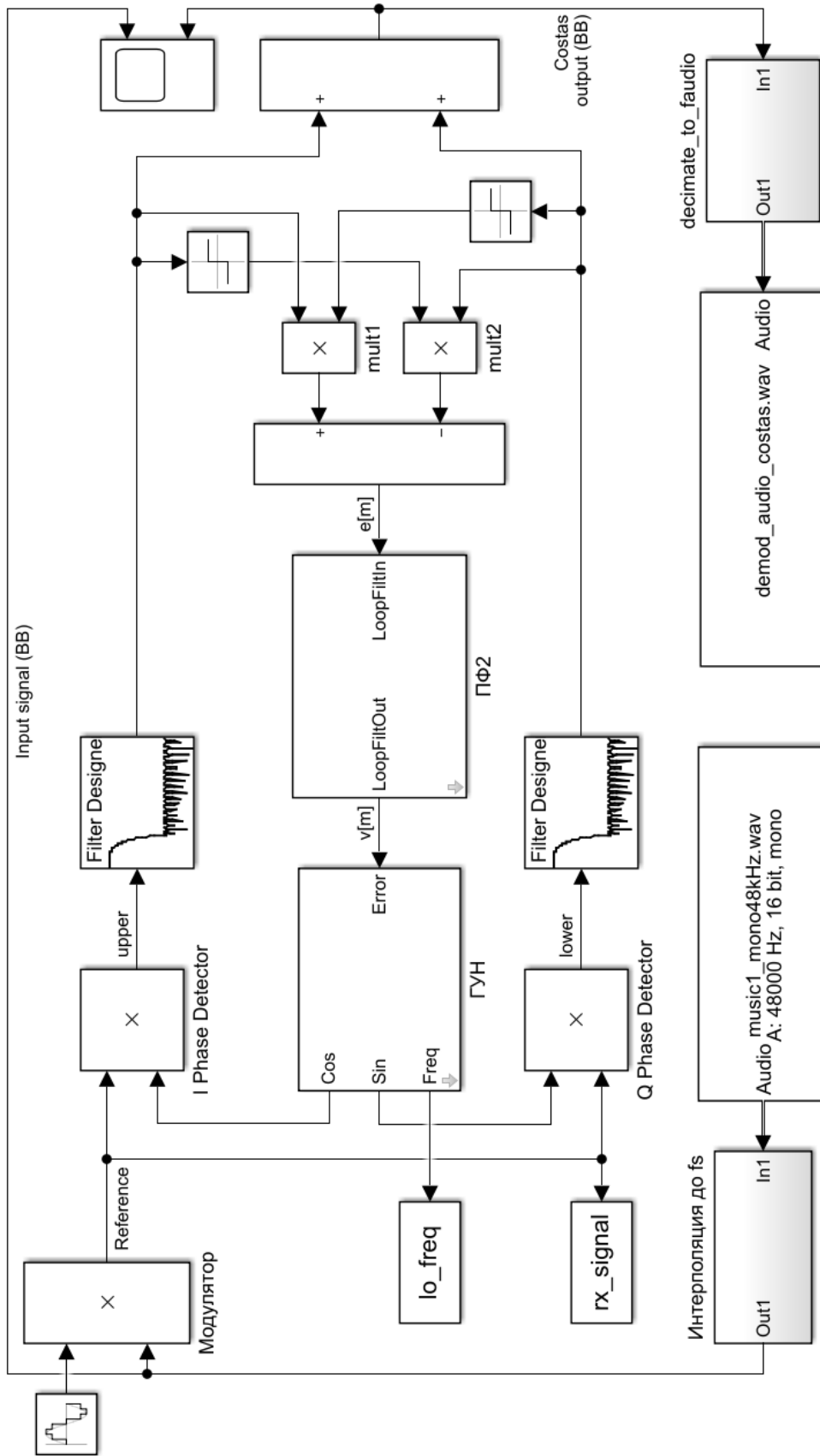


Рис. 6.114. Модель демодулятора сигналов AM-DSB-SC с петлей Костаса

## 6.8. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ.

### АМ ПРИЕМНИК НА RTL-SDR С КОНТУРОМ ФАПЧ

Ранее было показано, что детектор огибающей способен демодулировать только сигналы АМ-DSB-ТС. Другим способом демодуляции этих сигналов является использование контура ФАПЧ: сформированная опорная несущая в приемнике, синхронизированная по частоте и фазе с принятым сигналом, при перемножении с ним позволяет выполнить когерентную демодуляцию. В разделе 6.8.1 рассмотрим когерентный приемник сигналов АМ-DSB-ТС; для формирования сигнала в радиоэфире будем использовать реализованный в разделе 5.3.2. передатчик АМ-DSB-ТС на плате USRP. В разделе 6.8.2 рассмотрим когерентный приемник сигналов АМ-DSB-SC; для формирования сигнала в радиоэфире будем использовать реализованный в разделе 5.3.1. передатчик АМ-DSB-SC на плате USRP.

#### 6.8.1. ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ АМ-DSB-ТС С ФАПЧ

##### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель приемника RTL-SDR для когерентной демодуляции сигналов АМ-DSB-ТС с использованием контура ФАПЧ (рис. 6.115) на основе детектора огибающей, представленного в разделе 5.4.1.

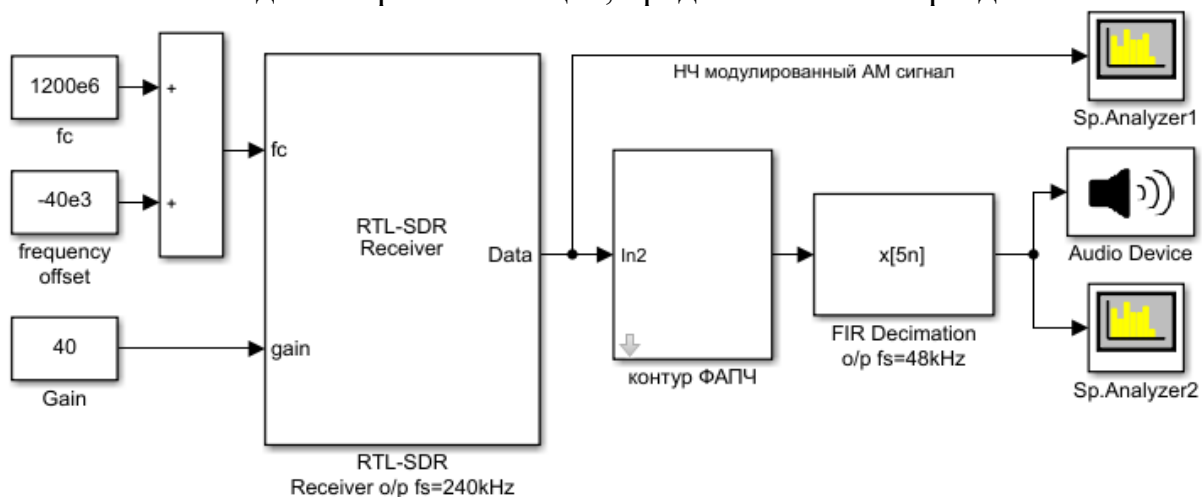


Рис. 6.115. Модель приемника RTL-SDR для когерентной демодуляции сигналов АМ-DSB-ТС с использованием контура ФАПЧ

В модели приемника на рис. 6.115, по сравнению с детектором огибающей, представленным в разделе 5.4.1, отсутствует полосовой фильтр; вместо него на выходе блока RTL-SDR Receiver добавлен контур ФАПЧ.

2. Сформировать подсистему контура ФАПЧ и замаскировать параметры (рис. 6.116): добавить блоки Complex to Real-Imag и Unbuffer на входе и блоки Buffer и Product – на выходе контура; в блоках Buffer задать размер буфера параметром frame\_size (рис. 6.117), который равен числу выборок на кадр в блоке RTL-SDR Receiver (frame\_size =4096).

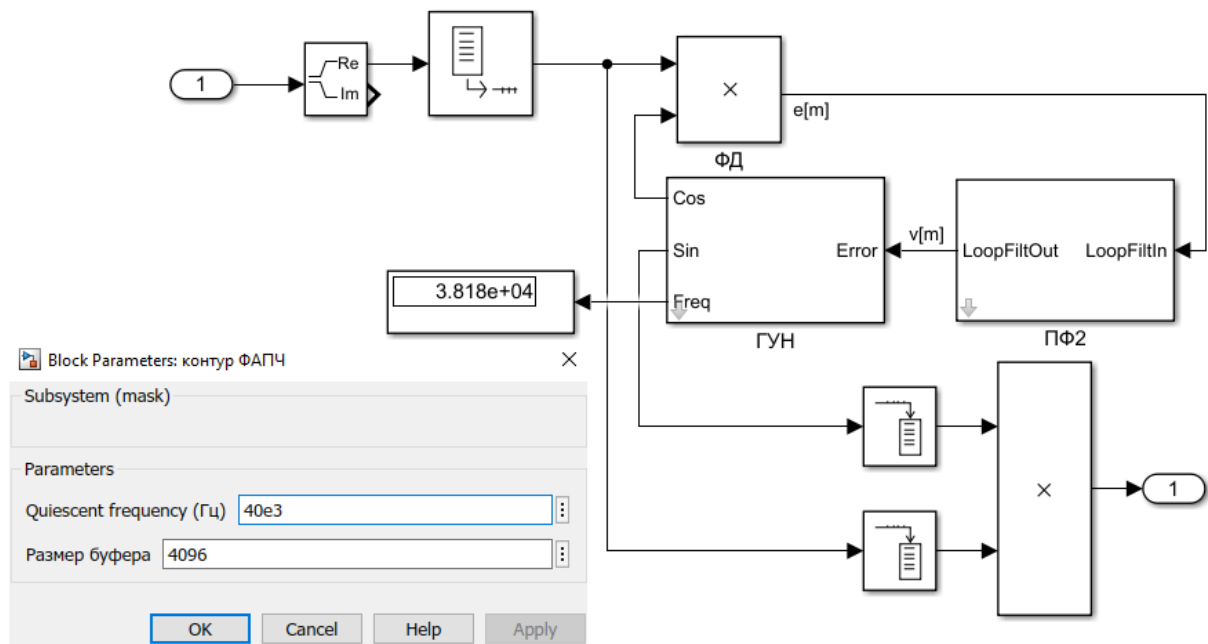


Рис. 6.116. Подсистема контура контура ФАПЧ

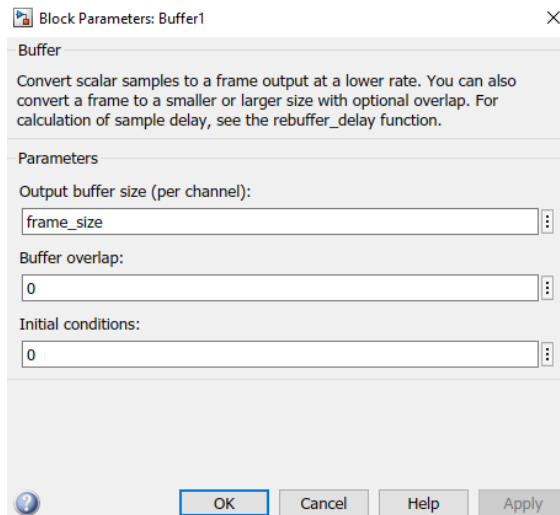


Рис. 6.117. Задание размера буфера параметром frame\_size

3. Подсистемы ГУН и ПФ2 взять из раздела 6.7.1.
4. Инициализировать модель приемника RTL-SDR для когерентной демодуляции сигналов AM-DSB-TC с контуром ФАПЧ в разделе Callbacks / PreLoadFcn параметрами, заданными в скрипте 6.8.1.

**Скрипт 6.8.1. Инициализация параметров модели приемника RTL-SDR для когерентной демодуляции AM-DSB-TC с контуром ФАПЧ**

```
% параметры контура ФАПЧ
fs=240e3; % частота дискретизации (Гц)
A = 1; % амплитуда входного сигнала
T = 1/fs; % период дискретизации
Kp = A/2; % коэффициент усиления ФД
Vn = 5e3; % шумовая полоса, Гц
```



```

Ko = 1; % коэффициент усиления ГУН (нормирован к fs)
d = 0.707; % демпинг фактор
% оценка коэффициентов ПФ
K1 = (4*d*Bn*T) / (Ko*Kp*(d+1/(4*d)));
K2 = (4*(Bn*T)^2) / (Ko*Kp*(d+1/4*d)^2);

```

5. Запустить реализованный в разделе 5.3.2. передатчик AM-DSB-TC на плате USRP. Запустить приемник RTL-SDR для когерентной демодуляции сигналов AM-DSB-TC с использованием контура ФАПЧ и прослушать фрагмент когерентно демодулированного аудио сигнала. Чтобы убедиться в непрерывной подстройке частоты, на выходе подсистемы ГУН можно, добавив блок Display, который при работе приемника отображает текущую частоту формируемой опорной несущей. Теоретически, приемник RTL-SDR с когерентной демодуляцией сигналов AM-DSB-TC с использованием контура ФАПЧ должен обеспечивать более качественную демодуляцию по сравнению с детектором огибающей. Дополнительным преимуществом демодулятора с контуром ФАПЧ является отсутствие необходимости в полосовой фильтрации сигнала.

6. Запустить приемник RTL-SDR для когерентной демодуляции AM-DSB-TC с контуром ФАПЧ 1-го порядка: обнулить интегральный коэффициент ПФ, т.е. установить  $K2=0$ . Прослушать фрагмент демодулированного аудио сигнала, оценить его и сделать выводы.

### 6.8.2. ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ AM-DSB-SC С ФАПЧ

Для когерентной демодуляции сигнала с подавленной несущей AM-DSB-SC необходимо восстановление несущей петлей Костаса.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель приемника RTL-SDR для когерентной демодуляции сигналов AM-DSB-SC с использованием петли Костаса (рис. 6.118) на основе модели приемника на рис. 6.115.

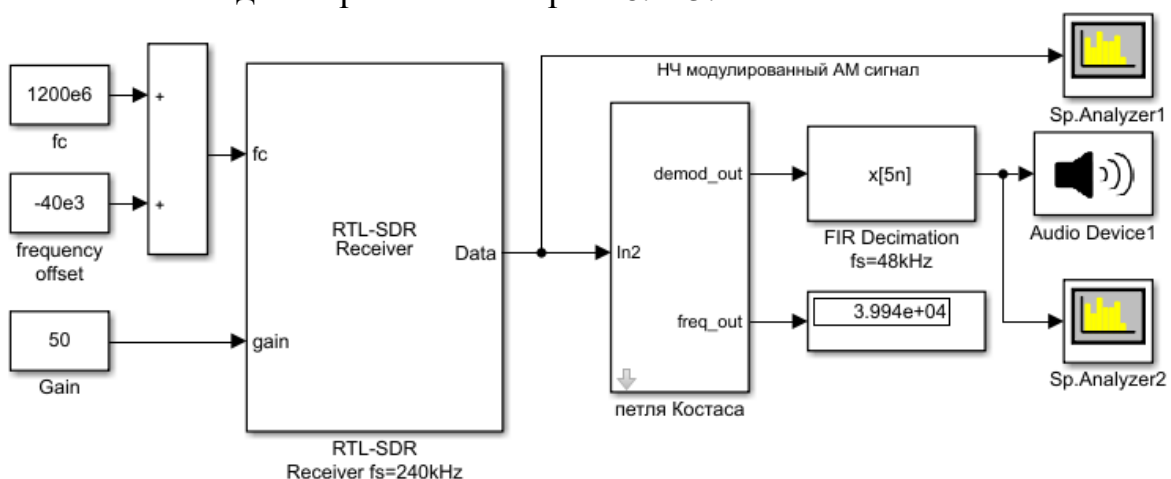


Рис. 6.118. Модель приемника RTL-SDR для когерентной демодуляции сигналов AM-DSB-SC с использованием петли Костаса

В модели приемника на рис. 6.115, по сравнению с моделью приемника RTL-SDR для когерентной демодуляции сигналов AM-DSB-TC, вместо контура ФАПЧ используется петля Костаса (рис. 6.119). Подсистемы ГУН, ПФ2 и параметры инициализации аналогичны модели на рис. 6.115.

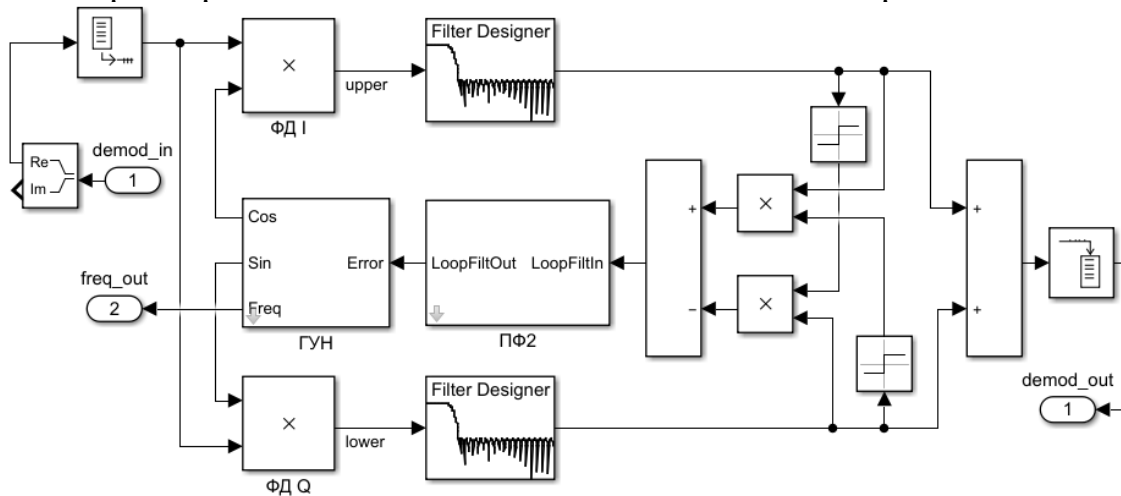


Рис. 6.119. Подсистема петли Костаса

3. Добавить в подсистему петли Костаса блок Digital Filter Design из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Implementations и настроить его параметры (рис. 6.120).

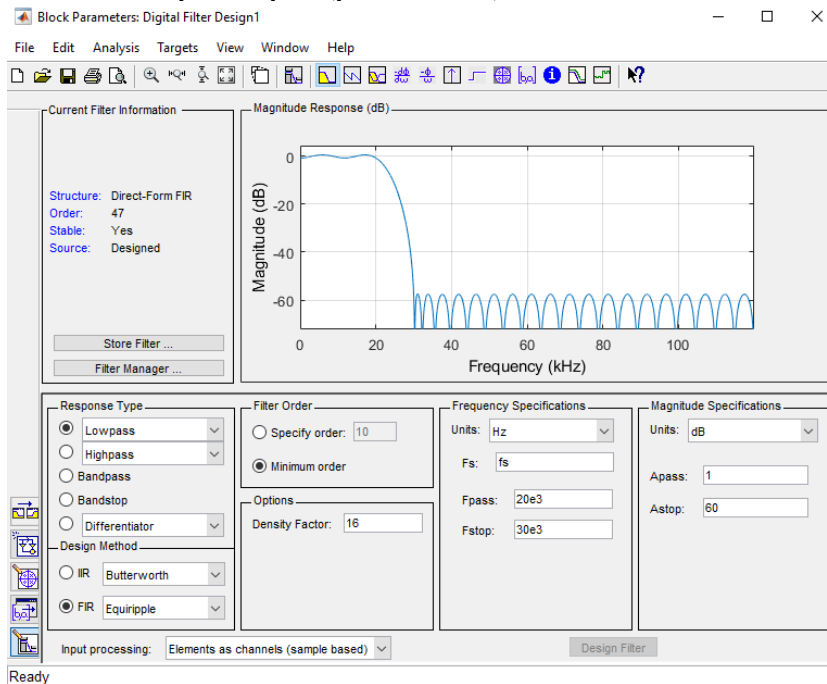


Рис. 6.120. Настройка параметров ФНЧ для петли Костаса

4. Запустить реализованный в разделе 5.3.1. передатчик AM-DSB-SC на плате USRP. Запустить приемник RTL-SDR для когерентной демодуляции сигналов AM-DSB-SC с использованием петли Костаса и прослушать фрагмент когерентно демодулированного аудио сигнала.

## 7. ЦИФРОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ

В настоящем разделе будут рассмотрены вопросы цифровой связи, включая модуляционные схемы, прием битов в условиях шума, дифференциальное кодирование и декодирование, многоскоростная обработка сигналов, повышающее и понижающее преобразования частоты. Подробно рассмотрены вопросы построения цифрового радиоприемного устройства, включая грубую и точную оценку частотного сдвига, а также символьную синхронизацию. Для построения моделей используется цифровая фазовая манипуляция ФМ-4 (QPSK, Quadrature Phase Shift Keying).

### 7.1. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ЦИФРОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ

#### 7.1.1. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ СИГНАЛОВ ФМ И КАМ

При подаче в качестве модулирующего сигнала на фазовый модулятор цифрового сигнала получаются сигналы с фазовой манипуляцией (phase shift keying, PSK). Векторная диаграмма сигналов двоичной фазовой манипуляции (binary phase shift keying, BPSK) показана на рис. 7.1. В отечественной литературе BPSK модуляцию обозначают как ФМ-2.

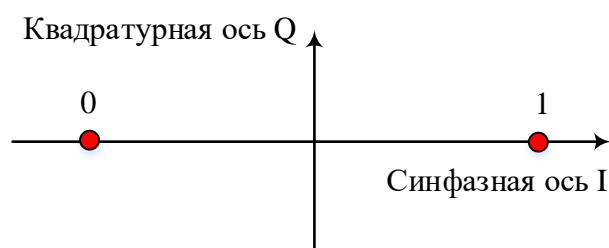


Рис. 7.1. Векторная диаграмма BPSK сигнала

Синфазная (In Phase) компонента BPSK сигнала может принимать значения  $+1$  при подаче бита  $1$  и  $-1$  при подаче бита  $0$ , а квадратурная (Quadrature) компонента равна нулю; такое представление сигнала эквивалентно комплексному числу с вещественной и мнимой частями.

При BPSK одному символу соответствует один бит передаваемой информации. Если одним символом длительностью  $T_s$  кодируется один бит информации длительностью  $T_b$ , то скорость передачи битов  $R_b=1/T_b$  совпадает с символьной скоростью  $R_s=1/T_s$ . Примером цифровой манипуляции, когда одним символом передается 2 бита информации является квадратурная фазовая манипуляция (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) или ФМ-4 (рис. 7.2). Примером цифровой манипуляции, когда одним символом передается 3 бита информации является ФМ-8 (8PSK, рис. 7.3). Из векторных диаграмм, представленных на рис. 7.2 и 7.3 следует, что символы могут располагаться, или же не располагаться на осях.

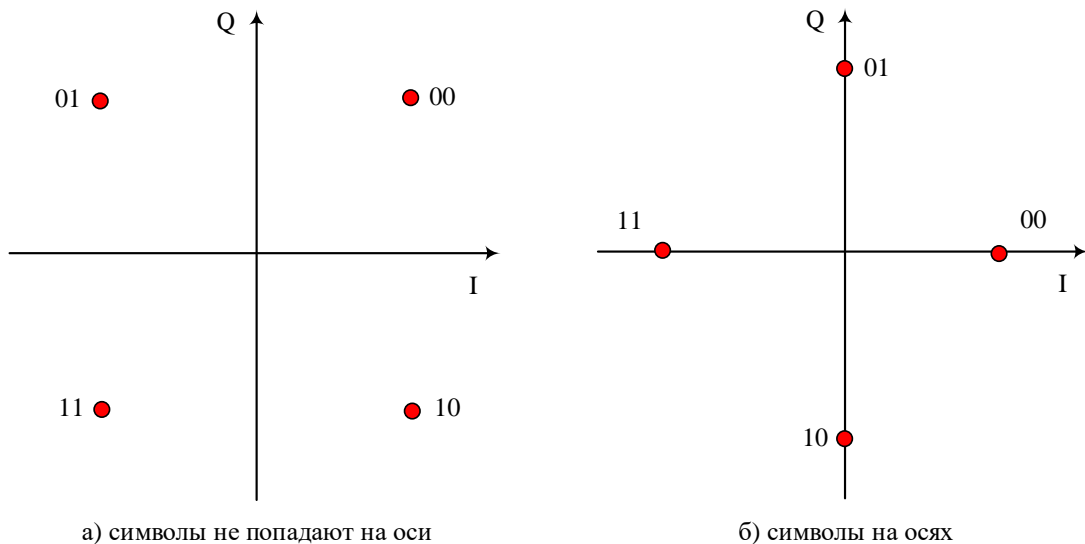


Рис. 7. 2. Векторная диаграмма QPSK сигнала

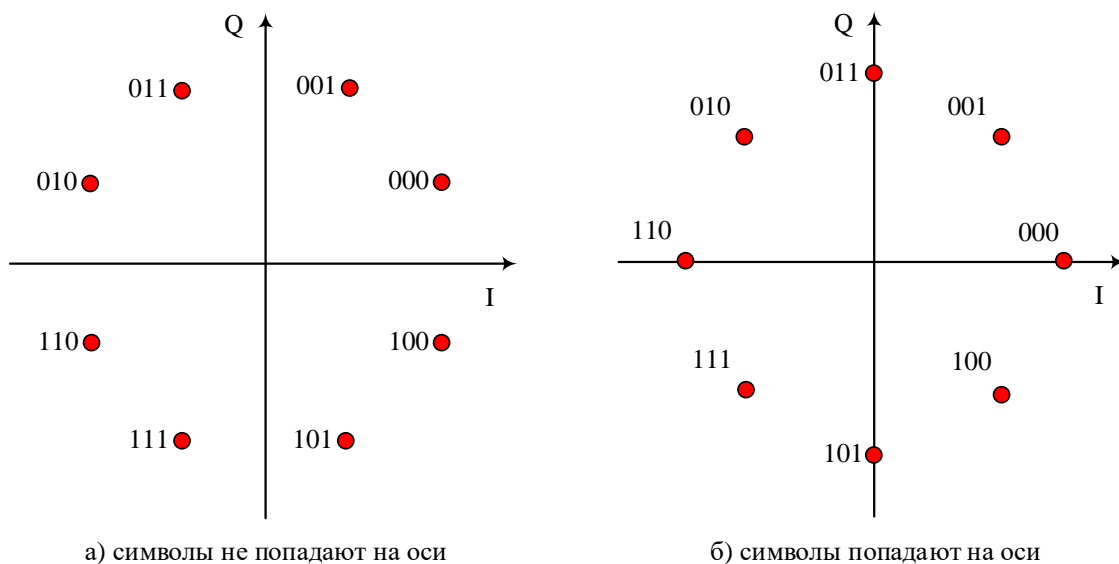


Рис. 7. 3. Векторная диаграмма 8PSK сигнала

Отображение или задание  $k$  информационных бит в  $M=2^k$  возможных значений фаз можно сделать различными путями. Предпочтительное отображение – коды Грэя, при котором соседние символы (кодированные комбинации) различаются битами только в одном двоичном разряде (расстояние Хэмминга между соседними кодированными комбинациями равно 1), так, что наиболее вероятные ошибки, вызываемые шумами, будут возникать в одном бите  $k$ -битового символа. Также из векторных диаграмм, представленных на рис. 7.1 – 7.3 следует, что символы равноудалены по фазе друг от друга: символы ФМ-2 – на  $180^\circ$ , символы ФМ-4 – на  $90^\circ$ , символы ФМ-8 – на  $45^\circ$ ; также символы ФМ равноудалены от начала координат и, таким образом, имеют одинаковую энергию.

Квадратурная модуляция, квадратурная амплитудная модуляция (КАМ, КАМ; англ. Quadrature Amplitude Modulation, QAM) – разновидность амплитудной модуляции сигнала, которая представляет собой сумму двух несущих колебаний одной частоты, но сдвинутых по фазе относительно друг друга на  $90^\circ$  ( $\pi/2$  радиан, т.е., четверть полного угла, поэтому «квадратурная»), каждое из которых модулировано по амплитуде своим модулирующим сигналом. Квадратурной амплитудной манипуляцией называется манипуляция, при которой изменяется как фаза, так и амплитуда сигнала, что позволяет увеличить количество информации, передаваемой одним символом. На рис. 7.4 показаны векторные диаграммы сигналов КАМ-4 и КАМ-16: при КАМ-4 одним символом передается 2 бита информации, а при КАМ-16 одним символом передается 4 бита информации.

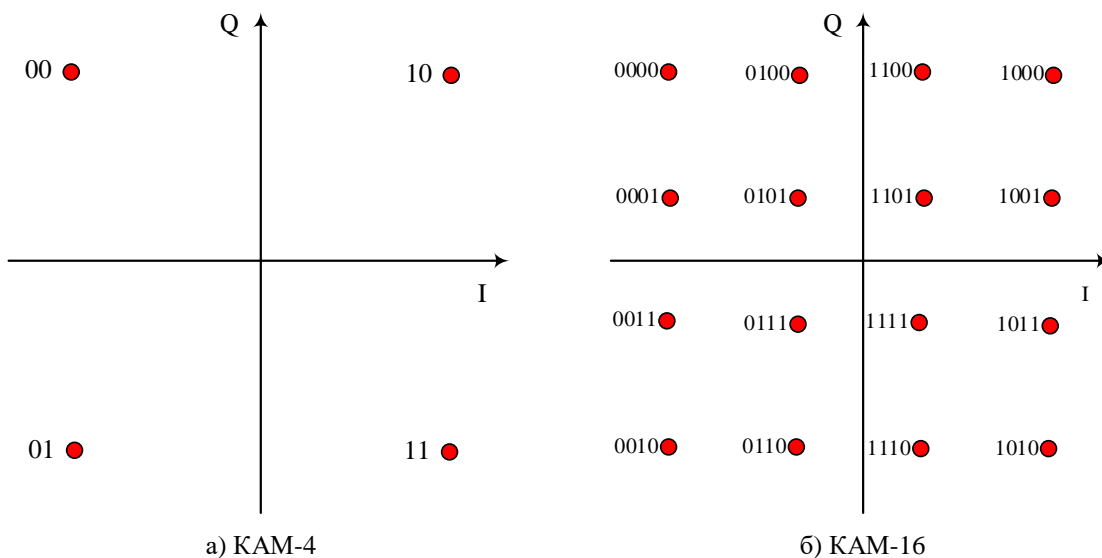


Рис. 7.4. Векторная диаграмма сигналов: а) КАМ-4 и б) КАМ-16

Из сравнения векторных диаграмм сигналов ФМ-4 на рис. 7.2, а и рис. 7.4, а следует эквивалентность сигналов ФМ-4 и КАМ-4.

Рассмотрим отображение битов на символы для сигналов ФМ. При BPSK один символ кодирует один бит информации, при этом на векторной диаграмме BPSK всего две точки на синфазной оси  $I(t)$ , соответствующие нулю и единице передаваемой информации. Квадратурный канал  $Q(t)$  в случае с BPSK всегда равен нулю. В случае  $M=2$  сигнальный алфавит BPSK содержит набор  $s_{BPSK} = \{\pm 1 \pm 0j\}$ . Совокупная энергия сигналов ФМ-2 определяется выражением  $E_{BPSK} = 1/2 \left\{ [(-1)^2 + 0^2] + [(+1)^2 + 0^2] \right\} = 1$ .

При QPSK один символ кодирует два бита информации, созвездие состоит из четырех символов,  $I(t)$  и  $Q(t)$  отличны от нуля, все точки созвездия расположены на единичной окружности. В случае  $M=4$  сигнальный алфавит QPSK содержит набор  $s_{QPSK} = \{\pm 1 \pm 1j\}$ . Совокупная энергия сигналов ФМ-

4 равна  $E_{QPSK} = \frac{1}{4} \{ [(-1)^2 + (-1)^2] + [(+1)^2 + (-1)^2] + [(+1)^2 + (+1)^2] + [(-1)^2 + (+1)^2] \} = 2$ .

При условии единичной энергии, синфазная  $I(t)$  и квадратурная  $Q(t)$  составляющие сигналов ФМ-4 масштабируются коэффициентом  $1/\sqrt{2}$ .

Отображение битов на символы осуществляется следующим образом: два последовательно идущих друг за другом бита кодируются одновременно синфазным  $I(t)$  и квадратурным  $Q(t)$  сигналами. Пример для информационного потока «101100011» показан на рис. 7.5: на верхнем графике входной поток разделен на пары бит, соответствующих одной точке созвездия QPSK; ниже показаны осциллограммы синфазной  $I(t)$  и квадратурной  $Q(t)$  соответствующих передаваемой информации; длительность одного символа  $T_s$  в два раза больше длительности одного бита  $R_b$  исходной информации.

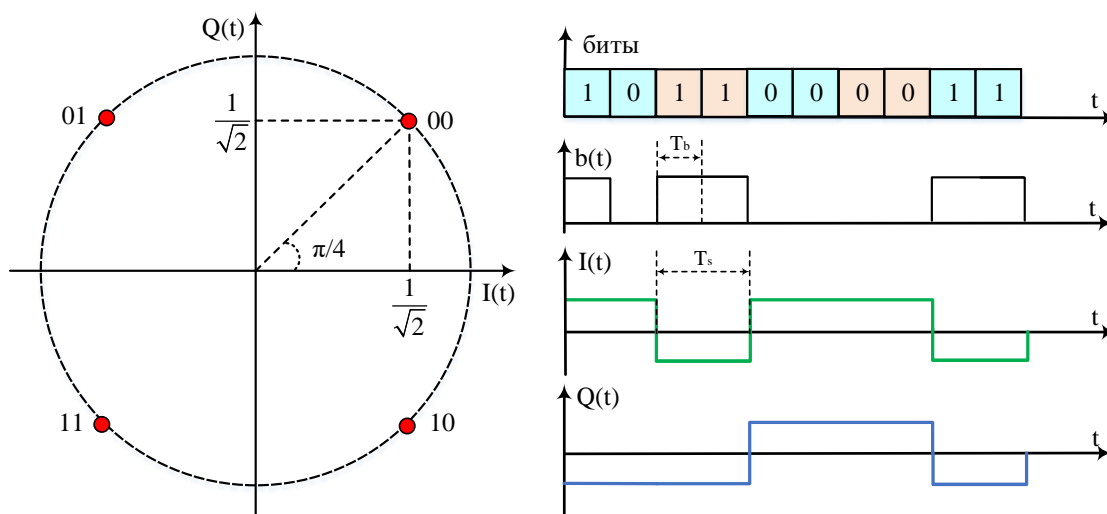


Рис. 7.5. Синфазная и квадратурная составляющие QPSK сигнала

Отображение символов на биты производится в приемнике путем сравнения принятого символа с границами принятия решений (рис. 7.6).

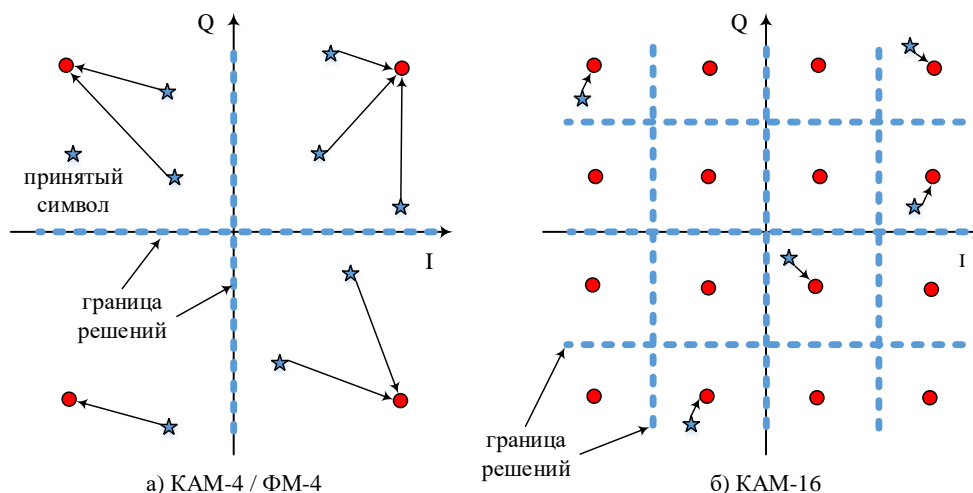


Рис. 7.6. Границы решений для сигналов: а) КАМ-4/ФМ-4 и б) КАМ-16

Для сигналов ФМ-2 границей решений является ось  $y$ , или ось квадратурной составляющей векторной диаграммы; для сигналов ФМ-4 границами решений являются оси  $x$  и  $y$  синфазной и квадратурной составляющих векторной диаграммы соответственно (рис. 7.6, а); для сигналов КАМ-16 границы решений расположены плотнее, поэтому вероятность символьной ошибки в условиях шума становится выше (рис. 7.6, б).

### 7.1.2. ОТОБРАЖЕНИЕ БИТОВ В СИМВОЛЫ ФМ-4

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель отображения битов в символы ФМ-4 (рис. 7.7).

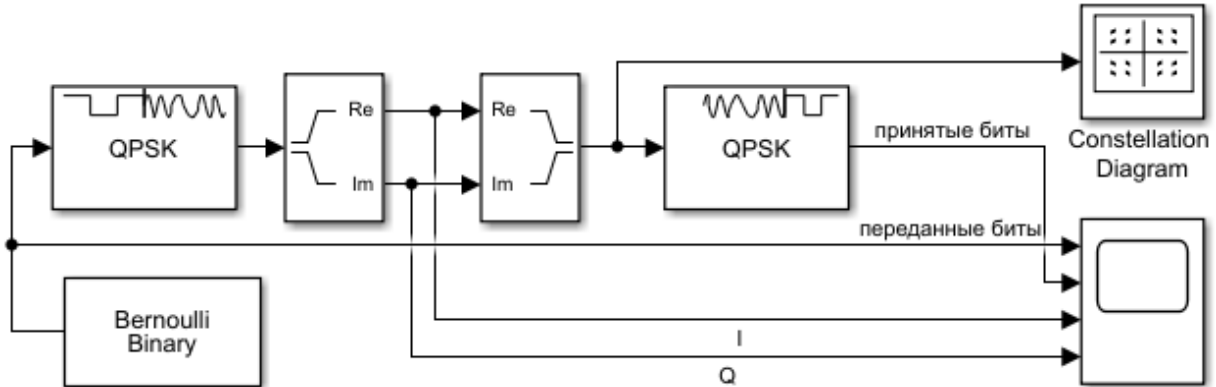


Рис. 7.7. Модель отображения битов в символы ФМ-4

2. Добавить в модель блок Bernoulli Binary Generator из библиотеки Communications Toolbox/Comm Sources/Random Data Sources (рис. 7.8).

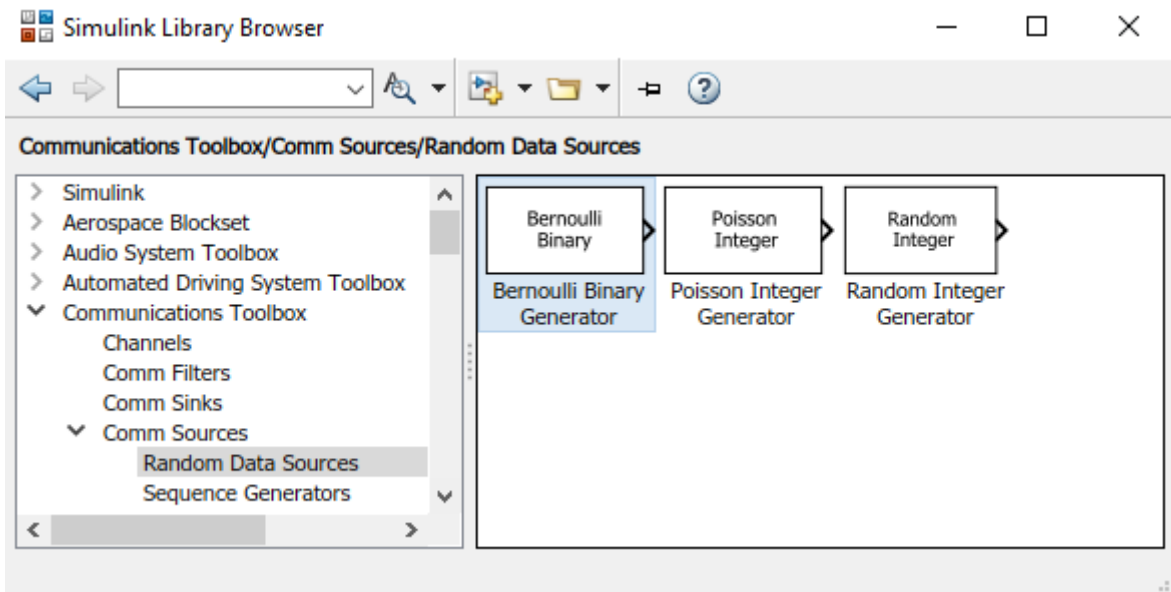


Рис. 7.8. Блок Bernoulli Binary Generator из библиотеки Communications Toolbox/Comm Sources/Random Data Sources

3. Добавить в модель блоки QPSK Modulator Baseband и QPSK Demodulator Baseband из библиотеки Communications Toolbox/Modulation/Digital Baseband Modulation/PM (рис. 7.9).

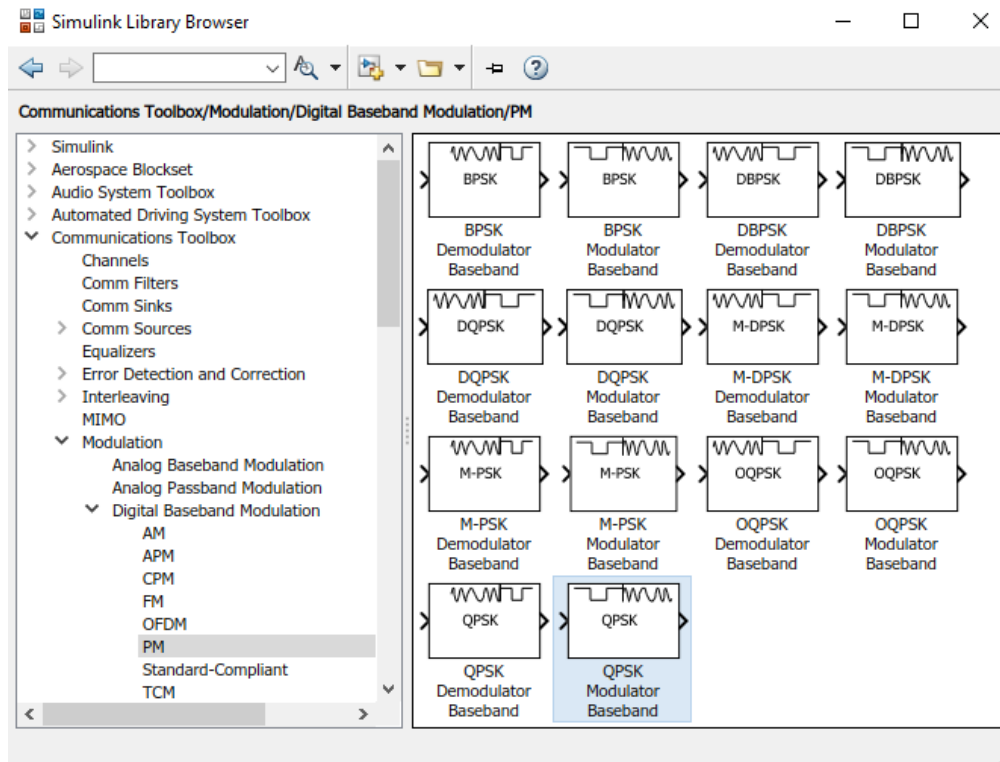


Рис. 7.9. Блоки QPSK Modulator Baseband и QPSK Demodulator Baseband из библиотеки Communications Toolbox/Modulation/Digital Baseband Modulation/PM

4. Добавить в модель блоки Complex to Real-Imag и Real-Imag to Complex из библиотеки Simulink/Math Operations (рис. 7.10).

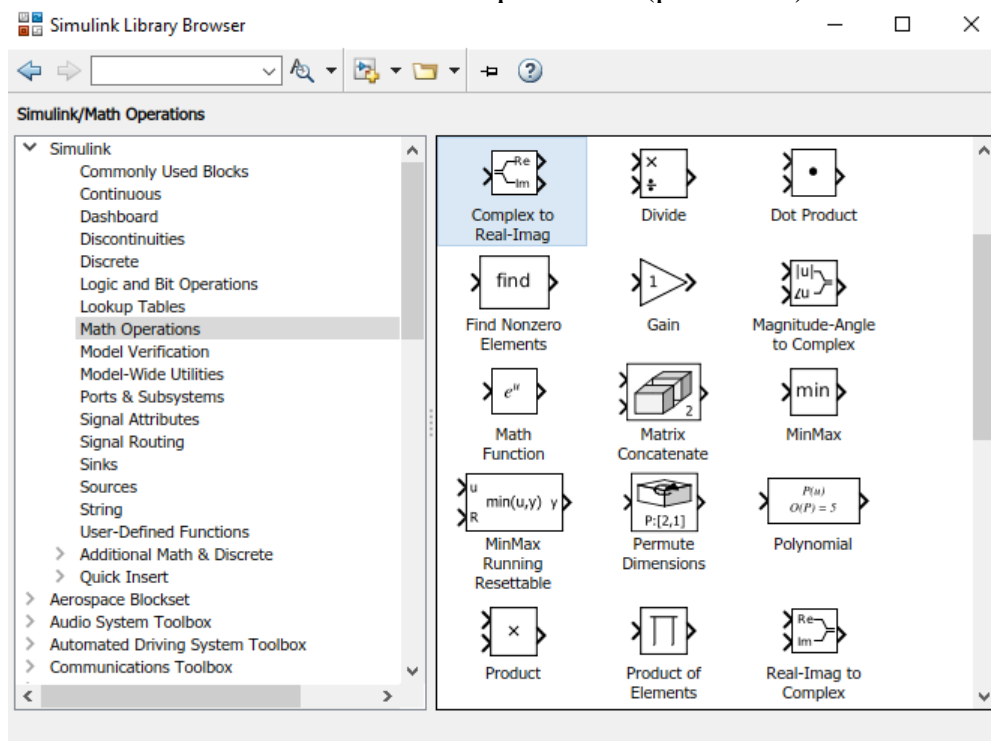


Рис. 7.10. Блоки Complex to Real-Imag и Real-Imag to Complex из библиотеки Simulink/Math Operations



5. Добавить в модель блок Constellation Diagram из библиотеки Communications Toolbox/Comm Sinks (рис. 7.11).

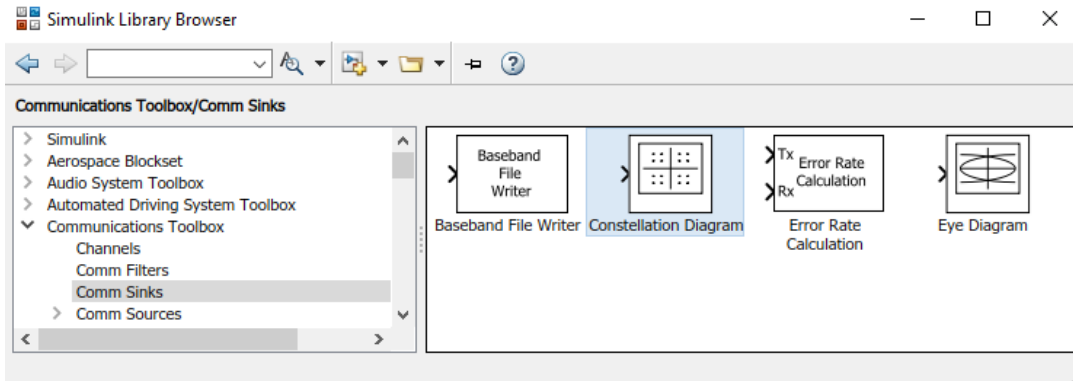


Рис. 7.11. Блок Constellation Diagram из библиотеки Communications Toolbox/Comm Sinks

6. Добавить в модель блок Time Scope из библиотеки DSP System Toolbox/Sinks (рис. 7.12).

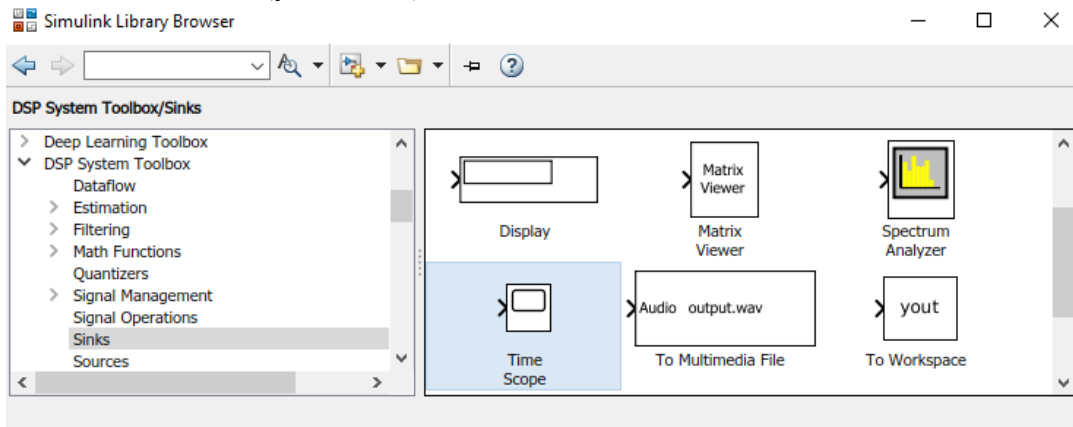


Рис. 7.12. Блок Time Scope из библиотеки DSP System Toolbox/Sinks

7. Настроить блок Time Scope в разделе View/Configuration Properties для приема четырех сигналов (рис. 7.13) и отображения их на отдельных осях координат в разделе View/Layout (рис. 7.14).

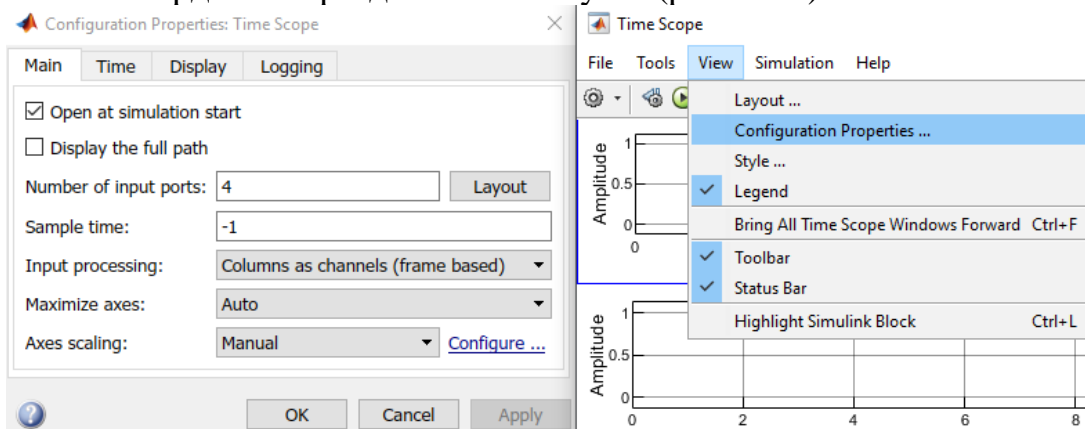


Рис. 7.13. Настройка блока Time Scope Time Scope в разделе View/Configuration Properties для приема четырех сигналов

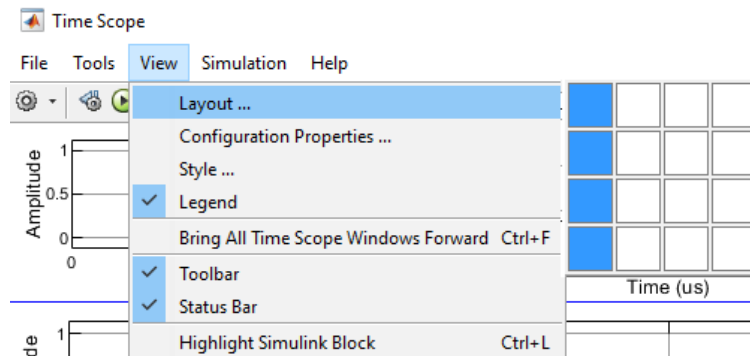


Рис. 7.14. Настройка блока Time Scope Time Scope в разделе View/Layout для отображения четырех сигналов на отдельных осях координат

8. Настроить блок QPSK Modulator Baseband на прием бит, отображение их кодом Грэя и расположение символов со сдвигом  $\pi/4$  (рис. 7.15). Для вывода векторной диаграммы нажать «View Constellation» (рис. 7.16).

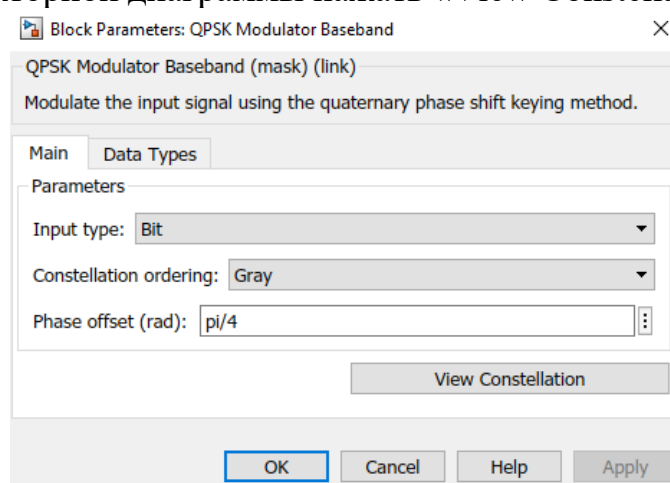


Рис. 7.15. Настройка блока QPSK Modulator Baseband

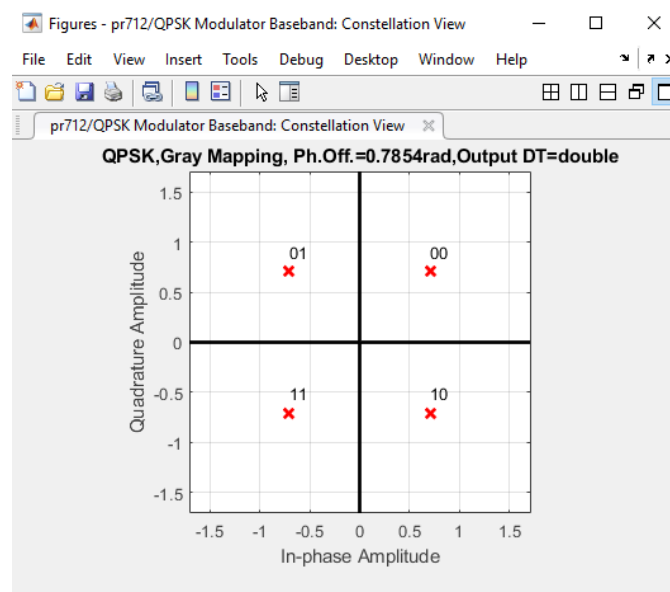


Рис. 7.16. Отображение бит в символы в блоке QPSK Modulator Baseband

9. Настроить блок QPSK Demodulator Baseband на вывод бит, прием с жесткими решениями, отображение бит кодом Грэя и расположение символов со сдвигом  $\pi/4$  (рис. 7.17).

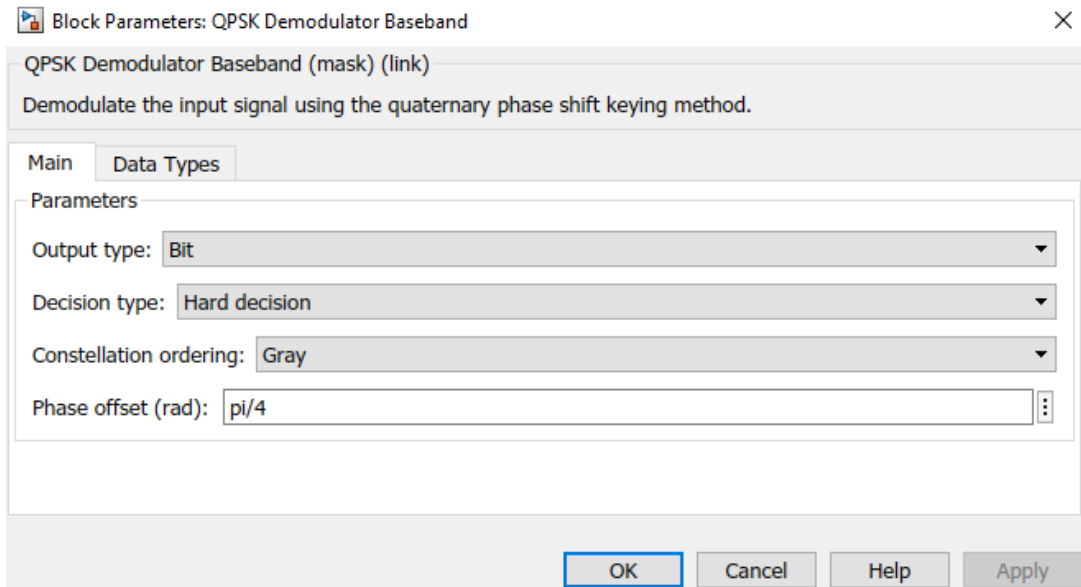


Рис. 7.17. Настройка блока QPSK Demodulator Baseband

10. Настроить блок Bernoulli Binary Generator на формирование битового потока с равновероятным содержанием нулей и единиц, следующих с битовой скоростью  $R_b$  и группируемых в кадры размером 2 бита на символ ФМ-4 (рис. 7.18).

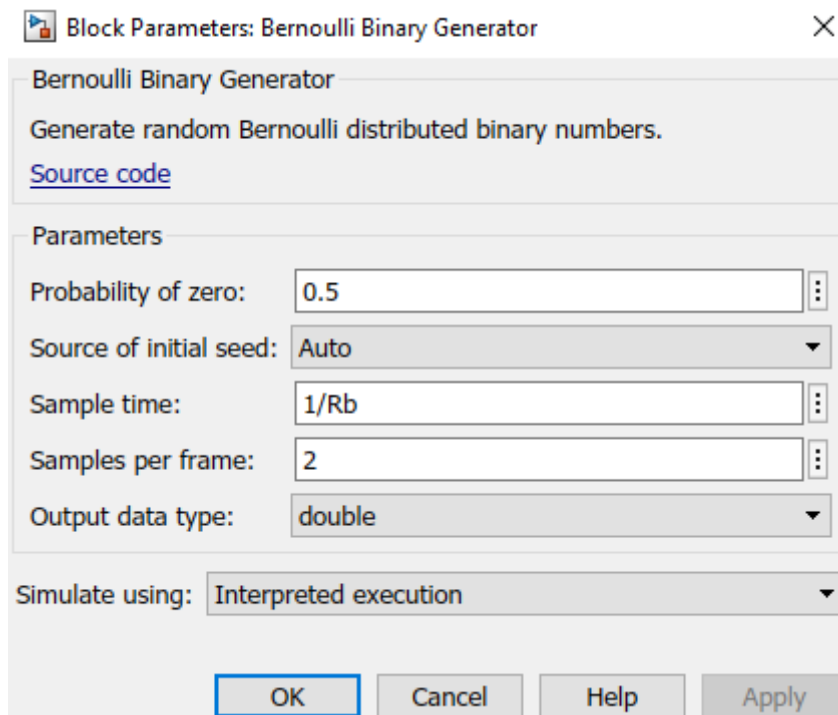


Рис. 7.18. Настройка блока Bernoulli Binary Generator

11. Инициализировать параметр  $R_b$  в разделе PreLoadFcn меню Model Properties (рис. 7.19).

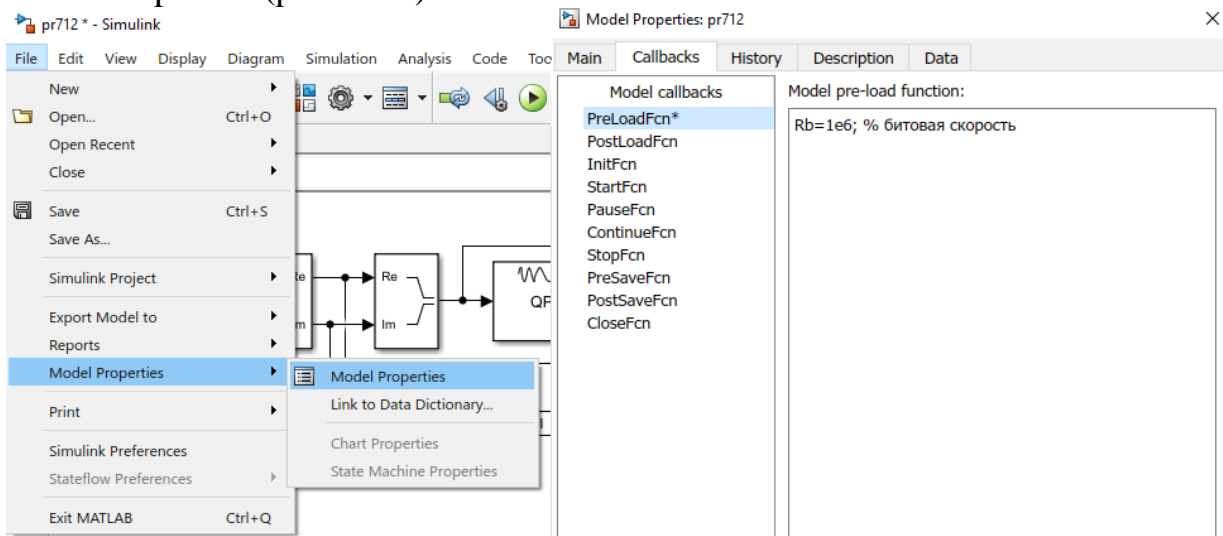


Рис. 7.19. Инициализация параметра  $R_b$  в разделе PreLoadFcn в меню Model Properties

12. Запустить модель на выполнение и проанализировать отображение битов в символы по осциллограммам синфазной и квадратурной составляющим (рис. 7.20).

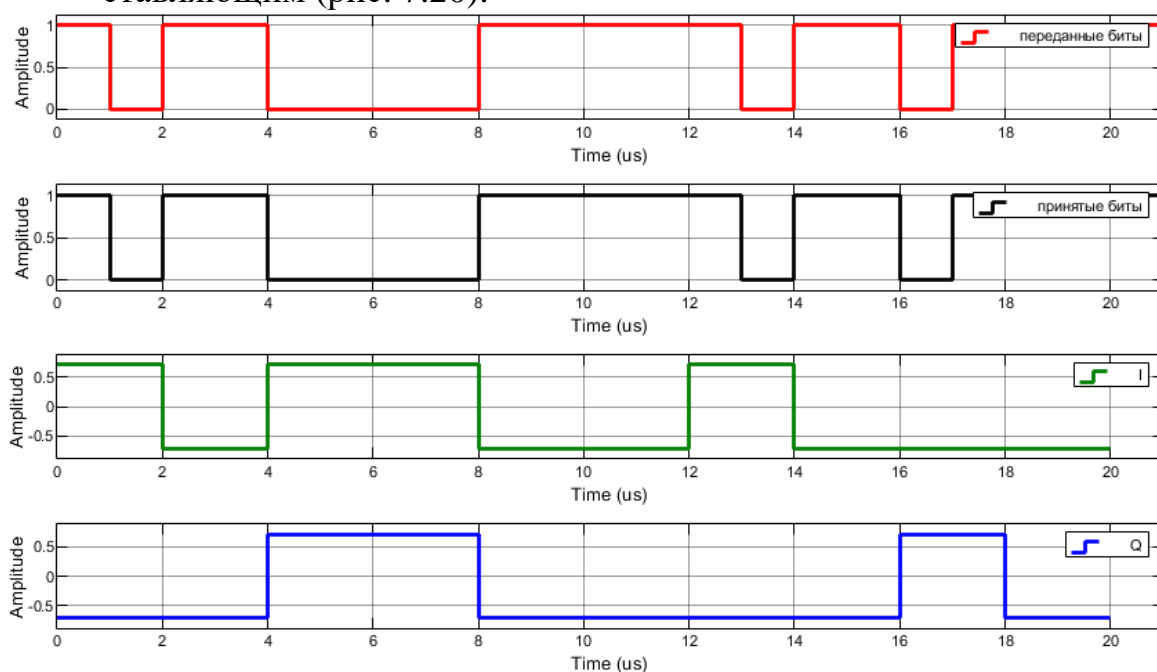


Рис. 7.20. Осциллограммы битов и символов с синфазной и квадратурной составляющими

13. Определить по осциллограммам (рис. 7.20) длительность бита  $T_b$  и длительность символа  $T_s$ .

14. В разделе модели Display / Signal & Ports включить отображение типов данных Port Data Types и убедиться, что на выходе модулятора – комплексные числа.

### 7.1.3. ПРИЕМ СИГНАЛОВ ФМ-4 В УСЛОВИЯХ ШУМА

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Доработать предыдущую модель для приема сигналов ФМ-4 в условиях аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ, от англ. AWGN, Additive White Gaussian Noise) (рис. 7.21).

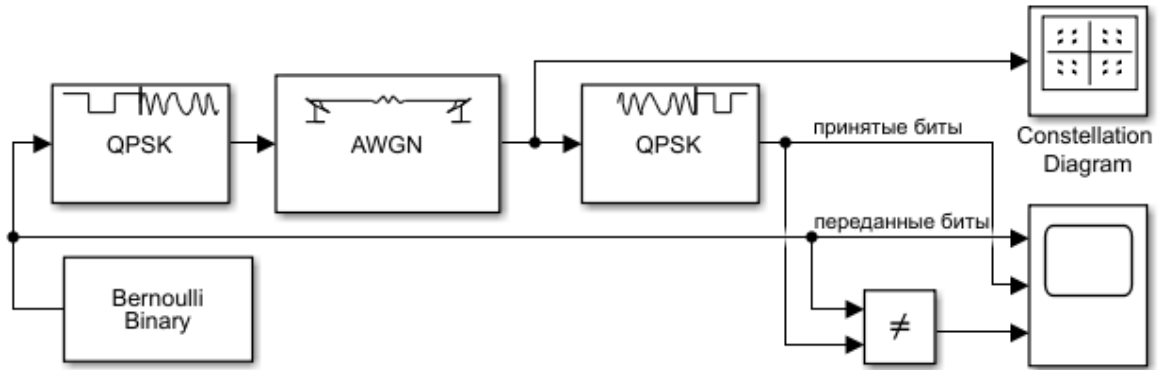


Рис. 7.21. Модель приема сигналов ФМ-4 в условиях АБГШ

2. Добавить в модель блок Relational Operator из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks (рис. 7.22) и настроить его на операцию «Не равно» (рис. 7.23) для отображения ошибочно принятых бит.

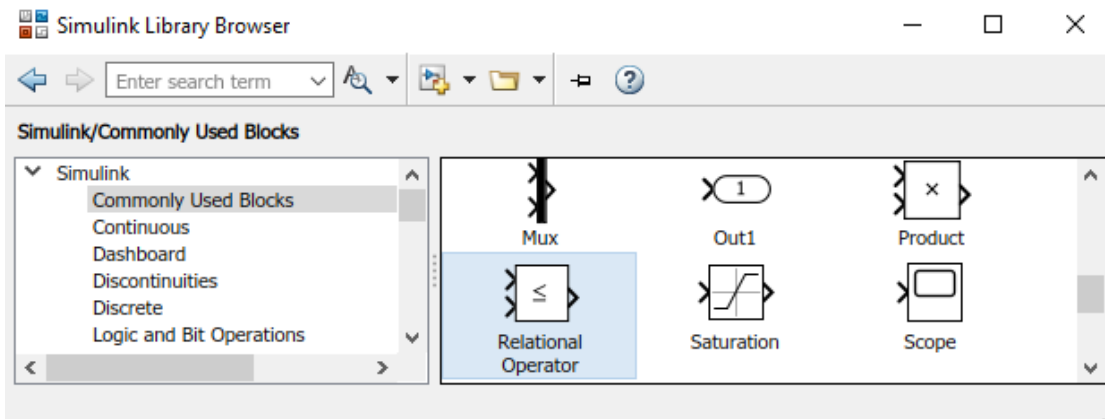


Рис. 7.22. Блок Relational Operator из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks

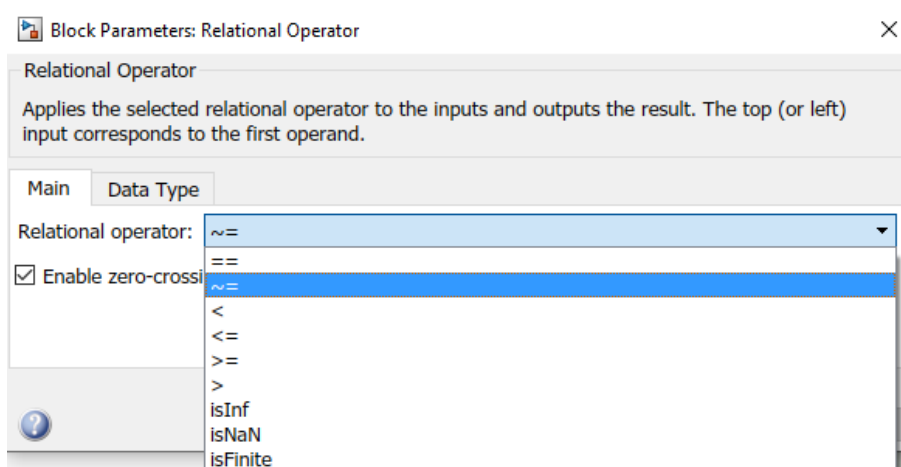


Рис. 7.23. Настройка блока Relational Operator на операцию «Не равно»

3. Добавить в модель блок AWGN Channel из библиотеки Communication Toolbox / Channels (рис. 7.24) и настроить его на добавление шума с параметрами:  $E_b/N_0=0$  дБ, число бит на символ 2,  $T_s=2/R_b$  (рис. 7.25).

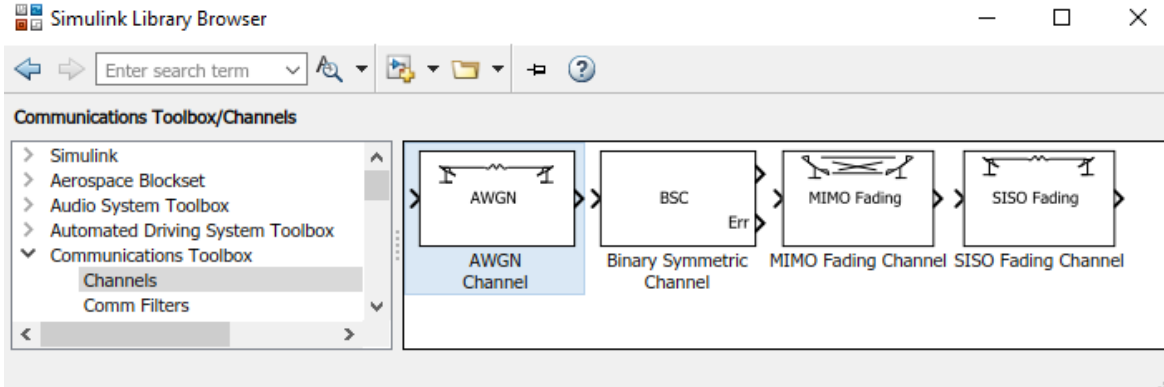


Рис. 7.24. Блок AWGN Channel из библиотеки Communication Toolbox / Channels

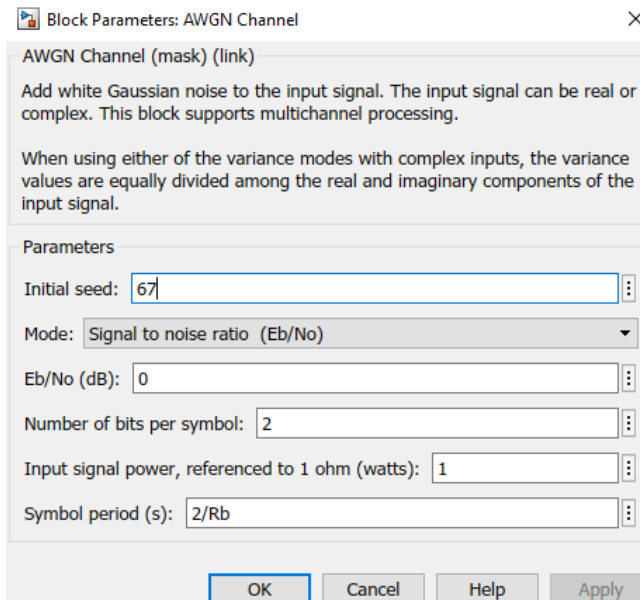


Рис. 7.25. Настройка блока AWGN Channel на добавление шума

4. Установить время моделирования  $20/R_b$ , запустить модель на выполнение и проанализировать битовые ошибки (рис. 7.26).

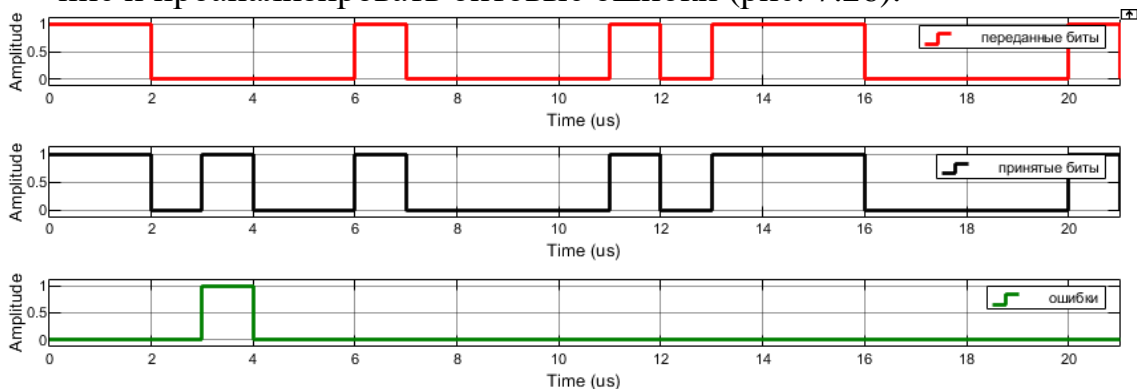


Рис. 7.26. Возникновение битовых ошибок

В блоке AWGN Channel шум можно задавать через следующие параметры: отношение сигнал/шум SNR (Signal-to-Noise Ratio), отношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума (СПМ)  $E_b/N_0$  и отношение энергии символа к СПМ шума  $E_s/N_0$ . Метрика SNR или отношение сигнал-шум (ОСШ) определяется как отношение мощности сигнала  $P_s$  [Вт] в информационной полосе  $F$  [Гц] к мощности шума  $P_N$  [Вт]:

$$\text{SNR} = P_s / P_N. \quad (7.1)$$

Мощность шума  $P_N$  определяется произведением двусторонней СПМ шума и удвоенной информационной полосы частот:

$$P_N [\text{Вт}] = N_0 / 2 [\text{Вт/Гц}] \cdot 2F [\text{Гц}] = N_0 F [\text{Вт}]. \quad (7.2)$$

С учетом (7.2) выражение (7.1) можно представить в виде:

$$\text{SNR} = P_s / N_0 F. \quad (7.3)$$

Пусть  $T_b$  [с] – длительность бита, тогда битовая скорость  $R_b$ :

$$R_b = 1 / T_b [\text{бит/с}], \quad (7.4)$$

Пусть  $T_s$  [с] – длительность символа, тогда символьная скорости  $R_s$ :

$$R_s = 1 / T_s [\text{симв/с}], \quad (7.5)$$

Энергия бита определяется выражением:

$$E_b = P_s / R_b [\text{Вт/бит/с}], \quad (7.6)$$

$R_s$  [симв/с]  $\approx F$  [Гц], поэтому из (7.2) энергия или СПМ шума:

$$N_0 = P_N / R_s [\text{Вт/симв/с}], \quad (7.7)$$

Отношение  $E_b/N_0$ , с учетом (7.6) и (7.7), определяется выражением:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_s}{R_b} \cdot \frac{R_s}{P_N}. \quad (7.8)$$

Из выражения (7.8) можно выразить мощность шума  $P_N$ :

$$P_N = \frac{P_s}{R_b} \cdot \frac{R_s}{E_b/N_0}. \quad (7.9)$$

Отношение  $E_b/N_0$  обычно задается в [дБ], поэтому для перехода к [Вт] выражение (7.9) можно представить следующим образом:

$$P_N = \frac{P_s}{R_b} \cdot \frac{R_s}{10^{\frac{E_b/N_0}{10}}}. \quad (7.10)$$

Для сигналов ФМ-2  $R_s = R_b$ , а для ФМ-4  $R_s = R_b/2$ , поэтому из (7.10):

$$P_{N(\text{BPSK})} = \frac{P_s}{10^{\frac{E_b/N_0}{10}}}; \quad P_{N(\text{QPSK})} = \frac{P_s/2}{10^{\frac{E_b/N_0}{10}}}. \quad (7.11)$$

Известной метрикой качества цифрового радиоприемника в условиях шума является вероятность битовой ошибки (BER, Bit Error Rate), однако

обеспечить измерение этой величины для отдельно взятой подсистемы приемника можно не всегда, и, кроме того, не всегда по ней можно определить источник возникновения ошибок в системе цифровой связи.

Естественной мерой искажения цифровых квадратурных сигналов является мера отклонения точек созвездия от своих оригинальных положений. Рассмотрим две метрики, которые получили наибольшее распространение.

Modulation Error Rate (MER) – коэффициент модуляционных ошибок – это отношение средней мощности символа к средней мощности ошибки, выраженное в дБ. При определении средней мощности ошибки используют понятие вектора ошибки  $\mathbf{P}_{\text{error}} = \mathbf{P}_{\text{rx}} - \mathbf{P}_{\text{tx}}$ , т.е. разности векторов между переданным и принятым символами (рис. 7.27).

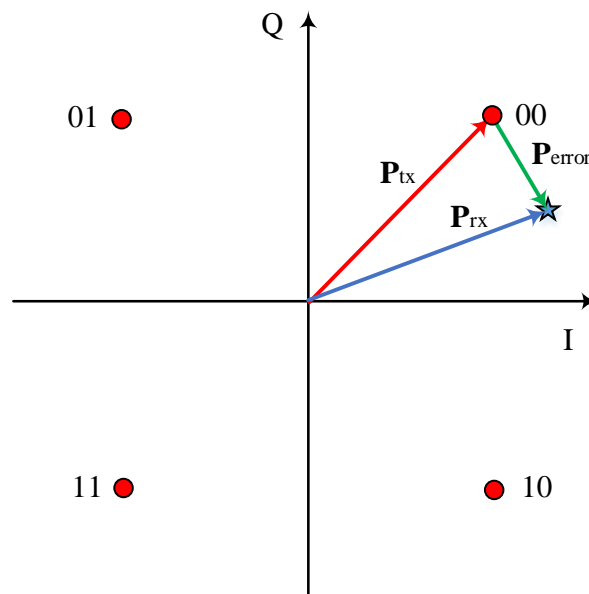


Рис. 7.27. Определение вектора ошибки на примере сигналов QPSK

Пусть  $i$ -й переданный символ на векторной диаграмме определяется как  $\mathbf{P}_{\text{tx}}(i) = \{I_{\text{tx}}(i), Q_{\text{tx}}(i)\}$ , а принятый символ  $\mathbf{P}_{\text{rx}}(i) = \{I_{\text{rx}}(i), Q_{\text{rx}}(i)\}$ , тогда модуль отклонения принятого символа от переданного равен  $P_{\text{error}}(i) = |\mathbf{P}_{\text{rx}}(i) - \mathbf{P}_{\text{tx}}(i)| = \{|I_{\text{rx}}(i) - I_{\text{tx}}(i)|, |Q_{\text{rx}}(i) - Q_{\text{tx}}(i)|\}$ . Коэффициент модуляционных ошибок MER можно определить усреднением по ансамблю  $i=1 \dots N$  принятых  $N$  символов:

$$\text{MER} = 10 \lg \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N P_{\text{tx}}^2(i)}{\sum_{i=1}^N P_{\text{error}}^2(i)}}, \quad (7.12)$$

где квадрат модуля вектора переданного символа равен

$$P_{\text{tx}}^2(i) = I_{\text{tx}}^2(i) + Q_{\text{tx}}^2(i), \quad (7.13)$$



а квадрат модуля вектора ошибки  $P_{\text{error}}^2(i)$  равен

$$P_{\text{error}}^2(i) = (P_{\text{rx}}(i) - P_{\text{tx}}(i))^2 = (I_{\text{rx}}(i) - I_{\text{tx}}(i))^2 + (Q_{\text{rx}}(i) - Q_{\text{tx}}(i))^2, \quad (7.14)$$

где  $I_{\text{tx}}(i)$  и  $Q_{\text{tx}}(i)$  – синфазная и квадратурная координаты  $i$ -го переданного символа, а  $I_{\text{rx}}(i)$  и  $Q_{\text{rx}}(i)$  – синфазная и квадратурная координаты  $i$ -го принятого символа сигнала;

Дополнительной метрикой качества цифрового радиоприемника является модуль вектора ошибки (EVM, Error Vector Magnitude). Этот параметр позволяет количественно оценить ошибки демодуляции цифровых сигналов и чувствителен к любым искажениям, влияющим на амплитуду и фазовую траекторию демодулированных сигналов. Для качественного пояснения параметра EVM рассмотрим векторные диаграммы принятых сигналов при  $E_b/N_0=100$  дБ (рис. 7.28) и  $E_b/N_0=0$  дБ (рис. 7.29). Для отображения метрики EVM в блоке Constellation Diagram следует нажать кнопку Signal Quality.

При высоком отношении  $E_b/N_0$  из рис. 7.28 следует, что символы принятых сигналов на векторной диаграмме попадают точно в опорные точки переданных символов сигнального алфавита QPSK  $s_{QPSK} = 1/\sqrt{2} \{\pm 1 \pm j\}$ . При низком отношении  $E_b/N_0$  из рис. 7.29 следует, что символы принятых сигналов на векторной диаграмме оказываются сильно разбросанными относительно опорных точек сигнального алфавита QPSK. Отклонение принятых символов от опорных точек сигнального алфавита может быть вызвано как шумом, так и нарушением символьной и/или частотной синхронизации. Параметр EVM служит метрикой отклонения принятых символов от опорных точек сигнального алфавита.

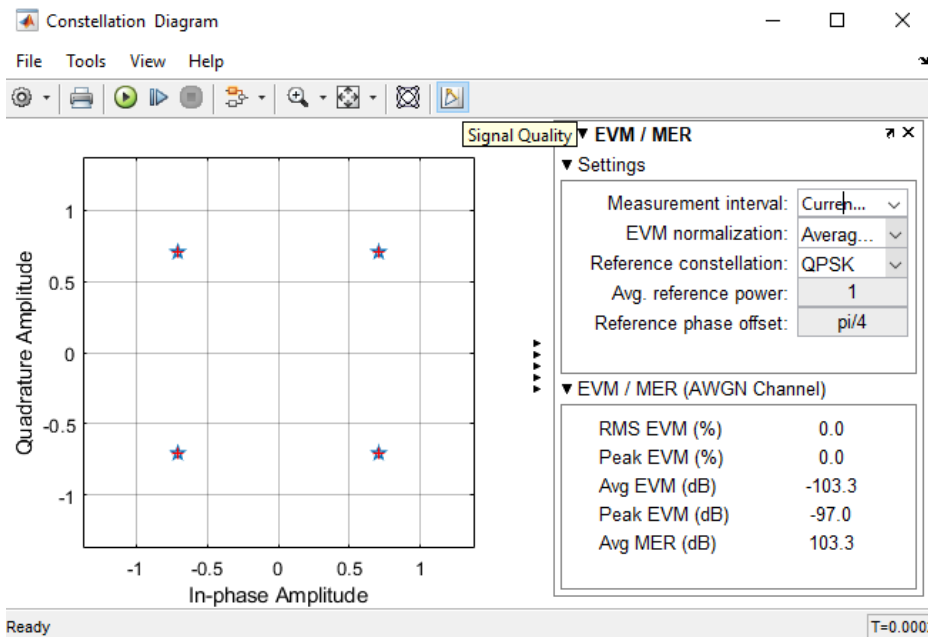


Рис. 7.28. Оценка EVM при  $E_b/N_0=100$  дБ и времени моделирования  $200/R_b$

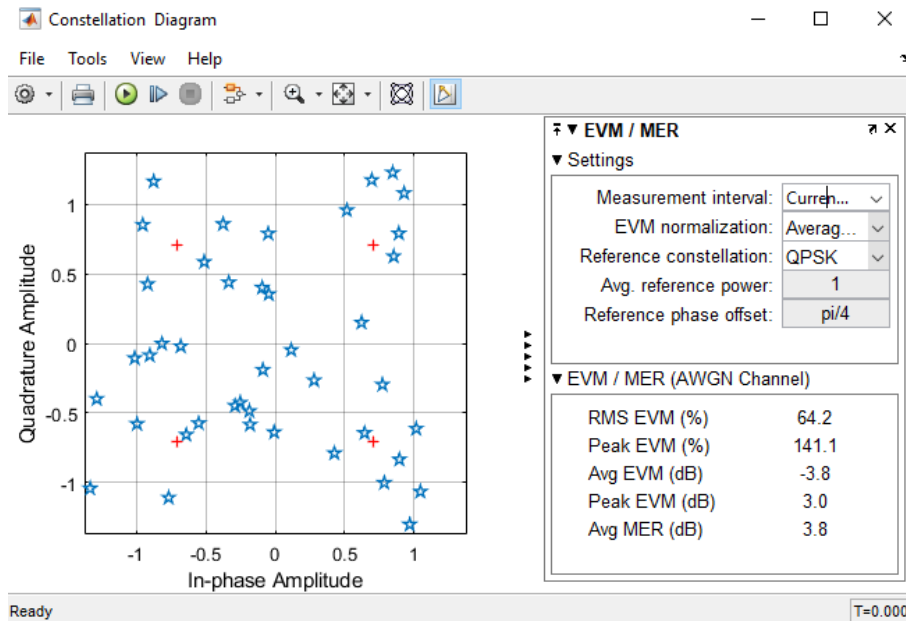


Рис. 7.29. Оценка EVM при  $E_b/N_0=0$  дБ и времени моделирования  $200/R_b$

Модуль вектора ошибки EVM представляет собой отношение средне-квадратического отклонения модуля вектора ошибки  $P_{\text{error}}(i)$  к модулю вектора переданного символа  $P_{\text{tx}}(i)$ , и рассчитывается как евклидово расстояние между координатами переданного символа  $P_{\text{tx}}(i)$  и реального принятого символа  $P_{\text{rx}}(i)$  и после усреднения по ансамблю  $i=1 \dots N$  принятых  $N$  символов:

$$\text{EVM} = 10 \lg \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N P_{\text{error}}^2(i)}{\sum_{i=1}^N P_{\text{tx}}^2(i)}}. \quad (7.15)$$

Таким образом, параметр EVM является мерой отношения вектора ошибки к опорному вектору. В совершенной системе, в которой отсутствуют шумы и нелинейности, способные внести искажения в сигнал, измеренный и опорный векторы совпадали бы, и EVM был бы равен нулю. Рассмотрим влияние отношения «сигнал — шум» (ОСШ) для принимаемого символа. При очень большом ОСШ (рис. 7.28) разница между измеренным и опорным векторами, обусловленная шумом и искажениями, очень мала, а EVM стремится к нулю. И, наоборот, большое значение EVM подразумевает, что вектор измеренного символа значительно отличается от идеального опорного вектора, что может быть вызвано только шумом и искажениями (рис. 7.29).

Из сравнения выражений (7.12) и (7.15), а также средних оценок EVM и MER на рис. 7.28 – 7.29 следует, что  $\text{EVM [дБ]} = -\text{MER [дБ]}$ .

В случае, если в системе действует исключительно АБГШ и полоса сигнала равна символьной скорости, то MER численно равно устанавливаемому в блоке AWGN Channel значению ОСШ, т.е.  $\text{SNR}=\text{MER}=E_s/N_0$ .

## 7.2. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ФОРМИРУЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

### 7.2.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФОРМИРУЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

При передаче цифровых сигналов по радиоканалу остро встает необходимость сужения их полосы. Однако при сужении полосы возникает межсимвольная интерференция (МСИ). Для сужения полосы цифровых сигналов с допустимой МСИ используются формирующие фильтры.

Если в качестве исходного модулирующего сигнала выступает последовательность прямоугольных биполярных импульсов, то такой модулирующий сигнал является идеальным и обладает спектром, с очень низкой скоростью затухания боковых лепестков. Спектр вещественной составляющей  $I(t)$  QPSK сигнала обладает шириной главного лепестка  $2R$  и уровнем максимального бокового лепестка  $-13$  дБ и скоростью затухания боковых лепестков как  $1/f$  (рис. 7.30).

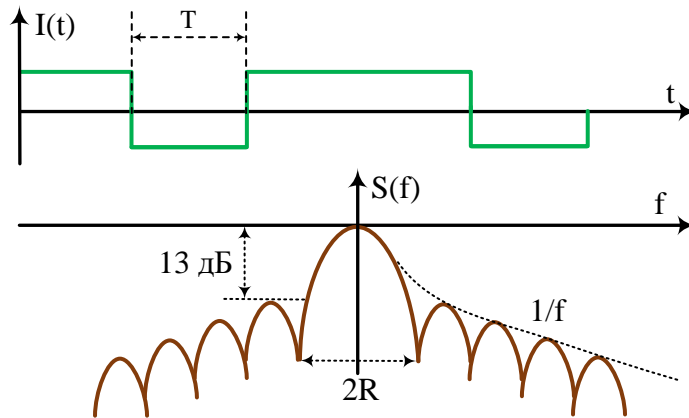


Рис. 7.30. Последовательность биполярных импульсов и их спектр

Если же мы ограничим полосу исходного модулирующего сигнала, это в свою очередь приведет к более компактному спектру, но в результате фронты импульсов расширятся. Сглаживание фронтов приводит к тому, что следующий и предыдущий импульсы начинают перекрываться во времени, и скачок переходит в непрерывную кривую. При сглаживании предыдущий импульс начинает влиять на следующий, а следующий на предыдущий и оба искажаются (рис. 7.31).

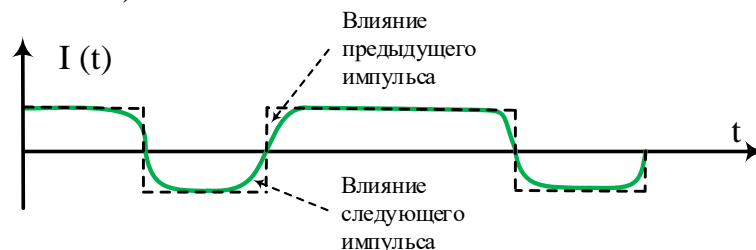


Рис. 7.31. Межсимвольная интерференция при сглаживании фронта импульса

Этот эффект называется межсимвольной интерференцией (МСИ, в англоязычной литературе Intersymbol Interference, ISI), он ухудшает качество передачи информации, но позволяет более компактно представить сигнал в частотной области. Чтобы произвести сглаживание фронтов импульсов необходимо ограничить полосу, т.е. произвести фильтрацию. Тогда исходный сигнал  $I(t)$  можно представить, как выход формирующего фильтра с импульсной характеристикой (ИХ)  $h(t)$ . Фильтр должен возбуждаться сигналом соответствующим передаваемой информации (рис.7.32).

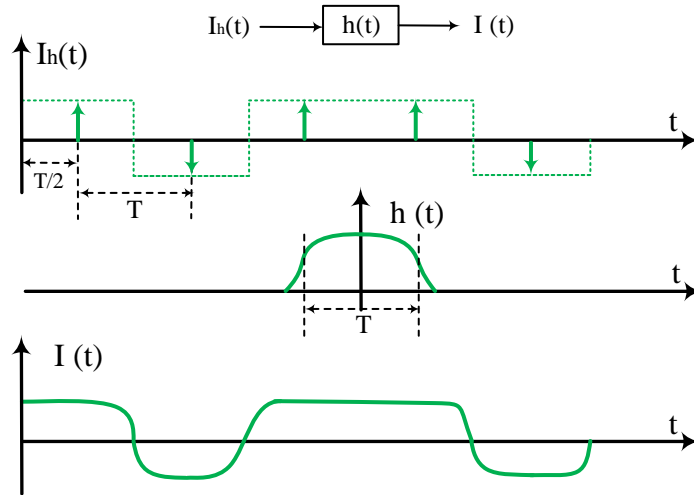


Рис. 7.32. Формирующий фильтр, возбуждаемый импульсами  $I_h(t)$

Сигнал  $I_h(t)$  – набор дельта-импульсов, отнесенных к центру исходного модулирующего импульса, отстоящих на длительность информационного импульса  $T$ :

$$I_h(t) = \sum_i d_i \cdot \delta(t - iT - T/2), \quad (7.16)$$

где для QPSK сигналов  $d_i = \pm 1/\sqrt{2}$ ,  $\delta(\cdot)$  – дельта-функция. Тогда пропустив сигнал  $I_h(t)$  через фильтр с ИХ  $h(t)$ , получим модулирующий сигнал  $I(t)$ , как свертку  $I_h(t)$  и  $h(t)$ :

$$I(t) = \int_{-\infty}^{\infty} I_h(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau. \quad (7.17)$$

Подставив (7.16) в (7.17), поменяв местами интегрирование и суммирование и применив фильтрующее свойство дельта-функции получим:

$$I(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_i d_i \cdot \delta(t - iT - T/2) \cdot h(t - \tau) d\tau = \sum_i d_i \cdot h(t - iT - T/2). \quad (7.18)$$

Таким образом,  $I(t)$  полностью определяется ИХ  $h(t)$  и передаваемой информацией и, меняя ИХ  $h(t)$  формирующего фильтра мы можем сужать или расширять полосу сигнала.

## 7.2.2. ФОРМИРУЮЩИЙ ФИЛЬТР НАЙКВИСТА ДЛЯ УСТРАНЕНИЯ ИСИ

Рассмотрим, какими свойствами должна обладать  $h(t)$ , чтобы обеспечить минимальную ширину полосы передаваемого сигнала. Для начала рассмотрим более внимательно  $I_h(t)$ . Сигнал  $I_h(t)$  представляет собой последовательность дельта-импульсов, соответствующих символам передаваемой информации и отстоящих друг от друга на интервал  $T_s=1/R_s$ . Тогда их можно трактовать как дискретные отсчеты сигнала  $I(t)$ , взятые с частотой  $R_s$ . При прохождении формирующего фильтра  $h(t)$  очень важно, чтобы  $I(t)$  в моменты  $t=T/2+kT$  (т. е. в узлах дискретизации) было равно  $d_k$  (рис. 7.33).

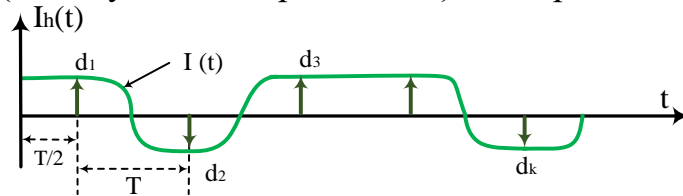


Рис. 7.33. Исключение МСИ при демодуляции

Тогда при демодуляции и декодировании можно исключить влияние МСИ, если производить оценку передаваемого символа точно в моменты времени  $t=T/2+kT$ , где  $I(T/2+kT)=d_k$  точно соответствует передаваемой информации для всех бит. Другими словами, внося искажения в исходный модулирующий сигнал  $I(t)$  с целью сужения его полосы мы тем не менее, оставляем в определенные моменты времени его значения неизменными и равными  $d_k$  (значениям передаваемых символов), чтобы на приемной стороне в эти моменты демодулировать  $d_k$  без искажений.

Рассмотрим, какими свойствами должна обладать  $h(t)$ , чтобы  $I(iT + T/2) = d_i$ . Исходя из (7.18) можно записать:

$$I(T/2 + kT) = \sum_i d_i \cdot h(T/2 + kT - iT - T/2) = \sum_i d_i \cdot h(T(k - i)). \quad (7.19)$$

Тогда для исключения МСИ необходимо чтобы выполнялось равенство:

$$d_k = \sum_i d_i \cdot h(T(k - i)), \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (7.20)$$

Из (7.20) следует, что  $h(t)$  должна удовлетворять условию:

$$h(T(k - i)) = \begin{cases} 1, & \text{если } k=i; \\ 0, & \text{если } k \neq i. \end{cases} \quad (7.21)$$

Графически условие (7.21) показано на рис. 7.34.

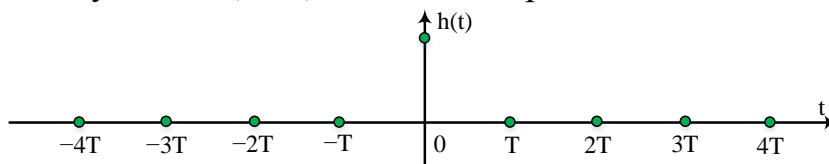


Рис. 7.34. Условия ИХ формирующего фильтра для исключения МСИ при демодуляции

Импульсной характеристикой формирующего фильтра, которая проходит через указанные точки, и которая при этом обеспечивает минимальную ширину полосы сформированного сигнала, является

$$h(t) = \text{sinc}(\pi \cdot t/T) = \frac{\sin(\pi \cdot t/T)}{\pi \cdot t/T}, \quad (7.22)$$

показанная на рис. 7.35, которая соответствует идеальному ФНЧ с полосой  $R=1/T$ .

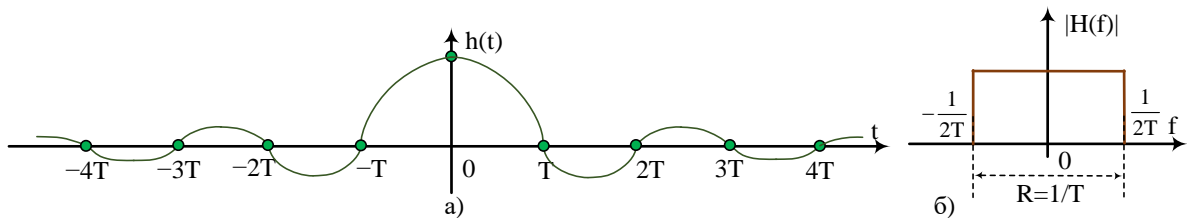


Рис. 7.35. ИХ а)  $h(t)$  и ЧХ б)  $H(f)$  идеального формирующего фильтра

Импульсная характеристика (7.22) является физически нереализуемой, ввиду бесконечных «хвостов» затухающих во времени как  $1/t$ , но она позволяет сформулировать теоретический предел передачи информации без МСИ. Так при передаче по каналу связи цифровой информации со скоростью  $R$  без МСИ требуется полоса  $W \geq R$ . Или как еще говорят, для передачи информации без МСИ требуется не менее 1 Гц полосы на 1 симв/с скорости передачи информации. Например, в полосе 1 МГц без МСИ можно передать цифровой поток со скоростью не более 1 Мсим/с.

Сигнал на выходе формирующего фильтра можно представить, как отклик формирующего фильтра на входные дельта-импульсы, соответствующие входному потоку символов (рис. 7.36).

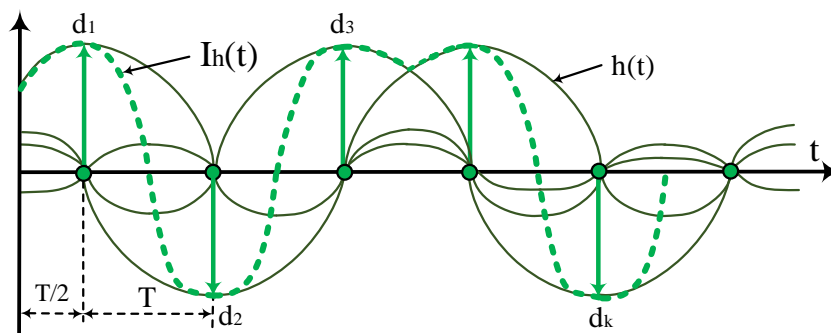


Рис. 7.36. Формирующий фильтр как интерполятор

Каждый символ  $d_k$  умножается на импульсную характеристику  $h(t)$  в (7.22), тогда в узлах дискретизации импульсные характеристики от других информационных импульсов равны нулю и МСИ в моменты взятия  $d_k$  отсутствует. По сути мы получили интерполятор в виде идеального ФНЧ, который «соединяет»  $d_k$  плавной кривой, при этом сами  $d_k$  не искажает.

### 7.2.3. ФОРМИРУЮЩИЙ ФИЛЬТР «ПРИПОДНЯТОГО КОСИНУСА»

Импульсная характеристика (7.22) нереализуема, поэтому на практике бесконечную функцию  $h(t)$  приходится усекать по длительности, при этом формирующий фильтр перестает быть идеальным интерполятором.

На рис. 7.37 показан пример усеченной импульсной (ИХ) и частотной (ЧХ) характеристики формирующего фильтра в зависимости от нормированного времени  $t_n=t/T$  ( $t_n=1$  соответствует одному символу передаваемой информации). Импульсная характеристика  $h(t_n)$  усечена до а) 10 и б) 4-х символов передаваемой информации, т. е.  $h(t_n)=0$  при  $|t_n|>10$  и  $|t_n|>4$  соответственно (скрипт 7.2.1). ЧХ формирующего фильтра соответствующего усеченной  $h(t_n)$  строилась в зависимости от нормированной частоты  $f_n=f \cdot T=f/T$ .

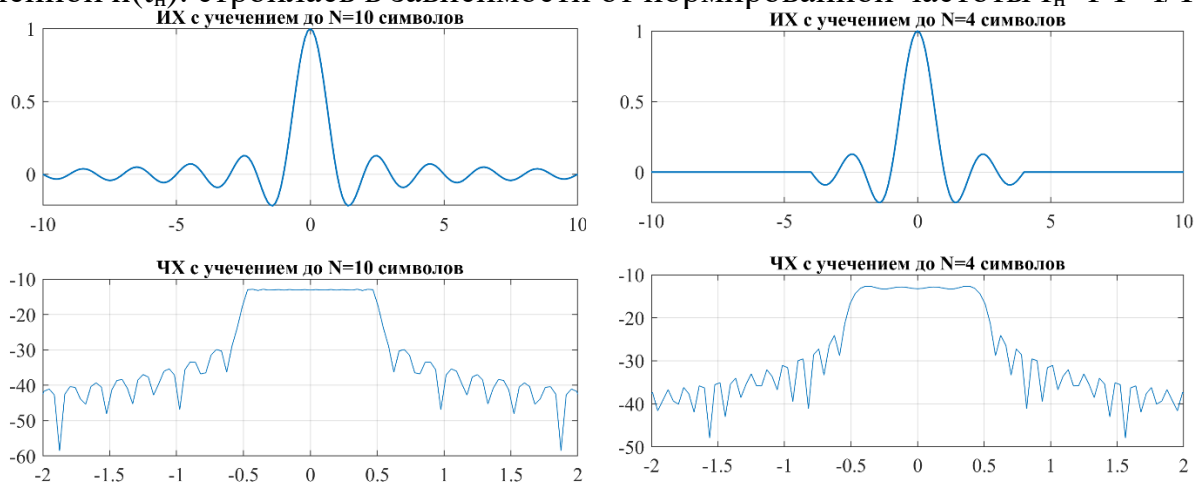


Рис. 7.37. Усеченная импульсная и частотная характеристика формирующего фильтра Найквиста для а) 10 символов; б) 4 символов

**Скрипт 7.2.1. Импульсная и частотная характеристика формирующего фильтра при усечении (феномен Гиббса)**

```
% Феномен Гиббса
clc; clear all;
sps=10; % число выборок на символ
N=4; % число символов
tT=[-10:1/sps:10]; % нормированное время t/T
for i=1:length(tT)
    if abs(tT(i))<N
        ht(i)=sin(pi*tT(i))./(pi*tT(i));
    else
        ht(i)=0;
    end
end
ht(isnan(ht))=1;
subplot(2,1,1);
plot(tT,ht,'linewidth',1); grid on; axis('tight');
title(['ИХ с учечением до N=',num2str(N),' СИМВОЛОВ']);
L=length(ht); NFFT=2^nextpow2(L);
hf = fft(ht,NFFT)/L; hf = fftshift(hf);
```

```

fT=(-NFFT/2:NFFT/2-1)/NFFT*sps;
subplot(2,1,2);
plot(fT,10*log10(abs(hf))); grid on; xlim([-2 2]);
title(['ЧХ с учетом до N=', num2str(N), ' символов']);

```

Из ЧХ на рис. 7.37 следует, что усечение ИХ с 10 до 4-х символов приводит к увеличению уровня боковых лепестков. Кроме того, появляется неравномерность в полосе пропускания фильтра. Этот эффект называется эффектом Гиббса. Для его уменьшения Найквистом было предложено произвести сглаживание фронта ЧХ идеального фильтра, расширив его, но в отличие от усечения  $h(t)$  это расширение полосы фильтра можно сделать регулируемым, как показано на рис. 7.38.

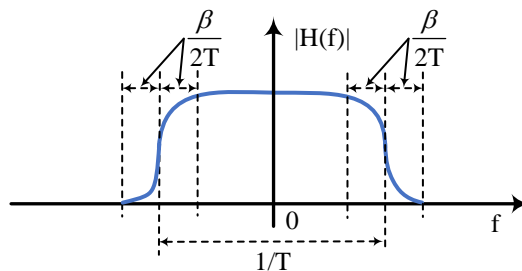


Рис. 7.38. Формирующий фильтр Найквиста при аппроксимации фронта ЧХ приподнятым косинусом

ЧХ фильтра становится кусочной и описывается выражением:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & \text{если } |f| < \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{\pi T}{\beta} \left[ |f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right), & \text{если } \frac{1+\beta}{2T} < |f| < \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (7.23)$$

Вблизи фронта идеальная ЧХ аппроксимируется функцией приподнятого косинуса. Параметр  $\beta$ , который изменяется от 0 до 1 задает интервал, на котором происходит аппроксимация. При  $\beta=0$  имеем идеальный ФНЧ, при  $\beta=1$  имеем формирующий фильтр с ЧХ в виде приподнятого косинуса:

$$|H(f)| = \begin{cases} \frac{1}{2} (1 + \cos(\pi T f)), & \text{если } |f| < \frac{1}{T} \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1}{T} \end{cases} \quad (7.24)$$

Сглаживание фронта в частотной области согласно теореме о свертке соответствует умножению ИХ (7.22) на весовое окно:

$$h(t) = \text{sinc}(t/T) \cdot w(t); \quad w(t) = \frac{\cos(\pi \beta t/T)}{1 - (2\beta t/T)^2} \quad (7.25)$$



На рис. 7.39 (скрипт 7.2.2) показаны ИХ  $h(t_n)$  фильтра Найквиста при различных  $\beta$  в зависимости от нормированного времени  $t_n=t/T$ , а также ЧХ  $|H(f_n)|$  в зависимости от нормированной частоты  $f_n=f \cdot T$ .

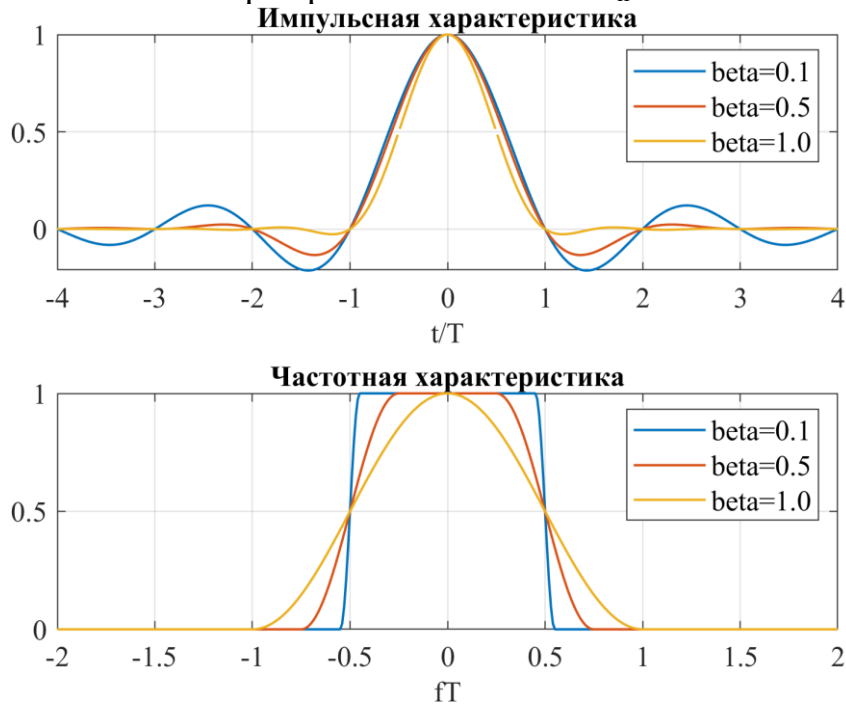


Рис. 7.39. Импульсная и частотная характеристика формирующего фильтра типа «приподнятого косинуса»

**Скрипт 7.2.2. Импульсная и частотная характеристика формирующего фильтра типа «приподнятого косинуса»**

```
clear all;
tT=[-4:0.01:4]; % нормированное время t/T
beta=[0.1 0.5 1.0];
figure(1); subplot(2,1,1);
for i=1:length(beta)
    for j=1:length(tT)
        ht(j)=trrt(tT(j), beta(i));
    end
    plot(tT,ht,'linewidth',1); hold on;
end
legend('beta=0.1', 'beta=0.5', 'beta=1.0'); grid on;
title('Импульсная характеристика'); xlabel('t/T'); axis('tight');
fT=[-2:0.01:2];
subplot(2,1,2);
for i=1:length(beta)
    for j=1:length(fT)
        hf(j)=frft(fT(j), beta(i));
    end
    plot(fT,hf,'linewidth',1); hold on;
end
legend('beta=0.1', 'beta=0.5', 'beta=1.0'); grid on;
title('Частотная характеристика'); xlabel('fT'); axis('tight');
% Функция для оценки импульсной характеристики
```

```

function ht=trrt(tT, beta)
wt=cos(pi*beta*tT) ./ (1-(2*beta*tT).^2);
ht=sinc(tT).*wt;
end
% Функция для оценки частотной характеристики
function hf=frrt(fT, beta)
if abs(fT)<(1-beta)/2
    hf=1;
elseif abs(fT)>(1+beta)/2
    hf=0;
else
    hf=0.5*(1+cos(pi/beta.*(abs(fT)-(1-beta)/2)));
end
end

```

Из рис. 7.39 видно, что  $\beta$  регулирует степень сглаживания фронта ЧХ идеального фильтра, что соответствует уровню боковых лепестков ИХ  $h(t_n)$ . При  $\beta=1$  ЧХ фильтра  $|H(f_n)|$  принимает вид приподнятого косинуса, а ИХ  $h(t_n)$  имеет минимальные боковые лепестки. Можно заметить, что полоса фильтра Найквиста по уровню 0,5 (-3 дБ) остается постоянной и равна  $1/T$ .

Пример функционирования формирующего фильтра типа на рис. 7.40 (скрипт 7.2.3) с ИХ длиной 40 символов (рис. 7.41).

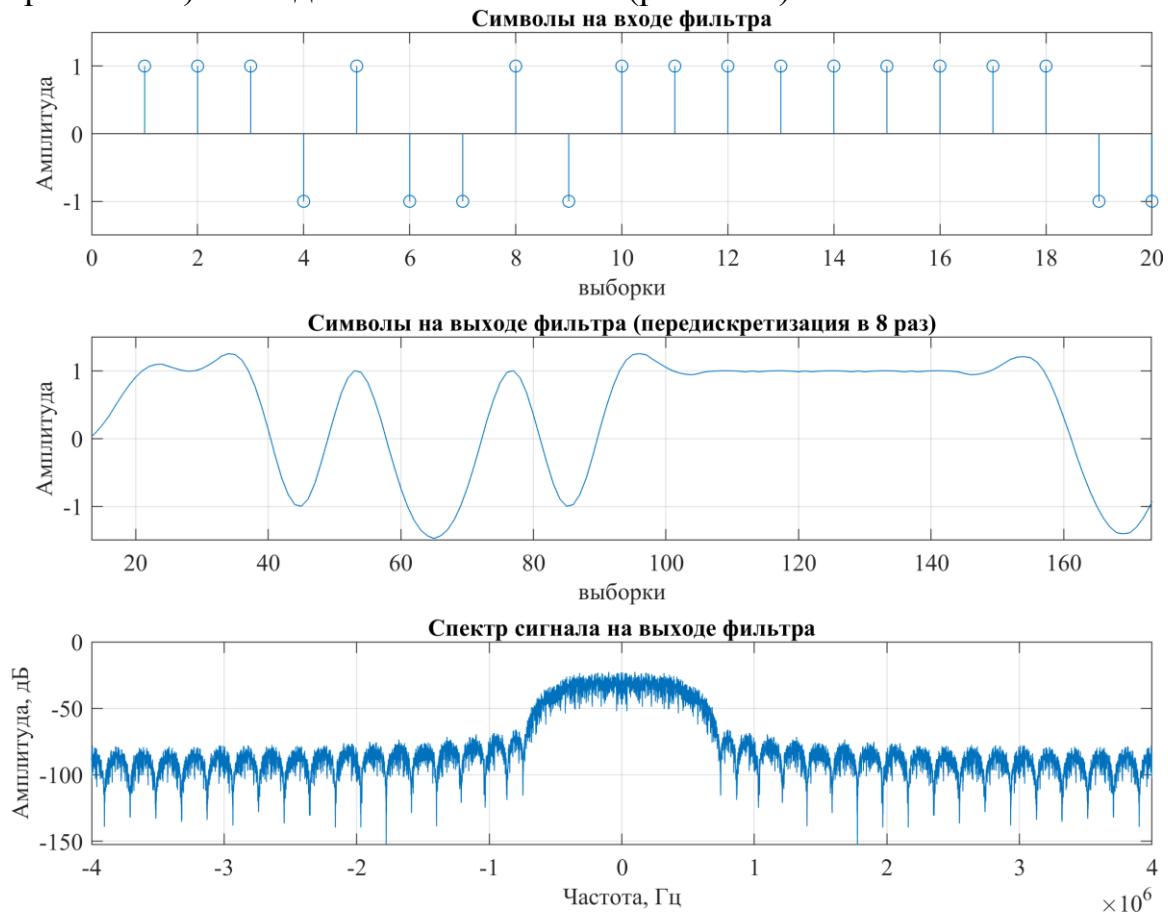


Рис. 7.40. Функционирование формирующего фильтра типа «приподнятого косинуса»

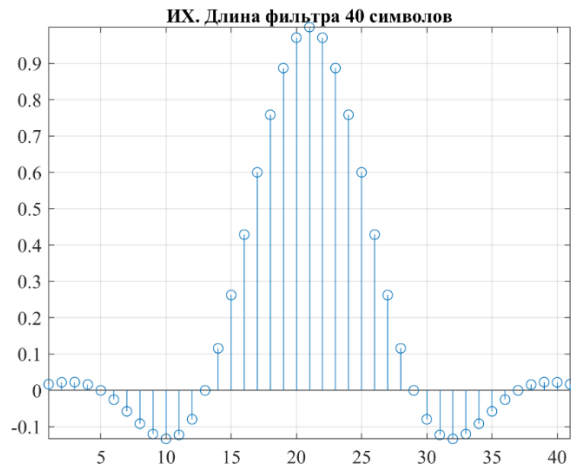


Рис. 7.41. Импульсная характеристика формирующего фильтра типа «приподнятого косинуса»

**Скрипт 7.2.3. Функционирование формирующего фильтр типа «приподнятого косинуса»**

```
clear all; clc;
L=40;      % длина фильтра
R=1e6;     % символьная скорость 1 Мсим/с
Fs=8*R;    % частота дискретизации (передискретизация в 8 раз)
T=1/R;     % длительность символа
Ts=1/Fs;   % период дискретизации
beta =0.5; % коэффициент сглаживания
% Синтез фильтра типа "приподнятого косинуса"
if mod(L,2)==0
    M=L/2 ;      % для четных L
else
    M=(L-1)/2; % для нечетных L
end
g=zeros(1,L);
for n=-M:M
    num=sin(pi*n*Ts/T)*cos(beta*pi*n*Ts/T);
    den=(pi*n*Ts/T)*(1-(2*beta*n*Ts/T)^2);
    g(n+M+1)=num/den;
    if (1-(2*beta*n*Ts/T)^2)==0
        g(n+M+1)=pi/4*sin(pi*n*Ts/T)/(pi*n*Ts/T);
    end
    if n==0
        g(n+M+1)=cos(beta*pi*n*Ts/T)/(1-(2*beta*n*Ts/T)^2);
    end
end
end
figure(1);
% impz(g,1); % отображение ИХ цифрового фильтра
stem(g); grid on; axis('tight');
title('Импульсная характеристика');
% формирование биполярных символов
data=2*(rand(1,1000)>=0.5)-1;
% передискретизация символов
output=upsample(data,Fs/R);
% свертка символов с ИХ фильтра
```

```

y=conv(g,output);
% y=filter(g,1,output); % фильтрация символов с ИХ фильтра
figure(2);
subplot(2,1,1);
stem(data); axis([0,20,-1.5,1.5]); grid on;
title('Символы на входе фильтра');
xlabel('выборки'); ylabel('Амплитуда');
subplot(2,1,2);
plot(y); axis([0,160,-1.5,1.5]); grid on;
title('Символы на выходе фильтра');
xlabel('выборки'); ylabel('Амплитуда');
% Оценка спектра сигнала
L=length(y); NFFT=2^nextpow2(L);
FFTY=fft(y,NFFT); FFTY=abs(FFTY)/L;
NumPts=ceil((NFFT+1)/2);
FFTY=FFTY(1:NumPts);
f1=(0:NumPts-1)*Fs/NFFT;
figure(3);
plot(f1,20*log10(abs(FFTY))); grid on;
xlabel('Частота, Гц'); ylabel('Амплитуда, дБ');
title('Спектр сигнала')

```

#### 7.2.4. СОГЛАСОВАННЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ

На рис. 7.42 показана укрупненная схема системы передачи цифровой информации.



Рис. 7.42. Укрупненная структурная схема системы передачи информации

На практике прием и демодуляция, как правило осуществляется при помощи согласованного фильтра  $G(f)$ . Предположим, что передатчик и приемник идеальные, т.е. сигнал на входе согласованного фильтра  $G(f)$  равен сигналу на выходе формирующего фильтра  $X(f)$  плюс АБГШ. Тогда общая частотная характеристика  $H(f)$  равна произведению  $H(f)=G(f) \cdot X(f)$ . Для исключения МСИ необходимо чтобы  $H(f)$  удовлетворяла (7.24). При этом можно заметить, что  $G(f)$  должен быть согласован с исходным сигналом на выходе формирующего фильтра  $X(f)$ , что означает, что  $G(f)=X^*(f)$  (комплексно-сопряженная с формирующим фильтром). Тогда можно сказать, что  $|X(f)|^2=H(f)$ , а  $X(f)=H^{1/2}(f)$ .

При использовании согласованного фильтра для демодуляции его частотная характеристика должна быть комплексно-сопряженной частотной характеристике формирующего фильтра. Тогда если частотная характеристика формирующего фильтра будет представлять собой корень из приподнятого косинуса, то каскад из формирующего и согласованного фильтра будет давать как раз фильтр Найквиста, который позволит устранить МСИ при демодуляции.

## 7.2.5. УРОВЕНЬ ВНЕПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ

Оценим уровень внеполосных излучений при использовании прямоугольного фильтра и фильтра типа «приподнятого косинуса».

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель для оценки внеполосных излучений (рис. 7.43).

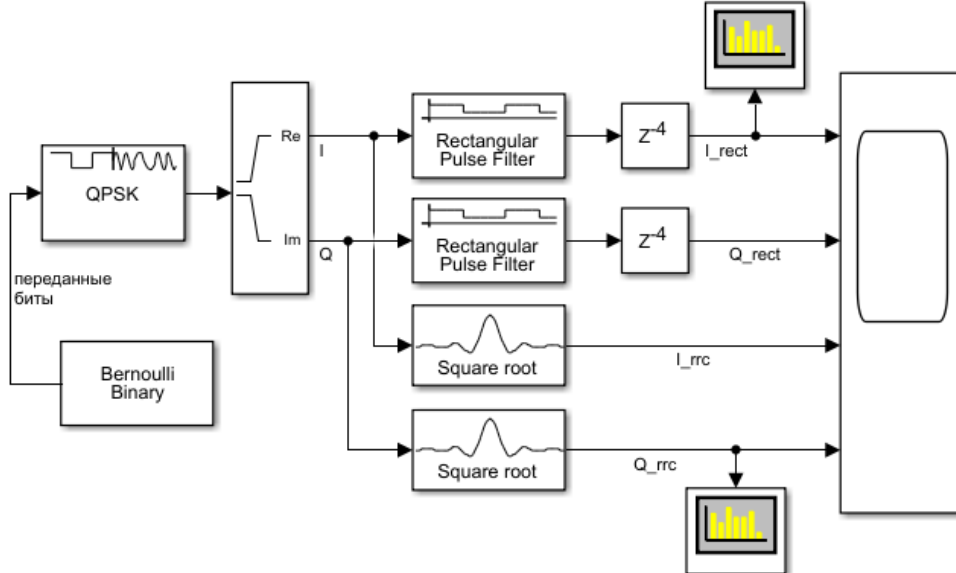


Рис. 7.43. Модель для оценки внеполосных излучений

2. Параметры блоков Bernoulli Binary и QPSK Modulator Baseband, а также битовую скорость  $R_b=10^6$  установить аналогично модели в разделе 7.1.2.
3. Добавить в модель по два блока фильтров Ideal Rectangular Pulse Filter и Raised Cosine Transmit Filter из библиотеки Communications Toolbox / Comm Filters (рис. 7.44). Параметры фильтров оставить по умолчанию (рис. 7.45).

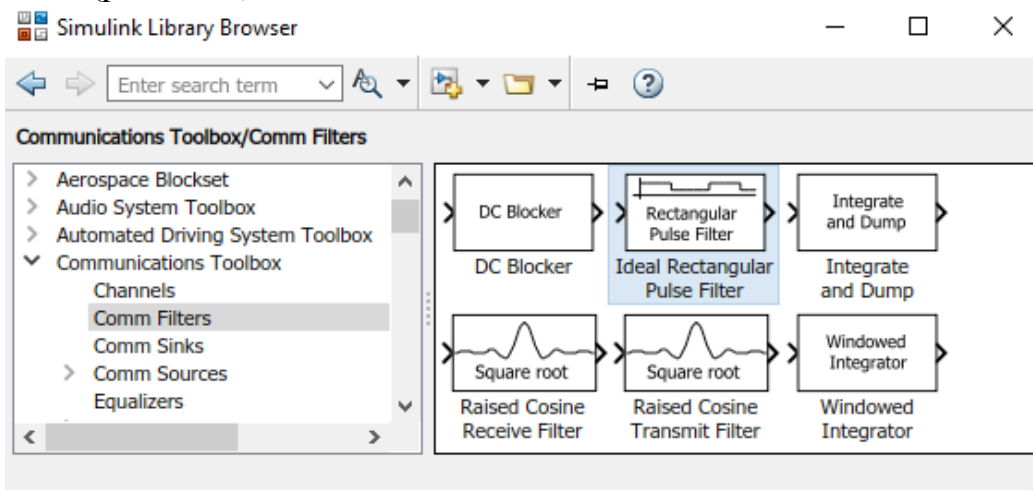
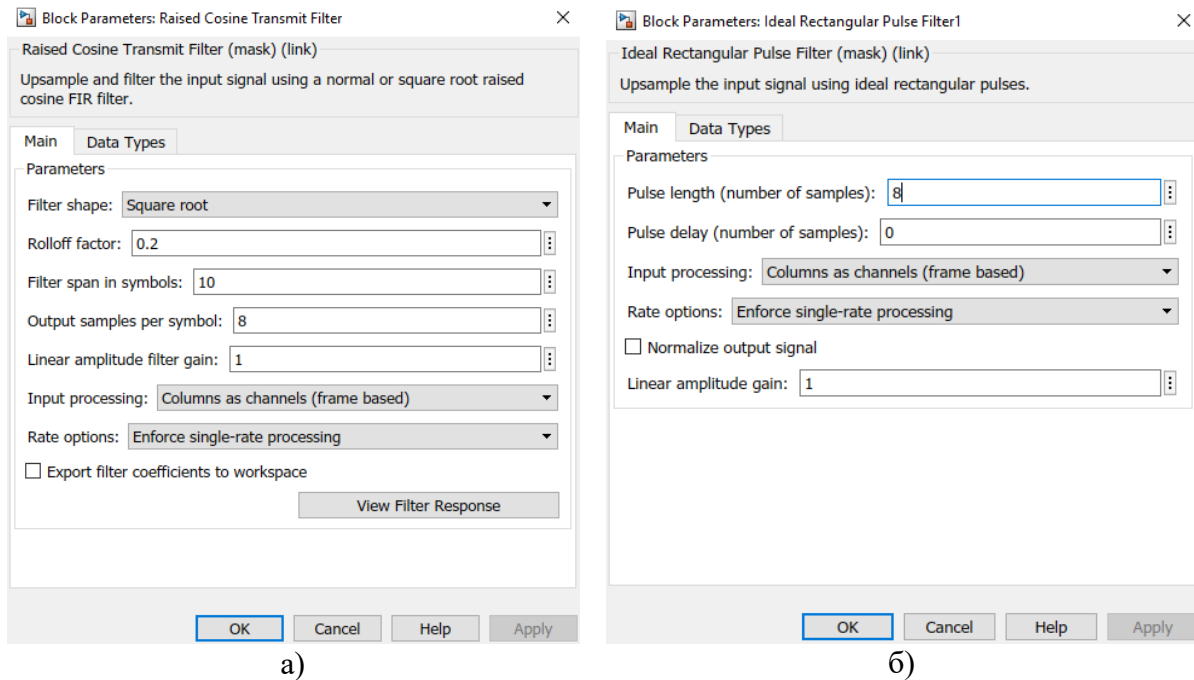


Рис. 7.44. Блоки Ideal Rectangular Pulse Filter и Raised Cosine Transmit Filter из библиотеки Communications Toolbox / Comm Filters



а)

б)

Рис. 7.45. Параметры фильтров:

а) Ideal Rectangular Pulse Filter и б) Raised Cosine Transmit Filter

- Добавить в модель два блока задержек Delay из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks (рис. 7.46); задержка в 4 выборки определяется половиной длины фильтра Raised Cosine Transmit Filter (рис. 7.45, б).

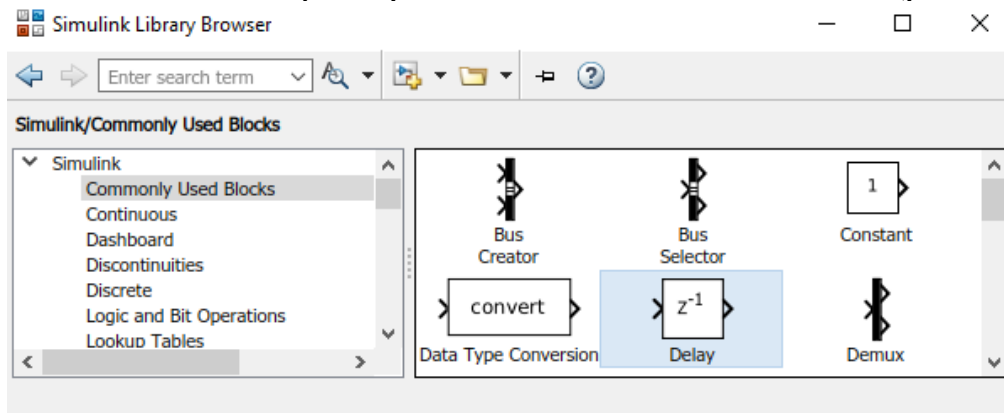


Рис. 7.46. Блок Delay из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks

- Установить время моделирования  $100/R_b$ , выполнить моделирование и оценить осциллограммы IQ после фильтрации идеальным прямоугольным фильтром и фильтром типа приподнятого косинуса (рис. 7.47).
- Установить время моделирования  $2000/R_b$  (для достаточного числа выборок для БПФ), выполнить моделирование и проанализировать спектры вещественной составляющей после фильтрации идеальным прямоугольным фильтром и фильтром типа приподнятого косинуса (рис. 7.48); для количественного анализа спектра нажать на кнопку Channel Measurement в меню блока Spectrum Analyzer.

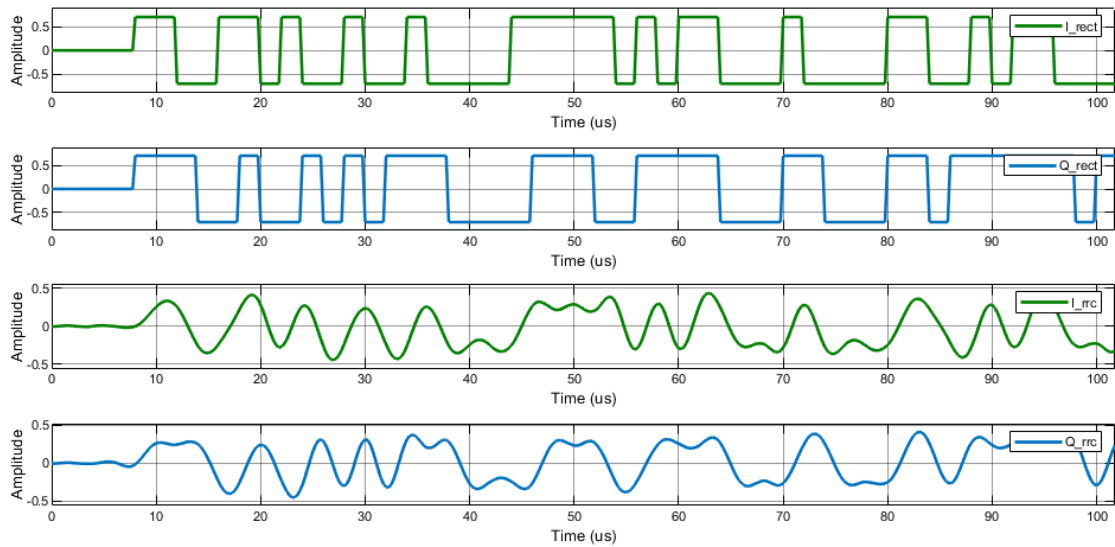


Рис. 7.47. Осциллограммы IQ после фильтрации идеальным прямоугольным фильтром и фильтром типа приподнятого косинуса

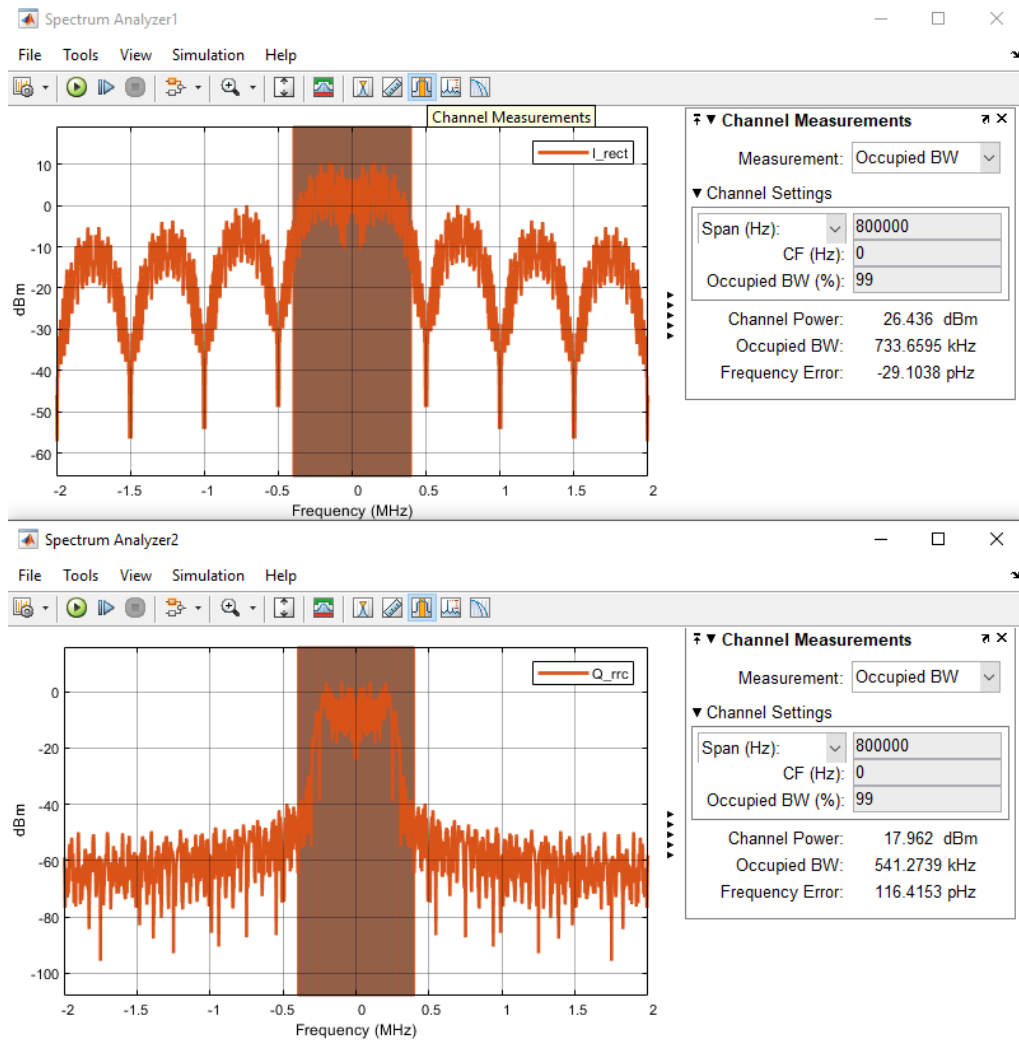


Рис. 7.48. Спектры синфазной составляющей I после фильтрации идеальным прямоугольным фильтром и фильтром типа приподнятого косинуса

Из анализа спектров на рис. 7.48 можно следует, что уровень внеполосного излучения после фильтрации идеальным прямоугольным фильтром значительно выше по сравнению с фильтром типа «приподнятого косинуса».

### 7.2.6. УРОВЕНЬ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

Оценим уровень межсимвольной интерференции формирующего фильтра типа «приподнятого косинуса».

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель для оценки уровня межсимвольной интерференции формирующего фильтра типа «приподнятого косинуса» (рис. 7.49).

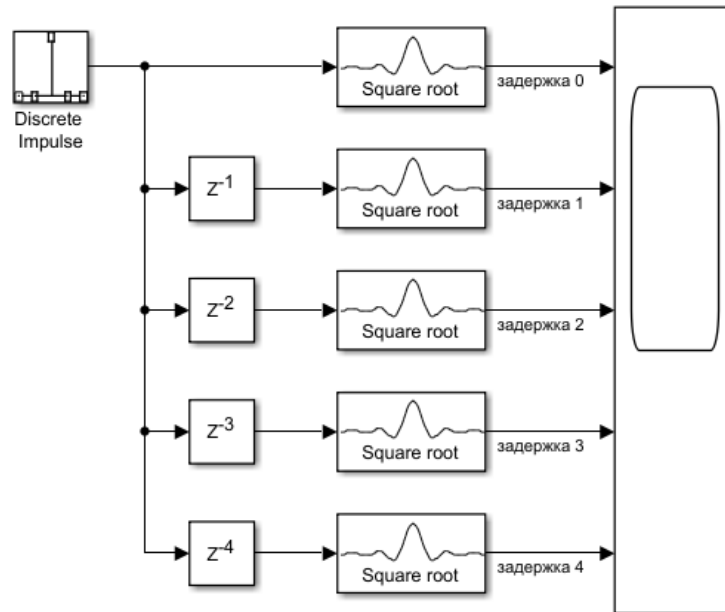


Рис. 7.49. Модель для оценки межсимвольной интерференции

2. Инициализировать модель в разделе Callbacks / PreloadFcn меню File / Model Properties / Model Properties / параметрами частоты дискретизации  $fs = 1e6$ ; коэффициента передискретизации  $sps = 8$  и коэффициента сглаживания  $roll = 0.2$  (рис. 7.50).

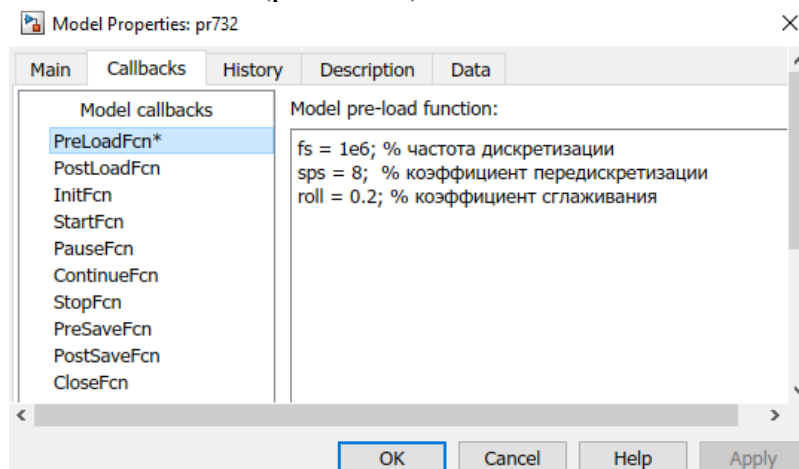


Рис. 7.50. Инициализация модели параметрами



3. Добавить в модель блок Discrete Impulse из библиотеки DSP System Toolbox / Sources (рис. 7.51) и инициализировать длительность символа как  $T = \text{sps}/\text{fs}$  (рис. 7.52).

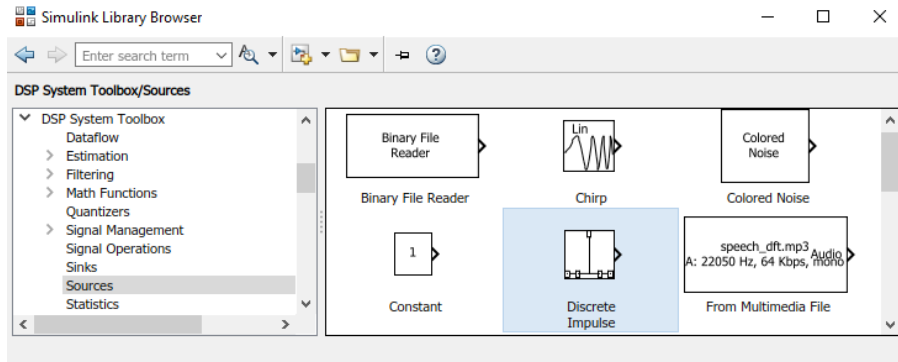


Рис. 7.51. Блок Discrete Impulse из библиотеки DSP System Toolbox / Sources

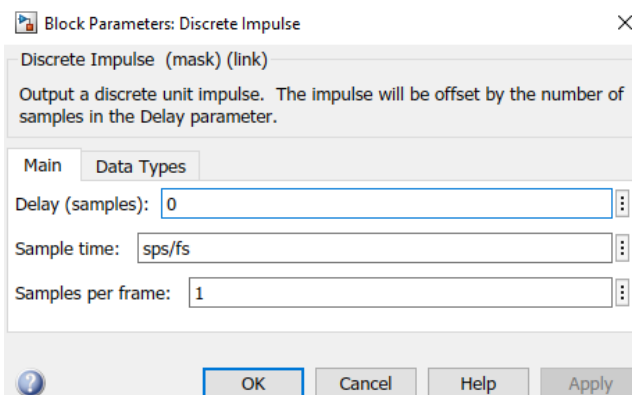


Рис. 7.52. Инициализация блока Discrete Impulse

4. Добавить в модель четыре блока задержек и инициализировать их по возрастающей (рис. 7.49).
5. Добавить в модель пять блоков Raised Cosine Transmit Filter из библиотеки Communications Toolbox / Comm Filters и инициализировать их параметрами коэффициента передискретизации  $\text{sps}$  и коэффициента сглаживания  $\text{roll}$  (рис. 7.53). В выпадающем меню Filter Shape выбрать тип фильтра Square root («корень из приподнятого косинуса»).
6. Установить время моделирования  $100/\text{fs}$  и выполнить моделирование.

Проанализировать задержанные отклики фильтра «корень из приподнятого косинуса» (рис. 7.54). Установить тип фильтра Normal в выпадающем меню Filter Shape. Проанализировать задержанные отклики фильтра «приподнятый косинус» (рис. 7.55).

Можно заметить, что фильтр «корень из приподнятого косинуса» не удовлетворяет условию отсутствия МСИ (рис. 7.54), однако если поставить последовательно два таких фильтра, то МСИ устраняется (рис. 7.55).

7. Повторить моделирование для других значений коэффициента передискретизации  $\text{sps}$  и коэффициента сглаживания  $\text{roll}$  и сделать выводы об уровне межсимвольной интерференции.

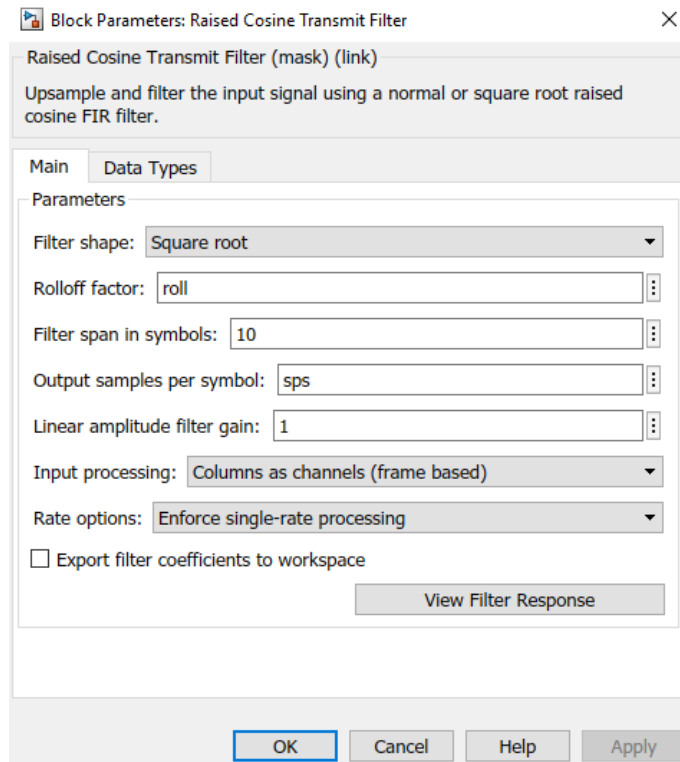


Рис. 7.53. Инициализация блока Raised Cosine Transmit Filter

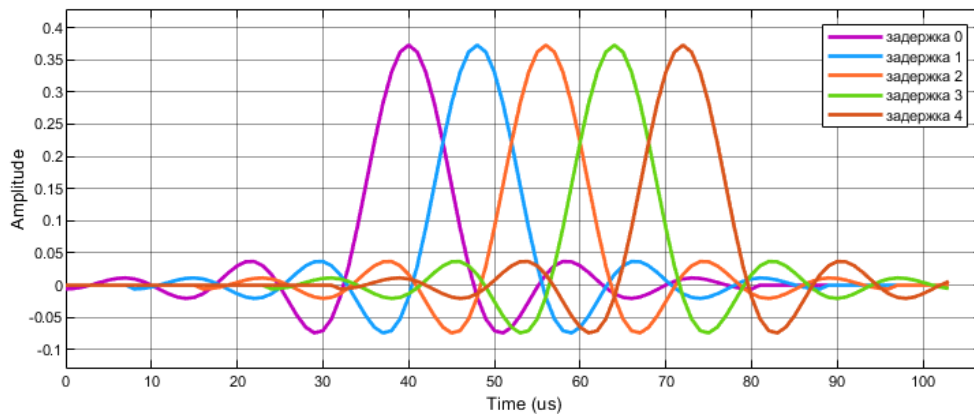


Рис. 7.54. Задержанные отклики фильтра «корень из приподнятого косинуса» при  $\beta=0.2$

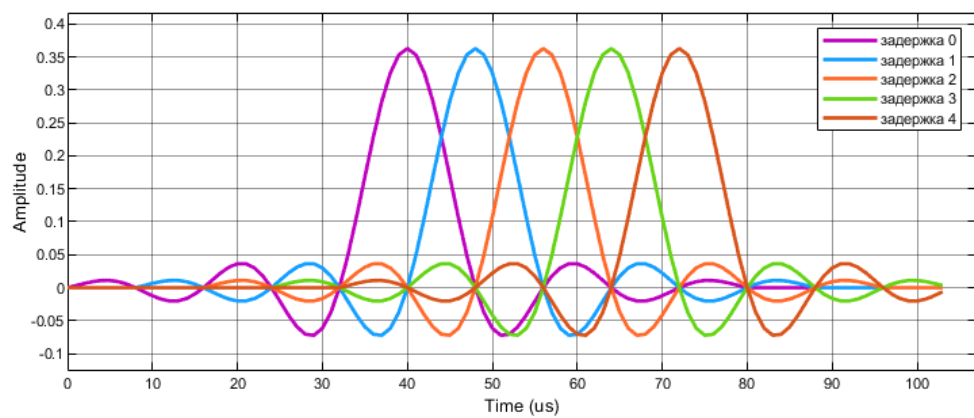


Рис. 7.55. Задержанные отклики фильтра «приподнятый косинус» при  $\beta=0.2$

## 7.2.7. СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ ФМ-4

Построим модель для согласованной фильтрации сигналов ФМ-4.

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель для согласованного приема сигналов ФМ-4 (рис. 7.56).

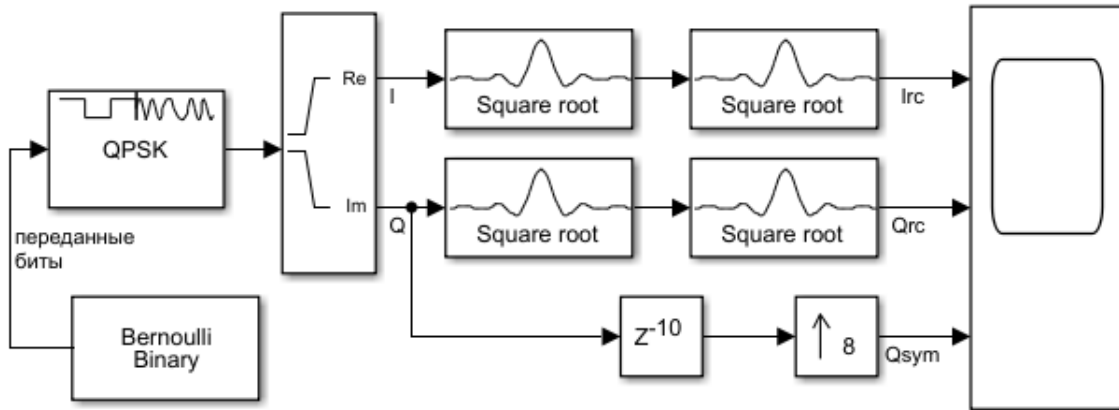


Рис. 7.56. Модель для согласованного приема сигналов ФМ-4

2. Параметры блоков Bernoulli Binary и QPSK Modulator Baseband, а также скорость  $R_b=10^6$  установить аналогично модели в разделе 7.1.2.
3. Добавить в модель два блока формирующих Raised Cosine Transmit Filter и согласованных Raised Cosine Receive Filter фильтров. Параметры формирующих фильтров оставить по умолчанию, а у согласованного фильтра указать Decimation factor = 1 (рис. 7.57).

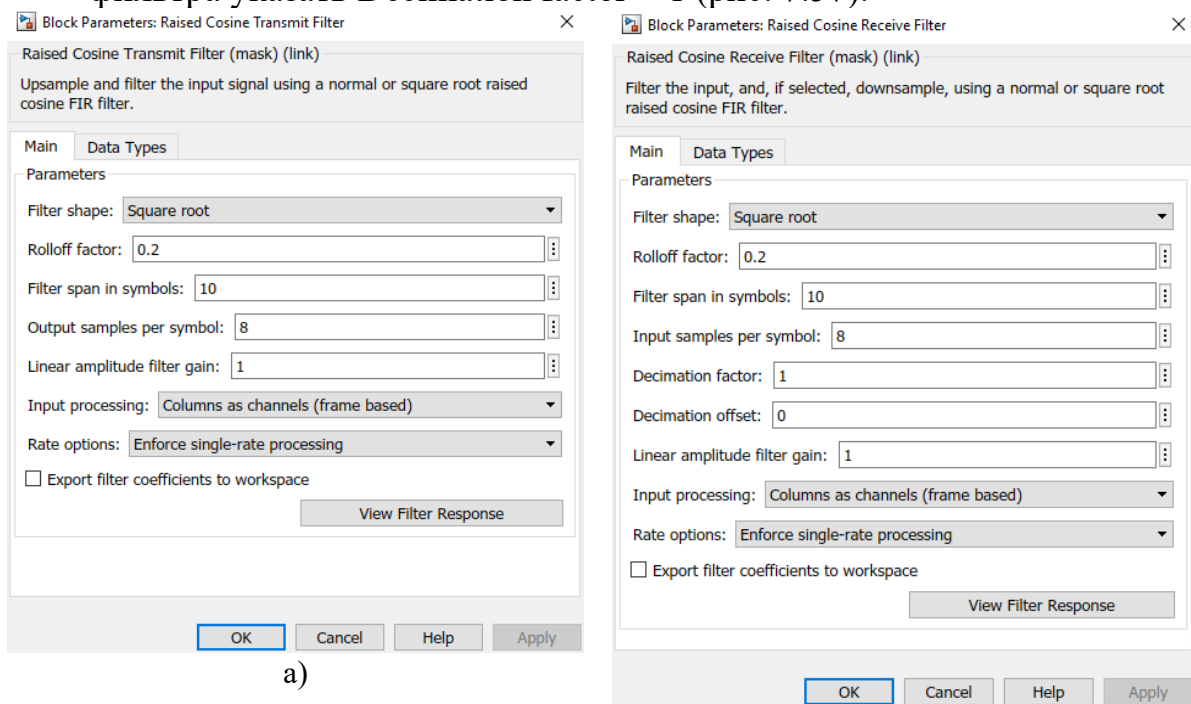


Рис. 7.57. Параметры а) формирующего и б) согласованного фильтров

- Добавить в модель блок задержки и установить ее значение равной 10 (рис. 7.56). Добавить в модель блок Upsample из библиотеки DSP System Toolbox / Signal Operations (рис. 7.58) и установить коэффициент передискретизации равный 8.

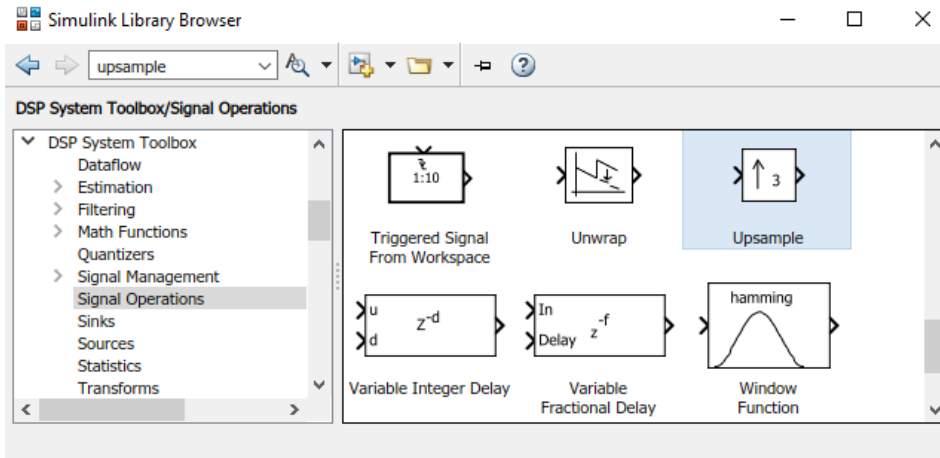


Рис. 7.58. Блок Upsample в библиотеке DSP System Toolbox / Signal Operations

- Установить время моделирования 100/fs, выполнить моделирование и проанализировать осциллограммы сигналов Qsym и Qrc (рис. 7.59).

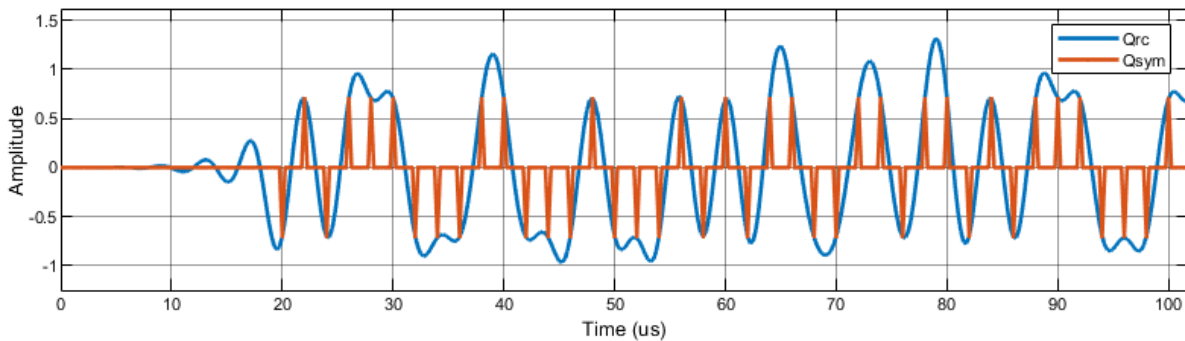


Рис. 7.59. Осциллограммы сигналов Qsym и Qrc

Объясним выбор задержки и коэффициента передискретизации.

Длина у формирующего и согласованного фильтров составляет 10 символов и определяется параметром *Filter span in symbols*, поэтому ИХ оказывается усеченной до 5 символов. Для сопоставления символов Qsym на выходе модулятора ФМ-4 и символов Qrc, прошедших обработку в формирующем и согласованном фильтрах, указывается задержка, равная удвоенному усечению. Коэффициент передискретизации у формирующего фильтра определяется параметром *Output samples per symbol* и по умолчанию равен 8. Коэффициент децимации у согласованного фильтра определяется параметром *Decimation factor* и по умолчанию также равен 8, однако для целей визуализации коэффициент децимации установлен равным 1; для приведения в соответствие частоты дискретизации сигнала Qrc на выходе согласованного фильтра с сигналом Qsym на выходе модулятора ФМ-4 коэффициент передискретизации в блоке Upsample устанавливается равным 8.

## 7.3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

### 7.3.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧСТОТЫ

При рассмотрении архитектуры радиостанции ПКР в разделе 1 было введено понятие преобразования частоты, которое может быть, как цифровым, так и аналоговым. С совершенствованием элементной базы ПКР наблюдается тенденция перехода от аналогового к цифровому преобразованию частоты, в том числе в области несущих радиочастот (РЧ). Тем не менее в настоящее время в радиостанциях ПКР наиболее распространенным остается подход, согласно которому цифровая обработка сигнала осуществляется на информационной (Baseband) и промежуточной частоте ПЧ (IF, Intermediate Frequency), а преобразование сигнала с ПЧ на РЧ осуществляется в аналоговом виде. В настоящем разделе рассмотрим методы цифрового повышающего (DUC, Digital Up Conversion) и понижающего (DDC, Digital Down Conversion) преобразования частоты. При реализации методов DUC и DDC используется многоскоростная обработка сигнала с преобразованием с частоты символьной скорости  $f_{\text{symbol}}$  до частоты работы АЦП/ЦАП  $f_{\text{system}}$ .

Цифровое повышающее преобразование частоты DUC реализуется в передатчике: в результате интерполяции частота дискретизации повышается с частоты  $f_{\text{symbol}}$  до частоты ЦАП  $f_{\text{system}}$  (рис. 7.60).

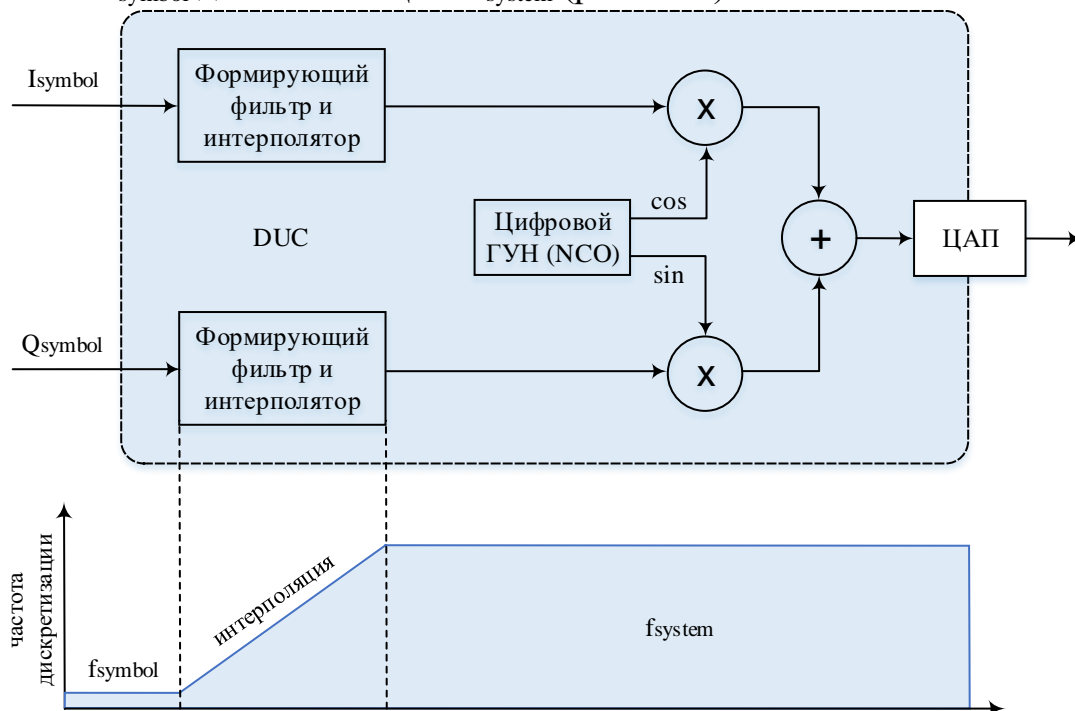


Рис. 7.60. Цифровое повышающее преобразование частоты (DUC)

Цифровое понижающее преобразование частоты DDC реализуется в приемнике: в результате децимации частота дискретизации понижается с частоты АЦП  $f_{\text{system}}$  до частоты  $f_{\text{symbol}}$ , на которой удобно осуществлять символьную и частотную синхронизацию (рис. 7.61).

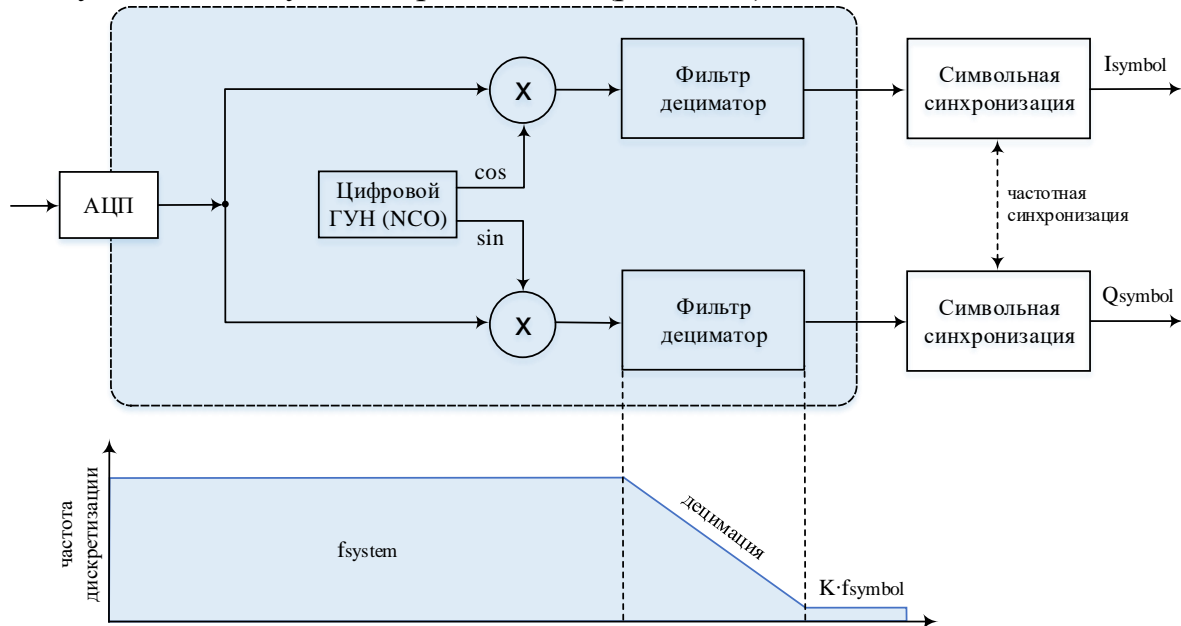


Рис. 7.61. Цифровое понижающее преобразование частоты (DDC)

Согласно теореме Найквиста, минимально необходимая частота дискретизации должна быть выше удвоенной верхней частоты исходного информационного сигнала. Для экономии вычислительных ресурсов при обработке частоту дискретизации сигнала целесообразно понижать до минимально необходимой (децимация). Однако иногда частоту дискретизации необходимо повысить (интерполяция), например, в радиостанциях ПКР при работе на передачу преобразование с информационной на промежуточную частоту осуществляется цифровым повышающим преобразованием частоты (при приеме преобразование с промежуточной в область информационных частот осуществляется цифровым понижающим преобразованием частоты).

Рассмотрим децимацию исходного сигнала в целое число раз на примере  $M=4$ . Децимация – это процесс понижения частоты дискретизации исходного сигнала. Так, например, при частоте дискретизации исходного сигнала  $f_s=80$  МГц, после децимации в  $M=f_s/f_d$  раз частота дискретизации станет  $f_d=20$  МГц; децимация в нецелое число раз, например, в  $3/4$  до 60 МГц, также возможна. Децимация включает два этапа: исключение выборок для понижения исходной частоты дискретизации и предварительная низкочастотная фильтрация для ограничения полосы исходного сигнала. Понижение частоты дискретизации в  $M$  раз означает, что останется одна из  $M$  выборок исходного сигнала, а остальные  $(M-1)$  выборок будут исключены. Так, например, при  $M=4$  после децимации останется только каждая четвертая выборка.

Рассмотрим пример понижения частоты дискретизации в  $M=4$  раза с  $f_s$  до  $f_d$  в частотной области на рис. 7.62,а: спектр исходного сигнала повторяется на частоте дискретизации  $f_s$ ; спектр сигнала после понижения частоты дискретизации с  $f_s$  до  $f_d$  начинает повторяться на частотах, кратных целому числу новой частоты дискретизации  $f_d$ . Наложение спектров сигналов после понижения частоты дискретизации происходит, если полоса исходного сигнала превышает половину новой частоты дискретизации  $f_d/2$  (рис. 7.62,б).

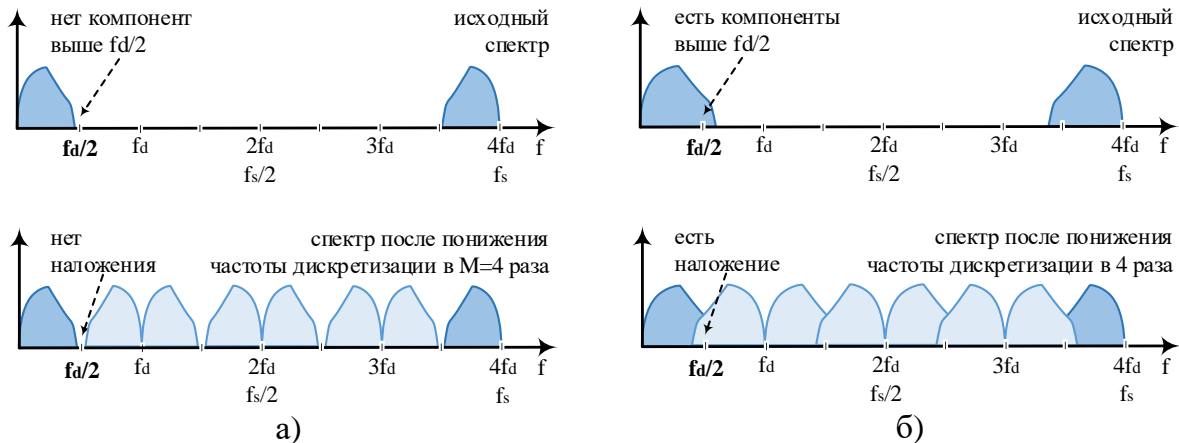


Рис. 7.62. Пример понижающего преобразования частоты в  $M=4$  раза: а) без наложения спектров; б) с наложением спектров

Для исключения наложения спектров перед понижающим дискретизатором используется так называемый антиалайзинговый фильтр. Частота среза антиалайзингового ФНЧ равна  $f_d/2$ , или  $f_s/(2M)$  и исключает эффект наложения спектров (рис. 7.63).



Рис. 7.63. Дециматор: антиалайзинговый фильтр и понижающий дискретизатор

Рассмотрим интерполяцию исходного сигнала в целое число раз на примере  $L=4$ . Интерполяция – это процесс повышения частоты дискретизации исходного сигнала. Так, например, при частоте дискретизации исходного сигнала  $f_s=10$  МГц, после интерполяции в  $L=4$  раза частота дискретизации станет  $f_u=40$  МГц. Повышение частоты дискретизации в  $L$  раз означает, что на каждую выборку исходного сигнала добавляется  $(L-1)$  новых выборок. Рассмотрим пример повышения частоты дискретизации в  $L=4$  раза с  $f_s$  до  $f_u$  в частотной области на рис. 7.64: спектр исходного сигнала повторяется на частоте дискретизации  $f_s$ ; после повышения частоты дискретизации с  $f_s$  до  $f_u$  спектральные образы исходного сигнала попадают в новую полосу частот

до  $f_u/2$ ; эти спектральные образы на частоте дискретизации  $f_s$  исходного сигнала подлежат фильтрации.

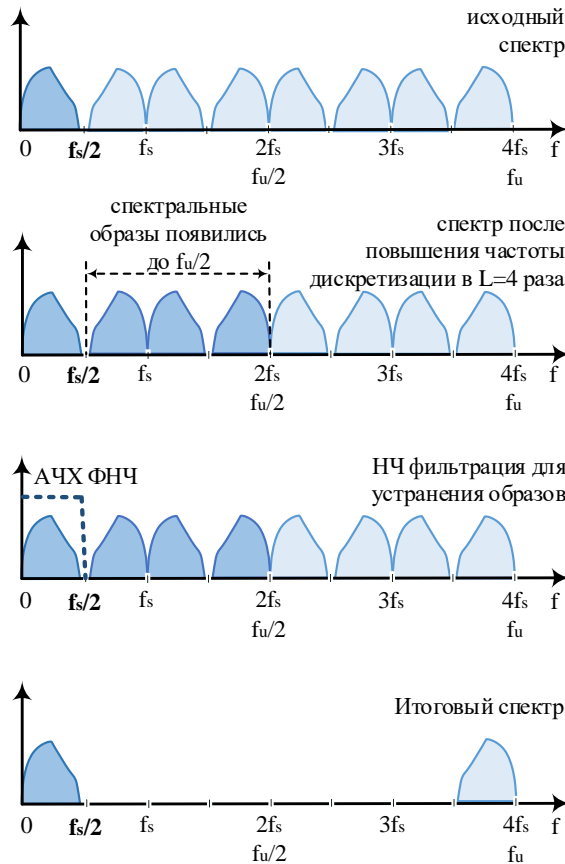


Рис. 7.64. Пример повышающего преобразования частоты в  $L=4$  раза

Для исключения спектральных образов используется так называемый реконструкционный (восстанавливающий фильтр, reconstruction filter, anti-imaging filter). Частота среза реконструкционного ФНЧ равна  $f_s/2$  (рис. 7.65).

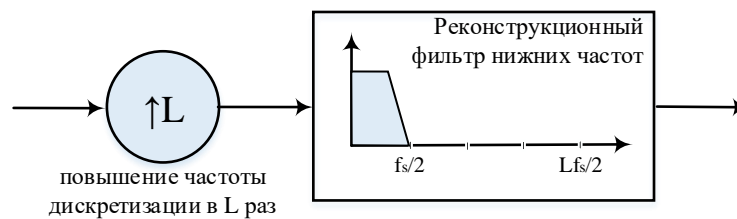


Рис. 7.65. Интерполятор: повышающий дискретизатор и реконструкционный фильтр

Таким образом, для повышения/понижения частоты дискретизации используется многоскоростная обработка сигналов. Низкочастотная многоскоростная фильтрация используется как при повышающем, так и при понижающем преобразовании частоты. Большие отношения  $R_{\text{multirate}}=f_{\text{system}}/f_{\text{symbol}}$  усложняют вычислительную реализацию ФНЧ, поэтому на практике применяют каскады из нескольких фильтров.



### 7.3.2. ПОВЫШАЮЩЕЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

Для многоскоростной обработки сигналов используются каскадные интегрально-гребенчатые фильтры (cascaded integral-comb filters CIC), нашедшие широкое применение в задачах децимации и интерполяции. Главная отличительная особенность CIC фильтров заключается в том, что они не требуют операций умножения, что делает их весьма привлекательными при аппаратной реализации на FPGA или DSP. CIC фильтры используются для преобразования с большим отношением  $R_{\text{multirate}} = f_{\text{system}}/f_{\text{symbol}}$ , однако, вследствие присущей им неравномерности АЧХ, используются в совокупности с компенсирующими КИХ фильтрами (CFIR, Compensating FIR). Формирующие/согласованные фильтры RRC также повышают/понижают частоту дискретизации. Рассмотрим пример синтеза каскада из трех фильтров для повышающего преобразования частоты с 1,5625 МГц до 100 МГц. АЧХ каждого из фильтров по отдельности (RRC, CFIR, CIC) и результирующая АЧХ каскада из трех фильтров представлена на рис. 7.66 (скрипт 7.3.1).

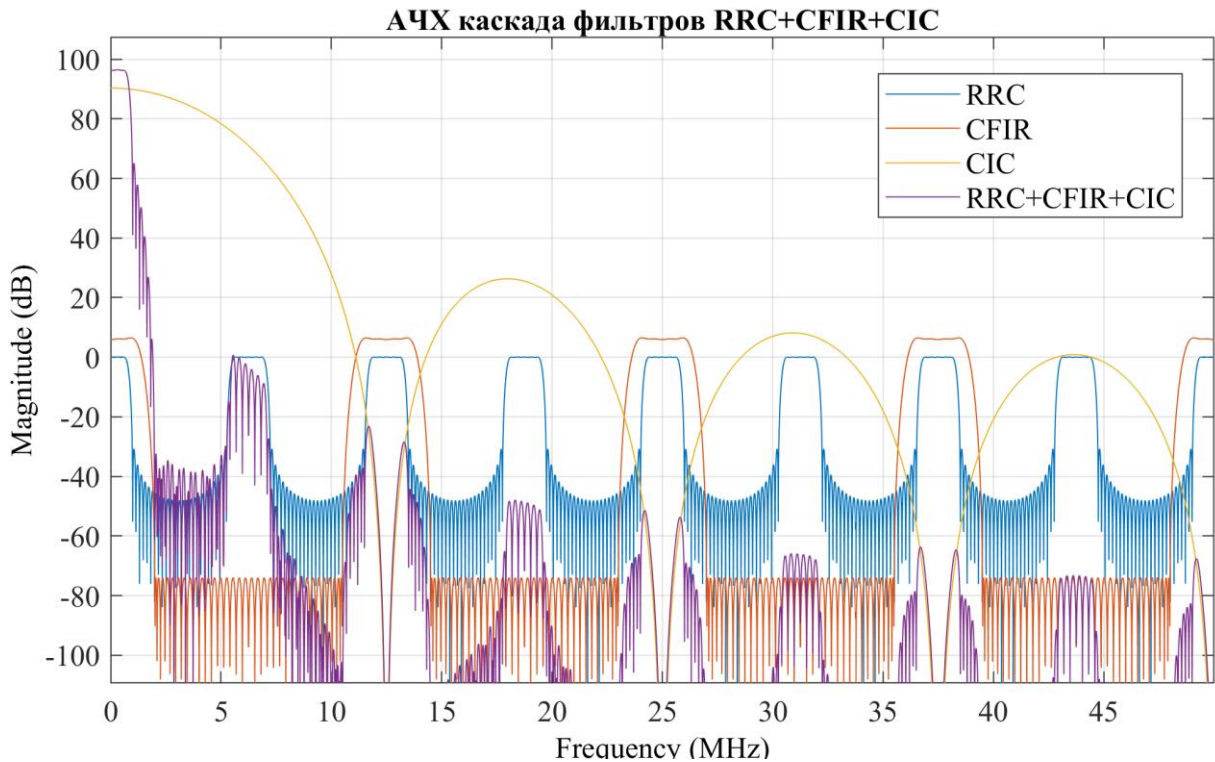


Рис. 7.66. АЧХ каждого из фильтров по отдельности (RRC, CFIR, CIC) и результирующая АЧХ каскада из трех фильтров (RRC+CFIR+CIC)

#### **Скрипт 7.3.1. Синтез каскада фильтров для повышающего преобразования частоты (DUC)**

```
% Синтез каскада фильтров для повышающего ПЧ (DUC):  
% (1) Square Root Raised Cosine (RRC)  
% (2) CIC Compensation Filter (CFIR)  
% (3) Cascade Integrate Comb Filter (CIC)  
% скорости: 1.5625 МГц 6.25 МГц 12.5 МГц 100 МГц
```

```

% коэффициент L:      RRC(*4)      CFIR(*2)      CIC(*8)

% параметры фильтра RRC
RRC.rolloff = 0.22; % коэффициент сглаживания фильтра RRC
RRC.order   = 34;  % порядок фильтра RRC (меньше фильтра на 1)
RRC.Lfactor = 4;   % коэффициент интерполяции фильтра RRC
% синтез фильтра RRC с заданными параметрами
dRRC = fdesign.pulseshaping(RRC.Lfactor, ...
    'Square Root Raised Cosine', 'N, Beta', ...
    RRC.order, RRC.rolloff);
hRRCtemp = design(dRRC);
hRRC = dsp.FIRInterpolator(RRC.Lfactor, hRRCtemp.Numerator);
set(hRRC, 'FullPrecisionOverride', true);

% параметры фильтра CFIR
CFIR.Lfactor = 2; % коэффициент интерполяции CFIR
CIC.D        = 1; % дифференциальная задержка CIC
CIC.N        = 5; % число уровней фильтра CIC
CIC.R        = 8; % коэффициент интерполяции CIC
CFIR.Fp      = 1e6; % частота полосы пропускания CFIR
CFIR.Fst     = 2e6; % частоты полосы загр. CFIR
CFIR.Ap      = 0.2; % неравномерность АЧХ в полосе проп. CFIR, дБ
CFIR.Ast     = 80; % ослабление АЧХ в полосе загр. CFIR, дБ
CFIR.Fs      = 12.5e6; % частота дискретизации на выходе фильтра
% синтез фильтра CFIR с заданными параметрами
dCFIR = fdesign.interpolator(CFIR.Lfactor, 'ciccomp', ...
    CIC.D, CIC.N, CIC.R, 'Fp, Fst, Ap, Ast', ...
    CFIR.Fp, CFIR.Fst, CFIR.Ap, CFIR.Ast, CFIR.Fs);
hCFIR = design(dCFIR, 'equiripple', 'SystemObject', true);

% параметры фильтра CIC
CIC.Fs      = 100e6; % частота дискретизации на выходе фильтра CIC
% синтез фильтра CIC с заданными параметрами
hCIC = dsp.CICInterpolator(CIC.R, CIC.D, CIC.N);
% коэффициент масштабирования фильтра CIC
CIC.K = 1/(CIC.R^CIC.N);

% Синтез каскада фильтров
hCASC = dsp.FilterCascade(hRRC, hCFIR, hCIC);
fv(1) = fvtool(hRRC, 'Fs', 6.25e6, 'ShowReference', 'off'); hold on;
addfilter(fv(1), hCFIR, 'Fs', 12.5e6, 'ShowReference', 'off');
addfilter(fv(1), hCIC, 'Fs', 100e6, 'ShowReference', 'off');
addfilter(fv(1), hCASC, 'Fs', 100e6, 'ShowReference', 'off');
hold off; grid on; title('АЧХ каскада фильтров RRC+CFIR+CIC');
legend(fv(1), 'RRC', 'CFIR', 'CIC', 'RRC+CFIR+CIC');

```

Построим модель для повышающего преобразования частоты исходного сигнала с 1,5625 МГц до 100 МГц каскадом из трех фильтров: RRC, CFIR, CIC.

## УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Создать модель для повышающего преобразования частоты каскадом из трех фильтров: RRC, CFIR, CIC (рис. 7.67).

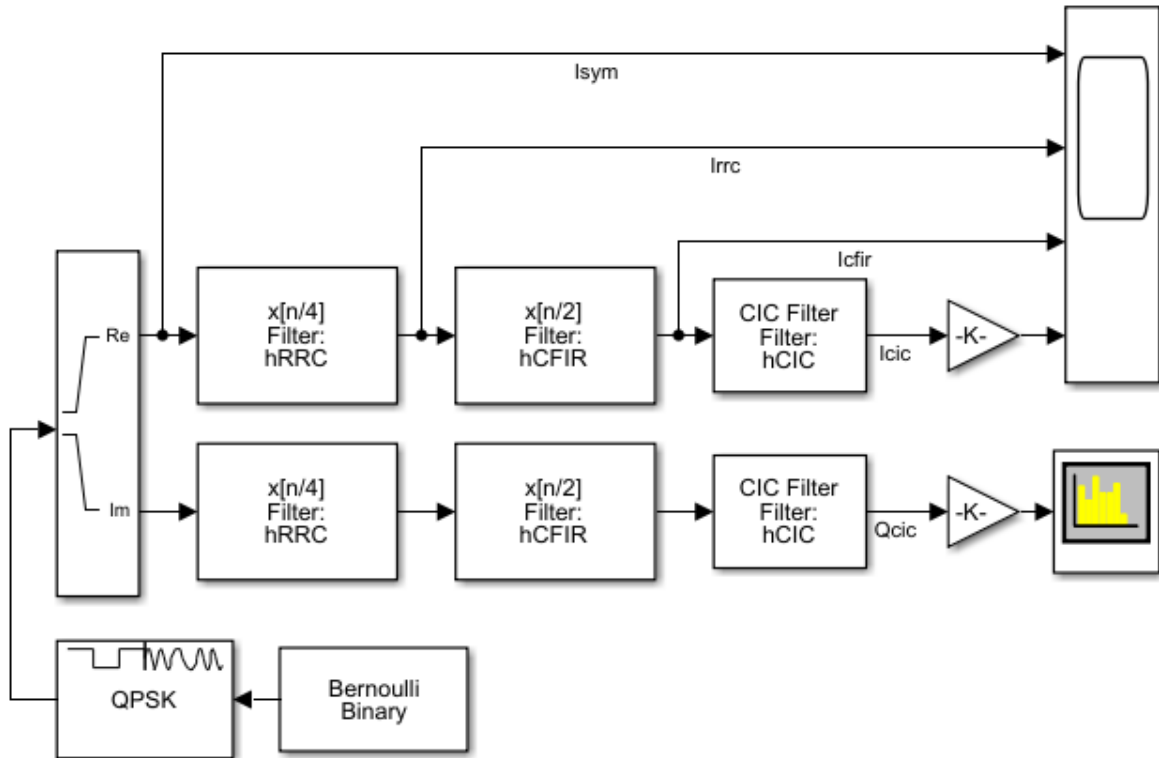


Рис. 7.67. Модель DUC с каскадом из трех фильтров: RRC, CFIR, CIC

2. Инициализировать модель в разделе Callbacks / PreloadFcn меню File / Model Properties / Model Properties / частотой дискретизации  $f_s = 1e8$  и скриптом 7.3.1 (pr731\_DUC\_setup) синтеза фильтров RRC, CFIR, CIC.
3. Установить параметры блока Bernoulli Binary, в том числе период дискретизации  $(0.5 * CIC.R * RRC.Lfactor * CFIR.Lfactor) / f_s$  (рис. 7.68).

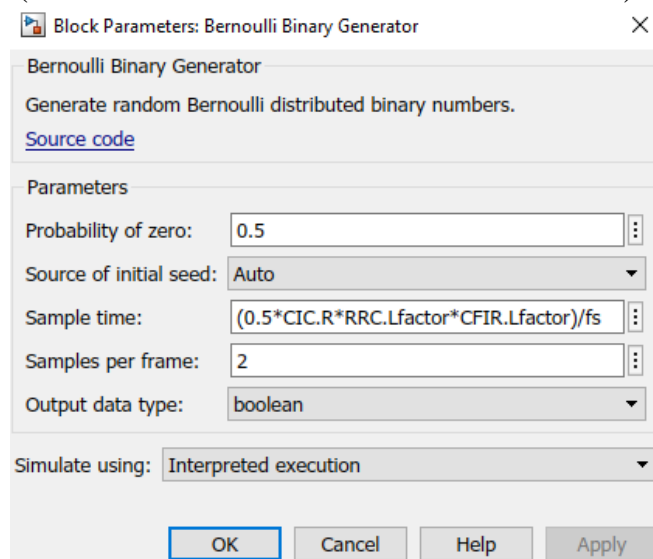


Рис. 7.68. Параметры блока Bernoulli Binary

При частоте дискретизации  $f_s=100$  МГц и коэффициентах интерполяции фильтров  $L_{RRC}=4$ ,  $L_{CFIR}=2$  и  $L_{CIC}=8$  длительность бита, заданная в блоке Bernoulli Binary, составит  $T_b=(0.5 \cdot L_{RRC} \cdot L_{CFIR} \cdot L_{CIC})/f_s=0,32$  мкс, а длительность символа ФМ-4 на выходе модулятора получится равной  $T_s=2T_b=0,64$  мкс; частота следования символов при этом равна 1,5625 МГц. После фильтра RRC частота дискретизации повысится в  $L_{RRC}=4$  до 6,25 МГц; после фильтра CFIR частота дискретизации повысится в  $L_{CFIR}=2$  до 12,5 МГц; а после фильтра CIC частота дискретизации повысится в  $L_{CIC}=8$  до 100 МГц. Для последующей обработки в CIC фильтре будем в модели, начиная с модулятора ФМ-4, использовать представление чисел с фиксированной точкой.

- Установить параметры блока QPSK Modulator Baseband: в закладке Main установить отображение битов в символы кодом Грэя (рис. 7.69,а), а в закладке Data Type установить тип выходных данных `fixdt(1,16)` (рис. 7.69,б).

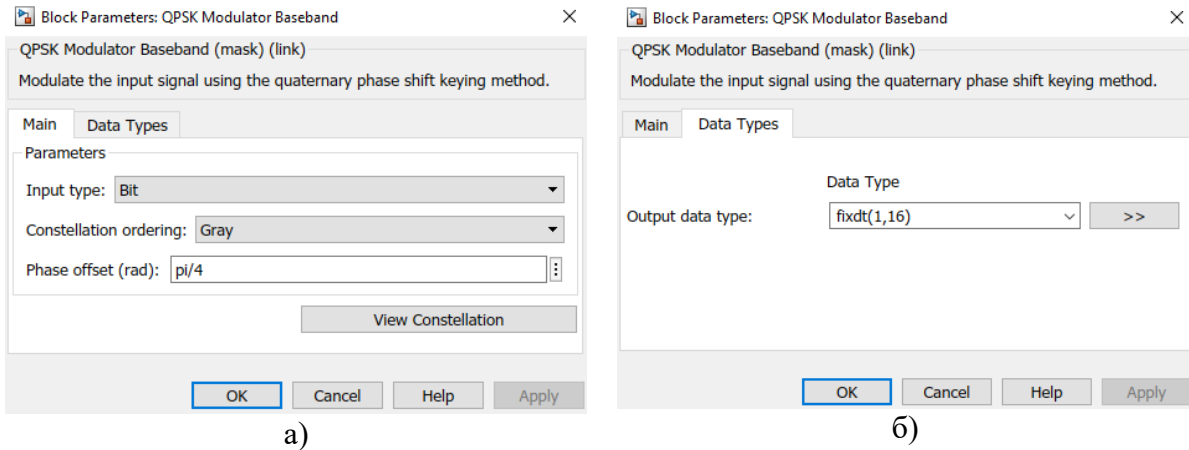


Рис. 7.69. Параметры блока QPSK Modulator Baseband: а) закладка Main и б) закладка Data Type

- Добавить в модель два блока CIC Interpolation и четыре блока FIR Interpolation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters (рис. 7.70).

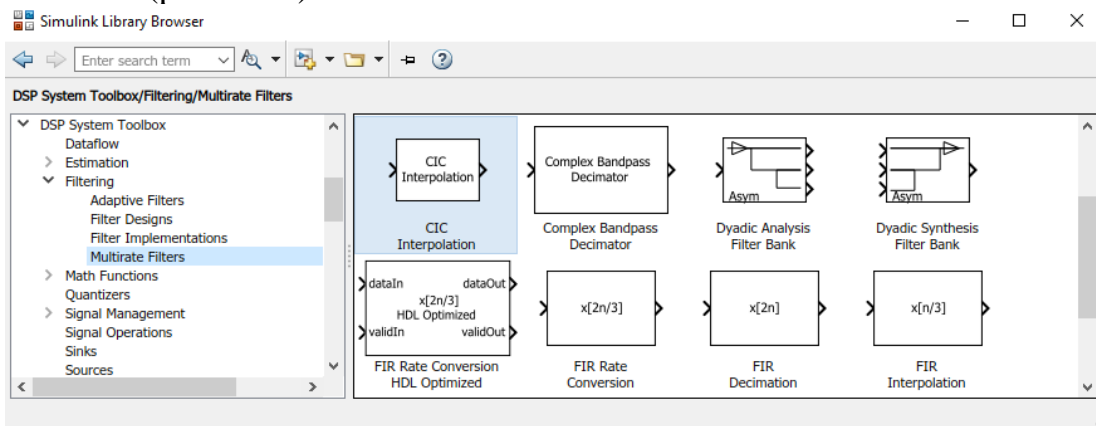
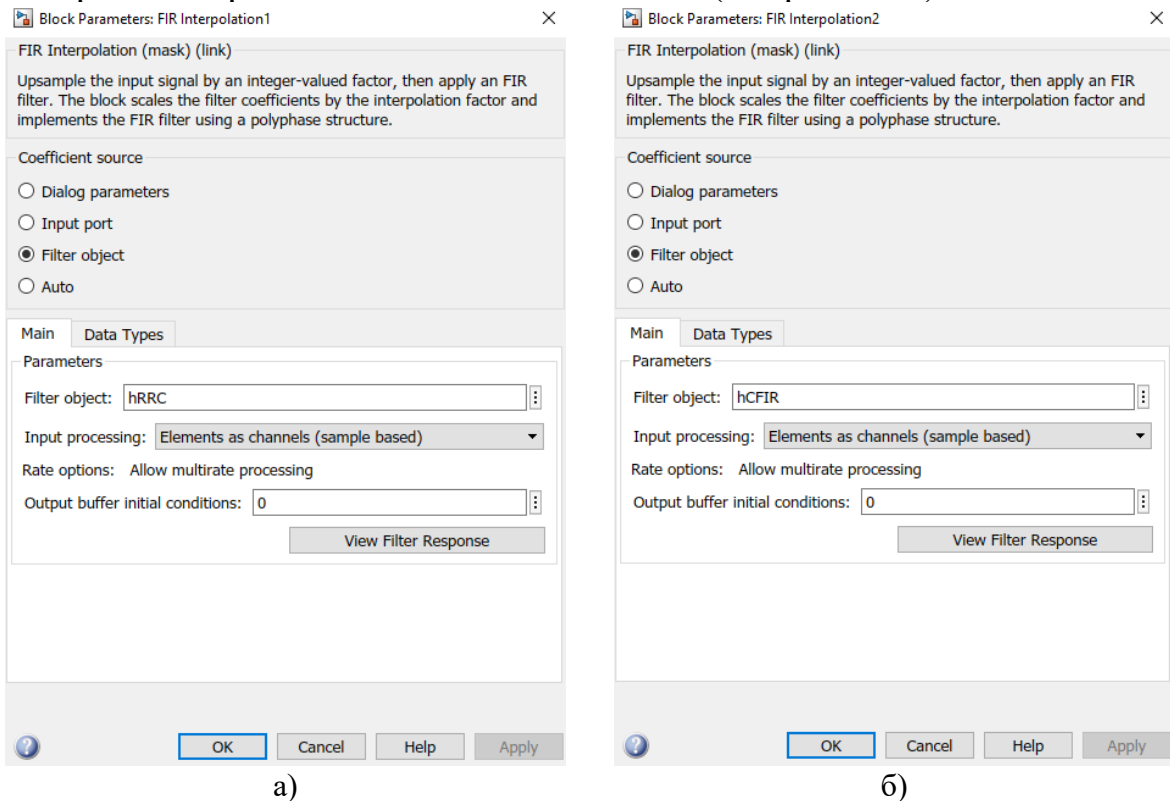


Рис. 7.70. Блоки фильтров интерполяторов CIC Interpolation и FIR Interpolation в библиотеке DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters

6. Инициализировать блоки FIR Interpolation АЧХ из скрипта 7.3.1: фильтр RRC – системным объектом hRRC (рис. 7.71,а), а фильтр CFIR – системным объектом hCFIR (рис. 7.71); у обоих фильтров выбрать режим обработки «Elements as channels (sample based)».



а) б)  
Рис. 7.71. Параметры блоков FIR Interpolation для:  
а) фильтра RRC и б) фильтра CFIR

7. Инициализировать блоки CIC Interpolation синтезированной в скрипте 7.3.1 АЧХ hCIC; выбрать режим обработки «Elements as channels (sample based)» и пункт «Allow multirate processing» (рис. 7.72).

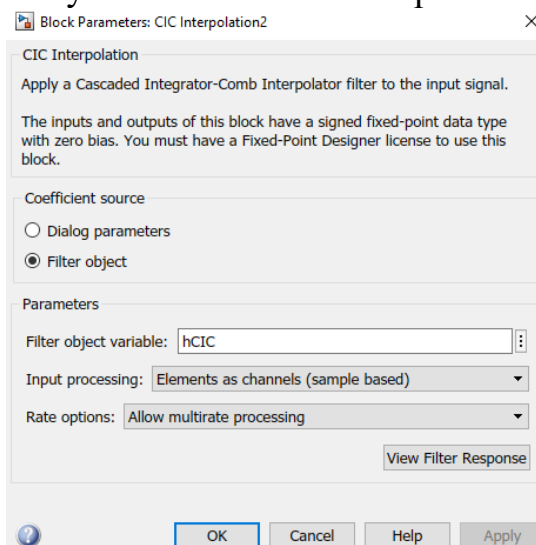
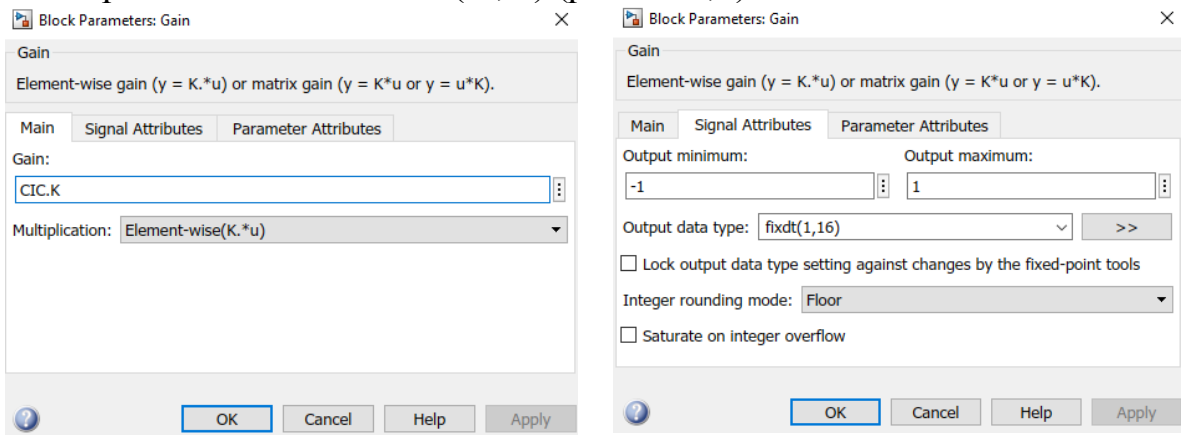


Рис. 7.72. Параметры блока CIC Interpolation

8. Добавить в модель блоки Gain из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks и установить: в закладке Main коэффициент масштабирования CIC.K, рассчитанный в скрипте 7.3.1 (рис. 7.73,а); в закладке Signal Attributes следует указать тип выходных данных fixedt(1,16) и пределы их изменения (-1; 1) (рис. 7.73,б).



а)

б)

Рис. 7.73. Параметры блока Gain: а) закладка Main и б) закладка Signal Attributes

9. Установить время моделирования  $4096/f_s$ , выполнить моделирование и проанализировать осциллограммы (рис. 7.74) и спектр (рис. 7.75).

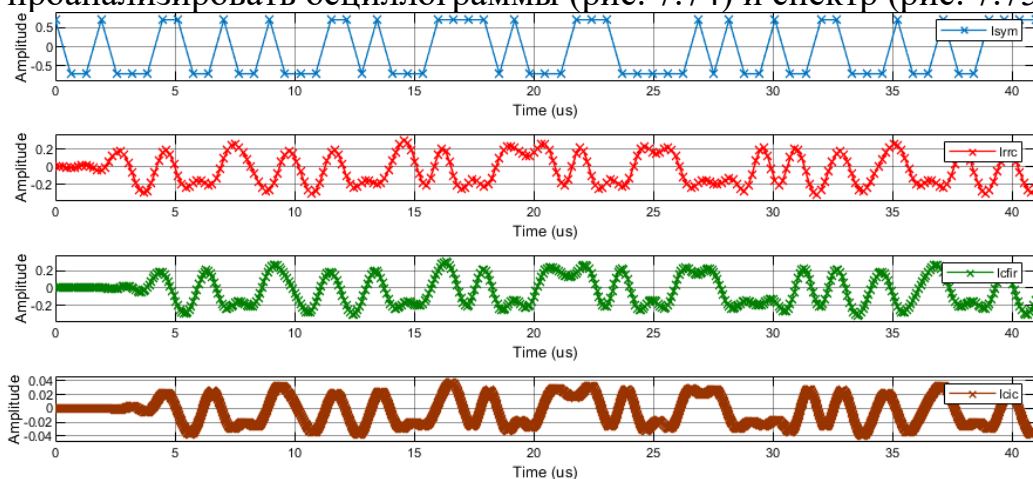


Рис. 7.74. Осциллограммы сигналов на выходе модулятора  $I_{sym}$  и на выходе фильтров RRC, CFIR, CIC

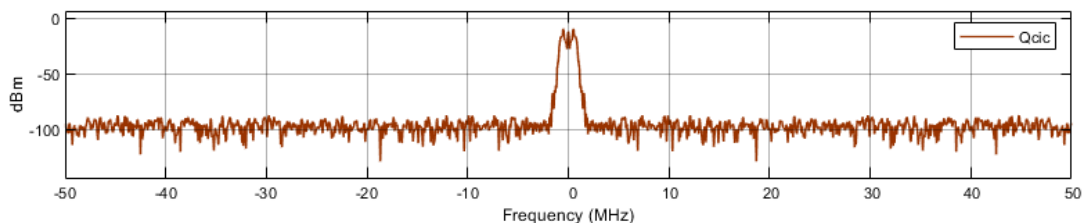


Рис. 7.75. Спектр сигнала на выходе каскада фильтров (RRC+CFIR+CIC)

Доработаем предыдущую модель, включив в нее перенос на поднесущую частоту  $f_c=40$  МГц.

## УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Добавить в предыдущую модель блоки Product и Add из библиотеки Simulink / Math Operations; также добавить в модель блоки Sine Wave из библиотеки Simulink / Sources (рис. 7.76).

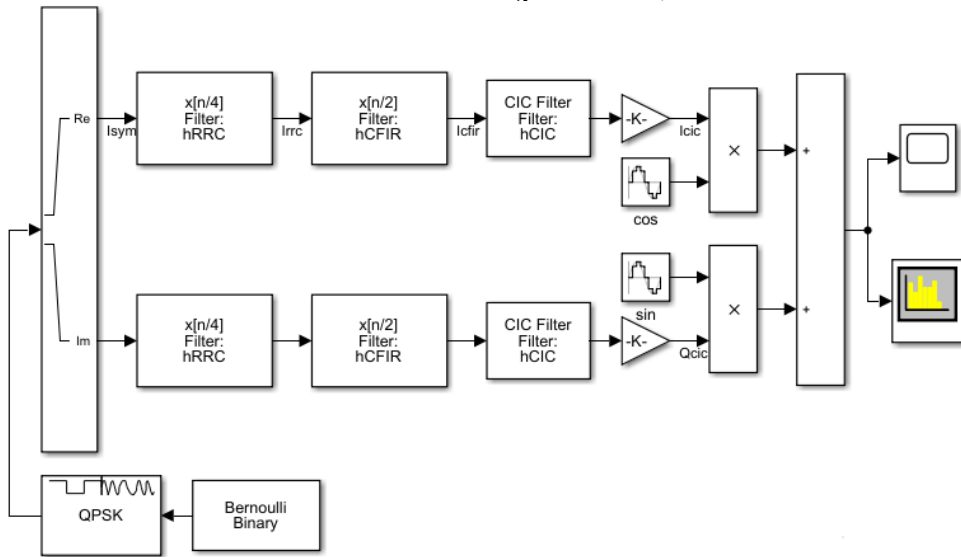
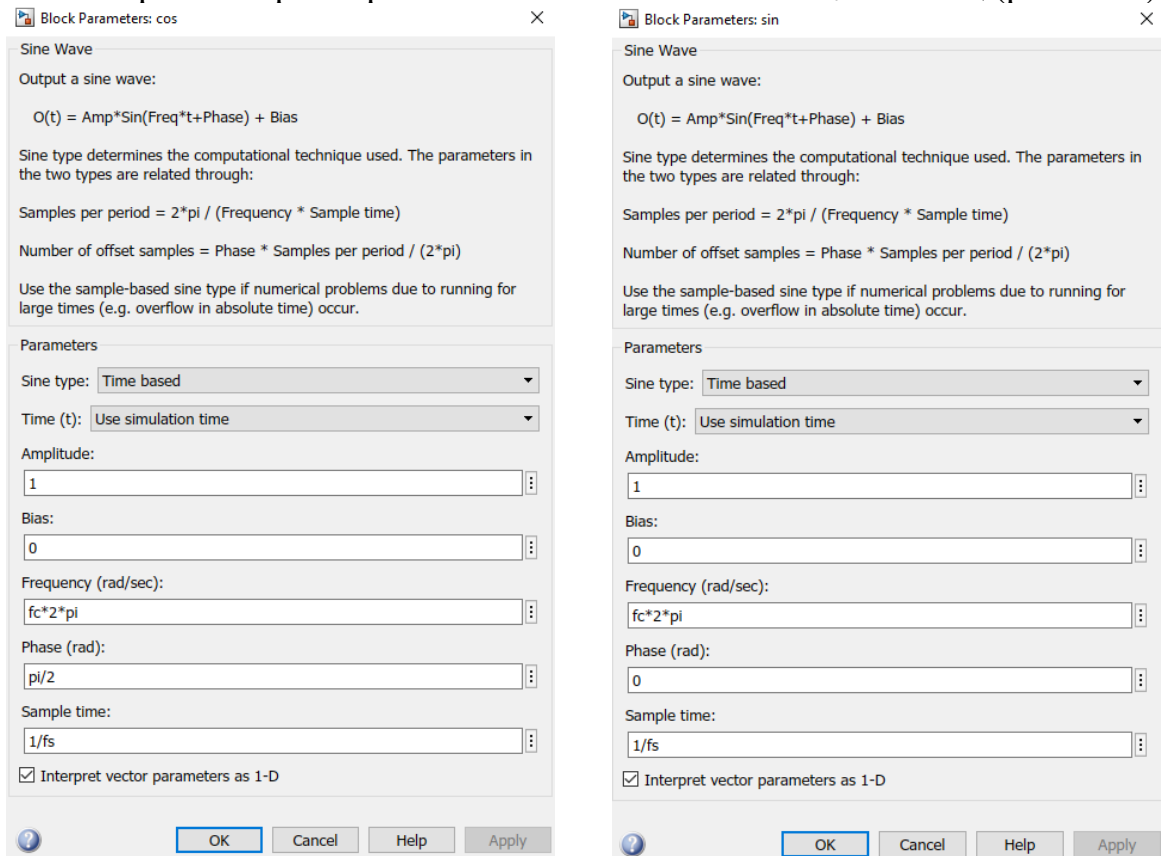


Рис. 7.76. Модель DUC с переносом на поднесущую частоту

2. Настроить параметры блоков Sine Wave на ПЧ  $f_c=40$  МГц (рис. 7.77).



а)

б)

Рис. 7.77. Параметры Sine Wave: а) для синфазной и б) квадратурной составляющих

3. Настроить параметры блока Time Scope: в разделе Configuration Properties в меню Time указать Time Span  $1024/f_s$  (рис. 7.78) для отображения осциллограммы в ограниченном масштабе (рис. 7.79).

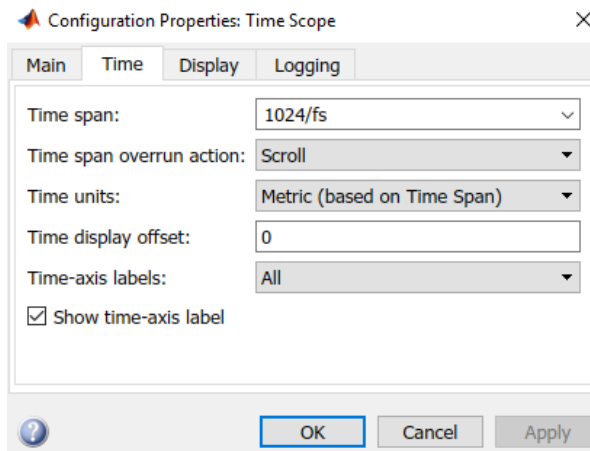


Рис. 7.78. Настройка блока Time Scope

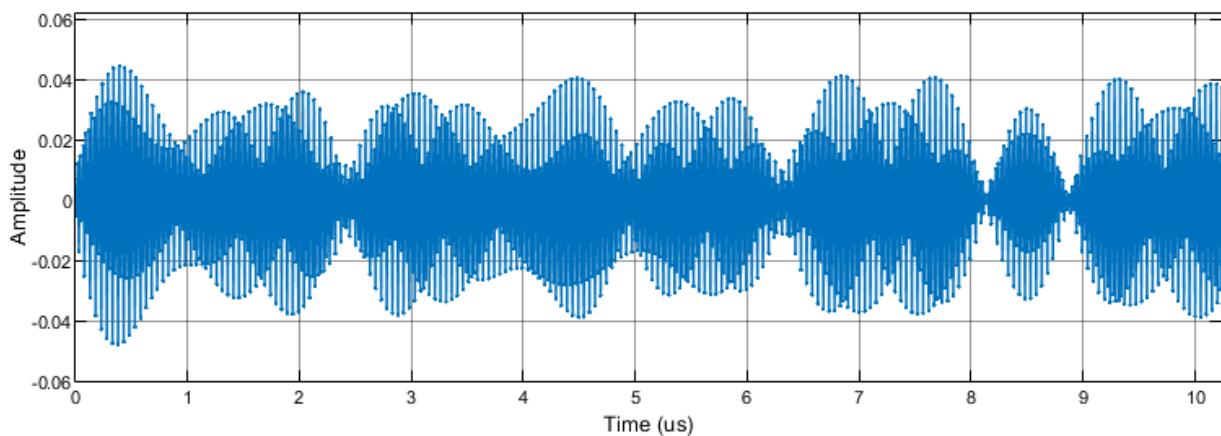


Рис. 7.79. Осциллограмма сигнала в масштабе Time Span  $1024/f_s$

4. Настроить параметры блока Spectrum Analyzer: в разделе Spectrum Settings Configuration Properties в меню Trace Options убрать галочку Two-Sided Spectrum для отображения одностороннего спектра (рис. 7.79).

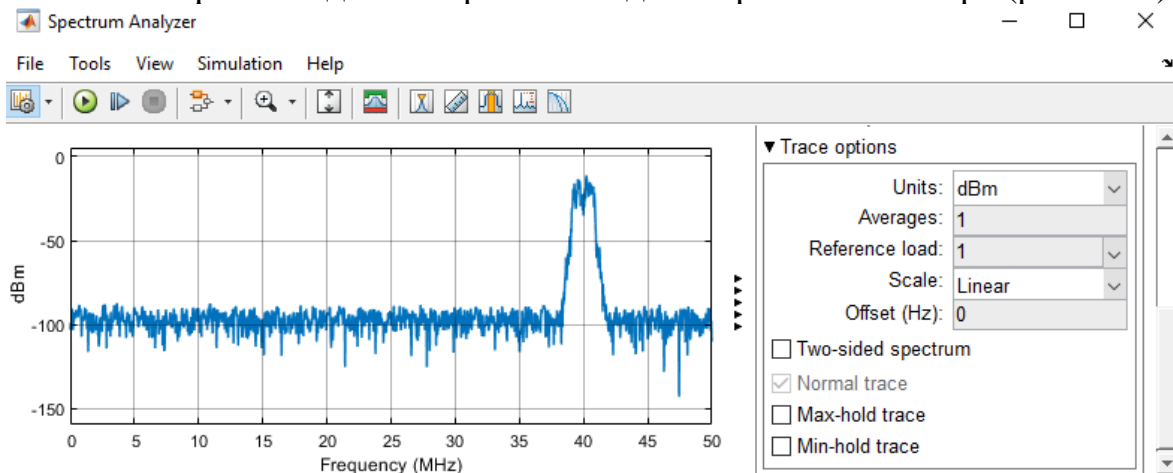


Рис. 7.79. Настройка блока Spectrum Analyzer для отображения одностороннего спектра



### 7.3.3. Понижающее преобразование частоты

Ниже представлен скрипт синтеза каскада фильтров для понижающего преобразования частоты (DDC) (скрипт 7.3.2).

#### Скрипт 7.3.2. Синтез каскада фильтров для понижающего преобразования частоты (DDC)

```
% Синтез каскада фильтров для понижающего (DDC) ПЧ:
% (1) Cascade Integrate Comb Filter (CIC)
% (2) CIC Compensation Filter (CFIR)
% (3) Square Root Raised Cosine (RRC)
% скорости: 100 МГц      12.5 МГц      6.25 МГц      1.5625 МГц
% коэффициент М:  CIC(*8)      CFIR(*2)      RRC(*4)

% параметры фильтра CFIR (CIC)
DCFIR.Mfactor = 2;      % коэффициент децимации DCFIR
DCIC.D         = 1;      % дифференциальная задержка DCIC
DCIC.N         = 5;      % число уровней фильтра DCIC
DCIC.R         = 8;      % коэффициент децимации DCIC
DCFIR.Fp       = 1e6;    % частота полосы пропускания DCFIR
DCFIR.Fst      = 2e6;    % частоты полосы загр. DCFIR
DCFIR.Ap       = 0.2;    % неравномерность АЧХ в полосе проп.
DCFIR, дБ
DCFIR.Ast      = 80;     % ослабление АЧХ в полосе загр. DCFIR,
дБ
DCFIR.Fs       = 12.5e6; % частота дискретизации на выходе филь-
тра

% синтез фильтра DCFIR с заданными параметрами
dDCFIR = fdesign.decimator(DCFIR.Mfactor, 'ciccomp', ...
    DCIC.D, DCIC.N, DCIC.R, 'Fp,Fst,Ap,Ast', ...
    DCFIR.Fp, DCFIR.Fst, DCFIR.Ap, DCFIR.Ast, DCFIR.Fs);
hDCFIR = design(dDCFIR, 'equiripple', 'SystemObject', true);

% параметры фильттра DCIC
DCIC.Fs = 100e6; % частота дискретизации на выходе фильтра
DCIC
% синтез фильтра DCIC с заданными параметрами
hDCIC = dsp.CICDecimator(DCIC.R, DCIC.D, DCIC.N);
% коэффициент масштабирования фильттра DCIC
DCIC.K = 1/(DCIC.R^DCIC.N);

% параметры фильттра DRRC
DRRC.rolloff = 0.22; % коэффициент сглаживания фильтра DRRC
DRRC.order   = 34;   % порядок фильтра DRRC (меньше фильтра на
1)
DRRC.Mfactor = 4;    % коэффициент децимации фильтра DRRC
% синтез фильтра DRRC с заданными параметрами
dDRRC = fdesign.pulseshaping(DRRC.Mfactor, ...
```

```

    'Square Root Raised Cosine', 'N,Beta', ...
    DRRC.order, DRRC.rolloff);
hDRRCtemp = design(dDRRC);
hDRRC = dsp.FIRDecimator(DRRC.Mfactor, hDRRCtemp.Numerator);
set(hDRRC, 'FullPrecisionOverride', true);

```

**УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:**

1. Доработать предыдущую модель DUC для реализации DDC (рис. 7.80).

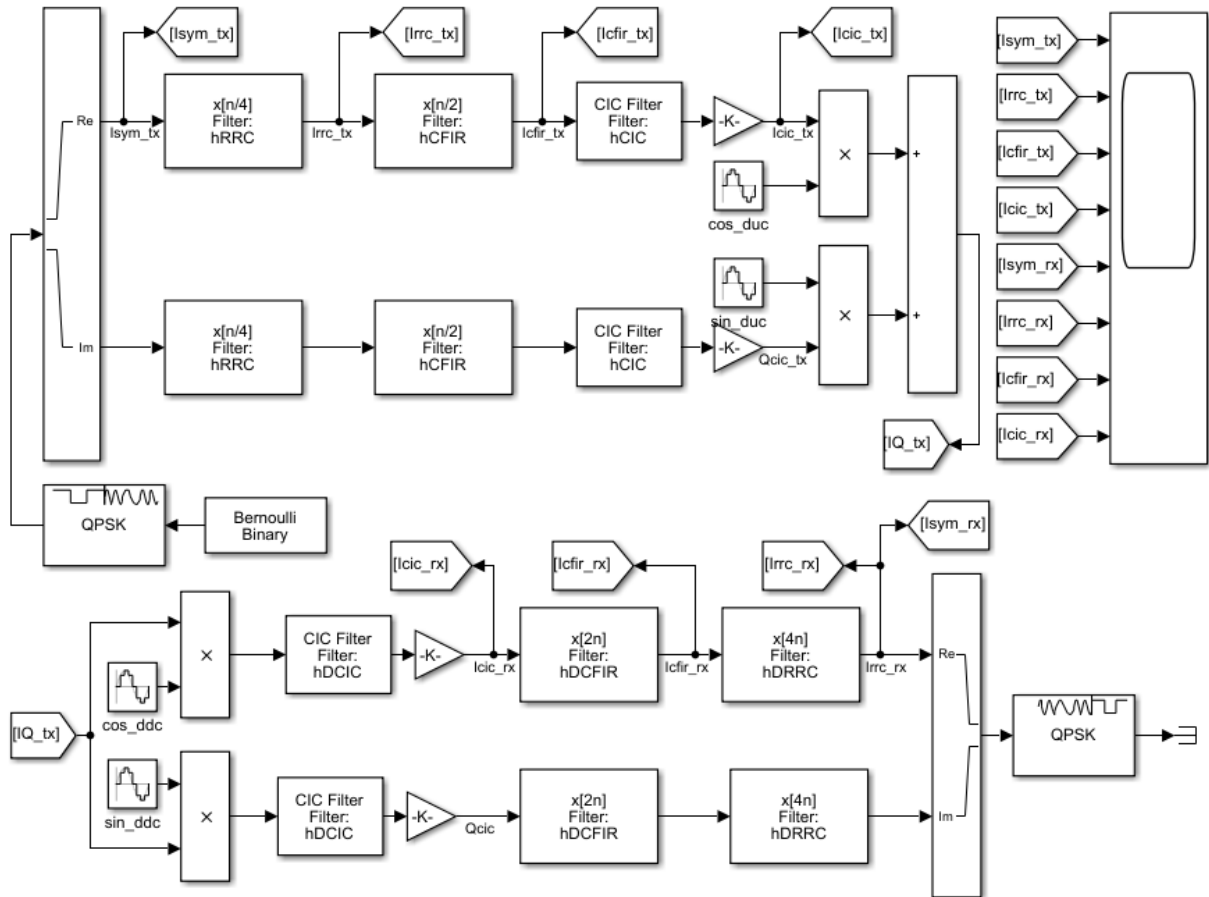


Рис. 7.80. Модель DUC/DDC

2. Инициализировать модель в разделе Callbacks / PreloadFcn меню File / Model Properties / Model Properties / дополнительно скриптом 7.3.2 (pr734\_DDC\_setup) синтеза фильтров дециматоров RRC, CFIR, CIC.
3. Добавить два блока CIC Decimation и четыре блока FIR Decimation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters.
4. Инициализировать блоки КИХ фильтров-дециматоров FIR Decimation: фильтр DRRC – системным объектом hDRRC, фильтр DCFIR – системным объектом hDCFIR; у обоих фильтров выбрать режим обработки «Elements as channels (sample based)».
5. Инициализировать блоки CIC Decimation синтезированной в скрипте 7.3.2 АЧХ hDCIC; выбрать режим обработки «Elements as channels (sample based)» и пункт «Allow multirate processing».

6. Добавить в модель блоки Gain из библиотеки Simulink / Commonly Used Blocks и установить: в закладке Main коэффициент масштабирования DCIC.C, рассчитанный в скрипте 7.3.2; в закладке Signal Attributes следует указать тип выходных данных fixedt(1,16) и пределы их изменения (-1; 1).
7. Установить время моделирования  $2048/f_s$ , выполнить моделирование и проанализировать осциллограммы (рис. 7.81).

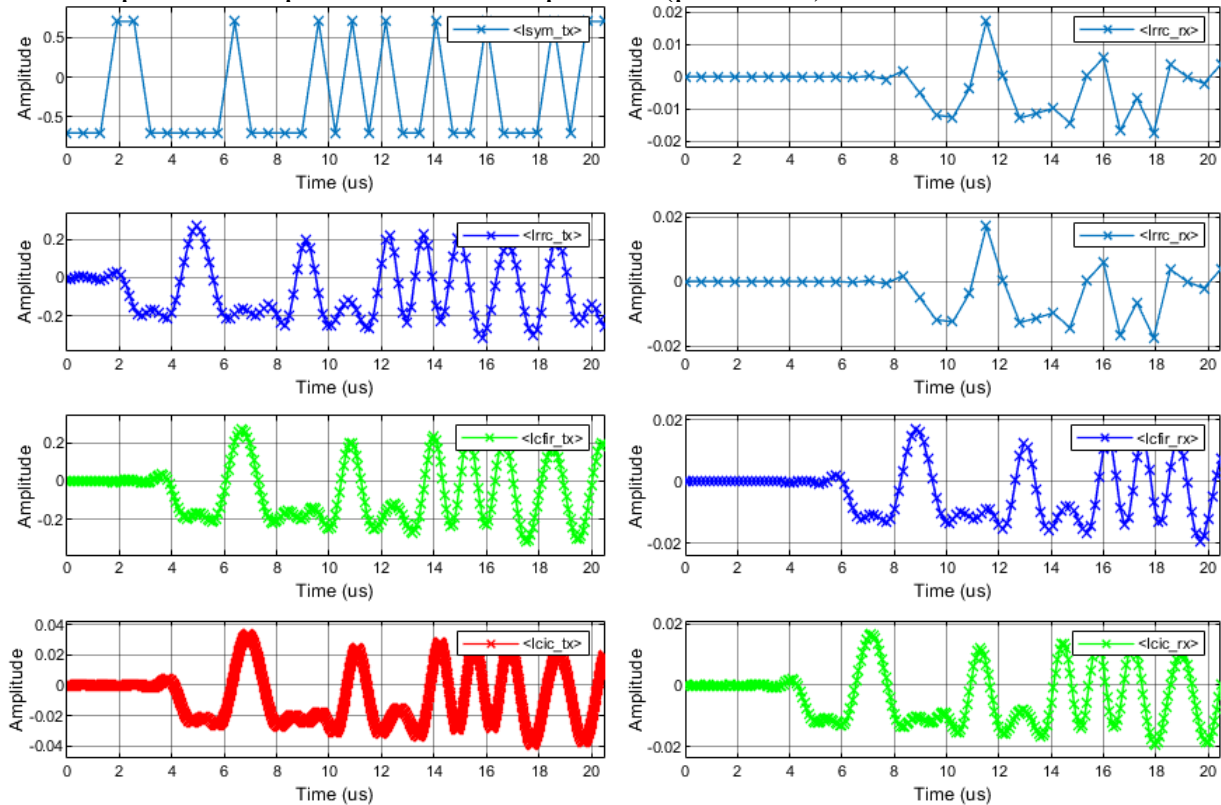


Рис. 7.81. Осциллограммы сигналов после интерполяции (слева) и децимации (справа)

8. Настроить визуализацию многоскоростной обработки сигналов: в меню модели Display / Sample Time выбрать пункт «Colors» и «Sample Time Legend» (рис. 7.82).

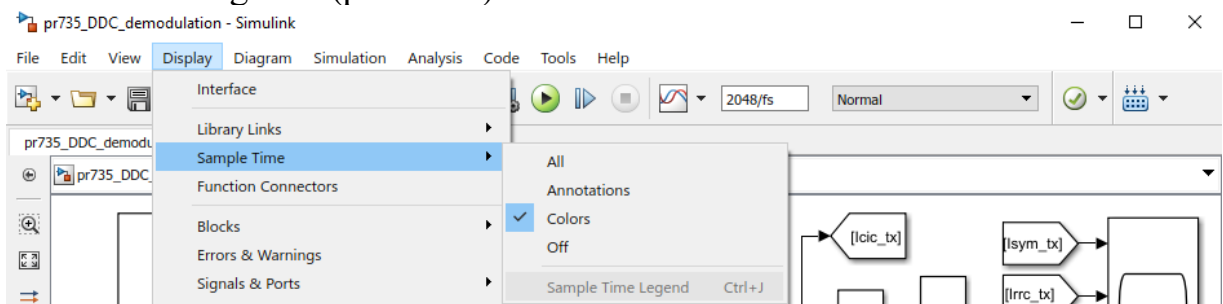


Рис. 7.82. Настройка визуализации многоскоростной обработки сигналов в модели DUC/DDC

9. В окне легенды многоскоростной обработки сигналов поставить галочку «Show discrete value as 1/Period» (рис. 7.83).

Color	Description	Value
<input type="radio"/>	Fixed in Minor Step	
<input type="radio"/>	Discrete 1	100.0000e+006 (1/period)
<input type="radio"/>	Discrete 2	12.5000e+006 (1/period)
<input type="radio"/>	Discrete 3	6.2500e+006 (1/period)
<input type="radio"/>	Discrete 4	1.5625e+006 (1/period)
<input type="radio"/>	Hybrid	

Show discrete value as 1/Period

For discrete sample time, show value as 1/period and offset/period.

Рис. 7.83. Легенда многоскоростной обработки сигналов в модели DUC/DDC

10. Проанализировать модель DUC/DDC с учетом цветов легенды многоскоростной обработки сигналов (рис. 7.84).

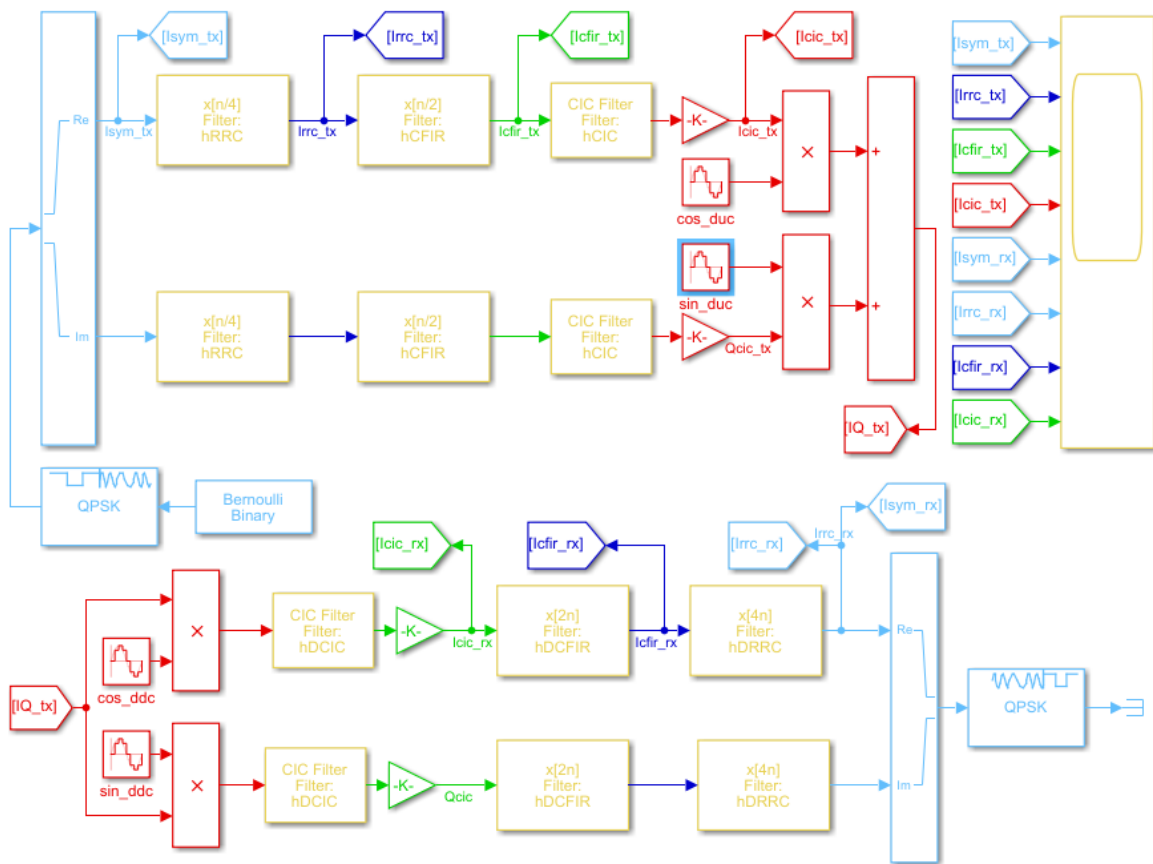


Рис. 7.84. Визуализация многоскоростной обработки сигналов в модели DUC/DDC

11. Убедиться в поэтапной интерполяции сигнала на передающей стороне: с 1,5625 МГц до 6,25 МГц фильтром RRC ( $L_{RRC}=4$ ), с до 6,25 МГц до 12,5 МГц фильтром CFIR ( $L_{CFIR}=4$ ) и с 12,5 МГц до 100 МГц фильтром CIC ( $L_{CIC}=4$ ). Убедиться в поэтапной децимации сигнала на приемной стороне: со 100 МГц до 12,5 МГц фильтром DCIC ( $M_{DCIC}=8$ ), с до 12,5 МГц до 6,25 МГц фильтром DCFIR ( $M_{DCFIR}=2$ ) и с 6,25 МГц до 1,5625 МГц фильтром DRRC ( $M_{DRRC}=4$ ).

## 7.4. ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

### 7.4.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ЧАСТОТНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Для достоверного приема сигналов цифровой манипуляции необходима предварительная частотная и символьная (временная) синхронизация. Предположим, что предварительная символьная синхронизация выполнена и рассмотрим вопросы частотной синхронизации при приеме цифровых сигналов.

Можно выделить следующие категории рассогласования частот и фаз переданного и принятого сигналов (рис. 7.85): а) частота опорного генератора (ОГ) приемника равна несущей частоте принятого сигнала, однако есть расхождение по фазе; б) частота ОГ приемника отличается от несущей частоты принятого сигнала; в) частота ОГ приемника непрерывно изменяется по сравнению с несущей частотой принятого сигнала в процессе приема.

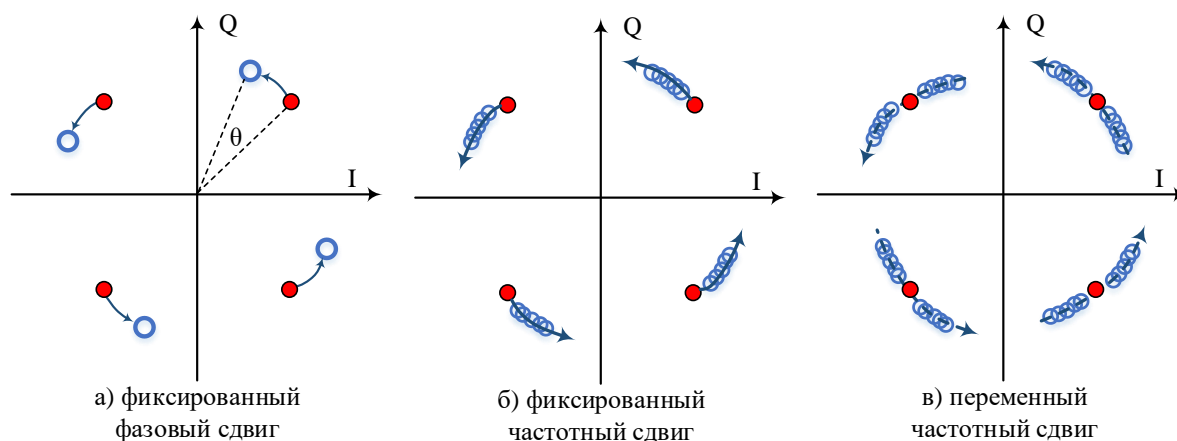


Рис. 7.85. Сигнальное созвездие после: а) фиксированного фазового сдвига; б) фиксированного частотного сдвига; в) переменного частотного сдвига

В результате фиксированного фазового сдвига сигнальное созвездие поворачивается на угол фазового сдвига  $\theta$  (рис. 7.85,а); в результате фиксированного частотного сдвига сигнальное созвездие поворачивается с фиксированной скоростью (рис. 7.85,б), при этом скорость поворота определяется величиной частотного сдвига; в результате переменного частотного сдвига сигнальное созвездие поворачивается с ускорением, если частотный сдвиг нарастает, или замедлением, если частотный сдвиг убывает (рис. 7.85,в).

Частотный и/или фазовый сдвиг приводит к тому, что точки сигнального созвездия принятого сигнала отклоняются от опорных точек приема, что, в свою очередь, приводит к ошибкам символьных решений.

Задачей частотной синхронизации является компенсация фазовых и/или частотных сдвигов таким образом, чтобы точки сигнального созвездия принятого сигнала попадали в опорные точки приема. Рассмотрим два способа частотной синхронизации: а) с переменной частотой ОГ; б) с постоянной частотой ОГ.

## 7.4.2. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ С ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ

Частотная синхронизация с формированием частоты и фазы сигнала ОГ приемника, равной частоте и фазе несущей принимаемого сигнала, является наиболее очевидной и реализуется по схеме с переменной частотой ОГ до цифрового понижающего преобразования частоты DDC (рис. 7.86).

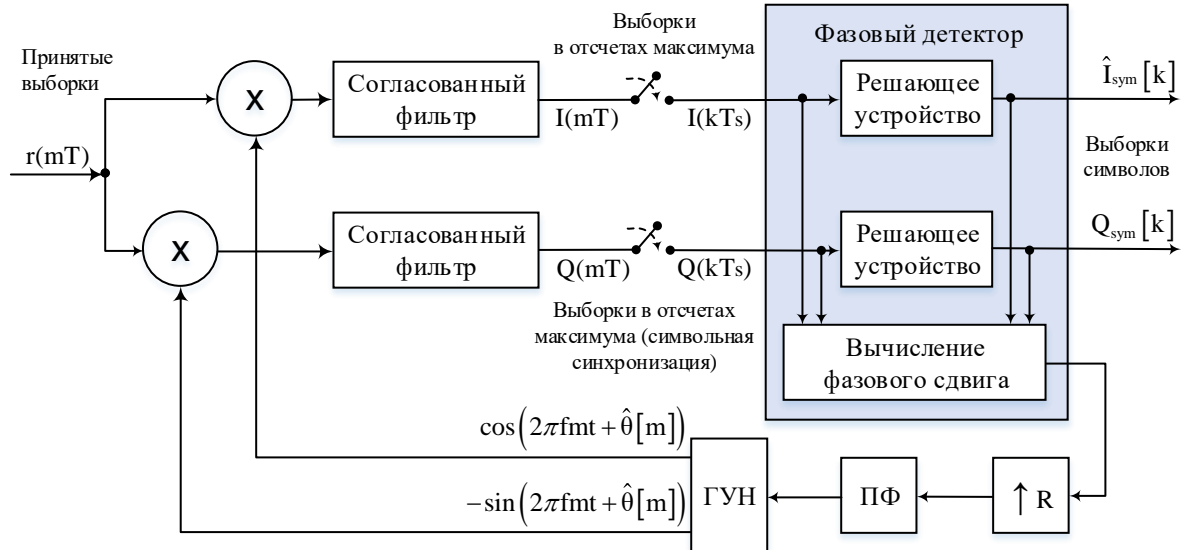


Рис. 7.86. Схема частотной синхронизации с переменной частотой ОГ

На входе схемы частотной синхронизации сигнал  $r(mT)$  с выхода АЦП на некоторой ПЧ  $f_c$ ; далее этот сигнал при демодуляции переносится в область информационных частот (ОЧ) с помощью перемножения на динамически подстраиваемую частоту ОГ. Демодулированный сигнал поступает на вход согласованного фильтра, на выходе которого получают выборки синфазной и квадратурной составляющих  $I(mT)$  и  $Q(mT)$ , где  $m$  – индекс выборки, а  $T$  – длительность выборки; предполагается, что после согласованного фильтра выборки сигнала следуют с повышенной частотой дискретизации так, что на каждый модуляционный символ приходится несколько выборок. После взятия максимума в отчетах на интервале модуляционного символа получаем выборки  $I(kT_s)$  и  $Q(kT_s)$ , где  $k$  – индекс выборки символа, а  $T_s$  – длительность символа; после этого выборки следуют с частотой символов; т.е. частота дискретизации понижается и на один символ приходится одна выборка; частота взятия выборок на этом этапе регулируется схемой символьной (временной) синхронизации. При рассмотрении частотной синхронизации будем полагать, что схема символьной синхронизации работает без ошибок и выборки  $I(kT_s)$  и  $Q(kT_s)$  берутся в наиболее подходящий момент на интервале передачи символа. Для частотной синхронизации выборки символа  $I(kT_s)$  и  $Q(kT_s)$  следует сопоставить с опорными точками сигнала созвездия и, таким образом, вычислить фазовый сдвиг (рис. 7.87).

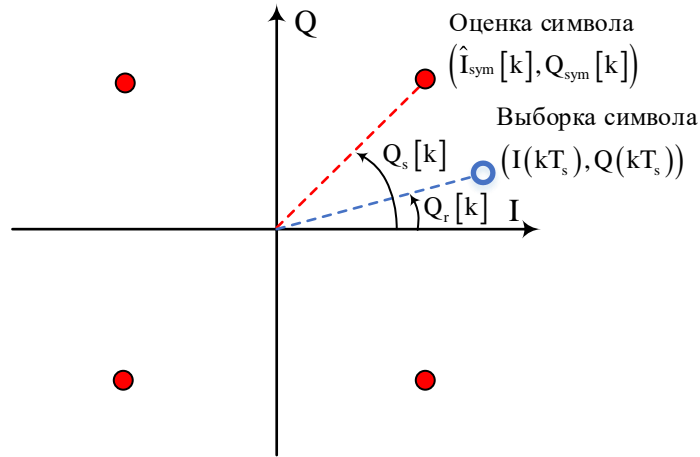


Рис. 7.87. Вычисление фазового сдвига

Для вычисления фазового сдвига используются два подхода. При первом подходе (decision directed) переданный символ неизвестен, поэтому фазовый сдвиг вычисляется между выборкой принятого символа  $(I(kT_s), Q(kT_s))$  и вероятной оценкой переданного символа  $(\hat{I}_{sym}[k], Q_{sym}[k])$ , в качестве которой выступает опорная точка сигнального созвездия, расположенная наиболее близко к точке принятого символа  $(I(kT_s), Q(kT_s))$ . При втором подходе (data aided) приемнику известен переданный символ и фазовый сдвиг вычисляется между выборкой принятого символа  $(I(kT_s), Q(kT_s))$  и опорной точкой сигнального созвездия известного переданного символа. Далее рассмотрим первый подход частотной синхронизации, когда переданный символ неизвестен. При таком подходе возможны ошибки демодуляции; так, например, для сигналов ФМ-4 фазовый сдвиг на величину, кратную  $90^\circ$ , вызовет ошибку частотной синхронизации.

При вычислении фазового сдвига на основе вероятного принятого символа для сигналов ФМ-4, фазы выборки принятого символа  $\theta_r$  и вероятного переданного символа  $\theta_s$ , согласно рис. 7.87, равны:

$$\theta_r = \tan^{-1} \left( \frac{Q(kT_s)}{I(kT_s)} \right), \quad \theta_s = \tan^{-1} \left( \frac{Q_{sym}[k]}{\hat{I}_{sym}[k]} \right), \quad (7.26)$$

а сам фазовый сдвиг определяется выражением

$$\theta_e[k] = \theta_r[k] - \theta_s[k]. \quad (7.27)$$

Частота дискретизации вычисленного фазового сдвига далее повышается (рис. 7.86), после чего  $\theta_e$  поступает на петлевой фильтр (ПФ). На выходе ПФ получается управляющий сигнал для ГУН.

Функционирование большинства блоков схемы частотной синхронизации с переменной частотой ОГ, представленной на рис. 7.86, осуществляется

на частоте дискретизации принятого сигнала  $r(mT)$  с выхода АЦП; на частоте следования символов работает только блок фазового детектора, поэтому с точки зрения вычислительных ресурсов и быстродействия данная схема является не самым целесообразным решением.

**УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:**

1. Собрать модель частотной синхронизации с переменной частотой ОГ (рис. 7.88).

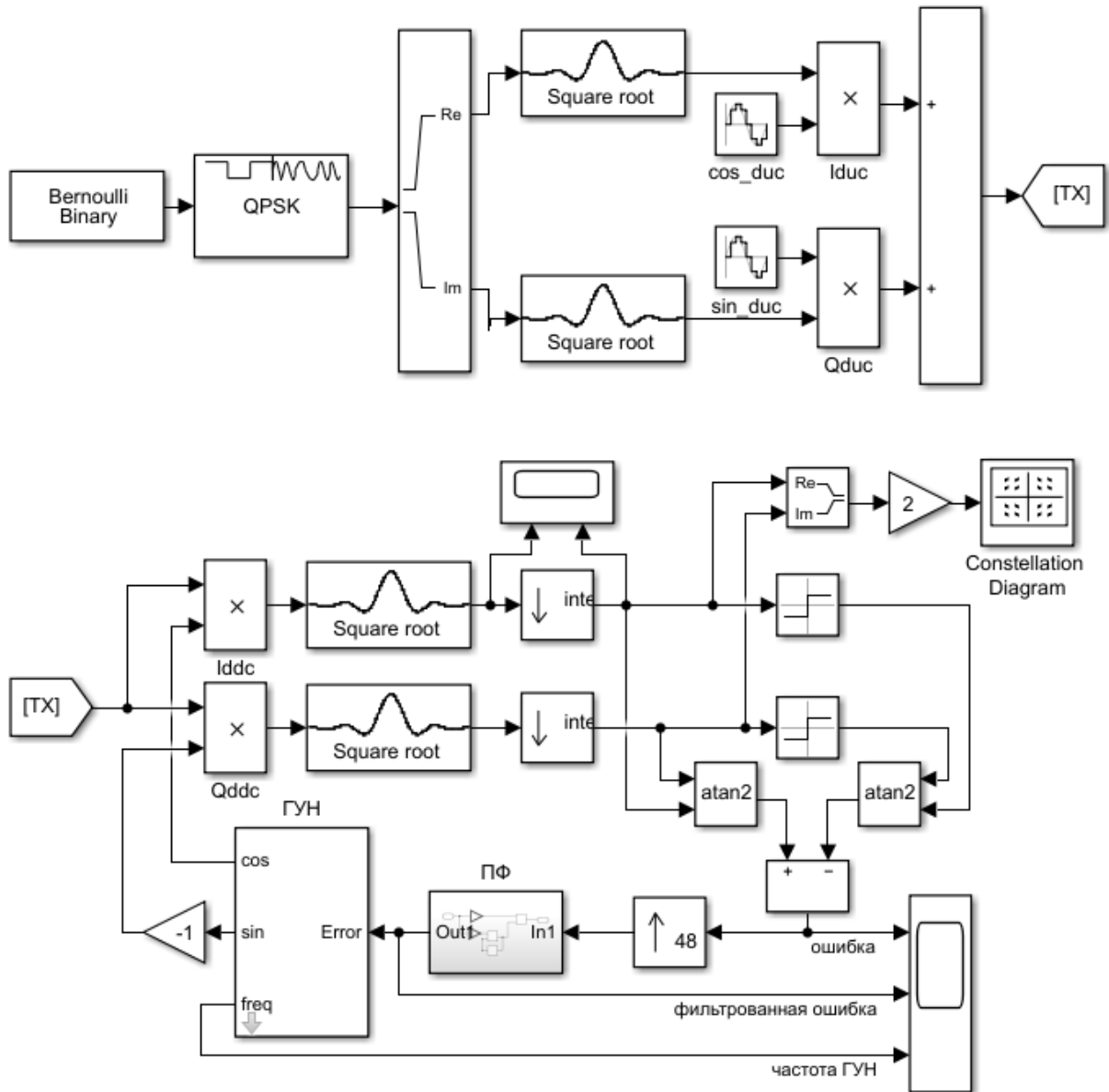


Рис. 7.88. Модель частотной синхронизации с переменной частотой ОГ

Подсистемы ГУН и ПФ собираются аналогично моделям в разделе 5.

2. Инициализировать модель в разделе Callbacks / PreloadFcn меню File / Model Properties / Model Properties / скриптом 7.4.1 (pr741\_QPSK\_synch\_setup).



**Скрипт 7.4.1. Параметры модели частотной синхронизации с переменной частотой ОГ**

```

Rbit = 100e3; % битовая скорость
Rsym1 = Rbit/2; % символьная скорость
fs = 2.4e6; % частота дискретизации АЦП
interp = fs/Rsym1; % коэффициент передискретизации
fc = 600e3; % несущая частота, Гц
fe = 400; % частотный сдвиг, Гц
% параметры контура ФАПЧ
T = 1/fs; % период дискретизации
Kp = 1/2; % КУ ФД
Bn = 2000; % шумовая полоса, Гц
Ko = 0.1; % КУ ГУН
d = 0.707; % демпинг фактор
% Коэффициенты ПФ
K1 = (4*d*Bn*T) / (Ko*Kp*(d+1/(4*d)));
K2 = (4*(Bn*T)^2) / (Ko*Kp*(d+1/4*d)^2);

```

Для воспроизведения эффекта частотного сдвига в блоках повышающего преобразования частоты вносится частотный сдвиг  $f_e$ .

- Установить время моделирования  $50000/f_s$ , выполнить моделирование и проанализировать осциллограммы подстройки частоты (рис. 7.89).

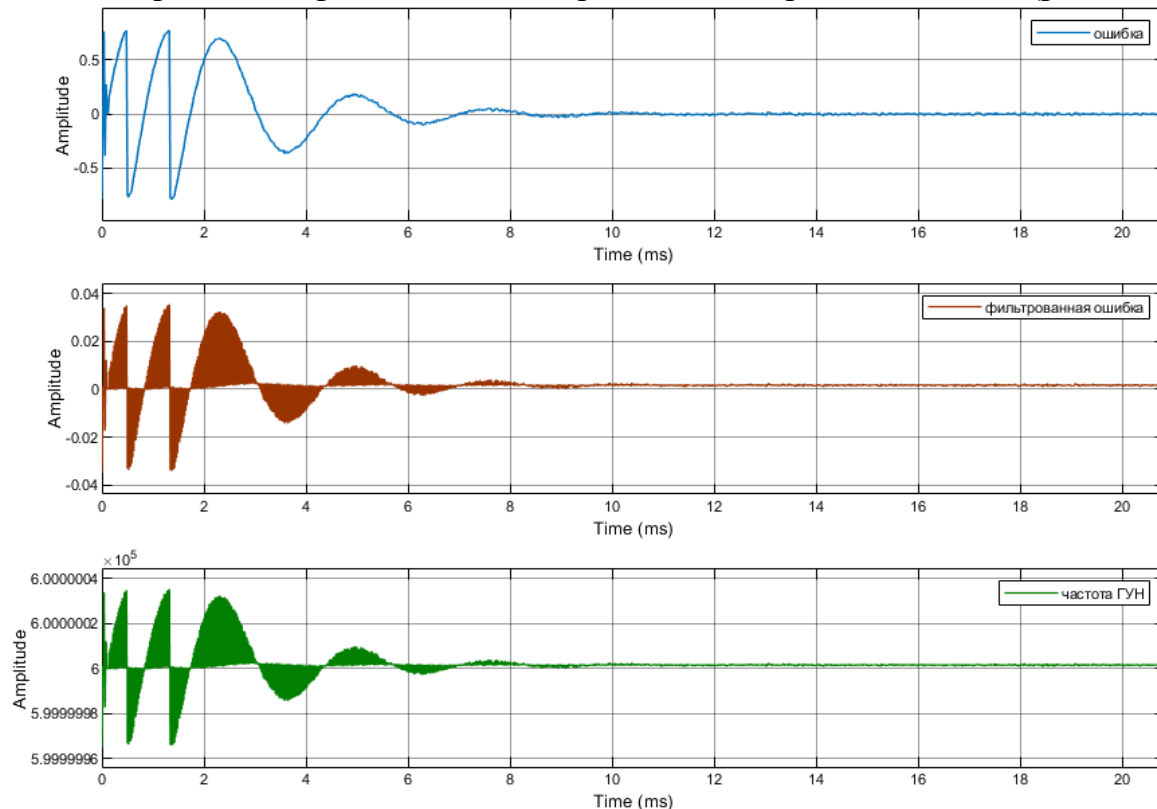


Рис. 7.89. Подстройка частоты в процессе моделирования

Из осциллограмм на рис. 7.89 следует, что подстройка частоты осуществляется примерно за 10 мс.

4. Проанализировать сигнальное созвездия в процессе подстройки частоты (рис. 7.90).

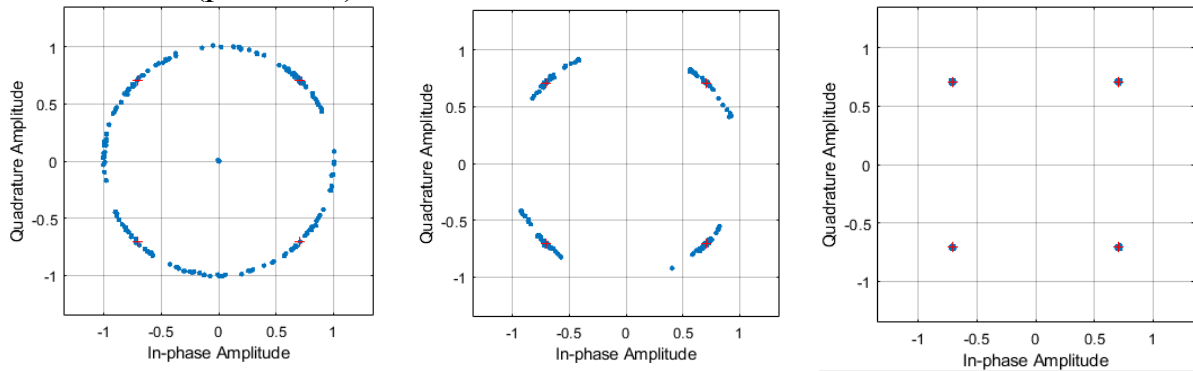


Рис. 7.90. Изменение фазовой диаграммы сигнального созвездия в: а) начале подстройки; б) середине подстройки; в) конце подстройки

### 7.4.3. ЧАСТОТНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ С ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ

Рассмотрим схему частотной синхронизации с фиксированной частотой ОГ приемника (рис. 7.91).

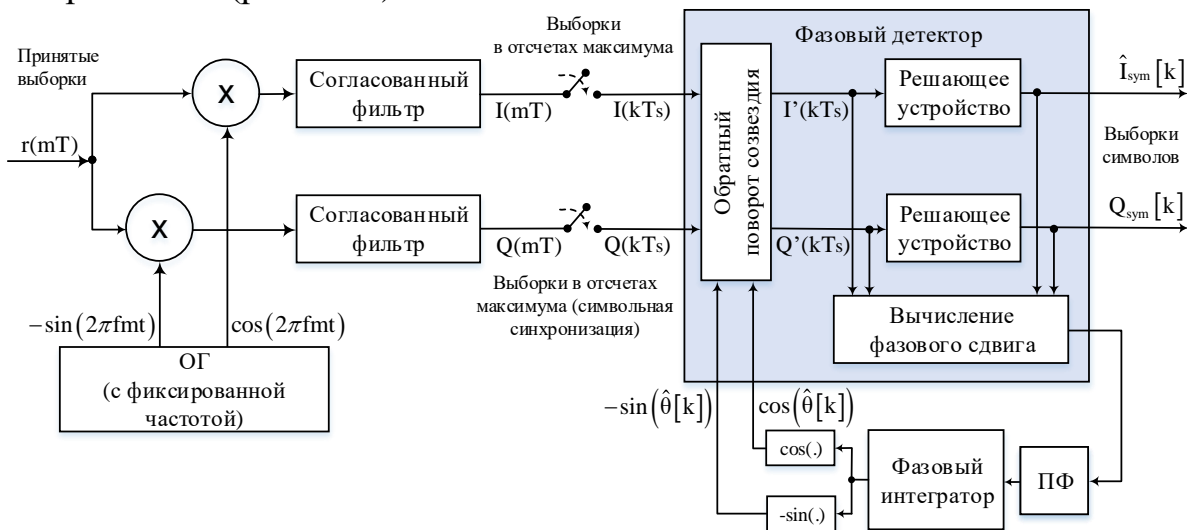


Рис. 7.91. Схема частотной синхронизации с фиксированной частотой ОГ

При демодуляции с фиксированной частотой ОГ подстройка частоты осуществляется в информационной полосе частот (Baseband). Следствием подобного подхода является необходимость обратного поворота созвездия.

Вычисление фазового сдвига, как и в предыдущей схеме, осуществляется на основе вероятного принятого символа по разности фаз выборки принятого символа  $\theta_r$  и вероятного переданного символа  $\theta_s$ . В отличие от предыдущей схемы, функционирование большинства блоков схемы, представленной на рис. 7.91, осуществляется на частоте следования символов, поэтому с точки зрения вычислительных ресурсов и быстродействия данная схема является целесообразным решением.

**УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:**

1. Собрать модель частотной синхронизации с фиксированной частотой ОГ (рис. 7.92).

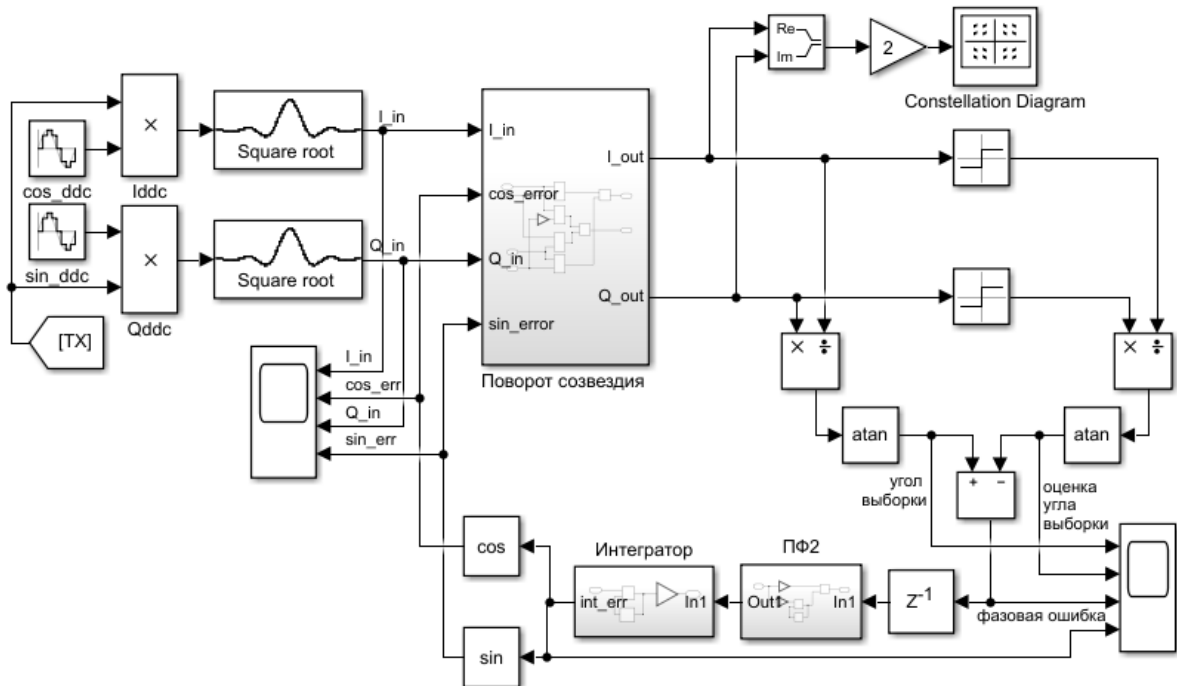


Рис. 7.92. Модель частотной синхронизации с фиксированной частотой ОГ

Передающая часть аналогична предыдущей модели, поэтому на рис. 7.92 не показана.

2. Инициализировать модель в разделе скриптом 7.4.1, заменив значение шумовой полосы на 25 кГц.
3. Собрать подсистему обратного поворота созвездия (рис. 7.93).

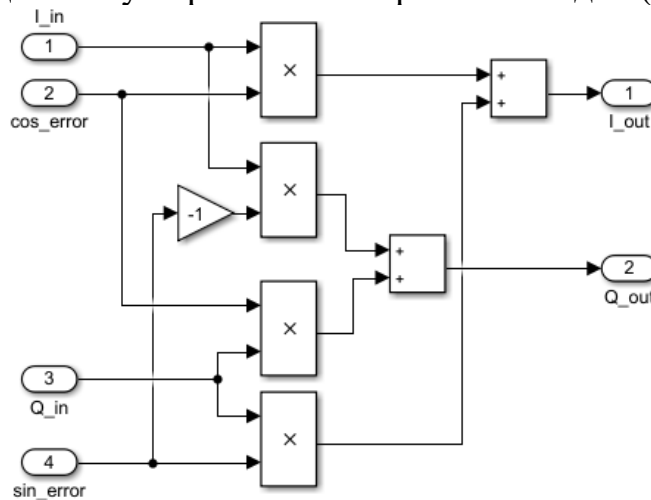


Рис. 7.93. Подсистема обратного поворота созвездия

4. Установить время моделирования  $50000/f_s$ , выполнить моделирование, проанализировать осциллограммы, а также векторную диаграмму сигнального созвездия и убедиться в подстройке частоты.

## 7.5. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ЦИФРОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ В РАДИОЭФИРЕ

### 7.5.1. ФОРМИРУЮЩИЙ ФИЛЬТР В ПЕРЕДАТЧИКЕ USRP

Рассмотрим применение формирующего фильтра при передаче сигнала ФМ-4 в радиоэфир платой USRP B210 (рис. 7.94).

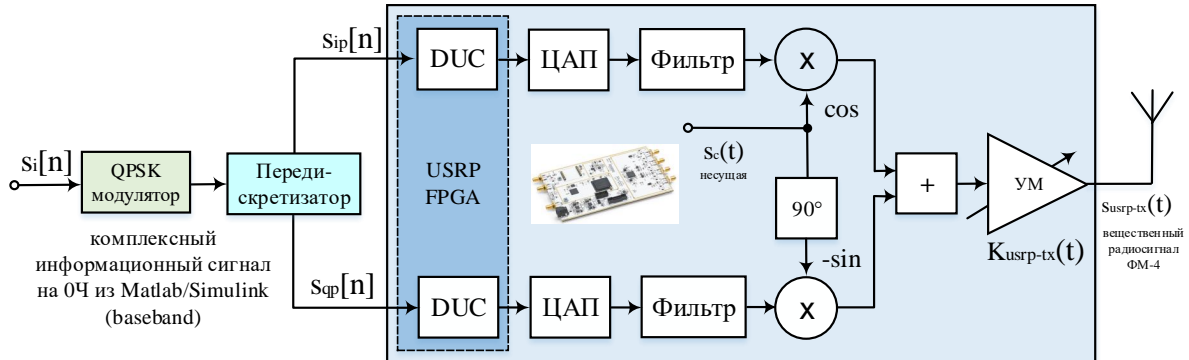


Рис. 7.94. Структурная схема передачи сигнала ФМ-4 в радиоэфир платой USRP B210

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Собрать модель передачи сигналов ФМ-4 платой USRP B210 с формирующим фильтром типа «корень из приподнятого косинуса» (рис. 7.95).

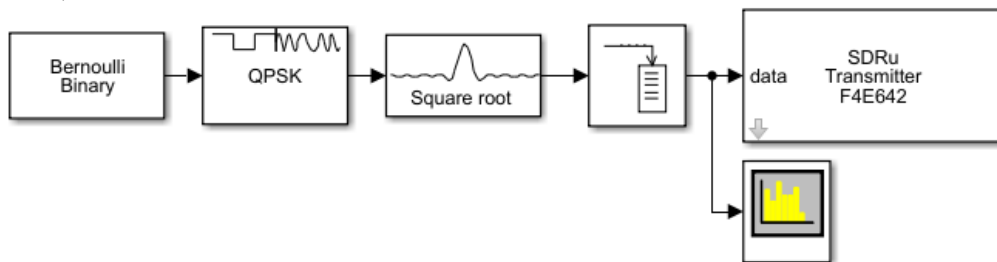


Рис. 7.95. Модель передачи сигналов ФМ-4 платой USRP B210 с формирующим фильтром типа «корень из приподнятого косинуса»

2. Инициализировать блок Bernoulli Binary Generator длительностью передачи бита  $T_b=1/R_b$ ; битовая скорость  $R_b=100$  кбит/с (рис. 7.96).

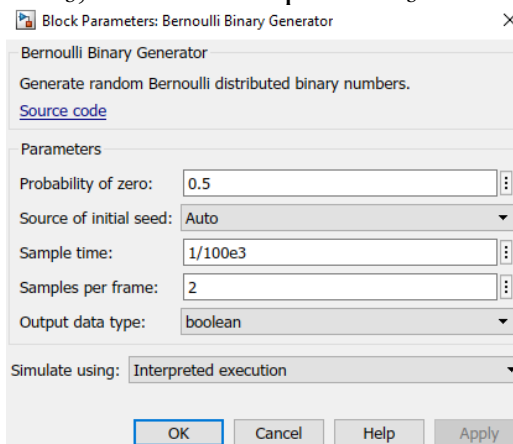


Рис. 7.96. Инициализация блока Bernoulli Binary Generator

3. Инициализировать блок QPSK Modulator Baseband (рис. 7.97).

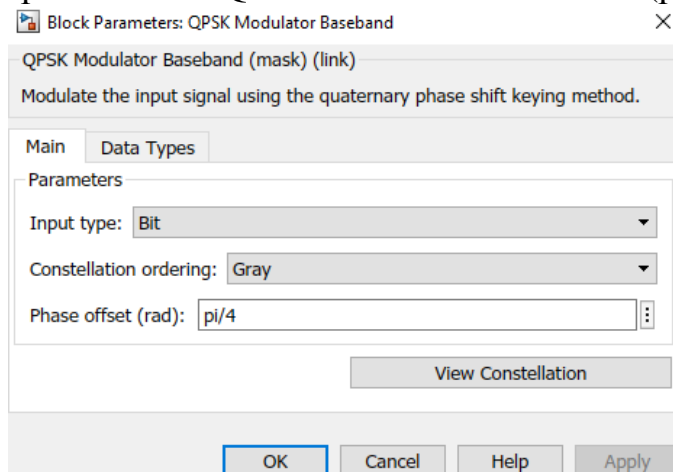


Рис. 7.97. Инициализация блока QPSK Modulator Baseband

После модуляции ФМ-4 символьная скорость станет  $R_s=R_b/2=50$  ксим/с.

4. Инициализировать блок Raised Cosine Transmit Filter (рис. 7.98).

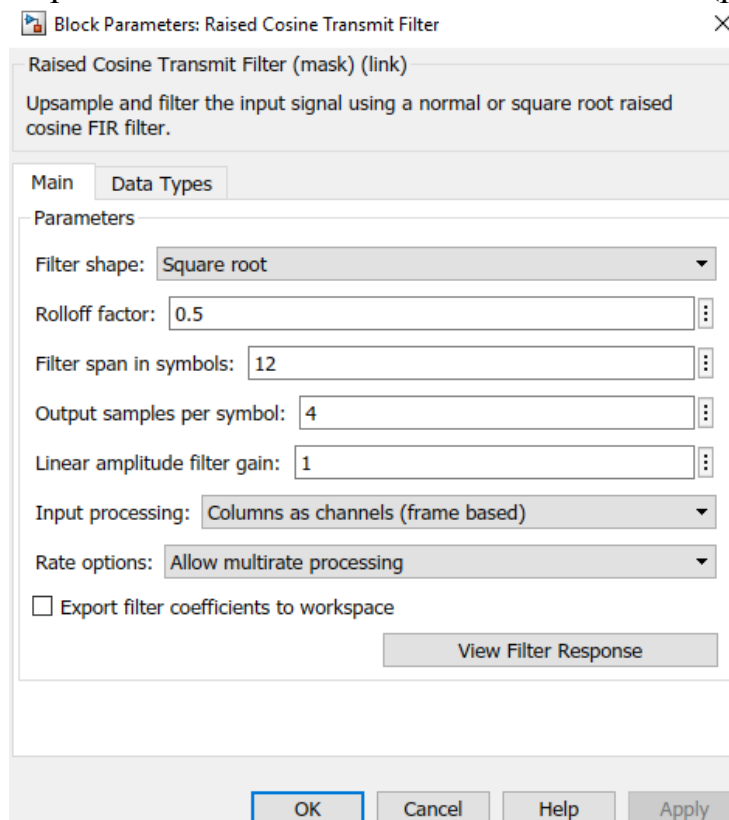


Рис. 7.98. Инициализация блока Raised Cosine Transmit Filter

После формирующего фильтра с передискретизацией в 4 раза (параметр Output samples per symbol = 4) частота следования выборок станет равной  $f_s=R_s*4=200$  Гц. Коэффициент сглаживания фильтра равен  $rollof=0.5$ , поэтому полосу сигнала можно в первом приближении определить как  $BW=R_s*(1+rollof)=75$  кГц.

## 5. Инициализировать блок SDRu Transmitter (рис. 7.99).

Block Parameters: SDRu Transmitter

SDRu Transmitter (mask) (link)  
Send data to the Universal Software Radio Peripheral (USRP).

Radio Connection

Platform: B210

Serial number: F4E642 Refresh Device List

Info

Radio Properties

Channel mapping: 1

Source of center frequency: Dialog

Center frequency (Hz): 1200e6

Source of LO offset: Dialog

LO offset (Hz): 0

Source of gain: Dialog

Gain (dB): 70

PPS source: Internal

Clock source: Internal

Master clock rate (Hz): 6e6

Source of interpolation factor: Dialog

Interpolation factor: 30

Data

Transport data type: int16

Enable underrun output port

Enable burst mode

OK Cancel Help Apply

Рис. 7.99. Инициализация блока SDRu Transmitter

Обратим внимание на то, что устройство USRP B210 работает на частоте Master clock rate = 6e6 Гц с коэффициентом интерполяции Interpolation factor = 30, поэтому сигнал на вход блока SDRu Transmitter должен поступать с частотой  $(\text{Master clock rate} / \text{Interpolation factor}) = 200 \text{ кГц}$ . Так как на выходе формирующего фильтра частота следования выборок равна  $f_s = R_s * 4 = 200 \text{ Гц}$ , данное условие выполняется; в случае если  $f_s < 200 \text{ кГц}$ , на входе блока SDRu Transmitter выполняется интерполяция до частоты 200 кГц.

6. Добавить в модель блок Buffer из библиотеки DSP System Toolbox / Signal Management / Buffers и инициализировать его параметры (рис. 7.100).

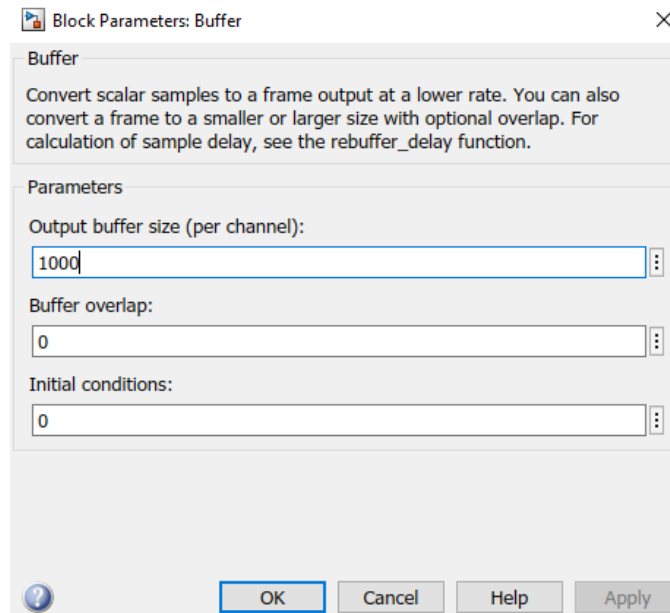


Рис. 7.100. Инициализация блока Buffer

Буфер задается параметром Output buffer size = 1000 и служит для группирования выборок, поступающих на блок SDRu Transmitter, с целью согласования скоростей работы модели в Simulink и устройства USRP B210.

7. Установить время моделирования inf, выполнить моделирование и проанализировать спектр передаваемого в радиоэфир сигнала (рис. 7.101).

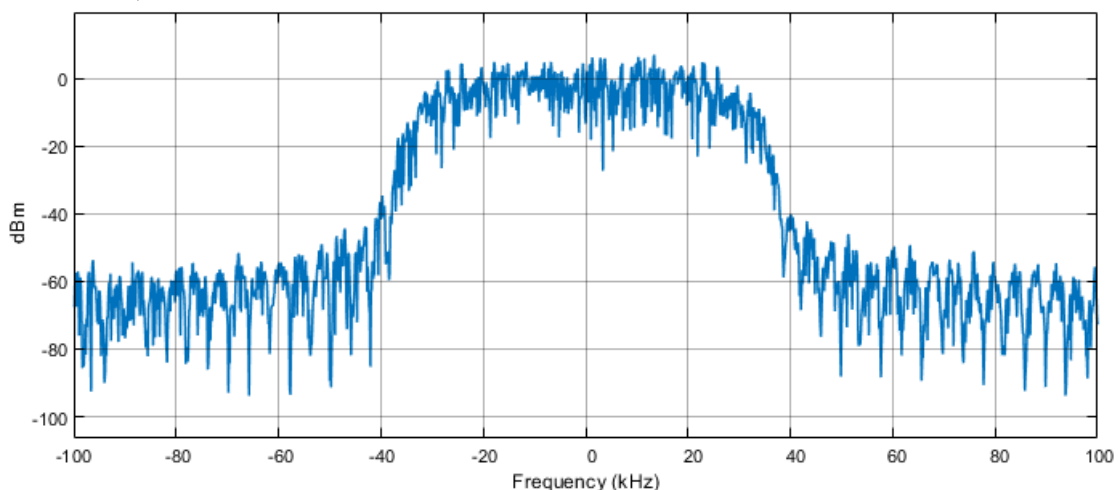


Рис. 7.101. Спектр передаваемого в радиоэфир сигнала ФМ-4 после формирующей фильтрации

Убедиться, что ширина спектра сигнала соответствует оценке первого приближения  $BW=R_s*(1+rollof)=75$  кГц.

## 7.5.2. СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР В ПРИЕМНИКЕ RTL-SDR

Рассмотрим применение согласованного фильтра при приеме сигналов ФМ-4 из радиоэфира платой RTL-SDR.

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Собрать модель приема сигналов ФМ-4 из радиоэфира платой RTL-SDR с согласованным фильтром типа «корень из приподнятого косинуса» (рис. 7.102).

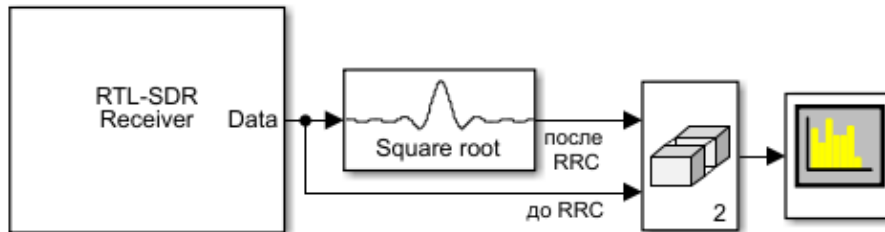


Рис. 7.102. Модель приема сигналов ФМ-4 из радиоэфира платой RTL-SDR с согласованным фильтром типа «корень из приподнятого косинуса»

2. Инициализировать блок RTL-SDR Receiver (рис. 7.103).

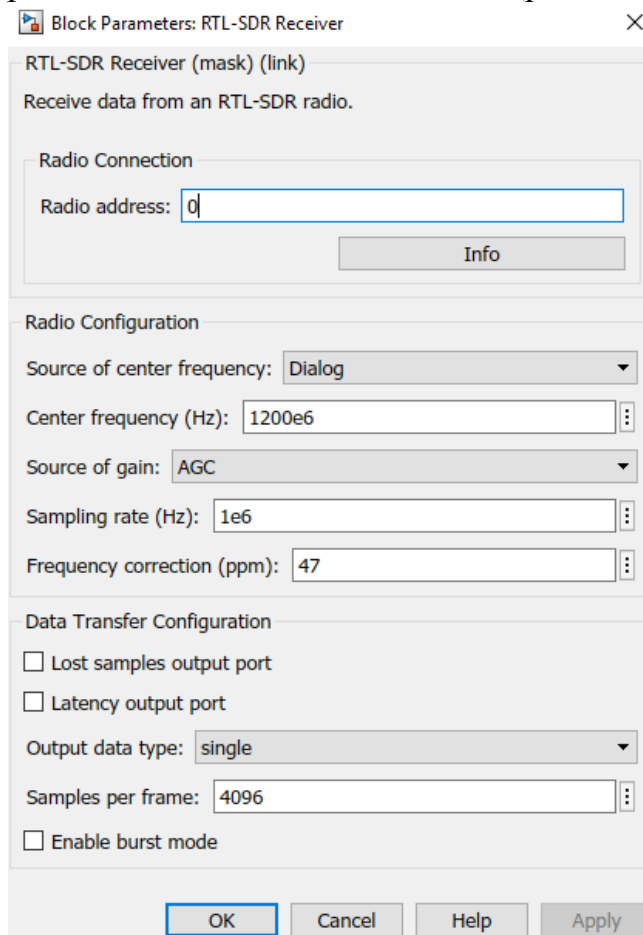


Рис. 7.103. Инициализация блока RTL-SDR Receiver

Прием сигнала из радиоэфира платой RTL-SDR проводится с частотой дискретизации 1 МГц ( $\text{Sampling Rate (Hz)} = 1\text{e}6$ ).



### 3. Инициализировать блок Raised Cosine Receive Filter (рис. 7.104).

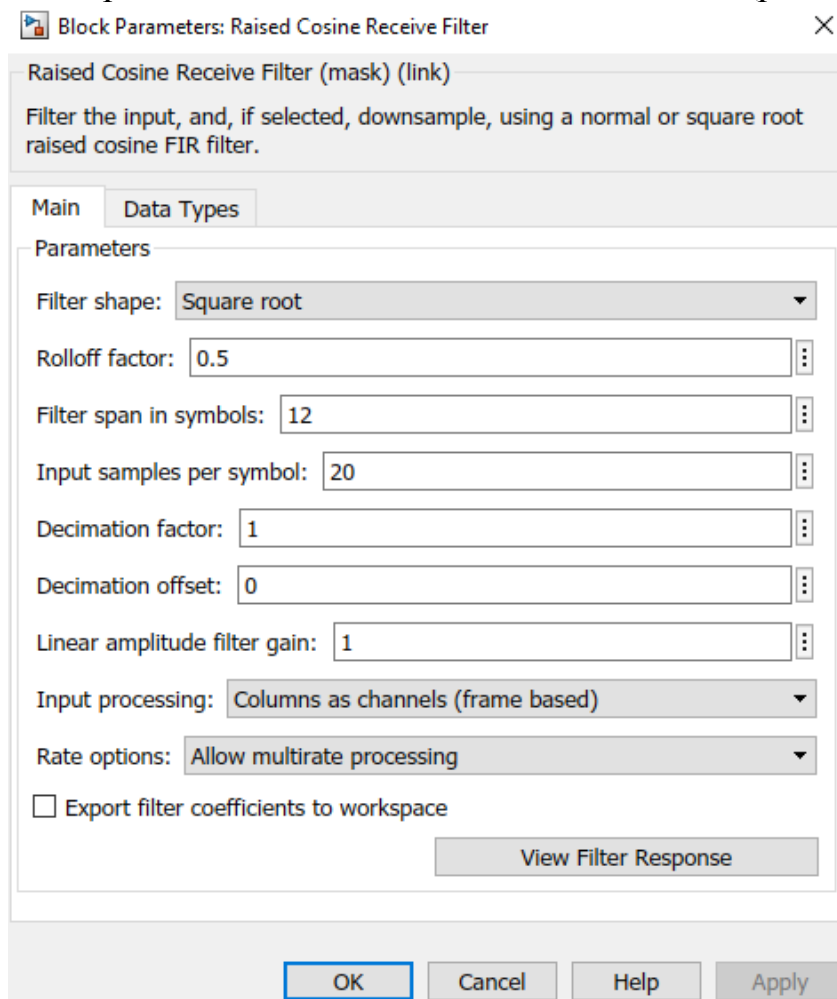


Рис. 7.104. Инициализация блока Raised Cosine Receive Filter

Для согласованного приема сигналов форма ИХ (Filter shape: Square root), коэффициент сглаживания (Rolloff factor) и усечение фильтра (Filter span in symbols) в блоке Raised Cosine Receive Filter приемника должны соответствовать аналогичным параметрам формирующего фильтра в блоке Raised Cosine Transmit Filter передатчика. Параметры Input samples per symbol и Decimation factor могут отличаться. Значение Decimation factor = 1 означает, что фильтр не осуществляет понижающего преобразования частоты дискретизации. Параметр Input samples per symbol зависит от частоты дискретизации принимаемого сигнала (в нашем примере равна 1 МГц) и символьной скорости передаваемого сигнала (в предыдущем примере передатчика символьная скорость равнялась  $R_s=50$  ксим/с): разделив частоту дискретизации принимаемого сигнала 1 МГц на установленное число выборок на символ Input samples per symbol = 20, получим частоту следования выборок 50 кГц на выходе согласованного фильтра приемника, что соответствует частоте следования символов на входе формирующего фильтра передатчика.

Пара фильтров RRC с характеристикой типа «корень из приподнятого косинуса» – формирующий фильтр в передатчике и согласованный фильтр в приемнике – обеспечивают нулевую межсимвольную интерференцию.

- Добавить в модель блок Matrix Concatenate из библиотеки Simulink / Math Operations (рис. 7.105).

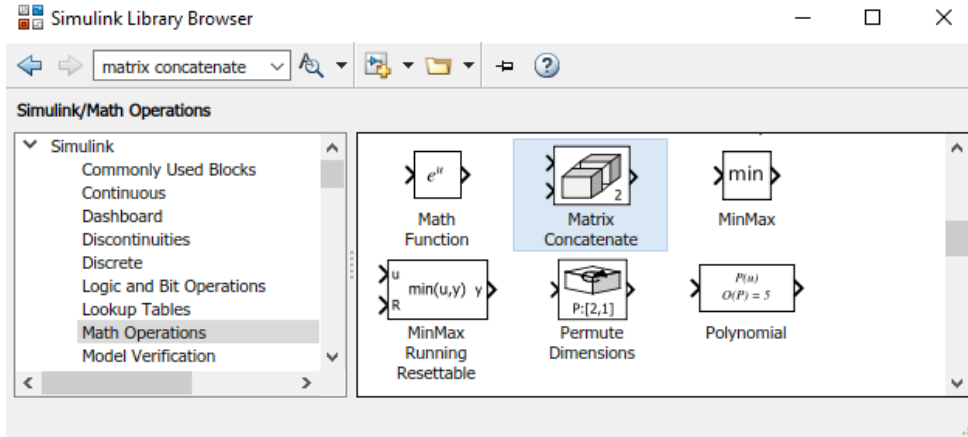


Рис. 7.105. Блок Matrix Concatenate из библиотеки Simulink / Math Operations

- Запустить на другом ПК сформированную в предыдущем разделе модель передачи сигнала ФМ-4 в радиоэфир платой USRP B210.
- Установить время моделирования inf, запустить модель согласованного приема сигналов и проанализировать спектр принимаемого сигнала до и после согласованной фильтрации (рис. 7.106).

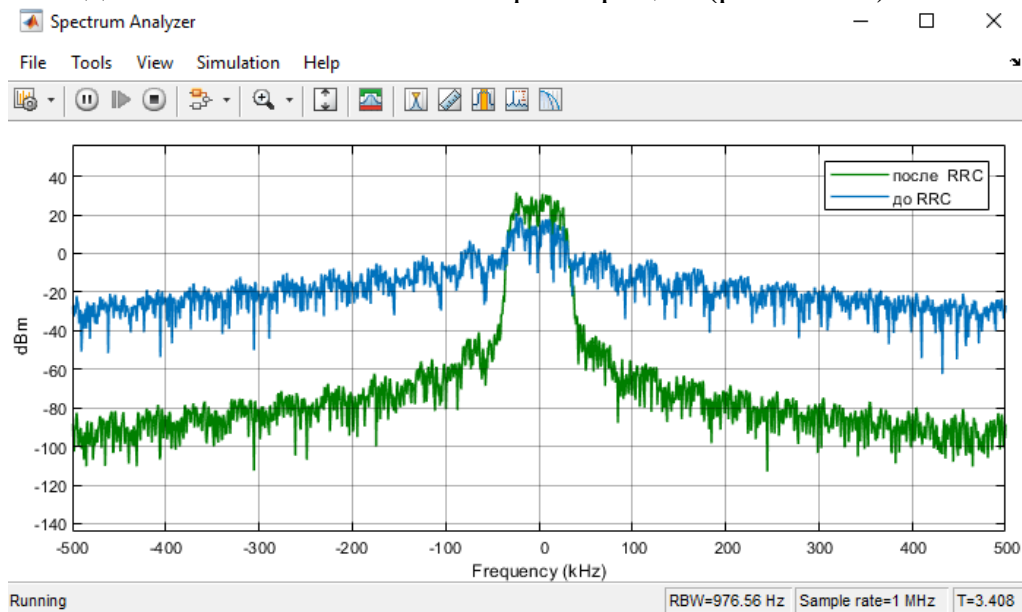


Рис. 7.106. Спектр принимаемого из радиоэфира сигнала ФМ-4 до и после согласованной фильтрации

Из сравнения спектров принимаемого сигнала до и после согласованной фильтрации следует, что согласованный фильтр значительно ослабляет частотные составляющие вне полосы частот принимаемого сигнала.

### 7.5.3. ПЕРЕДАТЧИК ДЛЯ ОЦЕНКИ ЧАСТОТНОГО СДВИГА

На практике частота ОГ приемника может существенно отличаться от несущей частоты принимаемого сигнала, поэтому для успешного приема цифровых сигналов необходима предварительная процедура грубой оценки частотного сдвига. Для выполнения этой процедуры далее сформируем модели передатчика и приемника.

#### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Собрать модель приема сигналов ФМ-4 из радиоэфира платой RTL-SDR с согласованным фильтром типа «корень из приподнятого косинуса» (рис. 7.107).

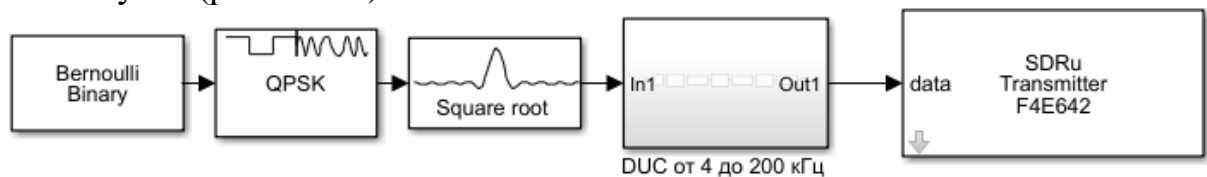


Рис. 7.107. Модель передатчика для оценка частотного сдвига

2. Инициализировать блок Bernoulli Binary Generator длительностью передачи бита  $T_b=1/R_b$ ; битовая скорость  $R_b=2$  кбит/с (рис. 7.108).

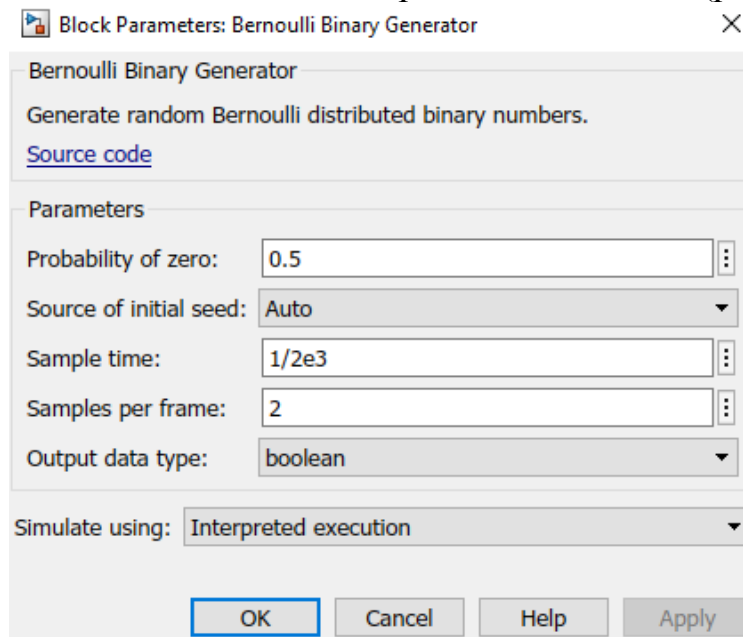


Рис. 7.108. Инициализация блока Bernoulli Binary Generator

После модуляции ФМ-4 символьная скорость станет  $R_s=R_b/2=1$  ксим/с.

3. Инициализировать блок Raised Cosine Transmit Filter аналогично формирующему фильтру предыдущего передатчика.

После формирующего фильтра с передискретизацией в 4 раза частота следования выборок станет равной  $f_s=R_s*4=4$  кГц. Коэффициент сглаживания фильтра равен  $\text{rollof}=0.5$ , поэтому полосу сигнала можно в первом приближении определить как  $BW=R_s*(1+\text{rollof})=6$  кГц.

4. Инициализировать блок SDRu Transmitter аналогично предыдущему передатчику.
5. Для повышения частоты дискретизации с 4 кГц на выходе формирующего фильтра до 200 кГц на входе блока SDRu Transmitter рассмотрим подсистему повышающего преобразования частоты DUC (рис. 7.109).

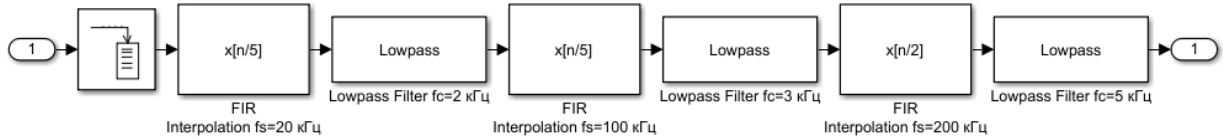


Рис. 7.109. Подсистема повышающего преобразования частоты DUC

Повышающее преобразование частоты осуществляется каскадом фильтров в три этапа: с 4 до 20 кГц ( $L=5$ ), затем с 20 до 100 кГц ( $L=5$ ), и, наконец, со 100 до 200 кГц ( $L=2$ ); после каждого фильтра интерполятора добавляется ФНЧ с частотами среза 2 кГц, 3 кГц и 5 кГц соответственно.

6. Добавить в подсистему DUC 3 блока FIR Interpolation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters (рис. 7.110) и три блока Lowpass Filter из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Designs (рис. 7.111).

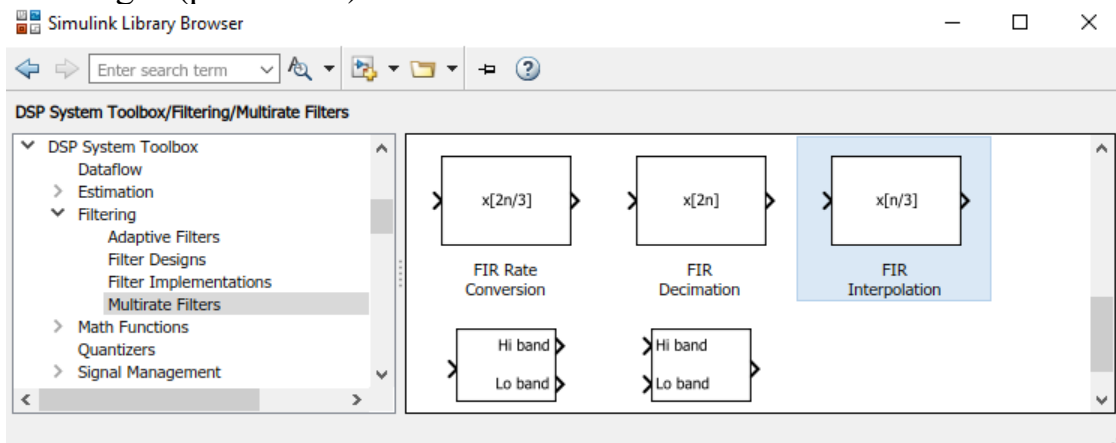


Рис. 7.110. Блок FIR Interpolation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters

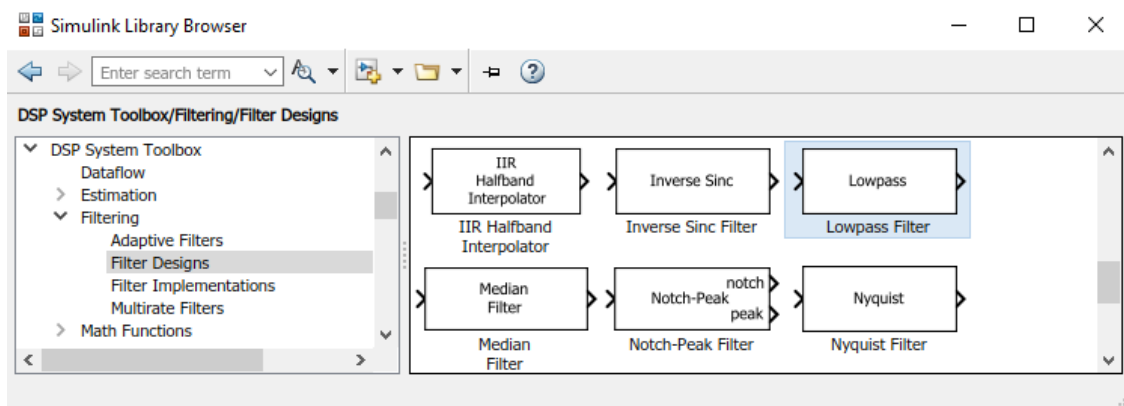


Рис. 7.111. Блок Lowpass Filter из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Filter Designs

7. Инициализировать первый КИХ фильтр интерполятор командой `firpm(75,[0 1.5e3 2e3 20e3/2]/(20e3/2), [1 1 0 0], [1 1], 20)` и коэффициентом интерполяции  $L=5$  (рис. 7.112) и первый ФНЧ (рис. 7.113).

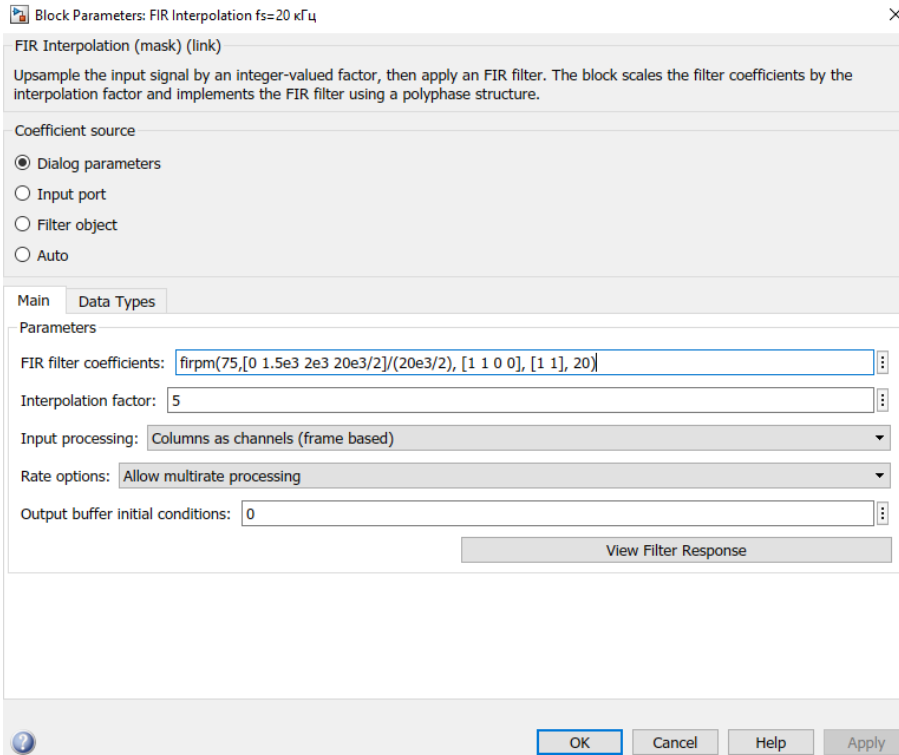


Рис. 7.112. Инициализация первого фильтра интерполятора FIR Interpolation

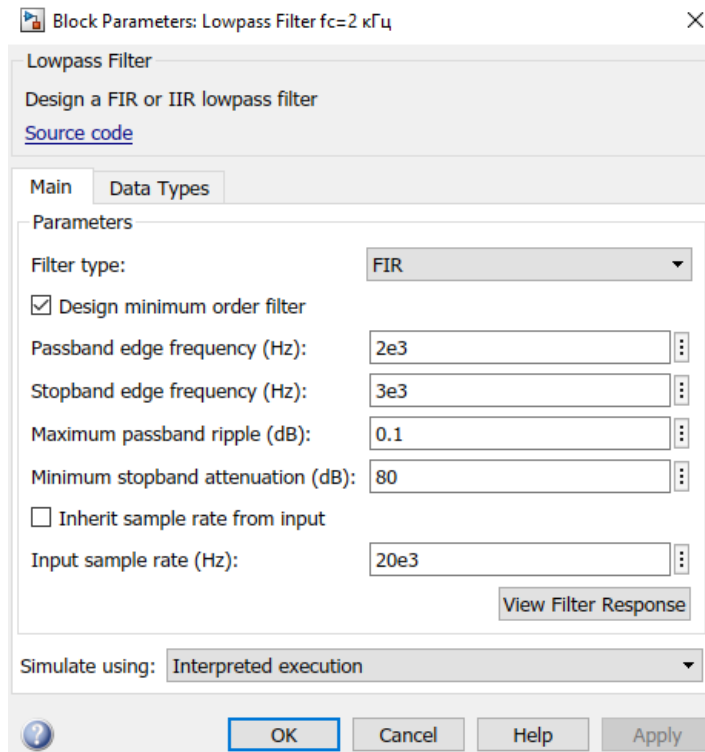


Рис. 7.113. Инициализация первого ФНЧ Lowpass Filter

8. Инициализировать второй КИХ фильтр интерполятор командой `firpm(75,[0 5e3 10e3 100e3/2]/(100e3/2), [1 1 0 0], [1 1], 20), [1 1 0 0], [1 1], 20)` и КИ  $L=5$  (рис. 7.114) и второй ФНЧ (рис. 7.115).

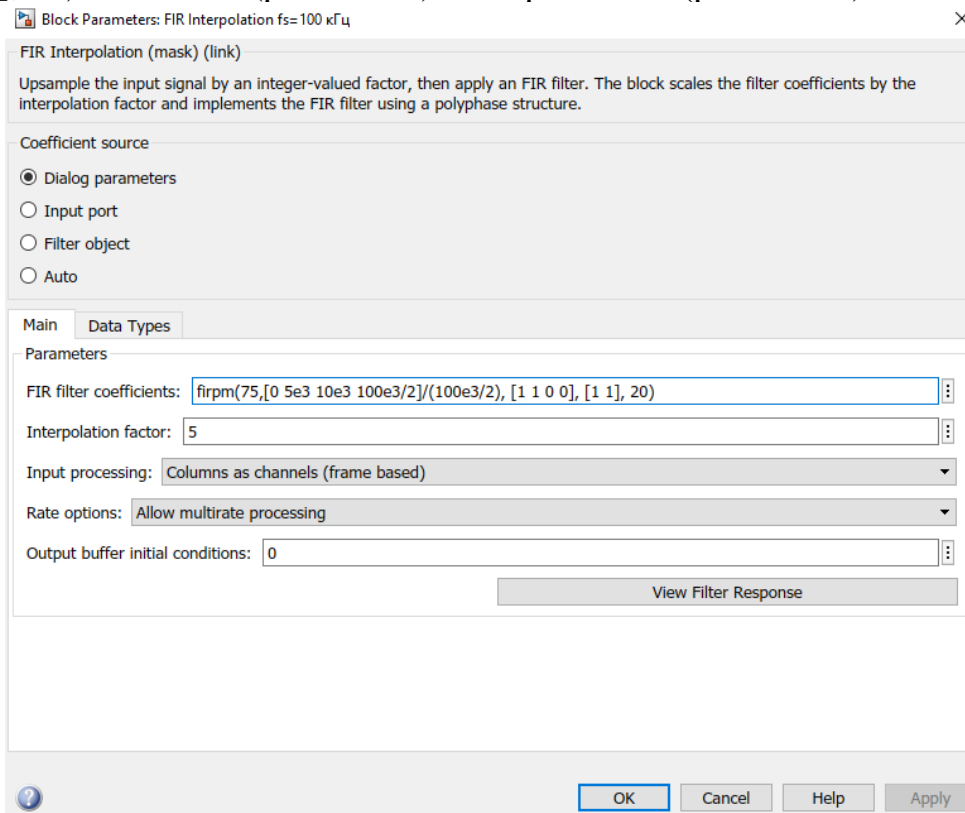


Рис. 7.114. Инициализация второго фильтра интерполятора FIR Interpolation

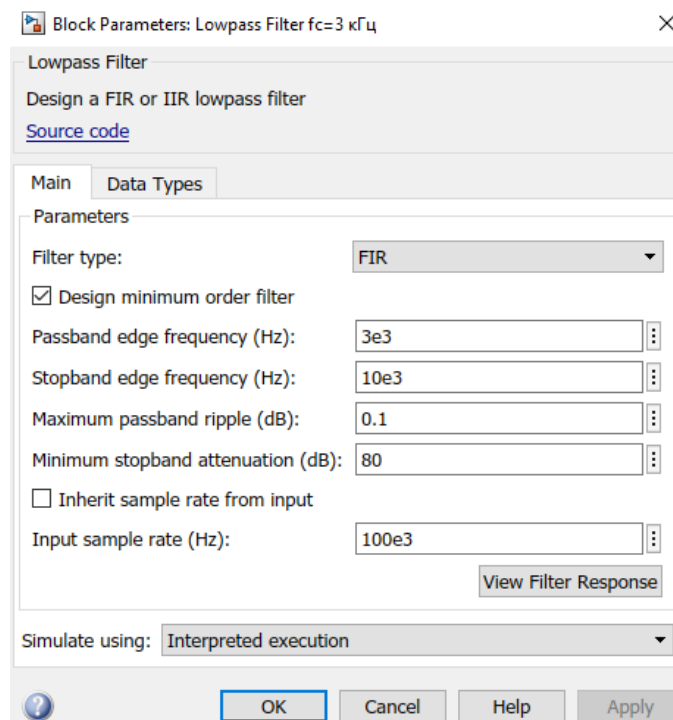


Рис. 7.115. Инициализация второго ФНЧ Lowpass Filter

9. Инициализировать третий КИХ фильтр интерполятор командой `firpm(75,[0 5e3 15e3 200e3/2]/(200e3/2), [1 1 0 0], [1 1], 20)` и КИ  $L=2$  (рис. 7.116) и третий ФНЧ (рис. 7.117).

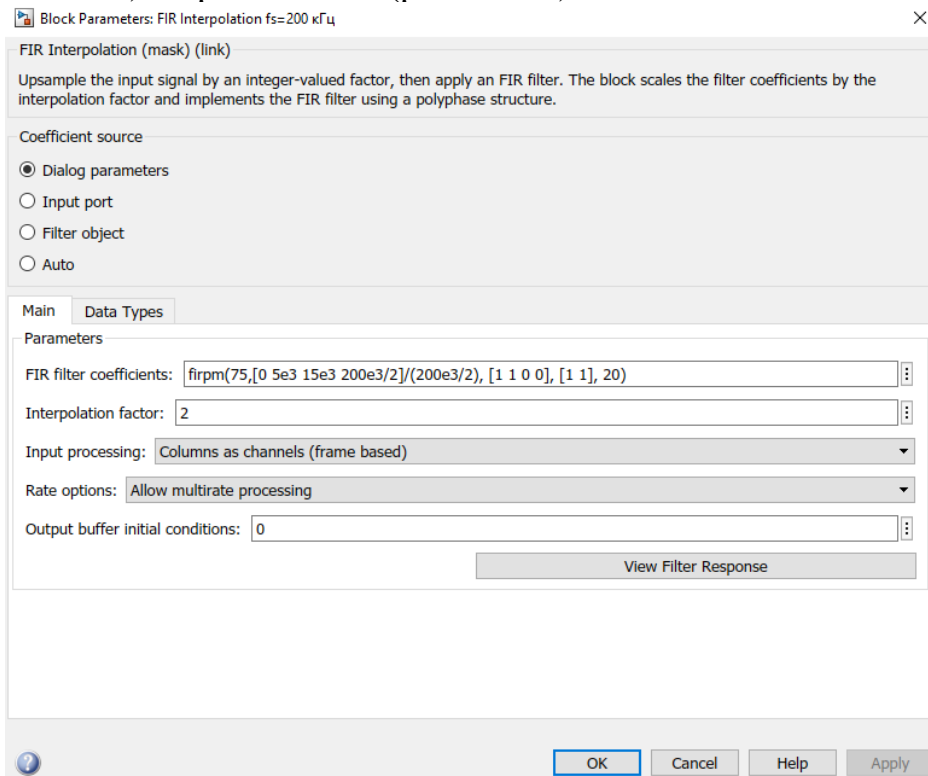


Рис. 7.116. Инициализация третьего фильтра интерполятора FIR Interpolation

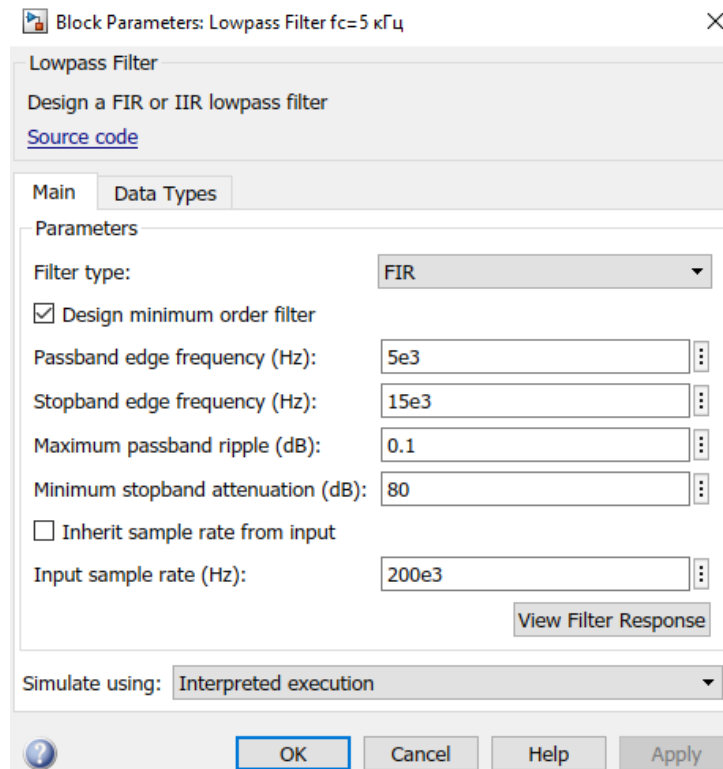


Рис. 7.117. Инициализация третьего ФНЧ Lowpass Filter

## 7.5.4. ПРИЕМНИК ДЛЯ ОЦЕНКИ ЧАСТОТНОГО СДВИГА

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Сформируем модель приемника для оценки частотного сдвига (рис. 7.118).

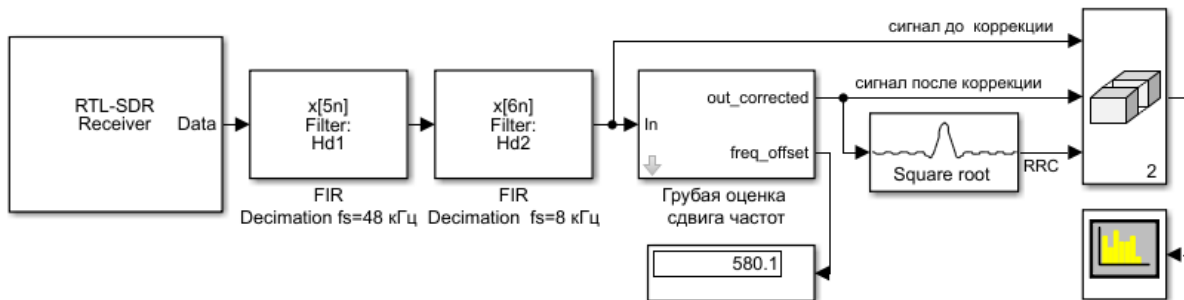


Рис. 7.118. Модель приемника для оценка частотного сдвига

2. Инициализировать параметры блока RTL-SDR Receiver (рис. 7.119).

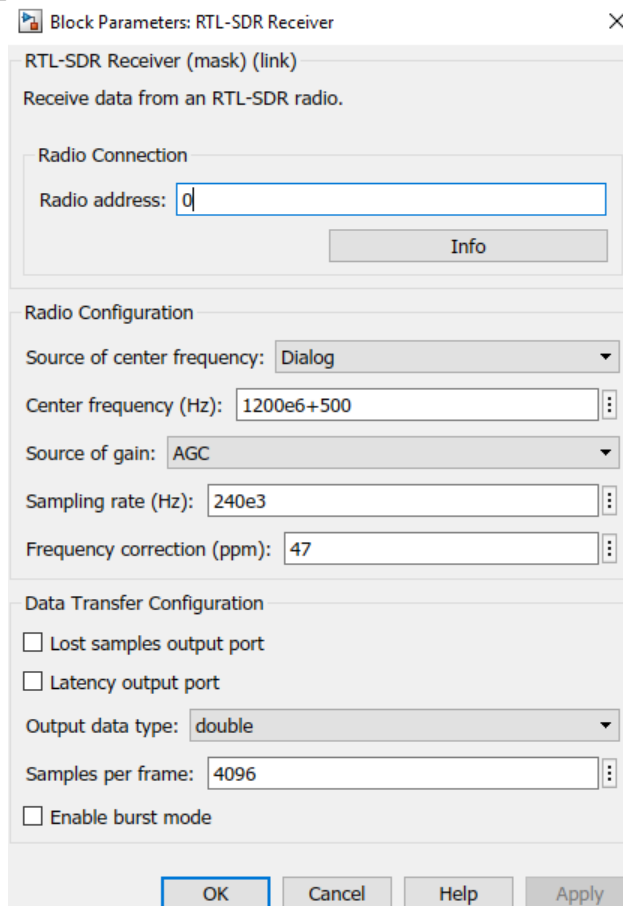


Рис. 7.119. Инициализация параметров блока RTL-SDR Receiver

В поле Center Frequency вместе с несущей радиочастотой приема указать некоторый частотный сдвиг, например, 500 Гц; в поле Sampling rate указать частоту дискретизации 240 кГц; в поле Frequency correction (ppm) указать индивидуальную для данного устройства RTL величину коррекции частотного сдвига в ppm (см. лабораторное занятие 2.3).



- Инициализировать модель в разделе Callbacks / PreloadFcn меню File / Model Properties / Model Properties / функциями синтеза АЧХ фильтров дециматоров: Hd1 = dsp.FIRDecimator (5); Hd2 = dsp.FIRDecimator (6) (рис. 7.120).

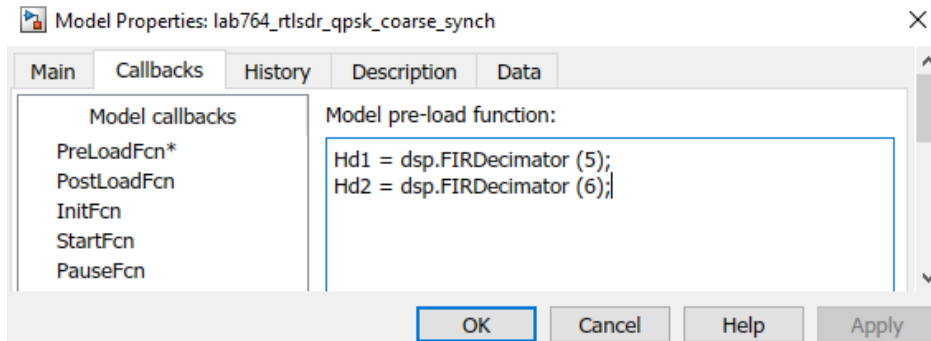
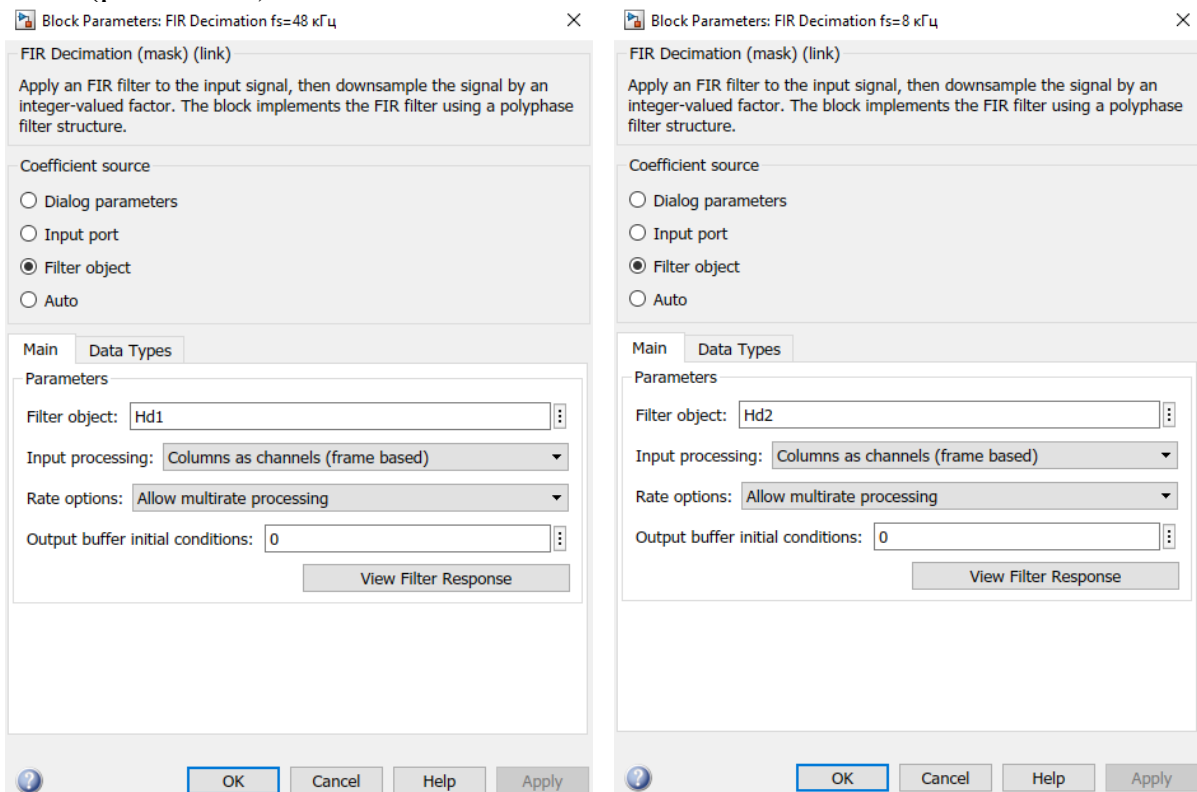


Рис. 7.120. Инициализация модели приемника функциями синтеза АЧХ фильтров дециматоров

Первый фильтр дециматор с коэффициентом децимации  $M=5$  осуществляет понижающее преобразование частоты с 240 до 48 кГц; второй дециматор ( $M=6$ ) осуществляет понижающее преобразование с 48 до 8 кГц.

- Добавить в модель 2 блока FIR Decimation из библиотеки DSP System Toolbox / Filtering / Multirate Filters и инициализировать их параметры (рис. 7.121).



а) дециматор с 240 до 48 кГц

б) дециматор с 48 до 8 кГц

Рис. 7.121. Инициализация фильтров дециматоров

5. Собрать подсистему предварительной грубой оценки частотного сдвига (рис. 7.122).

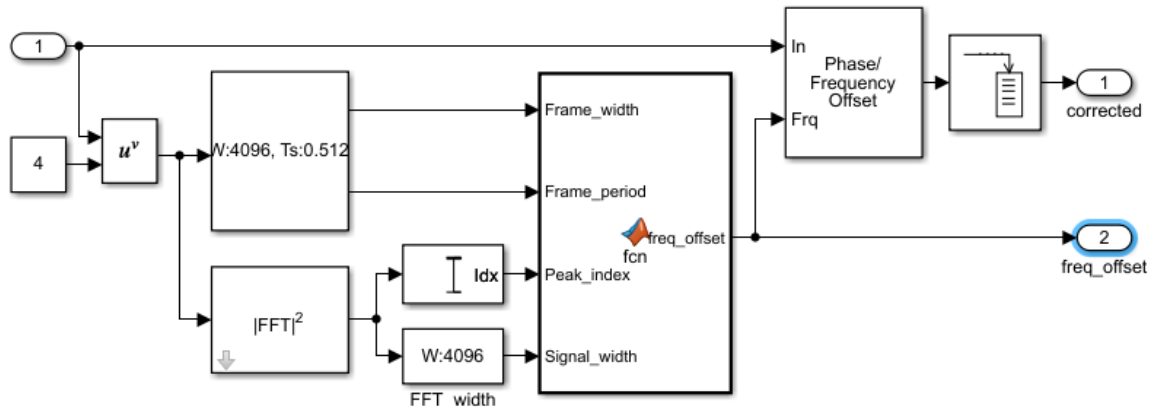


Рис. 7.122. Подсистема предварительной грубой оценки частотного сдвига

Частота дискретизации 240 кГц в блоке RTL-SDR Receiver и последующее понижающее преобразование до 8 кГц служат для упрощения работы подсистемы грубой оценки частотного сдвига на пониженной частоте.

6. Инициализировать блок Raised Cosine Receive Filter аналогично согласованному фильтру предыдущего приемника, за исключением одного параметра: значение Input samples per symbol указать равным 8, тогда на выходе согласованного фильтра на каждый символ с  $R_s=1$  ксим/с (как в передатчике) будет приходиться 8 выборок.
7. Запустить на другом ПК сформированную в предыдущем разделе модель передатчика для оценки частотного сдвига.
8. Установить время моделирования inf, запустить модель приемника для оценки частотного сдвига и проанализировать спектр принимаемого сигнала до и после частотной коррекции (рис. 7.123).

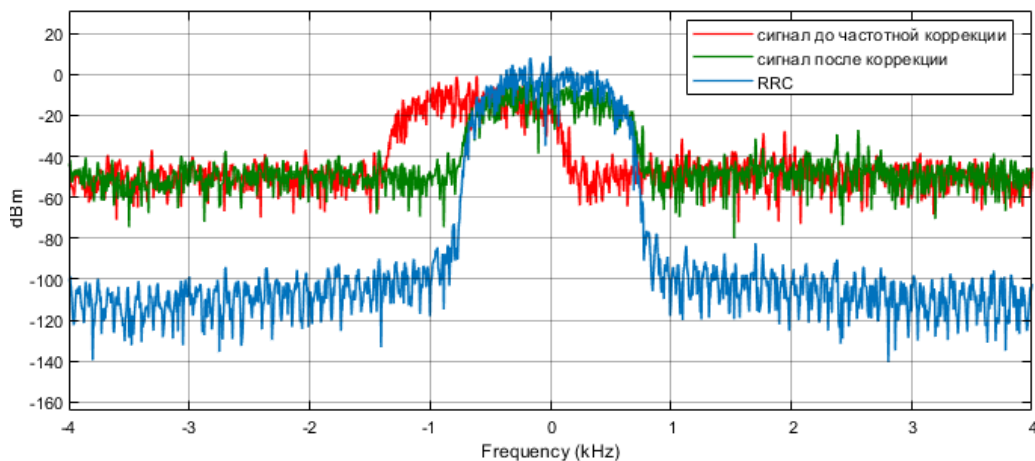


Рис. 7.123. Спектр принимаемого сигнала до и после коррекции частотного сдвига

Из сравнения спектров принимаемого сигнала до и после коррекции частотного сдвига следует, что подсистема предварительной грубой оценки вычисляет уход частоты и выполняет соответствующую коррекцию.

## 7.5.5. ЧАСТОТНАЯ И СИМВОЛЬНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

### УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ:

1. Изучить модель приемника сигналов ФМ-4 с подсистемами частотной и символьной синхронизации (рис. 7.124).

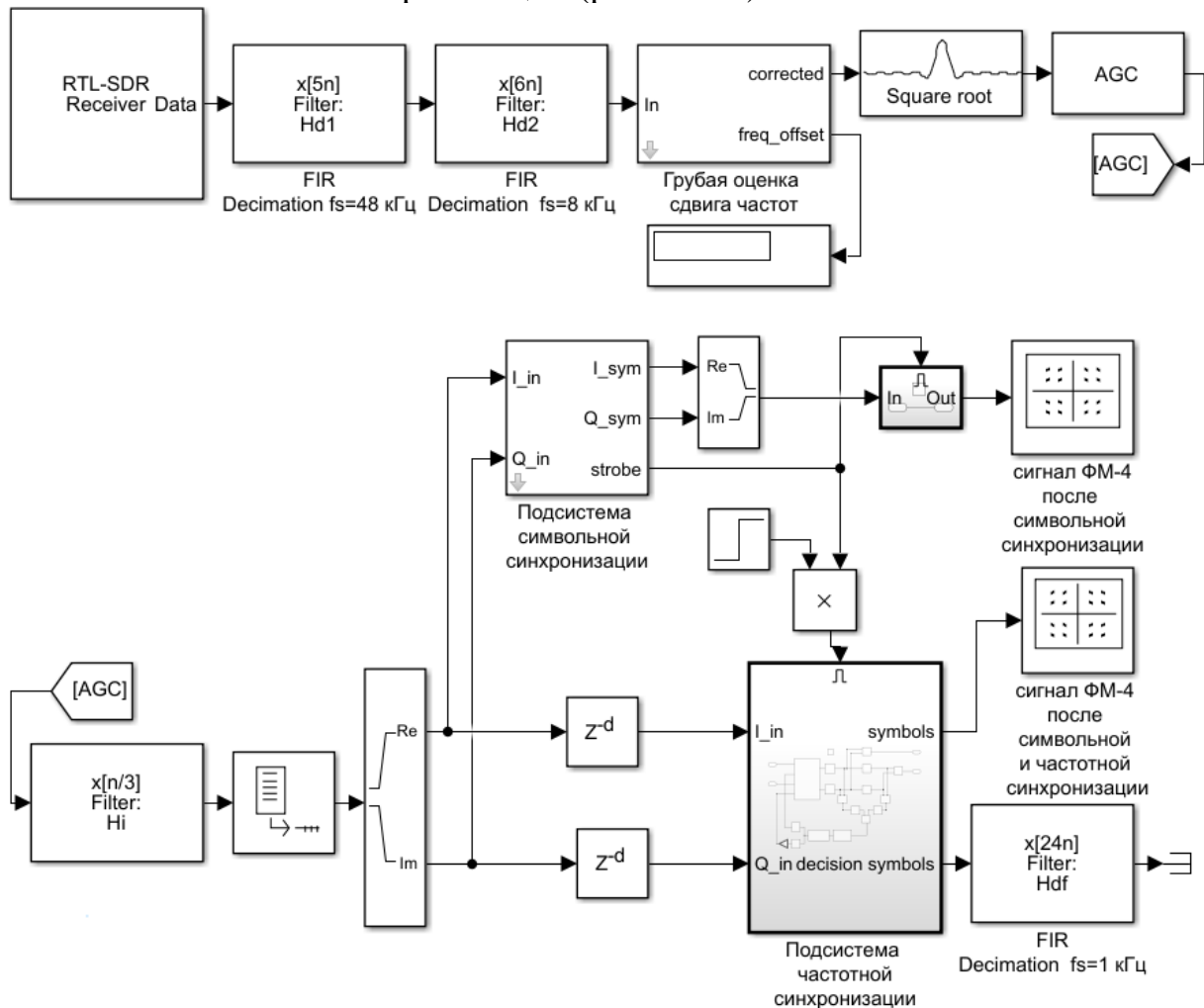


Рис. 7.124. Модель приемника сигналов ФМ-4 с подсистемами частотной и символьной синхронизации

2. Запустить на другом ПК сформированную в предыдущем разделе модель передатчика для оценки частотного сдвига.
3. Установить время моделирования  $inf$ , запустить модель приемника сигналов ФМ-4 с подсистемами частотной и символьной синхронизации и проанализировать векторные диаграммы принимаемого сигнала ФМ-4 после символьной синхронизации, а также после символьной и частотной синхронизации.

Подсистема символьной синхронизации, представленная в настоящей модели, не рассматривается и остается за рамками настоящего пособия.

## 7.6. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАНЯТИЕ. ЦИФРОВАЯ МАНИПУЛЯЦИЯ В ЭМУЛЯТОРЕ КАНАЛА

Особенности эмуляции радиоканала, представленные в настоящем разделе, служат для воспроизведения канальных эффектов в лабораторных условиях и последующей отладки передатчиков и приемников, реализованных средствами ПКР. Ниже представлено описание испытательного стенда СПбГУТ и особенности эмуляции радиоканала с АБГШ и многолучевостью.

### 7.6.1. СТЕНД ЭМУЛЯЦИИ РАДИОКАНАЛА

Структурная схема и внешний вид испытательного стенда Keysight СПбГУТ представлены на рис. 7.125, 7.126.

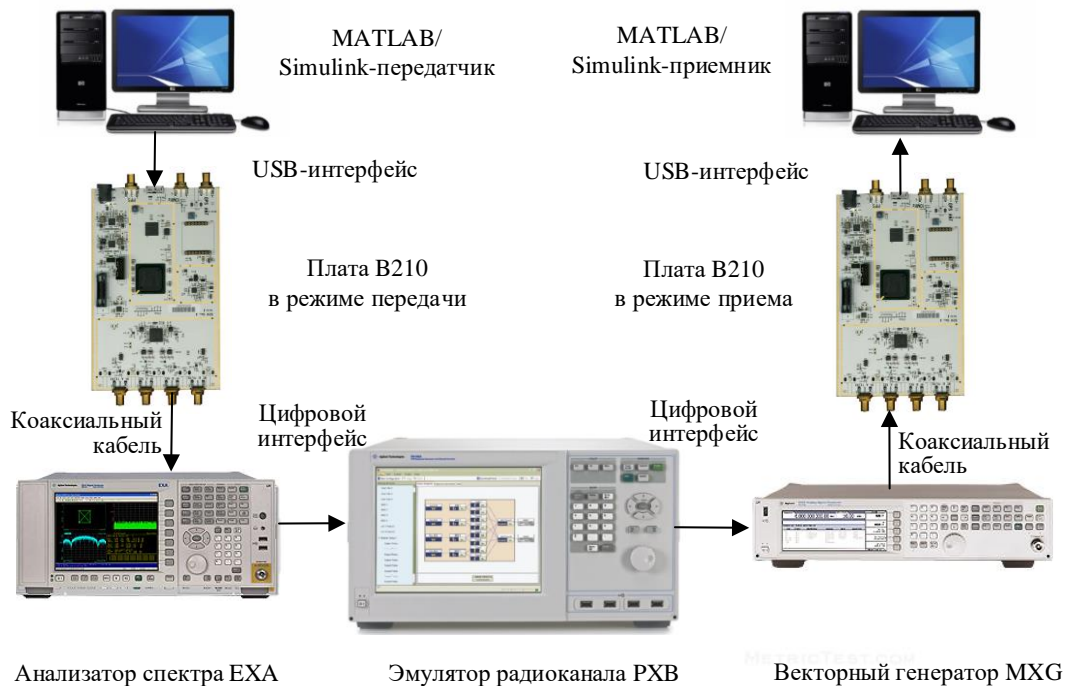


Рис. 7.125. Структурная схема стенда Keysight СПбГУТ



Рис. 7.126. Стенд Keysight СПбГУТ

Сигнал с выхода платы B210 передается на вход анализатора спектра ЕХА, который осуществляет перенос сигнала в полосу информационных частот и его преобразование в цифровую форму [20–23]. Оцифрованный сигнал передается по LVDS-интерфейсу в эмулятор радиоканала РХВ [31] для внесения канальных эффектов. Сигнал на выходе эмулятора канала по LVDS-интерфейсу передается на векторный генератор МХG, где преобразуется в аналоговую форму и переносится на несущую частоту. Сформированный сигнал на выходе генератора поступает на плату B210 для последующей обработки в приемнике. Эмулятор РХВ [31] в реальном времени моделирует в цифровом виде широкий спектр явлений при распространении радиоволн.

Поясим работу стенда на примере реализации приемника и передатчика сигналов ФМ-4, реализованного ранее.

### 7.6.2. ЭМУЛЯЦИЯ РАДИОКАНАЛА СВЯЗИ С АБГШ

Для эмуляции радиоканала связи с АБГШ используется следующая последовательность действий.

#### УКАЗАНИЯ К НАСТРОЙКЕ ПОРТОВ ЭМУЛЯТОРА РХВ.

При запуске эмулятора РХВ автоматически загружается главное конфигурационное окно. Для построения схемы эмуляции канала с внешним приемником и передатчиком на левой боковой панели «Configuration Browser» главного окна меню «Predefined Configurations» выбирается «Fade (ext in) -> 1 Channel» (рис. 7.127).

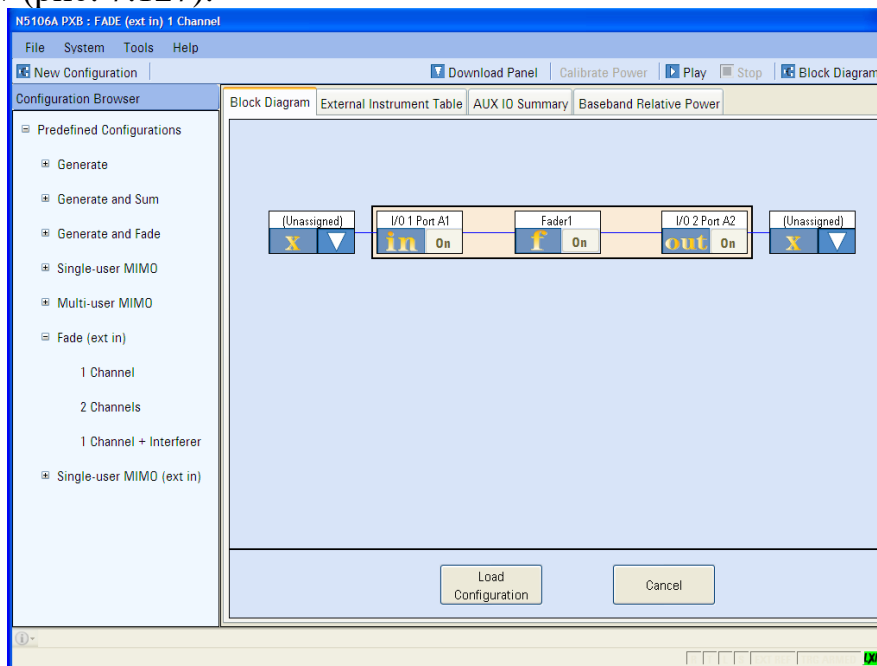


Рис. 7.127. Главное конфигурационное окно РХВ

В открывшемся окне необходимо настроить подключение внешних устройств (ЕХА и МХG). Левый блок «Unassigned» является портом для подключения ЕХА, т.е. является входом эмулируемого канала. Для его

настройке используется следующая последовательность действий: а) вызвать окно настройки блока, нажав на белый треугольник; б) в окне «Assign External Instrument» в поле «Instrument» из выпадающего меню выбрать необходимый прибор EXA (в данной схеме EXA2); в) в поле «IO Port Name» выбрать номер порта цифрового интерфейса LVDS, к которому подключен нужный прибор (в данной схеме А2). Подключение приборов к PXB и расположение портов можно посмотреть на задней панели эмулятора; г) в поле «IO Port Type» выбрать тип порта «LVDS»; д) при установке настроек и нажатии кнопки ОК конфигурация сохраняется и в общей схеме блоку «Unassigned» назначается имя прибора и его графическое изображение.

Аналогично настраивается правый блок «Unassigned», который является выходом эмулируемого канала для подключения MXG. В текущем примере: «Instrument» - MXG1, «IO Port Name» - B2, «IO Port Type» - LVDS. Для загрузки конфигурации подключения внешних приборов нажать кнопку «Load Configuration». Итоговая схема эмуляции представлена на рис. 7.128.

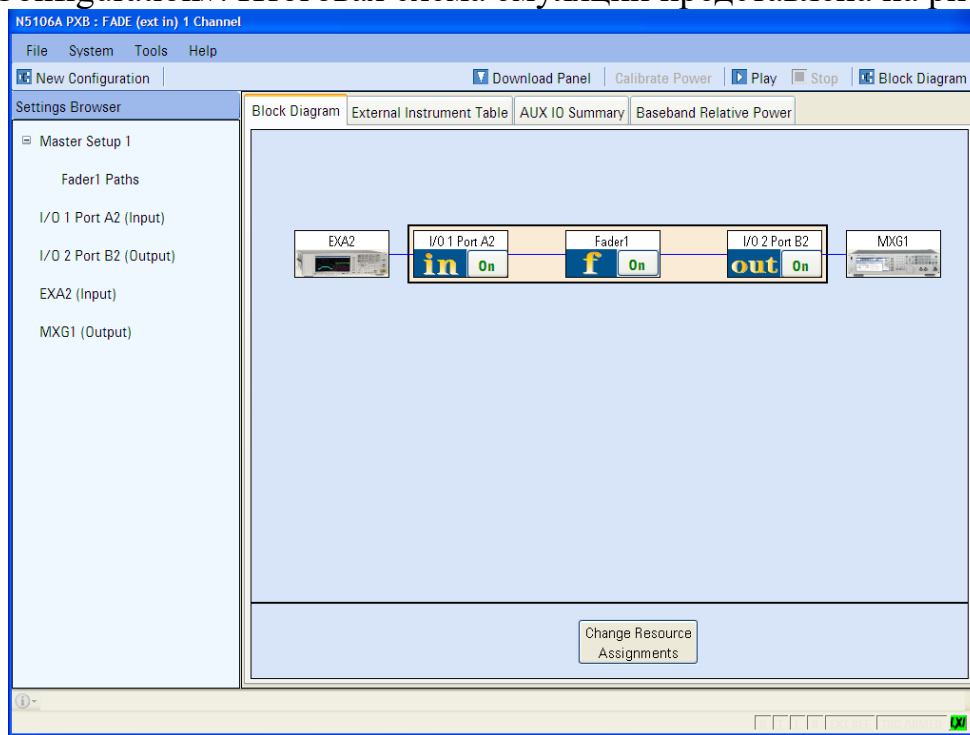


Рис. 7.128. Схема подключения внешних приборов

После загрузки конфигурации необходимо установить значение рабочей частоты (рис. 7.129): в блоке EXA (EXA2) в поле «Center Frequency» установить значение рабочей частоты (в данном приеме 433 МГц). Значение частоты автоматически установится в настройках MXG (MXG1), контроль приборов EXA и MXG осуществляется только с PXB.

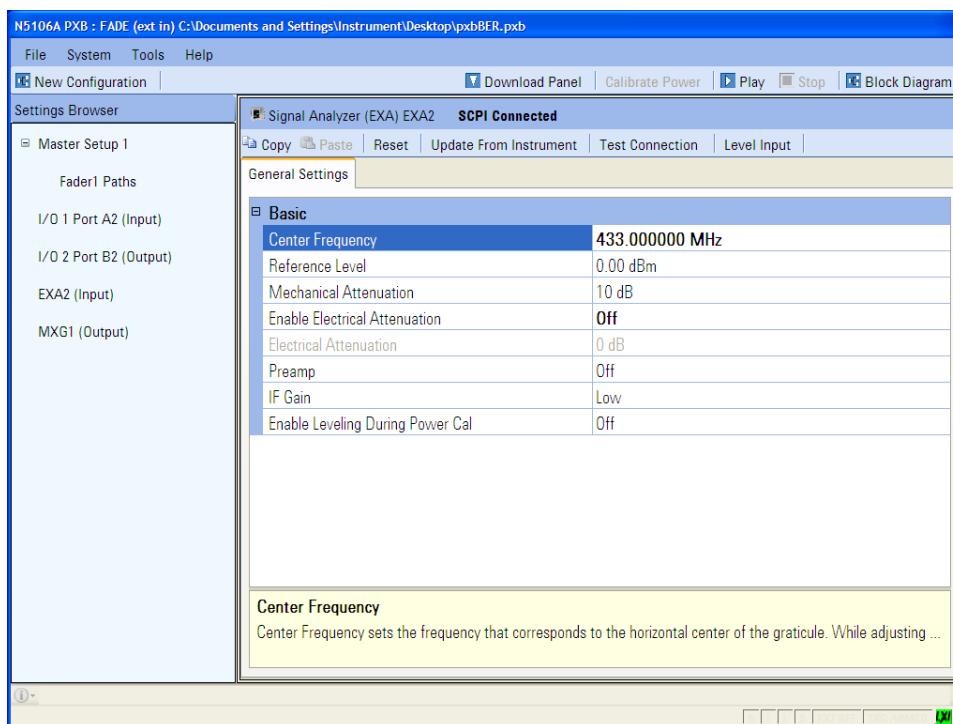


Рис. 7.129. Установка рабочей частоты

Для возврата к основному окну блок-схемы в правом верхнем углу следует нажать «Block Diagram». Для переключения между настройками блоков следует пользоваться левой боковой панелью «Settings Browser».

#### УКАЗАНИЯ К НАСТРОЙКЕ КАНАЛА АБГШ В ЭМУЛЯТОРЕ.

Настройка АБГШ осуществляется в блоке I/O 2 Port B2 на вкладке «AWGN Settings» (рис. 7.130).

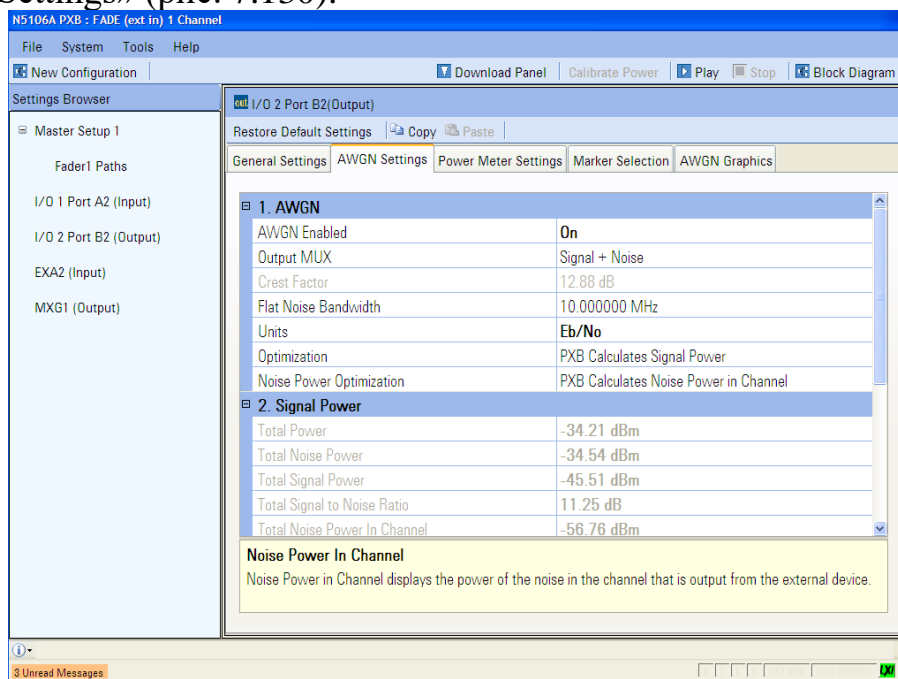


Рис. 7.130 Настройка режима работы с АБГШ

Для активации АБГШ в блоке настроек «1. AWGN» выставляются следующие параметры: а) в поле «AWGN Enabled» установить значение «On»; б) в поле «Output MUX» установить значение «Signal + Noise», т.е. передача на выход сигнала с добавлением шума (также есть возможность подать на выход отдельно сигнал и отдельно шум); в) в поле «Flat Noise Bandwidth» установить значение шумовой полосы (в данном примере 10 МГц), которое значительно шире полосы передаваемого сигнала; г) в поле «Units» выбрать  $E_b/N_0$ ; д) значения остальных полей данного блока оставить по умолчанию.

Для установки текущих параметров АБГШ канала в блоке настроек «3. Input 1» (рис. 7.131) следует установить следующие параметры: а) в поле «Noise Integration Bandwidth» установить значение, равное ширине полосы полезного сигнала (в данном примере 75кГц); б) в поле «Bit Rate» установить значение битовой скорости передаваемого сигнала (в данном примере 100 кбит/с); в) в поле « $E_b/N_0$ » выставляется необходимое значение ОСШ в дБ. Значения остальных полей данного блока оставить по умолчанию.

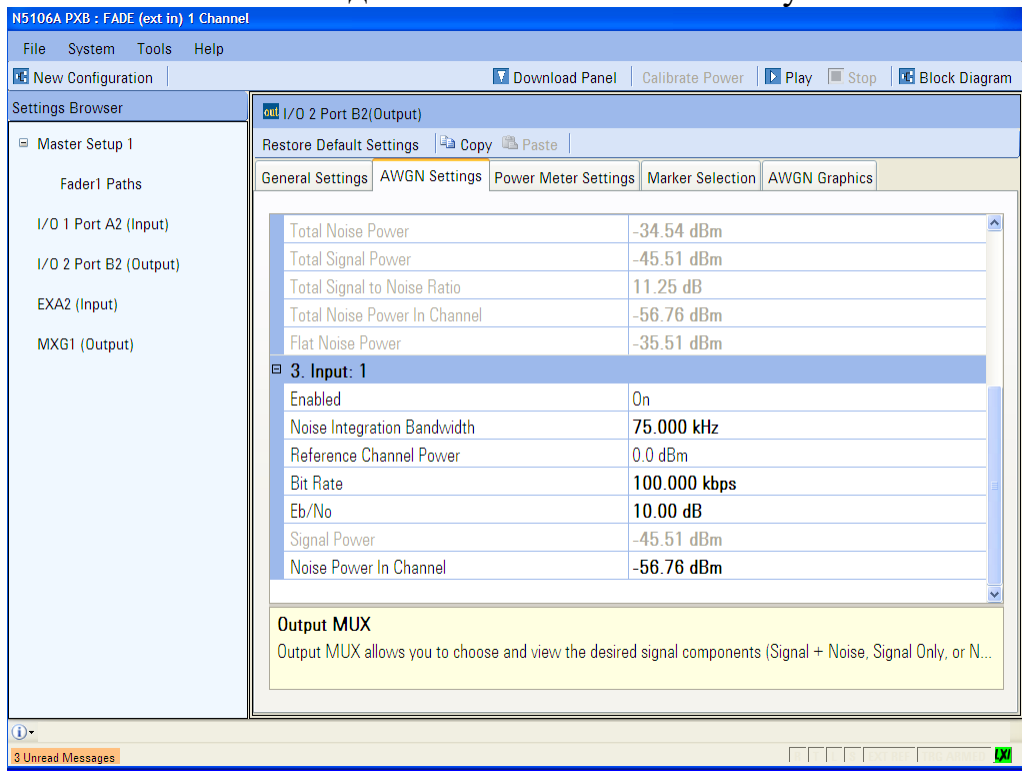


Рис. 7.131. Настройка параметров канала с АБГШ

#### УКАЗАНИЯ К ЗАПУСКУ ЭМУЛЯТОРА.

Для запуска испытательного стенда следует выполнить следующую последовательность действий: а) запустить схему передатчика в Matlab/Simulink. При корректном запуске схемы на спектрограмме EXA2 отображается передаваемый сигнал; б) запустить эмулятор канала PXB нажатием кнопки «Play» в верхней части главного окна конфигурации; при корректном запуске в нижней части экрана не должно быть сообщений об



ошибках, а в верхней части загорается кнопка «Stop»; на дополнительном анализаторе спектра EXA1 в режиме VSA можно наблюдать спектр и созвездие сигнала на выходе эмулятора канала; в) запустить схему приемника в Matlab/Simulink; при корректном запуске схемы можно наблюдать сигнальное созвездие и показания BER; значение  $E_b/N_0$  (SNR) можно менять в реальном времени не останавливая работу РХВ. Результаты оценки вероятности битовой ошибки для сигнала QPSK в зависимости от  $E_b/N_0$  представлены на рис. 7.132, откуда следует, что полученная в результате измерения зависимость BER отличается от теоретической на 1 дБ.

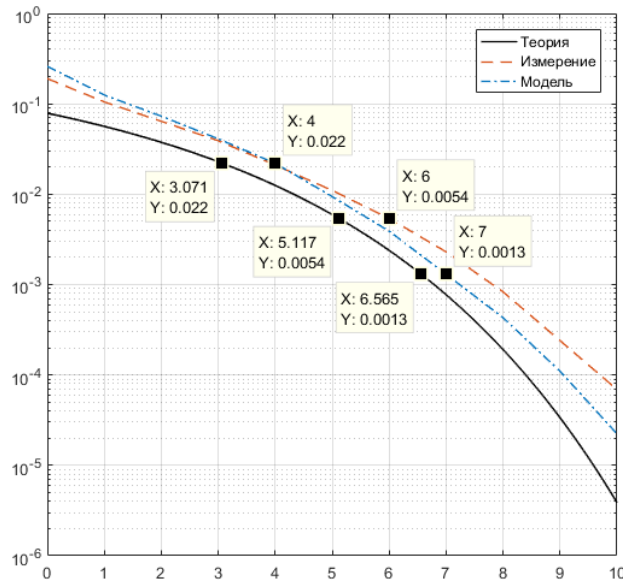


Рис. 7.132. Зависимость вероятности битовой ошибки от  $E_b/N_0$

**Поясним выбор отношения  $E_b/N_0$  в поле Units.** По умолчанию используются режим установки  $E_b/N_0$ , в котором устанавливаются все необходимые настройки для формирования канала с АБГШ. Также доступен режим установки ОСШ SNR. Взаимосвязь SNR и  $E_b/N_0$  определяется выражением:

$$\text{SNR} = E_b/N_0 - 10 \lg(\text{IBW}/R_b), \text{ дБ},$$

где IBW – Integration Bandwidth, ширина полосы полезного сигнала, Гц;  $R_b$  – битовая скорость передаваемого сигнала, бит/с. После установки всех настроек, ОСШ устанавливается в любом из имеющихся в эмуляторе режимов, при этом значение ОСШ в другом режиме автоматически пересчитывается по приведенной выше формуле (значение ОСШ при этом выводится в статусной строке сообщений в нижней части экрана РХВ).

**Поясним выбор ширина полосы полезного сигнала.** Оценка ширины полосы сигнала может быть выполнена следующим образом. Теоретический расчет, основанный на значении символьной скорости  $R_s$  передаваемого сигнала и коэффициенте сглаживания  $\alpha$  формирующего фильтра. Приведем пример расчета для следующих параметров:  $R_s=50$  ксимв/с,  $\alpha=0.5$ :

$$\text{BW} = R_s \cdot (1 + \alpha) = 50 \cdot 10^3 \cdot 1,5 = 75 \text{ кГц}.$$

Для измерения ширины полосы с помощью векторного анализатора следует выполнить следующие действия: а) спектроанализатор запустить в режиме «Spectrum Analyzer» (режим по умолчанию при включении прибора); б) на лицевой панели прибора нажать кнопку «Meas», выбрать режим Occupied BW (Выбор пунктов меню осуществляется кнопками сбоку экрана); в) на лицевой панели нажать кнопку «FREQ Channel» для установки рабочей частоты; г) на лицевой панели нажать кнопку «SPAN X Scale» и выставить ширину наблюдаемой полосы, значение которой должно быть таким, чтобы наблюдаемый сигнал полностью помещался на экран; д) измеренное значение ширины полосы сигнала отображается в поле «Occupied Bandwidth» (рис. 7.133).

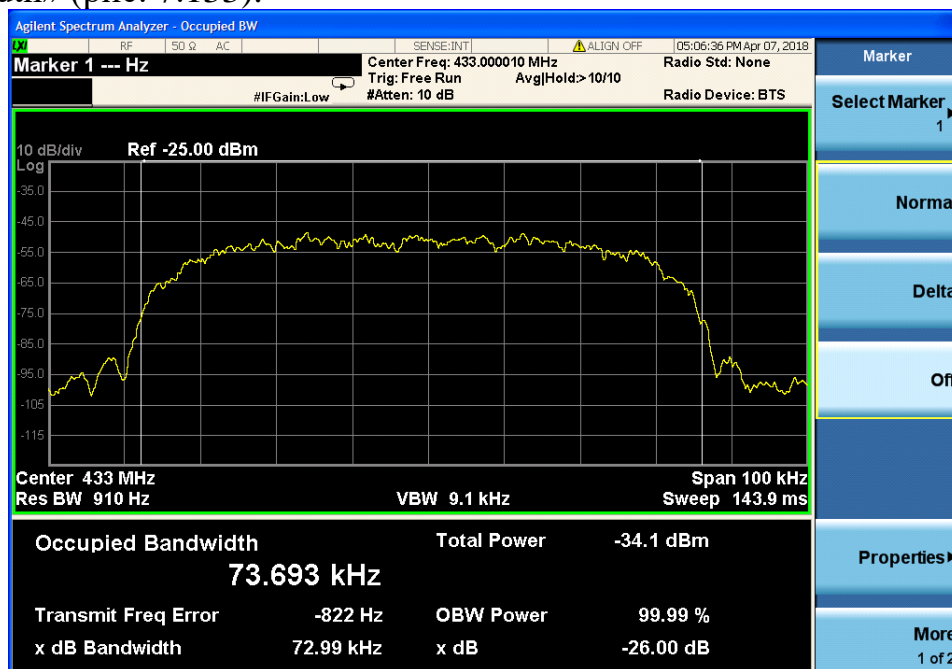


Рис. 7.133. Окно настройки анализатора спектра

Для настройки анализатора EXA в режим векторного анализа VSA следует выполнить следующую последовательность действий: а) для установки режима VSA на лицевой панели прибора нажать кнопку «Mode», в открывшемся меню выбрать 89601 VSA, далее Start 89601 B (рис. 7.134); выбор пунктов меню осуществляется кнопками сбоку экрана; б) установить настройки прибора для анализа сигналов цифровой модуляции; в верхней панели управления выбрать MeasSetup – Measurement Type: Digital Demod – Digital Demod; в) установить тип и значение символьной скорости принимаемого сигнала; в верхней панели управления выбрать MeasSetup – Digital Demod Properties; в открывшемся окне во вкладке Format в поле Format выбрать тип модуляции принимаемого сигнала, в поле Symbol Rate задать символьную скорость; г) установить центральную частоту принимаемого сигнала; в левом нижнем углу окна отображения спектра нажать ЛКМ на зна-

чение частоты поля Center, в открывшемся окне установить нужное значение; д) установить значение отображаемой полосы спектра; в правом нижнем углу окна отображения спектра нажать ЛКМ на значение ширины полосы поля Span, в открывшемся окне установить нужное значение; значение поля Span должно быть больше ширины полосы принимаемого сигнала;

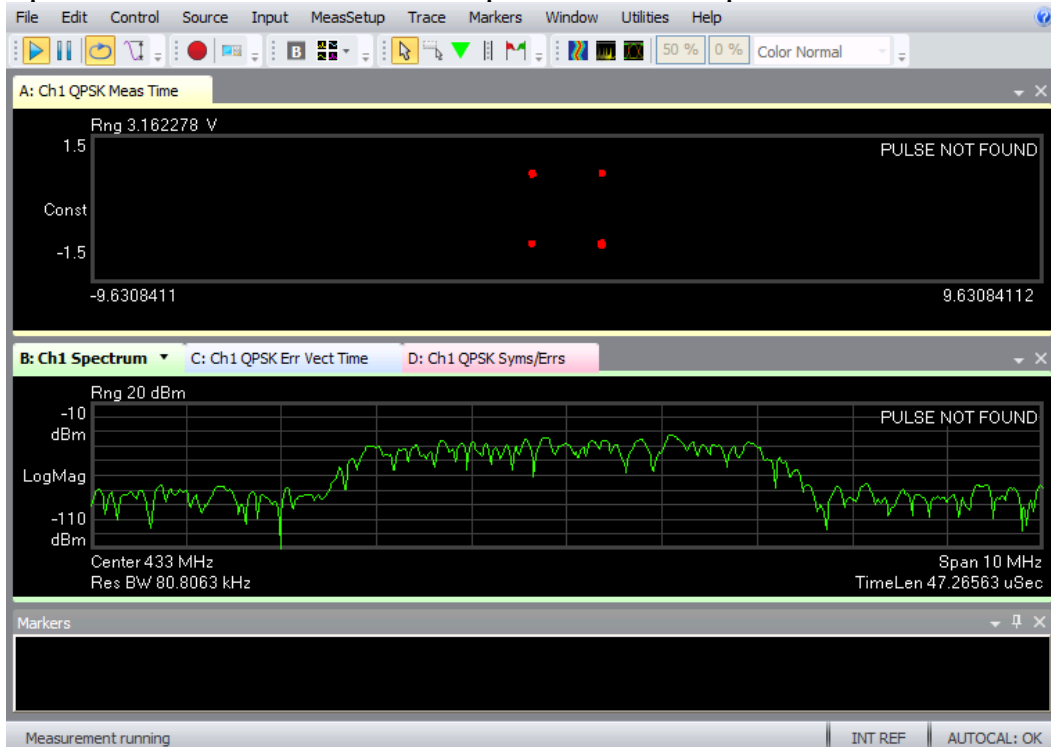


Рис. 7.134. Окно настройки анализатора спектра

### 7.6.3. ЭМУЛЯЦИЯ МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА

Настройка портов эмулятора канала РХВ и параметров АБГШ выполняется в соответствии с методикой для канала с АБГШ. Настройка параметров многолучевого канала осуществляется в блоке «Fader1» главного конфигурационного окна РХВ (рис. 7.135).

Для внесения в канал дополнительных лучей в таблице блока «Fader1» необходимо выполнить следующую последовательность действий: а) установить галочку в поле «Enabled» в строке с номером луча; б) в поле «Fading Type» установить модель замираний (в данном примере – Rayleigh); в) в поле «Delay» установить значение задержки для каждого луча; г) в поле «Loss» установить значение ослабления каждого луча (обратить внимание, что в данном случае устанавливается ослабление, а не усиление сигнала); д) в поле «Doppler Frequency» установить значение доплеровского сдвига частоты; т.к. в данном примере эмулируется статический радиоканал, то значение сдвига равно нулю. Остальные параметры оставить по умолчанию.

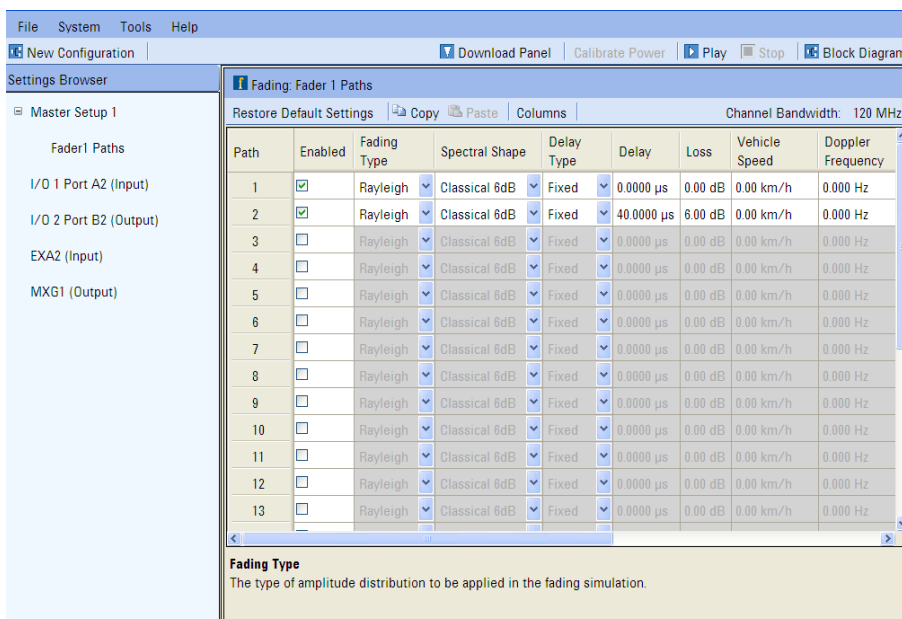


Рис. 7.135. Таблица настроек многолучевого канала

Для запуска испытательного стенда следует выполнить следующие действия: а) запустить схему передатчика в Matlab/Simulink; при корректном запуске схемы можно наблюдать на спектрограмме EXA2 передаваемый сигнал; б) запустить эмулятор канала RXB нажатием кнопки «Play» в верхней части главного окна конфигурации; при корректном запуске в нижней части экрана не должно быть сообщений об ошибках, а в верхней части загорается кнопка «Stop»; на дополнительном анализаторе спектра EXA1 в режиме VSA можно наблюдать спектр и созвездие сигнала на выходе эмулятора канала; в) запустить схему приемника в среде Matlab; при корректном запуске схемы можно наблюдать сигнальное созвездие. Проведенная эмуляция многолучевых компонентов в радиоканале иллюстрируется примерами корреляционного отклика в двухлучевом канале при  $E_b/N_0 = 10$  дБ на рис. 7.136.

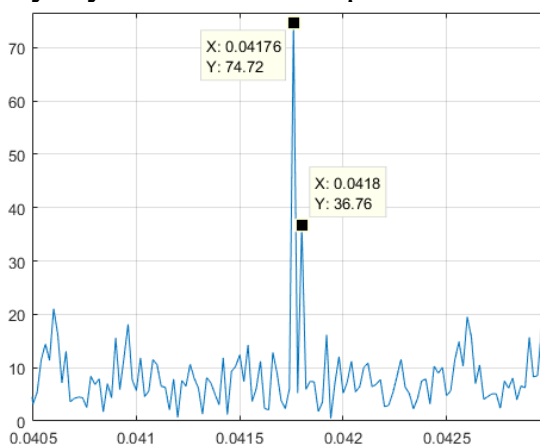


Рис. 7.136. Корреляционный отклик при  $E_b/N_0 = 10$  дБ

Анализ корреляционных откликов показал, что в канале присутствует два луча с заданными в эмуляторе параметрами задержки и ослабления.

## ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
BB	Baseband
DDC	Direct Digital Downconversion
DSP	Digital Signal Processor
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GPP	General Purpose Processor
I <sup>2</sup> C	Inter-Integrated Circuit
IF	Intermediate Frequency
LED	Light-Emitting Diode
MCX	Micro Coaxial
MPEG-TS	Moving Picture Experts Group Transmission Stream
NCO	Numerically Controlled Oscillator
LO	Local Oscillator
RF	Radio Frequency
SDR	Software-Defined Radio
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
АРМ	Автоматическая регулировка мощности
АРУ	Автоматическая регулировка усиления
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
ВЧ	Высокая частота
ГУН	Генератор управляемый напряжением
МШУ	Маломощный усилитель
ОГ	Опорный генератор
ПКР	Программно-конфигурируемое радио
ПЧ	Промежуточная частота
РЧ	Радио частота
СПО	Специализированное программное обеспечение
УМ	Усилитель мощности
ЦАП	Цифро-аналоговый преобразователь
ЦОС	Цифровая обработка сигналов
ЭМС	Электромагнитная совместимость

## СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Mitola J. The software radio architecture // *IEEE Communications Magazine*. 1995. Vol. 33. Iss. 5. PP. 26–38. DOI:10.1109/35.393001
2. Belisle C., Kovarik V., Pucker L., Turner M. The software communications architecture: two decades of software radio technology innovation // *IEEE Communications Magazine*. 2015. Vol. 53. Iss. 9. PP. 31–37. DOI:10.1109/MCOM.2015.7263343
3. Moy C., Palicot J. Software radio: a catalyst for wireless innovation // *IEEE Communications Magazine*. 2015. Vol. 53. Iss. 9. PP. 24–30. DOI:10.1109/MCOM.2015.7263342
4. Wireless Innovation Forum. URL: <https://www.wirelessinnovation.org> (дата обращения 04.03.2019)
5. Base Station System Structure. Document No. SDRF-01-P-0006-V2.0.0 // SDRF Forum. URL: [https://www.wirelessinnovation.org/assets/work\\_products/Reports/sdrf-01-p-0006-v2\\_0\\_0\\_basestation\\_systems.pdf](https://www.wirelessinnovation.org/assets/work_products/Reports/sdrf-01-p-0006-v2_0_0_basestation_systems.pdf) (дата обращения 04.03.2019)
6. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. Москва: Горячая линия-Телеком, 2013. 372 с.
7. Деменков Н.П. Модельно-ориентированное проектирование систем управления // Кафедры «Технологии программирования» Университета ИТМО [электронный ресурс]. URL: [http://is.ifmo.ru/miscellaneous/\\_matlab\\_simulink.pdf](http://is.ifmo.ru/miscellaneous/_matlab_simulink.pdf) (дата обращения: 04.03.2019)
8. Ефремов А.А., Сорокин С.С., Зенков С.М. Модельно-ориентированное проектирование – международный стандарт инженерных разработок // MATLAB. Exponenta. URL: <http://matlab.ru/upload/resources/EDU%20Conf/pp%2040-43%20Sorokin.pdf> (дата обращения: 04.03.2019)
9. MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com> (дата обращения 04.03.2019)
10. National Instruments. URL: <http://www.ni.com/ru-ru.html> (дата обращения 04.03.2019)
11. GNU Radio. The Free & Open Soft Radio Ecosystem. URL: <https://www.gnuradio.org> (дата обращения 04.03.2019)
12. Ettus Research. URL: <https://www.ettus.com> (дата обращения 04.03.2019)
13. NooElec. URL: <https://www.nooelec.com/store/sdr.html> (дата обращения 04.03.2019)
14. Bilén S.G., Wyglinski A.M., Anderson C., Cooklev T., Dietrich C.B., Farhang-Boroujeny B., et al. Software-Defined Radio: A New Paradigm for Integrated Curriculum Delivery // *IEEE Communications Magazine*. 2014. Vol. 52. Iss. 5. PP. 184–193. DOI:10.1109/MCOM.2014.6815911
15. El-Hajjar M., Nguyen Q.A., Maunder R.G., Ng S.X. Demonstrating the Practical Challenges of Wireless Communications Using USRP // *IEEE Communications Magazine*. 2014. Vol. 52. Iss. 5. PP. 184–193. DOI:10.1109/MCOM.2014.6815911
16. Petrova M., Achtzehn A., Mähönen P. System-oriented communications engineering curriculum: teaching design concepts with SDR platforms // *IEEE Communications Magazine*. 2014. Vol. 52. Iss. 5. PP. 202–209. DOI:10.1109/MCOM.2014.6815913
17. Stewart R.W., Crockett L., Atkinson D., Barlee K., Crawford D., Chalmers I., et al. A low-cost desktop software defined radio design environment using MATLAB, simulink, and the RTL-SDR // *IEEE Communications Magazine*. 2015. Vol. 53. Iss. 9. PP. 64–71. DOI:10.1109/MCOM.2015.7263347
18. Wyglinski A.M., Orofino D.P., Ettus M.N., Rondeau T.W. Revolutionizing software defined radio: case studies in hardware, software, and education // *IEEE Communications Magazine*. 2016. Vol. 54. Iss. 1. PP. 68–75. DOI:10.1109/MCOM.2016.7378428

19. Stewart R.W., Barlee K.W., Atkinson D.S.W., Crockett L.H. Software Defined Radio using MATLAB & Simulink and the RTL-SDR. Glasgow: Strathclyde Academic Media, 2015.
20. Fokin G., Volgushev D., Kireev A., Bulanov D., Lavrukhin V. Designing the MIMO SDR-based LPD transceiver for long-range robot control applications // Proceedings of the 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT, St. Petersburg, 6–8 October 2014). IEEE, 2014. PP. 456–461. DOI:10.1109/ICUMT.2014.7002144
21. Фокин Г.А., Лаврухин В.А., Волгушев Д.А., Киреев А.В. Модельно-ориентированное проектирование на основе SDR // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 60. № 2. С. 94–99.
22. Волгушев Д.Б., Киреев А.В., Фокин Г.А. Модельно-ориентированный синтез систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио // IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, 3–4 марта 2015): сборник научных статей в 2 томах. СПб: СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 50–53.
23. Фокин Г.А., Буланов Д.В., Волгушев Д.Б. Модельно-ориентированное проектирование систем радиосвязи на основе ПКР // Вестник связи. 2015. № 6. С. 26–30.
24. Mashkov G., Borisov E., Fokin G. Experimental validation of multipoint joint processing of range measurements via software-defined radio testbed // Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, PyeongChang, 31 January–3 February 2016). IEEE, 2016. PP. 268–273. DOI:10.1109/ICACT.2016.7423356
25. Mashkov G., Borisov E., Fokin G. Positioning accuracy experimental evaluation in SDR-based MLAT with joint processing of range measurements // Proceedings of the International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET, Jakarta, 3–5 October 2016). IEEE, 2016. PP. 7–12. DOI:10.1109/ICRAMET.2016.7849572
26. Борисов Е.Г., Машков Г.М., Фокин Г.А. Экспериментальный стенд оценки точности позиционирования источников радиоионизации на основе программно-конфигурируемого радио // V международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, 10–11 марта 2016): сборник научных статей в 3 томах. СПб: СПбГУТ, 2016. Т. 1. С. 120–125.
27. Фокин Г.А., Лаврухин В.А., Волгушев Д.А., Киреев А.В. Практическая реализация приемопередатчика ОФМ-2 на SDR платформе Ettus B210 в среде GNU Radio // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 99. № 3. С. 178–187.
28. Воробьев О.В., Фокин Г.А. Проект учебно-методического комплекса «Модельно-ориентированное проектирование систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио» // V Международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, 10–11 марта 2016): сборник научных статей в 3 томах. СПб: СПбГУТ, 2016. Т. 2. С. 280–284.
29. Фокин Г.А. Современные тенденции в области программно-конфигурируемого радио // VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании

- (Санкт-Петербург, 1–2 марта 2017): сборник научных статей в 4 томах. СПб: СПбГУТ, 2017. Т. 1. С. 271–276.
30. Фокин Г.А. О разработке и внедрении электронных практических занятий VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, 1–2 марта 2017): сборник научных статей в 4 томах. СПб: СПбГУТ, 2017. Т. 4. С. 319–323.
31. N5106A PXB Baseband Generator and Channel Emulator // Keysight Technologies. URL: <https://www.keysight.com/en/pdx-x201744-pn-N5106A/pxb-baseband-generator-and-channel-emulator?&cc=RU&lc=rus> (дата обращения: 04.03.2019)

**Фокин Григорий Алексеевич**

**ТЕХНОЛОГИИ  
ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО**

**Учебное пособие**

Редактор *И. И. Щенсяк*  
Компьютерная верстка

План 2019 г.

Подписано к печати  
Объем 25 усл.-печ. л. Тираж 80 экз.

Редакционно-издательский центр СПбГУТ  
191186 СПб., наб. р. Мойки, 61  
Отпечатано в СПбГУТ