

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования

Томский государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники (ТУСУР)

Кафедра радиоэлектроники и систем связи (РСС)

УТВЕРЖДАЮ  
Заведующий кафедрой РЗИ  
\_\_\_\_\_ А.В. Фатеев  
« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 г.

**Устройства приема и обработки  
дискретных и аналоговых сигналов**

Методические указания по выполнению практических работ  
для студентов направлений 11.04.01 «Радиотехника» и  
11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»

Разработчики  
Профессор кафедры РСС, д.ф.-м.н..  
\_\_\_\_\_ А. С. Задорин;  
Ст.преподаватель кафедры РСС,  
\_\_\_\_\_ А.В.Максимов  
доцент кафедры РСС, к.т.н.  
\_\_\_\_\_ И.Ю. Кузьменко  
« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 г.

**Задорин А. С., Максимов А.В., Кузьменко И.Ю.** Устройства приема и обработки дискретных и аналоговых сигналов (УПО-ДАС). Методические указания по выполнению практических работ: учебное пособие – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2019. – 144 с.

Приводятся описания практических работ по дисциплине «Устройства приема и обработки дискретных и аналоговых сигналов» для студентов-магистрантов направлениям 11.04.01 «Радиотехника» и 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»..

© Задорин А. С., Максимов А.В., Кузьменко И.Ю, 2019.

© Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2019.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ .....	3
Введение.....	6
Литература .....	10
1. Тема. Структурные схемы радиотракта аналогового приемника .....	12
Структурные схемы преобразователей с фазовым подавлением ЗК.....	17
Преобразователь Хартли.....	17
Преобразователь Уивера.....	19
Программно определяемая обработка сигнала в тракте РПрУ.....	21
Подавление ЗК комплексным цифровым фильтром.....	25
Упражнение 1. Измерение бюджетов мощностей сигнала и шумов в тракте СГПр.....	28
Задачи к упражнению.....	30
Таблица 1. Радиовещательные диапазоны.....	31
Упражнение 2. Исследование подавления ЗК фазокомпенсационным методом.....	31
Контрольные вопросы.....	34
Упражнение 3. Исследование систем ручной и автоматической регулировки усиления радиоприемника.....	34
Контрольные вопросы.....	40
Рекомендуемая литература.....	40
2. Основные параметры аналоговых радиоприемных устройств.....	42
Основные параметры аналоговых радиоприемных устройств.....	42
Различия параметров аналоговых и цифровых РПрУ по интермодуляции.....	49
Подготовка системы к работе.....	51
Модель 1. Модель линейного тракта аналогового приемника прямого усиления.....	51
Модель 2. Бюджет шумовых и передаточных характеристик тракта РПрУ.....	53
Модель 3. Тракт супергетеродинного приемника [6].....	56
Упражнение 1. Измерение линейных искажений АМ-сигнала в тракте приемника прямого усиления.....	57
Упражнение 2. Измерение амплитудной характеристики и точек пересечения $IP_3$ .....	57
Упражнение 3. Online- корректировка шум-фактора $F_{ш}$ элементов тракта.....	57
Упражнение 4. Корректировка проекта под требования ТЗ на КП.....	58
Рекомендуемая литература.....	58
3. Тема. Расчет активных LC-фильтров тракта РПрУ.....	60
Амплитудно-частотные характеристики фильтров.....	60
Характеристики колебательных контуров.....	60
Характеристики операционного усилителя - активного элемента фильтра.....	61
Упражнение 1. Подавление зеркального и соседнего каналов в тракте РПрУ.....	63
Упражнение 2. Моделирование узкополосного активного LC-фильтра в пакете MultiSim.....	65
Упражнение 3. Моделирование узкополосного активного LC-фильтра с двумя связанными контурами в пакете MultiSim.....	66
Задачи по разделу.....	67
Задание:.....	68
Рекомендуемая литература.....	68
4. Тема. Расчет активных RL-фильтров тракта РПрУ.....	69
Расчет ФНЧ.....	69
Расчет ФВЧ.....	69
Расчет активного резонансного фильтра.....	70
Расчет широкополосного полосно-пропускающего фильтра.....	72
Расчет узкополосного режекторного фильтра.....	72

Расчет широкополосного режекторного фильтра .....	73
Зависимости избирательности тракта УПЧ от порядка фильтра.....	74
Аналоговые амплитудные линеаризующие детекторы на основе операционного усилителя.....	75
Упражнение 1. Моделирование АЧХ активного ФНЧ в пакете MultiSim.....	77
Упражнение 2. Моделирование АЧХ активного ФВЧ в пакете MultiSim.....	78
Упражнение 3. Моделирование АЧХ активного ППФ в пакете MultiSim .....	79
Задачи к упражнению.....	80
Упражнение 4. Измерение шум-фактора активного фильтра в пакете MultiSim.....	80
Упражнение 5. Исследование аналоговых амплитудных линеаризующих детекторов на основе операционных усилителей в пакете MultiSim.....	82
Таблица 1. Радиовещательные диапазоны РФ.....	84
Таблица 2. Любительские КВ диапазоны .....	84
Рекомендуемая литература .....	85
5. Тема. Проектирование фильтров на ПАВ тракта РПрУ.....	86
Краткие теоретические сведения. ....	86
Методика синтеза ПАВ- фильтров .....	89
Упражнение 1. Расчет топологии ПАВ-фильтра для тракта УПЧ .....	95
Упражнение 2. Согласование ПАВ-фильтра с трактом УПЧ .....	96
Задачи к разделу .....	96
Рекомендуемая литература .....	96
6. Тема. Исследование нелинейности тракта УПО-ДАС .....	97
Краткие теоретические сведения [1] .....	97
Одночастотный входной сигнал .....	98
Двухчастотный входной сигнал.....	99
Точка 1 дБ-компрессии РПрУ.....	102
Подготовка системы к работе.....	103
Описание модели измерения АХ элементов тракта УПО-ДАС .....	104
Исследование нелинейности тракта УПО-ДАС .....	105
Исследование влияния нелинейности тракта на работу АМ-детектора .....	107
Упражнение 1. Измерения амплитудной характеристики и точек пересечения $I_{P3}$ .....	109
Упражнение 2. Online- корректировка точек пересечения элементов тракта. ....	109
Упражнение 3. Корректировка проекта под требования ТЗ. ....	109
Упражнение 4. Расчет зависимости $I_{P3}$ тракта РПрУ от глубины АМ- модуляции. ....	109
Задачи к разделу .....	109
Рекомендуемая литература .....	110
7. Тема. Обработка сигналов с цифровой модуляцией в тракте УПО-ДАС .....	111
Краткие теоретические сведения [4] .....	111
Цифровые виды модуляции.....	116
Амплитудные виды модуляции (OOK, ASK) .....	116
Фазовые виды модуляции (BPSK, QPSK, M-PSK).....	118
Двоичная фазовая модуляция (BPSK – Binary Phase Shift Keying) .....	118
Квадратурная фазовая модуляция (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying).....	119
Многопозиционная фазовая модуляция (M-PSK).....	120
Амплитудно-фазовые виды модуляции (QAM) .....	121
Частотные виды модуляции (FSK, MSK, M-FSK, GFSK, GMSK).....	122
Многопозиционная частотная модуляция (M-FSK).....	123
Частотная модуляция с минимальным сдвигом (MSK).....	123
Сравнение различных видов модуляции.....	125
Модель системы связи с модуляцией BPSK и каналом с АБГШ .....	128
Упражнение 1. Наблюдение временной формы сигналов.....	131
Упражнение 2. Измерение спектра сигналов с цифровой модуляцией. ....	133

Упражнение 3. Наблюдение сигнальных созвездий .....	134
Упражнение 4. Измерение вероятности ошибки на бит.....	134
Работа №2. Модель ЦТКС с искажениями ФЧХ в канале связи .....	135
Упражнение 1. Трансляция по каналу комплексной огибающей сигнала.....	136
Упражнение 2. Трансляция по каналу действительной составляющей сигнала.....	137
Задачи к разделу .....	138
Рекомендуемая литература .....	138
8. Тема. Приемник АМ-сигнала на базе NI USRP-2920 .....	139
Краткие теоретические сведения .....	139
Упражнение 1. Формирование, прием и обработка АМ- сигнала в USRP-2920.....	141
Контрольные вопросы к разделу.....	143
Таблица 1. Технические характеристики USRP-2920.....	143
Рекомендуемая литература .....	144

## Введение

Современное радиоприемное устройство (РПрУ) представляет собой сложную систему, характеризуемую большим числом взаимосвязанных параметров, поэтому на всех стадиях его исследования и проектирования целесообразно использовать системный подход [1]. Он заключается в применении определенной последовательности проектирования и использовании методов синтеза и оптимизации, позволяющих получить оптимальную систему при заданных критериях ее качества [2].

Разработка РПрУ ведется в соответствии с системной иерархией от более сложного, к простому, от более общего представления к детализации. В прикладном понимании радиотехнической системой называется комплекс радиоэлектронной аппаратуры, предназначенный для решения определенных задач [3]. В иерархии радиотехнической системы ее составные части располагаются в порядке проектирования сверху вниз по степени убывания сложности, например: верхний, 5-й уровень иерархии системы, описывается *эскизным проектом* и *схемой общей*, определяющей составные части системы и их соединением между собой. Четвертый уровень иерархии описывается *структурной схемой* блока, третий - *принципиальной схемой функционального узла*, второй уровень иерархии - *схемой соединений (монтажной)* [1]. Таким образом, исходные данные для проектирования РПрУ формулируются в процессе разработки системы, в которую это устройство входит.

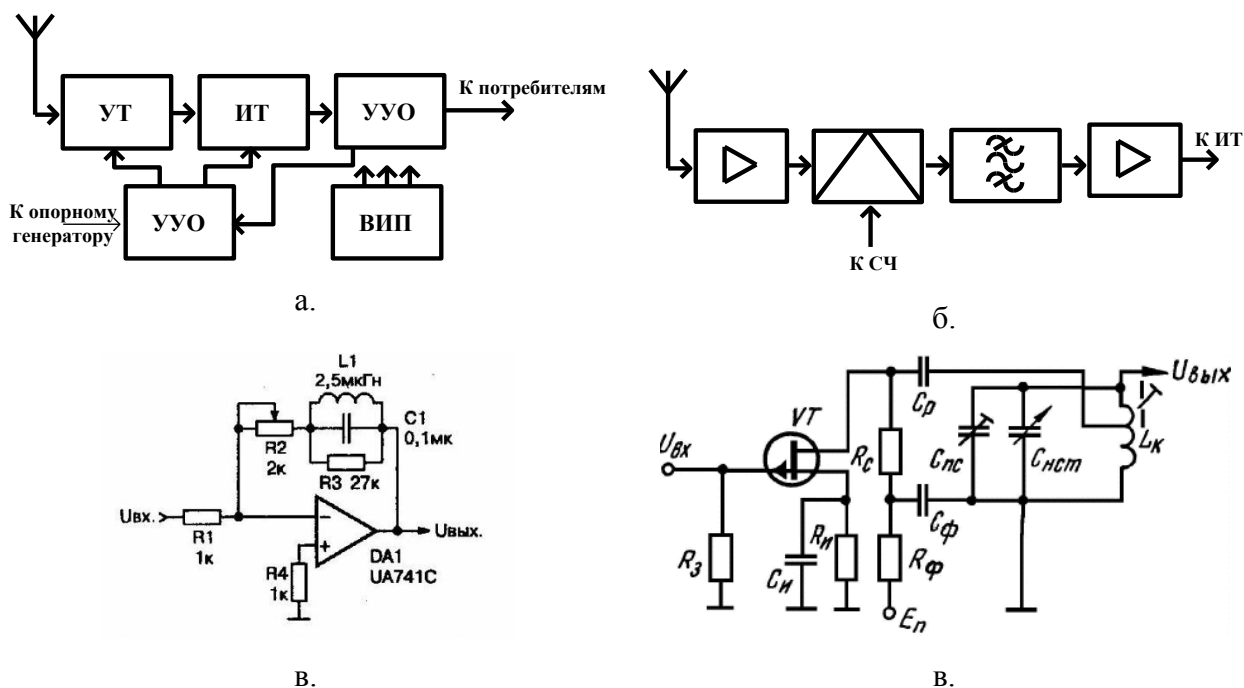


Рис. 1. Примеры структурных схем 3-го (а), 2-го (б) и 1 го (в) уровней иерархии РПрУ [1]

Примерную структурную схему приемного устройства можно изобразить в виде пяти функциональных блоков (трактов, рис. 1а). Усилительный (усилительно-

преобразовательный УТ) тракт принимает сигнал от антенны, отфильтровывает его от помех, смещает спектр входного сигнала на промежуточную частоту, на которой производится основная обработка сигнала, усиливает его.

Под **обработкой сигнала** здесь и далее мы будем понимать все преобразования сигнала (усиление, фильтрацию, ограничение, демодуляцию, регенерацию и т. д.), которые производятся в РПрУ для выделения из сигнала заложенной в нем информации.

В состав **усилительного тракта** могут входить вспомогательные узлы - система АРУ, ограничитель, логарифмический усилитель и т. п., влияющие на амплитудную характеристику усилительного тракта, но не вносящие искажений в принимаемую информацию.

**Информационный тракт** (ИТ) производит основную обработку сигнала. Он включает оптимальный фильтр, в значительной степени определяющий помехоустойчивость РПрУ, демодулятор сигнала, а также цепи последетекторной обработки. В состав информационного тракта могут также входить вспомогательные узлы - следящие системы автоматической подстройки фазы или частоты.

Синтезатор частот (СЧ) или **гетеродинный тракт** преобразует частоту внешнего или собственного опорного генератора и формирует из него сетки частот, необходимые для работы преобразователей частоты УТ. Синтезатор позволяет перестраивать приемное устройство на другую входную частоту. Отдельные синтезаторы могут входить в состав следящих систем. Кроме того, синтезатор может формировать сетки частот, необходимые для работы цифровых устройств обработки сигнала.

**Устройство управления и отображения** (УУО) реализует в автономном режиме заданный алгоритм работы приемного устройства - включение и выключение, поиск и выбор сигнала, адаптацию к меняющимся условиям работы и т. п., т.е. позволяет оператору вручную управлять приемным устройством и производит отображение состояния и качества работы устройства на соответствующих индикаторах.

Наконец, вторичный источник питания (ВИП) предназначен для преобразования энергии первичного источника в форму, удобную для использования непосредственно РПрУ.

Если перейти на следующий уровень иерархии, то, например, структурную схему литейного тракта можно изобразить в виде совокупности типовых функциональных узлов - усилителей, преобразователей частоты, устройства АРУ и т. п. (рис. 1 б).

Наконец, каждый типовой функциональный узел может быть представлен соединением нескольких операционных звеньев (элементарных функциональных узлов - рис. 1 в). **Операционное звено** - это устройство, производящее над электрическими

сигналами операцию, соответствующую одной или нескольким алгебраическим операциям - умножение на постоянный коэффициент (усиление), перемножение двух сигналов, интегрирование и т. д. [1]. Примерами операционных звеньев являются отдельный каскад широкополосного усилителя, частотный фильтр, инвертор, аналоговый перемножитель сигналов и т. п.

В процессе синтеза функциональных узлов РПУ часто реальное операционное звено заменяется его идеальным аналогом - устройством, параметры которого не зависят от источника сигнала и нагрузки, а функционирование описывается алгебраическим выражением (рис. 1 в). Это позволяет синтезировать структуру типовых функциональных узлов и блоков, не привязываясь к параметрам конкретных ИС, а в дальнейшем, учтя эти параметры, перейти к реальной оптимизированной структуре прибора

Можно показать, что для построения всех операционных звеньев в аналоговой технике (при известном частотном ограничении) достаточно использовать два звена - усилитель с инвертированием выходного сигнала и перемножитель сигналов [1]. Для придания этим звеньям свойств других звеньев к ним соответствующим образом подключаются линейные двухполюсники - активные или реактивные сопротивления. Для реализации разрывных функций (ограничения сигнала) - необходим также нелинейный двухполюсник - идеальный диод. Перечисленная совокупность двух операционных звеньев в сочетании с линейным и нелинейным двухполюсниками образует минимальную функционально полную систему аналоговых звеньев, на которых можно реализовать все функциональные узлы приемных устройств.

В цифровой технике минимальную функционально полную систему образуют логические схемы, производящие простейшие операции математической логики - операции конъюнкции (И), дизъюнкции (ИЛИ) и инверсии (НЕ) [1].

Настоящее пособие предназначено для проведения практических работ по дисциплине УПО-ДАС для студентов магистрантов направлений 11.04.01 «Радиотехника» и 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», нацеленных на развитие у студентов компетенции по исследованию и проектированию РПрУ на всех системных иерархических уровнях рис.1.

Тематика работ охватывает все основные разделы дисциплины и направлена на закрепление и самостоятельное освоение знаний, полученных на лекциях по курсу «Устройства приема и обработки дискретных и аналоговых сигналов» (УПО-ДАС). Данные устройства являются одной из основных составных частей любой радиотехнической системы. Новые технологии в их проектировании и изготовлении ориентированы на использование в составе УПО-ДАС специализированных цифровых



процессоров, выполняющих большинство операций по обработке сигнала. Эта обработка обычно реализуется программно и сосредоточена в цифровой части устройства - процессоре цифровой обработки сигнала (Digital Signal Processor – DSP) или программируемой логической микросхеме (ПЛИС). Ввиду этого достигается значительно большая функциональность цифровых систем по сравнению с аналоговыми, так как смена выполняемых функций, стандарта связи, вида модуляции, обновление алгоритмов обработки до более современной версии осуществляется простой перезагрузкой программы или выполнением отдельной ее ветви. Эффективным способом решения задач системного моделирования и проектирования указанных устройств является использование соответствующих систем автоматизированного проектирования (САПР).

Одной из таких систем является среда AWR Visual System Simulator (AWR VSS) [1]. Данный пакет, вместе с интегрированными в NI AWR (Applied Wave Research) Design Environment программами Microwave Office (MWO) и Analog Office (AO), позволяет, не покидая среду проектирования, использовать MWO и AO проекты отдельных в разработке сложных систем. Пакет VSS хорошо совместим с учебными задачами [2,3]. Он позволяет разрабатывать и анализировать end-to-end системы связи, исследовать разнообразные схемы кодирования и модуляции сигналов, методы измерения их параметров, а также производительность устройств на системном уровне. С его помощью можно проводить симуляции работы УПО-ДАС, построенных из базовых блоков, входящих в состав системы. Состав измерительных средств VSS позволяет проводить постановку “виртуальных экспериментов”, т.е. моделировать все блоки передатчика, приемника, и канала связи. Таким образом, можно оценивать поведение систем и измерять их характеристики - кривую коэффициента битовых ошибок (BER), ослабления мощности по соседнему каналу (ACPR), сигнальные созвездия, спектр мощности и так далее. VSS обеспечивает подстройку исследуемой схемы в режиме реального времени и наблюдать результаты корректировки ее параметров сразу на экране монитора. Для такой настройки среда имеет средство “Variable tuner”- изменения в реальном времени всех параметров схемы с наблюдением того, как это отражается на графиках.

Visual System Simulator построен как *система цифровой обработки сигналов*. Это означает, что все сигналы в системе являются цифровыми, т.е. представляют собой поток отсчетов. При этом точность моделирования задается частотой дискретизации. Блоки системы, независимо от того, являются они аналоговыми или цифровыми, представлены моделями цифровой обработки сигналов. Таким образом, в системе осуществляется непосредственное статистическое моделирование систем связи и радиоэлектронных устройств.

Настоящие работы по исследованию и проектированию УПО-ДАС основываются также на применении пакетов LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) и Multisim компании National Instruments. Первый из них позволяет разрабатывать прикладное программное обеспечение для организации взаимодействия с измерительной и управляющей аппаратурой, сбора, обработки и отображения информации и результатов расчетов, а также моделирования как отдельных объектов, так и автоматизированных систем в целом [5]. Программа Multisim является одной из наиболее простых и легко осваиваемых студентами программ, содержащих контрольно-измерительные приборы для логического моделирования электрических, электронных схем и цифровых устройств. Особенность данной программы – это наличие в ней контрольно-измерительных приборов, которые по организации управления, характеристикам и внешнему виду максимально приближены к их промышленным аналогам.

Важной задачей настоящего курса является практикум по прототипированию УПО-ДАС (**прототипирование** - [англ. prototyping](#) от др.-греч. πρῶτος — первый и τύπος — отпечаток, оттиск; первообраз) т.е. быстрая «черновая» реализация базовой функциональности для анализа работы системы в целом). В данном практикуме данная операция реализована на основе программно определяемой радиосистемы (Software-defined radio, SDR – радиосредства, алгоритмы работы которых определяются программным обеспечением) представляющей собой радиосистему NI USRP-2920, в которой функции физического уровня частично или полностью задаются программно. На этапе прототипирования малыми усилиями создается работающая система (возможно неэффективно, с ошибками, и не в полной мере), позволяющая более детально изучить работу устройства системы. В рамках решения данной задачи обсуждаются SDR-проекты по сборке и настройке NI USRP алгоритма фильтрации, демодуляции аналоговых АМ и FM-сигналов, цифровых каналов передачи и др.

Большая часть предлагаемых работ рекомендуется для самостоятельного домашнего выполнения.

### **Литература**

1. Банков В.Н., Л.Г. Барулин и др. Радиоприёмные устройства / Под ред. Л.Г. Барулина. – М.: Радио и Связь, 1984.
2. Тарасенко Ф.П. Прикладной системный анализ : учебное пособие / - М. : КНОРУС, 2010. 224 с.

3. ГОСТ Р 52003-20 Уровни разукрупнения радиоэлектронных средств. Термины и определения.
4. Руководство по Visual System Simulator NI AWR Design Environment v14 Edition ([https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS\\_Getting\\_Started\\_ru.pdf](https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS_Getting_Started_ru.pdf))
5. А.А.Курушин. Практикум проектирования СВЧ устройств с помощью программы Microwave Office. Электронная книга. Часть 5. М., 2011,2016. – 171 с. ([http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum\\_proektirovaniija\\_svch\\_ustrojstv\\_s\\_pomoshhju\\_programmy\\_microwave\\_office/1-1-0-30](http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum_proektirovaniija_svch_ustrojstv_s_pomoshhju_programmy_microwave_office/1-1-0-30))
3. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В.Д. Разевига. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
6. Выбор оптимального метода модуляции сигнала в современных цифровых системах радиосвязи. Моделирование в среде AWR Design Environment. Московский государственный университет. М. 2008.
7. Ю. К. Евдокимов, В. Р. Линдваль, Г. И. Щербаков. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора / - М. : ДМК пресс, 2010. - 400 с. - ISBN 5-94074-346-3.
8. Шестеркин, А.Н. Система моделирования и исследования радиоэлектронных устройств Multisim 10 [Электронный ресурс] /– М.: ДМК Пресс, 2012. - 360 с.
9. Образовательный стандарт вуза ОС ТУСУР 01-2013. Работы студенческие по направлениям подготовки и специальностям технического профиля. Общие требования и правила оформления.

## 1. Тема. Структурные схемы радиотракта аналогового приемника

*Радиоприемное устройство* (РПрУ) - это комплекс электрических цепей, функциональных узлов и блоков, предназначенный для улавливания распространяющихся в открытом пространстве электромагнитных колебаний искусственного или естественного происхождения в радиочастотном и оптическом диапазонах и преобразования их к виду, обеспечивающему использование содержащейся в них информации [1]. Радиоприемные устройства являются важнейшими составными частями всех радиосистем, в том числе радиосвязи, радиовещания и телевидения, относящихся по информационному назначению к классу систем передачи информации из одних пунктов пространства в другие. В РПрУ подлежащая передаче информация в виде сообщения той или иной физической природы преобразуется в соответствующий электрический сигнал, который непосредственно или после кодирования модулирует высокочастотное несущее колебание, образуя радиосигнал. С помощью передающей антенны энергия радиосигнала преобразуется в энергию электромагнитного поля, распространяющегося в виде электромагнитных волн в окружающем пространстве. Посредством приемной антенны энергия сильно ослабленного в месте приема электромагнитного поля высокой частоты преобразуется в энергию электрических колебаний, являющихся входным сигналом для собственно приемника. На выходе РПрУ в результате обратного электрофизического преобразования сигнал представляется в виде, необходимом для потребителя информации.

Простейшая структурная схема усилительного тракта (УТ) РПрУ, реализующих его основные функции, представлена на рис.1 [1]. Принятый антенной радиосигнал с частотой  $f_c$  поступает в тракт высокой частоты (ТВЧ), в котором осуществляются частотная избирательность и усиление, возможно преобразование частоты, амплитудная и временная избирательность. Детектор (Д) преобразует принимаемые модулированные сигналы в напряжение, соответствующее передаваемому сообщению. В тракте частоты модуляции  $F_m$  (ТЧМ) реализуется последетекторная обработка сигналов: усиление, дополнительные преобразования для ослабления действия помех, декодирование и разделение сообщений.

Структурные схемы РПрУ различаются, прежде всего построением ТВЧ. Наиболее простым является принцип построения *приемника прямого детектирования* (детекторного), структурная схема которого представлена на рис. 1а. Здесь входная цепь (ВЦ) в виде резонансной системы или фильтра обеспечивает частотную избирательность РПрУ, настройка на частоту принимаемого сигнала осуществляется перестройкой или переключением ВЦ. Принципиальным является отсутствие усиления сигнала до детектора, ведущее к серьезному упрощению устройства приемника, но одновременно

обуславливающее его низкую чувствительность и избирательность. Указанные недостатки такой схемы не устраняются наличием усилителя частоты модуляции (УЧМ). Вследствие этого в настоящее время РПрУ прямого детектирования применяются практически лишь в миллиметровом, дециметровом и оптическом диапазонах волн.

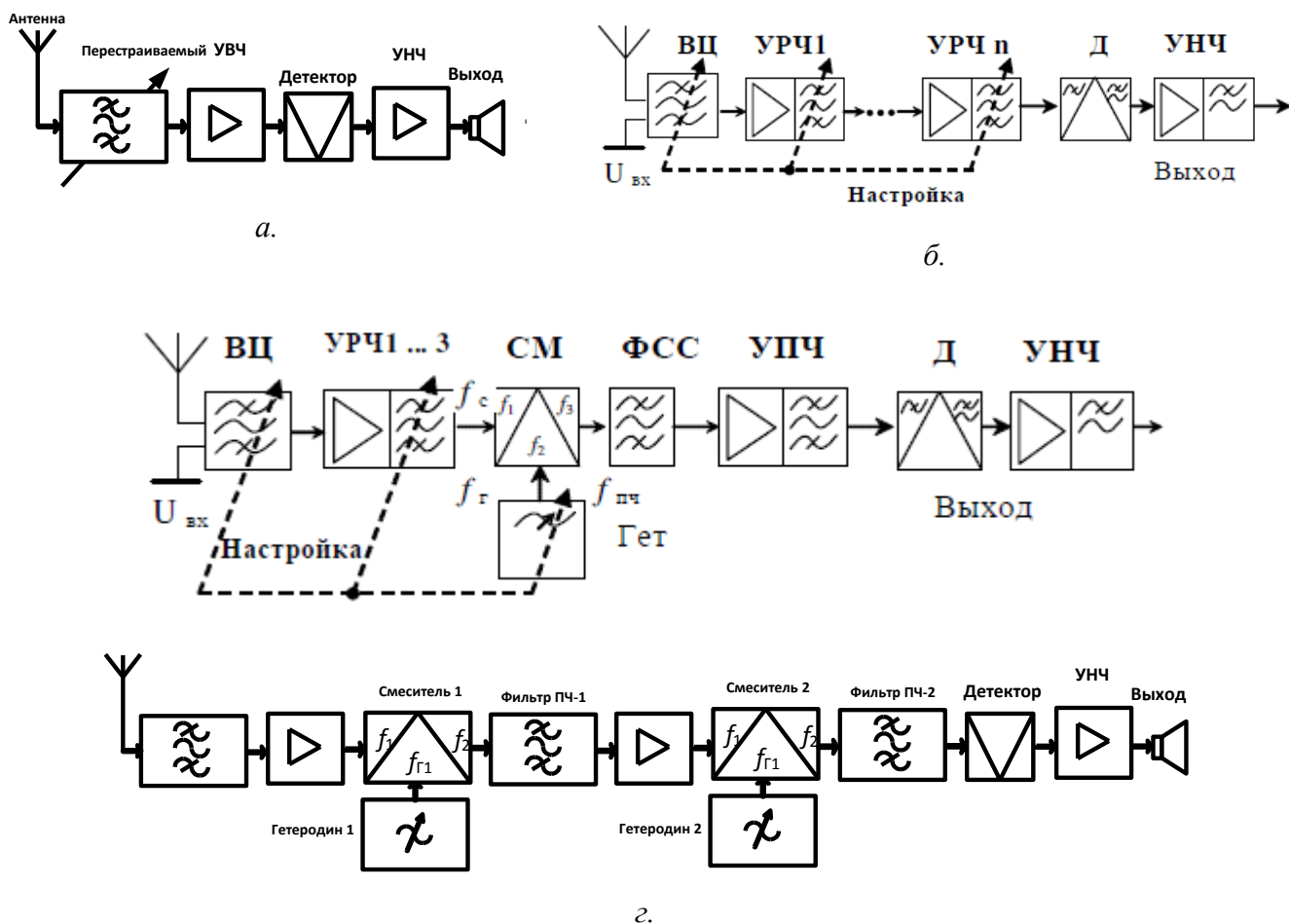


Рис.1. Структурные схемы усилительного тракта РПрУ

Схема *приемника прямого усиления* представлена на рис. 1, б. От описанного выше этот приемник отличается наличием усилителя радиочастоты (УРЧ) и, как следствие, значительно большими чувствительностью и избирательностью. Входная цепь и избирательные цепи УРЧ настроены на частоту принимаемого радиосигнала, на которой и осуществляется усиление, причем ВЦ обеспечивает предварительную, а УРЧ основную частотную избирательность и значительное усиление сигнала. В диапазонах, в которых определяющую роль в чувствительности РПрУ играют его собственные шумы, в качестве УРЧ используют мал шумящий усилитель (МШУ). Перестройка такого приемника по частоте требует согласованной перестройки всех резонансных систем ВЦ и УРЧ.

Существенное улучшение большинства показателей РПрУ достигается на основе принципа преобразования частоты принимаемого сигнала - переноса его в частотную область, где он может быть обработан с наибольшей эффективностью. Самое широкое распространение во всех радиодиапазонах получила построенная на этом принципе схема

**супергетеродинного приемника** (рис.1.6). В таком приемнике сигналы частоты  $f_c$  преобразуются в преобразователе частоты (ПЧ), состоящем из смесителя (См) и генератора вспомогательных колебаний - гетеродина (Г), в колебания фиксированной, так называемой промежуточной частоты  $f_{пр}$  на которой и осуществляются основное усиление и частотная избирательность. Смеситель содержит нелинейный элемент или элемент с переменным параметром, поэтому в результате воздействия сигнала и колебаний гетеродина с частотой  $f_{г}$  на его выходе возникают колебания с комбинационными частотами  $f = |mf_{г} \pm nf_c|$ , где  $m, n$ - целые числа. Одна из этих комбинационных составляющих выделяется фильтром (резонансной системой) на выходе смесителя и используется в качестве новой несущей частоты выходного сигнала, усиливаемого затем усилителем промежуточной частоты (УПЧ). Обычно используется наиболее интенсивная комбинационная составляющая с  $m=1, n=1$  (простое преобразование). При этом можно использовать как разность частот  $f_{г}$  и  $f_c$  (разностное преобразование), так и их сумму (суммарное преобразование). При наиболее широко применяемом простом разностном преобразовании обычно  $f_{пр} = f_{г} - f_c$  («верхняя» настройка гетеродина), но возможна и «нижняя» настройка,  $f_{пр} = f_c - f_{г}$ . В обоих случаях  $f_{г}$  выбирается так, чтобы  $f_{пр}$  была ниже границы диапазона рабочих частот ( $f_{пр} < f_{c \min}$ ).

Для того чтобы  $f_{пр}$  оставалась постоянной при перестройке приемника в некотором диапазоне частот осуществляется сопряженная перестройка ВЦ, резонансных цепей УРЧ и гетеродина. Поскольку сигнал несет в себе полезную информацию, которая в процессе преобразования должна сохраняться. ПЧ должен быть линейным по отношению к сигналу, несмотря на принципиально нелинейный характер происходящих в нем процессов. Другими словами, при преобразовании частоты происходит перенос спектра сигнала в область промежуточной частоты без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляющих. Однако преобразование частоты обуславливает и ряд особенностей супергетеродинного приема, требующих принятия специальных мер для нейтрализации их отрицательного влияния на показатели и характеристики РПрУ. К таким особенностям относят: образование побочных каналов приема, по которым в тракт РПрУ проникают различные помехи: влияние нестабильности частоты гетеродина на настройку приемника; возможность излучения колебаний гетеродина через приемную антенну. Рассмотрим механизмы образования побочных каналов..

Приведенная выше формула для промежуточной частоты  $f_{пр} = |f_c - f_{г}|$  показывает, что для заданных значений ПЧ и частоты гетеродина всегда существует два значения частоты принимаемого входного сигнала  $f_c = f_{вх}$ , для которых выполняется данное соотношение (см. рис. 2). механизм

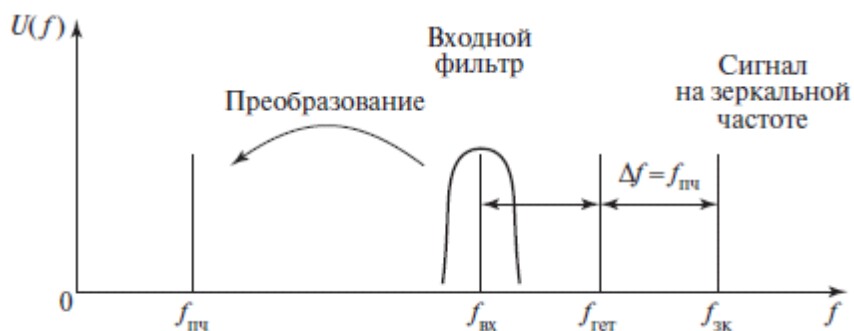


Рис. 2. Двухзначность частоты принимаемого входного сигнала при супергетеродинном приеме

Таким образом, в дополнение к желаемой частоте принимаемого сигнала всегда существуют дополнительные частоты  $f_{зк}$ , называемые *зеркальными*. Чтобы устранить эту неопределенность, входные сигналы на указанных зеркальных каналах должны быть подавлены с помощью соответствующих фильтров. Эта предварительная частотная избирательность (селекция), обеспечивается ВЦ и УРЧ, которые называют *преселектором*. При этом основная избирательность приемника реализуется в тракте промежуточной частоты. На рис. 3 показаны частотные диапазоны входного сигнала и сигнала зеркального канала для перестраиваемого приемника с низкой первой ПЧ. В случае если диапазон частот входного сигнала шире чем  $2f_{пч}$ , то диапазоны этих сигналов перекрываются, как показано на рис. 3. Таким образом, для того чтобы подавить частоту зеркального канала и избежать влияния на анализируемый входной сигнал, приходится использовать преселектор в виде перестраиваемого полосового фильтра.

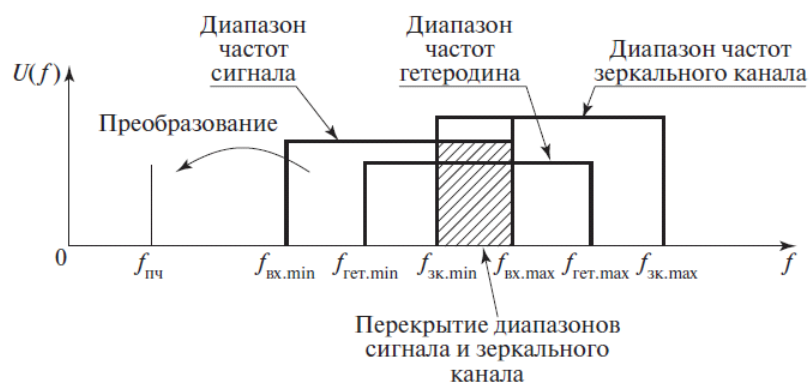


Рис. 3. Перекрытие частотных диапазонов входного и зеркального каналов в супергетеродинном приемнике

При высоких требованиях к избирательности по побочным каналам приема приходится применять двух- или трехкратное последовательное преобразование частоты, понижая ее до основной промежуточной, на которой и достигаются обычно необходимая избирательность по соседнему каналу и усиление.

Как при суммарном, так и при разностном преобразовании возможно такое преобразование частоты, когда  $f_{\text{пр}} > f_{c \text{ max}}$ . Такой супергетеродинный приемник называется **инфрадином** (рис.1.2) и отличается тем, что при его работе в диапазоне частот перестраивается только гетеродин, а преселектор может либо не перестраиваться вообще (широкополосные преселекторы), либо перестраиваться переключением входных фильтров (фильтровые преселекторы). Высокую промежуточную частоту приходится затем понижать с помощью другого преобразователя.

В данном инфрадинном приемнике с высокой верхней ПЧ диапазон частот зеркального канала расположен выше частотного диапазона входного сигнала. Поскольку частотные диапазоны входного сигнала и зеркального канала не перекрываются, то частота зеркального канала может быть легко подавлена низкочастотным фильтром с фиксированной настройкой. Преобразование частот в таком приемнике поясняется рис.4.

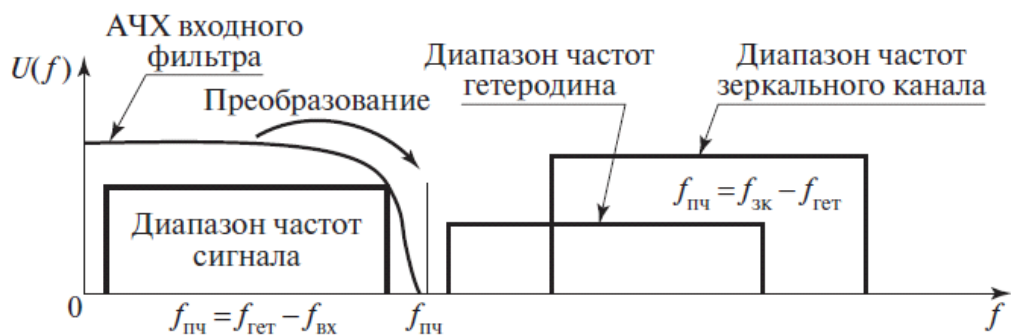


Рис. 4. Принцип подавления зеркальных частот в инфрадинном приемнике

Перенос сигнала на более низкую фиксированную частоту имеет следующие преимущества: дает возможность реализации высокого устойчивого усиления за счет ослабления роли паразитных обратных связей (ОС); обеспечивает сужение полосы пропускания без усложнения фильтрующих (резонансных) цепей; упрощение реализации УПЧ вследствие отсутствия необходимости перестройки.

Достоинствами инфрадина являются возможность существенного подавления побочных каналов за счет высокой избирательности более сложных и совершенных не перестраиваемых ВЦ, а также упрощение настройки. Недостатки - опасность перегрузки усилительных элементов широкополосных входных каскадов посторонними мешающими сигналами и повышенные требования к стабильности частоты высокочастотного гетеродина.



## Структурные схемы преобразователей с фазовым подавлением ЗК

Существует две основных структуры преобразователей с фазовым подавлением зеркальных каналов – преобразователи Хартли и Уивера [11, 12].

### Преобразователь Хартли

Структурная схема преобразователя Хартли с фазовым подавлением зеркального канала (ЗК) дана на рис. 1 [11]. В отличие от преобразователей, в которых подавление зеркального канала осуществляется с помощью фильтров, данная схема содержит два канала. Входной сигнал от антенны через УРЧ поступает на два квадратурных смесителя. С этой целью гетеродин содержит два выхода с относительным сдвигом фаз  $90^\circ$ . С этих выходов на смесители поступают сигналы  $\text{Sin}(\omega_{\text{LO}}t)$   $\text{Cos}(\omega_{\text{LO}}t)$ , где  $\omega_{\text{LO}} = 2\pi f_{\text{LO}}$  -угловая частота гетеродина. Фильтр низкой частоты (ФНЧ) выделяет результирующие низкочастотные сигналы и сдвигает сигнал в синфазном канале на  $-90^\circ$ . Таким образом, разность фазовых сдвигов в каналах преобразователя составляла также  $90^\circ$ . Затем НЧ сигналы суммируются, в результате чего зеркальный канал приема оказывается подавлен.

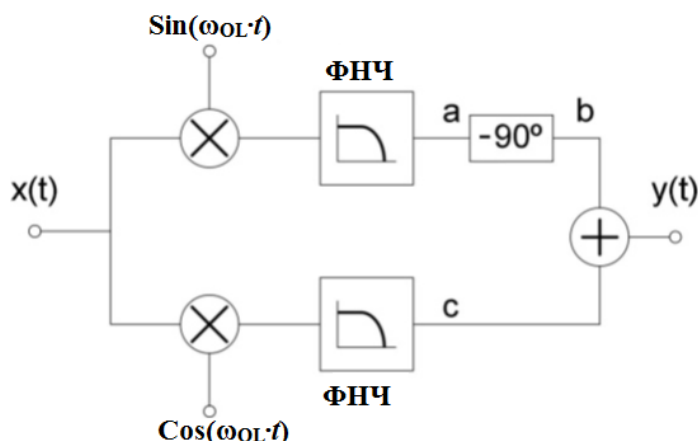


Рис. 1. Структурная схема преобразователя Хартли

Для качественного разъяснения процесса подавления, будем считать фазу сигнала и синфазных колебаний гетеродина нулевой [3]. Тогда на выходе смесителя синфазного канала сигналы промежуточной частоты (ПЧ) как от верхней – (ВБП), так и от нижней-боковых частот (НБП) будут иметь нулевую фазу. В квадратурном канале колебания гетеродина имеют относительную фазу  $-90^\circ$ . При приеме ВБП фазовый сдвиг сигнала от ВБП в квадратурном канале будет  $\Delta\varphi = 0^\circ - (-90^\circ) = 90^\circ$ . При приеме НБП  $\Delta\varphi = (-90^\circ) - 0^\circ = -90^\circ$ . Отсюда можно заключить, что при вводе в данный канал дополнительного фазового сдвига  $\Delta\varphi = 90^\circ$ , то сигналы от ВБП на входах сумматора будут синфазны, что обеспечивает их сложение на выходе преобразователя. Сигналы же от НБП на входах сумматора оказываются в противофазе, поэтому взаимно компенсируются.

Для количественного описания алгоритма работы преобразователя Хартли сигнал на его входе представим как:

$$x(t) = A_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + A_{IM} \cos(\omega_{IM}t),$$

где первый член является полезным сигналом, а второй – зеркальной частотой. Для определенности предложим нижнюю настройку гетеродина, так, что  $\omega_{IM} < \omega_{LO} < \omega_{RF}$ . В таком случае, сигналы в точках *a* и *c* на выходе смесителей схемы рис. 1 будут:

$$a(t) = -\frac{A_{RF}}{2} \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{A_{IM}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{IM})t$$

$$c(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{A_{IM}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{IM})t$$

Первый из этих сигналов, согласно, рис.1, проходит через фазовращатель и испытывает фазовый сдвиг  $\Delta\varphi = -90^\circ$ . Поэтому сигнал в точке *b* квадратурного канала, будет,

$$b(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{A_{IM}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{IM})t$$

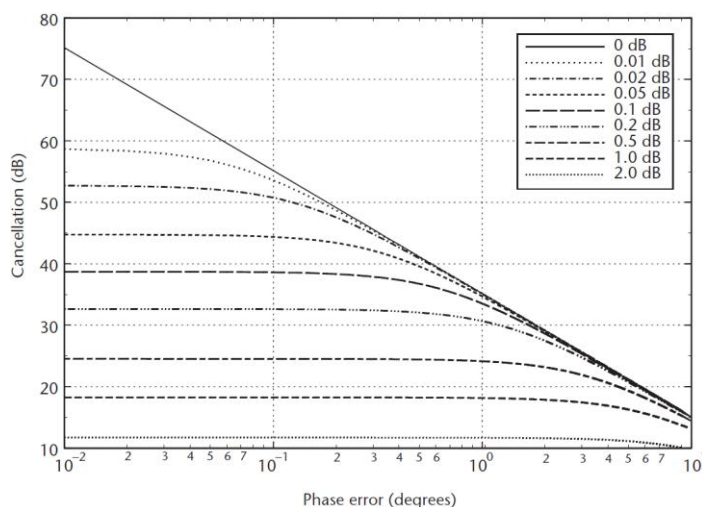


Рис. 2. Зависимость уровня подавления ЗК от фазовой и амплитудной ошибок в балансировке каналов

Сравнивая полученные выражения для сигналов  $b(t)$  и  $c(t)$  в преобразователе Хартли, заключаем, что в результате их суммирования на выходе схемы происходит подавление частоты зеркального канала и усиления рабочего сигнала,

$$y(t) = A_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t.$$

Полная компенсация ЗК в схеме рис.1, очевидно, возможна лишь при условии, что амплитуды сигналов на выходах двух модуляторов в точности совпадают, а фазовые сдвиги входных сигналов составляют точно  $90^\circ$ . На практике, разумеется, эти условия

выполняются лишь с некоторой точностью, и подавляемая боковая полоса компенсируется не полностью. Поэтому основным недостатком рассмотренного преобразователя является его чувствительность к амплитудным и фазовым ошибкам в амплитудной и фазовой балансировке в каналах схемы рис.1. График этой зависимости представлен на рис.2.

### Преобразователь Уивера

Трудностей в создании широкополосного фазовращателя удастся избежать, в представленной на рис.3 схеме преобразователя Уивера (D.K. Weaver), в значительной мере свободной от недостатков схемы Хартли [12].

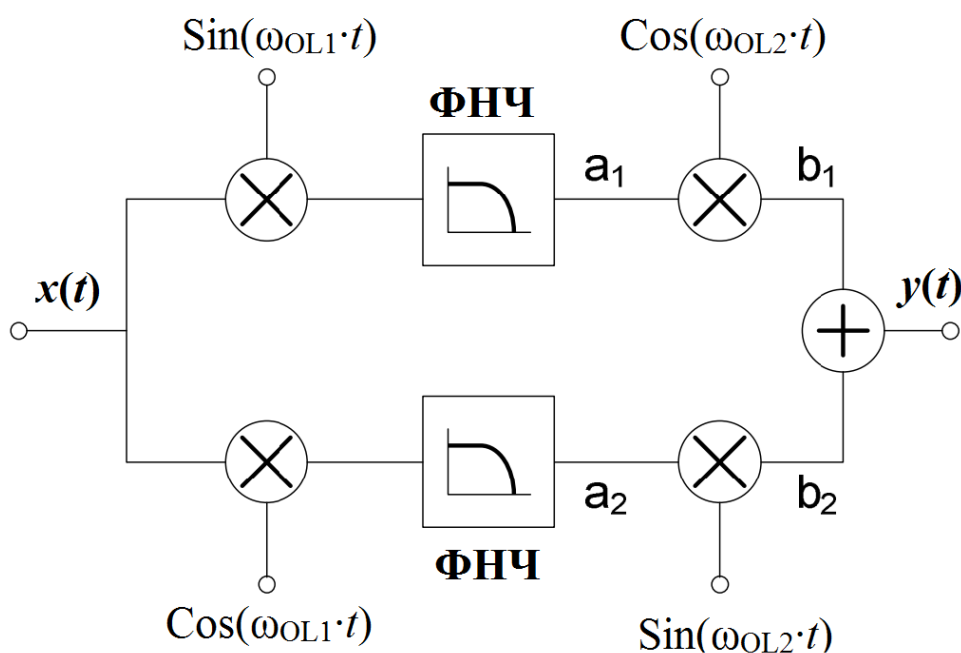


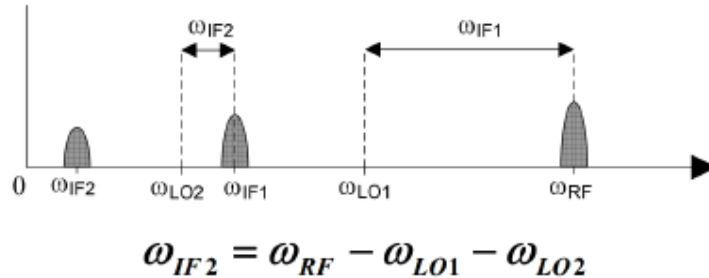
Рис.3. Структурная схема преобразователя Уивера

Как и преобразователь Хартли данная схема Уивера, содержит два квадратурных радиочастотных смесителя, возбуждаемых сигналом первого гетеродина, с частотой  $\omega_{LO1}$ . На их выходах включены одинаковые ФНЧ, выделяющими первую промежуточную частоту  $\omega_{IF1}$ . Затем следуют еще два смесителя управляемые квадратурными сигналами гетеродина с частотой  $\omega_{LO2}$  и формирующими вторую промежуточную частоту  $\omega_{IF2}$ . Из сравнения структуры схем рис.1 и 3 видно, что в преобразователе Уивера, широкополосный фазовращатель - наиболее проблемный узел схемы рис.1, заменен вторым квадратурным преобразователем.

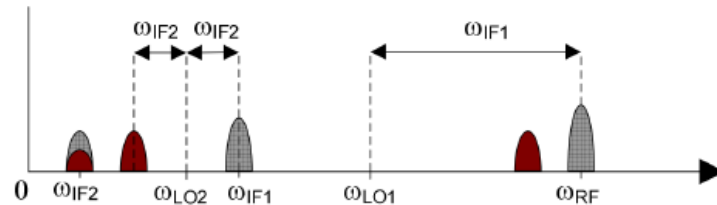
Рассмотрим алгоритм работы преобразователя Уивера. Формирование сигналов  $a_1(t)$  и  $a_2(t)$  в каналах на рис.3 после первого квадратурного преобразования, аналогично сигналам  $a(t)$  и  $c(t)$  в рассмотренной выше схеме Хартли, т.е.

$$a_1(t) = -\frac{A_{RF}}{2} \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO1})t + \frac{A_{IM}}{2} \sin(\omega_{LO1} - \omega_{IM})t$$

$$a_2(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO1})t + \frac{A_{IM}}{2} \cos(\omega_{LO1} - \omega_{IM})t$$



а.



б.

Рис.4. Преобразования спектров сигнала в преобразователе Уивера

Учитывая, что первые промежуточные частоты  $\omega_{IF1}$  связаны с сигнальной  $\omega_{RF}$  и зеркальной  $\omega_{IM}$  частотами как,  $\omega_{IF1} = \omega_{RF} - \omega_{LO1} = \omega_{LO1} - \omega_{IM}$ , последние соотношения можно упростить:

$$a_1(t) = \frac{A_{IM} - A_{RF}}{2} \sin(\omega_{IF1}t)$$

$$a_2(t) = \frac{A_{IM} + A_{RF}}{2} \sin(\omega_{IF1}t)$$

В результате преобразований  $a_1(t)$  и  $a_2(t)$  во второй паре квадратурных смесителей формируются сигналы  $b_1(t)$  и  $b_2(t)$ ,

$$b_1(t) = \frac{A_{IM} - A_{RF}}{4} [\sin(\omega_{IF1} - \omega_{LO2})t + \sin(\omega_{IF1} + \omega_{LO2})t]$$

$$b_2(t) = \frac{A_{IM} + A_{RF}}{4} [-\sin(\omega_{IF1} - \omega_{LO2})t + \sin(\omega_{IF1} + \omega_{LO2})t]$$

В результате, пренебрегая в выражениях для  $b_1(t)$  и  $b_2(t)$  высокочастотными составляющими, получим, что на выходе преобразователя Уивера оказывается полностью подавленным сигнал зеркального канала с частотой  $\omega_{IM} = \omega_{OL1} - \omega_{IF1}$ ,

$$y(t) = A_{RF} \sin \omega_{IF2} t$$

Здесь, в отличие от фазового метода (преобразователя Хартли), неточность фазовых сдвигов и балансировки амплитуд в каналах не снижают селективности приемника по зеркальному каналу. Соответствующие трансформации спектров полезного сигнала и зеркального канала поясняется рис.4а.

Следует, однако, заметить, что в рассматриваемой схеме, как и в других схемах РПрУ с несколькими частотными преобразованиями, формируются вторые зеркальные частоты  $\omega_{IM}$ . Из рис. 4б можно заключить, что значения этих частот находятся из,

$$\omega_{IM2} = 2\omega_{LO1} + 2\omega_{LO2} - \omega_{RF}$$

Проблема подавления второй зеркальной частоты снимается при использовании на втором этапе микширования в схеме Уивера техники прямого преобразования. В противном случае ФНЧ в схеме рис.3 должен быть заменен полосно-пропускающим фильтром.

### **Программно определяемая обработка сигнала в тракте РПрУ**

Если в РПрУ 1-го и 2-го поколений, выполненных на лампах и транзисторах, использовался в основном традиционный аналоговый метод обработки сигнала, то в приборах следующих поколений часто применяется цифровая обработка сигнала, а также широко употребляются различные изделия функциональной электроники (функциональные устройства). Выбор способа обработки сигнала, типа элементной базы влияет на структурную схему РПрУ и производится на начальных этапах проектирования.

Технология обработки сигнала в тракте РПрУ, в которой функциональность и свойства его отдельных узлов определяются программными методами называется программно определяемой радиосистемой (англ. *Software Defined Radio – SDR*, т.е. **радиосредства, алгоритмы работы которых определяются программным обеспечением**)... Особенностью цифровой обработки сигнала в SDR являются обязательная дискретизация аналогового сигнала во времени, квантование значений и преобразование дискретных выборок в числа. Преобразованию может подвергаться как сигнал целиком, так и его отдельные параметры (амплитуда, фаза и др.), необходимые для дальнейшего выделения заложенной в сигнале информации. Далее все операции производятся уже над полученными в результате преобразования числами. При цифровой обработке сигнала реализуются высокая точность вычислений, которую можно повысить

до любого необходимого значения путем усложнения аппаратуры, высокая стабильность характеристик за счет отсутствия свойственных аналоговым цепям параметрических уходов, возможность запоминания (задержки) на неограниченное время больших массивов информации и быстрого ее воспроизведения. В синхронном режиме работы стабильность временных последовательностей цифровых блоков определяется стабильностью опорного генератора. На цифровых схемах оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы обработки сигнала реализуются проще, чем на аналоговых. Цифровая аппаратура не требует настройки, ее соединения регулярны, элементная база однородна (имеется закономерная повторяемость элементов структуры и связей между ними). Цифровые цепи позволяют легко осуществлять адаптацию устройства к сигналу или внешнее изменение алгоритма работы, на них просто реализуются всевозможные логические функции. Цифровые ИС обладают высокой надежностью, хорошей схемотехнической проработкой, имеют высокий уровень интеграции. Наконец, цифровые цепи значительно проще чем аналоговые, приспособить к автоматизированному проектированию и моделированию.

Однако цифровым узлам присущи и некоторые недостатки. Для преобразования аналогового сигнала в цифровой необходимо его предварительное усиление до нескольких вольт. Цифровые узлы имеют меньшее быстродействие, большую аппаратурную сложность, им принципиально присущи шумы квантования, автоколебания в замкнутых системах за счет дискретности регулирования. Потребляемая мощность и габариты изделий на ЦИС иногда оказываются большими.

Приемные устройства с цифровой обработкой сигнала по количеству узлов, выполненных на ЦИС, можно разбить на две группы. К первой относятся аналого-цифровые РПрУ; в которых на ЦИС реализованы отдельные узлы: часть информационного тракта (демодулятор, фильтр, следящие системы, схемы поиска сигнала и т. п.), АРУ, синтезатор частоты, устройство > правления и отображения и т. п. Ко второй группе относятся цифровые радиоприемные устройства (ЦРПрУ, рис. 1.4). Усилительный тракт УТ производит предварительную частотную фильтрацию сигнала, усиление и смещение его по частоте. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) преобразует аналоговый сигнал в цифровой код, который подается уже на собственно цифровой радиоприемник. Последний представляет собой цифровой процессор (ЦП), осуществляющий обработку сигнала (дополнительное преобразование по частоте, фильтрацию, поиск сигнала, демодуляцию ит. п.) по заданному алгоритму. После процессора может стоять цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), если в результате обработки сигнала должна появиться информация в аналоговой форме.

При достаточном запасе по быстродействию процессор может использоваться в режиме временного уплотнения для обработки нескольких сигналов, которые подключаются к нему по очереди один раз за период частоты дискретизации.

Цифровой процессор выполняется по двум различным методам организации алгоритма."При так называемой аппаратной реализации последовательность обработки сигнала в ЦП определяется электрическими соединениями между отдельными ИС (обычно средней степени интеграции). Отсюда следует другое определение этой организации - жесткая логика. Каждый узел ЦП предназначен для выполнения конкретной операции. Поэтому в таком ЦП можно найти узлы, соответствующие по функциям узлам в аналоговом РПрУ (смеситель, фильтр, генератор и т. п.).

Такая реализация позволяет достигнуть наибольшего быстродействия при наименьших потребляемой мощности и массе. Ее недостатком является невозможность изменения алгоритма обработки сигнала в приборе без его существенной переделки, трудоемкость разработки аппаратных средств, относительно большие габариты из-за использования ИС средней степени интеграции [10].

При программной реализации в качестве ЦП используется ЭВМ, которая в зависимости от объема вычислительной задачи и назначения прибора может быть общего назначения или специализированной, разработанной для решения конкретной задачи. Преимуществом такой реализации ЦП является простота изменения алгоритма обработки сигнала, а также большая легкость аппаратурной разработки, так как используется либо готовая ЭВМ, либо микропроцессорный комплект ИС, являющийся набором микросхем большой степени интеграции. Однако появляется необходимость в написании и отладке программы работы ЦП, которая может составлять до 70% общей трудоемкости разработки прибора. При программной реализации структурная схема приемного устройства видоизменяется (рис. ???). Наличие единой цифровой магистрали обмена М (для увеличения быстродействия число магистралей можно увеличить до двух-трех) позволяет существенно сократить число соединений между блоками, придать им регулярный характер и унифицировать их. Магистральная организация позволяет легко наращивать аппаратуру при ее модернизации, производить диагностику при обработке или ремонте, замену блоков [1]. Однако для высокочастотных соединений (например, выхода синтезатора и входа смесителя УТ) приходится сохранять индивидуальную связь в обход магистрали.

В состав ЦРПрУ могут быть введены следующие устройства: управления УУ, отображения УО, контроля УК (для автоматической диагностики), контроллеры К01 и К02 (для связи УТ и потребителей с магистралью) и другие, уже упоминавшиеся ранее.

Программная реализация алгоритма обработки сигнала на универсальной ЭВМ часто требует больших затрат машинного времени, что может затруднить ее осуществление в реальном масштабе. Это объясняется малым быстродействием ЭВМ общего назначения при выполнении специфических для обработки операций (преобразования Фурье, фильтрация и т. п.). Поэтому для сложных алгоритмов обработки сигнала с высокими требованиями к быстродействию и габаритам часто применяется смешанная реализация ЦП, при которой операции, требующие больших затрат машинного времени, выносятся из ЭВМ общего назначения и выполняются в виде либо аппаратно реализованных цифровых узлов либо отдельной ЭВМ, специально запрограммированной для решения данной задачи. В настоящее время в состав микропроцессорных наборов входят дополнительные устройства - арифметические расширители, предназначенные для быстрого выполнения некоторых математических операций, например матричные перемножители.

Из сказанного ясно, что между быстродействием интегральных микросхем (максимальной тактовой частотой) и быстродействием ЦП (скоростью выполнения заданной операции) нет однозначного соответствия. Она зависит от сложности операции, последовательной или параллельной организации вычислений, применяемых аппаратных средств.

Для типичных радиотехнических задач (например, частотная фильтрация), если не принимаются специальные меры для ускорения вычислений, быстродействие аппаратно реализованного цифрового процессора срывается на один-два порядка по сравнению с максимальной тактовой частотой ИС, для микро-ЭВМ быстродействие снижается на два-три порядка.

Из сказанного следует, что цифровую обработку следует применять при сложных алгоритмах работы приемного устройства, необходимости адаптации к сигналу, высокой точности оценки параметров сигнала, необходимости запоминания (длительной задержки) сигнала и т. п. при условии ограниченного быстродействия проектируемых узлов, не превышающего возможностей элементной базы.

В настоящее время преимущественное распространение получили цифровые каналы радиосвязи, состоящие из обычного непрерывного (аналогового) канала, к которому на входе (в передатчике) подключено устройство формирования и кодирования цифровых сигналов, а на выходе (в приемнике) - решающее устройство. Последнее служит для опознавания переданных сигналов. Включение решающего устройства в канал вызвано тем, что под воздействием помех на выходе канала связи образуется непрерывное множество сигналов, преобразуемое решающим устройством в дискретное множество



сигналов. Таким образом, вид канала связи (аналоговый или цифровой) в принципе никак не связан с методом обработки сигнала в приемном устройстве. Преобразование сигнала в цифровую форму в ЦРПУ (т. е. на выходе канала связи) происходит независимо от того, какую информацию несет сигнал в канале связи: цифровую или аналоговую.

Функциональные устройства обладают большими потенциальными возможностями, однако на сегодняшний день в силу ряда причин они не могут полностью заменить аналоговые и цифровые средства, а лишь являются добавлением к ним. В первую очередь отметим изделия пьезоэлектроники, которые широко применяются в усилительном тракте, синтезаторе, а также в информационном тракте, особенно при обработке сигнала на высоких частотах и в широкой полосе частот. Эти изделия (высокочастотные генераторы и фильтры, дисперсионные линии задержки и т. п.) позволяют существенно изменить структурную схему приемного устройства по сравнению с традиционной и получить при этом более высокие качественные характеристики. Достоинством пьезоэлектронных изделий является их конструктивная и технологическая совместимость с изделиями микроэлектроники

### **Подавление ЗК комплексным цифровым фильтром**

Выше отмечалось, что главной проблемой супергетеродинных приемников является подавление помех от зеркального канала (ЗК), которое выполняется при помощи сложной фильтрации. Ниже описан подход, не представляющий затруднений для реализации в программно-определяемых SDR-радиосистемах, но практически невозможный в обычных аппаратно реализованных приемниках [14].

В супергетеродинном приемнике в процессе демодуляции для усиления и фильтрации сигнала с частотой несущей  $f_c$  его преобразуют в сигнал промежуточной частоты  $f_{IF}$  (IF - intermediate frequency). Данное преобразование осуществляется в смесителе, на сигнальный вход которого подается  $f_c$ , а на второй - сигнал от гетеродина приемника, который также называется местным (local) генератором, а его частота - частотой гетеродина  $f_{LO}$ . Обычно такое преобразование частоты выполняется аппаратно, путем перемножения и последующей фильтрации принятого сигнала и сигнала гетеродина. Например, для АМ-сигнала,

$$r(t) = A_r \left[ 1 + \mu \frac{m(t)}{m_p} \right] \cos(2\pi f_c t + \theta)$$

результатом такого преобразования будет трансформация частоты:

$$r_I(t) = A_r \left[ 1 + \mu \frac{m(t)}{m_p} \right] \cos(2\pi f_{IF}t + \theta) \quad (1)$$

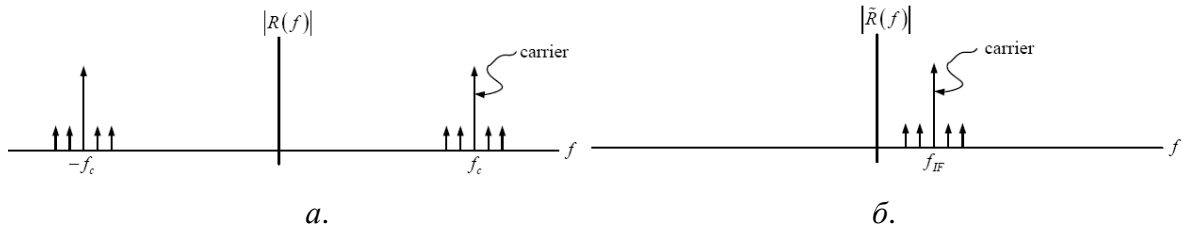


Рис.1. Спектры действительного (а) и комплексного (б) IF-сигналов

Важной особенностью SDR-приемника является возможность вычисления, в ходе перемножения сигналов на входных портах смесителя, не только представленной (1) действительной части, но и всего комплексного сигнала,

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= r_I(t) + jr_Q(t) \\ &= A_r \left[ 1 + \mu \frac{m(t)}{m_p} \right] \left[ \cos(2\pi f_{IF}t + \theta) + j \sin(2\pi f_{IF}t + \theta) \right] \\ &= A_r \left[ 1 + \mu \frac{m(t)}{m_p} \right] e^{j(2\pi f_{IF}t + \theta)}. \end{aligned} \quad (2)$$

Спектры сигнала, описываемых уравнениями (1) и (2), показаны на рисунке 1а,б.

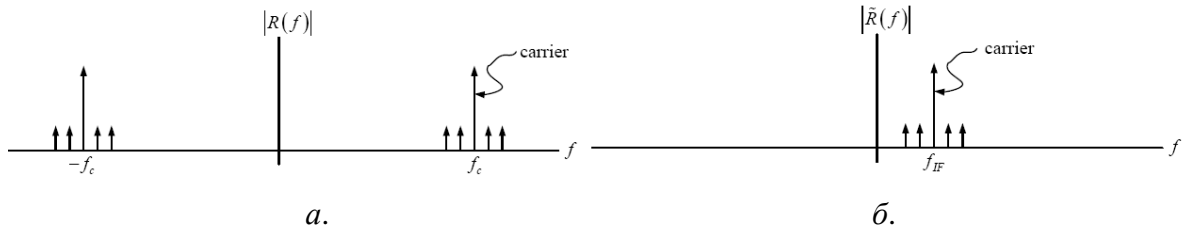


Рис.1. Спектры действительного (а) и комплексного (б) IF-сигналов

На этом рисунке видно важное различие между действительным сигналом (1) и комплексным сигналом, с односторонним спектром вида (2). Оно связано как раз с различием спектров. Именно, в спектре действительного сигнала каждой действительной компоненте всегда содержится соответствующая составляющая в области отрицательных частот. Эти составляющие спектра зеркально разнесены по оси частот относительно оси  $f=0$ . Сигнал вида (2) такой симметрией не обладает. Все его компоненты находятся в области положительных частот. Комплексный сигнал с указанными свойствами называется *аналитическим сигналом* [15].

Рассмотрим прохождение действительного и комплексного аналитического сигналов через тракт УПЧ РПрУ. На рисунке 2 приведена соответствующая АЧХ тракта.

Предполагается, что сигналы с несущими, отличающимися от  $f_{IF}$ , не пропускаются УПЧ-фильтром.

Если на вход смесителя поступает зеркальный канал с частотой,

$$f_{IM} = f_{LO} - f_{IF},$$

то комплексный сигнал  $r_2(t)$  на его выходе будет иметь вид:

$$\tilde{r}(t) = A_{r_2} \left[ 1 + \mu_2 \frac{m_2(t)}{m_{2p}} \right] e^{j(-2\pi f_{IF}t + \theta_2)}$$

Спектр  $r_2(t)$  показан на рисунке 3а. Сравнивая спектры сигналов  $r(t)$  и  $r_2(t)$  видим, что они обладают зеркальной симметрией относительно оси  $f=0$ . Сопоставив далее их с АЧХ УПЧ тракта на рис.2, можно заключить, что спектр обоих сигналов лежит в полосе прозрачности приемника. Это означает возможность взаимного наложения полезного и зеркального каналов  $r(t)$  и  $r_2(t)$ , и образования интерференционных помех в демодуляторе на выходе УПЧ-тракта.

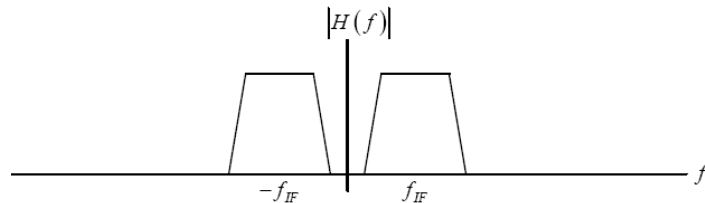
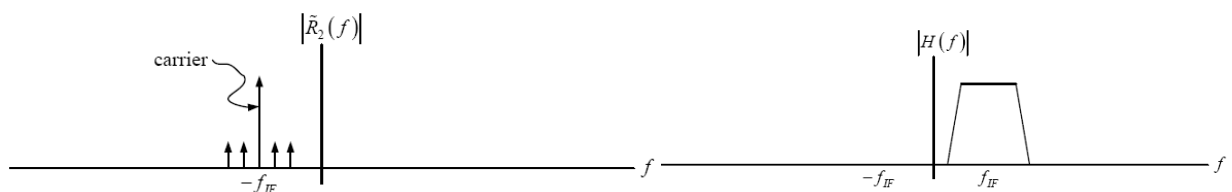


Рис.2. АЧХ тракта УПЧ РПрУ

В обычном приемнике зеркальный сигнал  $r_2(t)$  удаляется, например, за счет его фильтрации до этапа преобразования частоты.

Идея другого способа подавления  $r_2(t)$  из сравнения данных на рис.3 а и б. Здесь на правом рисунке показана АЧХ УПЧ, согласованная со спектром аналитического сигнала  $r(t)$  на рис.1б. Из этого рисунка видно, что такой фильтр, пропускающий только положительные частоты сигнала, оказывается заграждающим для зеркального канала  $r_2(t)$ . Указанный тип фильтра будем называть **комплексным фильтром аналитического сигнала**.

Как видно из рисунка, особенностью данного фильтра является отсутствие зеркальной симметрии АЧХ относительно оси  $f=0$ . Этот факт подразумевает **комплексность импульсной характеристики такого фильтра**. Фильтр, сопряженный с аналитическим



а.

б.

Рис.3. Спектр зеркального сигнала (а).

АЧХ УПЧ- тракта с комплексной импульсной характеристикой (б)

сигналом весьма трудно создать аппаратно, однако он несложен в программной реализации [14].

### Упражнение 1. Измерение бюджетов мощностей сигнала и шумов в тракте СГПр

#### Исходные данные:

1. Даны структурные схемы супергетеродинного радиовещательного приемника (СГ-РВП) АМ-сигналов, а также ее VSS-модель в среде AWR и CAD-модель в среде Multisim (рис.4,5).

### Бюджет мощности и шумов в RF-тракте СГПр

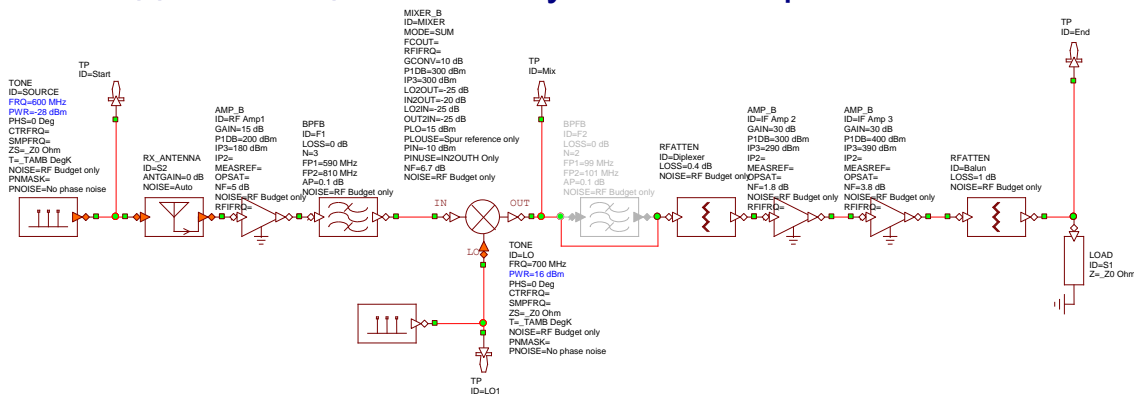


Рис.4. Структурная VSS-схема распределения бюджетов мощностей сигнала и шумов в тракте СГПр

2. Каждому студенту, в соответствии с его порядковым номером и таблицей 1, задан частотный диапазон для исследования СГ-РВП по приему и обработке АМ-в радиовещательном формате.
3. Определены требования ГОСТ 5651-89 на избирательность СГ-РВП по соседнему и зеркальному каналам.

#### Задание к упражнению:

1. Воспользовавшись предложенной преподавателем шаблоном CAD-модели схемы СГ-РВП рис.2,3 (путь:→ «S:\А.С.Задорин\0 УПОС\УПОС практики\0 УПОС-М Пр4 2019»→ папки с файлами → MS-проект СГПр и VSS-проект СГПр), перестроить ее по частоте, в соответствии с требованиям таблицы 1.

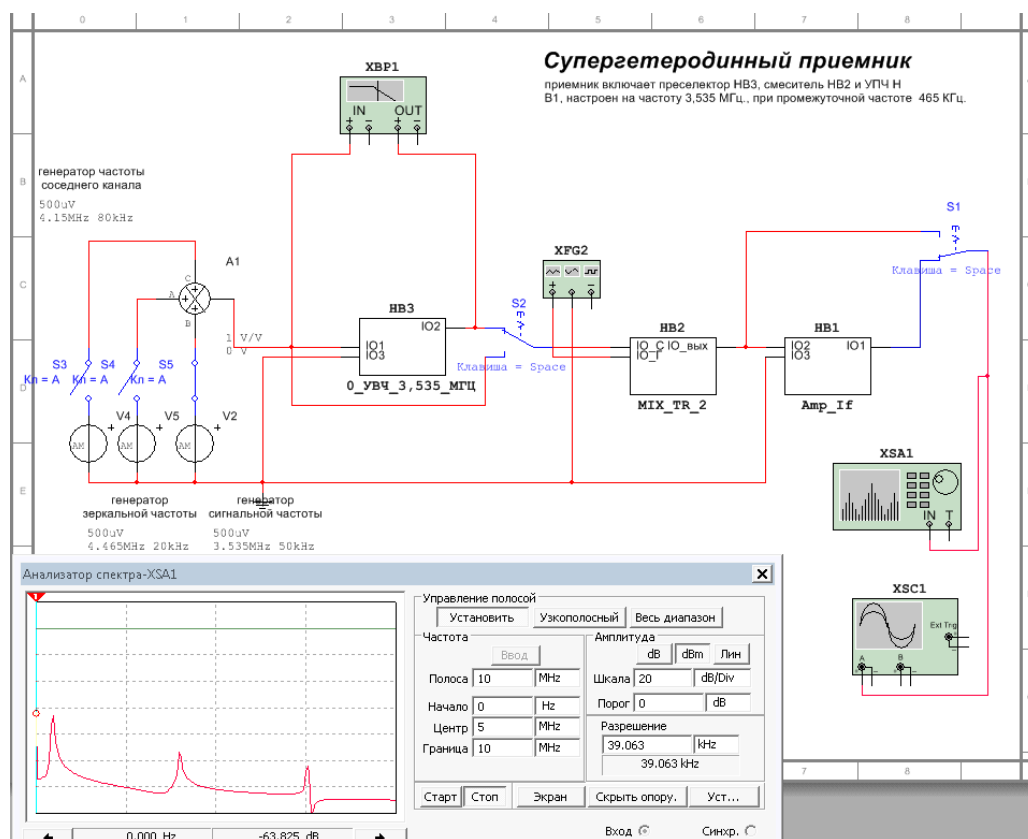


Рис.5. MS-схема тракта СГР

2. Выбрать значение промежуточной частоты в соответствии с ГОСТ 5651-89.
3. С помощью разработанной VSS-модели СГ-РВП провести следующие измерения:
  - измерение спектра сигналов на входе и выходе смесителя (рис.6),

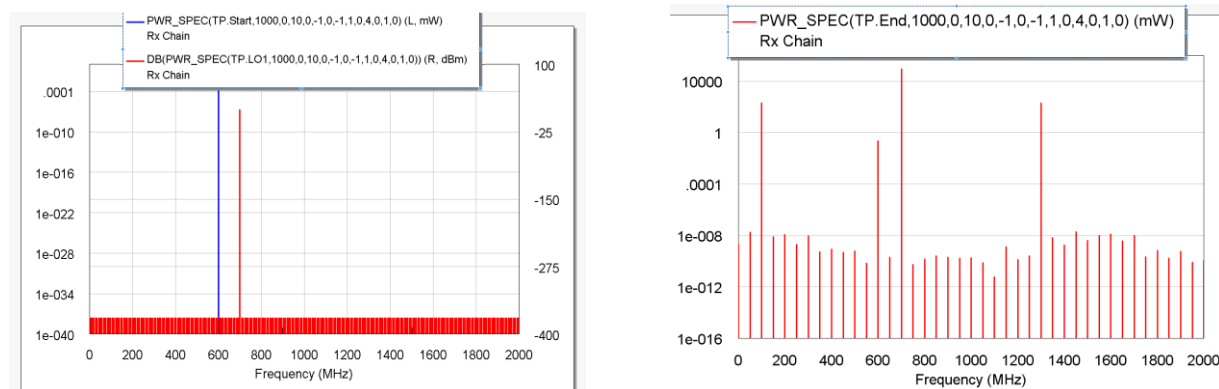


Рис.5.

- зафиксировать наличие зеркального (паразитного) канала (ЗК) на частоте  $f_3 = f_c \pm 2f_{пч}$ .
- Обеспечить фильтрацию ЗК. Для этого совместить центр полосы прозрачности фильтра УВЧ с несущей частотой сигнала  $f_c$ . Регулируя его полосу пропускания и порядок фильтрации, добиться требуемого подавления ЗК.

- С помощью встроенного в проект регулировочного тюнера установить оптимальный уровень мощности гетеродина, при которой достигается максимальное отношение сигнал/шум.
- Измерить распределение бюджета мощности сигнала и спектральной мощности шума по тракту приемника (рис.4);

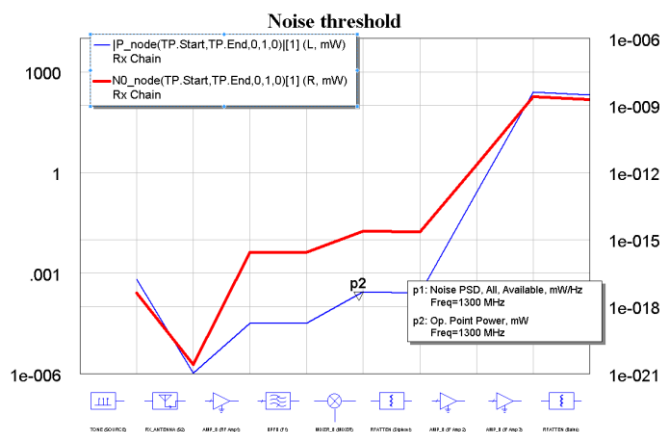


Рис.4. Распределения бюджетов мощностей сигнала и шумов в тракте СГПр

- для найденной спектральной мощности шума  $N_{ш}$  в тракте РПрУ и его полосе частот  $\Delta f_{пч}$ , определить соответствующие шумовую мощность  $P_{ш} = \Delta f_{пч} \cdot N_{ш}$  на выходе RF-тракта и отношение сигнал/шум.
4. С помощью разработанных VSS- и MS-моделей СГ-РВП провести измерение избирательности по соседнему каналу и проверить ее на соответствии с требованиями ГОСТ 5651-89.
  5. С помощью разработанных VSS- и MS-моделей СГ-РВП провести измерение избирательности по зеркальному каналу и проверить ее на соответствии с требованиями ГОСТ 5651-89.

### Задачи к упражнению

- Чувствительность РПрУ на первом диапазоне -40, на втором -50, на третьем -60 дБ. На каком диапазоне чувствительность РПрУ выше? Выразите чувствительность РПрУ в дБм и дБмк.
- Два РПрУ имеют одинаковые коэффициенты усиления мощности. У одного из них наибольший коэффициент усиления мощности установлен для первого усилительного каскада, а последующие каскады обладают равными коэффициентами усиления мощности. У другого РПрУ все каскады имеют равные коэффициенты усиления мощности. Каое из этих РПрУ имеет большую чувствительность? Почему?

- РПрУ имеет коэффициент шума, равный 7. Относительная шумовая температура антенны составляет 1950 К. Требуется повысить чувствительность РПрУ не менее чем в 2 раза. Можно ли это сделать, снизив коэффициент шума?

- Экспериментально установлено, что РПрУ, настроенное на некоторую частоту, способно принимать колебания на частотах 465 кГц (чувствительность 1 мВ), 12 мГц (чувствительность 25 мкВ) и 12,93 МГц (чувствительность 250 мкВ). Определите частоту основного канала РПрУ и его избирательность по побочным каналам приема.

- По требованиям ГОСТ 5651 - 89 уточните, какая группа сложности РПрУ обладает максимальной реальной чувствительностью, а какая - минимальной.

**Таблица 1. Радиовещательные диапазоны**

Диапазон	Частоты	Вид модуляции	Жаргонное название
ДВ (LW)	144 - 415 КГц	Амплитудная (АМ) - моно Цифровое радиовещание DRM (Digital Radio Mondiale)	-
СВ (MW)	520 - 1602 КГц		АМ
КВ 1 - 90 м	3200 - 3400 КГц		-
КВ 2- 75 м	3900 - 4000 КГц		-
КВ 3- 60 м	4750 - 5060 КГц		-
КВ 4- 49 м	5900 - 6200 КГц		-
КВ 5- 41 м	7100 - 7400 КГц		-
КВ 6- 31 м	9500 - 9900 КГц		-
КВ 7- 25 м	11650 - 12050 КГц		-
КВ 8- 22 м	13600 - 13800 КГц		-
КВ 9- 19 м	15100 - 15600 КГц		-
КВ 10- 16 м	17550 - 17900 КГц		-
КВ 11- 13 м	21450 - 21850 КГц		-
КВ 12- 11 м	25650 - 26100 КГц		-
УКВ - 1	65,9 - 74 МГц	Частотная (ЧМ) с полярной модуляцией стереосигнала*	Российский УКВ
УКВ - 2	87,5 - 100 МГц	Частотная (FM) с пилот-тоном	Нижняя часть FM
УКВ - 3	100 - 108 МГц		FM

## Упражнение 2. Исследование подавления ЗК фазокомпенсационным методом.

### Исходные данные:

Структурная VSS-схема преобразователя Хартли супергетеродинного приемника  
Файл шаблона проекта расположен по адресу:

→S:\А.С.Задорин\0 УПОС\УПОСпрактики\0 УПОС-М Пр4 2019→папки с файлами →  
VSS-проект метод Хартли).

Алгоритм работы схемы поясняется расчетом преобразований в ней АМ-сигнала в среде MatchCad. Соответствующий файл расположен по пути:

→S:\А.С.Задорин\0 УПОС\УПОСпрактики\0 УПОС-М Пр4 2019→папки с файлами → mcd-проект 0\_Принцип Хартли подавления ЗК В СГ-РпУ).

## Подавление ЗК методом Хартли

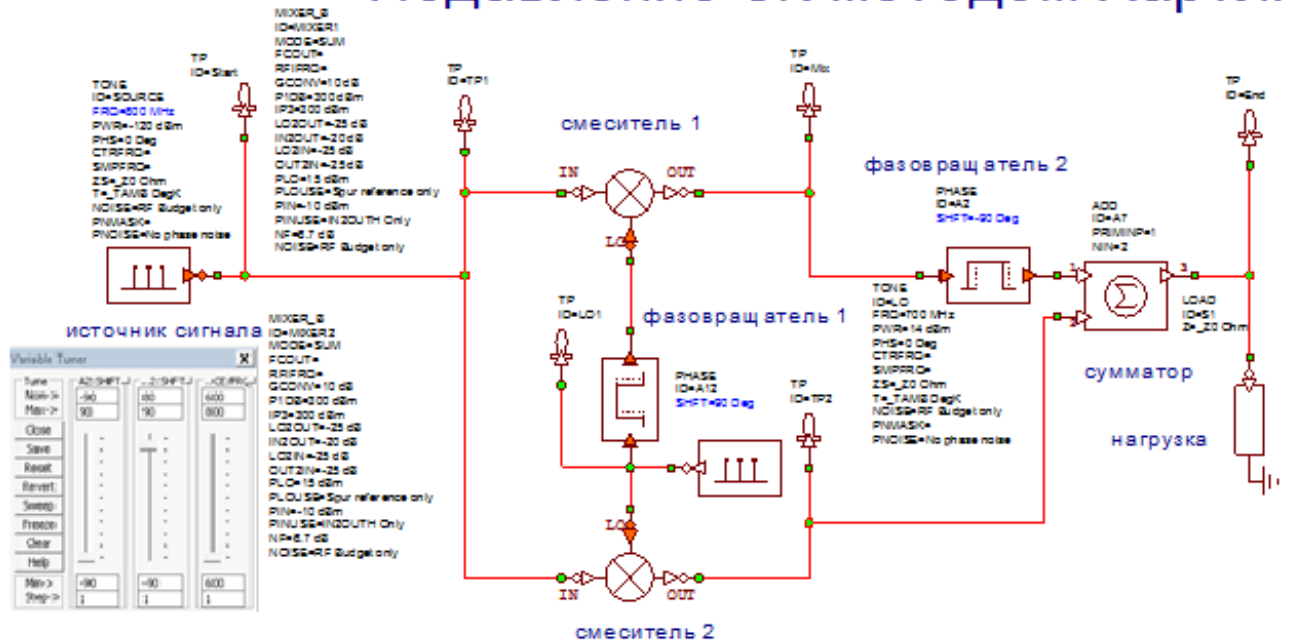


Рис.1 Структурная VSS-схема супергетеродинного приемника с преобразователем Хартли

### 2. Расчетное задание:

- С помощью предложенных преподавателем шаблонов VSS- и MatchCad - моделей приемника с фазокомпенсационным методом подавления ЗК пронаблюдать процесс преобразований сигнала в смесительном тракте на сигнальной частоте. Результаты должны соответствовать данным рис.2.
- С помощью встроенного в проект тюнера (см. рис.1) перестроить приемник на частоту ЗК. Повторить действия предыдущего пункта для этой настройки. Сделать выводы.
- С помощью предложенного преподавателем Multisim-шаблона (MS) преобразователя Хартли (рис.3.) пронаблюдать процесс преобразований сигнала в смесительном тракте на уровне принципиальной схемы смесителя данного типа.
- С помощью MS-модели измерить неравномерность избирательности по ЗК в пределах заданного диапазона частот для установленного в шаблоне типа фазовращателей на ОУ;
- С помощью MS-модели измерить неравномерность избирательности по ЗК в пределах заданного диапазона частот;



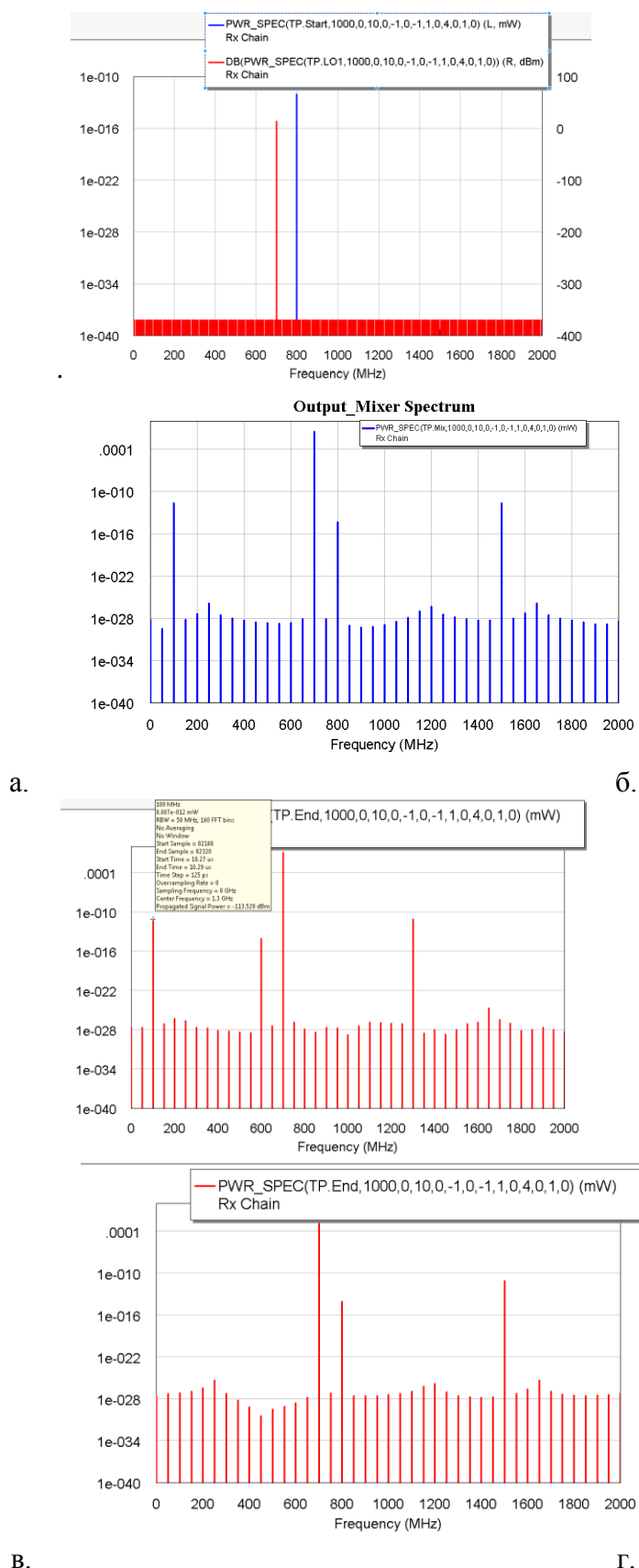


Рис.2. Спектрограммы сигналов в различных точках преобразователя Хартли  
 а. Спектры мощности сигнальной частоты и сигнала гетеродина;  
 б. Спектры мощности на выходе смесителей;  
 г., д. Спектрограммы на выходе преобразователя, возбуждаемого сигнальной и зеркальной частотами

- Пересчитать элементы принципиальной схемы заданной шаблоном MS-модели приемника под требования собственного ТЗ на курсовой проект по частотному диапазону и выбранной промежуточной частоте;
- Повторить действия предыдущего пункта для данных частотных курсового проекта. Сделать выводы.

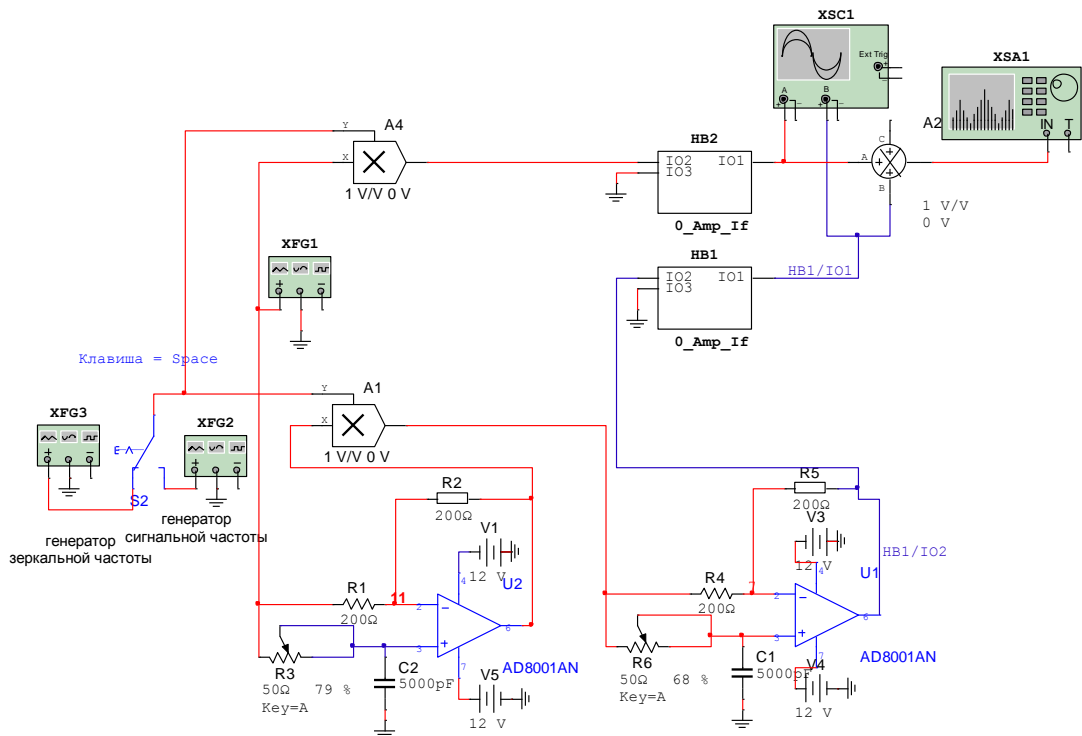


Рис.3. Принципиальная MS-схема супергетеродинного приемника с преобразователем Хартли

### Контрольные вопросы

- Что такое «побочные каналы приема» в супергетеродинном приемнике?
- Приведите основные способы ослабления побочных каналов приема в супергетеродинном приемнике?
- Нарисуйте схему ПЧ фазокомпенсационного метода (метода Хартли) подавления зеркального канала и поясните принцип его работы.

### Упражнение 3. Исследование систем ручной и автоматической регулировки усиления радиоприемника.

#### Исходные данные:

Система автоматической регулировки усиления (АРУ) является одним из важнейших системных узлов радиоприемника [1]. Она должна поддерживать изменение уровня выходного сигнала приёмника в допустимых пределах (4 – 6 дБ), в условиях, когда, в зависимости от типа приемника, входной сигнал изменяется в пределах: от 60 до 120 дБ. Краткие теоретические сведения о методологии и схемотехнике

систем АРУ можно найти в [16]. Рассмотрим пример исследования системы АРУ в среде Multisim.

Исследование проводится с помощью предложенного преподавателем шаблона Multisim-проекта, расположенного по адресу:

→S:\А.С.Задорин\0 УПОС\УПОСпрактики\0 УПОС-М Пр4 2019→папки с файлами → VSS-проект метод Хартли),

### Создание регулируемых звеньев тракта

В библиотеке аналоговых компонентов программы NI Multisim широко представлены широкополосные усилители, коэффициент усиления которых управляется напряжением. Рассмотрим, например, AD603 [17] – малошумящий сдвоенный усилитель с однополярным питанием. Модель для исследования его характеристик приведена на рис. 1.

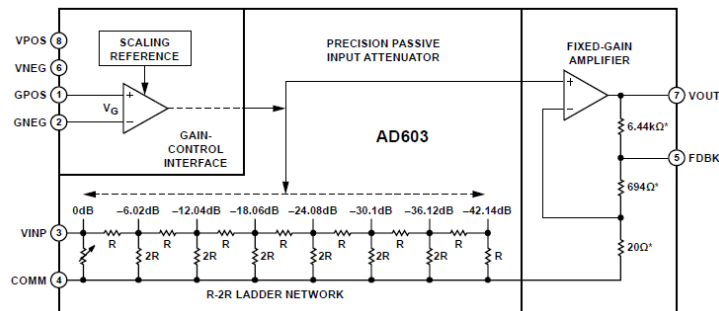


Рис. 1. Схема регулируемого ОУ.

При указанных на схеме номиналах крутизна характеристики управления  $S_{co}$  составляет 20 дБ/В (может быть установлена 40 дБ/В), а коэффициент усиления определяется соотношением  $K_u = SU_{упр} - 19$  дБ, где  $U_{упр}$  – напряжение управления, подаваемое на вывод 1 микросхемы. В соответствии с [17] спектральная плотность шума усилителя не превышает 1.8 нВ/√Гц, коэффициент передачи регулируется в пределах от -14 до +34 дБ при изменении управляющего напряжения от 0.26 до 2.65 В, полоса пропускания составляет 40 МГц. Схема позволяет реализовать способ ручной электронной регулировкой усиления каскадов RF- тракта (рис.2).

Для исследования зависимости коэффициента передачи от управляющего напряжения используется Bode Plotter, позволяющий измерять не только АЧХ и ФЧХ исследуемого четырехполюсника, но и его коэффициент передачи.

На рисунке 3 представлена схема регулируемого усилительного каскада с системой автоматической регулировки усиления. Усилитель построен на тех же ИС AD603. Коэффициент усиления AD603 пропорционален разности напряжений, поданных на входы GPOS, GNEG, причем эта зависимость является линейной для десятичного

логарифма коэффициента усиления (40 дБ/В). Более подробную информацию по характеристикам и назначению можно найти в справочном листке на сайте компании Analog Device [17].



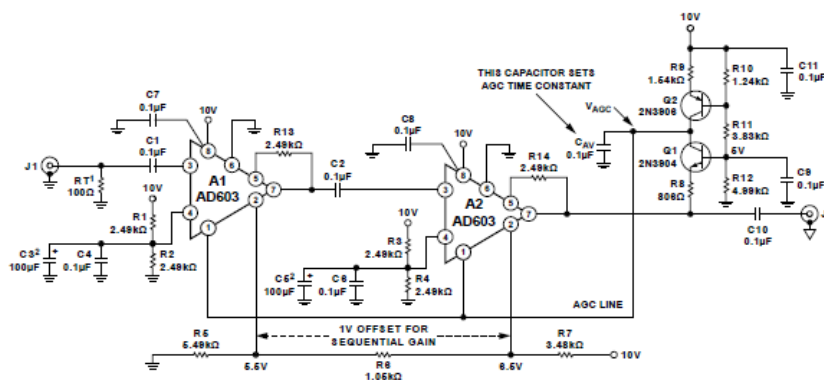
**Рис. 2.** Схема усилителя с ручной электронной регулировкой усиления.

Схема работает следующим образом. Источники напряжения  $V_4$ ,  $V_2$ ,  $V_1$  переключатель  $J_3$  и перемножитель  $A_1$  образуют генератор тестовых сигналов. Когда перемножитель  $A_1$  подключен к источнику напряжения  $V_4$ , то модуляция отсутствует. На вход усилителя  $DA_1$  поступает гармонический сигнал частотой 455 кГц с амплитудой 1 мВ. Если переключатель  $J_3$  подключен к источнику  $V_2$ , то генератор формирует амплитудно-модулированный сигнал с огибающей в виде прямоугольных импульсов длительностью 50 мкс и периодом повторения 200 мкс.

С выхода генератора сигнал поступает сначала на первый каскад МШУ ( $DA_1$ ), а затем на второй ( $DA_2$ ). Резисторы  $R_1$  и  $R_3$  задают коэффициент усиления так, что он полностью компенсирует ослабление внутренних аттенюаторов усилителей  $DA_1$  и  $DA_2$ , позволяя перестраивать коэффициент усиления каждого усилителя в диапазоне 0...40 дБ. Цепочка резисторов  $R_4$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$  создает смещение в 1 В между управляющими входами усилителей  $DA_1$  и  $DA_2$ , что приводит к включению в цепь обратной связи сначала усилителя  $DA_1$ , а затем усилителя  $DA_2$ . Это минимизирует общие шумы.

Сигнал с выхода усилителя  $DA_2$  поступает на схему слежения на основе транзисторов  $Q_1$  и  $Q_2$ , которая определяет превышение амплитуды выходного сигнала над уровнем  $\sim 700$  мВ. До момента превышения напряжения транзистор  $Q_1$  заряжает емкость обратной связи ( $C_8$ ,  $C_{13}$  или  $C_{14}$ ) постоянным током, величиной около 300 мкА. Эта зарядка продолжается до тех пор, пока напряжение АРУ на емкости не станет максимальным (около 9.5 В). Если схема слежения обнаруживает на выходе усилителя  $DA_2$  превышение порогового напряжения, то транзистор  $Q_2$  открывается, и емкость ( $C_8$ ,

C13 или C14) разряжается током такой же величины (300 мкА), что приводит к снижению напряжения АРУ.



а.

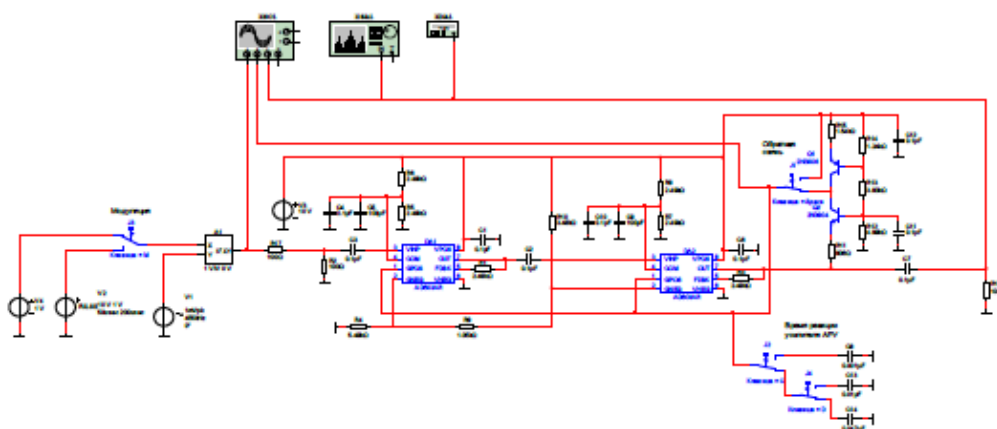


Рис. 3. Схема регулируемых каскадов приемника, охваченных системой АРУ.  
а) Структура ИС AD603. б) принципиальная схема АРУ

Рабочими напряжением АРУ является диапазон 5÷7 В. В диапазоне 5÷6 В изменяется коэффициент усиления DA1 (0÷40 дБ), а коэффициент усиления DA2 остается постоянным (0 дБ). В диапазоне 6÷7 В коэффициент усиления DA1 становится максимальным (40 дБ), а коэффициент усиления DA2 изменяется (0÷40 дБ). При напряжении АРУ более 7 В суммарный коэффициент усиления составляет 80 дБ, а при напряжении АРУ менее 5 В усиление отсутствует (0 дБ).

Схема слежения на основе транзисторов является термокомпенсированной, что повышает качество работы АРУ.

Переключатель J2 и J4 позволяют менять постоянную времени обратной связи АРУ путем подключения к схеме слежения фильтрующей емкости различного номинала. Переключатель J1 позволяет отключить обратную связь АРУ.

### Генератор тестовых сигналов системы АРУ

Генератор (см. рисунок 4) состоит из трех источников напряжения: V4, V2, V1, переключатель J3 и перемножитель A1. Источник V4 (DC\_POWER) формирует

постоянное напряжение 1 В. Источник V2 (PULSE\_VOLTAGE) - импульсы прямоугольной формы с длительностью 50 мкс, периодом 200 мкс, начальным значением 1 В и амплитудой 10 В. Источник V1 (AC\_VOLTAGE) формирует гармонический сигнал с амплитудой 1 мВ и частотой 455 кГц. Кнопка J3 (SPDT) управляет режимом работы генератора. В верхнем положении модуляция отключена, а в нижнем - включена. Перемножитель A1 (MULTIPLIER) выполняет функцию модулятора.

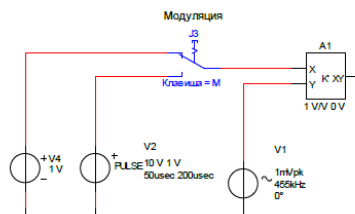


Рис. 4 — Генератор тестовых сигналов.

### Усилители с регулируемым усилением

На рисунке 5 показан первый каскад усилителя. Схема питается от источника V3 (VOLTAGE\_DC) с напряжением 10 В. Цепочка R6, R5, C4, C5 формирует среднюю точку +5 В. Разделительные конденсаторы C3 и C2 не позволяют постоянной составляющей сигнала вводить усилитель в состояние перегрузки.

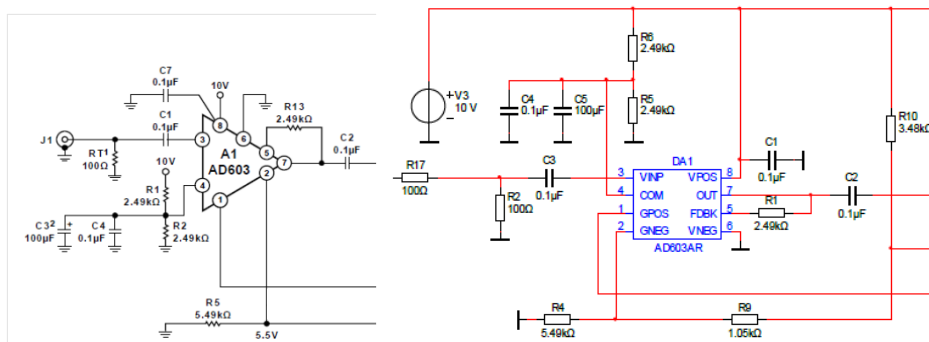


Рис. 5. Первый регулируемый каскад системы АРУ.

На рисунке 6 показан второй регулируемый каскад ВЧ-тракта. Схема и элементы второго каскада идентична первому.

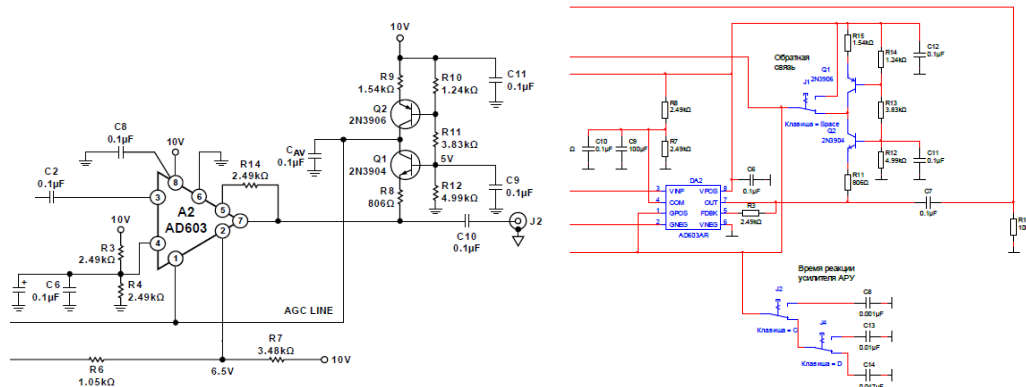


Рис. 6. Второй регулируемый каскад системы АРУ

## Измерительные приборы

Для проведения исследований системы АРУ используются: четырехканальный осциллограф (XSC1 см. рис. 7), анализатор спектра (XSA1) и измеритель нелинейных искажений (XDA1). Все приборы можно найти на правой вертикальной панели инструментов.

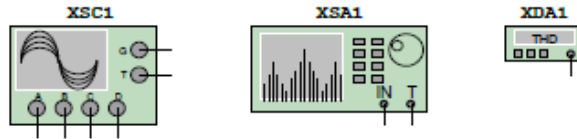


Рис. 7. Измерительные приборы схемы проекта.

### Задание на практическое занятие

1. Убедиться в работоспособности системы АРУ с помощью MS-проекта, заданного шаблоном. Для этого выключить модуляцию, а в качестве фильтрующей емкости подключить конденсатор С13 (0.01 мкФ) и пронаблюдать осциллограммы для двух состояний переключателя «Обратная связь». Полученные осциллограммы привести в отчете и сделать выводы.
2. Провести исследование зависимости коэффициента нелинейных искажений от величины фильтрующей емкости (0.001 мкФ, 0.01 мкФ, 0.047 мкФ) в цепи обратной связи АРУ. Привести спектры выходного сигнала и составить таблицу значений уровня нелинейных искажений в зависимости от величины фильтрующей емкости. Объяснить наблюдаемый эффект. В качестве входного сигнала использовать гармонический сигнал без модуляции с амплитудой 1 мВ.
3. Исследовать влияние постоянной времени цепи обратной связи АРУ на форму амплитудно-модулированного сигнала. Провести измерение времени реакции системы для трех различных величин фильтрующей емкости (0.001 мкФ, 0.01 мкФ, 0.047 мкФ). Определить оптимальную величину емкости, которая не приводит к демодуляции.
4. Измерить регулировочную характеристику системы АРУ
5. Повторить схему системы АРУ для условий технического задания на собственный курсовой проект.

### Содержание отчета по практическому занятию

Отчет по практическому занятию должен содержать:

- схемы с номиналами элементов, соответствующих варианту задания;
- результату экспериментов в виде графиков и таблиц;
- анализ результатов.

### Контрольные вопросы

1. Для чего предназначена система АРУ в радиоприемнике?
2. Какие существуют способы реализации систем АРУ?
3. Какие существуют способы регулировки усиления в усилительных каскадах?
4. Опишите влияние постоянной времени АРУ на функциональность системы?
5. Почему схема прямой АРУ редко находит применение?

### Рекомендуемая литература

1. Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. Радиоприемные устройства: Учебник для ВУЗов /- М.: Горячая линия, 2007. - 520 с.
2. Остапенков П.С., Смольский С.М. Особенности обработки сигналов в современных измерительных системах: учеб. пособие / - М.: КУРС, 2018. - 208 с.
3. У. Томаси. Электронные системы связи /- М.: Техносфера, 2007. - 1360 с.
4. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Схемы, блоки, 50-омная техника / Пер. с нем. – М.: 1990.
1. 5. Руководство по Visual System Simulator NI AWR Design Environment v14 Edition ([https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS\\_Getting\\_Started\\_ru.pdf](https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS_Getting_Started_ru.pdf))
5. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В.Д. Разевига. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
6. А.А.Курушин. Практикум проектирования СВЧ устройств с помощью программы Microwave Office. Электронная книга. Часть 5. М., 2011,2016. – 171 с. ([http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum\\_proektirovaniya\\_svch\\_ustrojstv\\_s\\_pomoshhju\\_programmy\\_microwave\\_office/1-1-0-30](http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum_proektirovaniya_svch_ustrojstv_s_pomoshhju_programmy_microwave_office/1-1-0-30))
7. Банков В.Н., Л.Г. Барулин и др. Радиоприёмные устройства / Под ред. Л.Г. Барулина. – М.: Радио и Связь, 1984.
8. Тарасенко Ф.П. Прикладной системный анализ : учебное пособие / - М. : КНОРУС, 2010. 224 с.
9. ГОСТ Р 52003-20 Уровни разукрупнения радиоэлектронных средств. Термины и определения.
10. ГОСТ 24375-80 Радиосвязь. Термины и определения
11. R Hartley, Modulation System US patent 1666206 Apr (1928)
12. D.K. Weaver, A third method of generation and detection of single side band signals. Proceedings of IRE vol 44 No 12, 1956, 1703-1705.
13. . В.Т. Поляков. Радиолюбителям о технике прямого преобразования.-М.: Патриот, 1990, 262 с.



14. Блэк Б.А. Введение в системы радиосвязи. Лабораторные работы с NI USRP и LabVIEW Communications. NI 326348A-01, 2014.
15. С.И. Баскаков Радиотехнические сигналы и цепи. М., Высшая школа, 2003.
16. Задорин А. С., Максимов А.В., Кузьменко И.Ю. Устройства приема и обработки дискретных и аналоговых сигналов. Методические указания по выполнению курсового проекта: учебно-методическое пособие – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2019.
17. Сайт компании Analog Device:  
[http://www.analog.com/static/importedfiles/data\\_sheets/AD603.pdf](http://www.analog.com/static/importedfiles/data_sheets/AD603.pdf).

## 2. Основные параметры аналоговых радиоприемных устройств

### Основные параметры аналоговых радиоприемных устройств

Качественные показатели РПрУ определяются электрическими, конструктивно-эксплуатационными и производственно-экономическими характеристиками [1].

Одна из важнейших электрических характеристик радиоприемника - **чувствительность**, под которой понимают способность приемника принимать слабые сигналы. Количественно чувствительность оценивается минимальной ЭДС в антенне  $E_{A0}$  или номинальной мощностью  $P_{A0}$  (для РПрУ СВЧ) нормально модулированного сигнала, при которых на выходе приемника сигнал воспроизводится с требуемым качеством. Под требуемым качеством обычно понимается либо получение заданного уровня сигнала на выходе, обеспечивающего нормальное функционирование ОУ при определенном отношении мощности сигнала к мощности шумов, либо реализация одного из вероятностных критериев принятого сигнала. Данное определение справедливо для тех случаев, когда внешние помехи мало влияют на прием, что характерно, например, для приемников со сравнительно малым усилением в усилительного тракта (УТ), принимающих достаточно сильные сигналы. При этом чувствительность ограничена усилением УТ: чем выше усиление, тем больше уровень сигнала на выходе РПрУ и тем легче получить нужное качество приема.

Однако в реальных условиях эксплуатации РПрУ чаще имеют место ситуации, когда пренебречь влиянием помех на радиоприем нельзя. Если сигнал и помеха соизмеримы, увеличение усиления УТ не приводит, очевидно, к росту чувствительности и, таким образом, наименьший уровень сигнала, который может быть принят, определяется фактически уровнем не самого сигнала, а помех. Воздействующие на приемник помехи могут быть как внешними (от других радиосистем, индустриального или природного происхождения), так и внутренними (шумы), причем даже если внешние помехи отсутствуют, на выходе РПрУ всегда присутствуют внутренние помехи, обусловленные в основном его флуктуационными шумами. В последнем случае предел чувствительности приемника определяется его внутренними шумами. Такое положение особенно характерно для РПрУ диапазона СВЧ, в котором уровень внешних помех сравнительно мал и решающее значение имеют внутренние шумы. Чувствительность, ограниченную внутренними шумами, количественно оценивают **пороговой чувствительностью**  $N$  и **чувствительностью, ограниченной шумами, коэффициентом шума**  $K_{ш}$ , и **шумовой температурой**  $T_A$  [10].

На практике чувствительность РПрУ можно охарактеризовать непосредственно по изображению на дисплее измерительного анализатора спектра (рис.5), по среднему

уровню шума  $N$ , который будем называть **пороговой чувствительностью приемника**, Соответствующая шумовая мощность может быть рассчитана интегрированием плотности шума в пределах **шумовой полосы радиоприемника**  $\Pi_{ш}$ , которая определяется полосой ПЧ-фильтра РПрУ..

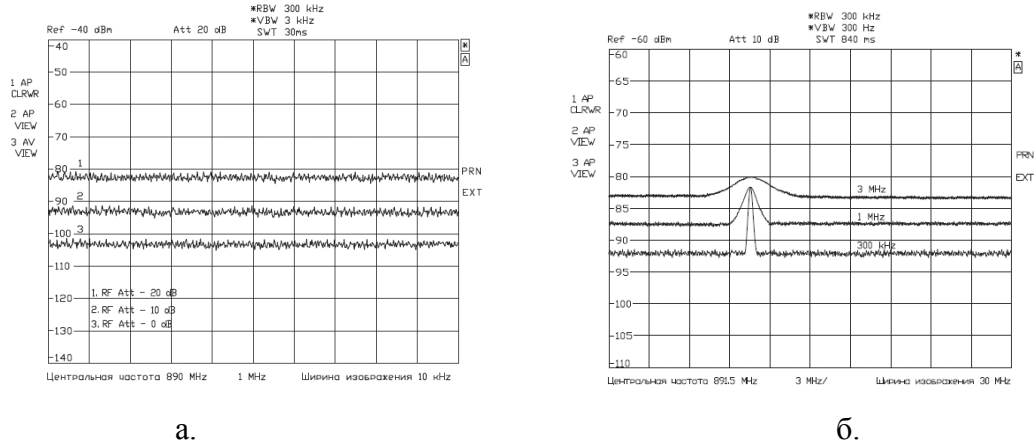


Рис.5. Зависимости индицируемого среднего уровня шума РПрУ от:  
а. шумовой полосы радиоприемника; б. ослабления аттенюатора на входе РПрУ

Поскольку спектральная плотность мощности теплового шума постоянна в пределах шумовой полосы, то **пороговая чувствительность** приемника может быть рассчитан следующим образом:

$$N_{ш} = 4kT_0 R_A \Pi_{ш} (K_{ш} + t_a - 1) \quad (2)$$

где  $N_{ш}$ - уровень среднего шума;  $k$ - постоянная Больцмана,  $T$  - окружающая температура,  $\Pi_{ш}$  - шумовая полоса ПЧ-фильтра;  $K_{ш}$  – коэффициент шум-фактор РПрУ,  $t_a = T_e/T$  - относительная шумовая температура антенны. Из (2) можно заключить, что для температуры окружающей среды 290 К пороговая чувствительность РПрУ будет равна:

$$N_{ш}[\text{дБм}] = -174 \text{ дБм} + 10 \log(\Pi_{ш}/1[\text{Гц}]) + F_{ш} \quad (3)$$

Здесь значение -174 дБм (1 Гц) соответствует мощности теплового шума, действующего на омическом сопротивлении в полосе 1 Гц при средней температуре 290 К, т.е. это уровень собственного шума или абсолютный минимальный уровень шума при данной температуре;  $F_{ш}[\text{дБ}]$  - шум-фактор РПрУ, учитывающий как внешние, так и внутренние шумы приемника,

$$F_{ш} = 10 \log(K_{ш} + t_a - 1)$$

Эквивалентная шумовая полоса  $\Pi_{ш.пч}$  фильтра УПЧ в (2) определяет измерение шумовых сигналов в полосе частот УПЧ и может быть рассчитана через ее передаточную функцию по напряжению  $H_U(f)$  как [1]:

$$\Pi_{ш} = (1/H_U(f_0))^2 \int_0^{\infty} H_U^2(f) df$$

На рис. 6 шумовая полоса  $\Pi_{ш.пч}$  соответствует ширине прямоугольной характеристики той же площади, что и площадь под передаточной функцией  $H_U(f)$ . Рисунок 5б иллюстрирует влияние шумовой полосы радиоприемника на индицируемый шум.

С помощью соотношения (3) несложно определить еще одну важную производную пороговой чувствительности - **реальная чувствительность (чувствительность радиоприемника, ограниченная шумам)**  $P_{min}$ , которая определяется минимальным уровнем радиосигнала на его входе при заданном отношении (**коэффициент различимости**)  $h_0$  [дБ] уровней полезного сигнала и шума на выходе радиоприемника [10], т.е.,

$$N_{ш}[\text{дБм}] = -174 \text{ дБм} + 10 \log(\Pi_{ш}/1[\text{Гц}]) + F_{ш} + h_0$$

Входящий в последние формулы коэффициент  $K_{ш}$  определяет уровень собственного шума РПрУ, обычно связанный с тепловым шумом, характерный для всех типов радиоприемников [1,2]. Из-за собственного шума отношение сигнал/шум на входе устройства уменьшается. Поэтому собственный шум - это мера чувствительности РПрУ. Он позволяет сделать заключение о требуемом минимальном уровне входного сигнала, который приемник может обнаружить.

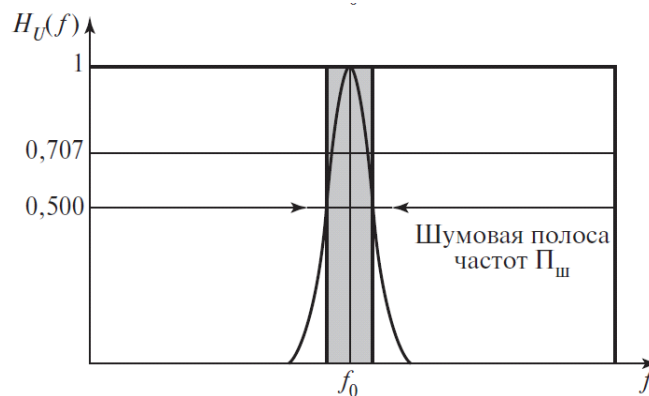


Рис.6. Связь шумовой полосы с передаточные функции гауссовского фильтра

Собственный шум радиоприемника обычно выражается через коэффициент шума [1,2]. Безразмерный коэффициент шума  $K_{ш}$  элемента тракта РПрУ есть частное от деления отношения сигнал/шум ( $P_c/P_{ш}$ ) на его входе к отношению сигнал/шум на выходе. Иначе говоря, это такой коэффициент, который показывает степень ухудшения отношения сигнал/шум на выходе приемника по сравнению с этим отношением на его входе, т.е. [1,2]:

$$K_{ш} = \frac{(P_c/P_{ш})_{вх}}{(P_c/P_{ш})_{вых}}, \quad (4)$$

Шум-фактор  $F_{ш}$  в (2,3) определяет коэффициент шума в децибелах.

Для последовательно соединенных каскадов радиоприемного тракта, как показано на рис. 6 общий коэффициент шума  $K_{ш.общ}$  определяется формулой Фрисса [1,2]:

$$K_{ш.общ} = K_{ш.1} + \frac{K_{ш.2} - 1}{K_{PНОМ.1}} + \frac{K_{ш.3} - 1}{K_{PНОМ.1} \cdot K_{PНОМ.2}} + \dots + \frac{K_{ш.n} - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} K_{PНОМ.i}}, \quad (5)$$

где  $K_{ш.i}$  - коэффициент шума отдельного ( $i$ -го) каскада;  $K_{PНОМ.i}$  - коэффициент передачи номинальной мощности отдельного ( $i$ -го) каскада.

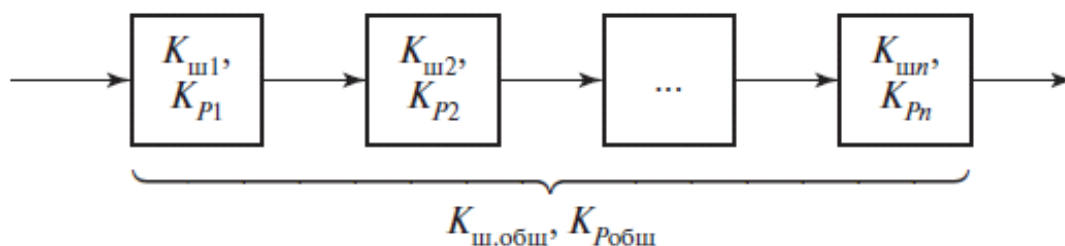


Рис. 6. Каскадное соединение шумящих цепей в тракте РПрУ

Для пассивных цепей с потерями, таких как кабели или регулируемые аттенюаторы, справедливо следующее соотношение:

$$K_{ш} = \left(\frac{T}{T_0}\right) (\eta - 1) + 1, \quad (6)$$

где  $\eta$  - коэффициент потерь по мощности пассивной цепи тракта ( $\eta=1/K_P$ , дБ);  $T$  - окружающая температура;  $T_0=290$  К - стандартная температура.

Формула (5) показывает, что коэффициент шума первого каскада полностью учитывается в общем коэффициенте шума каскадной цепи и имеет максимальное влияние на общий коэффициент шума. Аттенюатор, расположенный на входе РПрУ, представляет собой пассивный каскад, коэффициент шума которого может быть рассчитан с помощью выражения (6), и установки аттенюатора влияют на общий коэффициент шума приемника. Легко видеть, что увеличение величины ослабления на 10 дБ приводит в результате к повышению на 10 дБ общего шум-фактора. Поэтому максимальная чувствительность РПрУ будет достигаться при установке аттенюатора на 0 дБ.

Поскольку уровень теплового шума  $N_{ш}$  на выходе РПрУ пропорционален температуре, то его величина может быть выражена градусах. С этой целью перепишем выражение (3) в следующем виде

$$T = N_{ш} / k \cdot \Pi_{ш.пч}.$$

Данное соотношение, связывает температуру и шумовой уровень на выходе устройства, на практике также используется в качестве шумовой характеристики и называется **эквивалентная шумовая температура**  $T_e$  [1,3]. Данный параметр, а также его нормированная величина  $t_A = T_e / T$ , называемая **относительной шумовой**

**температурой**, часто используется вместо коэффициента шума в сложных УКВ-, УВЧ-, микроволновых и спутниковых радиоприемниках с низким уровнем шумов. Шумовые температуры  $T_e$  и  $t_A$ , как и коэффициент шума, показывают степень снижения отношения сигнал/шум при прохождении сигнала через приемник. Более низкая эквивалентная шумовая температура характеризует приемник лучшего качества. Величина  $T_e$ , приведенная ко входу приемника, связана с коэффициентом шума как:

$$T_e = T(K_{ш} - 1),$$

С другой стороны, коэффициент шума может быть выражен через  $T_e$  и  $t_A$ :

$$K_{ш} = 1 + T_e/T = 1 + t_A. \tag{7}$$

При проектировании РПрУ шумовую температуру  $t_A$  часто используют в качестве

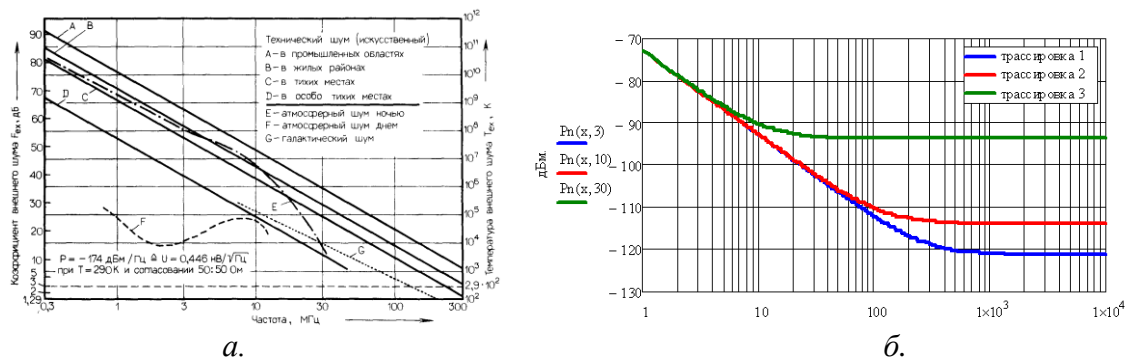


Рис.7 Частотная зависимость шумовой температуры антенны, а. справочные данные для  $K_{ш}$  [4], б. данные расчета  $L_{инд.ш}(f)$  по формуле (7)

характеристики внешних шумов устройства, регистрируемых его антенной системой. Частотная зависимость  $t_A(f)$  в различных радиодиапазонах является справочной характеристикой. Пример такой зависимости приведен на рис.7а [4]. При расчете РПрУ, в качестве предварительной оценки  $t_A(f)$ , можно воспользоваться эмпирическим соотношением,

$$2t_A = 2T_e/T = [(500/f)^2 + 1.5] \tag{7}$$

Здесь частота измеряется в мегагерцах. Согласно (7), влияние внешних шумов на уровень  $N_{ш}$  можно учесть за счет дополнения формул (2,3) на величину  $t_A(f)$ , взятую в логарифмическом масштабе. На рис.7б показан ход таких зависимостей  $N_{ш}(f)$  при различных уровнях  $F_{ш}$ , т.е. внутренних шумах приемника.

**Помехоустойчивость** называют способность РПрУ обеспечивать нормальное функционирование в условиях воздействия определенной совокупности помех. Существуют различные критерии количественной оценки помехоустойчивости: вероятностный, энергетический, артикуляционный.

При приеме дискретных сигналов применяется вероятностный критерий, связанный с определением средней вероятности искажения элементарного сигнала  $p_0(h)$ .

зависящей от превышения сигнала над помехой  $h$ . График функции  $p_0(h)$  называется характеристикой помехоустойчивости, вид которой зависит от типа модуляции сигнала, свойств среды распространения электромагнитных волн и других факторов.

При приеме аналоговых сигналов для оценки помехоустойчивости удобен энергетический критерий, предполагающий измерение отношения мощностей или эффективных напряжений сигнала и помехи на выходе РПрУ при заданном отношении С/Ш на входе.

**Избирательностью** (селективностью) называется способность РПрУ выделять полезный сигнал, ослабляя действие мешающих сигналов (помех). Основана она на использовании тех или иных различий полезных и мешающих сигналов: направления прихода и времени действия, поляризации, амплитуды, частоты и фазы.

**Односигнальная (линейная) избирательность** определяется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) фильтров УТ приемника при действии на его входе только одного малого сигнала (полезного или мешающего), не вызывающего нелинейных эффектов. Нормированной АЧХ УТ называют величину,

$$\gamma(f) = K(f) / K_0,$$

где  $K(f)$  - модуль коэффициента усиления (передачи) УТ по напряжению на произвольной частоте  $f$ ;  $K_0$  - резонансный коэффициент усиления на частоте настройки приемника  $f_0$ . Количественно односигнальная избирательность РПрУ оценивается величиной  $Se(f)$ , обратной (1) и определяет ослабление помехи при заданной ее расстройке  $\Delta f = f - f_0$  относительно  $f_0$ . Зависимость  $Se(\Delta f)$  называется характеристикой односигнальной избирательности. Поскольку в современных РПрУ пределы изменений  $Se(\Delta f)$  весьма значительны, обычно используется оценка избирательности в децибелах:  $Se \text{ [дБ]} = 20 \cdot \lg [K_0 / K(\Delta f)]$ . Наибольший интерес представляют величины избирательности на частотах, вблизи или на которых в приемный тракт могут попасть помехи. Исходя из этого, избирательность РПрУ часто характеризуется рядом численных значений для определенных побочных каналов приема:  $Se_i = K_0 / K_{1i}$ , где  $K_{1i}$  - коэффициент усиления (передачи) усилительного тракта на частоте помехи 1-го побочного канала приема.

#### **Многосигнальная (нелинейная) избирательность РПрУ**

В большинстве систем радиосвязи и радиовещания полезный сигнал принимается на фоне одной или нескольких значительных по уровню внеполосных помех, при этом даже незначительная нелинейность УТ приводит к таким эффектам, как **перекрестная модуляция, блокирование, интермодуляция**.

Перекрестная модуляция проявляется в переносе модуляции помехи на полезный сигнал. Если колебание сигнала модулировано, перекрестная модуляция ухудшает отношение сигнал/помеха или делает прием полезного сообщения вообще невозможным.

**Блокирование** полезного сигнала возникает также вследствие уменьшения коэффициента усиления УТ, но уже под действием сильных мешающих сигналов с частотами, отличающимися от частот основного и побочного каналов приема.

**Интермодуляция** заключается в том, что при воздействии на какой-либо нелинейный элемент в УТ двух или более помех с частотами  $f_{n1}, f_{n2}, f_{n3} \dots$  на выходе этого элемента возникает сложный спектр интермодуляционных колебаний вида  $mf_{n1} \pm nf_{n2} \pm pf_{n3}$ , где  $m, n, p$  - целые числа. Если частоты одной или нескольких составляющих этого спектра совпадают с частотой настройки РПрУ или любого побочного канала приема, такие составляющие усиливаются в УТ наравне с полезным сигналом, накладываются на него, снижают отношение С/П и искажают принимаемое сообщение.

**Динамический диапазон** (ДД) РПрУ характеризует его способность одновременно обрабатывать сигналы с очень разным уровнем. Границы динамического диапазона зависят от характера производящихся измерений.

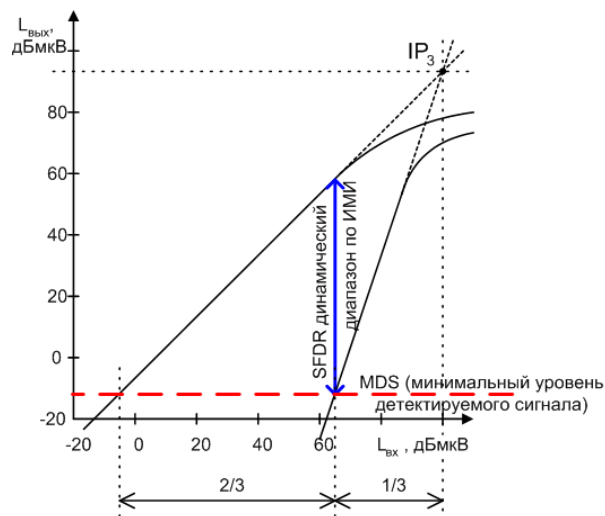


Рис.8а. Динамический диапазон аналогового РПрУ по ИМИ (SFDR),

Нижняя граница определяется собственным шумом приемника. Верхняя граница устанавливается точкой 1 дБ-компрессии или уровнем продуктов искажений, возникающих в анализаторе в случае его перегрузки (рис.8а). На практике наибольшее влияние на результаты измерений оказывают интермодуляционные продукты третьего порядка, поскольку они возникают в непосредственной окрестности входных сигналов. Эти искажения определяют **динамический диапазон свободный от интермодуляционных искажений (Spurious Free Dynamic Range-SFDR)** Максимальный уровень SFDR ДД<sub>max</sub> РПрУ в дБ для таких продуктов определяется так [1,2]:



$$DD_{max} = \frac{2}{3}(IP3_{вх} - N_{ш}) = \frac{2}{3}(IP3_{вх} + 174[\text{дБм}] - 10\log(P_{ш}) - F_{ш}) \quad (8)$$

$IP3_{вх}$  - точка пересечения по входу 3-го порядка  $N_{ш}$  – пороговый уровень шумов.

Формула (8) показывает, что для достижения большого динамического диапазона РПрУ, требуются как можно большие значения уровня точки пересечения и как можно более низкий шум-фактор.

### Различия параметров аналоговых и цифровых РПрУ по интермодуляции

Важным отличием цифровых РПрУ от аналоговых является их характеристики многосигнальной избирательности по интермодуляции, определяющие динамический диапазон (ДД) и помехоустойчивость радиоприемника.

Если на входе аналогового радиоприемника с нелинейной амплитудной характеристикой присутствуют сигналы двух частот, нелинейный интермодуляционный продукт 3-го порядка которых попадает в полосу полезного сигнала, то при увеличении амплитуды одного из этих сигналов на 1 дБ нелинейный продукт возрастает в кубической пропорции, т.е. на 3 дБ. При больших помехах он может превышать остальные шумы, вызывая тем самым снижение динамического диапазона РПрУ (см. Тема «Основные параметры аналоговых РПрУ» УМ-пособия [7]). Для аналоговых приемников параметр интермодуляции  $IP_3$  является одним из важнейших. Чем больше в радиоприемнике допустимый уровень интермодуляционной помехи третьего порядка, тем правее пролегает прямая роста интермодуляционных искажений и тем больше динамический диапазон РПрУ по интермодуляции третьего порядка (ИМИ-3).

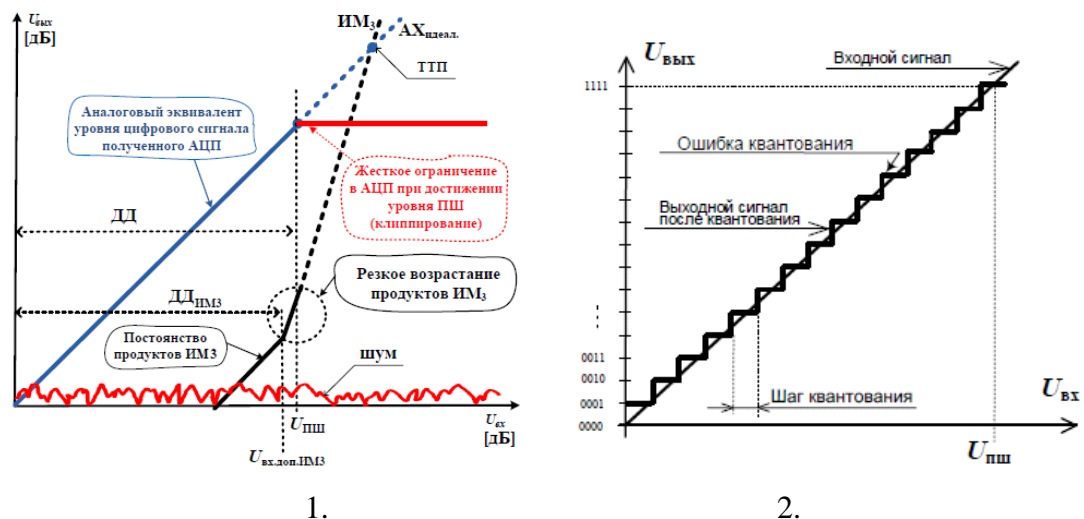


Рис.86.

1. Пример изменения ДД АЦП при воздействии ИМИ-3;
2. Амплитудная характеристика АЦП и ошибки квантования

Иная картина наблюдается в цифровых РПрУ. Для АЦП параметр интермодуляции ИМЗ теряет свою актуальность, поскольку интермодуляционные продукты не являются функцией амплитуды сигнала. При достижении сигналом уровня полной шкалы  $U_{\text{ПШ}}$  АЦП (рис.8б-2) не происходит постепенной компрессии, как в аналоговом РПрУ. В АЦП цифрового РПрУ, а имеет место жесткое ограничение (клиппирование) сигнала, приводящее к резкому росту продуктов искажения. При уровне сигнала ниже полной шкалы интермодуляционные продукты остаются практически постоянными. Это означает, что при увеличении сигнала на 1 дБ они также возрастают не на 3, как в тракте аналогового РПрУ, а только на 1 дБ., т.е. соответствующая точка пересечения стремится к бесконечности. ***В этом и состоит существенное отличие цифровых РПрУ от аналоговых.***

Увеличение интермодуляции может иметь место только при приближении к уровню полной шкалы АЦП. В качественных АЦП клиппирование сигнала может отсутствовать в пределах всего динамического диапазона. Причиной того, что современные АЦП не подвержены влиянию интермодуляции, является то, что нелинейность их амплитудной характеристики (АХ) на рис.8б-2 существенно отличается от вида нелинейности АХ аналоговых каскадов, которые достаточно точно аппроксимируются сплайн- функциями 3-го, или более высокого порядка. В нелинейном среде такого типа в каждый момент времени действует строго фиксированное напряжение, равное единице младшего разряда, благодаря чему ключи работают в линейном режиме [13].

Таким образом, в приемниках с АЦП, расположенным близко к антенному входу, интермодуляция практически отсутствует. Поэтому с увеличением сигнала имеет место рост динамического диапазона, в то время как в аналоговых РПрУ из-за интермодуляции динамический диапазон снижается.

Следует помнить, что отмеченный выигрыш по ИМИ-3 цифровых РПрУ перед аналоговыми возможен, если АЦП расположить непосредственно на входе радиоприемника, что при современной элементной база пока невозможно. По этой причине в схемах ЦРПрУ на входе, перед АЦП (рис.2), требуется усилитель радиочастоты. Нелинейность АХ которого при больших уровнях сигналов и помех и приводит к образованию интермодуляции. Поэтому в цифровых радиоприемных устройствах многосигнальная избирательность, а в большей степени, интермодуляция будет воздействовать на качество обработки сигналов, как и в аналоговых радиоприемниках.

### Подготовка системы к работе.

Данная работа состоит из нескольких упражнений, прилагаемых к пакету Visual System Simulator программной среды AWR Design Environment [4]. Упражнения выполняются на основе шаблона проекта “Аналоговые РПрУ.emp”. Для его активизации следует:

1. Запустите проект “Аналоговые РПрУ.emp” с рабочего стола. При этом будет запущена среда AWR Design Environment.

### Модель 1. Модель линейного тракта аналогового приемника прямого усиления.

В данном упражнении изучаются возможности RF моделирования в VSS на примере аналогового детектирования АМ сигнала в линейном тракте приемника прямого усиления.

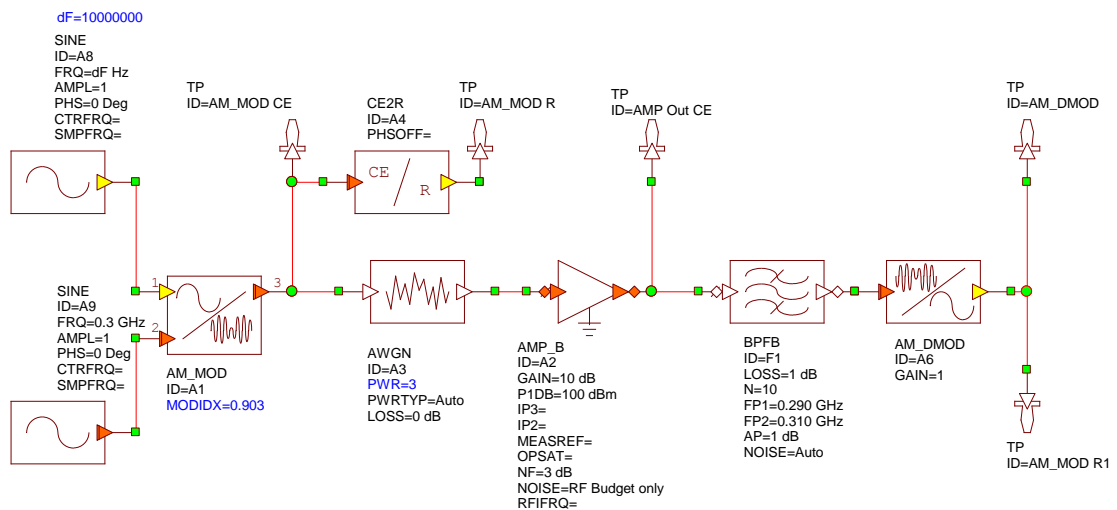
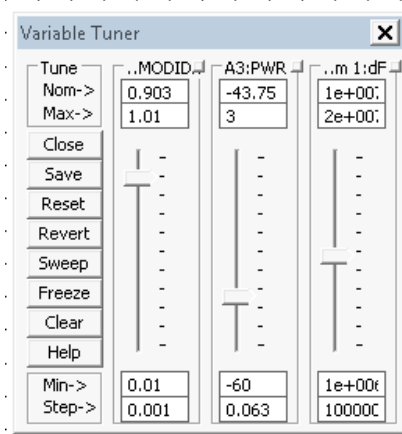


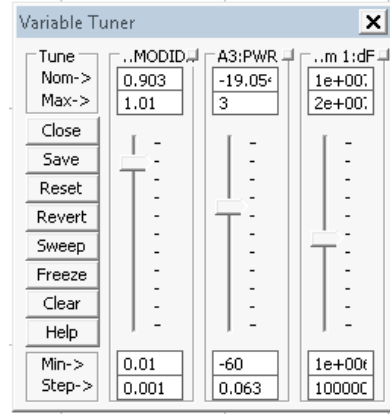
Рис.9. Модель линейного тракта аналогового приемника прямого усиления.

Проект снабжен регулятором “Variable tuner”, которым в интерактивном режиме устанавливаются глубина модуляции (MODIDX), уровень шума канала связи (PWR) и частота модулирующего сигнала (dF), определяющая ширину спектра передаваемого по каналу связи АМ колебания. Демодуляторы CE2R и AM\_DMOD позволяют контролировать качество принятого сигнала на входе и выходе тракта во временной и частотной областях.

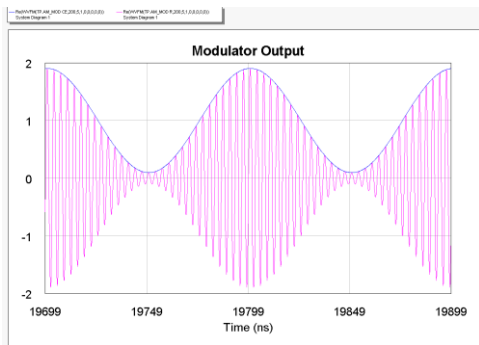
Результаты моделирования преобразований АМ сигнала во временной и частотной областях для различных уровней шум в канале связи в различных контрольных точках тракта рис.9 показаны на рис.10. Здесь данные рис.10в,г,д,е и рис.10ж,з относятся к положениям тюнера рис. 10а,б соответственно. Эти графики демонстрируют линейные искажения модулирующего сигнала на приемной стороне канала, связанные с проникновением шумов в линейный тракт РПрУ.



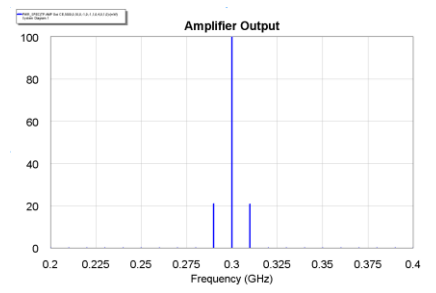
а.



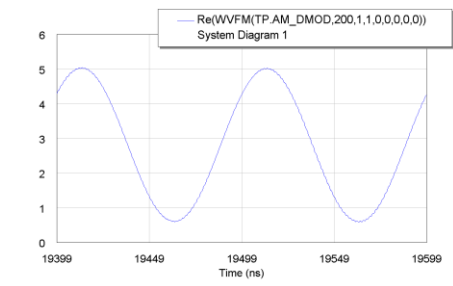
б.



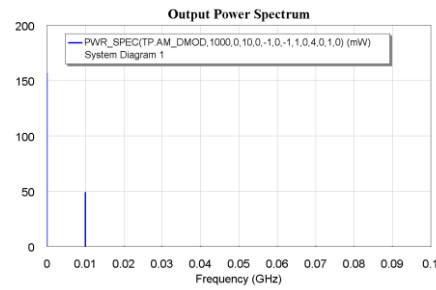
в.



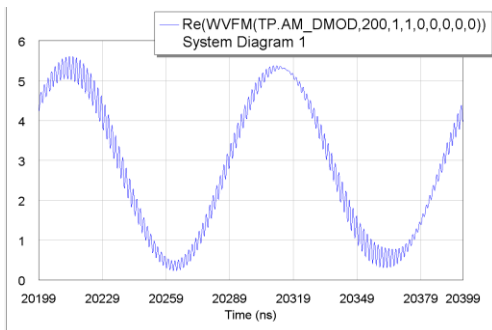
г.



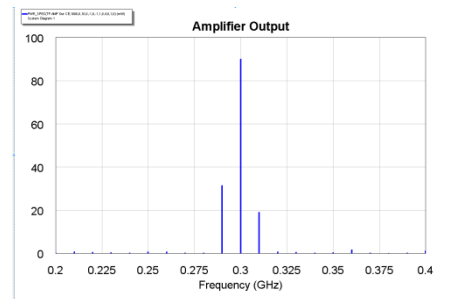
д.



е.



ж.



з.

Рис.10. Временное и частотное представление сигналов АМ сигнала в КТ схемы рис.9.

## Модель 2. Бюджет шумовых и передаточных характеристик тракта РПрУ.

В данном упражнении изучаются возможности RF моделирования в VSS, т.е. этапа системного проектирования РПрУ. RF-моделирование позволяет выполнять измерения каскадного распределения усиления, шумов и интермодуляционных искажений в тракте приемника за счет использования симулятора RF Budget Analysis. Важным компонентом RF-моделирования является также поддержка измерения нелинейного режима тракта.

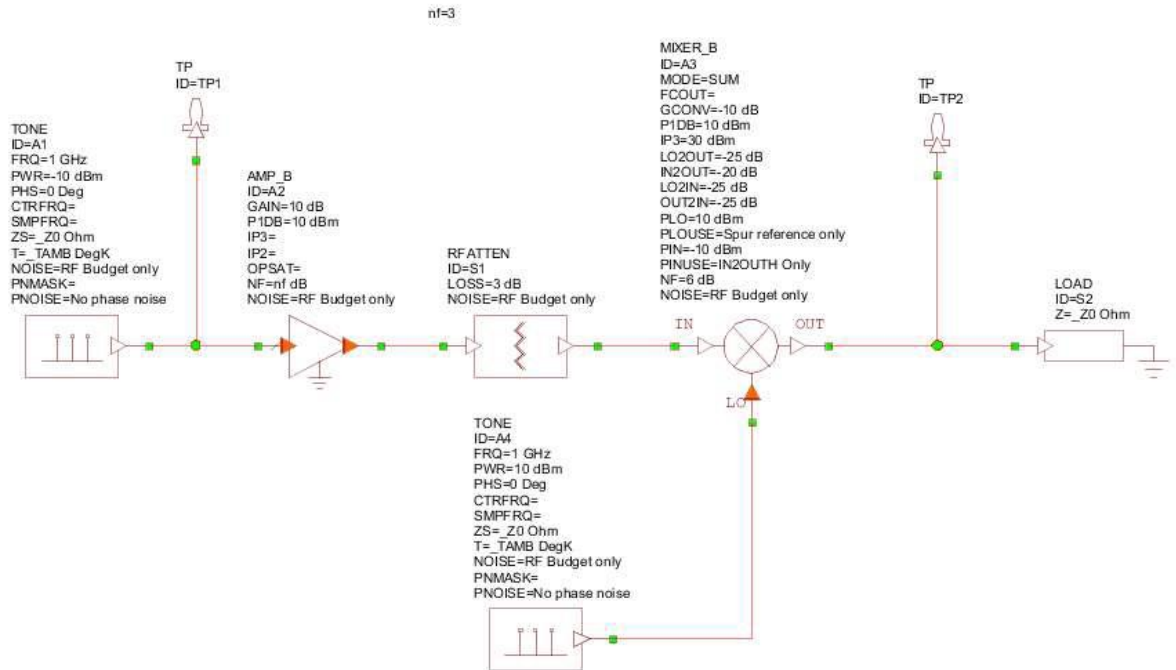


Рис.11. Модель радиочастотного тракта аналогового РПрУ

Симулятор RF Budget Analysis вызывается автоматически при использовании в проекте любого измерения из категории *System>RF Budget Analysis*. Измерения RFB могут быть отображены в каскадном формате, либо частотном формате, где отображаются измеренные значения для каждого блока тракта приемника с их отображением в нижней части графиков или в левой колонке таблиц. Выполнение упражнения содержит следующие этапы:

1. Запустите проект “Аналоговые РПрУ.emp” с рабочего стола. При этом будет запущена среда AWR Design Environment (рис.11).

Функциональные блоки данного проекта находятся на панели *Elements*:

- блок TONE, источник непрерывного гармонического сигнала - в категории System Blocks>RF Blocks>Sources;
- блок AMP\_B, усилитель, - в категории System Blocks>RF Blocks>Amplifiers;
- блок RFATTEN, аттенюатор, - в категории System Blocks>RF Blocks>Passive>Attenuators;
- Рис.12. Настройка графиков шумовых и передаточных характеристик тракта РПрУ

- блок MIXER\_B, смеситель, - в категории System Blocks>RF Blocks>Mixers;
- блок LOAD, нагрузка, - в категории System Blocks>RF Blocks>Impedance Mismatch;
- блок TP, контрольная точка, - в категории System Blocks>Meters.

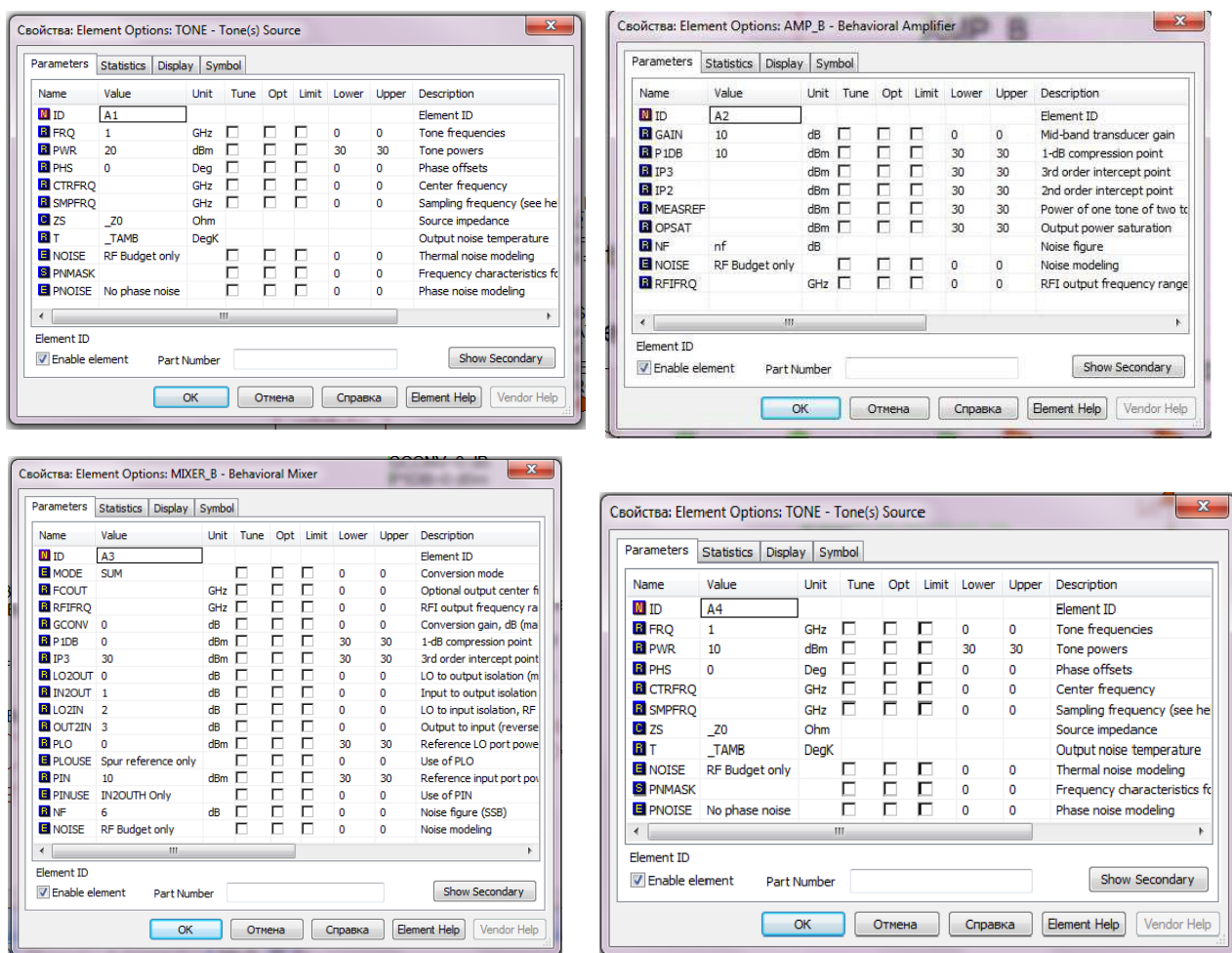
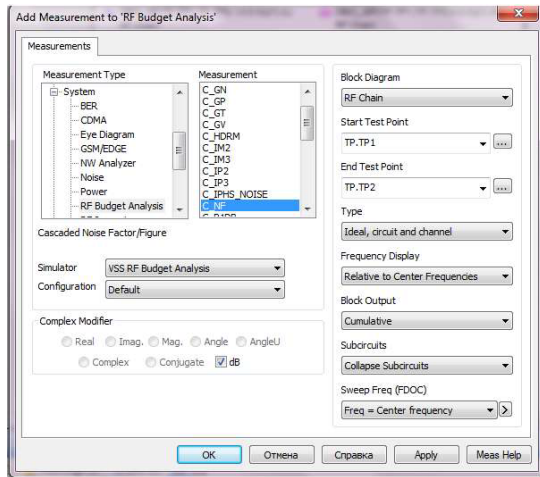


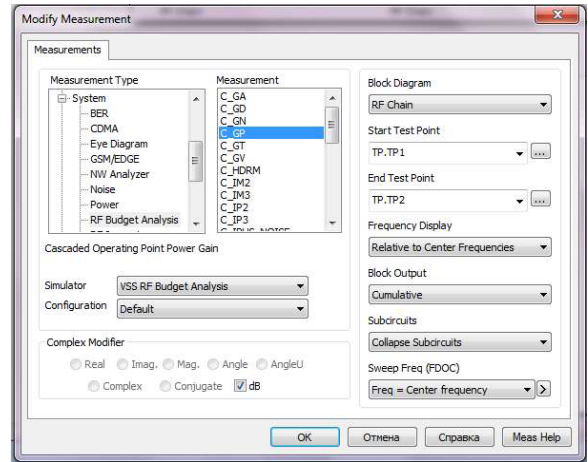
Рис.12. Настройка параметров тракта аналогового РПрУ

Соединение элементов производится с помощью изображения проводника, возникающего при подведении курсора мыши к выводу блока. Переход к вводу или редактированию параметров блока производится двойным щелчком кнопки мыши по соответствующему блоку. Для блоков TONE ID=A1, TONE ID=A4, MIXER\_B и AMP\_B установите значение параметров в соответствии с Рис. 10.

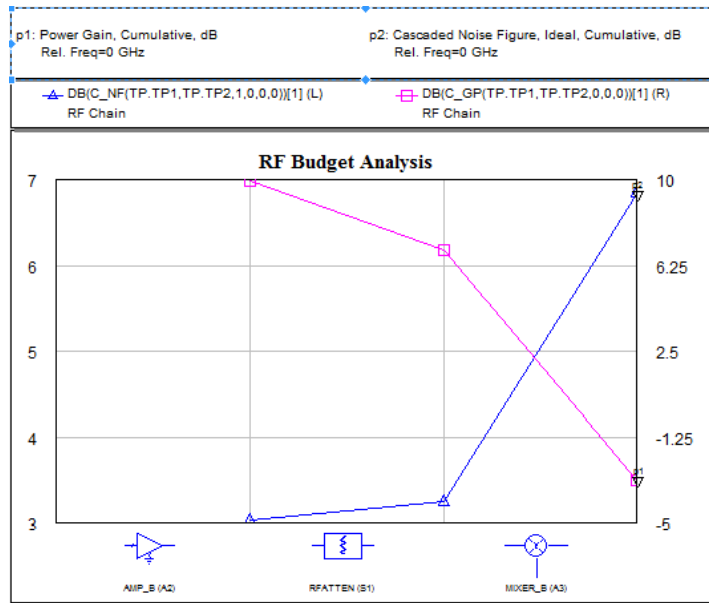
2. Для добавления графиков найдите во вкладке **Project** подменю **Craphs** и выберите **New graph**. Введите имя для нового графика. Выберите **Rectangular** как тип и нажмите OK. Во вкладке **Project** найдите созданный график, нажмите по нему правой кнопкой мыши и нажмите **Add Measurement**, чтобы добавить измерения.



a.



б.



г.

Рис.13. Распределение шумов и передаточных характеристик в тракте РПрУ

Вначале упражнения постройте графики по каскадному распределению шумов передаточных характеристик в моделируемом тракте РПрУ. Для этого задавайте параметры в соответствии с рис. 13. Затем правой кнопкой мыши щелкните по графику и откройте *Properties*, затем в диалоговом окне выберите *Traces* и задайте параметры кривых на графиках.

3. Для выполнения моделирования выберите *Simulate > Run/Stop System Simulators*. В результате должен быть построен один график, на котором изображены шумовые и передаточные характеристики моделируемого тракта. Соответствующие результаты моделирования приведены на рис 1 г.

4. Для исследования влияния параметров элементов схемы на ее шумовые и передаточные характеристики воспользуйтесь инструментом *Tune Tool* на панели инструментов, с

помощью которого измените параметры элементов тракта. При этом в режиме онлайн зафиксируйте соответствующее изменение графиков рис.13г.

### Модель 3. Тракт супергетеродинного приемника [6].

В данном упражнении моделируется режим работы супергетеродинного приемника (проект “Супергетеродинный\_РПрУ.emp”), содержащего систему двойного преобразования частоты с RF сигналом на входе 12 GHz, первой промежуточной IF = 4 GHz и второй промежуточной IF = 150 MHz (рис.14).

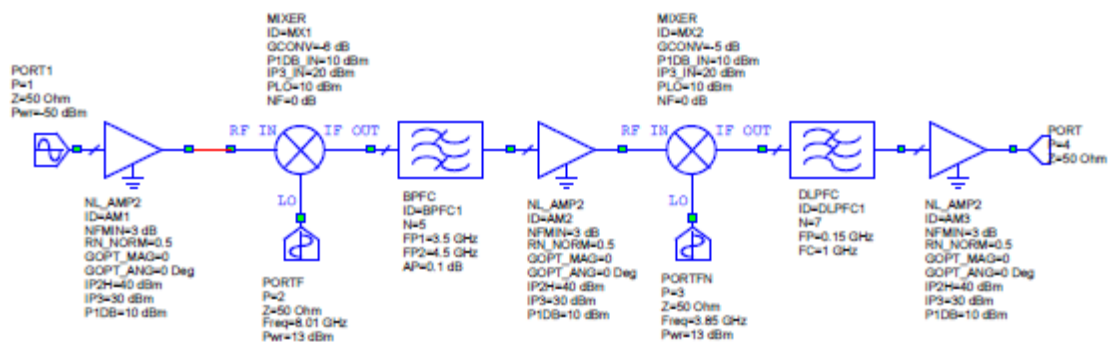
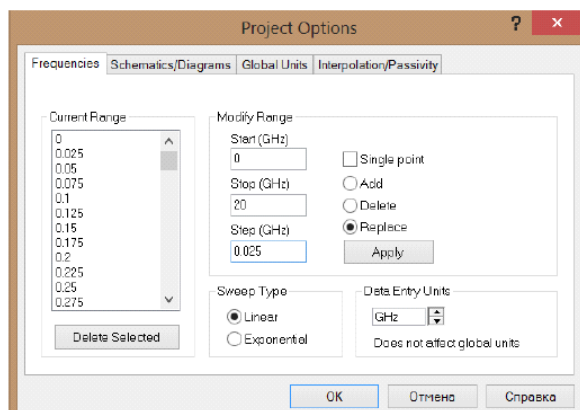


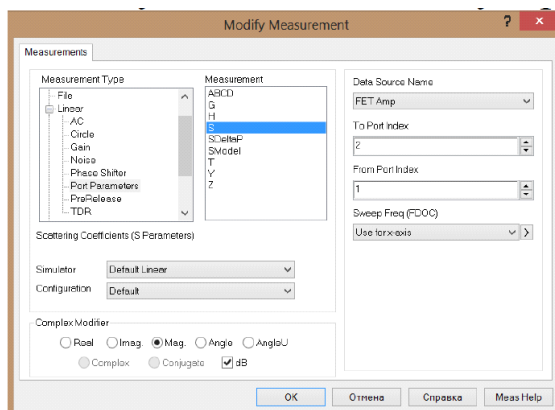
Рис.14. Схема приемника с двойным преобразованием частоты

Для моделирования приемника здесь используется метод гармонического баланса. Установка частот, для выполнения с его помощью расчета спектра на выходе тракта, соответствует с рис.15а. Установки для вывода частотной характеристики параметра S21 и выходной мощности на промежуточной частоте и выходной мощности (Pharm) по диапазону частот, а также вывода информации о выходном спектре соответствуют с рис.15б-15г.

В результате моделирования формируется графики частотной зависимости параметра S21 и выходной мощности на промежуточной частоте (рис.16а), а также гармонический состав сигнала на выходе системы (рис.16б).

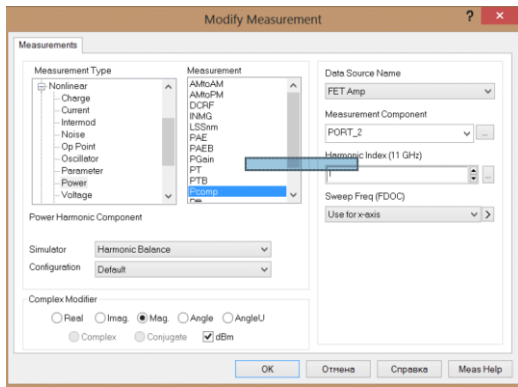


а.

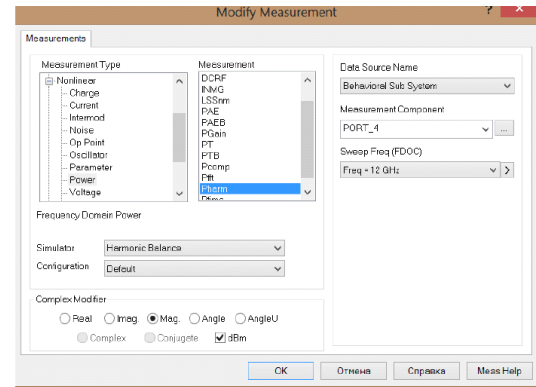


б.



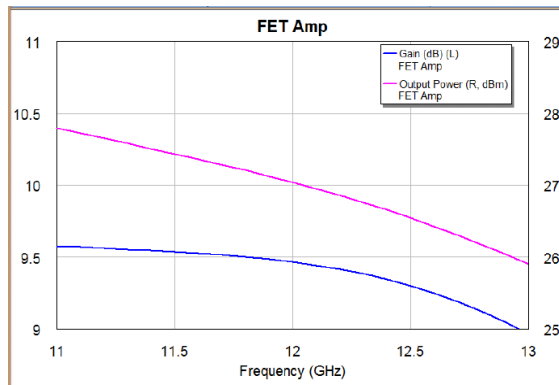


В.

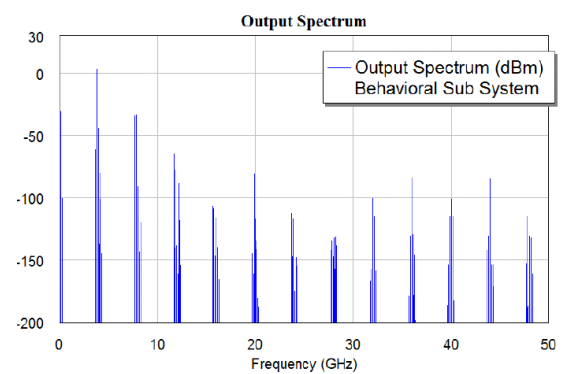


Г.

Рис.13. Установка симулятора VSS для анализа тракта РПрУ



а.



б.

Рис.16. Частотная зависимость параметра S21 и выходной мощности на промежуточной частоте и гармонический состав сигнала на выходе системы

### Упражнение 1. Измерение линейных искажений АМ-сигнала в тракте приемника прямого усиления

Используя шаблон «00 АМ детектирование в тракте РПрУ.emp» провести измерение линейных искажений АМ-сигнала в тракте РПрУ, а также отношения сигнал/шум при различных частотах модулирующего сигнала и уровнях шумовой мощности в канале связи. По указанию преподавателя перестроить параметры модели шаблона на частоту одного из радиовещательных диапазонов, в соответствии с данными таблицы 1.

**Упражнение 2. Измерение амплитудной характеристики и точек пересечения  $IP_3$**   
Провести измерения амплитудной характеристики и точек пересечения  $IP_3$  по схемам рис.11,14 для частотных диапазонов на частотах, установленных в проектах - шаблонах.

### Упражнение 3. Online- корректировка шум-фактора $F_{ш}$ элементов тракта

С помощью функции “tune” провести в реальном времени корректировку шум-фактора  $F_{ш}$  элементов тракта. Повторить измерения общего бюджета усиления и шум-фактора  $F_{ш}$  всего тракта. Сопоставить полученные результаты с прогнозом по формуле Фрисса.

#### **Упражнение 4. Корректировка проекта под требования ТЗ на КП**

Изменить рабочую частоту и частотный диапазон проекта до значений, предусмотренных ТЗ на курсовой проект (КП). Провести измерения амплитудной характеристики и шум-фактора  $F_{ш}$  для установленных параметров схемы.

#### **Рекомендуемая литература**

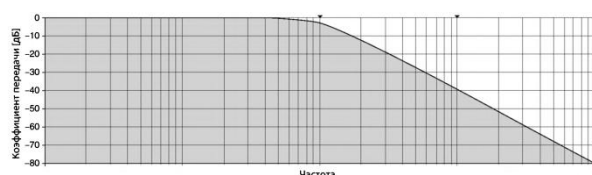
18. Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. Радиоприемные устройства: Учебник для ВУЗов /- М.: Горячая линия, 2007. - 520 с.
19. Остапенков П.С., Смольский С.М. Особенности обработки сигналов в современных измерительных системах: учеб. пособие / - М.: КУРС, 2018. - 208 с.
20. У. Томаси. Электронные системы связи /- М.: Техносфера, 2007. - 1360 с.
21. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Схемы, блоки, 50-омная техника / Пер. с нем. – М.: 1990.
2. 5. Руководство по Visual System Simulator NI AWR Design Environment v14 Edition ([https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS\\_Getting\\_Started\\_ru.pdf](https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS_Getting_Started_ru.pdf))
22. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В.Д. Разевига. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
23. А.А.Курушин. Практикум проектирования СВЧ устройств с помощью программы Microwave Office. Электронная книга. Часть 5. М., 2011,2016. – 171 с. ([http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum\\_proektirovaniya\\_svch\\_ustrojstv\\_s\\_pomoshhju\\_programmy\\_microwave\\_office/1-1-0-30](http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum_proektirovaniya_svch_ustrojstv_s_pomoshhju_programmy_microwave_office/1-1-0-30))
24. Банков В.Н., Л.Г. Барулин и др. Радиоприёмные устройства / Под ред. Л.Г. Барулина. – М.: Радио и Связь, 1984.
25. Тарасенко Ф.П. Прикладной системный анализ : учебное пособие / - М. : КНОРУС, 2010. 224 с.
26. ГОСТ Р 52003-20 Уровни разукрупнения радиоэлектронных средств. Термины и определения.
27. ГОСТ 24375-80 Радиосвязь. Термины и определения
28. R Hartley, Modulation System US patent 1666206 Apr (1928)
29. D.K. Weaver, A third method of generation and detection of single side band signals. Proceedings of IRE vol 44 No 12, 1956, 1703-1705.

30. . В.Т. Поляков. Радиолюбителям о технике прямого преобразования.-М.: Патриот, 1990, 262 с.
31. Блэк Б.А. Введение в системы радиосвязи. Лабораторные работы с NI USRP и LabVIEW Communications. NI 326348A-01, 2014.
32. С.И. Баскаков Радиотехнические сигналы и цепи. М., Высшая школа, 2003.

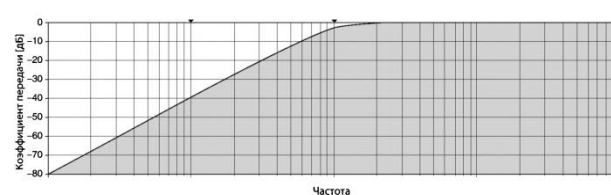
### 3. Тема. Расчет активных LC-фильтров тракта РПрУ

#### Амплитудно-частотные характеристики фильтров

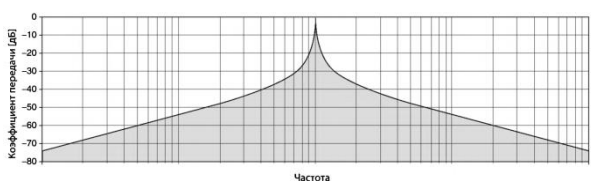
Возможные виды АЧХ фильтров представлены графически на рис. 1. Затемнённая область пропускания, а белой областью обозначены области заграждения [1,2].



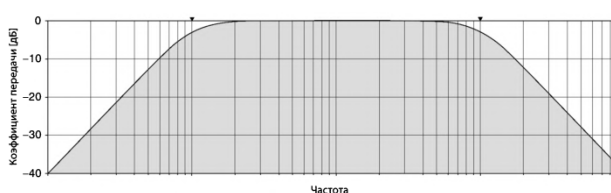
а. Фильтр нижних частот (ФНЧ)



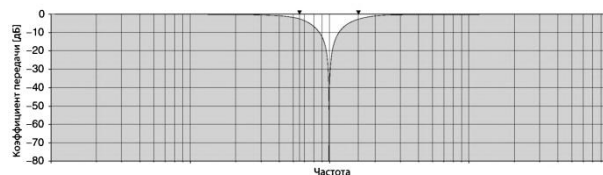
б. Фильтр верхних частот (ФВЧ)



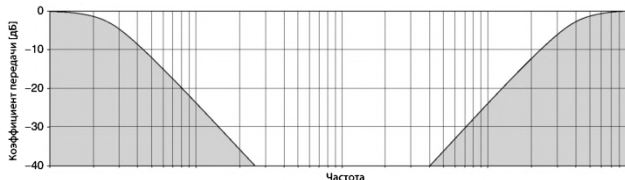
в. Резонансный фильтр



г. Полосно-пропускающий фильтр (ППФ)



д. Режекторный узкополосный фильтр



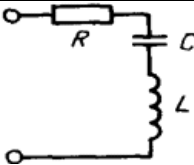
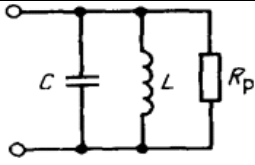
е. Режекторный широкополосный фильтр

Рис. 1. АЧХ фильтров

#### Характеристики колебательных контуров

Используемы при расчете селективности тракта РПрУ основные характеристики последовательного и параллельного колебательных контуров приведены в таблице 1.

Таблица 1. Характеристики колебательных контуров

Наименование	Последовательный резонанс	Параллельный резонанс
Последовательный и параллельный колебательные контуры		
Резонансная частота (формула Томсона)	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Добротность	$Q = \frac{2\pi f_0 L}{R_S} = \frac{1}{2\pi f_0 C R_S}$	$Q = \frac{R_p}{2\pi f_0 L} = 2\pi f_0 C R_p$

	$Q = \frac{1}{R_S} \sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q = R_P \sqrt{\frac{C}{L}}$
Характеристическое сопротивление	$\rho_k = 2\pi f_0 L_k = 1/(2\pi f_0 C_k) = \sqrt{L_k/C_k}$	
Относительная расстройка	$v = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f};$	
Обобщенная расстройка	$\xi = \frac{1}{r_k} \left( 2\pi f L_k - \frac{1}{2\pi f C_k} \right) = Q_k \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_k v.$	
Ослабление	$\sigma = \sqrt{1 + \xi^2} = K_0/K$	
Полоса пропускания П по уровню 0.707	$\Pi = f_0/Q_k$	
Коэффициент прямоугильности $K_{3/20}$	Отношение значений ширины полосы пропускания фильтра $\Delta f$ по уровням 3 дБ. и 20 дБ. (или др. уровню X).	

### Характеристики операционного усилителя - активного элемента фильтра

Интегральный «операционный усилитель» ОУ представляет собой радиоэлектронный элемент, охваченный глубокой обратной связью. Условное обозначение ОУ приведено на рис. 2.

Отношение ширины полосы пропускания электронного усилителя по уровню 0,707 к ширине полосы пропускания по уровню 0,1.

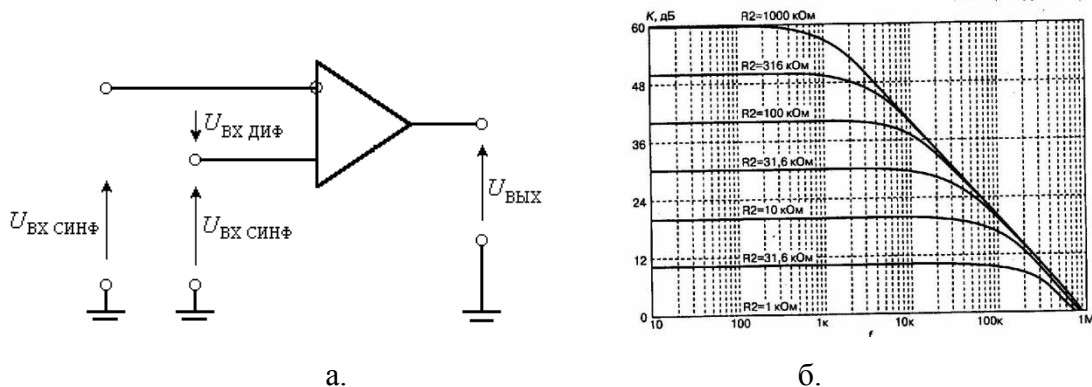


Рис.2. Упрощенное условное обозначение интегрального ОУ напряжения

На этом рисунке  $U_{DC}$  – напряжение дифференциального сигнала между **инвертирующим** (верхним) и **неинвертирующим** (нижним) входами. При этом их амплитуды одинаковы и равны  $U_{DC}/2$ , а фазы противоположны по знаку.

Идеальный ОУ напряжения должен обладать следующими характеристиками:

– коэффициент усиления дифференциального сигнала на постоянном токе

$$A = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty \quad (1.a)$$

$$\text{— входное сопротивление для дифференциального сигнала } R_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty; \quad (1.б)$$

$$\text{— выходное сопротивление } R_{\text{ВЫХ}} \rightarrow 0; \quad (1.в)$$

$$\text{— нижняя граничная частота } f_{\text{н}} \rightarrow 0; \quad (1.г)$$

$$\text{— верхняя граничная частота } f_{\text{в}} \rightarrow \infty \quad (1.д);$$

— коэффициент подавления синфазных сигналов

$$N_{\text{СС}} = A_{\text{ДС}} / A_{\text{СС}} \rightarrow \infty \quad (1.e)$$

— постоянный потенциал  $E_{\text{ВЫХ}}$  на выходе ОУ равен нулю при входном потенциале  $E_{\text{ВХ}} = 0$  (отсутствуют статические погрешности).

Реально достигнутые значения перечисленных выше характеристик для современных ОУ напряжения:  $A_0 < 5 \cdot 10^6$ ;  $R_{\text{вх.дс}} < 10^7$  Ом (при использовании на входе полевых транзисторов);  $R_{\text{ВЫХ}}$  - десятки Ом; Частота единичного усиления  $f_T$ , на которой  $A(f_T) = 1$ ,  $f_T < 100$  МГц; коэффициент  $N_{\text{СС}} < 120$  дБ.

В схемотехнике активных фильтров ОУ используются в качестве усилительных элементов. Соответствующие схемы включения показаны на рис.3. Опираясь на свойства (1) несложно показать, что коэффициенты передачи  $K$  приведенных схем определяются формулами на рис.1.

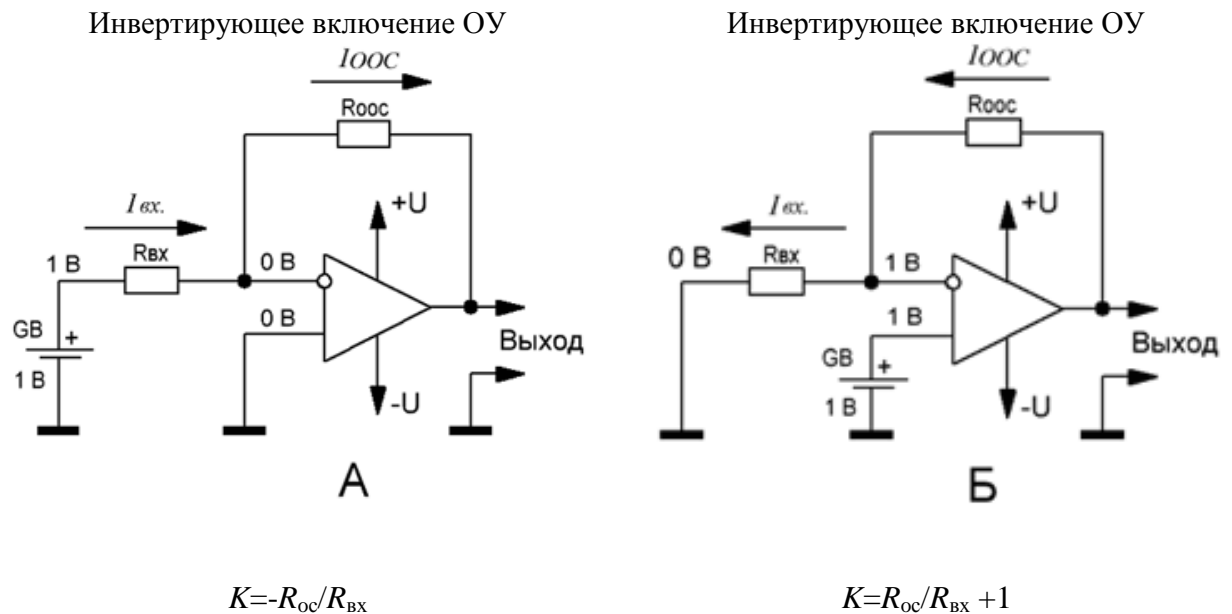


Рис.3. Схемы включения и коэффициенты усиления ОУ в активные фильтры

Спад коэффициента усиления ОУ в реальных микросхемах при повышении частоты ведет к снижению коэффициентов  $K$  схем рис.1. На рис.1б приведена частотная зависимость АЧХ реального усилителя от коэффициента  $K$  на низкой частоте.

Преобразования схем рис.1 в активные фильтры осуществляется путем замены в них резистора  $R_{oc}$  колебательным контуром из таблицы 1. Пример активного перестраиваемого LC-фильтра со схемой такого рода показан на рис.4. Здесь же дана соответствующая АЧХ

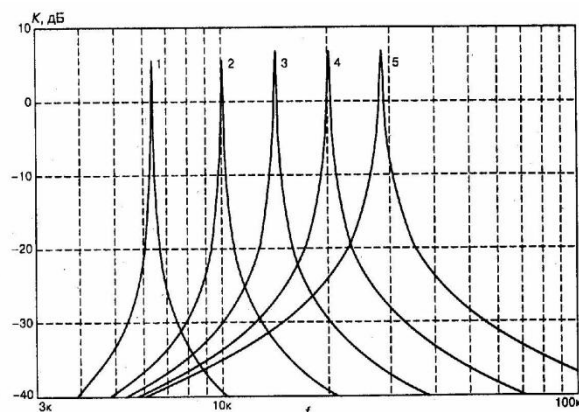
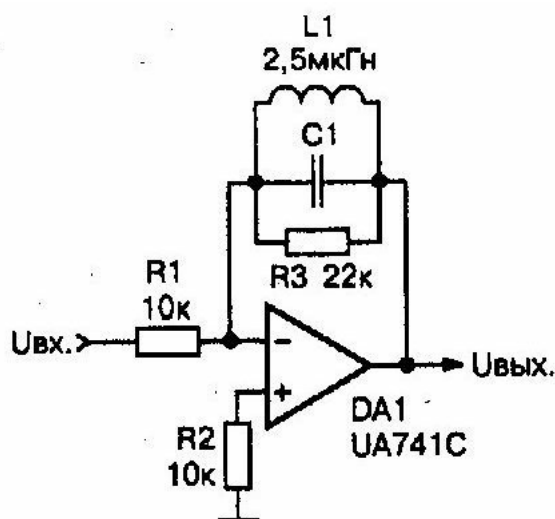


Рис. 38.26. Амплитудно-частотная характеристика LC-фильтра на ОУ, рис. 38.25, при  $C1$ :  
1 — 0,25 мкФ; 2 — 0,1 мкФ; 3 — 0,05 мкФ; 4 — 0,025 мкФ; 5 — 0,0125 мкФ

Рис.3. Схема активного перестраиваемого LC-фильтра и его АЧХ

### Упражнение 1. Подавление зеркального и соседнего каналов в тракте РПрУ

Цель данного упражнения заключается в исследовании влияния коэффициента прямоугольности АЧХ трактов УВЧ и УПЧ на избирательность супергетеродинного приемника по зеркальному и соседнему каналам. Упражнение выполняется в пакете Visual System Simulator программной среды AWR Design Environment [4-6], на основе шаблона проекта “АМ детектирование в нелинейном тракте.emp”.

Моделируемый тракт в данном примере состоит из амплитудного модулятора (AM\_MOD), ко входам которого подключены генератор регулируемой несущей частоты (SINE, ID=A9) и генератор гармонического модулирующего сигнала (SINE, ID=A8). Форма и спектр формируемого сигнала на выходе модулятора контролируется в контрольных точках «AM\_MOD CE» и «AM\_MOD R». Вторая из них находится на выходе идеального демодулятора «CE2R». Степень нелинейности тракта задается точкой компрессии 1 ДБ усилителя AMP\_V. К его выходу подключен фильтр с регулируемым коэффициентом прямоугольности и полосой пропускания. Спектр выходного, демодулированного сигнала (рис.5г) формируется на выходе идеальной детекторной секции AM\_DMOD.

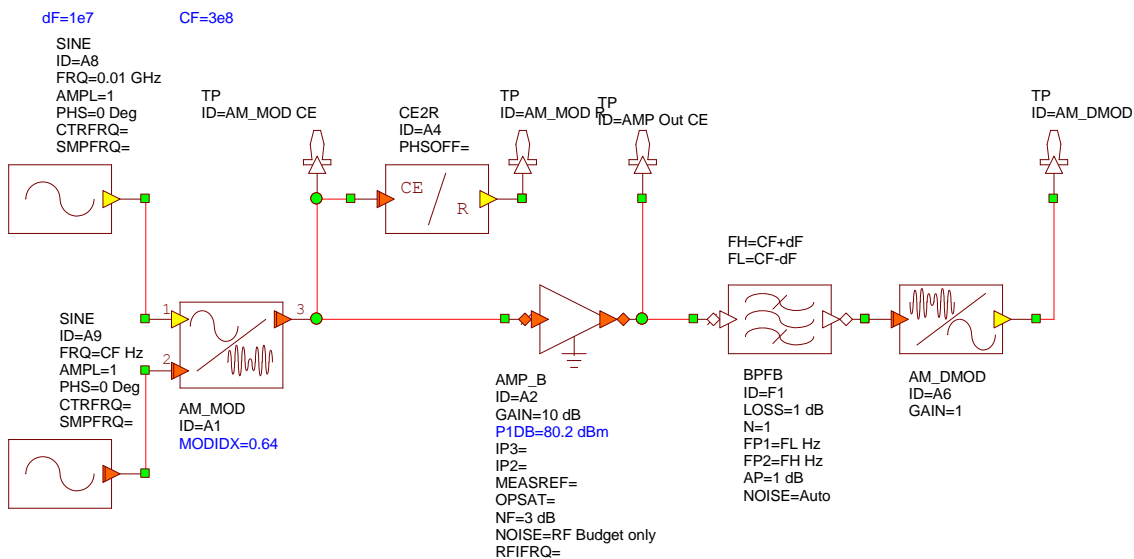
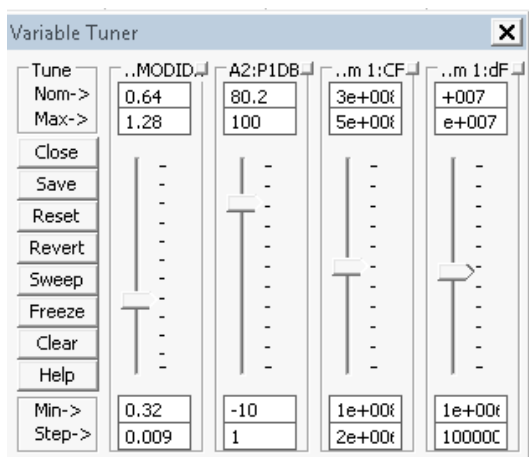
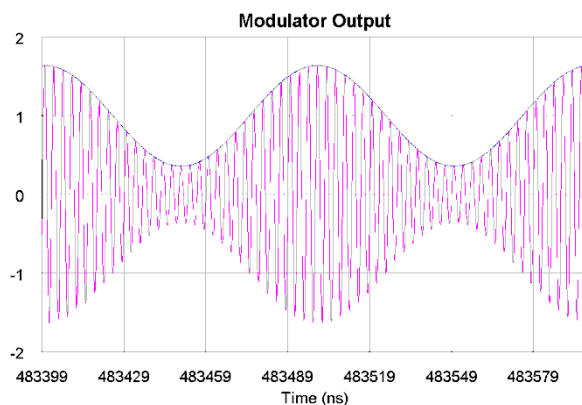


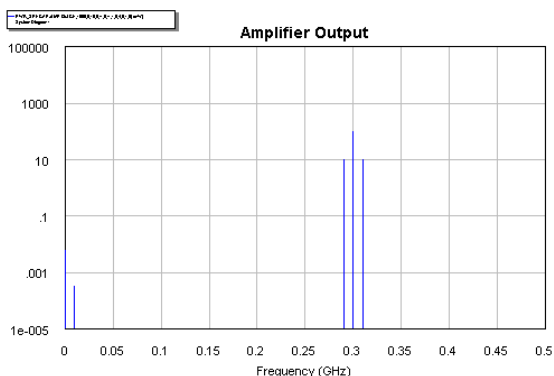
Рис.4. VSS-проект для исследования избирательности РПрУ.



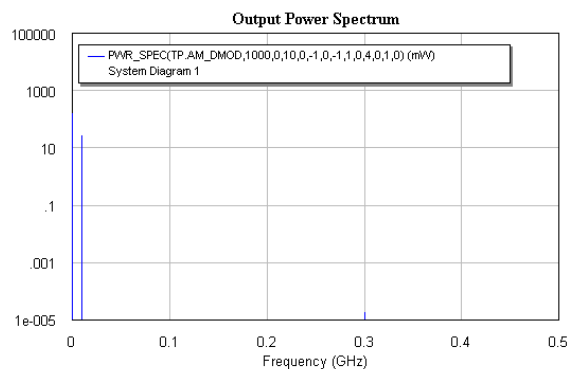
а.



б.



в.



г.

Рис.5. Осциллограммы и спектрограммы в контрольных точках схемы рис.4

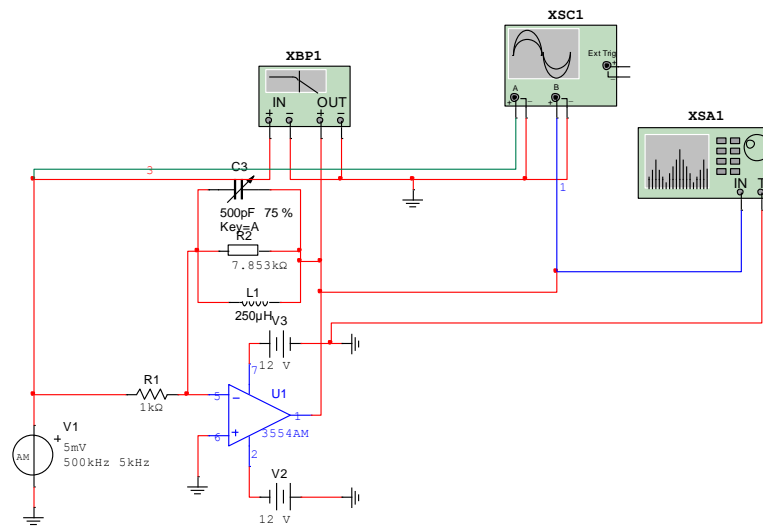


1. Через раздел Simulate главного меню запустите проект. При этом будет активизирована среда AWR Design Environment. Рабочее окно проекта показано на рис. 4. Осциллограммы и спектрограммы в контрольных точках схемы приведены на рис.5.
2. Проект содержит Online tune-корректоры (рис.5а), позволяющие проводить в реальном времени изменение полосы частот, центральной частоты и глубины модуляции входного АМ- сигнала, а также уровень нелинейности усилительного тракта.
3. Частотная селективность в данной модели (т.е. АЧХ трактов УВЧ и УПЧ) обеспечивается сосредоточенным ВРФВ-фильтром с регулируемой полосой пропускания. Регулировка осуществляется крайним правым движком tune-корректора на рис.5а. Коэффициент прямоугольности данного фильтра регулируется его порядком, который становится доступным на вкладках окна, открывающегося после щелчка мышью по пиктограмме фильтра. В этом же окне приведена АЧХ фильтра.
4. В данном упражнении, с помощью регулировки центральной частоты АМ- сигнала с аналоговой тональной модуляцией (на рис.5а второй движок справа), необходимо измерить степень подавления зеркального и соседнего каналов, их соответствия требованиям ГОСТ 5651-89 Аппаратура радиоприемная бытовая. Основной задачей упражнения является установление требований к коэффициенту прямоугольности фильтра, при котором сигнал на основной частоте не будет испытывать линейных и нелинейных искажений. При этом уровень подавление зеркального и соседнего каналов будет соответствовать требованиям ГОСТ 5651-89.

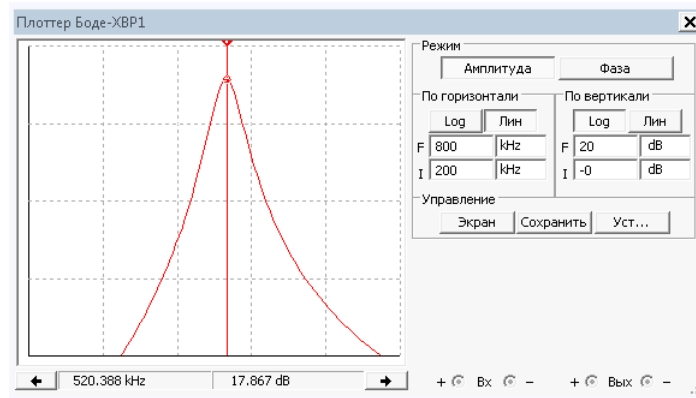
### **Упражнение 2. Моделирование узкополосного активного LC-фильтра в пакете MultiSim**

- Для моделирования узкополосного активного LC-фильтра по рис.3 загружаем в пакет MultiSim [6] файл шаблона работы «ОУ-LC-ППФ Пр-1 0913.ms12». Рабочее окно среды MultiSim для данного проекта показано на (рис.4):
- Предварительно рассчитать по формулам таблицы 1 номиналы элементов данной схемы для  $\Delta f_{\text{пр}}$  соответствующей АМ тональной частотой.
- Установить модуляцию генератора V1 тональной частотой.
- С помощью Боде-плоттера измерить АЧХ фильтра, измерить ее коэффициент прямоугольности  $K_{3/20}$ .
- Номиналы схемы ФНЧ на рис. 4 пересчитать и изменить в соответствии с выбранной центральной частотой  $f_{\text{пр0}}$  УПЧ курсового проекта. Измерения повторить для частотного диапазона вблизи  $f_{\text{пр0}}$ .
- Провести выбор и замену в проекте микросхемы операционного усилителя (ОУ) фильтра, обеспечивающего требуемый вид АЧХ (рис.4) в частотном диапазоне вблизи

$f_{\text{пр}0}$ . Для этого нужно кликнуть мышью по пиктограмме ОУ, в диалоговом окне нажать кнопку «заменить» и в следующем окне выбрать другую микросхему ОУ.



• а.



• б.

Рис.6. Принципиальная схема (а) и АЧХ (б) узкополосного активного LC-фильтра

- С помощью перестраиваемого конденсатора  $C3$  на рис.6 провести в реальном времени перестройку центральной  $f_{\text{пр}0}$  УПЧ тракта. Оценить изменение полосы пропускания  $\Delta f_{\text{пр}}$  УПЧ в пределах диапазона перестройки. Сопоставить полученные результаты с прогнозом по формулам таблицы 1.

### Упражнение 3. Моделирование узкополосного активного LC-фильтра с двумя связанными контурами в пакете MultiSim

- Для моделирования ППФ активного LC-фильтра по рис.7 загружаем в пакет MultiSim [6] файл шаблона работы «ППФ ОУ с LC контуром.ms11». Рабочее окно среды MultiSim для данного проекта показано на (рис.5):

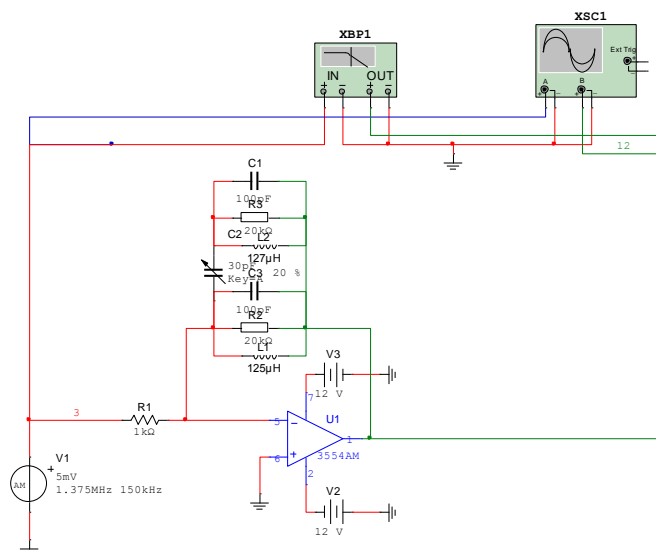


Рис.7. Принципиальная схема (а) и АЧХ (б) узкополосного активного LC-фильтра

- Повторить программу измерений упражнения 1 для схемы рис.7.

#### Задачи по разделу

- Определить максимальный коэффициент усиления резонансного усилителя на частоте 1,38 МГц, построенного на основе резонансного инвертирующего ОУ с параллельным контуром в цепи обратной связи, если емкость контура составляет 100 пФ, его резонансное сопротивление равно 20 кОм., а номинал резистора на сигнальном инвертирующем входе равен 1 кОм. Определить максимальную частоту модуляции АМ – сигнала, которую данный ОУ способен усиливать без искажений. Промоделируйте результат в системе MultiSim.
- Имеется одиночный колебательный контур с резонансной частотой  $f_0 = 500$  кГц и добротностью  $Q_K = 100$ . Как этот контур ослабляет амплитудно-модулированные сигналы с частотой модуляции  $F_M$ , равной 1 и 5 кГц?
- Рассчитайте эквивалентную добротность ВЦ для вещательного РПрУ, исходя из требуемой полосы пропускания, которая в диапазоне СВ должна быть не менее 9 кГц, а частотная избирательность сигнала на крайних частотах полосы пропускания не превышает 3 дБ.
- Определите начальную емкость  $C_{сх}$  нагруженного контура ВЦ для вещательного РПрУ в диапазоне СВ от  $f_{мин} = 540$  кГц до  $f_{макс} = 1600$  кГц. В РПрУ применен блок конденсаторов типа КПЕ с переменной емкостью настройки  $C = 10 \div 365$  пФ. Емкость подстроечного конденсатора и индуктивность катушки контура составляют соответственно  $C_{п} = 8,2$  пФ и  $L_K = 290$  мкГн.

- УВЧ- и УПЧ- тракты стационарного радиовещательного бытового радиоприемника АМ- радиосигнала супергетеродинного типа, высшей группы сложности (см. ГОСТ 5651-89 Аппаратура радиоприемная бытовая), настроен на центральную частоту диапазона , в соответствии с заданием на КП, построены из цепочек одинаковых полосно-пропускающих активных LC-фильтров.

**Задание:**

- ✓ Определите необходимое число каскадов в трактах УВЧ и УПЧ, изобразите их структурную схему, полагая, что номинальное напряжение на сигнальном входе смесителя составляет 100 мВ.
- ✓ Определите необходимое число каскадов в трактах УРЧ и УПЧ, обеспечивающих требуемую избирательность приемника по зеркальному и соседнему каналам, выбрав стандартное значение промежуточной частоты.
- ✓ Предложите тип микросхемы ОУ, пригодной для работы в трактах УРЧ и УПЧ на заданной частоте.
- ✓ Промоделируйте спектральную селективность одного каскада УРЧ и УПЧ в системе MultiSim.
- ✓ Оцените уровень снижения глубины модуляции сигнала в указанном каскаде УРЧ.

**Рекомендуемая литература**

- 1.С.И. Баскаков Радиотехнические сигналы и цепи. М., Высшая школа, 2003.
- 2.Брюс Картер, Рон Манчини. Операционные усилители для всех. - М.: Додэка-XXI, 2011. - 544 с.
- 3.Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. Радиоприемные устройства: Учебник для ВУЗов /- М.: Горячая линия, 2007. - 520 с.
- 4.Руководство по Visual System Simulator NI AWR Design Environment v14 Edition ([https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS\\_Getting\\_Started\\_ru.pdf](https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS_Getting_Started_ru.pdf))
- 5.Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В.Д. Разевига. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
- 6.А.А.Курушин. Практикум проектирования СВЧ устройств с помощью программы Microwave Office. Электронная книга. Часть 5. М., 2011,2016. – 171 с. ([http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum\\_proektirovaniya\\_svch\\_ustrojstv\\_s\\_pomoshhju\\_programmy\\_microwave\\_office/1-1-0-30](http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum_proektirovaniya_svch_ustrojstv_s_pomoshhju_programmy_microwave_office/1-1-0-30))
- 7.Шестеркин, А.Н. Система моделирования и исследования радиоэлектронных устройств Multisim 10 [Электронный ресурс] /– М.: ДМК Пресс, 2012. - 360 с.

#### 4. Тема. Расчет активных RL-фильтров тракта РПрУ

Упрощенная методика расчета активного RL-фильтра [1].

Для разработки активного фильтра необходимо знать:

- Частоты, которые должен пропускать или, наоборот, не пропускать фильтр.
- Частоту среза, ФНЧ или ФВЧ, или центральную частоту ППФ, относительно которой его АЧХ симметрична.
- Начальную ёмкость конденсаторов. Обычно она выбирается равной примерно 100 пФ для высоких частот и 0.1 мкФ для низких. Если после расчётов номиналы резисторов оказываются чрезмерно большими или маленькими, то выбирается другая ёмкость конденсаторов.

##### Расчет ФНЧ

Расчет ФНЧ со структурой рис.2. фильтра Саллена – Кея с единичным коэффициентом передачи и АЧХ по Баттерворту. Следует отметить, что из-за наличия конденсаторов  $C_{IN}$  и  $C_{OUT}$  этот фильтр не является действительно ФНЧ. Он представляет собой широкополосный полосовой фильтр, но надо убедиться, что нижняя граница его полосы пропускания находится вне области рабочих частот фильтруемых сигналов. Если требуется сохранение плоской АЧХ фильтра вплоть до постоянного тока, схему придётся доработать, введя в неё двуполярный источник питания и исключив конденсаторы  $C_{IN}$  и  $C_{OUT}$ .

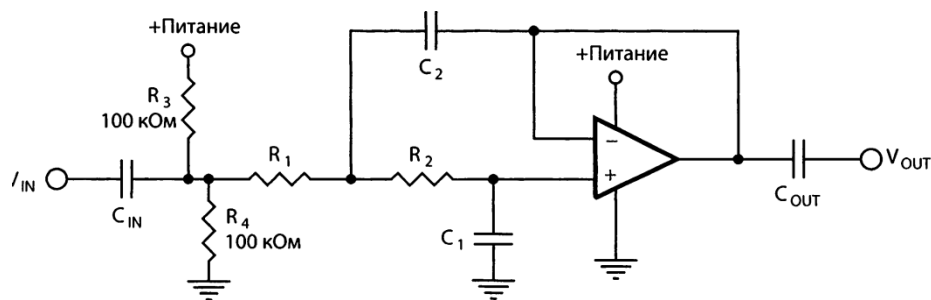


Рис.2. Принципиальная схема ФНЧ Саллена – Кея

Расчёт этого фильтра выполняется следующим образом:

- Выберем конденсатор  $C_1 = \dots$
- Рассчитаем  $C_2 = 2C_1 = \dots$
- Рассчитаем  $R_1$  и  $R_2 = 1 / (2\sqrt{2} \times \pi \times C_1 \times \text{Частота среза}) = \dots$
- Рассчитаем  $C_{IN} = C_{OUT} = (100 \div 1000) C_1 = \dots$  Выполнено!

##### Расчет ФВЧ

Расчет ФНЧ со структурой рис.3. фильтра Саллена – Кея с единичным коэффициентом передачи и АЧХ по Баттерворту. Он представляет собой

широкополосный полосовой фильтр, АЧХ которого на верхних частотах ограничивается произведением коэффициента усиления на частоту используемого ОУ. Задачей разработчика в этом случае является выбор ОУ с частотными характеристиками, обеспечивающими пропускание полезного входного сигнала.

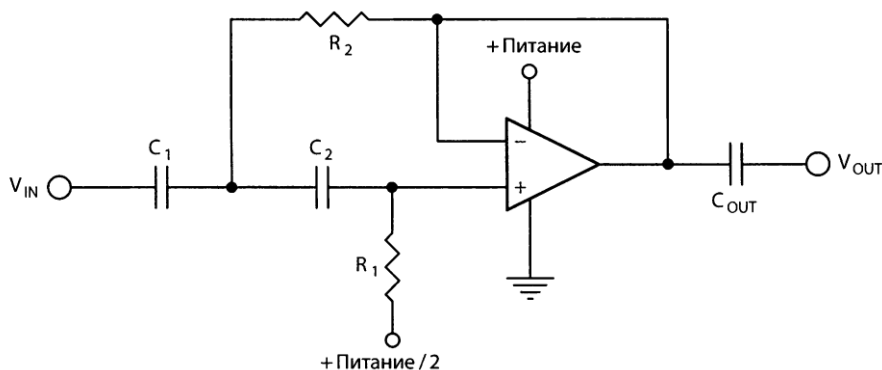


Рис.3. Принципиальная схема ФВЧ Саллена – Кея

- Выберем конденсатор  $C_1 = C_2 = \dots$
- Рассчитаем  $C_2 = 2C_1 = \dots$
- Рассчитаем  $R_1 = 1 / (2\sqrt{2} \times \pi \times C_1 \times \text{Частота среза}) = \dots$
- Рассчитаем  $R_2 = 1 / (2\sqrt{2} \times \pi \times C_1 \times \text{Частота среза}) = \dots$
- Рассчитаем  $C_{\text{OUT}} = (100 \div 1000) C_1 = \dots$  Выполнено!

### Расчет активного резонансного фильтра

Расчет модифицированного фильтра Дельянна (Deliyannis filter) (рис.4) с многопетлевой ОС, который отличается высокой стабильностью и низкой чувствительностью к разбросу параметров пассивных элементов. Добротность ( $Q$ ) этого фильтра была выбрана равной 10, что означает и коэффициент усиления, равный 10, так как:

$$\frac{R_3 + R_4}{2R_1} = Q = \text{Коэффициент усиления.}$$

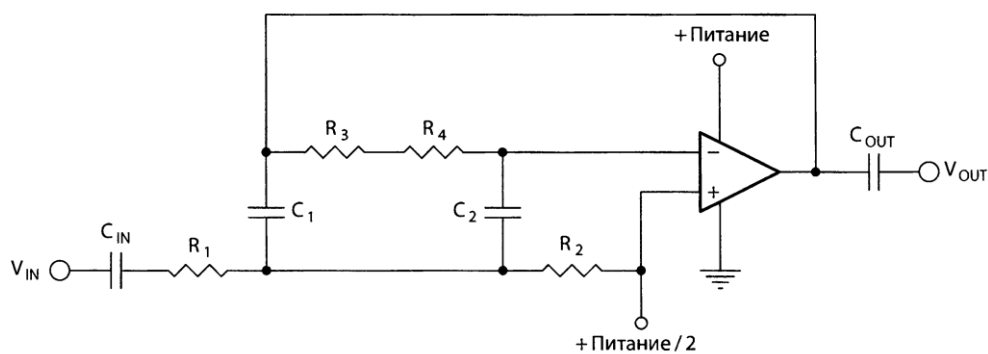


Рис.4. Принципиальная схема активного резонансного фильтра

Почему не следует выбирать более высокую добротность? Потому что даже при усилении 20 дБ можно легко достичь предела ОУ по произведению частоты на

коэффициент усиления. Запас по коэффициенту усиления ОУ на центральной частоте должен составлять, по крайней мере, 40 дБ. Скорость нарастания выходного напряжения ОУ должна быть также достаточна для обеспечения максимального размаха выходного напряжения на центральной частоте.

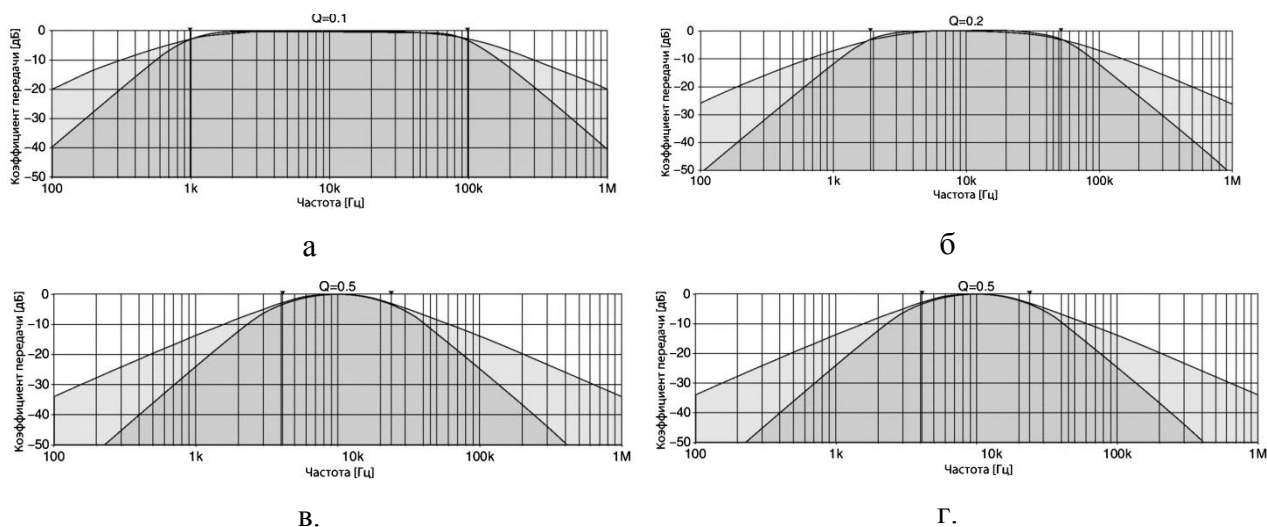


Рис. 5. Узкополосные и широкополосные полосовые фильтры.

Разница между узкополосным и широкополосным полосовыми фильтрами показана на рис. 5. И рисунка видно, что при высоких значениях  $Q$  следует выбирать узкополосный фильтр. Однако при уменьшении  $Q$  разница между этими типами фильтров размывается. Острый пик на АЧХ, подобный резонансу у LC-контура, расплывается в плавные скаты АЧХ на нижних и верхних частотах, характерные для однополюсной передаточной характеристики. Это приводит к пропусканию фильтром сигналов на нежелательных частотах. Очевидно, что при  $Q < 0.1...0.2$  лучше использовать последовательно включённые звенья ФНЧ и ФВЧ. Более светло закрашенные области на рис. 5 соответствуют частотам, которые проходят через узкополосный фильтр при низком значении  $Q$ , но задерживаются звеньями ФНЧ и ФВЧ. При ещё более широкой полосе пропускания применение последовательно включённых звеньев ФНЧ и ФВЧ даёт ещё более очевидный результат, обеспечивая плоскую АЧХ в полосе пропускания.

При  $Q$  около 0.5 результаты, получаемые при использовании обоих этих подходов, близки между собой. Разработчик в этом случае сталкивается с необходимостью выбора между более дешёвым узкополосным фильтром на одном ОУ или более дорогим фильтром на двух звеньях ФНЧ и ФВЧ, обеспечивающим, впрочем, более крутые спады АЧХ за границами частот пропускания.

При увеличении  $Q$  АЧХ двух звеньев ФНЧ и ФВЧ начинают взаимодействовать между собой, что приводит к уменьшению коэффициента передачи фильтра. При этом,

если подавление сигналов вне полосы пропускания важнее, чем коэффициент передачи в полосе пропускания, разработчик ещё может выбрать каскадное построение фильтра. Однако при ещё большем увеличении  $Q$  сильное снижение коэффициента передачи делает каскадное построение узкополосных фильтров бессмысленным.

Хорошим правилом для применения каскадного построения полосовых фильтров является различие нижней и верхней частот среза в пять и более раз.

### Расчет широкополосного полосно-пропускающего фильтра

В силу линейности фильтрующего тракта наиболее простым способом формирования требуемой АЧХ ППФ является последовательное включение рассмотренных выше ФНЧ и ФВЧ выполненных по схеме Саллена - Кея. При этом ФВЧ в схеме стоит первым, что обеспечивает снижение генерируемых в нём шумов в ФНЧ. Расчёт такого фильтра выполняется следующим образом:

- Рассчитаем ФНЧ согласно методике, изложенной в подразделе «Расчет ФНЧ» для формирования частоты среза низкочастотной части АЧХ.
- Рассчитаем ФВЧ согласно методике, изложенной в подразделе «Расчет ФВЧ» для формирования частоты среза высокочастотной части АЧХ.
- Рассчитаем  $C_{IN} = C_{OUT} = (100.-1000) C_1 = \dots$  Выполнено!

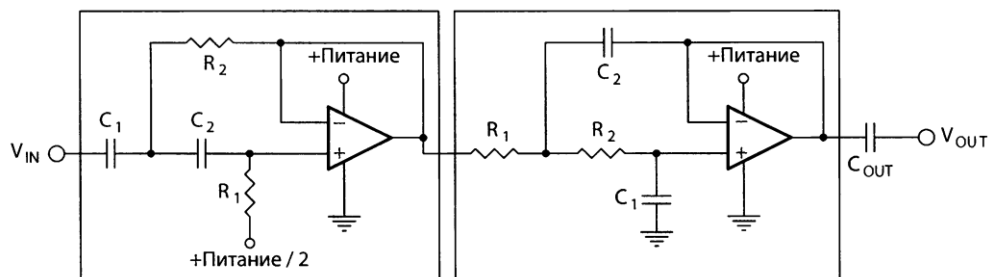


Рис. 6. Принципиальная схема широкополосного полосно-пропускающего фильтра

### Расчет узкополосного режекторного фильтра

В качестве прототипа рекомендуется выбрать фильтр Флиге (Fliege filter) с добротностью  $Q = 10$ . Добротность этого фильтра можно регулировать независимо от центральной частоты путём изменения номиналов резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . На центральной частоте номиналы резисторов и добротность связаны соотношением:

$$R_1 = R_2 = 2 \times Q \times R_3.$$



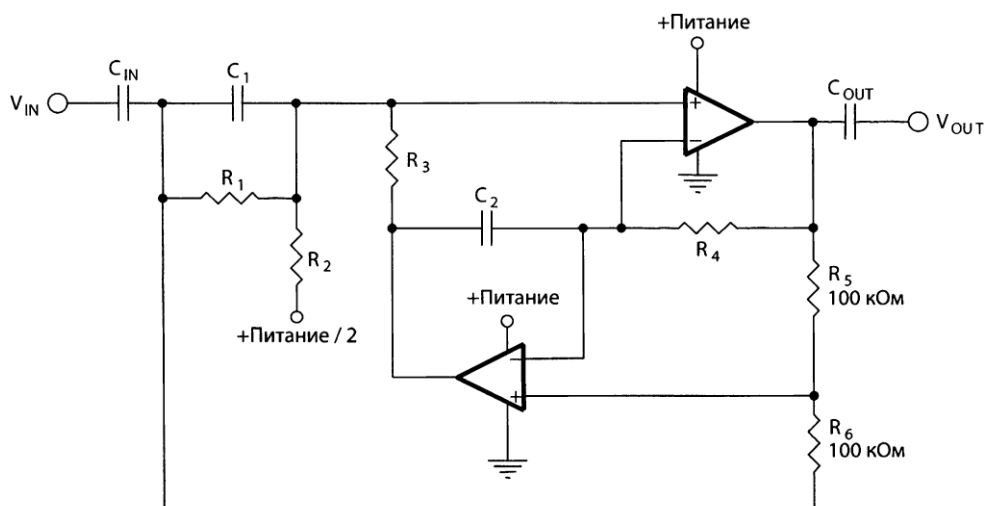


Рис.7. Принципиальная схема активного узкополосного режекторного фильтра

. Как и в случае с узкополосными и широкополосными фильтрами, сравним между собой узкополосный и широкополосный режекторные фильтры. На рис.8 приведены их АЧХ при различных добротностях. Из рисунка видно, что даже при  $Q = 1$  узкополосный фильтр работает лучше, чем последовательно соединённые ФНЧ и ФВЧ. Однако при снижении  $Q$  всё больше и больше энергии просачивается через этот фильтр по сравнению с широкополосным фильтром. Хорошим правилом для применения широкополосных режекторных фильтров является различие нижней и верхней частот среза в 50 и более раз.

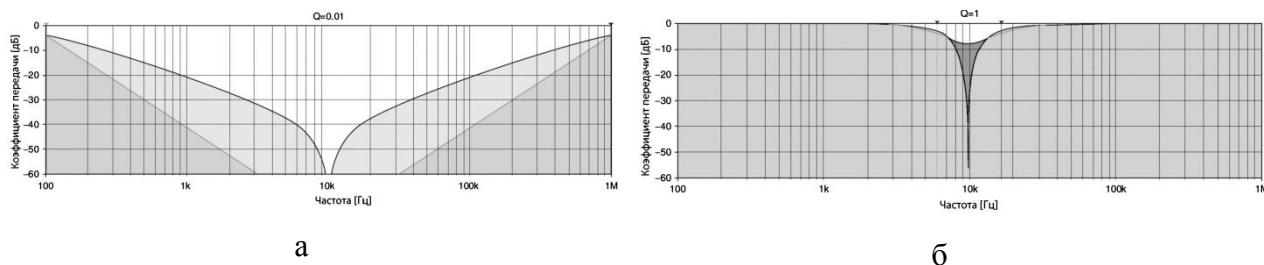


Рис. 8. Узкополосные и широкополосные режекторные фильтры.

### Расчет широкополосного режекторного фильтра

АЧХ активного широкополосного режекторного фильтра формируется за счет суммирования сигналов, прошедшие через ФНЧ и ФВЧ, выполненные по схеме Саллена - Кея. ФВЧ и ФНЧ. Последовательно соединять эти блоки нельзя, потому что соответствующие АЧХ не перекрывают друг друга, как это было в широкополосном полосовом фильтре. Принципиальная схема фильтра приведена на рис.9.

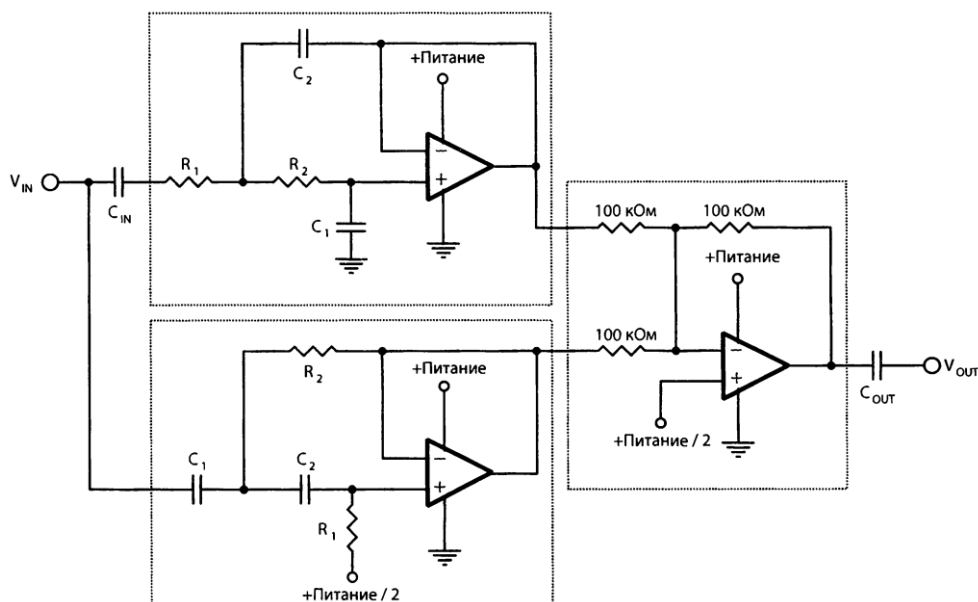


Рис.9. Принципиальная схема активного широкополосного режекторного фильтра

Расчёт фильтра выполняется следующим образом:

- Рассчитаем ФНЧ согласно методике, изложенной в подразделе «Расчет ФНЧ» для формирования частоты среза низкочастотной части АЧХ фильтра.
- Рассчитаем ФВЧ согласно методике, изложенной в подразделе «Расчет ФВЧ» для формирования частоты среза высокочастотной части АЧХ фильтра.
- При использовании однополярного питания рассчитаем для ФНЧ  $C_{in}=C_{out}=(100 \div 1000)$   
 $C_1 = \dots$  Выполнено!

### Зависимости избирательности тракта УПЧ от порядка фильтра.

Для оценки порядка фильтров в тракте УПЧ, обеспечивающих необходимую избирательность по соседнему каналу можно воспользоваться данными рис.10 [1].

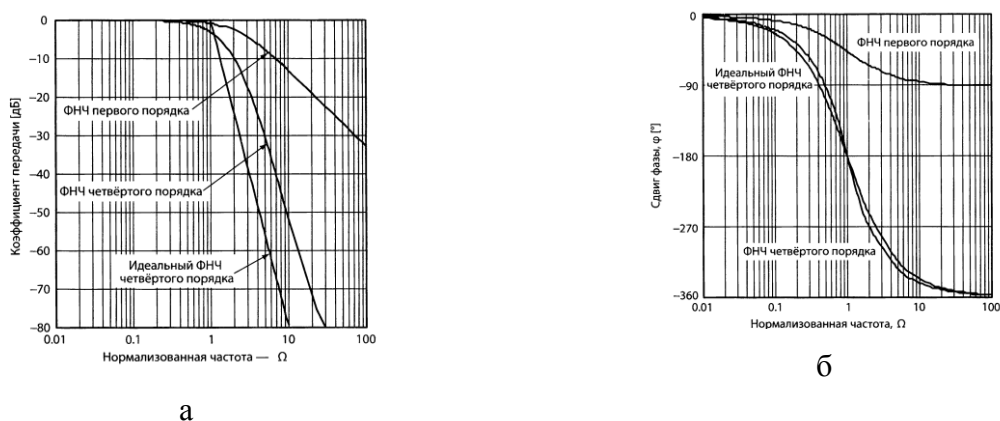


Рис. 10. Вид АЧХ для фильтров первого и четвертого порядка

### Аналоговые амплитудные линеаризующие детекторы на основе операционного усилителя

Детектирование радиосигналов, как известно, является процессом, обратным модуляции, и называется демодуляцией [2]. Простейшие диодные детекторы амплитудно-модулированного сигнала (АМ) (рис.1) могут работать в режиме детектирования слабых (квадратичный режим) и сильных (линейный режим) сигналов.

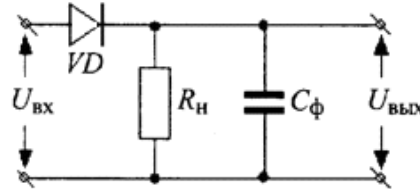


Рис.1. Простой диодный детектор

В первом из этих режимов на выходе детектора действует напряжение промежуточной частоты  $U_{ВХ} \sim 0,5 \div 1$  В, а во втором -  $U_{ВХ} \leq 0,1$  В. Благодаря сравнительно малым нелинейным искажениям выходного сигнала режим детектирования сильных сигналов нашел большее применение на практике. В этом режиме работа амплитудного детектора (АД) происходит с отсечкой тока диода, а коэффициент передачи детектора практически не зависит от амплитуды входного сигнала  $U_{ВХ}$ , т.е. его можно считать линейным.

В режиме слабых сигналов диодный детектор имеет малое входное сопротивление, малый коэффициент передачи, величина которого зависит от  $U_{ВХ}$ . Естественно по этой причине данный режим характеризуется большим уровнем нелинейных искажений. Существует много способов снижения этого вредного явления (см.[2]), наиболее радикальным из которых, по-видимому, является использование описанной выше технологии SDR, основанной на цифровой обработке сигналов в тракте приемника. Вместе с тем, отработаны и аналоговые схемотехнические методы снижения уровня нелинейных искажений [2,8,9]. Наиболее эффективными из них являются способы, линеаризации коэффициента передачи АД систем авторегулирования (САР), основанный на использовании в составе АД операционных усилителей (ОУ), имеющих встроенную скоростную САР, всегда выравнивающую разность потенциалов между входами ОУ.

. Ниже, следуя [8,9], дадим краткое описание соответствующих схемотехнических решений, а также приведем результаты их компьютерной симуляции.

Один из примеров использования линеаризирующей системы в схеме АД показан на рис. 2. Как видно из рисунка, схема данного АД состоит из инвертирующего операционного усилителя (ОУ) DA, на вход которого поступает детектируемый АМ-сигнал. В отличие от обычного усилительного режима здесь в цепь обратной связи ОУ включена схема АД рис.1, включающая как диод VD, так и нагрузочный резистор R. Один из концов этого резистора соединен с инвертирующим входом ОУ, на котором, благодаря

обратной связи и быстродействующей системе авторегулирования (САР), потенциал всегда поддерживается равным потенциалу не инвертирующего входа ОУ, т.е. нулевым (виртуальный 0- «ВН»). В силу известной специфики вольтамперной характеристики диода, данная цепочка способна пропускать сигналы только одной полярности. Поэтому, для регистрации двуполярных АМ-сигналов в схеме АД таких цепочек должно быть две, как это показано на рис.3.

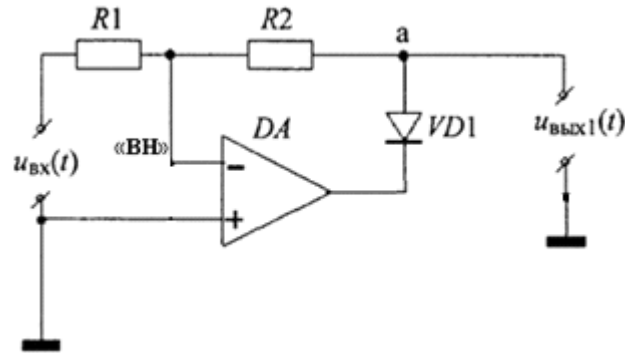


Рис. 2. Схема однотактного АД с линейризирующей ОС

С учетом сделанных замечаний, коэффициент передачи  $K$  приведенной на данном рисунке схемы АД не отличается от коэффициента усиления обычного инвертирующего усилителя на ОС, т.е.  $K = -R2/R1$  [3,5].

Здесь следует лишь заметить, что благодаря быстродействующей САР, сигнальный ток на входе ОУ, линейно связанный с напряжением  $U_{вх}$  сигнала на входе АД,  $I_{вх}(t) = U_{вх}(t)/R1$ , всегда совпадает с током через диод  $VD$ , не зависимо от степени нелинейности его ВАХ. На этом свойстве ОУ и основана идея линейризации зависимости  $K(U_{вх})$ .

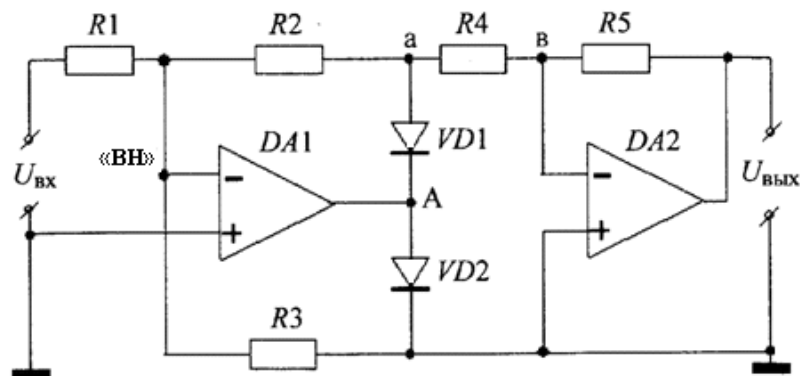


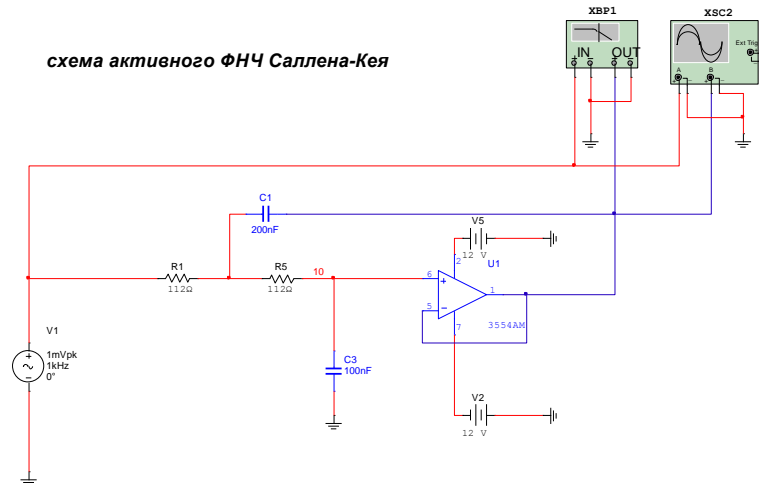
Рис. 3. Схема двухтактного линейризирующего детектора АМ-сигналов

Для повышения эффективности схемы рис.2 сигналы ее следует преобразовать в схему двухтактного АД, как это показано на рис. 3. При этом, для получения максимального значения  $U_{вых}(t)$ , противофазные сигналы выходов с  $VD1,2$  необходимо вычесть друг из друга.

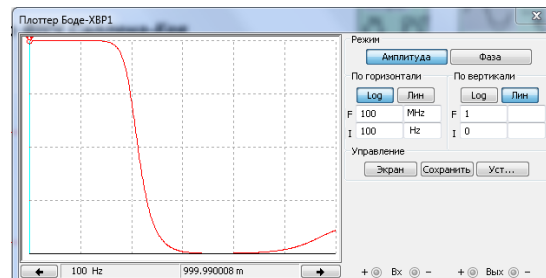
Для фильтрации  $U_{\text{вых}}(t)$  от гармоник несущей частоты удобно использовать описанные выше активные  $RC$ -фильтры на ОУ, как это сделано в упражнении 5 настоящей темы (см.рис. 13, 14).

### Упражнение 1. Моделирование АЧХ активного ФНЧ в пакете MultiSim

- Для моделирования ФНЧ со структурой рис.2. фильтра Саллена – Кея с АЧХ по Баттерворту загружаем в пакет MultiSim [4] файл шаблона работы «ФНЧ С-К- ОУ 141112.ms11».



а.



б.

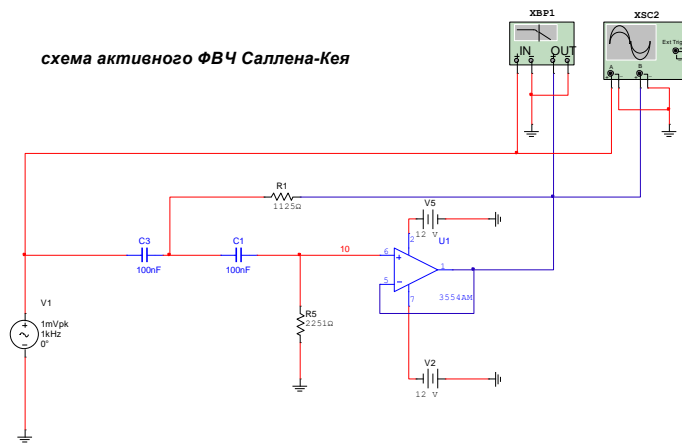
Рис.11. Принципиальная схема (а) и АЧХ (б) ФНЧ Саллена – Кея в пакете MultiSim

- Предварительно рассчитать по приведенной выше методике, с помощью прилагаемой MathCad - заготовки «Расчет ППФ- ФНЧ+ФВЧ Саллена\_Кея.xmcd», номиналы элементов данной схемы
- С помощью Боде-плоттера измерить АЧХ фильтра.
- Номиналы схемы ФНЧ на рис. 11 пересчитать и изменить для частоты УРЧ, в соответствии с требованиями ТЗ на курсовой проект . Измерения для заданного частотного диапазона.
- Провести выбор и замену в проекте микросхемы операционного усилителя (ОУ) фильтра, обеспечивающего требуемый вид АЧХ (рис.5) в выбранном частотном

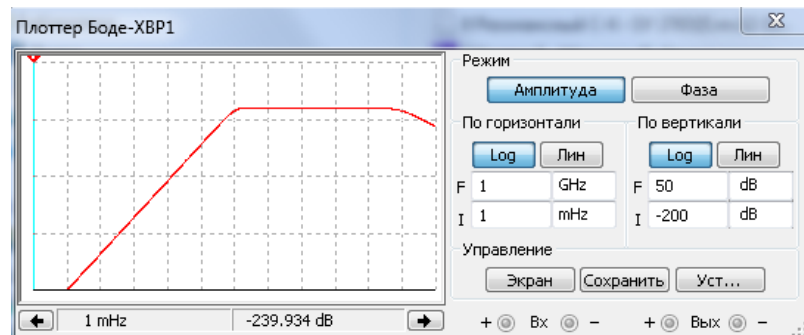
диапазоне. Для этого нужно кликнуть мышью по пиктограмме ОУ, в диалоговом окне нажать кнопку «заменить» и в следующем окне выбрать другую микросхему ОУ.

### Упражнение 2. Моделирование АЧХ активного ФВЧ в пакете MultiSim

- Для моделирования ФВЧ со структурой рис.3. фильтра Саллена – Кея с АЧХ по Баттерворту загружаем в пакет MultiSim [4] файл шаблона работы «ФВЧ С-К- ОУ 141112.ms11».



а.



б.

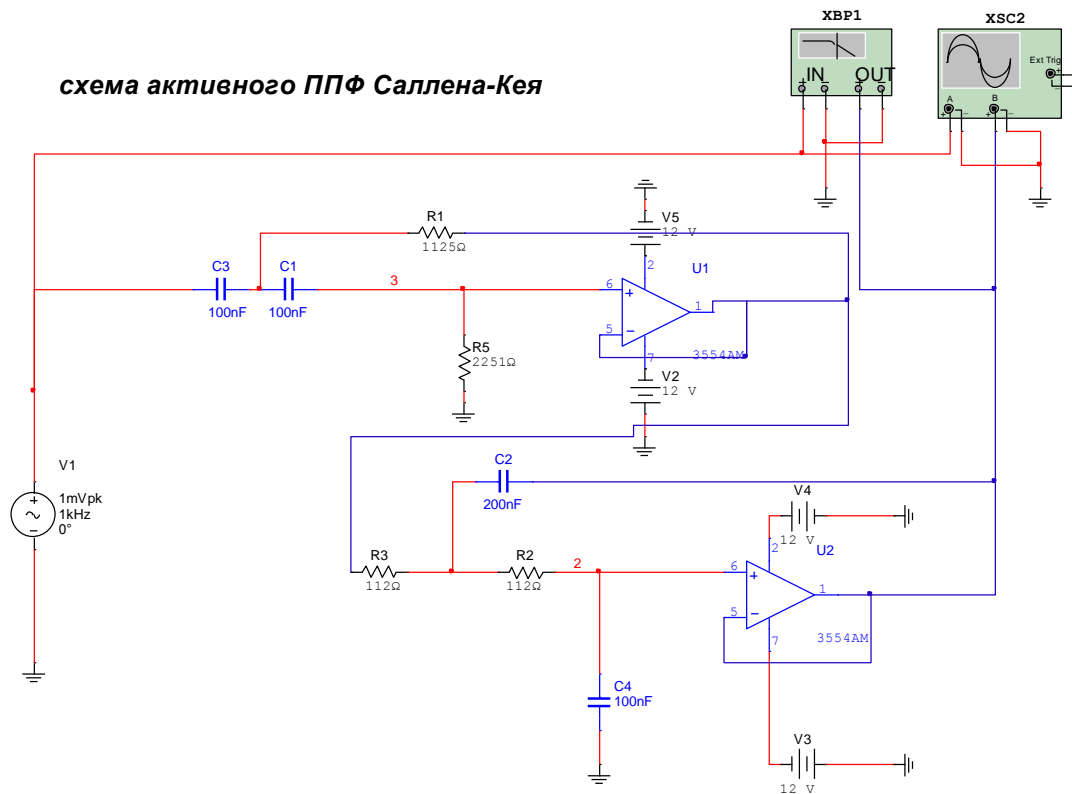
Рис.12. Принципиальная схема (а) и АЧХ (б) ФВЧ Саллена – Кея в пакете MultiSim

- Предварительно рассчитать по приведенной выше методике, с помощью прилагаемой MathCad - заготовки «Расчет ППФ- ФВЧ+ФВЧ Саллена\_Кея.xmcd» номиналы элементов данной схемы
- С помощью Боде-плоттера измерить АЧХ фильтра.
- Номиналы схемы ФВЧ на рис. 12 пересчитать и изменить в соответствии с требованиями ТЗ на курсовой проект. Измерения повторить для заданного частотного диапазона.
- Провести выбор и замену в проекте микросхемы операционного усилителя (ОУ) фильтра, обеспечивающего требуемый вид АЧХ (рис.5) в выбран ном частотном

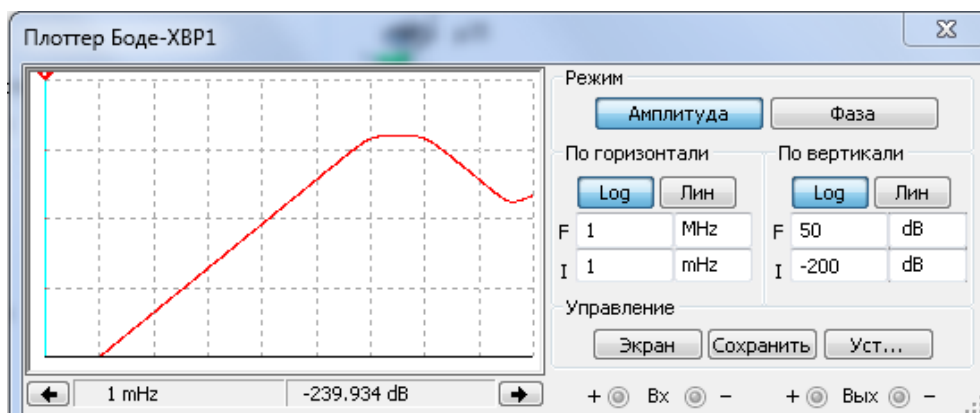
диапазоне. Для этого нужно кликнуть мышью по пиктограмме ОУ, в диалоговом окне нажать кнопку «заменить» и в следующем окне выбрать другую микросхему ОУ.

### Упражнение 3. Моделирование АЧХ активного ППФ в пакете MultiSim

- Для моделирования ФВЧ со структурой рис.3. фильтра Саллена – Кея с АЧХ по Баттерворту загрузить в пакет MultiSim [4] файл шаблона работы «ППФ = ФВЧ + ФНЧ С-К- ОУ 141112.ms12».



а.



б.

Рис.13. Принципиальная схема (а) и АЧХ (б) ППФ Саллена – Кея в пакете MultiSim

- Предварительно рассчитать по приведенной выше методике, с помощью прилагаемой MathCad - заготовки «Расчет ППФ- ФВЧ+ФВЧ Саллена\_Кея.xmcd» номиналы элементов данной схемы.
- С помощью Бode-плоттера измеряем АЧХ фильтра.
- Номиналы схемы ППФ на рис. 13 пересчитать и изменить в соответствии с требованиями ТЗ на курсовой проект. Измерения повторить для заданного частотного диапазона.
- Провести выбор и замену в проекте микросхемы операционного усилителя (ОУ) фильтра, обеспечивающего требуемый вид АЧХ (рис.5) в выбран ном частотном диапазоне. Для этого нужно кликнуть мышью по пиктограмме ОУ, в диалоговом окне нажать кнопку «заменить» и в следующем окне выбрать другую микросхему ОУ.

### **Задачи к упражнению**

УВЧ-тракт стационарного радиовещательного бытового радиоприемника АМ-радиосигнала высшей группы сложности (см. ГОСТ 5651-89 Аппаратура радиоприемная бытовая), настроен на центральную частоту диапазона, в соответствии с порядковым номером студента и прилагаемой в конце данной темы таблицей радиовещательных диапазонов, выполнен на цепочке одинаковых полосно-пропускающих активных фильтров, выполненных на ОУ с колебательным контуром в цепи обратной связи.

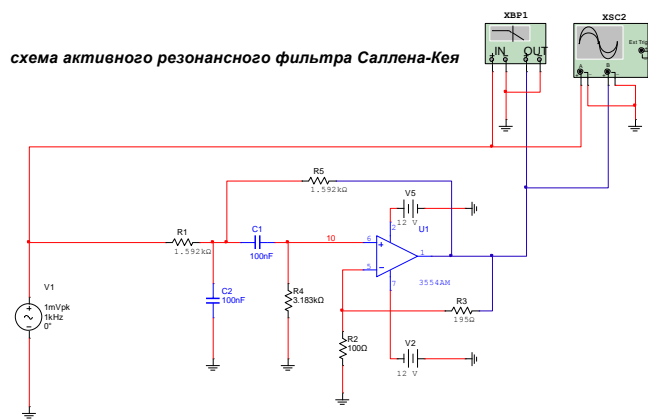
#### **Задание:**

- Определите необходимое число каскадов и изобразите структурную схему УВЧ-тракта приемника, полагая, что номинальное напряжение на сигнальном входе смесителя составляет 100 мВ.
- Определите необходимое число каскадов в трактах УРЧ и УПЧ-1, обеспечивающих требуемую избирательность приемника по зеркальному каналу, выбрав стандартное значение первой и второй промежуточных частот.
- Предложите тип микросхемы ОУ, пригодной для работы в трактах УРЧ и УПЧ-1 на заданной частоте.
- Промоделируйте спектральную селективность одного каскада УРЧ и УПЧ-1 в системе MultiSim.
- Оцените уровень снижения глубины модуляции сигнала в указанном каскаде УРЧ.

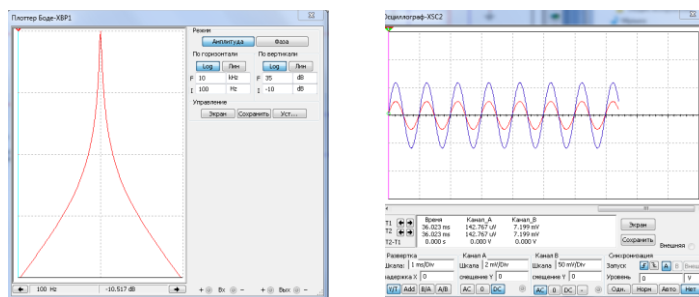
### **Упражнение 4. Измерение шум-фактора активного фильтра в пакете MultiSim**

Для выполнения данного анализа воспользоваться встроенным в Multisim [4] анализом:



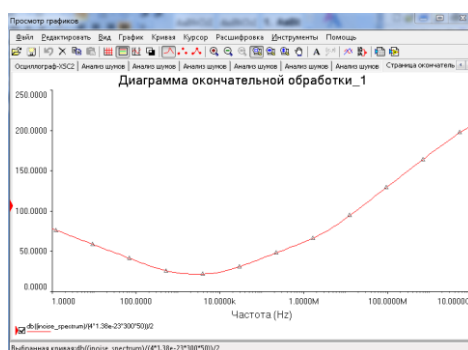


а.



б.

в.



г.

Рис.11. АЧХ узкополосного RL-фильтра

- Загрузить файл исследуемого узла тракта РПРУ в пакет MultiSim [4].
- В разделе меню «Моделирование» совершить переход по вкладкам -> «Вид анализа» -> «Анализ шумов»;
- Установить следующие параметры вкладки: «Рассчитать спектральную плотность мощности шума»; Здесь следует указать источник шума, опорный и выходной узлы. В рассматриваемом примере это V1, V(output) и V(0) соответственно.
- После запуска кнопки «Моделирование» получить расчетный график для спектральной плотности мощности (СП) шума на выходе фильтра;
- Далее активировать постпроцессорную обработку этих данных о СП шума, приведенных ко входу схемы, и хранящихся в файле «inoise\_spectrum». Расчет шум-фактора  $F_{ш}$  фильтра провести по формуле:

$$F_{ш} = 10 \cdot \log[(\text{inoise\_spectrum})^2 / (k \cdot T \cdot R_T)].$$

Здесь  $k$  - постоянная Больцмана,  $T$  - абсолютная температура,  $R_T$  - внутреннее сопротивление источника шума.

• Для этого выполнить последовательность переходов: «Моделирование -> Постпроцессор -> Вкладка «Выражение»-> Здесь приведенную выше формулу следует ввести в формате: «db((inoise\_spectrum)/(4\*1.38e-23\*300\*50))/2» -> Вкладка «Графопостроитель». Здесь из окна «Доступные выражения» набранную формулу переводим в окно «Выбранные выражения» -> Кнопка «Расчитать». Получить результирующий график для частотной зависимости шум-фактора  $F_{ш}$  исследуемого фильтра (рис.11г.).

### Упражнение 5. Исследование аналоговых амплитудных линейризирующих детекторов на основе операционных усилителей в пакете MultiSim

• Собрать по рис.8-10 схемы простого и линейризованных АД, включая необходимую приборную оснастку

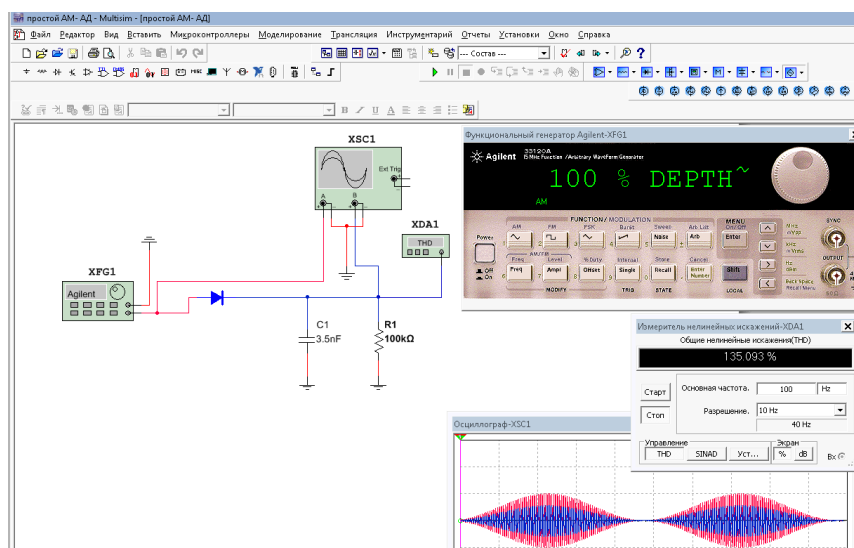


Рис.12. Схема простого последовательного диодного детектора АМ-сигналов

#### Задание:

1. В соответствии с рис.12, подключить ВЧ-генератор ко входу АД. Установить на генераторе модулирующую частоту 4000 Гц, а несущую частоту 465 кГц.
2. Исследовать работу амплитудного детектора с помощью двухлучевого осциллографа в режиме сильных и слабых сигналов.
3. Измерить коэффициент передачи детектора и уровень нелинейных искажений в режиме сильных сигналов. Рассчитать коэффициент передачи детектора.

$$K_{дW} = U_{mW} / m \cdot U_{m0Bx}$$

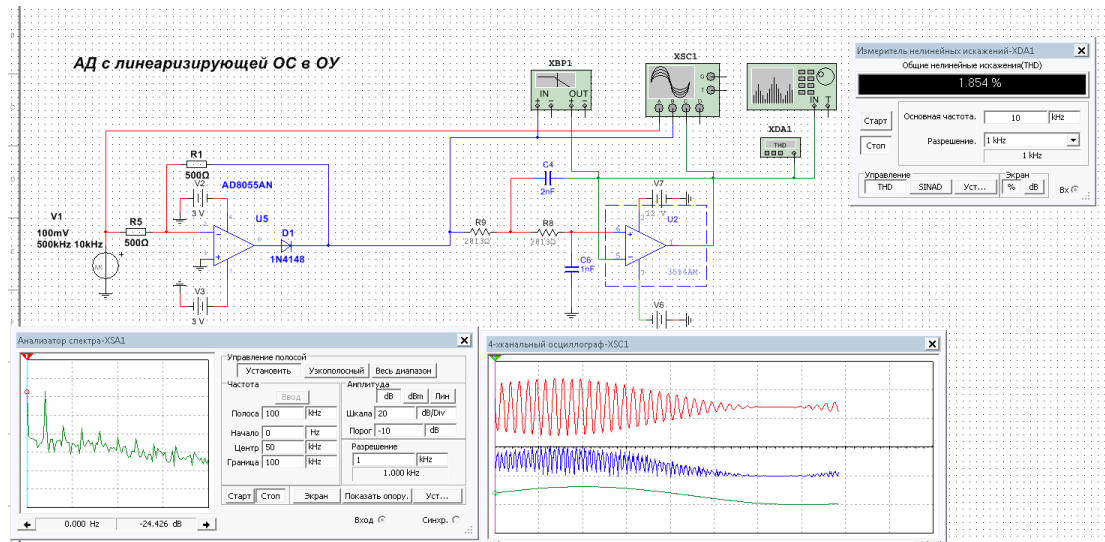


Рис.13. Схема однотактного линейризирующего АД

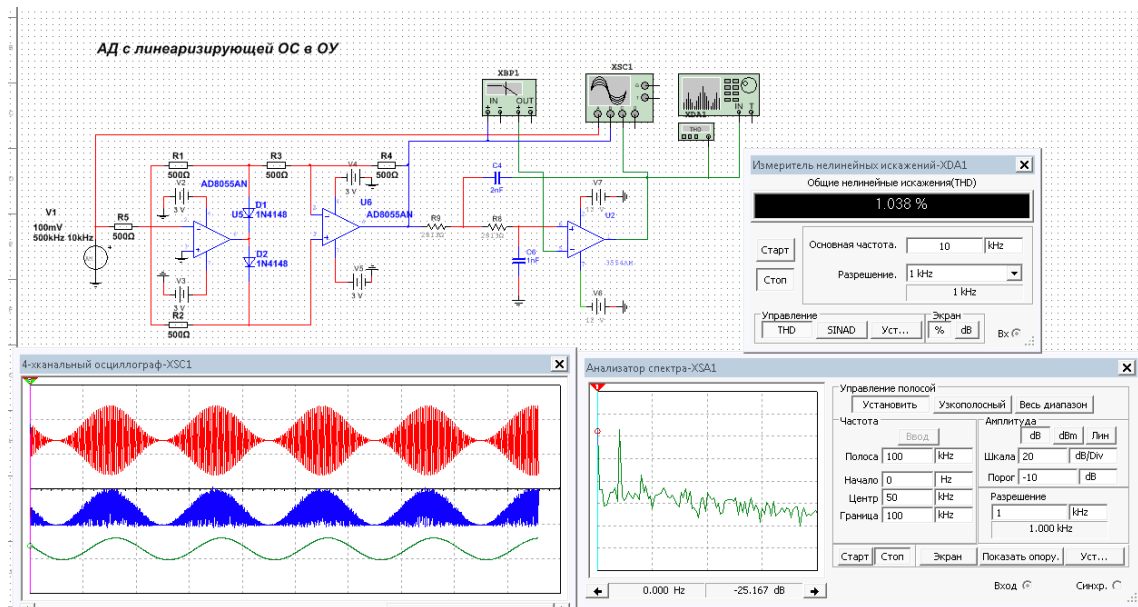


Рис.14. Схема двухтактного линейризирующего АД активным ФНЧ Салана-Кея

4. Измерить коэффициент передачи детектора и уровень нелинейных искажений в режиме слабых сигналов. Сравнить значения коэффициента передачи детектора в режиме сильных и слабых сигналов.
5. Повторить измерения по п.3,4 для схем одно- и двух-тактных линейризирующих АД. Провести подбор микросхем ОУ, обеспечивающих детектирование модулирующей частоты 1\*, кГц. (N- порядковый номер студента в групповом списке).
6. Для схем 7 и 8 одно- и двух-тактных линейризирующих АД измерить минимальный уровень входного АМ сигнала, при котором система авторегулирования микросхемы ОУ обеспечивает линейность детектирования с заданным уровнем нелинейных искажений.

#### Контрольные вопросы к упражнению:

- Объясните процесс детектирования во временном домене.

- Объясните процесс детектирования в частотном домене.
- Каков спектр тока в простом АД?
- Каков спектр тока в линеаризованном АД?
- Какие требования предъявляются к фильтрам АД?

**Таблица 1. Радиовещательные диапазоны РФ**

Диапазон		№ варианта	Поддиапазон	Частоты в МГц
ДВ		1	-	0,144-0,415
СВ		2	-	0,525-1,602
КВ	12	3	90м	3,500 - 3,650
	11	4	75м	3,65-3,800
	10	5	65м	3,900-4,000
	9	6	52м	4,750-5,060
	8	7	49 м	5,950-6,200
	7	8	41 м	7,100-7,300
	6	9	31 м	9,500-9,775
	5	10	25 м	11,700-11,975
	4	11	19м	15,100-15,450
	3	12	16 м	17,700-17,900
	2	13	13м	21,450-21,750
	1	14	11-1 м	25,600-25,750
	1	15	11-2 м	25,750-26,100
УКВ-1 (OIRT)			Отечественный	65,8-73
УКВ-2 (CCIR)			Западный	87,5-108

**Таблица 2. Любительские КВ диапазоны**

№	Диапазон частот, кГц.	Примечание
1	1810-2000	160 м, условно считается коротковолновым
2	3500 - 3650	
3	3650 - 3800	на вторичной основе
4	7000 - 7100	
5	7100 - 7200	на вторичной основе
6	10 100 - 10 150	на вторичной основе
7	14 000 - 14 350	
8	18 068 - 18 168	на вторичной основе
9	21 000 - 21 450	

10	24 890 - 25 140	на вторичной основе
11	28 000 - 29 700	160 м, условно считается коротковолновым

### Рекомендуемая литература

1. Брюс Картер, Рон Манчини. Операционные усилители для всех. - М.: Додэка-XXI, 2011. - 544 с.:
2. У. Томаси. Электронные системы связи /- М.: Техносфера, 2007. - 1360 с.
3. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Схемы, блоки, 50-омная техника / Пер. с нем. – М.: 1990.
4. Шестеркин, А.Н. Система моделирования и исследования радиоэлектронных устройств Multisim 10 [Электронный ресурс] /– М.: ДМК Пресс, 2012. - 360 с.
5. Руководство по Visual System Simulator NI AWR Design Environment v14 Edition ([https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS\\_Getting\\_Started\\_ru.pdf](https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS_Getting_Started_ru.pdf))
6. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В.Д. Разевига. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
7. А.А.Курушин. Практикум проектирования СВЧ устройств с помощью программы Microwave Office. Электронная книга. Часть 5. М., 2011,2016. – 171 с. ([http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum\\_proektirovanija\\_svch\\_ustrojstv\\_s\\_pomoshhju\\_programmy\\_microwave\\_office/1-1-0-30](http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum_proektirovanija_svch_ustrojstv_s_pomoshhju_programmy_microwave_office/1-1-0-30))
8. Фолкенберри Л.М. Применения операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
- 9 Владимирова С.Н., Дейкова Г.М., Журавлев В.А., Майдановский А.С., Мещеряков В.А., Новиков С.С. «Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. Лабораторный практикум». Томск, НТЛ, 2009, 276 с.

## 5. Тема. Проектирование фильтров на ПАВ тракта РПрУ

Целью данной практической работы является изучение особенностей проектирования полосно-пропускающих фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) для тракта РПрУ с помощью авторского прикладного программного обеспечения.

### Краткие теоретические сведения.

Фильтр на поверхностных акустических волнах (ПАВ) является трансверсальным КИХ фильтром, в котором время распространения поверхностной акустической волны на пьезоэлектрическом кристалле определяет его свойство как звена задержки. Возбуждение поверхностных волн входным электрическим сигналом и их обратное преобразование в выходной электрический сигнал осуществляются пьезоэлектрическим преобразователем, который называют также встречно-штыревым преобразователем (ВШП) за конфигурацию электродов в виде встречных гребенок. На рис. 1 показано устройство фильтра ПАВ со взвешенным и невзвешенным преобразователями, разделенными пролетным промежутком.

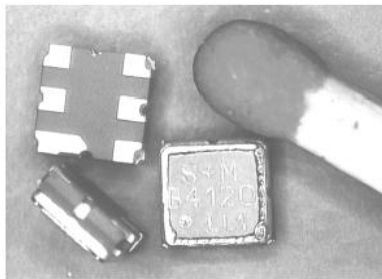


Fig. 14: RF SAW filters in 3x3 mm<sup>2</sup> SMD packages

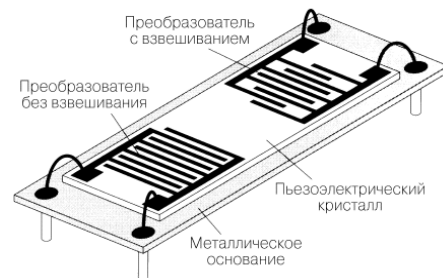


Рис.1. Общий вид и устройство ПАВ- фильтра

ВШ- преобразователи ПАВ –фильтра, расположенные на пьезоэлектрической подложке, за счет пьезоэффекта подложки, обеспечивают прямое и обратное преобразования между приложенным к ним электрическим сигналом и ПАВ-поверхностной волной (волной Рэлея). Эта волна представляет собой упругую волну, на поверхности твердого тела и распространяющуюся со скоростью  $V \approx 3000 \dots 4000$  м/с. В случае плоской поверхности ее скорость распространения не зависит от частоты (дисперсия отсутствует), поэтому форма волны остается неизменной, а групповое время пробега постоянным [1].

Выходной ВШП, с  $N_2$  электродами, регистрирует акустический сигнал  $S(t)$ . При прохождении ПАВ под  $i$ -м электродом на электроде из-за пьезоэффекта наводится заряд  $q_i(t)$ , пропорциональный  $S(t)$ . На шинах, соединяющих электроды ВШП, наводимые заряды суммируются, и электрический сигнал на выходном ВШП имеет вид:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N_2} A_i \cdot S_i(t), \quad (1)$$

где  $S_i(t)$  – сигнал  $S(t)$ , принимаемый  $i$ -м электродом;  $A_i$  – коэффициент, зависящий от материала подложки, геометрии электродов, способа соединения электродов с шиной и др. Из (1.1) следует, что выходной сигнал есть линейная комбинация входного сигнала, взятого в различные моменты времени с различными весовыми коэффициентами  $A_i$ , т.е., ВШП осуществляет цифровую фильтрацию.

Если на входной ВШП фильтра (рис. 1.1) подать  $\delta$ -импульс электрического напряжения, то от преобразователя будут распространяться поверхностные возмущения, структура которых отражает структуру входного ВШП. Возмущение, распространяющееся к выходному преобразователю, имеет вид

$$h_1(t) = \sum_{i=1}^{N_1} A_{1i} \cdot \delta\left(t - \frac{x_i}{V}\right), \quad (2)$$

где  $N_1$  – число электродов входного преобразователя;  $A_{1i}$  – «веса» электродов входного ВШП, определяемые конструкцией преобразователя (в простейшем случае они пропорциональны длине перекрытия электродов);  $x_i$  – координаты точек максимального возбуждения ПАВ;  $V$  – скорость ПАВ.

В модели  $\delta$ -источников точки  $x_i$  расположены на краях электродов – по две точки на каждый. Для простоты часто используют модель одной  $\delta$ -функции, в которой две соседние  $\delta$ -функции заменяют одной. В случае подложек, на которых пьезоэффект вызывает нормальные к поверхности механические напряжения, например на  $YZ=LiNbO_3$ , объединяют две  $\delta$ -функции, относящиеся к одному электроду, и точка  $x_i$  соответствует середине  $i$ -го электрода. В случае подложек, на которых пьезоэффект вызывает касательные механические напряжения, например на кварце ST-среза, объединяют две  $\delta$ -функции, относящиеся к одному зазору между электродами, и точка  $x_i$  соответствует середине зазора между  $i$ -м и  $(i+1)$ -м электродом.

При прохождении возмущения (2) под выходным ВШП за счет пьезоэффекта на электродах наводятся заряды  $q_i$ . Можно считать, что заряды возникают в моменты времени, соответствующие прохождению импульсов поверхностного напряжения под точками максимального возбуждения ПАВ. Следовательно, сигнал на выходном преобразователе можно записать в виде

$$h_2(t) = \left[ \sum_{i=1}^{N_1} A_{1i} \cdot \delta\left(t - \frac{x_i}{V}\right) \right] \cdot h_1(t), \quad (3)$$

где  $h_1(t)$  определено (2).

Если шаг размещения электродов  $d$  входного и выходного преобразователей одинаков, то выходной сигнал состоит из  $N_1+N_2-1$  импульсов:

$$h_2(t) = \sum_{i=1}^{N_1+N_2-1} y_i \cdot \delta(t - (i-1)\tau), \quad (4)$$

следующих друг за другом через интервалы времени  $\tau=d/V$ . Амплитуда  $i$ -го импульса есть взвешенная сумма импульсов входного сигнала, воздействующих в данный момент на преобразователь:

$$y_i = \sum_{k=1}^{N_1+N_2-1} A_{1k} \cdot A_{2(N_1+1+k-i)}. \quad (5)$$

Выражение (2), представляющее собой реакцию входного ВШП на  $\delta$ -импульс, описывает импульсную характеристику входного преобразователя. Импульсная характеристика выходного ВШП имеет аналогичный вид (см. множитель в квадратных скобках в (3)), а импульсный отклик всего фильтра есть свертка импульсных характеристик входного и выходного ВШП.

Если импульсная характеристика одного из преобразователей, например входного, может быть представлена одной  $\delta$ -функцией:  $h_1(t)=\delta(t)$ , то импульсная характеристика всего фильтра совпадает с импульсной характеристикой второго преобразователя:

$$h(t)=h_2(t). \quad (6)$$

$$h_2(t) = \left[ \sum_{i=1}^{N_1} A_{1i} \cdot \delta\left(t - \frac{x_i}{V}\right) \right] \cdot h_1(t), \quad (3)$$

где  $h_1(t)$  определено (2).

Если шаг размещения электродов  $d$  входного и выходного преобразователей одинаков, то выходной сигнал состоит из  $N_1+N_2-1$  импульсов:

$$h_2(t) = \sum_{i=1}^{N_1+N_2-1} y_i \cdot \delta(t - (i-1)\tau), \quad (4)$$

следующих друг за другом через интервалы времени  $\tau=d/V$ . Амплитуда  $i$ -го импульса есть взвешенная сумма импульсов входного сигнала, воздействующих в данный момент на преобразователь:

$$y_i = \sum_{k=1}^{N_1+N_2-1} A_{1k} \cdot A_{2(N_1+1+k-i)}. \quad (5)$$

Выражение (1.2), представляющее собой реакцию входного ВШП на  $\delta$ -импульс, описывает импульсную характеристику входного преобразователя. Импульсная характеристика выходного ВШП имеет аналогичный вид (см. множитель в квадратных скобках в (1.3)), а импульсный отклик всего фильтра есть свертка импульсных



характеристик входного и выходного ВШП.

Если импульсная характеристика одного из преобразователей, например входного, может быть представлена одной  $\delta$ -функцией:  $h_1(t)=\delta(t)$ , то импульсная характеристика всего фильтра совпадет с импульсной характеристикой второго преобразователя:

$$h(t)=h_2(t). \quad (6)$$

### Методика синтеза ПАВ- фильтров

Проектирование ПАВ-фильтра сводится к задаче синтеза по заданной частотной характеристике  $H(\omega)$  структуры его приемного ВШП, т.е. определение числа положений и конфигураций электродов каждого ВШП. Данная задача решается в два этапа. На первом из них устанавливаются относительные веса отсчетов импульсной характеристики ВШП, а на втором – находится топология ВШП для рассматриваемой реализации фильтра.

На первом этапе по известной функции  $H(\omega)$  требуется определить число отсчетов  $N_1$  и  $N_2$ , а также все коэффициенты  $A_{1n}$  и  $A_{2n}$  импульсных характеристик:

$$h_1(t)=h_1(n)=\sum_{n=1}^{N_1} A_{1n} \delta(t - n\tau) ;$$

$$h_2(t)=h_2(n)=\sum_{n=1}^{N_2} A_{2n} \delta(t - n\tau) .$$

Таким образом, задача сводится к определению  $h_1(t)$  и  $h_2(t)$  по общей импульсной

$$h(t)=\int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)e^{j\omega t} d\omega .$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \\ h(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \end{array} \right.$$

Как уже указано,  $h(t)$  есть свертка дискретных функций  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$ , и, следовательно, можно записать

$$h(n)=\sum_{m=-\infty}^{\infty} h_1(m)h_2(n - m) . \quad (7)$$

Обычно, ВШП ПАВ-фильтра конструируют так, что один из них является широкополосным, поэтому результирующая АЧХ будет определяться вторым, приемным ВШП. В данном случае широкополосный преобразователь является однородным преобразователем с малым числом отсчетов импульсной характеристики, и его полоса пропускания существенно превышает полосу пропускания второго ВШП. Импульсная

характеристика широкополосного ВШП, например  $h_1(t)$ , имеет малую длительность и в силу (1.5), импульсная характеристика всего фильтра совпадает с импульсным откликом полосозадающего ВШП:  $h_2(n)=h(n)$ . Такой подход позволяет в принципе решить задачу синтеза требуемой частотной характеристики фильтра на ПАВ, хотя не обеспечивает реализации фильтра с минимальным числом отсчетов импульсного отклика.

Рассмотрим синтез идеального ППФ-фильтра, частотная характеристика которого показана на рис. 2, а.

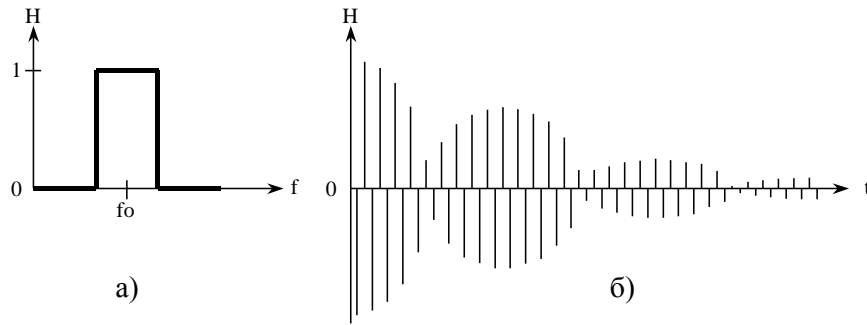


Рис. 3. Частотная (а) и импульсная (б) характеристики идеального полосового фильтра

Для импульсного отклика идеального полосового фильтра получаем

$$h(t) = \Delta f \cdot e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot t} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \Delta f \cdot t)}{\pi \cdot \Delta f \cdot t}, \quad \Delta f = f_2 - f_1. \quad (8)$$

Множитель  $e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot t}$  в (1.8) соответствует переносу середины частотной характеристики на частоту  $f_0$ , а сомножитель вида  $\sin x/x$  называют импульсной характеристикой  $h_0(t)$  низкочастотного (НЧ) прототипа фильтра. Из (1.8) следует, что при синтезе фильтра речь идет о реализации импульсной характеристики НЧ прототипа. Из (1.8) следует, что

$$h_0(n) = \Delta f \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \frac{\sin X_n}{X_n},$$

где  $X_n = \pi \cdot n \cdot (f_2 - f_1) / 2f_0$ , т.е. импульсная характеристика идеального ППФ оказывается бесконечной во времени и для ее реализации требуется бесконечное число электродов. Это означает невозможность физической реализации такого устройства. На рисунке 4.1, б приведен вид импульсной характеристики (половина, соответствующая  $t > 0$ ) идеального полосового фильтра.

На практике, не задают точный вид  $H(\omega)$ , а требуют, чтобы в полосе пропускания от  $f_1$  до  $f_2$  (рис. 1.3) коэффициент передачи был достаточно близок к единице, ширина переходной области между полосой пропускания и областью задерживания была меньше заданной и вне полосы пропускания коэффициент передачи был достаточно близок нуля

(или, по крайней мере, в заданное число раз меньше, чем в середине полосы пропускания).

У реального фильтра полосу пропускания определяют обычно по некоторому условному уровню. Например, частоты  $f_1$  и  $f_2$  определяют полосу пропускания по уровню  $-3$  дБ от пропускания вблизи центральной частоты (рис. 1.2). Область задерживания также определяется по условному уровню, например, по уровню ослабления сигнала на 40 дБ по сравнению с ослаблением на частоте  $f_0$ . Данному уровню соответствуют частоты  $f_1'$  и  $f_2'$ , так, что при  $f < f_1'$  и  $f > f_2'$  расположена область задерживания. Ширину переходных участков  $[f_1', f_1]$  и  $[f_2, f_2']$  обычно задают коэффициентом прямоугোলности (например, по уровням  $-3$  и  $-40$  дБ):  $K_{3/40} = (f_2' - f_1') / (f_2 - f_1)$ .

Отклонение коэффициента передачи в полосе пропускания от максимального значения характеризуют параметром  $\delta$  - неравномерностью в полосе пропускания, выраженной в дБ. Вне полосы пропускания коэффициент пропускания характеризуют величиной  $R$  - уровнем боковых лепестков, т.е. максимальным значением отношения  $|H(f)|/|H(f_0)|$  в области задерживания, часто выражаемым в децибеллах.

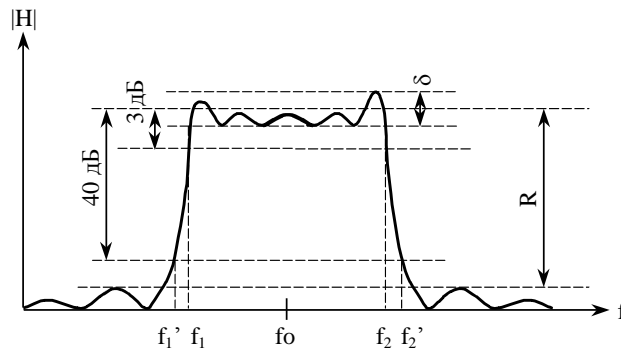


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента передачи реального ПАВ-ППФ

Таким образом, задача синтеза фильтра, имеющего частотную характеристику, определенную величинами  $\delta$ ,  $K_{\Pi}$  и  $R$  сводится к подбору импульсной характеристики конечной длительности, Фурье-преобразование которой удовлетворяет предъявленным требованиям к проектируемому фильтру.

В соответствии с (8) б уровень боковых лепестков ПАВ-ППФ с однородным ВШП составляет  $-11.46$  дБ. Согласно (10) этот уровень можно значительно снизить до  $-27$  дБ за счет использования двух одинаковых однородных ВШП. Дальнейшее снижение боковых лепестков ПАВ-фильтрах основано на аподизации его импульсной характеристики, т.е. умножении ее на некоторую убывающую к краям взвешивающую функцию, называемую аподизирующей.

На практике распространены следующие аподизирующие функции:

- а) аподизация по Хэммингу или «косинус на пьедестале»,
- б) аподизация по Чебышеву (обеспечивает наименьшую возможную полосу

пропускания при заданной неравномерности),

в) аподизация по Кайзеру (эффективно ограничивает полосу пропускания),

г) аподизация по Бартлету (функция аподизации имеет вид равнобедренного треугольника).

В используемой в данной работе программе применяются две из названных выше аподизирующих функций - Кайзера и Бартлета. Первая из них определяется соотношениями:

$$W_k(t) = \begin{cases} J_0(a\sqrt{T^2 - t^2}) / J_0(aT) & \text{при } |t| \leq T; \\ 0 & \text{при } |t| > T, \end{cases}$$

где  $J_0(x)$  – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка;  $aT$  – параметр, определяющий полосу пропускания. Для отсчетов импульсной характеристики получаем [2, с.65]:

$$A_n = \begin{cases} (-1)^n \frac{\sin\left(\frac{\pi\Delta fn}{2fo}\right)}{\frac{\pi\Delta fn}{2fo}} \cdot \frac{J_0\left[aT\sqrt{1 - \left(\frac{n}{2foT}\right)^2}\right]}{J_0(aT)} & \text{при } |n| \leq N_{\max}, \\ 0 & \text{при } |n| > N_{\max}. \end{cases} \quad (9)$$

Вообще в общем случае  $a$  – параметр, определяющий полосу пропускания, а  $T = (NL+1)/\Delta f$  – период (время задержки) фильтра, где  $NL$  – число оставленных боковых лепестков функции  $\sin x/x$ .

Для отсчетов импульсной характеристики, аподизированной по Бартлету имеем:

$$A_n = \begin{cases} (-1)^n \frac{\sin\left(\frac{\pi\Delta fn}{2fo}\right)}{\frac{\pi\Delta fn}{2fo}} \cdot \left(1 - \left|\frac{i}{2foT}\right|\right) & \text{при } |n| \leq N_{\max}, \\ 0 & \text{при } |n| > N_{\max}. \end{cases} \quad (10)$$

Число электродов одной «гребенки»  $N_{\max} = \text{Trunc}(2foT)$ , где  $\text{Trunc}(x)$  – функция выделения целой части числа.

В данной работе синтез ПАВ- фильтра с заданными параметрами осуществляется с помощью авторской компьютерной программы "АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ППФ НА ПАВ" (SAW\_Filter\_Design.exe). Интерфейс программы показан на рис.5. Данный интерфейс оснащен следующими вкладками:

Пункт меню "Файл", содержит опции (рис.5):

- Параметры ППФ. Опция позволяет изменять основные параметры ППФ, данные для расчета импеданса (статической емкости и сопротивления излучения), данные для расчета согласующей цепи.



Рис.5. Главное меню программы SAW\_Filter\_Design

Программа удерживает в допустимых пределах параметры, вводимые в данном пункте. Пределы можно посмотреть, нажав на кнопку разворота справа от числового значения соответствующего параметра. При правильном вводе параметров производится пересчет импульсной характеристики (ИХ) и амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра.

- **Загрузить.** Опция позволяет загрузить файл конфигурации ППФ (\*.prf).

- **Сохранить.** Опция позволяет сохранить либо файл конфигурации ППФ (\*.prf), либо последнее изображение топологии фильтра (\*.bmp), либо последнее изображение АЧХ фильтра (\*.bmp).

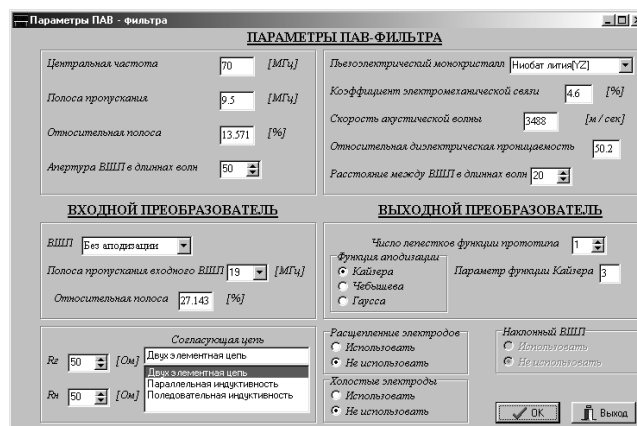


Рис.5. Окно «Параметры ПАВ-фильтра»

- **Печать.** Опция позволяет отпечатать последние изображения форм топологии и АЧХ (рис.6).

- **Выход.** Опция позволяет выйти из программы. Во время выхода стираются временные файлы, необходимые для работы программы: s(t).dat, s(f).dat и sogl.dat.

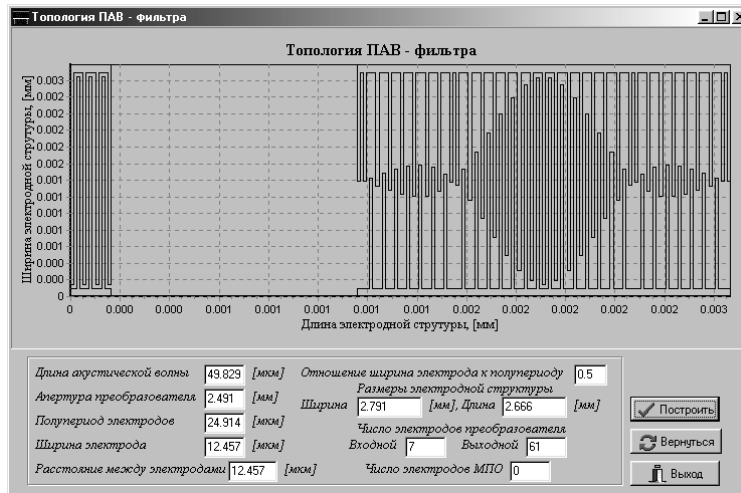


Рис. 6. Окно Топология ПАВ-фильтра

Пункт меню "Редактор" содержит следующие опции:

- Топология. Опция выводит на экран ИХ, топологию, а также некоторые из параметров фильтра. При этом входной встречно-штыревой преобразователь (ВШП) состоит из 5-ти штырей, а выходной - из рассчитанного программой количества штырей (рис.12).

Примечание: При большом количестве отсчетов топология преобразователей будет сливаться. Но ее всегда можно представить по виду ИХ, зная о связи ИХ и топологии выходного ВШП.

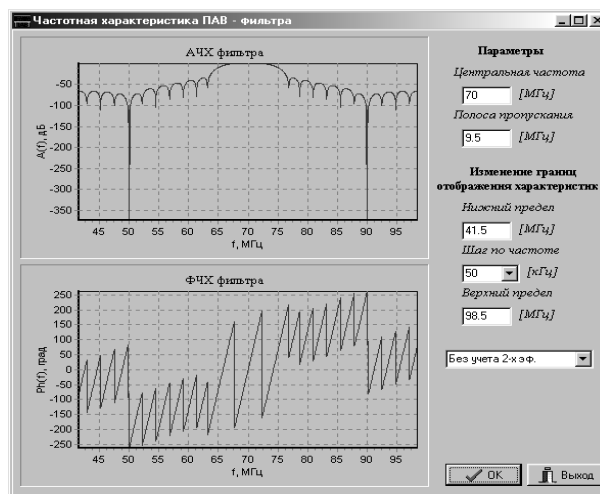


Рис. 7. Окно «Частотная характеристика ПАВ-фильтра»

**Импеданс.** Опция выводит данные об импедансе - параметрах эквивалентной схемы (статической емкости и сопротивления излучения) входного и выходного ВШП.

- **АЧХ.** Опция выводит на экран АЧХ ППФ. При выводе графика можно менять масштаб отображения по осям частоты и коэффициента передачи. Обновление графика при

изменении масштаба производится при нажатии кнопки "Изменить масштаб". Кроме того, в поле вывода графика курсор представляет собой перекрестие, координаты центра которого в единицах частоты и коэффициента передачи высвечиваются под графиком, что позволяет быстро и точно делать измерения.

Примечание: Масштаб отображения менее 100 % недопустим.

- **Согласование.** Опция выводит параметры импеданса и согласующей цепи для входного и выходного ВШП. Приводится эквивалентная схема входного ВШП с согласующей цепью.

В окне **Создание DXF-файла** (рис. 8) выводится информация о топологических размерах ПАВ-фильтра, число электродов входного, выходного преобразователей и МПО, в случае его использования. При необходимости можно изменить ширину общей шины, после чего нужно перейти в окно **Топология ПАВ-фильтра**, произвести пересчет координат электродной структуры и вернуться обратно в окно **Создание DXF-файла**.

рис. 8. Окно **Создание DXF-файла**

**Примечание:**

- Не следует задавать в параметрах ППФ одновременно всех граничных значений количества боковых лепестков (max), частоты синхронизма (max) и полосы пропускания (min). Это приведет к значительному увеличению времени занятости программы расчетами АЧХ (сразу после ввода параметров).

- Не следует удалять из рабочей папки программы временные файлы s(t).dat s(f).dat, sogl.dat во время работы программы, это может привести к зависанию программы.

**Упражнение 1. Расчет топологии ПАВ-фильтра для тракта УПЧ**

Бытовой стационарный радиовещательный радиоприемник (РПрУ) АМ- радиосигнала по-строен по инфрадинной схеме. При этом группа сложности (см. ГОСТ 5651-89 Аппаратура радиоприемная бытовая), а также диапазон принимаемых частот соответствует индивидуальному заданию по курсовой. Воспользовавшись программой SAW\_Filter\_Design.exe, и полагая, что первая промежуточная частота РПрУ равна  $60 + N$ ,

МГц., где N- порядковый номер студента в групповом списке, предложить топологию ПАВ-фильтра, обеспечивающего подавление второй зеркальной частоты в соответствии с требованиями ГОСТ 5651-89. Воспользовавшись программой SAW\_Filter\_Design.exe определить характерные размеры, топологию и характеристики предлагаемого ПАВ-фильтра.

### **Упражнение 2. Согласование ПАВ-фильтра с трактом УПЧ**

Для данных ПАВ-фильтра, разработанного в упражнении 1 провести расчет его входного и выходного импедансов. С помощью программы SAW\_Filter\_Design провести расчет входных и выходных согласующих цепей. Определить потери на согласование.

### **Задачи к разделу**

- Сформулируйте факторы, влияющие на собственную полосу преобразования однородного ВШП, и объясните, как добиться максимально широкой полосы преобразования.
- Объясните связь импульсного отклика ВШП с АЧХ ПАВ- фильтра.
- Что такое оконная функция и для чего она применяется?
- Какие способы аподизации ВШП ПАВ- фильтра могут быть использованы для его синтеза?

### **Рекомендуемая литература**

1. Сайт <http://digteh.ru/Sxemoteh/filtr/SAW/>
2. Т.И. Чернышова, Н.Г. Чернышов «Проектирование фильтров на поверхностно акустических волнах Тамбов: Тамбовский государственный технический университет, 2006. - 7 с.
3. Орлов В. С., Бондаренко В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах для современных коммуникационных применений М.: Радио и связь, 1984. - 272 с.



## 6. Тема. Исследование нелинейности тракта УПО-ДАС

Целью работы является изучение ограничений на динамический диапазон радиоприемника, связанных с нелинейностями тракта УПО-ДАС с помощью прикладного программного обеспечения AWR VSS.

### Краткие теоретические сведения [1]

Идеальный линейный четырехполюсник обеспечивает передачу сигналов от входа к выходу без искажений. Передаточная функция напряжения такого четырехполюсника вычисляется так:

$$u_{\text{вых}}(t) = KU u_{\text{вх}}(t), \quad (1)$$

где  $u_{\text{вых}}(t)$  - напряжение на выходе цепи;  $u_{\text{вх}}(t)$  - напряжение на входе цепи;  $KU$  - коэффициент усиления цепи по напряжению.

Такие идеальные линейные цепи могут быть реализованы только с помощью пассивных компонентов. Резистивные нерегулируемые аттенуаторы, например, могут в этом смысле считаться идеальными. Цепи, содержащие полупроводниковые компоненты, например усилители или смесители, вносят нелинейности (рис. 1).

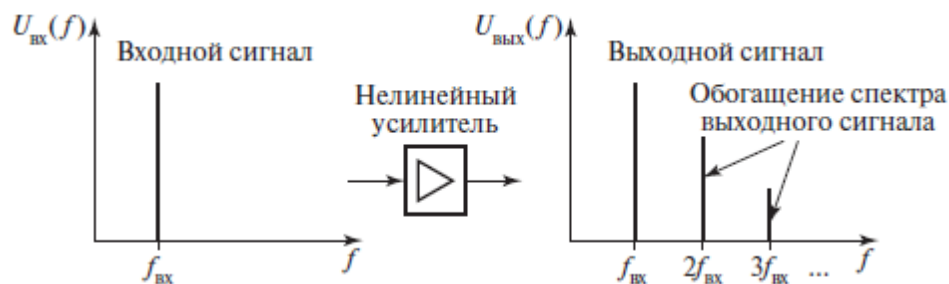


Рис. 1. Спектр до и после нелинейной цепи

В этом случае передаточная функция может быть аппроксимирована степенным рядом следующим образом:

$$u_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n u_{\text{вх}}^n(t) = \alpha_1 u_{\text{вх}}(t) + \alpha_2 u_{\text{вх}}^2(t) + \alpha_3 u_{\text{вх}}^3(t) + \dots, \quad (2)$$

где  $\alpha_n$  - коэффициент в функции передачи нелинейного элемента.

В большинстве случаев достаточно учитывать только квадратичный и кубичный члены, поэтому в выражении (2) нужно анализировать члены до  $n=3$ . Для многих компонентов приемника и анализатора спектра, та-ких как смесители или детекторы уровней, принципиально необходима нелинейная характеристика. Анализаторы спектра, однако, должны обеспечивать индикацию входных сигналов без искажений. Соответственно, линейность является существенным критерием для оценки анализаторов

спектра. Влияние нелинейности четырехполюсника на его выходной спектр зависит от уровня входного сигнала.

### Одночастотный входной сигнал

В случае когда входной сигнал  $u_{вх}(t)$  четырехполюсника является синусоидальным сигналом, т.е. представляется в виде:

$$u_{вх}(t) = U_{вх} \sin(2\pi f_{вх} t), \quad (3)$$

где  $U_{вх}$  - амплитуда  $u_{вх}(t)$ ;  $f_{вх}$  - частота сигнала  $u_{вх}(t)$ . Подставляя уравнение (3) в уравнение (2), можно увидеть, что из-за нелинейностей появляются гармоники входного сигнала с частотами  $f_{гарм} = n f_{вх}$  (см. рис.1). Уровни этих гармоник зависят от коэффициентов  $\alpha_n$  уравнения (2), а также от порядка  $n$  соответствующих гармоник и уровня входного сигнала. Когда уровень входного сигнала возрастает, уровни гармоник увеличиваются значительно с ростом их порядка. Можно считать, что вариация уровня входного сигнала на  $\Delta$  дБ вызывает вариацию уровня гармоники на  $n\Delta$  дБ. Таблицы данных в части нелинейных искажений сигнала при одночастотном воздействии обычно отражают только искажения, оцениваемые по второй гармонике, для которых указывается разница в уровне второй гармоники  $\alpha_{k2}$  по сравнению с уровнем основной гармоники на выходе цепи. Эти характеристики имеют силу для конкретного уровня входного сигнала  $L_{вх}$ , который всегда следует указывать. Поэтому при сравнении разных УПО-ДАС всегда следует контролировать, соответствуют ли характеристики различных моделей одному и тому же уровню входного сигнала смесителя.

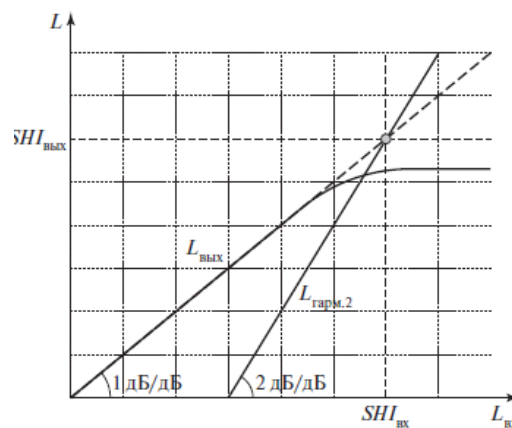


Рис. 2. Пересечение АХ со второй гармоникой

Независимые от уровня характеристики, которые могут быть определены с помощью **точки пересечения** (известной как точка пересечения со второй гармоникой ( $SHI$  - сокращение от англ. «second harmonic intercept»), гораздо более удобны для сравнений.

Данный параметр вводится с помощью **амплитудной характеристики** (АХ) тракта УПО-ДАС, показанном на графике (рис. 2). Здесь в логарифмическом масштабе приведена зависимость мощности выходного сигнала  $L_{out}$  от мощности входного сигнала  $L_{in}$  заданной частоты  $f_0$ . Из графика видно, что при малом уровне входного сигнала АХ совпадает с прямой линией. Этот участок соответствует линейному режиму устройства. Далее график  $L_{out}$  меняет наклон и становится более пологим вплоть до точки, когда усилитель входит в насыщение. Этот предел линейного увеличения мощности основной гармоники на выходе при увеличении мощности сигнала на их входе охарактеризуется **точкой компрессии** (compression point - КР) мощности на 1 дБ по входу. Эта точка равна мощности сигнала на входе, при которой разница между экстраполированной линейной и реальной зависимостями мощности основной гармоники от мощности сигнала на входе составляет 1 дБ.

При дальнейшем повышении мощности нелинейный участок АХ тракта описывается дополнительными параметрами. К ним относится точка пересечения со второй гармоникой, которая соответствует условному уровню входного  $SHI_{вх}$  или выходного сигнала  $SHI_{вых}$ , при котором вторая гармоника входного сигнала на выходе цепи  $L_{гарм.2}$  достигает уровня основной гармоники (рис. 2).

Практически эта точка никогда не достигается, поскольку цепь, как показано на рис. 2, при меньших уровнях входного сигнала уже переходит в режим насыщения. Точка пересечения (interception point) может быть описана как уровнем входного сигнала цепи, так и уровнем выходного сигнала, поэтому она обозначается как точка пересечения по входу ( $SHI_{вх}$ ) или по выходу ( $SHI_{вых}$ ).

### Двухчастотный входной сигнал

При двухчастотном входном сигнале к входу устройства прикладывается сигнал  $u_{вх}(t)$ , состоящий из двух синусоидальных сигналов и сумматора мощности (см. рис.2 [2]).

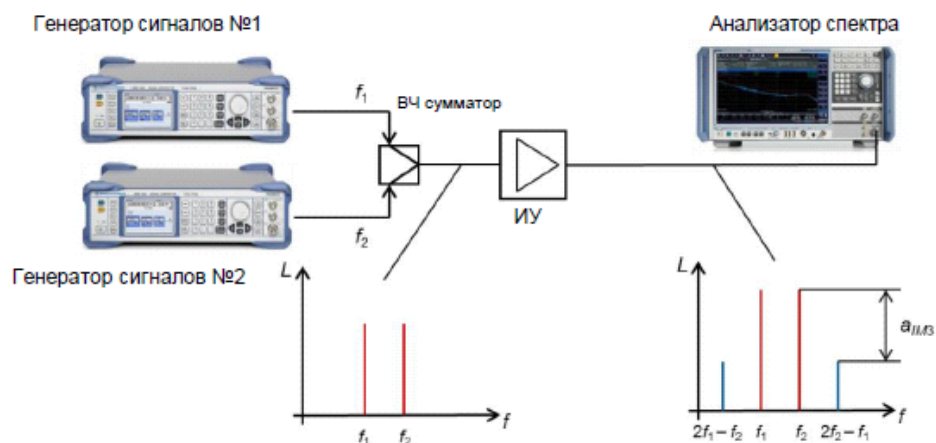


Рис.2. Схема измерений точек пересечения по интермодуляции [2]

На этой схеме два независимых источника  $G_{11}$  и  $G_{12}$  формируют сигналы с близкими частотами  $f_1$  и  $f_2$ , которые затем подаются на входы пассивного сумматора мощности, обеспечивающего развязку между его входами. С выхода сумматора сигнал подается на вход измеряемого тракта, а затем на вход анализатора спектра. В этом случае входной сигнал выражается формулой:

$$v_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \sin(2\pi f_{\text{вх.1}} t) + U_{\text{вх}} \sin(2\pi f_{\text{вх.2}} t), \quad (4)$$

где  $U_{\text{вх}}$  - амплитуда, одинаковая для двух синусоидальных сигналов;  $f_{\text{вх.1}}$ ,  $f_{\text{вх.2}}$  - частоты сигнала.

Подставляя выражение (4) в нелинейную передаточную функцию, определяемую уравнением (3), на выходе цепи в числе прочих получим продукты смешения, перечисленные в табл. 1.

Таблица 1  
Продукты смешивания при двухчастотном входном сигнале

1. Постоянная составляющая	$\frac{\alpha_2}{2}(U_{\text{вх.1}}^2 + U_{\text{вх.2}}^2)$
2. Основные (первые) гармоники	$\alpha_1 U_{\text{вх.1}}^2 \sin(\omega_1 t)$ $\alpha_1 U_{\text{вх.2}}^2 \sin(\omega_2 t)$
3. Вторые гармоники	$\frac{\alpha_2}{2} U_{\text{вх.1}}^2 \cos(2\omega_1 t)$ $\frac{\alpha_2}{2} U_{\text{вх.2}}^2 \cos(2\omega_2 t)$
4. Интермодуляционные составляющие 2-го порядка	$\frac{\alpha_2}{2} U_{\text{вх.1}}^2 U_{\text{вх.2}}^2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t]$ $\frac{\alpha_2}{2} U_{\text{вх.1}}^2 U_{\text{вх.2}}^2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t]$
5. Третьи гармоники	$\frac{\alpha_3}{4} U_{\text{вх.1}}^3 \sin(3\omega_1 t)$ $\frac{\alpha_3}{4} U_{\text{вх.2}}^3 \sin(3\omega_2 t)$
6. Интермодуляционные составляющие 3-го порядка	$\frac{3}{4} \alpha_3 U_{\text{вх.1}}^2 U_{\text{вх.2}} \sin[(2\omega_1 + \omega_2)t]$ $\frac{3}{4} \alpha_3 U_{\text{вх.1}}^2 U_{\text{вх.2}} \sin[(2\omega_2 + \omega_1)t]$ $\frac{3}{4} \alpha_3 U_{\text{вх.1}}^2 U_{\text{вх.2}} \sin[(2\omega_1 - \omega_2)t]$ $\frac{3}{4} \alpha_3 U_{\text{вх.1}}^2 U_{\text{вх.2}} \sin[(2\omega_2 - \omega_1)t]$

Данные таблицы 1 показывают, что в дополнение к гармоникам входных сигналов на выходе нелинейного тракта вырабатываются интермодуляционные продукты (рис.3). Порядок интермодуляционных искажений соответствует сумме порядковых номеров взаимодействующих компонентов. Для компонента на частоте  $2f_{\text{вх.1}} + f_{\text{вх.2}}$ , например, порядок равен  $2+1=3$ .

В зависимости от особенностей применения продукты как четного порядкового номера, так и нечетного могут вызвать помехи. Для измерений в кабельных телевизионных сетях, где частотный диапазон перекрывается больше чем на одну октаву, гармоники и интермодуляционные продукты с четными порядковыми номерами попадают внутрь наблюдаемого диапазона.

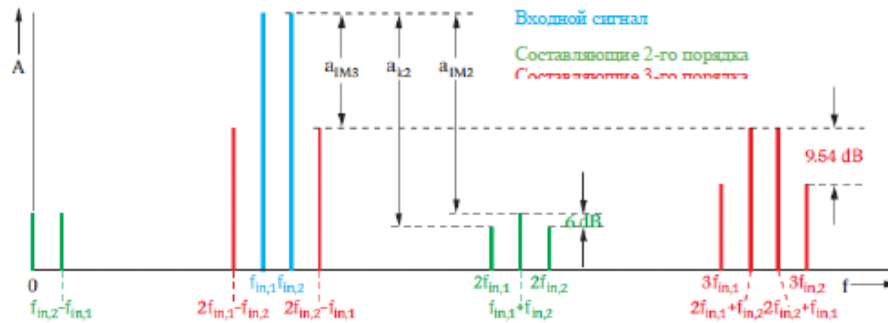


Рис.3. Выходной спектр нелинейного тракта при двухчастотном входном сигнале

Для гармоник высшего порядка вариация уровня двух синусоидальных несущих на входе величиной  $\Delta$  дБ вызывает вариацию уровня соответствующего интермодуляционного продукта величиной  $n \cdot \Delta$  дБ. Поэтому разница уровня между интермодуляционными продуктами и уровнями основных частот синусоидальных несущих должна всегда указываться вместе с уровнем входного сигнала, в противном случае не удастся сделать никаких выводов в отношении линейности. На практике часто используют точку пересечения  $n$ -го порядка. Точка пересечения  $n$ -го порядка относительно входа рас- считывается так:

$$IPn_{\text{вх}} = \frac{\alpha_{\text{инт.}n}}{n-1} + L_{\text{вх}}, \quad (5)$$

где  $IPn_{\text{вх}}$  - входная точка пересечения  $n$ -го порядка, дБм 1;  $\alpha_{\text{инт.}n}$  - разница между уровнем интермодуляционных продуктов  $n$ -го по- рядка и уровнем двух основных гармоник входного сигнала, дБ;  $L_{\text{вх}}$  - уровень каждого из двух входных сигналов, дБм.

В большинстве случаев указываются точки пересечения 2-го и 3-го порядков (рис. 4). Они обозначаются как  $IP_2$  и  $IP_3$  (сокращение от англ. «Third-order intercept point»). Входные уровни точек пересечения второго и третьего по- рядков определяются следующим образом:

$$IP2_{\text{вх}} = \alpha_{\text{инт.}2} + L_{\text{вх}}; \quad (6)$$

$$IP3_{\text{вх}} = \frac{\alpha_{\text{инт.}3}}{2} + L_{\text{вх}}. \quad (7)$$

Значения координаты точек пересечения по выходу могут быть рассчитаны на основе координат точек пересечения по входу путем добавления к ним коэффициента усиления

цепи (в дБ). В характеристиках анализатора спектра обычно координаты точек пересечения указываются по входу.

### Точка 1 дБ-компрессии РПрУ.

Точка односторонней (1 дБ) компрессии каскадов РПрУ обозначает точку на его АХ, в которой коэффициент передачи уменьшается на 1 дБ за счет эффекта насыщения (рис. 4б). Подобно точке пересечения, точка 1 дБ-компрессии может быть отнесена ко входному или выходному уровню. Для усилителей мощности обычно задается уровень выходного сигнала, при котором имеет место 1 дБ-компрессия.

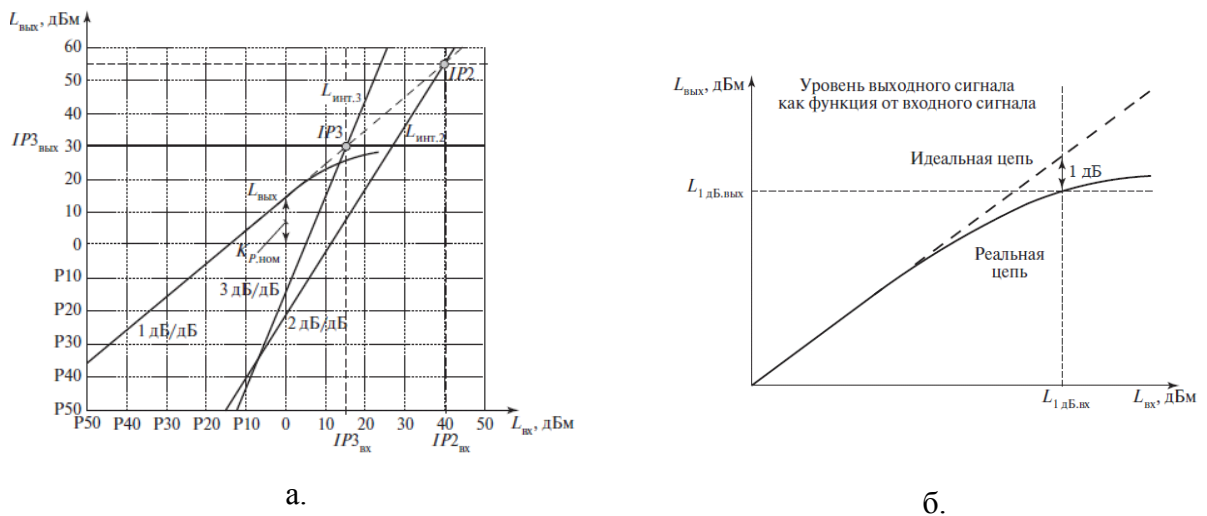


Рис.4. Характерные точки АХ:

- а. точки пересечения с гармониками интермодуляции 2-го и 3-го порядков,
- б. компрессии 1 дБ

Точка 1 дБ-компрессии первично определяется первым смесителем и обычно указывается при установке аттенюатора на 0 дБ. Типовой уровень входного сигнала также указывается в соответствии с этим уровнем сигнала первого смесителя. Увеличивая высокочастотное (ВЧ) ослабление, мы увеличиваем точку 1 дБ-компрессии на ту же величину, что и уровень ослабления.

Для предотвращения формирования нежелательных продуктов из-за искажений максимальный уровень входного сигнала, индицируемого РПрУ, должен находиться явно ниже точки 1 дБ-компрессии.

Из-за связи опорного уровня и уровня установки аттенюатора максимальный опорный уровень определяется при положении ВЧ-аттенюатора 0 дБ. Она является важным критерием во многих измерениях.

Точка 1 дБ-компрессии определяет динамический диапазон РПрУ по блокированию.

Эффекты нелинейных искажений в тракте УПО-ДАС носят накопительный характер. Для узкополосных гармонических сигналов точку пересечения тракта в целом можно вычислить через соответствующие точки пересечения составляющих тракт каскадов как:

$$\frac{1}{PP_{\text{полный}}} = \frac{1}{PP_1} + \frac{G_1}{PP_2} + \frac{G_1 G_2}{PP_3} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{PP_n} \quad (8)$$

где  $PP_i$  – точка пересечения гармонических искажений  $i$ -го каскада тракта, измеряемая в милливаттах, а  $G_i$  – его коэффициент усиления. Из (8) видно, что величина  $PP_{\text{полный}}$  ограничивается минимальным значением  $PP_i$  входящего в тракт блока.

### Подготовка системы к работе.

1. Запустите проект «00 Ампл. х-ка усилителя.emp» с рабочего стола. При этом будет запущена среда AWR Design Environment.

2. Рабочее окно среды AWR Design Environment состоит из 3 основных областей (рис.5) [4-7]: 1) область меню и панель инструментов, 2) дерево проекта и 3) рабочее поле.

В дереве проекта отражены составляющие части проекта в древовидной структуре. Проект среды AWR Design Environment может включать следующие части:

- системные диаграммы (System Diagrams – структурные схемы, моделируемые в VSS),
- принципиальные электрические схемы (Circuit Schematics, моделируются в Microwave Office),
- электромагнитные структуры (EM Structures, моделируются в EMSight),
- глобальные определения (Global Definitions – глобальные переменные и константы, используемые всеми схемами и программами среды), графики (Graphs),
- файлы данных (Data Files), функции постобработки измерений (Output Equations) и др.

Используемыми в данной работе элементами дерева проекта являются System Diagrams, Global Definitions, Graphs и Output Equations.

3. Раскройте список System Diagrams. Здесь показаны построенные для выполнения данной работы блок-схемы систем связи, использующих различные виды модуляции.

На рис.6 изображена используемая в работе модель системы измерения амплитудной характеристики УПО-ДАС проекта «00 Ампл. х-ка усилителя.emp». Здесь для расчета амплитудной характеристики (АХ) нелинейного усилителя, входящего в тракт УПО-ДАС, т.е. зависимости мгновенной выходной мощности нелинейного усилителя от входной (АМ/АМ характеристики) используется векторный анализатор цепей усилителя (Vector

Signal Analyzer VSA.). Нелинейный усилитель «NL\_AMP» в данном проекте (см. рис.6б) моделируется средствами Microwave Office в разделе «Circuit schematics» Project Browser.

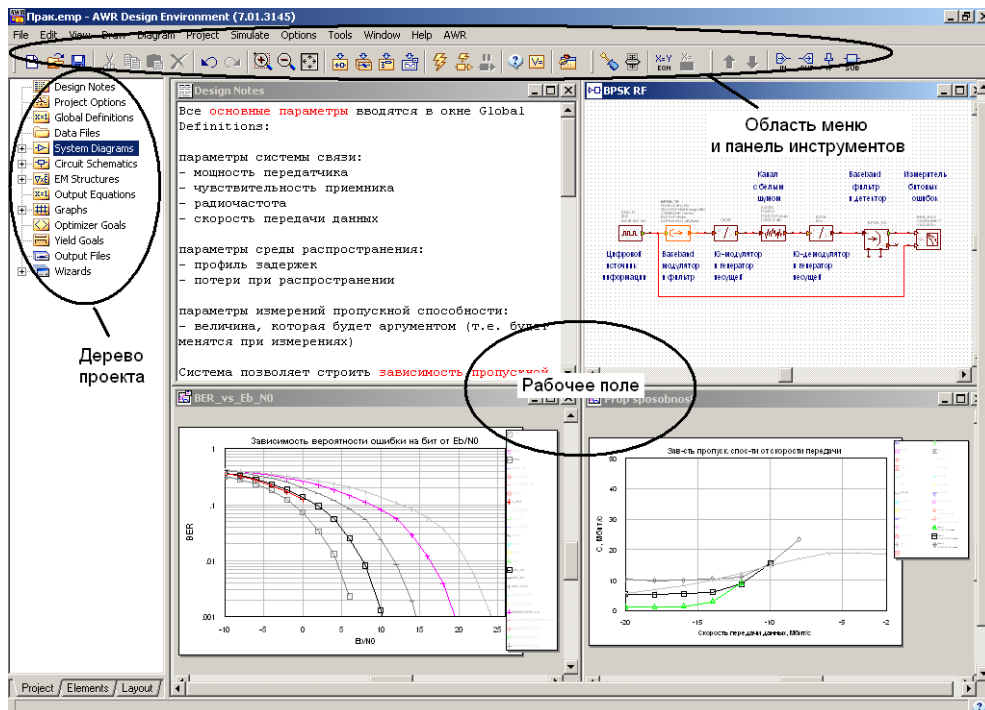


Рис. 5. Основное окно AWR Design Environment

### Описание модели измерения AX элементов тракта УПО-ДАС

Результаты измерения AX на рис.6 отображены красной пунктирной линией (см. рис.6в и рис.6д)

Треугольной меткой и знаком «р1» на них отмечена точка компрессии (КР) усилителя на рис.6б. Область, выделенная на этих рисунках черной линией, показывает динамический диапазон вариации входной мощности усилителя. При этом соответствующие значения мгновенного уровня мощностей могут быть отображены в dB, путем выбора dB флажка в блоке диалога Add/Modify Measurement. Уровень мгновенной мощности рассчитывается непосредственно из отдельных сигнальных выборок. Число отображенных значений определен установками **Time Span** и **Units**. Блок AMtoAM\_PS вычисляет амплитудную конверсию AM-to-AM как функцию изменяемой входной мощности. Усредненная выходная мощность чертится относительно усредненной входной мощности. На рис. 6г и рис.6ж представлены результаты измерений соответствующих спектров мощности сигналов на выходе нелинейного усилителя при различных средних уровнях входной мощности. Этот уровень в интерактивном режиме устанавливается регулятором “Variable tuner” на рис.6.



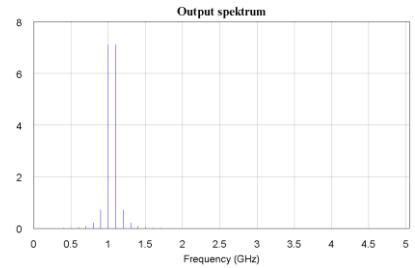
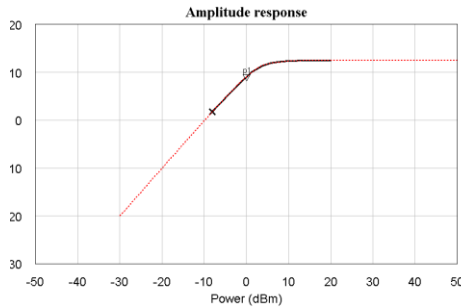
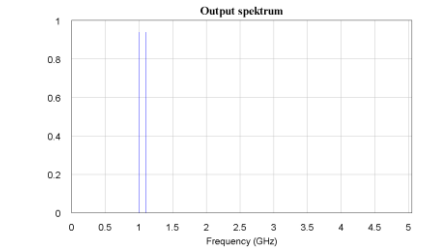
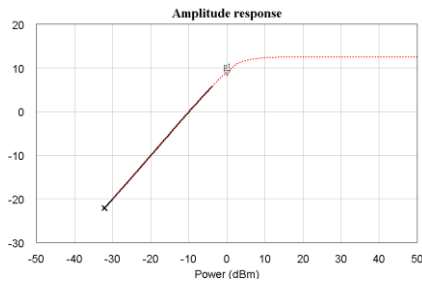
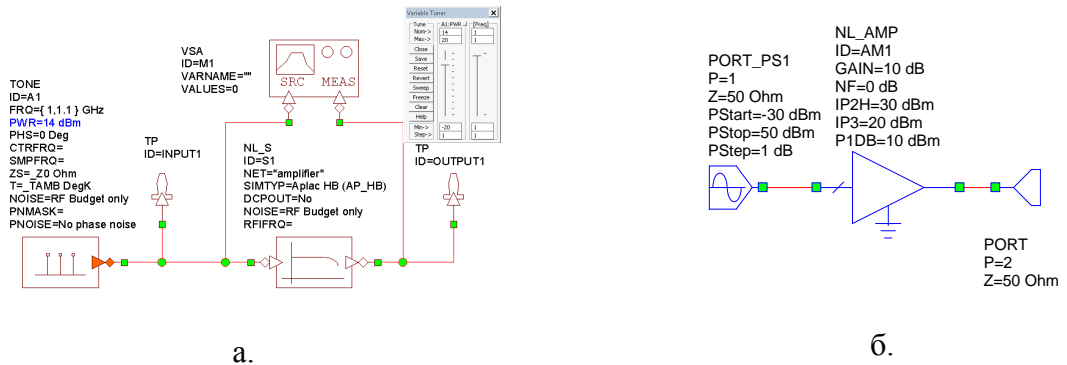


Рис. 6. Схема измерения амплитудной характеристики нелинейного усилителя

Представленные на рис.6 результаты расчетного эксперимента показывают, что формирование интермодуляционных составляющих на выходе тракта РПрУ имеет место, если точки компрессии КР и IP3 лежат внутри динамического диапазона входного сигнала.

### Исследование нелинейности тракта УПО-ДАС

В следующем проекте предлагается исследовать интермодуляционные искажения в более сложной схеме тракта РПрУ, составленной из нескольких нелинейных устройств (см.рис.7). Для этого запустите проект “00 Нелинейность тракта РПрУ.emp” с рабочего стола.

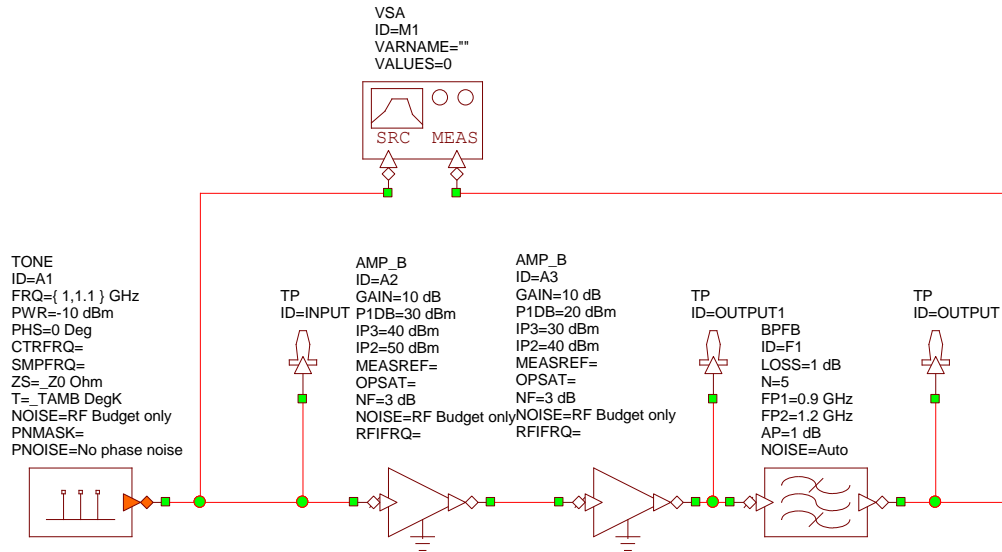
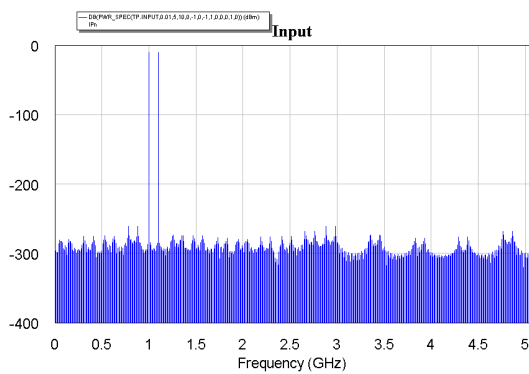
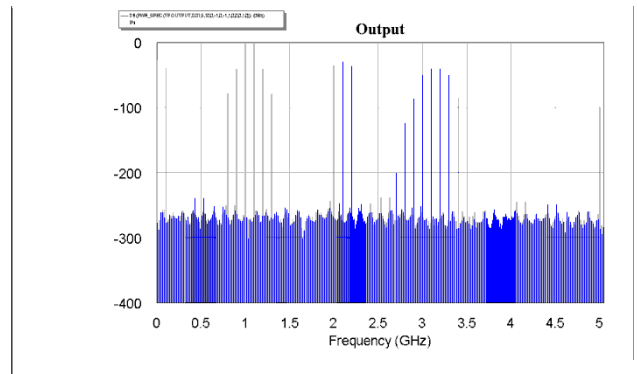


Рис. 7. Схема измерения амплитудной характеристики нелинейного усилителя

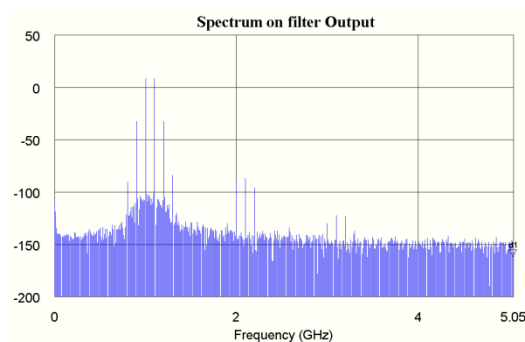
В данном проекте, как и в схемах рис.2,7, для измерения  $IP_n$  также используется векторный анализатор цепей VSA. Однако здесь тракт УПО-ДАС состоит из двух активных и одного пассивного элемента. С его помощью исследуется изменение бюджета по точке пересечения  $IP_n$  порядка  $n$  при перемещении вдоль тракта.



а.



б.



в.

DB(IPn\VSA.M1,3,... IPn x \values	DB(IPn\VSA.M1,3,1,... IPn y Data	DB(IPn\VSA.M1,2,1,... IPn x \values	DB(IPn\VSA.M1,2,1,... IPn y Data
-10	29.377	-6.9897	146.21

г.

Рис. 8. Спектр сигналов в контрольных точках тракта и результаты измерения  $IP_2$  и  $IP_3$

При запуске симуляции системы на графике результаты измерения спектров мощности сигнала в различных контрольных точках тракта должен отобразиться в соответствии с рис.8. На этом же рисунке под названием «IP3» представлены, полученные в результате расчета по (5), табличные данные значений точек пересечения  $IP_2$  и  $IP_3$ .

### Исследование влияния нелинейности тракта на работу АМ-детектора

В проекте “0 АМ детектирование в нелинейном тракте” изучаются особенности аналогового детектирования АМ сигнала РПрУ в условиях интермодуляционных искажений в усилительном (см.рис.9). Для этого запустите проект с рабочего стола.

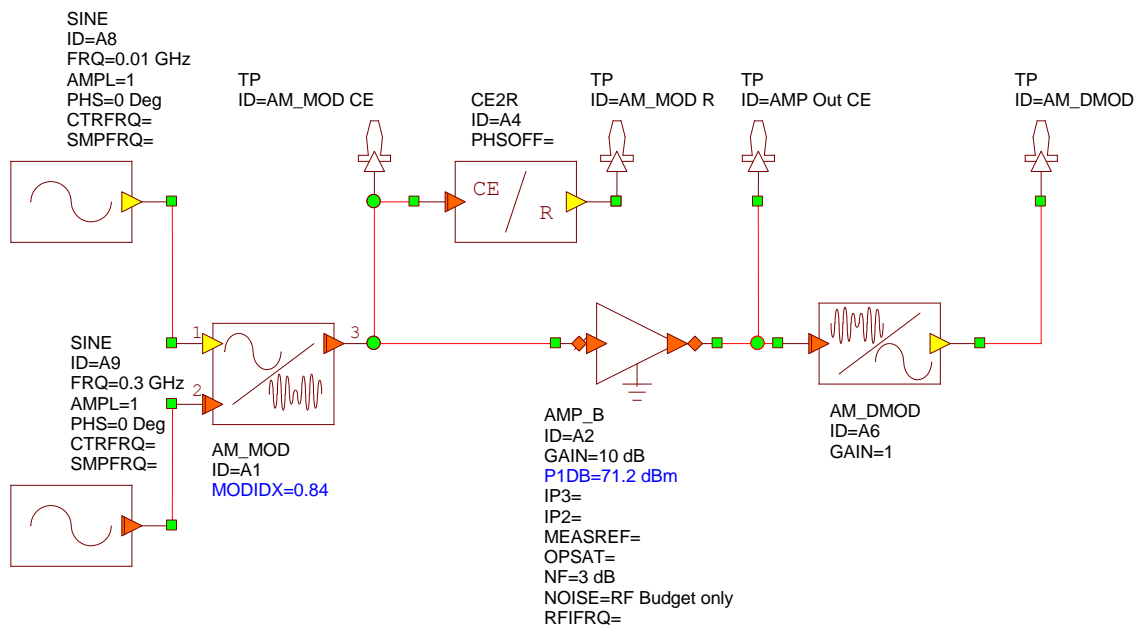
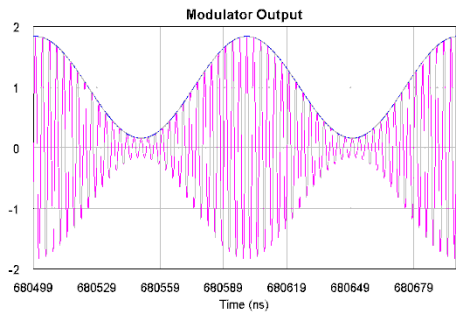


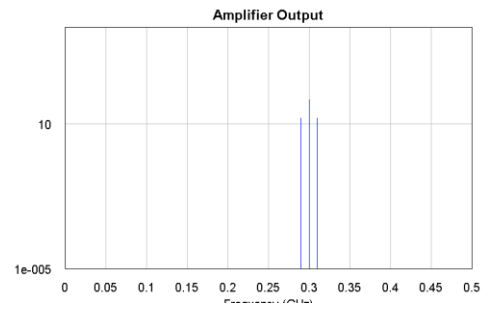
Рис. 9. Схема детектирования АМ сигнала в нелинейном тракте РПрУ

Здесь регулятором “Variable tuner” в интерактивном режиме устанавливаются глубина модуляции, и уровень нелинейности, задаваемый точкой компрессии КР усилителя AMP\_B. Демодуляторы CE2R и AM\_DMOD позволяют контролировать качество принятого сигнала на входе и выходе тракта во временной и частотной областях.

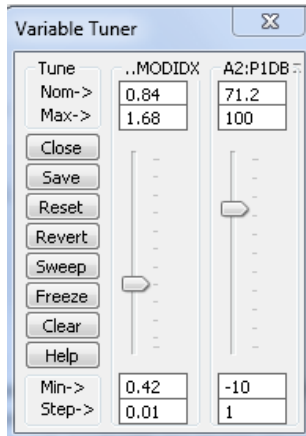
Результаты моделирования преобразований АМ сигнала во временной и частотной областях для различных уровней нелинейности AMP\_B на выходе демодулятора AM\_DMOD в контрольной точке (КТ) AM\_DMOD схемы рис.9 показаны на рис.10. Здесь данные рис.10д,е и рис.10ж,з относятся к положениям тюнера рис. 10в,г соответственно. Эти графики демонстрируют нелинейные искажения модулирующего сигнала, связанные с перегрузкой усилительного тракта РПрУ.



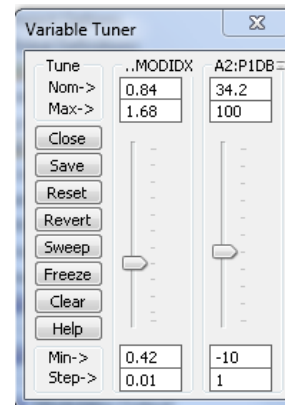
а.



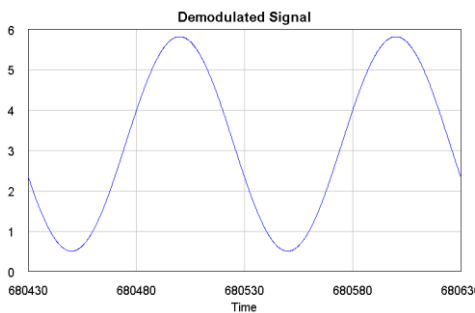
б.



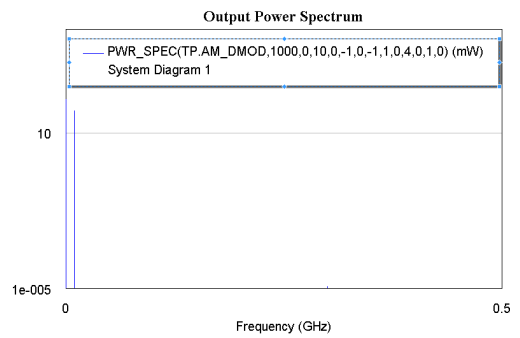
в.



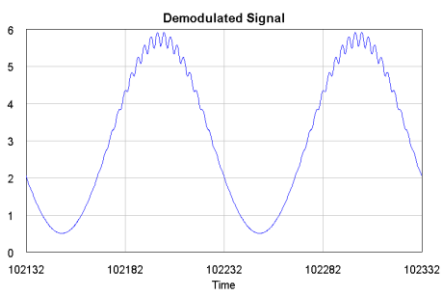
г.



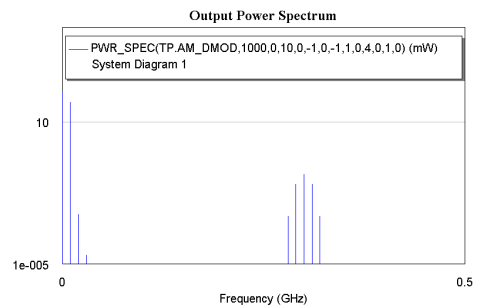
д.



е.



ж.



з.

Рис.10. Временное и частотное представление сигналов АМ сигнала в КТ схемы рис.9.

### Упражнение 1. Измерения амплитудной характеристики и точек пересечения $IP_3$

Провести измерения амплитудной характеристики и точек пересечения  $IP_3$  по схемам рис.7,8 для частотных диапазонов на частотах, установленных в проектах - шаблонах.

### Упражнение 2. Online- корректировка точек пересечения элементов тракта.

С помощью функции “tune” провести в реальном времени корректировку точек пересечения  $IP_n$  всех элементов тракта. Повторить измерения общего бюджета усиления и точки пересечения  $IP_n$  всего тракта. Сопоставить полученные результаты с прогнозом по формуле (8).

### Упражнение 3. Корректировка проекта под требования ТЗ.

Изменить рабочую частоту и частотный диапазон проекта до значений, предусмотренных ТЗ на курсовой проект. Провести измерения амплитудной характеристики и точек пересечения  $IP_n$  для установленных параметров схемы.

### Упражнение 4. Расчет зависимости $IP_3$ тракта РПрУ от глубины АМ- модуляции.

Воспользуйтесь формулами (6) и (7) для обработки результатов измерения спектрограмм в КТ Amp\_Out\_CE рис. 9 и расчета зависимости точки пересечения  $IP_3$  усилительного тракта схемы рис.9 от глубины модуляции АМ- сигнала при различных уровнях его КР.

### Задачи к разделу

Усилительный тракт РПрУ составлен из двух активных усилительных устройств и

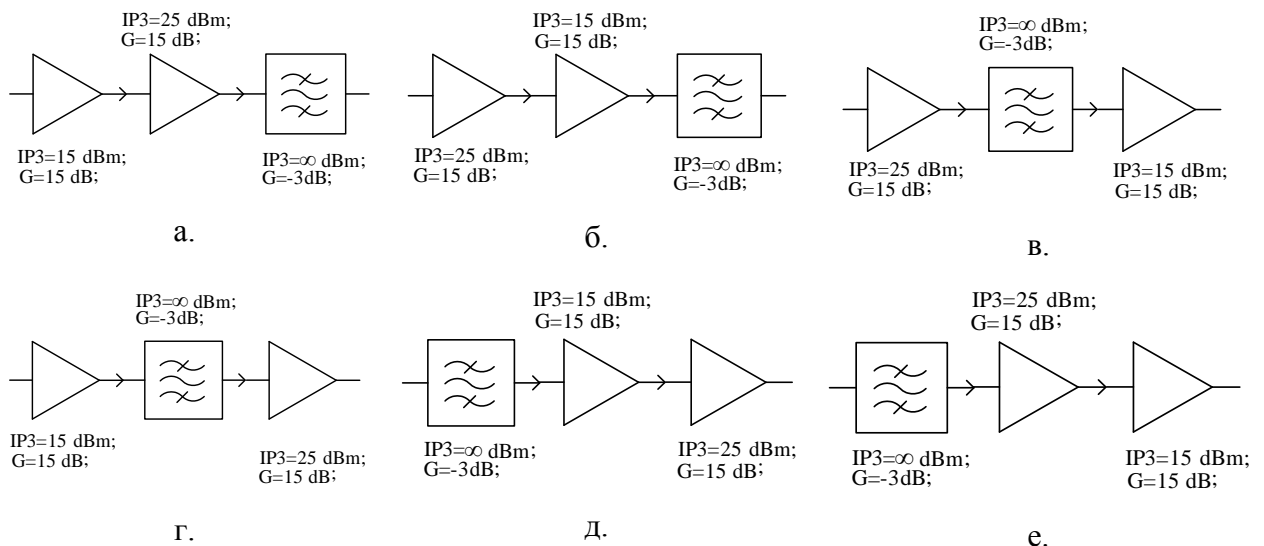


Рис.11. Структура фрагмента тракта РПрУ пассивного полосно-пропускающего (ППФ) фильтра, каждое из которых характеризуется соответственно точкой пересечения  $IP_3$  и коэффициентом усиления  $G$ , дБм. (см.рис.11).

При какой конфигурации тракта какой динамический диапазон  $D_3$  РПрУ по интермодуляционным искажениям соответствующего порядка максимален?

### Рекомендуемая литература

1. Остапенков П.С., Смольский С.М. Особенности обработки сигналов в современных измерительных системах: учеб. пособие / - М.: КУРС, 2018. - 208 с.
2. Рек. МСЭ-R SM.1134-1. Расчет интермодуляционных помех в сухопутной подвижной службе
3. Корис Р., Шмидт-Вальтер Х. Справочник инженера-схемотехника/ Москва: Техносфера, 2008. - 608с.
- Поляков, А. Е. Методика измерения IP2 и IP3 двухтонового сигнала/ А. Е. Поляков, Л. В. Стрыгин // ТРУДЫ МФТИ. - 2012. - Том 4. № 2. - С. 54–63.
4. Руководство по Visual System Simulator NI AWR Design Environment v14 Edition ([https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS\\_Getting\\_Started\\_ru.pdf](https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS_Getting_Started_ru.pdf))
5. А.А.Курушин. Практикум проектирования СВЧ устройств с помощью программы Microwave Office. Электронная книга. Часть 5. М., 2011,2016. – 171 с. ([http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum\\_proektirovaniya\\_svch\\_ustrojstv\\_s\\_pomoshhju\\_programmy\\_microwave\\_office/1-1-0-30](http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum_proektirovaniya_svch_ustrojstv_s_pomoshhju_programmy_microwave_office/1-1-0-30))
6. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В.Д. Разевига. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
7. Выбор оптимального метода модуляции сигнала в современных цифровых системах радиосвязи. Моделирование в среде AWR DESIGN ENVIRONMENT. Московский государственный университет. М. 2008.

## 7. Тема. Обработка сигналов с цифровой модуляцией в тракте УПО-ДАС

Целью работы является изучение функциональных показателей приемника системы цифровой радиосвязи с помощью прикладного программного обеспечения AWR VSS NI [1-3].

### Краткие теоретические сведения [4]

Как известно, теоретический предел пропускная способность цифровой системы связи, характеризующей количество информации, передаваемой в системе в единицу времени без потерь устанавливается теоремой Шеннона [5]:

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1)$$

где  $C$  – пропускная способность (бит/с),  $W$  – доступная ширина полосы пропускания системы (Гц),  $S$  – средняя мощность принятого сигнала,  $N$  – средняя мощность шума.

Средняя мощность шума в формуле (1) зависит от ширины полосы пропускания как:  $N=N_0 W$ , где  $N_0$  – спектральная плотность мощности шума. При описании систем связи обычно оперируют не отношением сигнал/шум, а величиной  $E_b/N_0$ , называемым **отношением энергии бита к плотности мощности шума**. Энергия бита, это энергия, необходимая для передачи одного бита информации, равная произведению мощности передатчика на длительность бита. Для соотношения  $E_b/N_0$  формула (1) преобразуется к эквивалентному виду [4,5]:

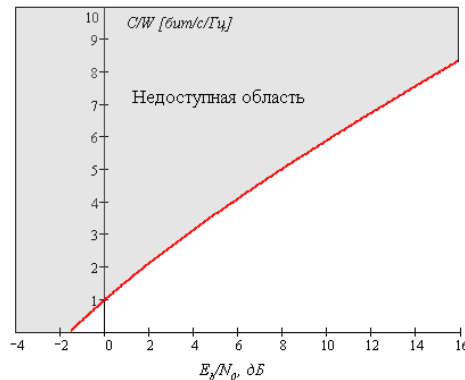


Рис. 1. Зависимость пропускной способности в полосе от  $E_b/N_0$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} (2^{C/W} - 1) \quad (2)$$

Последняя формула и устанавливает зависимость отношения пропускной способности к доступной полосе частот системы  $C/W$  системы от ее энергетической характеристики  $E_b/N_0$ . Данная зависимость изображена графически на рис.1.

В реальных системах связи часто кодер канала выдает дискретные значения уровня сигнала ( $M$  возможных уровней), декодер канала в приемнике принимает и обрабатывает

также дискретные  $M$ -уровневые значения с выхода детектора демодулятора. При этом достигается существенно большая простота технической реализации. Таким образом, между кодером канала и декодером существует канал, на входе и на выходе которого существует  $M$ -уровневый дискретный сигнал. Такой канал называется  $M$ -уровневым симметричным каналом.

Известно, что при произвольном виде узкополосной модуляции сигнала, данный сигнал можно представить в виде [6]:

$$\hat{u}(t) = u(t) \cdot \exp(j\omega t) = u_0(t) \cdot \exp(j\theta(t)) \cdot \exp(j\omega t) = \operatorname{Re}(\hat{u}(t) + j\operatorname{Im}(\hat{u}(t))),$$

где  $\hat{u}(t)$  - комплексный сигнал,  $u(t)$  - его комплексная амплитуда (огibaющая),  $u_0(t)$  - модуль и  $\theta(t)$  - фаза сигнала,  $\omega$  - несущая частота.

Для комплексной амплитуды вводятся понятия синфазной  $I(t)$  и квадратурной  $Q(t)$  компонент:

$$I(t) = u_0(t) \cdot \cos(\theta(t)), \quad Q(t) = u_0(t) \cdot \sin(\theta(t)),$$

$$\text{или: } u(t) = I(t) + jQ(t)$$

Из этих формул видно, что при цифровой модуляции комплексная огibaющая умножается на  $\exp[j\omega t]$ , в результате ее спектр переносится на несущую. При демодуляции принятого сигнала комплексный сигнал умножается  $\exp[-j\omega t]$  и его спектр переносится в область низких частот. **В теории связи, для различия с вещественными сигналами (Passband signal), сигнал с комплексной огibaющей принято называть низкочастотной (baseband) моделью сигнала**

Для использования комплексных сигналов на практике необходимо иметь два канала его преобразования: один для действительной части, а другой для мнимой. Аппаратно это достигается в системах с квадратурной обработкой. Наиболее эффективно с точки зрения точности преобразования это удается реализовать при цифровой обработке. С другой стороны, радиоканал предоставляет возможность для передачи только одной, действительной составляющей комплексного сигнала,

$$\operatorname{Re}(\hat{u}(t)) = u_0(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta(t))$$

Поэтому алгоритм модуляции и демодуляции строится с учетом данного обстоятельства. Так, из приведенных выше формул следует, что для формирования сигнала с цифровой модуляцией необходимо по несущей частоте сигнала и его квадратурным компонентам комплексной амплитуды требуется выполнить следующую операцию:

$$\operatorname{Re}(\hat{u}(t)) = I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) + Q(t) \cdot \sin(-2\pi f_c t) \quad (3)$$

Реализация данного соотношения осуществляется в IQ-модуляторе и генераторе несущей частоты. Его структурная схема, а также пиктограмма данного конвертора (Complex



Envelope to Real Converter: CE2R) из системного каталога VSS- NI AWR показаны на рис.2.

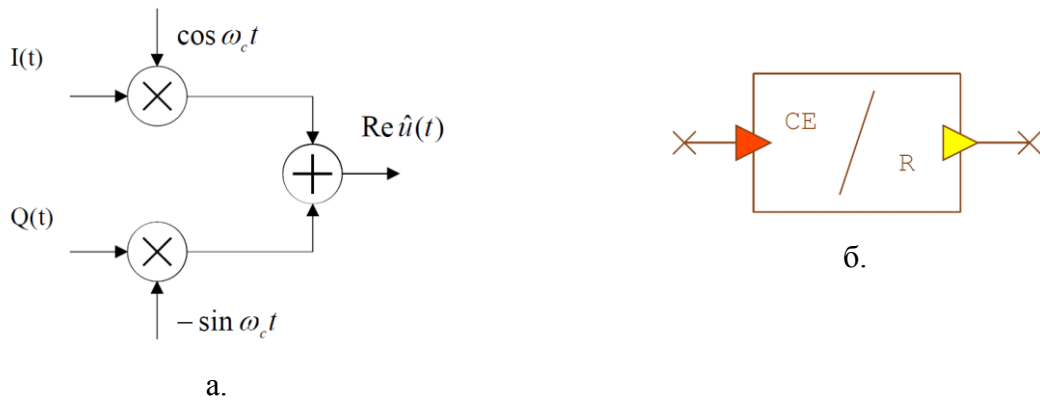


Рис. 2 IQ-модулятор.

а. структурная схема; б. пиктограмма в системном каталоге VSS- NI AWR

Параметры данного конвертера приведены ниже в таблице.

Таблица. Complex Envelope to Real Converter: CE2R

Name	Data Type	Description	Unit Type	Default
ID	N	Element ID	Text	A1
PHSOFF	R	Phase offset	Angle	
*UPSMP	E	Upsampling behavior	N/A	Auto
*MXUPSMP	I	Maximum upsampler rate	Scalar	500
*SIGBW	R	Signal bandwidth as percentage of input sampling frequency	Scalar	

Обратная задача, решаемая на приемной стороне канала связи, состоит в вычислении по принятому сигналу  $Re(\hat{u}(t))$  и заданной несущей частоте квадратурных компонент  $I(t)$ ,  $Q(t)$  комплексной амплитуды.

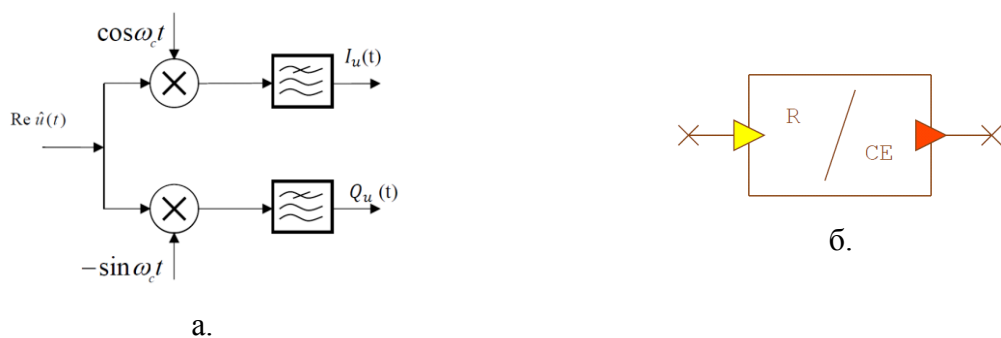


Рис.3 IQ-демодулятор.

а. структурная схема; б. пиктограмма в системном каталоге VSS- NI AWR

Таблица. Complex Envelope to Real Converter: CE2R

Name	Data Type	Description	Unit Type	Default
ID	N	Element ID	Text	A1
FC	R	Center frequency for complex envelope	Frequency	
*PHSOFF	R	Phase offset of the carrier	Angle	
*NFLT	I	Number of taps for FIR filters	Scalar	

Структурная схема соответствующего конвертора, а также его пиктограмма с названием «Real to Complex Envelope Converter: R2CE» взятые из системного каталога VSS, показаны на рис.3. Его параметры приведены в таблице под рис. 3.

Таким образом, для осуществления цифровой модуляции необходимо выполнить операции: 1) сформировать синфазную и квадратурную составляющие модулирующего сигнала (вид данных составляющих будет определять вид модуляции) и 2) выполнить преобразование (3). Первая из этих операций осуществляется в *baseband-процессоре* (рис.2), а вторая- в *квадратурном (IQ) модуляторе*. *Baseband-модулятор* формирует низкочастотные (baseband) сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$  из закодированного информационного сигнала (последовательности нулей и единиц). Закон, по которому выполняется данное преобразование, определяет вид модуляции сигнала. Отсюда следует, что структура *IQ-модулятора* является инвариантной относительно вида модуляции. Таким образом, осуществление того или иного вида модуляции определяется алгоритмом формирования квадратурных составляющих из закодированного информационного сигнала.

Чаще всего *IQ-модулятор* работает на несущей частоте и является аналоговым устройством. В данном случае передающий тракт можно разделить на цифровую и аналоговую части, разделенные цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), формирующим аналоговый сигнал из последовательности поступающих на него отсчетов.

Возможна также и иная реализация, когда *IQ-модулятор* выполнен в цифровом виде и преобразование (3) осуществляется *baseband-процессором*. В этом случае на выходе *baseband-процессора* формируется сигнал  $s(t)$  на промежуточной частоте, существенно более низкой, чем несущая. Данный сигнал преобразуется в аналоговый с помощью ЦАП и затем его спектр переносится на несущую частоту с помощью смесителя.

Приемный тракт такой цифровой системы связи содержит набор блоков, большинство из которых выполняют функции, обратные выполняемым в передатчике.

Структурная схема такого цифрового приемника показана на рис.2. Здесь входной сигнал через малошумящий усилитель (МШУ) и тракт преобразования частоты и усиления поступает на *IQ-демодулятор*, выходными сигналами которого являются квадратурные составляющие  $I(t)$  и  $Q(t)$ , которые поступают на АЦП и затем в процессор цифровой обработки сигнала (DSP). Процессор выполняет *baseband-фильтрацию*, содержит *декодер канала* и *декодер источника*. Далее, при необходимости, информация преобразуется в аналоговую форму при помощи ЦАП или выдается сразу в цифровой приемник информации.

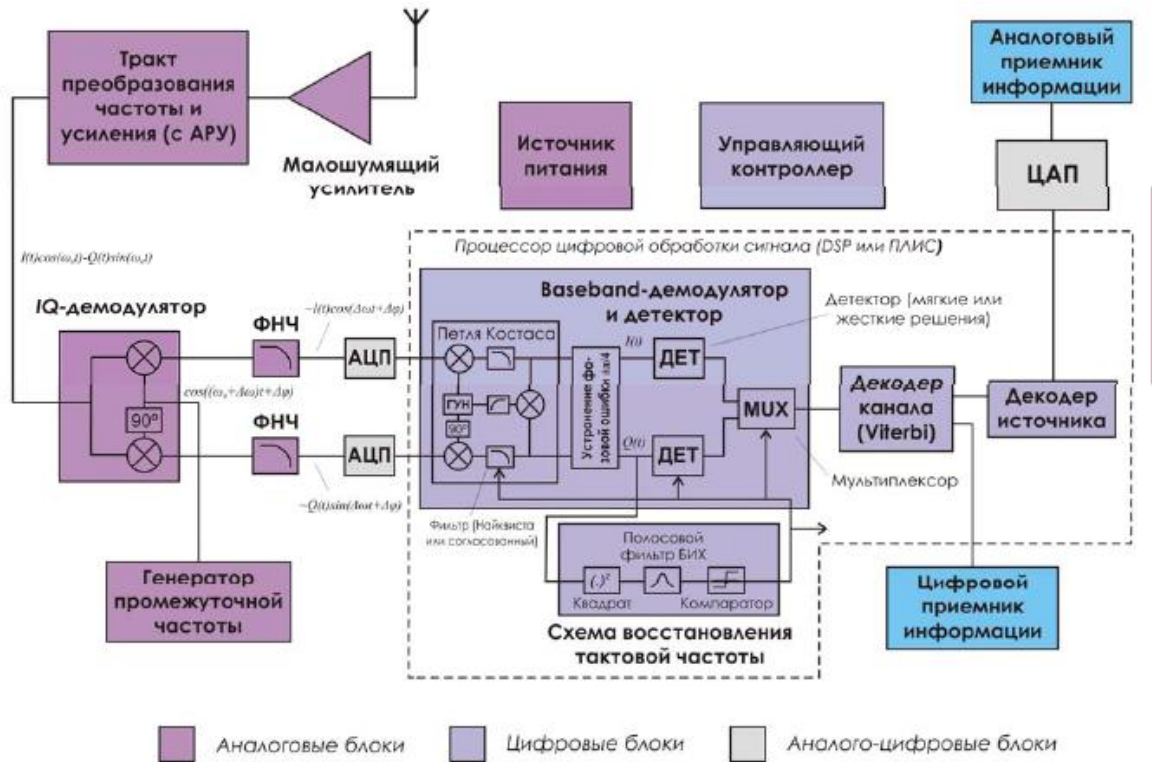


Рис. 4. Структурная схема одной из реализаций приемника цифровой системы радиосвязи

Существенной особенностью данного цифрового приемника является наличие в его тракте блоков синхронизации. Их, как правило, два: *система восстановления несущей частоты (СВН)* и *система восстановления тактовой частоты (СВТЧ)*. Система восстановления несущей частоты обеспечивает генерирование в приемнике немодулированного радиосигнала, который точно по частоте и фазе совпадает с несущим колебанием передатчика, задержанным на время распространения сигнала между передатчиком и приемником. Демодуляция с использованием восстановленного несущего колебания называется *когерентной демодуляцией*. Когерентная демодуляция обеспечивает меньший уровень битовых ошибок по сравнению с некогерентной. Как правило, энергетический выигрыш составляет около 3 дБ, однако требует усложнения приемного тракта. Большинство таких видов модуляции как фазовые (за исключением двоичной, QAM и др.) могут быть демодулированы только когерентно. Некоторые виды модуляции, в особенности, частотные, GMSK, позволяют осуществить некогерентную демодуляцию, когда сигнал несущей в приемнике несколько отличается из-за нестабильности частоты от сигнала в передатчике и не совпадает по фазе.

Сигнал несущей может быть восстановлен из специально передаваемого передатчиком в некоторые моменты времени немодулированного несущего сигнала параллельно с информационным сигналом, либо непосредственно из принимаемого информационного

сигнала. Восстановление из информационного сигнала часто приводит к меньшим затратам на время передачи и энергетическим затратам.

### Цифровые виды модуляции

Цифровые виды модуляции часто называют манипуляцией. Как и аналоговые они могут быть амплитудными, фазовыми, частотными или комбинированными (например, амплитудно-фазовыми), в зависимости от того, какой из параметров немодулированного несущего колебания  $s(t)=A(t)\cdot\cos(\omega(t)t+\phi(t))$  изменяется в соответствии с изменением информационного сигнала. Так как значения цифрового информационного сигнала являются дискретными (например,  $\{0,1\}$ ), дискретным является также и возможный набор значений каждого из параметров. Однако если информационный сигнал проходит через baseband-фильтр для ограничения спектра, его значения уже не являются дискретными, поэтому реально переход от одного дискретного значения параметра колебания (например, изменение амплитуды или фазы) происходит гладко и непрерывно.

### Амплитудные виды модуляции (OOK, ASK)

Наиболее простым видом манипуляции сигнала является амплитудная манипуляция. Модулированный сигнал имеет вид:

$$s(t) = A(c(t) + B) \cdot \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (4)$$

где  $c(t)$  – информационный цифровой сигнал,  $A$ ,  $B$  и  $\varphi_0$  – постоянные,  $B \geq 0$ ,  $\omega$  – несущая частота.

Если множество возможных значений  $c(t) \in \{0,1\}$ ,  $B=0$ . В этом случае модулированный сигнал имеет вид  $s(t)=A(t)\cdot\cos(\omega(t)t+\varphi_0)$ , его амплитуда принимает значение 0 при нулевом значении информационного сигнала и  $A$  при единичном. Такой тип манипуляции называется OOK (On-Off Keying) и часто используется в системах сигнализации и охранных системах.

В случае, когда  $B=1$ , амплитуда модулированного сигнала принимает значение  $A$  при нулевом значении информационного сигнала и  $2A$  при единичном. Вид модуляции, для которого  $B \geq 0$ , носит название ASK (Amplitude Shift Keying – амплитудная манипуляция). OOK является частным случаем ASK при  $B=0$ .

Существует два основных критерия сравнения эффективности различных видов модуляции. Это *критерии спектральной и энергетической эффективности*. Спектральная эффективность характеризует полосу частот, необходимую для передачи информации с определенной скоростью. Энергетическая эффективность описывает мощность, необходимую для передачи информации с заданной достоверностью (вероятностью ошибки).

Спектральные плотности мощности ASK сигналов для различных baseband-фильтров приведены на рис.12. На рис.13 показаны соответствующие формы импульсов модулирующего сигнала после прохождения baseband-фильтра. Из сравнения рис.12 и рис.13 видно, что более гладкая форма импульса модулирующего сигнала приводит к расширению главного лепестка спектральной плотности мощности модулированного сигнала и более быстрому уменьшению амплитуды боковых лепестков.

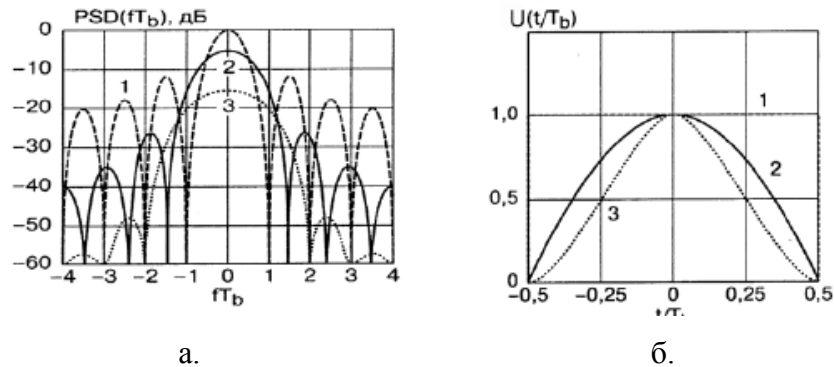


Рис. 5. а. Спектральная плотность мощности ASK-сигнала.  
б. Форма импульсов модулирующего сигнала.

1 – прямоугольная, 2 – косинусоидальная, 3 – приподнятый косинус. 1 – прямоугольный, 2 – косинусоидальный, 3 – приподнятый косинус

Согласно (4) в простейшем случае ООК модуляции процессор не выполняет никаких операций над кодированным информационным сигналом, за исключением масштабирования. Множество возможных значений квадратурных компонент  $I(t)$  и  $Q(t)$  называется *сигнальным созвездием*. Как правило, данное множество отображают на декартовой плоскости, где по оси абсцисс отложены значения синфазной составляющей  $I(t)$ , а по оси ординат – квадратурной  $Q(t)$ . Точка на плоскости с координатами  $(x,y)$  соответствует состоянию сигнала, в котором синфазная составляющая равна  $x$ , квадратурная равна  $y$ . Таким образом, сигнальное созвездие – это диаграмма возможных состояний сигнала. Используя общий вид модулированного радиосигнала (5), можно показать [4,5], что амплитуда модулированного радиосигнала в текущем состоянии равна

$$A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)},$$

а фаза равна углу вектора, указывающего в точку  $(I,Q)$ , отсчитываемого от оси абсцисс. Для модуляций ООК и ASK сигнальное созвездие изображено на рис.6.

Амплитудные виды модуляции имеют невысокую энергетическую эффективность (так как средний уровень мощности существенно меньше максимального), требуют высокой линейности и большого динамического диапазона усилителя мощности. Ошибка в амплитуде сигнала из-за нелинейности усилителя приведет непосредственно к символьной ошибке, т.к. значение символа определяется амплитудой сигнала.

Отношение максимальной амплитуды сигнала к минимальной достаточно высоко и требует усилителя с большим динамическим диапазоном.

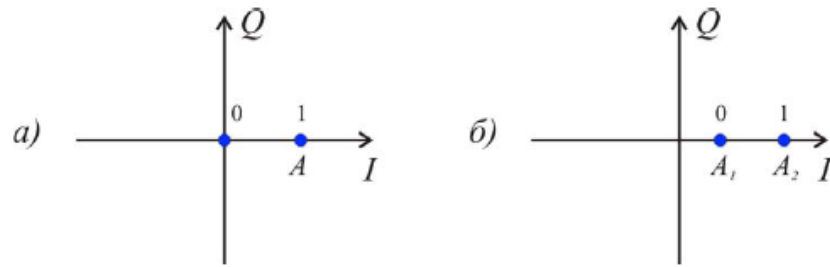


Рис. 6. а – сигнальное созвездие модуляции OOK,  
б – сигнальное созвездие модуляции ASK

Влияние аддитивного шума или помехи непосредственно изменяет амплитуду сигнала, поэтому амплитудные виды модуляции не обладают высокой помехоустойчивостью. Однако они достаточно просты в реализации. Виду указанных недостатков амплитудные виды модуляции находят ограниченное применение.

### Фазовые виды модуляции (BPSK, QPSK, M-PSK)

Фазомодулированный сигнал имеет вид [5]:

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad (5)$$

где  $A$  и  $\varphi_0$  – постоянные,  $\omega$  – несущая частота.

Информация кодируется фазой  $\varphi(t)$ . Так как при когерентной демодуляции в приемнике имеется восстановленная несущая  $s_c(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0)$ , то путем сравнения сигнала (5) с несущей вычисляется текущий сдвиг фазы  $\varphi(t)$ . Изменение фазы  $\varphi(t)$  однозначно связано с информационным сигналом  $c(t)$ .

### Двоичная фазовая модуляция (BPSK – Binary Phase Shift Keying)

Множеству значений информационного сигнала  $\{0,1\}$  ставится в однозначное соответствие множество изменений фазы  $\{0, \pi\}$ . При изменении значения информационного сигнала фаза радиосигнала изменяется на  $180^\circ$ . Таким образом, сигнал BPSK можно записать в виде

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(\omega t + \varphi_0), & c(t) = 1 \\ A \cos(\omega t + \pi + \varphi_0) = -A \cos(\omega t + \varphi_0), & c(t) = 0 \end{cases}, \quad (6)$$

Таким образом, для осуществления BPSK модуляции достаточно умножить сигнал несущей на информационный сигнал, который имеет множество значений  $\{-1,1\}$ . На выходе baseband-модулятора,

$$I(t) = A \cdot 2(c(t) - \frac{1}{2}), Q(t) = 0.$$

Временная форма сигнала и его созвездие показаны на рис.7.

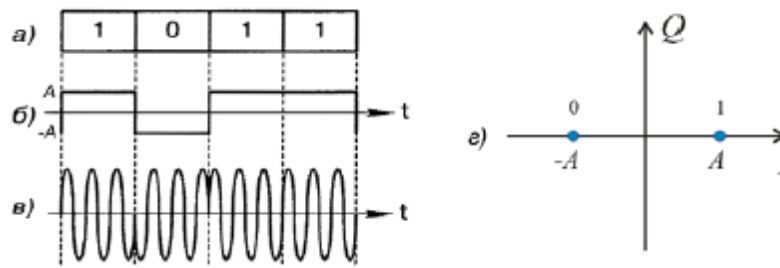


Рис.7. Временная форма и сигнальное созвездие сигнала BPSK:  
а – цифровое сообщение; б – модулирующий сигнал;  
в – модулированное ВЧ-колебание; г – сигнальное созвездие

Спектральная плотность мощности сигнала BPSK совпадает с плотностью сигнала ООК за исключением отсутствия в спектре сигнала несущей частоты:

$$PSD(f) = A^2 T_b \left[ \frac{\sin(\pi |f_c - f| T_b)}{\pi |f_c - f| T_b} \right]^2 \quad (7)$$

### Квадратурная фазовая модуляция (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying)

Квадратурная фазовая модуляция является четырехуровневой фазовой модуляцией ( $M=4$ ), при которой фаза высокочастотного колебания может принимать 4 различных значения с шагом, кратным  $\pi/2$ . Соотношение между сдвигом фазы модулированного колебания из множества  $\{\pm\pi/4, \pm 3\pi/4\}$  и множеством символов (дибитов) цифрового сообщения  $\{00, 01, 10, 11\}$  устанавливается в каждом конкретном случае стандартом на радиоканал и отображается сигнальным созвездием, аналогичным рис.8. Стрелками показаны возможные переходы из одного фазового состояния в другое.

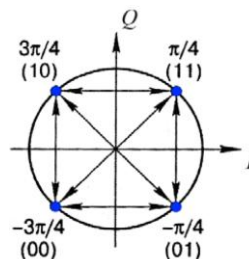


Рис.8. Сигнальное созвездие модуляции QPSK

Из рисунка видно, что соответствие между значениями символов и фазой сигнала установлено таким образом, что в соседних точках сигнального созвездия значения соответствующих символов отличаются лишь в одном бите. При передаче в условиях шума наиболее вероятной ошибкой будет определение фазы соседней точки созвездия. При указанном кодировании, несмотря на то, что произошла ошибка в определении значения символа, это будет соответствовать ошибке в одном (а не двух) бите

информации. Таким образом, достигается снижение вероятности ошибки на бит. Указанный способ кодирования называется *кодом Грея*.

Каждому значению фазы модулированного сигнала соответствует 2 бита информации, и поэтому изменение модулирующего сигнала при QPSK-модуляции происходит в 2 раза реже, чем при BPSK-модуляции при одинаковой скорости передачи информации. Известно [5], что спектральная плотность мощности многоуровневого сигнала совпадает со спектральной плотностью мощности бинарного сигнала при замене битового интервала  $b T$  на символьный интервал  $T_s = T_b \cdot \log_2 M$ . Для четырехуровневой модуляции  $M=4$ , поэтому  $T_s = 2T_b$ .

Спектральная плотность мощности QPSK-сигнала при модулирующем сигнале с импульсами прямоугольной формы на основании (18) определяется выражением:

$$PSD(f) = 2A^2T_b \left[ \frac{\sin(\pi|f_c - f|2T_b)}{\pi|f_c - f|2T_b} \right]^2 \quad (8)$$

Из данной формулы видно, что спектральная эффективность квадратурной модуляции QPSK в 2 раза выше, чем бинарной модуляции BPSK.

Из вида сигнального созвездия QPSK нетрудно определить значения сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  на выходе модулятора для каждого значения символа информационного сигнала на входе baseband-модулятора. Как указывалось выше, фаза модулированного колебания с точностью до начального сдвига  $0 \phi$  определяется по сигнальному созвездию как угол вектора  $(I, Q)$ , отсчитываемый от оси абсцисс. Следовательно,  $I(t) = \cos(\varphi(t))$ ,  $Q(t) = \sin(\varphi(t))$  и получаем следующую таблицу соответствия:

Таблица 1. Формирование QPSK-сигнала

Сигнал	Значение			
Дибит цифрового сообщения	00	01	11	10
Модулирующий сигнал	1	3	-3	-1
Фаза $\varphi_k$	$\pi/4$	$3\pi/4$	$-3\pi/4$	$-\pi/4$
$I_k = \cos(\varphi_k)$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
$Q_k = \sin(\varphi_k)$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

Алгоритм, заложенный в baseband-процессоре, анализирует входную последовательность битов информационного сигнала и ставит ей в соответствие сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$  согласно табл.1. После этого выполняется baseband-фильтрация для ограничения полосы частот отдельно для каждого из сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ .

Подвидами семейства QPSK являются дифференциальная квадратурная модуляция (DQPSK) и квадратурная модуляция со сдвигом (OQPSK – Offset QPSK).

### Многопозиционная фазовая модуляция (M-PSK)



M-PSK формируется, как и другие многопозиционные виды модуляции, путем группировки  $k = \log_2 M$  бит в символы и введением взаимно-однозначного соответствия между множеством значений символа и множеством значений сдвига фазы модулированного колебания. Значения сдвига фазы из множества отличаются на одинаковую величину. Для примера на рис.9 приведено сигнальное созвездие для 8-PSK с кодированием Грея.

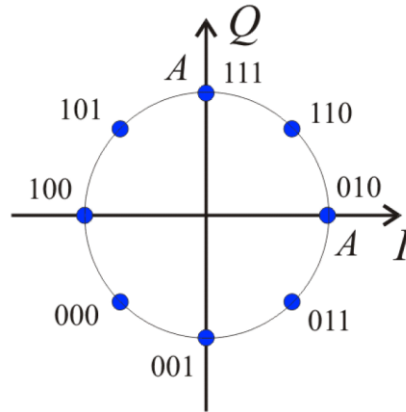


Рис.9. Сигнальное созвездие модуляции 8-PSK

#### Амплитудно-фазовые виды модуляции (QAM)

Очевидно, для кодирования передаваемой информации можно использовать не один параметр несущего колебания, а два одновременно.

Модуляция может быть линейной или нелинейной. Для линейных типов модуляции справедливо линейное соотношение между спектром модулирующего сигнала и спектром модулированного колебания. Также линейны соотношения между амплитудой модулированного сигнала и исходным информационным сигналом и полной фазой модулированного сигнала и информационным сигналом. К линейным видам модуляции относятся амплитудная и фазовая [5]. Частотная модуляция является нелинейной. Для линейных процессов справедлив принцип суперпозиции, поэтому для них можно параллельно изменять 2 параметра несущего колебания. Модуляция, при которой происходит одновременное изменение двух параметров несущего колебания – амплитуды и фазы – называется амплитудно-фазовой модуляцией.

Минимальный уровень символьных ошибок будет достигнут в случае, если расстояние между соседними точками в сигнальном созвездии будет одинаковым, т.е. распределение точек в созвездии будет равномерным на плоскости. Следовательно, сигнальное созвездие должно иметь решетчатый вид. Модуляция с подобным видом сигнального созвездия называется квадратурной амплитудной модуляцией (QAM–Quadrature Amplitude Modulation). QAM является многопозиционной модуляцией. При  $M=4$  она соответствует QPSK, поэтому формально считается для QAM  $M \geq 8$  (т.к. число бит на символ  $k = \log_2 M$ ,  $k$

∈  $N^2$ , то  $M$  может принимать только значения степеней 2: 2, 4, 8, 16 и т.д.). Для примера на рис.10 приведено сигнальное созвездие 16-QAM с кодированием Грея.

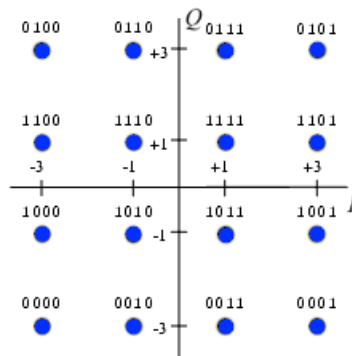


Рис.10. Сигнальное созвездие модуляции 16-QAM

На практике используются большие значения  $M$ , вплоть до 1024-QAM. Такие виды модуляции позволяют достичь исключительно высокой спектральной эффективности. Однако, как видно из сигнального созвездия, так как информация кодируется в том числе амплитудой и изменения амплитуды велики, то QAM предъявляет высокие требования к линейности усилителя мощности и его динамическому диапазону, особенно для больших  $M$ .

Практическое осуществление QAM-модуляции выполняется следующим образом. В памяти процессора хранится таблица значений квадратурных компонент  $I(t)$  и  $Q(t)$ , имеющих в сигнальном созвездии и расположенных в порядке возрастания значения соответствующего символа. Процессор анализирует входную последовательность битов, разбивает ее на символы и для каждого символа выбирает соответствующие значения квадратурных компонент из таблицы. Затем выполняется baseband-фильтрация сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ .

#### Частотные виды модуляции (FSK, MSK, M-FSK, GFSK, GMSK).

В случае осуществления частотной модуляции параметром несущего колебания – носителем информации – является несущая частота  $\omega(t)$ . Модулированный радиосигнал имеет вид:

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cos(\omega(t)t + \varphi_0) = A \cos(\omega_c t + \omega_d c(t)t + \varphi_0) = \\ &= A \cos(\omega_c t + \varphi_0) \cos(\omega_d c(t)t) - A \sin(\omega_c t + \varphi_0) \sin(\omega_d c(t)t) \end{aligned} \quad (9)$$

где  $\omega_c$  – постоянная центральная частота сигнала,  $\omega_d$  – *девиация* (изменение) частоты,  $c(t)$  – информационный сигнал,  $\varphi_0$  – начальная фаза. В случае, если информационный сигнал имеет 2 возможных значения, имеет место двоичная частотная модуляция (FSK – Frequency Shift Keying). Информационный сигнал в (9) является полярным, т.е. принимает значения  $\{-1, 1\}$ , где  $-1$  соответствует значению исходного (неполярного)

информационного сигнала 0, а 1 – единице. Таким образом, при двоичной частотной модуляции множеству значений исходного информационного сигнала  $\{0,1\}$  ставится в соответствие множество значений частоты модулированного радиосигнала  $\{\omega_c - \omega_d, \omega_c + \omega_d\}$ . Вид сигнала FSK изображен на рис.11.

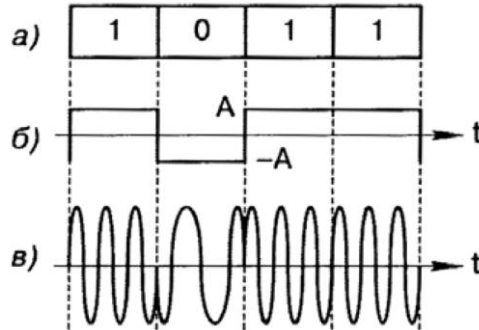


Рис.11. Сигнал FSK: а – информационное сообщение; б – модулирующий сигнал; в – модулированное ВЧ-колебание

Из (9) следует непосредственная реализация FSK-модулятора: сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$  имеют вид:  $I(t) = A \cdot \cos(\omega_d \cdot c(t) \cdot t)$ ,  $Q(t) = A \cdot \sin(\omega_d \cdot c(t) \cdot t)$ . Так как функции  $\sin$  и  $\cos$  принимают значения в интервале  $[-1..1]$ , то сигнальное созвездие сигнала FSK – окружность с радиусом  $A$ .

### Многопозиционная частотная модуляция (M-FSK)

Многопозиционная (многоуровневая) модуляция M-FSK формируется, как и другие многопозиционные виды модуляции, путем группировки  $k = \log_2 M$  бит в символы и введением взаимно-однозначного соответствия между множеством значений символа и множеством значений частоты модулированного колебания. При этом значения возможных частот отличаются на одинаковую величину  $2\omega_d$ . Вид сигнала M-FSK также определяется (9), информационный сигнал M-FSK является полярным, как и для FSK. Как видно из (9), для того, чтобы значения частоты отличались на одинаковую величину, разность между значениями символов информационного сигнала должна быть одинаковой. Например, для сигнала 4-FSK множеству значений символов исходного информационного сигнала  $\{00, 01, 10, 11\}$  ставится во взаимнооднозначное соответствие множество значений модулирующего сигнала  $c(t) \{-3, -1, 1, 3\}$ .

### Частотная модуляция с минимальным сдвигом (MSK)

Величина  $m = 2 f_d T_s$ , где  $f_d = \omega_d / 2\pi$  – девиация частоты,  $T_s$  – длительность символа, называется *индексом модуляции*. Чем больше индекс модуляции, тем больше разность частот модулированного сигнала, тем проще различить значения символов в приемнике (меньше вероятность ошибки), но тем больше ширина спектра сигнала. На практике для

FSK используются значения  $0.1 \leq m \leq 1$ . При  $m \geq 0.5$  значение вероятности битовой ошибки перестает уменьшаться монотонно с увеличением  $m$ , а осциллирует с затуханием в окрестности постоянного значения. На рис.12 показаны спектры сигналов FSK с непрерывным изменением фазы для различных индексов модуляции. Модуляция с индексом 0.5 обладает наибольшей спектральной эффективностью. FSK с индексом модуляции  $m=0.5$  называется частотной модуляцией с минимальным сдвигом (MSK – Minimum Shift Keying).

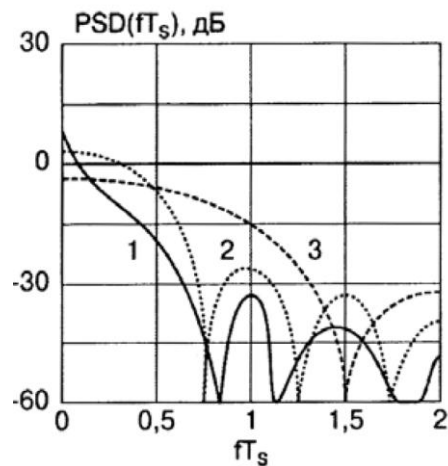


Рис.12. Спектральная плотность MSK-сигналов для различных индексов модуляции: 1 –  $m=0.25$ ; 2 –  $m=0.5$ ; 3 –  $m=1$

Спектральная плотность мощности сигнала MSK определяется выражением

$$PSD_{MSK}(f) = \left| \frac{\cos(2\pi f T_b)}{1 - (4f T_b)^2} \right|^2 \quad (10)$$

Сравнение спектральных плотностей мощности сигналов MSK и QPSK приводится на рис.13.

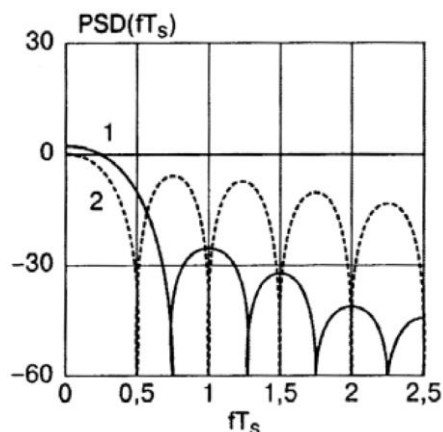


Рис.13. Спектральная плотность мощности: 1 – модуляция MSK; 2 – модуляция QPSK.

Как видно из рисунка, QPSK по сравнению с MSK имеет меньшую ширину основного лепестка, т.е. большую спектральную эффективность. Однако скорость уменьшения

боковых лепестков для MSK значительно выше (пропорционально  $f^{-4}$  по сравнению с  $f^{-2}$  для QPSK). Ввиду этого, при ограничении спектра, возникающая паразитная АМ для MSK будет существенно меньше, чем для QPSK.

### Сравнение различных видов модуляции

Как указывалось, основными критериями эффективности различных видов модуляции являются критерии спектральной и энергетической эффективности. Энергетическая эффективность характеризует энергию, которую необходимо затратить для передачи информации с заданной достоверностью (вероятностью ошибки). Спектральная эффективность характеризует полосу частот, необходимую для того, чтобы передавать информацию с определенной скоростью. Кроме данных критериев, виды модуляции сравниваются по устойчивости к различным типам помех и искажений и сложности аппаратной реализации. Существуют также специфические критерии, существенные для отдельных систем связи, отражающие особенности канала связи.

Практически во всех системах связи используются фильтры, ограничивающие спектр сигнала. Для амплитудных, фазовых и амплитудно-фазовых видов модуляции чаще всего используется фильтр с характеристикой приподнятого косинуса, для частотных – гауссов фильтр. Таким образом, спектральная эффективность для амплитудных, фазовых и амплитудно-фазовых видов модуляции *одинакова и определяется полосой фильтра*. Было показано, что увеличение позиций (уровней) модуляции (модуляции M-ASK, M-PSK и MQAM) увеличивает спектральную эффективность в  $k=\log_2 M$  раз. Также было отмечено, что наибольшей спектральной эффективностью среди частотных видов модуляции обладает модуляция MSK. Сравнение MSK с гауссовой фильтрацией (модуляция GMSK) и относительной полосой  $BT_b=0.3$  и модуляции QPSK с фильтром приподнятого косинуса с коэффициентом скругления  $\alpha=0.35$  (оптимальные для многих систем связи параметры) выявляет, что 99% мощности содержится в относительной полосе 1 для QPSK и 2.6 для GMSK. Таким образом, MSK является спектрально в 2.6 раза менее эффективной, чем QPSK и в 1.3 раза менее эффективной, чем BPSK.

1.3 раза менее эффективной, чем BPSK.

Сравним виды модуляции по критерию энергетической эффективности. Для этого оценим для каждого вида модуляции требуемую энергию для передачи информации с одинаковой вероятностью ошибки на бит. В [2], [10] определены соотношения, связывающие вероятность битовой ошибки с величиной  $E_b/N_0$  для различных видов модуляции:

$$BER = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right), \quad (11)$$

где  $BER$  – вероятность ошибки  $E_b$  – энергия, необходимая для передачи одного бита информации,  $N_0$  – спектральная плотность мощности белого шума в канале. Если мощность передатчика равна  $P$ , то величина энергии, приходящаяся на один бит информации, равна  $E_b = PT_b$ , где  $T_b$  – длительность бита. В табл.2 приводятся зависимости вероятности ошибки на бит от отношения  $E_b/N_0$  для различных видов модуляции.

В этой таблице  $Q(x)$ -интеграл ошибок,,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt$$

$M$  – число позиций для многопозиционных видов модуляции,  $m$  – индекс модуляции для частотной модуляции,  $BER$  – вероятность ошибки на бит.

Из таблицы видно, что с увеличением позиционности модуляции, вероятность битовой ошибки увеличивается (см., например, формулы М-ASK и М-PSK,  $Q(x)$  является убывающей функцией аргумента). Таким образом, как правило, **при увеличении спектральной эффективности энергетическая эффективность уменьшается.**

Однако  $BER$  для BPSK и QPSK описываются одинаковыми формулами (табл. 2), при этом QPSK в 2 раза спектрально эффективнее, чем BPSK. Следовательно, **QPSK всегда существенно эффективнее, чем BPSK, и, обыкновенно, имеет смысл использовать QPSK, а не BPSK.** Физически, это объясняется тем, что в случае QPSK добавляется дополнительная степень свободы: квадратурная составляющая  $Q(t)$ . В случае BPSK используется только синфазная составляющая  $I(t)$ . Квадратурная форма когерентного фазового демодулятора приводит к тому, что два канала детектора обеспечивают *независимый* прием двух бинарных фазомодулированных сигналов. Аналогичное явление имеет место и при сравнении модуляций DBPSK и DQPSK (с относительным кодированием). Хотя выражения для  $BER$  несколько отличаются, с высокой степенью приближения они совпадают (табл.2). Модуляции с относительным кодированием имеют небольшой энергетический проигрыш по сравнению с обыкновенными BPSK и QPSK (0.3 – 0.9 дБ). Под энергетическим выигрышем понимается разница в значении  $E_b/N_0$  при одинаковом значении вероятности ошибки на бит.

Таким образом, следует сравнивать виды модуляции с одинаковым числом позиций. Сравним, например, двухуровневые OOK, BPSK и MSK. Как видно из табл.2, OOK и MSK имеют одинаковую эффективность и уступают BPSK (и, соответственно, QPSK) по энергетической эффективности приблизительно 3 дБ

Таблица 2. Вероятность ошибки на бит для различных видов модуляции

Вид модуляции	Вероятность ошибки на бит (BER)
OOK	$Q(\sqrt{E_b / N_0})$
BPSK	$Q(\sqrt{2E_b / N_0})$
QPSK код Грея	$Q(\sqrt{2E_b / N_0})$
FSK	$Q\left(\sqrt{\left[1 - \frac{\sin(2\pi \cdot m)}{2\pi \cdot m}\right] \frac{E_b}{N_0}}\right)$
MSK	$Q(\sqrt{E_b / N_0})$
M-MSK	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left\{\sqrt{\log_2 M \frac{E_b}{N_0}}\right\}$
QAM код Грея	$k = \log_2 M, k - \text{четное:}$ $BER = \frac{2P_0 - P_0^2}{\log_2 M}, \text{ где } P_0 = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right)$
	$k - \text{нечетное:}$ $BER \leq \frac{1}{\log_2 M} \left[1 - \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right)\right)^2\right]$

По результатам данного сравнения можно сделать вывод о том, что при числе уровней до 4 включительно QPSK является спектрально и энергетически наиболее эффективным видом модуляции. Однако здесь следует сделать одно существенное замечание относительно модуляции GMSK. Ее спектральная эффективность ниже, чем QPSK, в системах с *линейным усилением*. GMSK, как частотный вид модуляции, позволяет использовать высокоэффективные нелинейные усилители и ограничители, что дает энергетический выигрыш. При прохождении QPSK через подобные устройства, ее спектр расширяется (происходит некоторое восстановление боковых лепестков). Поэтому, в некоторых случаях, GMSK может иметь большую эффективность, чем QPSK.

Сравним далее модуляции с числом уровней  $M > 4$ . На рис. 14 изображено сравнение энергетической эффективности для амплитудной, фазовой и амплитудно-фазовой манипуляции при  $M=16$  и  $M=64$ .

Как видно из рис.14, амплитудная модуляция существенно (более 10 дБ при  $M=16$ ) уступает фазовой и амплитудно-фазовой, поэтому при  $M=64$  сравнение с ней не проводится. При сравнении M-PSK с M-QAM видно, что M-QAM превосходит по эффективности M-PSK, причем энергетический выигрыш M-QAM увеличивается с ростом

$M$ . Например, для  $M=16$  выигрыш составляет около 4 дБ, а при  $M=64$  около 10 дБ. Физически это объясняется тем, что расстояние между соседними точками в сигнальном созвездии M-PSK меньше, чем M-QAM. Сигнальное созвездие M-PSK представляет собой окружность с равномерно распределенными на ней точками, а созвездие M-QAM – квадрат с равномерно распределенными по его площади точками. Чем больше расстояние между точками в созвездии, тем менее вероятна ошибка в детектировании соседнего символа.

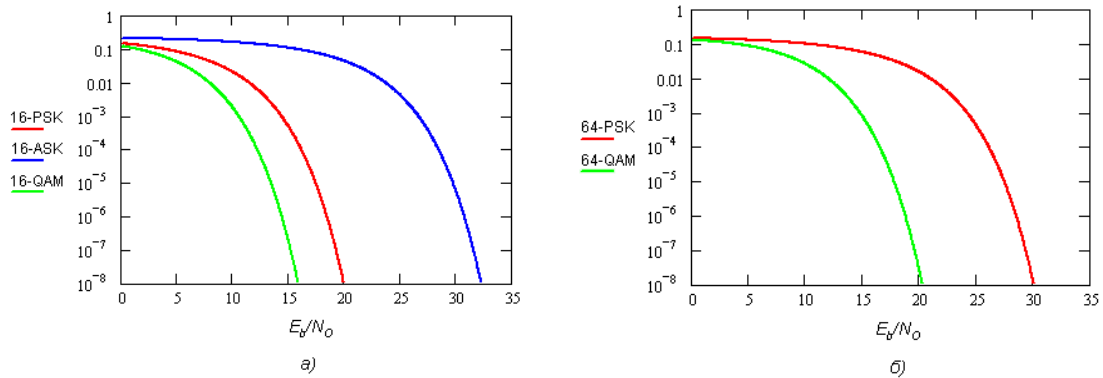


Рис.14. Сравнение энергетической эффективности модуляций M-ASK, M-PSK и M-QAM: а –  $M=16$ , б –  $M=64$

Многопозиционная частотная модуляция используется гораздо реже, так как *при увеличении числа уровней и сохранении индекса модуляции ее спектр не сужается, а расширяется*, ввиду того, что вводятся новые частоты и ширина спектра растет по закону  $M \log_2 M$ . Таким образом, при ограниченной полосе, при  $M \leq 4$  наиболее эффективной является модуляция QPSK, а при  $M > 4$  – QAM. QPSK является частным случаем QAM при  $M=4$ . Можно считать QAM наиболее эффективным видом модуляции при любом числе уровней.

### Модель системы связи с модуляцией BPSK и каналом с АБГШ

Данная работа состоит из четырех упражнений, взятых из пособия [4], и выполняемых в среде моделирования Visual System Simulator, являющейся частью программной среды AWR Design Environment на основе шаблона проекта “Цифровая связь .emp”. Для его активизации следует:

1. Запустите проект “Цифровая связь.emp” с рабочего стола. При этом будет запущена среда AWR Design Environment.
2. Рабочее окно среды AWR Design Environment состоит из 3 основных областей (рис.15):  
1) область меню и панель инструментов, 2) дерево проекта и 3) рабочее поле.



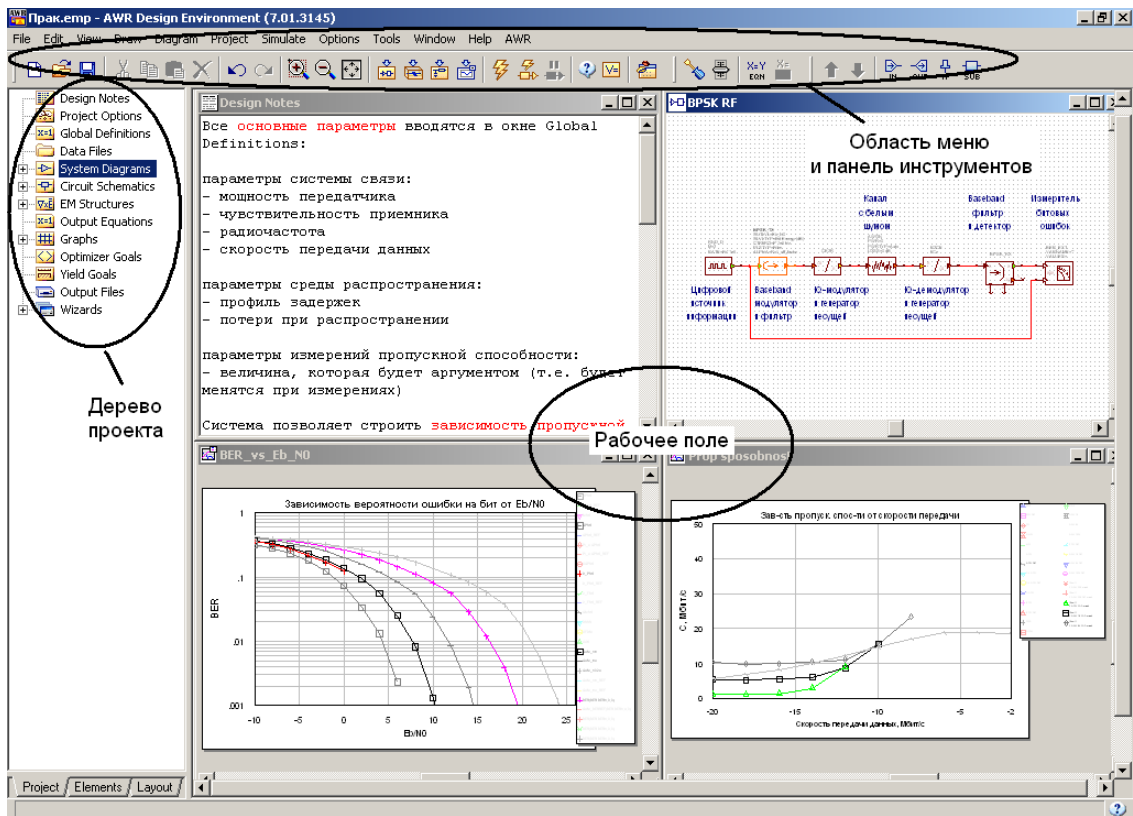


Рис. 15. Основное окно AWR Design Environment

В дереве проекта отражены составляющие части проекта в древовидной структуре. Проект среды AWR Design Environment может включать системные диаграммы (System Diagrams – блок схемы, моделируемые в VSS), принципиальные электрические схемы (Circuit Schematics, моделируются в Microwave Office), электромагнитные структуры (EM Structures, моделируются в EMSight), глобальные определения (Global Definitions – глобальные переменные и константы, используемые всеми схемами и программами среды), графики (Graphs), файлы данных (Data Files), функции постобработки измерений (Output Equations) и др. Используемыми в данной работе элементами дерева проекта являются System Diagrams, Global Definitions, Graphs и Output Equations.

3. Раскройте список System Diagrams (рис.16). Здесь показаны построенные для выполнения данной работы блок-схемы систем связи, использующих различные виды модуляции.

Первичным блоком в данной модели является цифровой источник информации. Он генерирует псевдослучайную последовательность битов. Щелкая двойным щелчком на любом блоке и открывая вкладку “Parameters” (Параметры), можно просмотреть и изменить параметры элемента. Для цифрового источника основными параметрами являются алгоритм генерации (можно выбрать один из трех алгоритмов) и число уровней выходного сигнала (в нашем случае используется двоичный сигнал). Щелкая правой

кнопкой мыши на элементе и выбирая “Element Help” (Справка по элементу), можно ознакомиться с описанием элемента.

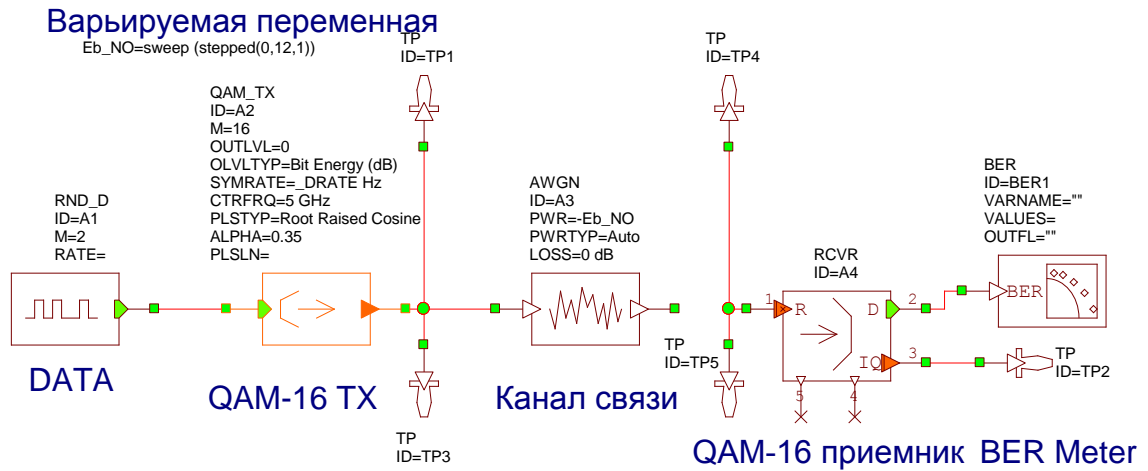


Рис. 16. Модель системы связи с модуляцией BPSK и каналом с АБГШ

Следующим блоком на пути распространения сигнала является baseband-модулятор и фильтр. В его свойствах задается выходная мощность сигнала (параметр `OUTLVL`) и несущая частота (`CTRFRQ`), что будет использовано последующими блоками, а также применяемый фильтр (`PLSTYP`) и его коэффициент скругления (`ALPHA`). В данном блоке осуществляется формирование квадратурных компонент  $I(t)$  и  $Q(t)$  из исходного потока битов согласно выбранному методу модуляции, фильтрация сигналов, масштабирование выходного уровня сигналов. На выходе блока сигнал является комплексным. Под комплексными сигналами в VSS понимаются сигналы вида  $I(t)+jQ(t)$ , где  $I(t)$  и  $Q(t)$  – соответственно синфазная и квадратурная компоненты сигнала. Таким образом, сигнал содержит информацию одновременно об обеих квадратурных компонентах. Такие сигналы называются сигналами с *комплексной огибающей*.

С выхода baseband-модулятора сигнал поступает на  $IQ$ -модулятор, где выполняется преобразование (4):  $s(t)=I(t)\cos(\omega t)-Q(t)\sin(\omega t)$ .

Далее сигнал проходит через канал с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ), основным параметром которого является уровень шума. Затем сигнал поступает в приемник, где он преобразуется на нулевую частоту и детектируется. В случае использования в передатчике фильтра типа “приподнятый косинус” в детекторе берутся выборки сигнала в моменты прохождения откликов от соседних битов через нуль. В случае использования других типов фильтров выполняется оптимальное (согласование) детектирование.

С выхода детектора сигнал поступает на измеритель вероятности ошибки на бит. На измеритель также поступает исходный поток битов от передатчика. Измеритель сравнивает восстановленный цифровой сигнал с исходным и вычисляет вероятность ошибки на бит.

Данная модель не использует схемы восстановления несущей и тактовой частот, так как информацию об их частотах и фазах приемник может получить непосредственно от передатчика. Таким образом, предполагаются совершенные схемы восстановления несущей и тактовой частот. При необходимости, система AWR позволяет смоделировать СВН и СВТЧ, однако используемое приближение вполне близко к практике.

Здесь рассмотрена наиболее простая модель, используемая в работе. В проекте также применяются другие модели, использующие канальное кодирование.

### **Упражнение 1. Наблюдение временной формы сигналов**

1. Откройте системную диаграмму ООК, используя дерево проекта. При необходимости, разверните ее на весь экран и нажмите кнопку (View All) на панели инструментов для масштабирования диаграммы в размер окна.
2. Нажмите кнопку (Test Point – точка измерения) на панели инструментов. Установите точку измерения на выходе цифрового источника информации. Для этого подведите точку измерения к линии, соединяющей блоки источника информации и baseband-модулятора таким образом, чтобы ее нижний конец касался линии. Щелкните однократно. При правильной установке точка соединения будет обозначена зеленым кружком. Двойным щелчком щелкните на точке измерения. В открывшемся окне свойств точки на вкладке “Parameters” (параметры) в строке “ID” (идентификатор) введите имя точки (например, “RSGout” – выход генератора ПСП), нажмите “ОК”.
3. Добавьте график. Для этого щелкните правой кнопкой мыши на строке “Graphs” в дереве проекта, выберите “Add Graph” (добавить график). Назовите график, например, “Waveform”, тип графика – “Rectangular” (прямоугольный).
4. Добавьте измерение, отображаемое на графике. Для этого щелкните правой кнопкой мыши на имени созданного графика в дереве проекта, выберите j/TT2 1 T “Add Measurement” (добавить измерение). В списке “Meas. Type” (тип измерения) выберите “System” (системные измерения). В правом списке “Measurement” выберите “WVFM” (Waveform – осциллограмма). В раскрывающемся списке “Block Diagram” выберите имя диаграммы, на которой будет производиться измерение, в данном случае “ООК”. В раскрывающемся списке “Test Point” (точка измерения) выберите точку диаграммы, в

которой будет производиться измерение. В нашем случае это “TP.RSGout”. Нажмите “ОК”.

5. Нажмите кнопку (“Run/Stop System Simulators – начать/остановить системное моделирование). Наблюдайте сигнал на выходе генератора ПСП на графике. В случае, если график скрыт за другими окнами, выведите его на передний план при помощи дерева проекта, разверните и масштабируйте. Остановите моделирование, нажав . Правой кнопкой мыши щелкните в окне графика, выберите “Properties” (свойства). На вкладке “Axes” (оси) в списке “Choose Axis” выберите “Left 1” (ось ординат). В области “Limits” (пределы) снимите флажок “Auto limits” (автоматический выбор пределов) и установите пределы по оси ординат вручную: Min -0.2, Max 1.2. Запустите моделирование. Теперь график представлен в более удобном масштабе и видно, что информационный сигнал на выходе генератора ПСП принимает значения 0 и 1 В. Остановите моделирование. Зарисуйте вид сигнала, определите длительность бита. Рассчитайте скорость передачи данных (бит/с).

6. Установите точки измерений на выходе канала (входе приемника) и на выходе приемника (перед измерителем BER), назвав их, например, “CHout” и “RXout”. Аналогично пп.3-5 создайте график и добавьте к нему одновременно 2 измерения сигналов в данных точках. При добавлении измерения в окне “Add measurement” в разделе “Complex modifier” (работа с комплексными сигналами) выберите “Real” (измерение вещественной части сигнала). Напомним, что под комплексными сигналами в VSS понимаются сигналы вида  $I(t)+jQ(t)$ , где  $I(t)$  и  $Q(t)$  – соответственно синфазная и квадратурная компоненты сигнала. Таким образом, указывая “Real”, будем наблюдать сигнал  $I(t)$ . Щелкая правой кнопкой мыши в дереве проекта на имени измерения и выбирая “Toggle Enable” (разрешить/запретить измерение) можно выбирать те измерения, которые будут в данный момент отображены на графике. Наблюдайте и зарисуйте сигнал на входе приемника и демодулированный информационный сигнал на выходе приемника.

7. Установите точки измерений на выходе baseband-модулятора и выходе IQ-модулятора на системных диаграммах OOK, BPSK, MSK, QAM\_16. Именуйте точки таким образом, чтобы их названия соответствовали местонахождению точки в системе.

8. Создайте графики с названиями “WfOOK”, “WfBPSK”, “WfMSK” и “Wf16QAM”. На каждый из графиков добавьте 2 измерения временной формы сигналов: на выходе baseband-модулятора и выходе IQ-модулятора. При добавлении измерения в окне “Add measurement” в разделе “Complex modifier” выбирайте “Real”, а в разделе “Time Span” (временная развертка) укажите 5 Symbols (на экране будет отображаться 5 символов

измеряемого сигнала). Не забывайте каждый раз правильно указывать имя системной диаграммы, на которой производится измерение (“Block Diagram”).

9. Отображая на графиках по очереди временные формы сигналов на выходе baseband-модулятора и выходе IQ-модулятора для модуляций ООК, BPSK, MSK, 16-QAM и устанавливая наиболее удобный вид отображения, при необходимости масштабируя ось ординат и ось абсцисс, а также используя кнопки (Увеличение), зарисуйте формы сигналов. Оцените период несущей частоты. Для получения значения в точке на графике щелкните по интересующей кривой и ведите указатель мыши.

### **Упражнение 2. Измерение спектра сигналов с цифровой модуляцией.**

Используя установленные точки измерений, а также добавляя новые при необходимости, зарисуйте спектры сигналов на выходе блока переноса на радиочастоту и на выходе канала с шумом для видов модуляции ООК, BPSK, MSK, GMSK, 16-QAM. Для видов модуляции ООК, BPSK, 16-QAM спектр измеряется без фильтра и с фильтром типа “приподнятый косинус”, для модуляции MSK – без фильтра, для модуляции GMSK с использованием Гауссова фильтра. Для этого:

1. Откройте системную диаграмму “ООК”. Щелкните двойным щелчком мыши на baseband-модуляторе, откройте вкладку “Parameters” (Параметры). В строке “PLSTYP” (фильтр) выберите “Rectangular” (отсутствие фильтрации – прямоугольная форма импульсов). Аналогичным образом отключите фильтр для модуляций BPSK и 16-QAM.
2. Создайте 2 графика с названиями “SpecTXout” и “SpecRXin”.
3. На первый график добавьте 5 измерений спектров сигнала на выходе IQ-модулятора для модуляций ООК, BPSK, MSK, GMSK, 16-QAM. Для добавления измерения спектра в списке “Meas. Type” разверните подсписок в строке “System”, выберите “Spectrum” (спектр). В списке “Measurement” выберите “PWR\_SPEC” (Power Spectrum – спектр мощности). Выберите нужную системную диаграмму и точку. В разделе “Complex Modifier” установите флажок “dBm” (спектральная плотность мощности будет отображена в дБм). В разделе “RBW/#Bins” (Разрешение по частоте) установите 1 MHz.
4. На второй график аналогичным образом добавьте 5 измерений спектров сигнала на выходе канала с шумом (на входе приемника) для модуляций ООК, BPSK, MSK, GMSK, 16-QAM.
5. Проведите измерения спектра, запустив моделирование. На каждом из графиков можно отображать сразу 5 спектров для разных видов модуляции для их сравнительной оценки. Масштабируйте графики для их наиболее удобного отображения. Установите по оси абсцисс пределы от 200 до 400 МГц, а по оси ординат от -50 до +20 дБм для первого

графика и от -5 до +15 дБм для второго. Зарисуйте спектры сигналов на выходе IQ-модулятора и на выходе канала с шумом (входе приемника). Оцените уровень выходной мощности.

6. Установите фильтр “Raised Cosine” (приподнятый косинус) для видов модуляции OOK, BPSK и QAM. На графике “SpecTXout” установите пределы по оси ординат от -100 до +20 дБм. Проведите сравнительные измерения спектров для 5 видов модуляции на выходе IQ-модулятора и на выходе канала с шумом (входе приемника). Зарисуйте спектры. Оцените отношение сигнал/шум на входе приемника в полосе приема (она равна полосе фильтра).

7. Сравните спектральную эффективность различных видов модуляции.

### **Упражнение 3. Наблюдение сигнальных созвездий**

Для видов модуляции OOK, BPSK, MSK, GMSK и QAM наблюдаются сигнальные созвездия.

1. На системной диаграмме OOK установите точку измерения на выходе baseband-модулятора. Аналогичным образом установите точки на выходе передатчиков BPSK, MSK, GMSK и QAM.

2. Создайте график с названием “Constellation”. Тип графика (“Graph type”) задайте “Constellation” (сигнальное созвездие).

3. Отключите фильтры для модуляций OOK, BPSK и 16-QAM.

4. К графику добавьте 5 измерений сигнальных созвездий на выходе передатчиков OOK, BPSK, MSK, GMSK и QAM. Для добавления измерения сигнального созвездия в списке “Meas. Type” выбирайте “System”, в списке “Measurement” выберите “IQ” (созвездие). Выберите нужную диаграмму и точку измерения и нажмите ОК. В строке “Time Span” (Время накопления) установите 100 Symbols (100 символов).

5. Разрешая по очереди измерение сигнального созвездия только для одного из видов модуляции (оперируя Toggle Enable), зарисуйте сигнальные созвездия для OOK, BPSK, MSK, GMSK и QAM.

6. Включите фильтр типа корень из приподнятого косинуса (Root Raised Cosine) для модуляции 16-QAM. Наблюдайте и зарисуйте сигнальное созвездие.

7. Закройте основное окно среды AWR Design Environment, не сохраняя изменений.

### **Упражнение 4. Измерение вероятности ошибки на бит.**

1. Запустите с рабочего стола проект “Цифровая связь Упр4-6.emp”. Данный проект отличается от предыдущего существенно расширенным набором видов модуляции, наличием систем с канальным кодированием и декодированием. Также в проекте отсутствуют блоки переноса на радиочастоту (IQ-модулятор и демодулятор). Вероятность

ошибки на бит в канале с АБГШ не зависит от несущей частоты. Поэтому моделирование можно осуществлять на нулевой несущей частоте, что в системе AWR приводит к увеличению скорости моделирования. Таким образом, моделирование будет осуществляться в baseband- диапазоне.

2. В окне “Global Definitions” в строке “SNDRD=..” введите “P0=sweep(step(-12, 8, 1)). Это означает, что выходная мощность передатчика будет при моделировании изменяться от -12 до +8 дБм с шагом 1 дБ. Соответственно будет изменяться отношение  $E_b/N_0$ .
3. Откройте график “BER\_vs\_Eb\_N0”. На данном графике отображаются зависимости вероятности ошибки на бит для различных видов модуляции от значения  $E_b/N_0$ . На графике также можно отобразить зависимости для BER, рассчитанные по формулам табл.2.
4. Используя “Toggle Enable”, разрешите измерения BER для модуляций BPSK (BPSK:BER) и 64-QAM (QAM\_64:BER), а также теоретические кривые BPSK: BPSK\_BERREF и QAM\_64:QAM\_BERREF.
5. Запустите моделирование и проведите его до достижения значений BER порядка  $10^{-3}$ . Зарисуйте полученные кривые.
6. Разрешите измерения вероятности ошибки только для следующих видов модуляции: BPSK, MSK, GMSK, 2-FSK, OOK, QPSK,  $\pi/4$ -QPSK, OQPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM. Запустите моделирование и проведите его до достижения значений BER порядка  $10^{-3}$ .
7. Используя “Toggle Enable” (работает также и после завершения моделирования) и отображая на графике требуемые зависимости, сравните энергетическую эффективность различных видов модуляции, в частности: 1) BPSK с QPSK, 2) различных видов QPSK, 3) BPSK с OOK, MSK, GMSK и 2-FSK, 4) 8-PSK и 16-QAM, 5) QAM с различным числом позиций. Запишите выводы.

## **Работа №2. Модель ЦТКС с искажениями ФЧХ в канале связи**

В данной работе состоит из упражнений по моделированию ЦТКС также выполняемых в среде моделирования Visual System Simulator, на основе шаблона проекта “QPSK IQ Eye Specter BER.emp”.

В работе исследуется влияние АЧХ и ФЧХ канала связи на характеристику BER системы связи.

Для активизации проекта следует запустить файл “QPSK IQ Eye Specter BER.emp” с рабочего стола.

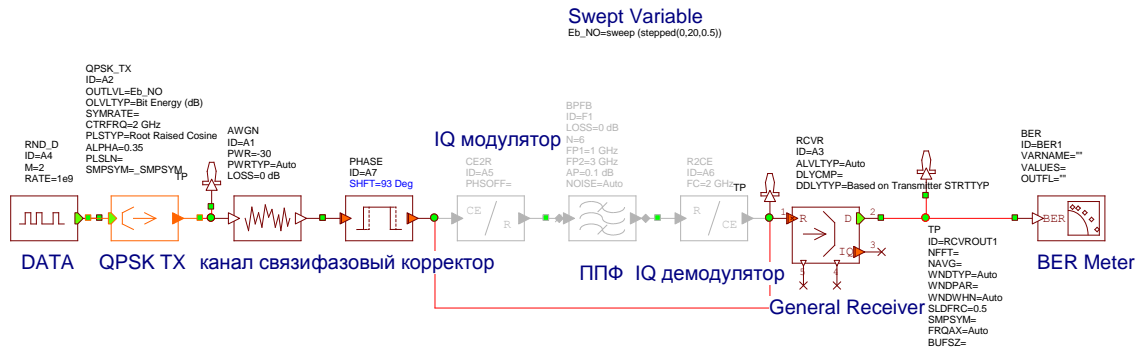


Рис.17. Модель цифрового канала связи с комплексным QPSK

Системная диаграмма системы связи с QPSK показана на рис.17. Система включает в себя  $IQ$ -модулятор и –демодулятор QPSK-сигнала, а также полосно-пропускающий каналный фильтр (ППФ). Применение в модели компонент CE2R (Complex Envelope to Real Converter) и R2CE (Real to Complex Envelope Converter) обеспечивает передачу по каналу только действительной составляющей комплексного сигнала  $Re(\hat{u}(t)) = u_0(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta(t))$ . В отличие от схемы, когда по модели канала транслируется комплексная (baseband) огибающая, использование конверторов CE2R и R2CE приводит к тому, что на характеристику BER системы связи будет оказывать сильное влияние ФЧХ канала. В данной работе исследуется именно это влияние.

С этой целью в канал связи введен полосно-пропускающий (ППФ) фильтр, предназначенный для подавления внеполосовых помех, а также фазовый корректор «PHASE» для эквалайзирования ФЧХ канала. С помощью функции **Toggle Enable** все указанные компоненты CE2R, R2CE и ППФ можно отключать из модели канала.

### Упражнение 1. Трансляция по каналу комплексной огибающей сигнала

1. Откройте системную диаграмму QPSK. Чтобы исключить из моделирования блоки CE2R, R2CE и ППФ нажмите правой кнопкой мыши на эти блоки и выберите **Toggle Enable**. При этом исключаемые блоки становятся серыми. Соедините проводом входы и выходы указанных блоков. Запустите моделирование и заметьте величины BER и ширины частотного спектра используемого цифрового сигнала.

2. Активируйте и ППФ. Для этого нажмите правой кнопкой мыши на данный блок и выберите **Toggle Enable**. Удалите провод, замыкающий вход и выход ППФ. Предварительно согласуйте полосу пропускания  $\Delta f_{\phi}$  ППФ с  $\Delta f$ . Запустите моделирование и заметьте величины BER. Установите, при каком соотношении между  $\Delta f_{\phi}$  и  $\Delta f$  влияние фильтра на характеристику BER становится заметным.



## Упражнение 2. Трансляция по каналу действительной составляющей сигнала

1. Откройте системную диаграмму QPSK. С помощью функции **Toggle Enable** активируйте для моделирования блоки конвертеров CE2R и R2CE. Удалите провода, замыкающие входы и выходы указанных блоков. Этим же способом отключите фильтр ППФ из канала связи. Структурная схема модели приобретет вид рис.18. Запустите моделирование.

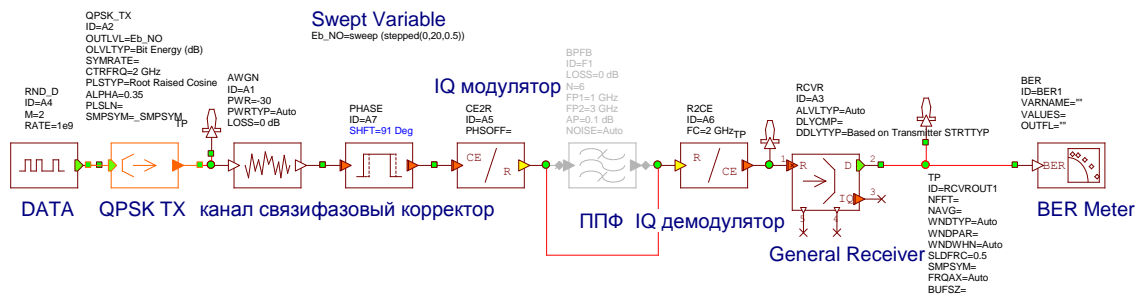


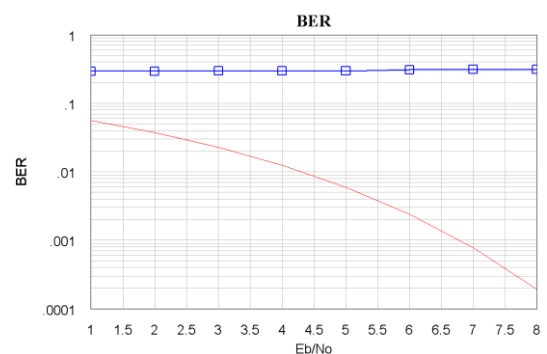
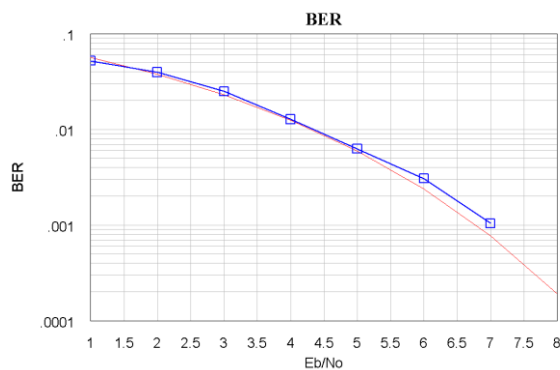
Рис.18. Модель цифрового канала связи с действительным QPSK

Зафиксируйте график зависимости BER(S/N) (рис.19а) и ширины частотного спектра используемого цифрового сигнала. Проанализируйте частотный спектр сигнала, глазковые и IQ-диаграммы на входе и выходе системы.

2. С помощью функции **Toggle Enable** активируйте ППФ, также удалите провода замыкающие вход и выход устройства. Запустите моделирование. Сравните полученные зависимости BER(S/N) (рис.19б), глазковые и IQ-диаграммы с предыдущим экспериментом.

2. Запустите моделирование. С помощью фазового корректора «PHASE», обеспечивающего эквалайзирования ФЧХ канала наблюдайте влияние фазового сдвига на глазковые и IQ-диаграммы с предыдущим экспериментом.

Сделайте вывод о влиянии на BER(S/N) фазовых характеристик ППФ.



б.

а.

Рис.19. Зависимость BER(S/N) канала связи с действительным QPSK при отсутствии (а) и наличии (б) искажений ФЧХ канала

### Задачи к разделу

- Определить скорость передачи в бодах и минимальную ширину полосы пропускания для передачи двоичного сигнала на скорости 10 кбит/с при использовании амплитудной манипуляции.
- Поясните связь между минимальной полосой частот, необходимой при ФМ4 (КФМН), и скоростью бит.
- В чем разница между ФМН и КАМ?
- Определите эффективность использования полосы пропускания. Опишите выделение несущей частоты.
- Определите полосу частот и скорость передачи в бод для сигнала ФМ4 (ДФМН) с несущей частотой 40 кГц и скоростью данных, равной 500 кбит/с. Сделайте эскиз спектра на выходе
- Определите эффективность использования полосы частот для следующих видов модуляции: а) ФМ4,  $f_b=20$  Мбит/с; б) ФМ8,  $f_b=21$  Мбит/с; в) КАМ-16,  $f_b=20$  Мбит/с.

### Рекомендуемая литература

1. Руководство по Visual System Simulator NI AWR Design Environment v14 Edition ([https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS\\_Getting\\_Started\\_ru.pdf](https://awrcorp.com/download/kb.aspx?file=docs/VSS_Getting_Started_ru.pdf))
2. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В.Д. Разевига. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
3. А.А.Курушин. Практикум проектирования СВЧ устройств с помощью программы Microwave Office. Электронная книга. Часть 5. М., 2011,2016. – 171 с. ([http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum\\_proektirovaniya\\_svch\\_ustrojstv\\_s\\_pomoshhju\\_programmy\\_microwave\\_office/1-1-0-30](http://kurushin.ucoz.ru/load/praktikum_proektirovaniya_svch_ustrojstv_s_pomoshhju_programmy_microwave_office/1-1-0-30))
4. Выбор оптимального метода модуляции сигнала в современных цифровых системах радиосвязи. Моделирование в среде AWR DESIGN ENVIRONMENT. Московский государственный университет. М. 2008.
5. У. Томаси. Электронные системы связи /- М.: Техносфера, 2007. - 1360 с.
6. С.И. Баскаков Радиотехнические сигналы и цепи. М., Высшая школа, 2003.

## 8. Тема. Приемник АМ-сигнала на базе NI USRP-2920

Целью работы является введение в технологию программно определяемого радиоприемника (Software-defined radio, SDR - радиосредства, алгоритмы работы которых определяются программным обеспечением) на примере обработки сигнала в АМ-радиоприемнике, построенном на базе приемо-передающего блока National Instruments USRP-2920 [1-4] (Рис.1.). Технические характеристики устройства приведены в таблице 1.

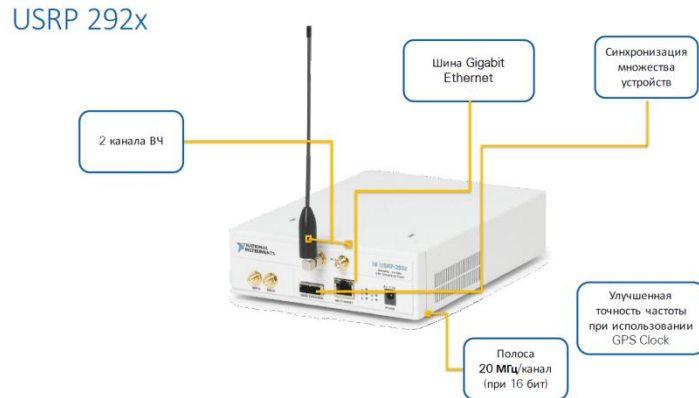


Рис.1. Блок USRP-2920

### Краткие теоретические сведения

Благодаря развитию цифровых методов обработки информации в последнее время сформировалась новая технология создания архитектуры приемо-передающих устройств, это т.н. программно-определяемые радиосистемы или SDR – *Software Defined Radio* [1-4]. Данная технология позволяет с помощью программных средств не только выполнять основную обработку сигналов, но и оперативно изменять радиочастотные параметры SDR-устройств, включая диапазон рабочих частот, тип модуляции, чувствительность приемника, выходную мощность передатчика и т.д. [1,4,5]. Архитектура SDR объединяет аппаратные и программные методы преобразования сигналов, где основные функции обработки настраиваются и выполняются посредством программного обеспечения. Такие устройства могут содержать программируемые логические интегральные схемы, цифровые сигнальные процессоры, микроконтроллеры для управления и другие устройства цифровой обработки сигналов. Использование этих методов позволяет изменять и расширять функциональные возможности радиосистем без аппаратного вмешательства в схему [1,4,5].

В простейшем случае SDR- радиоприемник строится по принципу прямого преобразования и содержит последовательно соединенные антенну, аналого-цифровой/цифро-аналоговый преобразователи (АЦП/ЦАП), цифровой сигнальный процессор (ЦСП). В этом случае главным ограничивающим фактором являются параметры АЦП/ЦАП – частота преобразования или скорость выборок, а также

разрешающая способность, определяемая числом разрядов. Другой важный компонент архитектуры SDR это ЦСП. Именно он обеспечивает гибкость системы, используется для модуляции, детектирования, синтеза частот, фильтрации каналов и устранения помех с применением методов спектрального анализа [4].

Чтобы обеспечить частотную независимость SDR-радиоприемника от параметров конкретного АЦП/ЦАП выгодно использовать высокочастотный линейный тракт, который переносит спектр сигнала на более низкие частоты, обеспечивая нужное усиление и избирательность. На рис. 2 приведена структурная схема SDR-радиоприемника супергетеродинного типа с цифровой обработкой сигнала на промежуточной частоте.

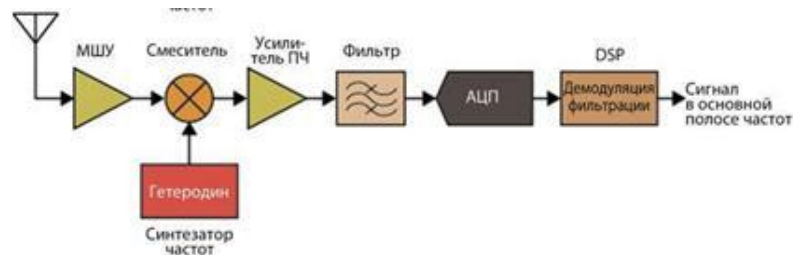


Рис.2 Структурная схема SDR-радиоприемника

Более эффективным оказывается использование схемы с двумя квадратурными каналами (рис. 3), позволяющее в два раза уменьшить частоту преобразования АЦП/ЦАП и упростить выделение амплитуды и фазы сигнала.

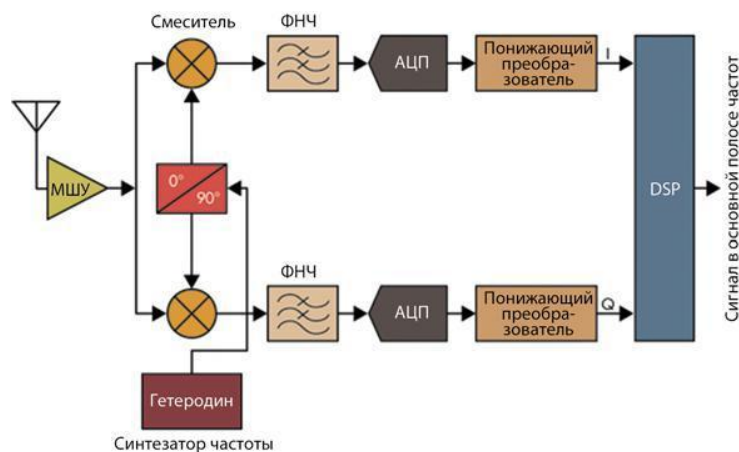


Рис.3 Структурная схема SDR-радиоприемника с двумя квадратурными каналами

Пример структурной схемы SDR – системы показан на рис. 4. Данная схема описывает устройство блока Universal Software Radio Peripheral (USRP-2920) фирмы National Instruments (рис.1) [4]. Ее технические характеристики приведены в таблице 1 [1-3]. Подключение данного устройства к компьютеру позволяет создать двухканальную приемно-передающую SDR – систему, работающую в частотном диапазоне 50 МГц – 2,2 ГГц с полосой обработки сигнала до 20 МГц. Для управления работой USRP использована

среда программирования LabVIEW, которая предоставляет удобный интерфейс конфигурирования SDR – устройства и работы с другими внешними устройствами [1,5].

Поступающие на вход USRP-2920 сигналы смешиваются в преобразователе частоты с сигналом гетеродина (VCO) для получения ортогональных I/Q компонент, которые после прохождения через ФНЧ с частотой среза 20 МГц дискретизируются 2-канальным 14-битным аналого-цифровым преобразователем (ADS) со скоростью 100 MS/s. Оцифрованные I/Q данные следуют параллельными путями в тракт цифрового преобразования с понижением частоты, при этом осуществляется смешивание, фильтрация и децимация в цифровом понижающем преобразователе (DDC). Прореженные отсчеты передаются на компьютер.

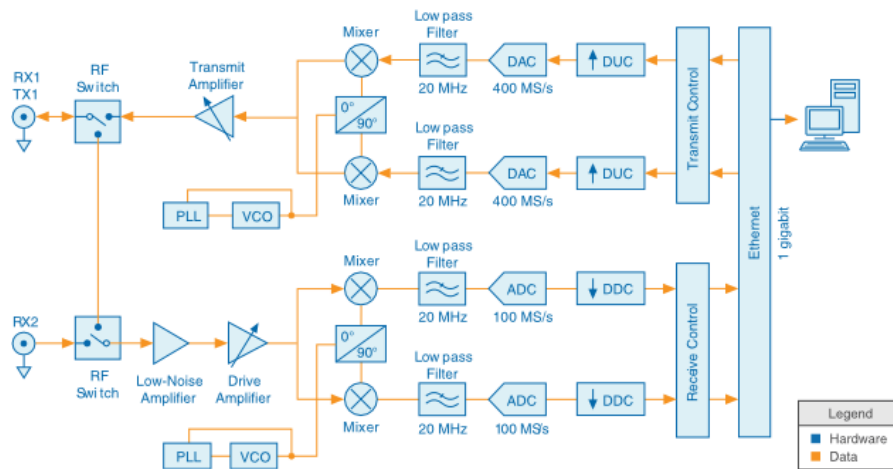


Рис.2 Структурная схема USRP-2920

При передаче отсчеты I/Q сигналов синтезируются компьютером и передаются в USRP с заданной частотой дискретизации через интерфейс Ethernet, USB или PCI Express. USRP аппаратно интерполирует входные сигналы для более высокой частоты дискретизации, используя цифровой повышающий преобразователь (DUC), и далее при помощи 2-канального 16-разрядного цифро-аналогового преобразователя (DAC) и ФНЧ преобразует информацию в один аналоговый сигнал, который с помощью VCO повышается до рабочей частоты.

Устройство USRP-2920 предназначено для создания прототипов телекоммуникационных устройств [2-4]. В данной работе оно используется для прототипирования приемника АМ-сигнала.

### Упражнение 1. Формирование, прием и обработка АМ- сигнала в USRP-2920

1. Запустите проект «XXXX» с рабочего стола. При этом будет активизирована среда LabVIEW NI USRP TX (Прием NI USRP) для генерирования АМ- сигнала.

Лицевая панель настройки параметров АМ - сигнала передатчика показана на рис.3.

2. Запустите устройство приема сигнала по рис.3. Настройте его на прием сигнала от генератора, блок-диаграмма и лицевая панель которого, показаны на рис.4, 5.

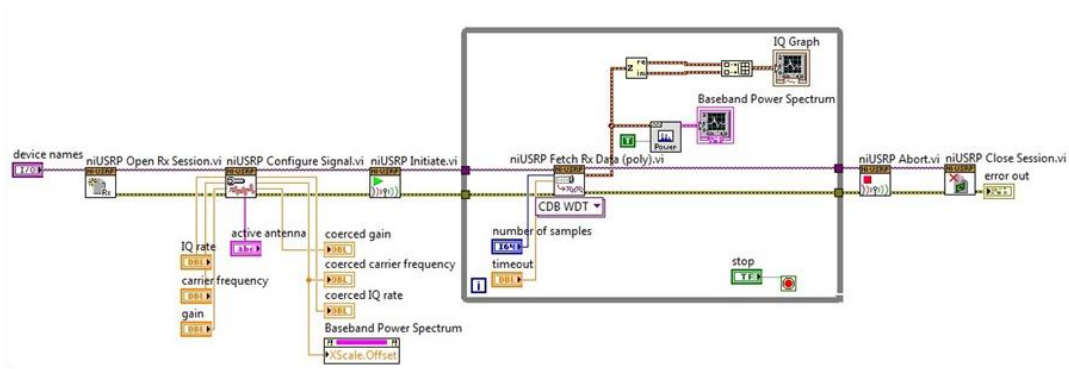


Рис. 3. Блок диаграмма приемника АМ- сигнала

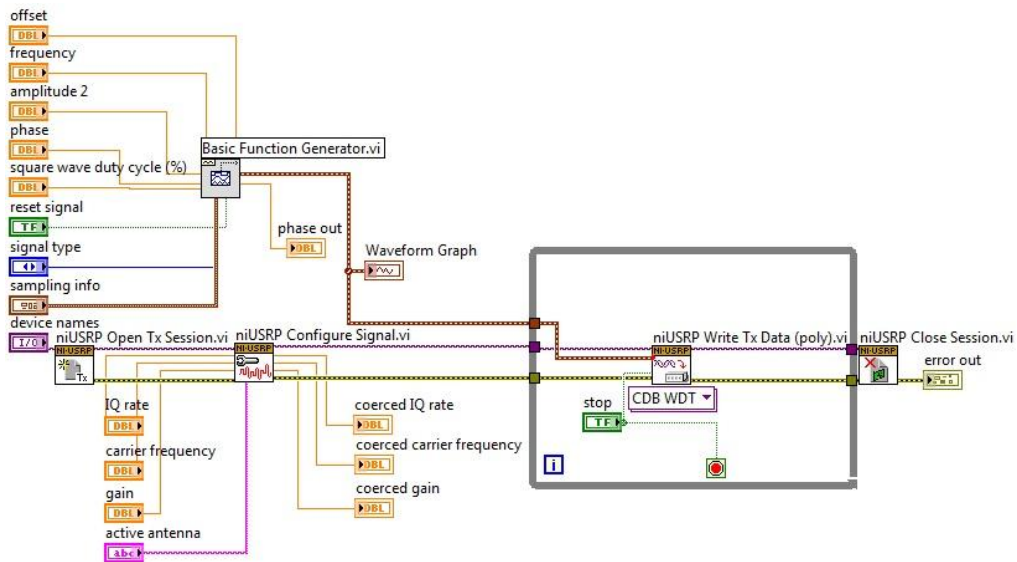


Рис. 4. Блок-диаграмма генератора АМ сигнала

3. С помощью интерфейса рис.3 установите значения несущей частоты, частоты ЦАП, коэффициента усиления и т.д. В строке «active antenna» укажите порт, к которому подключена антенна и на который будет подаваться высокочастотный сигнал (для передающей антенны – вход TX1).

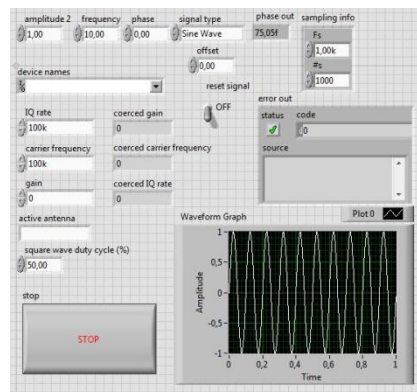


Рис. 5. Панель настройки АМ - сигнала передатчика

4. Запустите устройства генерирования и приема АМ сигнала по рис.4,5. Управляя настройками приемника, получите сигнал подобный рис.6. Объясните форму спектра полученного АМ сигнала. Сделайте скриншоты для отчета.

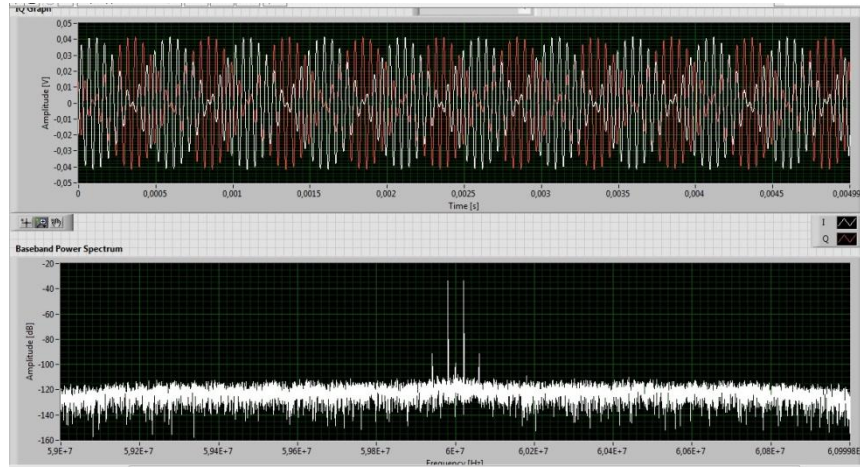


Рис. 6. Временное и спектральное представление сигнала, принятого USRP-2920 SDR-приемником

### Контрольные вопросы к разделу

1. Объясните понятие программно определяемого радиоприемника.
2. Перечислите технические средства для реализации цифровой обработки сигналов в радиоприёмных устройствах.
- 3.

Таблица 1. Технические характеристики USRP-2920

Transmitter		Receiver	
Frequency range	50 MHz to 2.2 GHz	Frequency range	50 MHz to 2.2 GHz
Frequency step	<1 kHz	Frequency step	<1 kHz
<b>Maximum output power (<math>P_{out}</math>)</b>		Gain range <sup>[5]</sup>	0 dB to 31.5 dB
50 MHz to 1.2 GHz	50 mW to 100 mW (17 dBm to 20 dBm)	Gain step	0.5 dB
1.2 GHz to 2.2 GHz	30 mW to 70 mW (15 dBm to 18 dBm)	Maximum input power ( $P_{in}$ )	0 dBm
Gain range <sup>[1]</sup>	0 dB to 31 dB	Noise figure	5 dB to 7 dB
Gain step	1.0 dB	Frequency accuracy <sup>[6]</sup>	2.5 ppm
Frequency accuracy <sup>[2]</sup>	2.5 ppm	<b>Maximum instantaneous real-time bandwidth[7]</b>	
<b>Maximum instantaneous real-time bandwidth[3]</b>		16-bit sample width	20 MHz
16-bit sample width	25 MS/s	8-bit sample width	40 MHz
8-bit sample width	50 MS/s	Maximum I/Q sample rate <sup>[8]</sup>	
Digital-to-analog converter (DAC)	2 channels, 400 MS/s, 16 bit	16-bit sample width	25 MS/s
DAC spurious-free dynamic range (sFDR)	80 dB	8-bit sample width	50 MS/s
		Analog-to-digital converter (ADC)	2 channels, 100 MS/s, 14 bit

	ADC sFDR	88 dB
--	----------	-------

1. The output power resulting from the gain setting varies over the frequency band and among devices.
2. *Frequency accuracy* is based on temperature-compensated crystal oscillator (TCXO) vendor specifications and is not measured. Alternatively, you can incorporate an external reference source to provide a more precise frequency Reference Clock and to achieve better frequency accuracy.
3. Instantaneous bandwidth depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chipset dependent.
4. I/Q sample rate depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chipset dependent.
5. The received signal amplitude resulting from the gain setting varies over the frequency band and among devices.
6. *Frequency accuracy* is based on temperature-compensated crystal oscillator (TCXO) vendor specifications and is not measured. Alternatively, you can incorporate an external reference source to provide a more precise frequency Reference Clock and to achieve better frequency accuracy.
7. Instantaneous bandwidth depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chipset dependent.
8. I/Q sample rate depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chipset dependent.

### Рекомендуемая литература

1. Галкин В. А. Основы программно-конфигурируемого радио. - М.: Горячая линия–Телеком, 2013. – 372 с.
2. Прототипирование программно-определяемых радиосистем с помощью NI LabVIEW FPGA/ URL: <http://www.ni.com>
3. Getting Started Guide NI USRP-2920/2921/2922 URL: (<http://www.ni.com/pdf/manuals/376358a.pdf>)
4. Блэк Б.А. Введение в системы радиосвязи. Лабораторные работы с NI USRP и LabVIEW Communications. NI 326348A-01, 2014. С. 10-12.
5. Федосов, В. П., Нестеренко, А. К. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW: учеб. пособие / под ред. В. П. Федосова. – М. : ДМК Пресс, 2007. – 456 с.
6. Унучков В.Е., Кирсанова Е.А. Принципы построения программно-определяемого радио// Сб. ст. по материалам XXXIV Международной научно-практической конференции (Россия, Москва, 14-15 декабря, 2017). Москва. Изд. «Проблемы науки», 2017. С. 119; URL: <https://internationalconference.ru/images/PDF/2017/34/principles-of-software.pdf>
7. Сайт National Instruments USRP-2920 Specifications - National Instruments URL: (<http://www.ni.com/pdf/manuals/375839c.pdf>)