**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН**

**Некоммерческое акционерное общество**
**АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ**

**кафедра Радиотехники**

**«Допущен к защите»**
**Заведующий кафедрой РТ**
**Артюхин В.В., к.т.н., доцент**
(Ф.И.О., ученая степень, звание)
_____ «_____»_____**20__ г**
(подпись)

# ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ

**На тему:** Исследование приема аналоговой информации после детекторной цифровой обработки

**Специальность** _____

**Выполнил (а)** Сарриева М.Б МРТк-10-01
(Фамилия и инициалы) группа

**Научный руководитель** Байдельдинов У.С доцент к.ф.-м.н.
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)

**Консультанты:**
**по экономической части:** Базылов К.Б. к.э.н., профессор
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «27» 05 2014 г.
(подпись)

**по безопасности жизнедеятельности:** Оздамирова Д.М, старший препод.
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «23» мая 2014 г.
(подпись)

**по применению вычислительной техники:**
Куликов А.А., доцент
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «_____»_____20___г.
(подпись)

**Нормоконтролер:** Лановенко М.В., старший препод.
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «11» 06 2014 г.
(подпись)

**Рецензент:** _____
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «11» июня 2014 г.
(подпись)

**Алматы 2014 г.**

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ**
**РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН**

**Некоммерческое акционерное общество**
**АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ**

Факультет Радиотехники и связи
Специальность 5В071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации
Кафедра Радиотехники

ЗАДАНИЕ
на выполнение дипломного проекта

Студент Сариева Мадина Бегайдаровна
(фамилия, имя, отчество)

Тема проекта Исследование приема аналоговой информации после детекторной цифровой обработки

утверждена приказом ректора № 115 от «24» сентября 2013 г.
Срок сдачи законченной работы «30» мая 2014 г.
Исходные данные к проекту требуемые параметры результатов проектирования (исследования) и исходные данные объекта

Назначение приемника УКВ, вид модуляции ЧМ, диапазон частот, МГц 65,8 – 74,0, чувствительность 4,0 мкВ, избирательность по зеркальному каналу 50 дБ, избирательность по соседнему каналу 38 дБ, максимальная рабочая температура 45 °С, напряжение источника питания 8 В.

Перечень подлежащих разработке дипломного проекта вопросов или краткое содержание дипломного проекта:

1) Характеристика цифровой обработки сигнала.
2) Преобразования сигналов при цифровой обработке.
3) Цифровой частотный детектор на расстроенных резонаторах
4) Область применения последетекторной ЦОС в приемниках
5) Состав структурной схемы приемника

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей)

1) Цифровая обработка сигнала
2) Анализ аналогового радиоприемного устройства с достоинствами и недостатками.
3) Структурная схема аналогового РПУ с последектекторной цифровой обработкой.
4) расчет входной цепи

Рекомендуемая основная литература


1) А.И. Тяжев „Входные устройства приемников с цифровой обработкой сигналов, 1992
2) Д.Д. Жиловский „Теория электрической связи. – М.: „Радио и связь", 1998
3) Н.Н. Фомин Радиоприемные устройства. – М. „Радио и связь", 2003
4) И.С. Гоноровский Радиотехнические цепи и сигналы – М: „Радио и связь", 1986


Консультанты по проекту с указанием относящихся к ним разделов

| Раздел | Консультант | Сроки | Подпись |
|---|---|---|---|
| ОТ и ОС | Ознамирова Д.А. | 23.04 - 23.05 | |
| Экономика | Баранов Ю | 29.4 – 29.05.14 | |
| Применение вычислит. техники | Куликов А.А. | 06.05.14 | |
| Нормоконтроль | Шиповенко М.В | 11.06.14 | |
| | | 11.06.14 | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |

# Г Р А Ф И К
подготовки дипломного проекта

| № п/п | Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов | Сроки представления руководителю | Примечание |
|---|---|---|---|
| 1 | Цифровая обработка сигналов | 12.03.14 | |
| 2 | Детектора радиосигнала | 27.03.14 | |
| 3 | Расчетная часть | 27.04.14 | |
| 4 | Безопасность жизнедеятельности | 23.05.14 | |
| 5 | Технико-экономическое обоснование | 27.05.14 | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |

Дата выдачи задания «24» сентября 2013 г.

Заведующий кафедрой _____ _____
(подпись) (Фамилия и инициалы)

Руководитель _____ Байдельдинов Э.С.
(подпись) (Фамилия и инициалы)

Задание принял к исполнению
студент _____ _____
(подпись) (Фамилия и инициалы)

## Аңдатпа

Орындалып отырған дипломдық жобада аналогты радиоқабылдағышты құрылғының  құрылымның детекторлы циформлық өңдеуден кейингі ақпаратты қабылдау зерттелді.

Кіру тізбегі және аралық жиілікті күшейткішті есетелінді.

Экономика бөлімінде қаражат жоспары,  пайдалану шығындары, электрэнергияға кеткен шығын есептелінді.

Өміртіршілігі қауіпсіздігінің бөлімінде өндірістік бөлмелердің микроклиматы, ауа айналымы қарастырылды.

## Аннотация

В данной дипломной работе исследовалось структура аналогового радиоприемного устройтсва с последетекторной цифровой обработки.

Рассчитывалось входная цепь осуществляющее преселекцию и передачу полезного сигнала, принятого антенной, во многом определяет помехозащищённость и чувствительность приёмника.

В части безопасность жизнедеятельности было рассмотрено организационный микроклимат кабинета и воздухообмен.

В экономической части рассчитали план капитала, расходы, и расходы на электроэнергию.

## Содержание

Введение ..... 11
1 Цифровая обработка сигналов ..... 12
1.1 Характеристика цифровой обработки сигналов ..... 12
1.2 Цифровые процессоры сигналов ..... 13
1.3 Преобразования сигналов при цифровой обработке ..... 15
1.4. Цифровой фазовый детектор ..... 23
1.5 Модуль цифровой обработки сигналов ..... 26
1.6 Определение разрядности АЦП, ЦАП и регистров в вычислителях ..... 29
1.7 Типовые звенья в устройствах цифровой обработки сигналов ..... 33
1.7.1 Цифровые фильтры ..... 33
2 Детекторы радиосигнала ..... 37
2.1 Детекторный приемник ..... 37
2.2. Принципы действия и структурные схемы частотного детектора ..... 43
2.3 Цифровой частотный детектор на расстроенных резонаторах ..... 46
2.4. Область применения последетекторной ЦОС в приемниках ..... 47
3 Расчетная часть ..... 49
3.1 Состав структурной схемы приемника ..... 49
3.2 Расчет входной цепи. ..... 50
3.3 Расчет усилителя промежуточной частоты ..... 56
3.3.1. Расчет коэффициента усиления УПЧ. ..... 56
3.3.2. Рассчитаем коэффициент связи $К_{св}$ ..... 58
Коэффициент связи $К_{св}$ рассчитывается по формуле : ..... 58
3.3.3. Рассчитаем АЧХ. ..... 59
4. Безопасность жизнедеятельности ..... 61
4.1 Анализ потенциально опасной и вредной производственной среды ..... 61
4.2 Устройство и расчет системы кондиционирования воздуха ..... 69
4.3 Наружные тепловые нагрузки ..... 69
4.4 Экологическая безопасность ..... 74
5 Технико – экономическое обоснование ..... 75
5.1 Резюме ..... 75
5.2 Описание проекта ..... 75
5.3 Цель проекта ..... 75
5.4 Расчёт технико-экономических показателей ..... 76
5.4.1 Расчёт капитальных затрат на приобретение цифрового оборудования и ввода его в эксплуатацию. ..... 76
5.4.2 Расчет эксплуатационных расходов. ..... 77
5.4.3 Оценка доходов. ..... 80
Заключение ..... 84
Перечень сокращений ..... 85
Список литературы ..... 86

# Введение

В связи с успехами микроэлектроники появилась возможность цифровой обработки сигналов, которая позволяет более полно, по сравнению с аналоговой обработкой, использовать потенциал детекторных систем. Цифровая обработка сигналов позволяет использовать оптимальные фильтры и сложные алгоритмы, учитывающие специфические свойства детекторных систем, извлекать информацию, которая сложно получается, или вообще невозможно получить с помощью аналоговых систем.

Аналоговая обработка сигнала, используемая во многих радиотехнических устройствах, является во многих случаях более дешевым способом достижения требуемого результата. Однако в том случае, когда требуется высокая точность обработки, миниатюрность устройства, стабильность его характеристик в различных температурных условиях функционирования, цифровая обработка оказывается единственным приемлемым решением. Аналоговая обработка сигналов, либо недостаточно точна, либо вовсе нереализуема из-за сложных алгоритмов обработки этих сигналов.

Цифровая обработка сигнала может охватывать не только фильтрацию детектирование, но и формировать модулированных или манипулированных сигналов на входе канала связи цифровыми методами.

Интерес к цифровой обработке сигнала вызван тем, что на ее основе можно создавать устройства с характеристиками, недостатками при использовании аналоговых методов обработки сигналов.

# 1 Цифровая обработка сигналов

## 1.1 Характеристика цифровой обработки сигналов

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) в последние годы все шире используется в радиоприемных устройствах. Прогресс в этой области вызван достижениями в микроэлектронике, позволившими создать вычислительный средства, обладающие высоким быстродействием, малыми габаритами, весом и энергопотреблением. Интерес к цифровой обработке сигналов вызвана тем, что на ее основе можно создавать устройства с характеристикам, недостижимыми при использования аналоговых методов обработки сигнала. Кроме того, применения устройств с цифровой обработкой в ряде случаев оказывается более выгодный с технической и экономическим точек зрения из-за их универсальность и возможность работать в различный режимах. Сфера применения цифровой обработки непрерывно расширяется. Это радиосвязь, радио-, гидро- и звуколокация, телеметрия, анализ спектров, обнаружения сигналов на фоне помех, адаптивная коррекция канала связи, адаптивная компенсации помех, анализ и синтез речи, радиовещания, телевидение, цифровые синтезатор частот, цифровые методы измерений, обработке сигналов в геологоразведке, сейсмологии, медицине и т.д [1].

Цифровую обработку сигналов следует отличать цифровых методов передача сообщения, когда подлежащие передаче аналоговый сигналы преобразуются в цифровую форму уже на передающей стороне. При этом может устраняться избыточность в сообщений для снижения скорости цифровой потока. Для повышений помехозащищенности применяется избыточной кодирование, перемежение и другие методы [2].

Цифровая обработка сигналов - это более широкое понятие, чем цифровой методы передачи сообщений. Она включает в себя, кроме описанных выше преобразований, додетекторную обработку (фильтрацию), детектирование и последетекторную обработку сигналов цифровым методами. При этом передаваемые по каналам связи сообщения могут быть как цифровым, так и аналоговым. Цифровая обработка сигналов. может охватывать не только фильтрацию и детектирования на приемной стороне, по и формированию модулированных или манипулированный сигнал на входе канала связи цифровым методами.

Несмотря на множество уже решенных технический задач, в области применения ЦОС существует ряд проблемы, которые сдерживают широкое применения цифровой обработка в радиоприемных устройствах различного назначение. Это ограниченное быстродействие цифровой элементной базы, ограниченный разрядность и быстродействие преобразователей аналоговый сигналов в цифровые, возникающий при ЦОС дополнительный искажении и шумы, ухудшение массогабаритных,

энергетических и экономических характеристик устройства ЦОС но сравнению с аналоговым, недостаточно разработанный теоретические вопросы и методы расчета элементов и устройств ЦОС с заданными качественным показателями. Эти проблемы связаны как с отсутствием требуемой элементной базы, так и со сложностью происходящий в устройствах ЦОС процессов, математический описание которых во временной и спектральной областях оказывается гораздо более сложным, чем в аналоговым устройствах. В месте с тем цифровая обработка сигналов, несмотря на указанный недостатки, имеет ряд преимуществ перед аналоговой обработкой:

- значительна более высокую точность обработка сигналов по сложный алгоритмы; значительно более высокую точность обработки сигналов по сложный алгоритмам;
- гибкую оперативную перестройку алгоритмов обработки сигнала, обеспечивающий как создание многорежимный устройств, так и реализацию адаптивный систем;
- высокую технологичность изготовление устройств ЦОС, связанную с отсутствием необходимость настройка при изготовлении и регулировка при эксплуатация;
- высокую степень совпадений и повторяемости характеристик реализованный устройств с расчетным характеристиками;
- возможность построения развивающихся интеллектуальных систем, способных к реконфигурации, поиску и обнаружению неисправностей;
- большие возможности автоматизации проектирования устройств с ЦОС;
- высокостабильные эксплуатационные характеристики устройств с ЦОС.

Эти преимущества позволяют применять цифровую обработку сигналов во многих радиоприемных устройствах [3].

## 1.2 Цифровые процессоры сигналов

В связи с успехам микроэлектроника появилась возможность цифровая обработки сигналов, которая позволяет более полно, по сравнении с аналоговой обработкой, использовать потенциал детекторный систем.

Задача цифровой обработки сигнала - как можно более раннее (в идеале сразу после предусилителя или ФЭУ) преобразований сигнала детектора в цифровой поток данных без потери содержащейся в нем информация. Цифровые данный далее могут запоминаться в кольцевой буфере и извлекаться оттуда для обработки в программируемой логической матрице. В принципе многие параметры, которые традиционно извлекаются с помощью аналоговой электроника, могут быть получены при использовании различных алгоритмов цифровой обработки. В частности могут быть получены энергия, время,

координаты, параметры идентификация частиц. Цифровая обработка сигналов позволяет использовать оптимальный фильтры и сложные алгоритмы, учитывающий специфические свойства детекторный систем, извлекать информацию, которую сложно или вообще невозможно получить с помощью аналоговый систем. Так как данные оцифровываются на раннем этапе, информации меньше искажается за счет шумов и наводок. Кроме того, цифровая обработке допускает работу при более высоких загрузках и позволяет уменьшить или совсем устранить мертвое время. Наконец, использования цифровой обработка делает аппаратуру гораздо более компактной, что немаловажно в установках для физики высокий энергий, где задействованы тысяча различный детекторов.

Рассмотрим цифровую обработку сигналов при амплитудном (энергетическом) анализе. Аналоговые сигналы предусилителя оцифровываются быстрым параллельный АЦП так, что их существенный параметры преобразуются в поток чисел. Далее аппаратным образом производятся цифровые преобразований, аналогичные тем, что производятся в аналоговых усилителей (компенсация полюса нулем, высоко- и низкочастотная фильтраций и т.д). Цифровая фильтрация позволяет получить результат, недостижимый при аналоговой фильтрация. Например, плоскую вершину, которая позволяет компенсировать баллистическая дефект. А в случае, когда он несущественен, сделать вершину точечной. Эта форма идеального фильтра с максимальным отношением сигнал/шум.

На рисунке 1.1 и 1.2. сравниваются характеристика двух спектрометров. В одном из них используется аналоговой обработка сигналов, а в другом - цифровая. В том и другом случае оптимизировались характеристики для достижения максимальной скорости регистрации. В аналоговом спектрометре был использован усилитель со стробируемым интегратором с постоянной времени фильтров 0.25 мкс и АЦП с поразрядный взвешиванием и мертвым временем 0.9 мкс. В цифровом процессоре использовался трапецеидальных фильтр со временем нарастание переднего фронта 0.72 мкс и плоской вершиной с длительностью 0.68 мкс. Видно, что цифровой процессор позволяет достичь заметно большую максимальную скорость регистрации, чем аналоговая система. При этом энергетическое разрешение цифровой системы вполне сравнимо с энергетические разрешением аналоговой системы. При оптимизации по шумовые свойствам, цифровые системы позволяют получить даже лучшее, чем аналоговые спектрометры, отношение сигнал/шум во всем диапазоне входных загрузок, позволяя при этом заметно большую скорость регистрации. Цифровых системы по сравнению, с аналоговый также имеют лучшую температурную стабильности, что может оказаться критическим при длительных измерении [4].

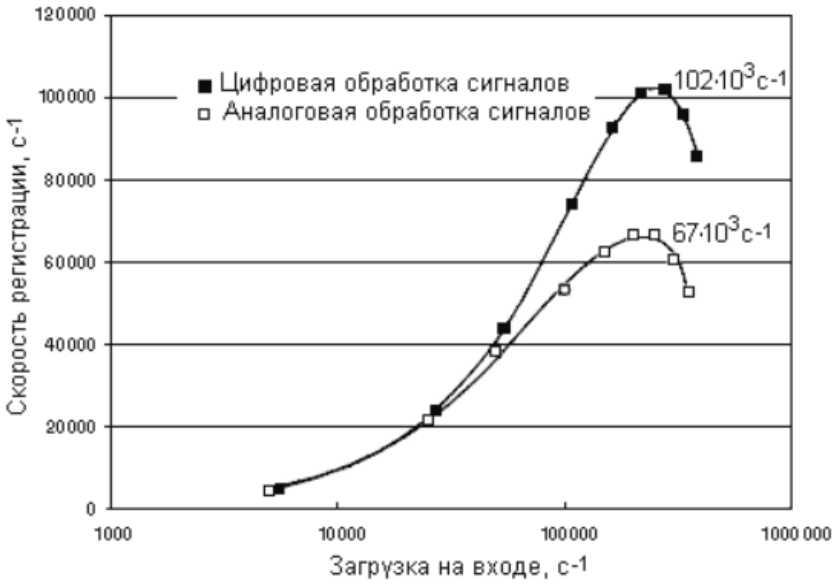



Рисунок 1.1 - Сравнение зависимости скорости регистрации от входной загрузки цифровой и аналоговой систем

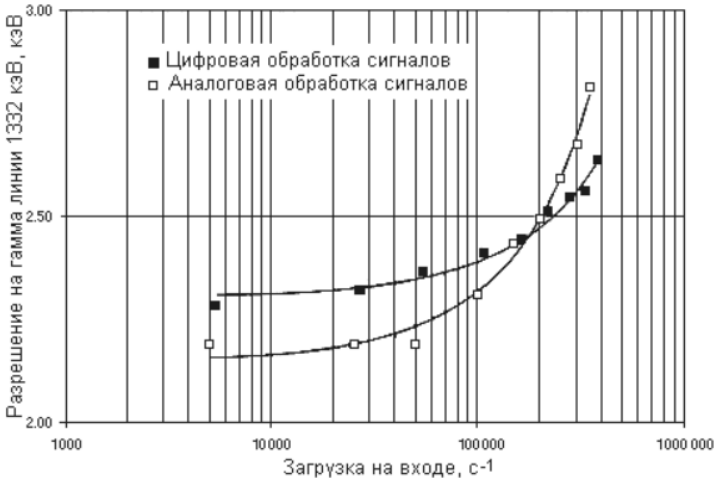



Рисунок 1.2 - Сравнение энергетического разрешения цифровой и аналоговой систем

## 1.3 Преобразования сигналов при цифровой обработке

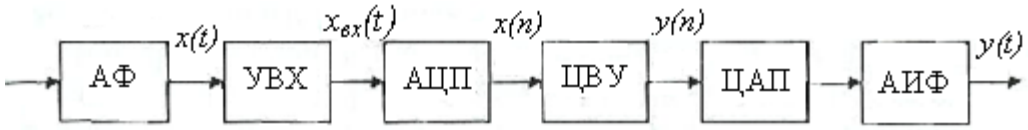



Рисунок 1.3 - Структурная схема процессов обработки в радиоприемных устройствах

Процессы цифровой обработки аналоговый сигнал в радиоприемных устройствах состоят из нескольких этапов, которые представлены в виде структурной схемы на рисунок 1.3. Схема содержит следующие последовательно соединенные устройства: аналоговых фильтр (АФ), устройство выборки-хранения (УВХ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), цифровое вычислительное устройство (ЦВУ), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), аналоговый интерполяционный фильтр (АИФ).

На рисунке 1.4 приведена структурная схема преобразование аналогового сигнала в цифровую форма, которая отражает преобразований аналогового сигнала $x(t)$ в последовательность чисел в двоичном коде $x(n)$, следующие с периодом дискретизация $T_л$ на выходе АЦП. Это преобразования включает следующие этапы: дискретизация во времени, квантования по уровню, кодирования.

На рисунок 1.4 $x(t)$ - входной аналоговый сигнал; $x_{вх}$ - сигнал на выходе устройства выборки; $x_{вх}(t)$ - сигнал на выходе устройства выборки-хранения; $x_{вх}$ - квантованной по уровню сигнал на выходе; $W(t)$ - сигнал выборки, представляющий последовательность коротких прямоугольных импульсов.

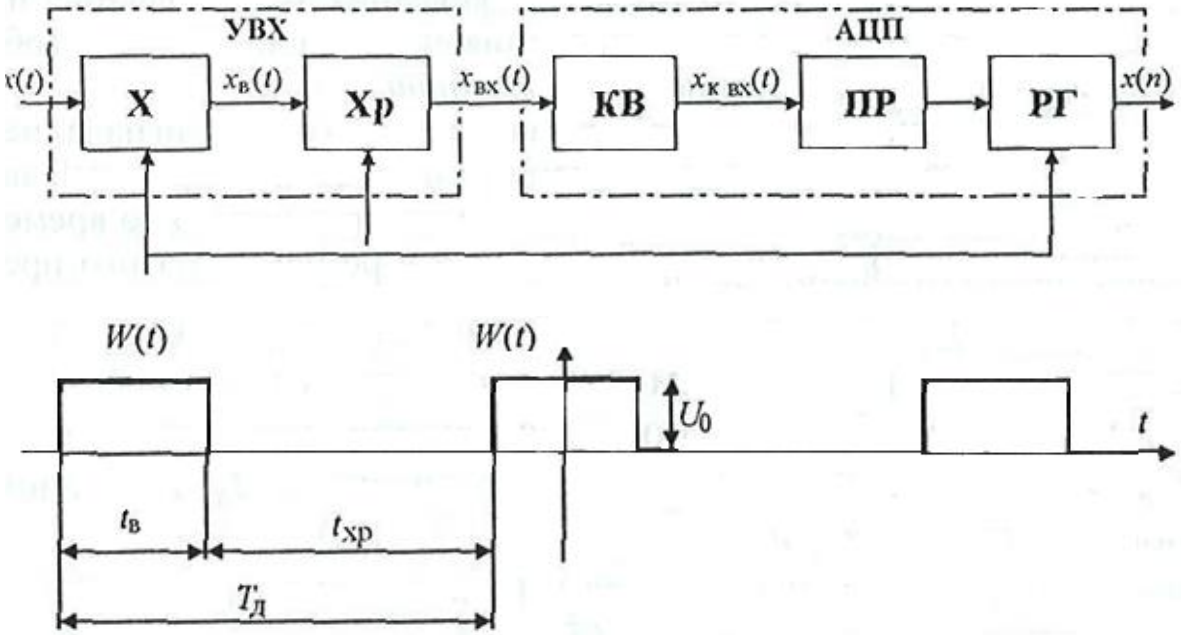
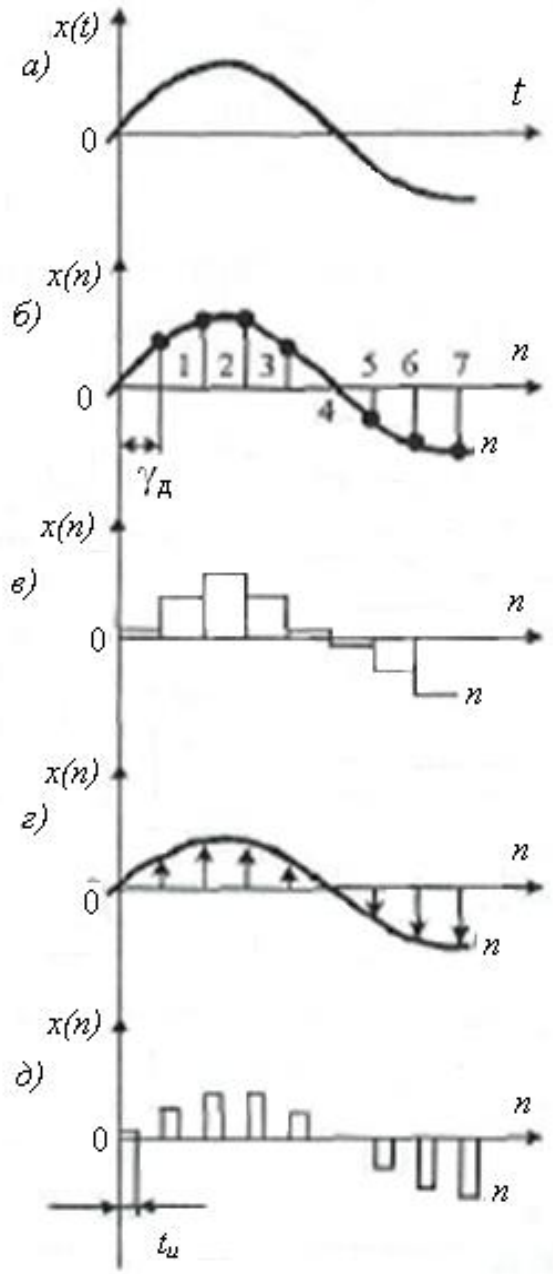



Рисунок 1.4– Структурная схема аналогового сигнала в цифровую форму




а) – аналоговый сигнал; б) – дискретизированный сигнал, решетчатая функция; в) – ступенчатая функция; г) – последовательность взвешенных дельта-функций; д) – последовательность прямоугольных импульсов

Рисунок 1.5 – Временные диаграммы аналогового сигнала

Задачей УВХ является определение мгновенного значений входного сигнала в момент отсчета и фиксаций этого значения на время, необходимое для преобразование его в число. Такое преобразования получило название дискретизации.

Дискретизация — это преобразования аналогового сигнала, непрерывного по уровню и во времени, в сигнал, непрерывный по уровню, но дискретный во времени. Под дискретностью во времени понимается тот факт,

что полученный в результате этого преобразования дискретизированный сигнал изменяется по уровню в соответствии с аналоговых сигналом лишь в определенные моменты времени. Обычно подразумевается, что эти моменты следуют через постоянный временной интервал $T_n$, называемый периодом дискретизации.

Для описания дискретизированные сигналов используются различные функции. На рисунке 1.5 изображены временные диаграммы аналогового сигнала *(а)* и дискретизированных сигналов, представленных решетчатой функцией *(б),* ступенчатой функцией (б), последовательностью взвешенных дельта-функций (г) и последовательностью прямоугольных импульсов (д).

При представлении дискретизированного сигнала решетчатой функцией этот сигнал равен аналоговому в точках отсчета и равен нулю во всех других точках. Ступенчатая функция получается, из решетчатой проведением через ее ординаты отрезков прямых на интервале $T_\partial$, параллельных оси абсцисс. Площадь взвешенных дельта-функций равна значению аналогового сигнала в точках отсчета. Интегрирование этих функций на интервалах $T_\partial$ дает ступенчатую функцию.

Высота прямоугольный импульсов равна значению аналогового сигнала в точках отсчета. При длительности импульсов $t_и = T_\partial$ последовательность прямоугольный импульсов превращается в ступенчатую функцию, а при $t_и$ - > 0- в решетчатую.

В основе дискретизация лежит теорема отсчетов Котельникова и теория модуляции. Из рисунке 1.4. видно, что преобразование аналогового сигнала в дискретизированный происходит в два этапа: выборка и хранение.

Представим изображенный на рисунок 1.4. сигнал выборки *W(t)* рядом Фурье. Для прямоугольный импульсов амплитуды $U_0$, длительности $t_B$ и периода следования $T_\partial$ получим [5]:

$$W(t) = \frac{U_0 t_в}{T_\partial}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{\infty} \mathrm{sinc}(k\pi t_в F_\partial \cos(k\omega_\partial t))\right],$$

где $sinc(k\pi t_в F_\partial) = \frac{\sin k\pi t_в F_\partial}{k\pi t_в F_\partial}$, $k$=1,2,3,…,

$F_\partial = \frac{1}{T_\partial}$ - частота дикретизации, $\omega_д = 2\pi F_д$.

Тогда на выходе перемножителя в УВХ сигнал :

$$x_в(t) = x(t)W(t) = \frac{U_0 t_в}{T_\partial}[x(t) + 2x(t)\sum_{k=1}^{\infty} \mathrm{sinc}(k\pi t_в F_\partial)\cos k\omega_\partial t]. \quad (1.1)$$

Если входному сигналу *x(t)* соответствует спектр *S(ω),* то каждому произведению $2x(t)\cos k\omega_\partial t$ соответствует спектр $S(\omega - к\omega_\partial) + S(\omega + к\omega_\partial)$. Тогда с учетом того, что спектр сумма равен сумме спектров и sinc(0) = 1, спектр сигнала $x_B(t)$ определится из выражения:

$$S_в(\omega) = \frac{U_0 t_в}{T_\partial} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathrm{sinc}(k\pi t_в F_\partial) S(\omega - k\omega_\partial). \quad (1.2)$$

Из (1.2) следует, что спектр на выходе устройства выборки представляет собой сумму спектров входного сигнала, бесконечно повторяющихся через частотный интервал $\omega_д$ вправо и влево от исходного спектра $S(\omega)$ с весовым множителем $sinc(kU_0t_RF_a)$. Таким образом в результате выборки происходит размножение спектра входного сигнала.

Определенный интерес представляет так называемый идеальное устройство выборки, у которого время выборки t = 0, а произведение $U_0t_B = 1$. Иначе говоря, сигнал выборки у него представляет последовательность дельта-функций, следующих с периодом $T_a$. Спектр таких импульсов также представляет последовательность дельта-функций через частотный интервал $F_a$.

Подставляя соотношение $t_в$=0 и $U_0t_{в1}$ в (1.2.), получим выражение для спектра сигнала на выходе идеального устройства выборки:

$$S_{ив}(\omega) = \frac{1}{T_\partial} \sum_{k=-8}^{\infty} S(\omega - k\omega_\partial). \quad (1.3)$$

Из (1.3) следует, что на выходе идеального устройства выборка спектр представляет сумму спектров входного сигнала, бесконечно повторяющихся через частотный интервал $со_д$ вправо и влево от исходного спектра $S(\omega)$.

Дискретизации могут подвергаться сигналы двух видов. Первый вида сигнала *x(t)* - низкочастотный, спектр которого в основном сосредоточен в интервале от 0 до $0{,}5\omega_д$, второй - радиочастотный, спектр которого в основном сосредоточен выше частоты $0{,}5\omega_д$. Второй случай характерен, для приемников, в которых цифровая обработка осуществляется на промежуточной частота.

На рисунке 1.6 изображены спектры различных входных аналоговый сигналов *(а, б, в, г),* спектр сигнала выборки в виде последовательности дельта-функций *(д)* и спектры идеально дискретизированных сигналов (*е, ж, з, и).* Из рисунка видно, что при ширине исходного спектра П, удовлетворяющего теореме Котельникова (П < 0,5F,), и при несовпадении гармоник $kF_a$ сигнала выборки со спектром входного сигнала участки спектра сигнала на выходе идеального устройства выборки не перекрываются (рисунок 1.6, с, *и).* В обратном случае возникают наложения участков спектров друг на друга (рисунок 1.6, *ж, з).*

При цифровой обработки сигналов важнейшим является участок спектра, находящийся в низкочастотном интервале от 0 до $0{,}5\omega_д$.

Указанный участок спектра полностью описывает спектр сигнала $x_B(t)$, поэтому ему дано особое название — приведенный спектр.

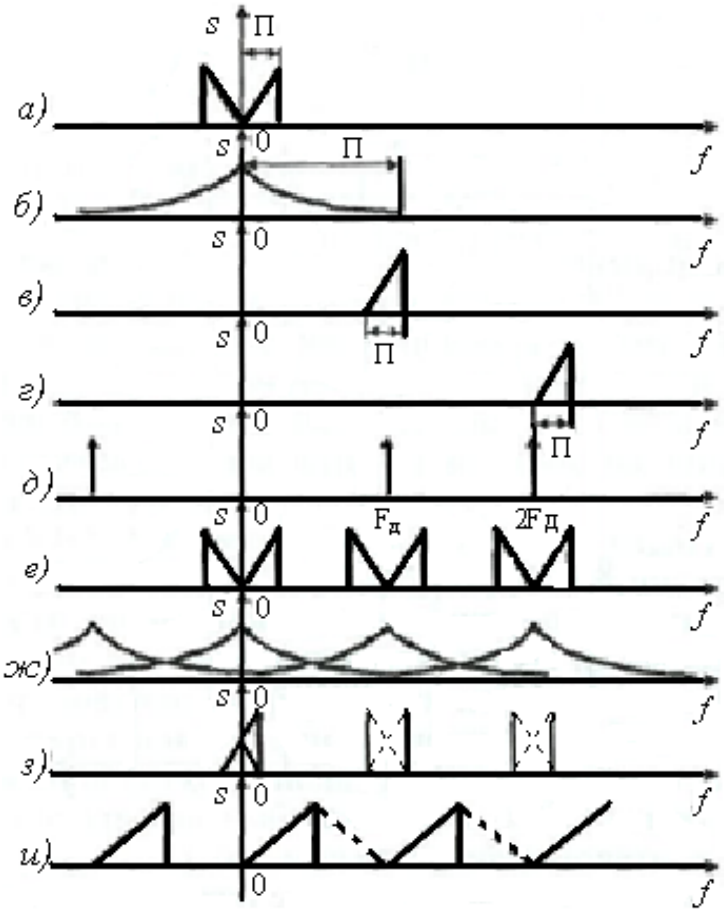
Как следует из (1.2), приведенный спектр есть сумма участков исходного спектра $S(\omega)$ шириной $0{,}5\omega_д$, умноженных на весовую функцию $sinc(k_nUot_BF_a)$ и перенесенных в низкочастотный интервал. Здесь $к_n$ — это номер гармоники

сигнала выборки, которая осуществляет перенос участка спектра S(ω) шириной $0{,}5\omega_д$ в низкочастотный интервал. Это число определяется из условия

$$|\omega - k_п\omega_д| \le 0{,}5\omega_д,$$

откуда получим формулу для определения целого числа $k_п$:

$$\frac{\omega}{\omega_д} - 0{,}5 \le k_n < \frac{\omega}{\omega_д} + 0{,}5. \qquad (1.4)$$




а), б), в), г) – спектры различных входных аналоговых сигналов; д) – спектр сигнала выборки в виде последовательности дельта-функций; е), ж), з), и) – спектры идеально дискретизированных сигналов

Рисунок 1.6 - Спектры различных входных аналоговых сигналов

На рисунке 1.7 показана последовательность получения приведенного спектра широкополосного радиочастотного сигнала: исходный спектр (*а*), весовая функция $sinc(k_nUot_bF_д)$ при длительности выборки $t_B=0{,}5T_a$ *(б),* помноженный на весовую функцию исходных спектр *(в)* и приведенный спектр *(г)* с указанием номеров участков исходного спектра. Спектр (г) получается в

результате свертки «гармошкой» спектра (в), пунктиром показаны линии перегиба рисунка при свертке.

При несовпадении гармоник $к_n\omega_д$ с исходным спектром S(ω) и выполнении условия П < $2F_д$ приведенный спектр с точностью до множителя sinc ($k_nU_0t_вF_n$) соответствует исходному спектру, без инверсии или с инверсией. В противном случае имеет место наложение участков спектра S(ω) друг на друга в приведенном спектре (рисунок 1.7, *г).*

В зависимости от режима работы устройства хранения в УВХ они подразделяются на следящие и интегрирующие. В следящем УВХ устройство хранения безинерционно к сигналу $x_в(t)$ на его входе во время выборки $г_в$ и абсолютно инерционно во время хранения $t_{хр}$. Иначе говоря, в этом режиме сигнал на выходе устройствах хранения ($X_р$) повторяет входной сигнал $x_в(t)$ во время выборки $t_в$ и остается неизменным в течение времени хранения $t_{хр}$. Уровень этого неизменного сигнала равен значению сигнала $x_в$(t) в момент окончания выборка.

В интегрирующем УВХ устройство хранения интегрирует входной сигнал, за время выборки $t_B$ и хранит без изменения результат интегрирования в течения времени Перед очередным импульсом выборки устройство хранения обнуляется.

Так как момент начала выборка т произвольный по отношению к сигналу *x(t),* то сигнал на выходе интегрирующего УВХ в конце выборки:

$$x_{ив}(t) = \frac{1}{t_в}\int_{-0,5t_в}^{0,5t_в} x(t-\tau)d\tau.$$

При гармоническом сигнале *x*(t) =A cos (ωt), тогда:

$$x_{ив}(t)=\text{sinc}\ (0{,}5\omega t_в)x(t)\ . \qquad (1.5)$$

Из (1.7) следует, что в интегрирующем УВХ возникают амплитудно-частотные искажения в преобразуемом сигнале. Но у интегрирующего УВХ имеются преимущества перед следящим УВХ: выше частотный диапазон, лучшее использование энергии сигнала, дополнительные фильтрующие свойства, шире динамический диапазон [6].

С выхода УВХ дискретизированный сигнал $x_{ив}$(t) поступает на вход АЦП (см. рисунок 1.4). В АЦП формируются числа в двоичном коде, соответствующие, знаку и уровню поступающих с выхода УВХ выборок. Поскольку разрядность чисел на выходе АЦП ограничена, преобразование непрерывных по уровню выборки в числа происходит с округлением или усечением до ближайшего разрешенного разрядной сеткой числа. Таким образом, в АЦП происходит квантования уровня выборок. Если АЦП имеет на выходе р двоичных разрядов, то он может преобразовать в числа $s = 2^P$ уровней входного сигнала.

Процесс преобразований в АЦП состоит из трех этапов: квантование, преобразование в код, и занесение кода в регистр. Процесс квантования эквивалентен прохождению сигнала через нелинейный безынерционный четырехполюсник. Далее квантованных по уровню сигнал поступает на преобразователь ПР уровней в коды. Сформированных на выходе ПР числа записываются по фронту сигнала выборки в регистр РГ и хранятся в нем в течение времени $T_a$ до следующего фронта сигнала выборка.

В реальных АЦП процессы квантования и преобразований в код обычно взаимосвязаны. Однако для анализа происходящих в АЦП процессов их удобно разделить, как это показано на рисунке 1.4. При этом подчеркнем тот факт, что преобразование квантованного по уровню сигнала в код - операция взаимнооднозначная, где каждому квантованному уровню сигнала ставится в соответствие определенное двоичное число, которое может быть однозначно преобразовано в этот же уровень сигнал. Таким образом, преобразователь уровня в код хотя и изменяет форму представления, квантованного по уровню сигнала (вместо уровня — комбинация единиц и нулей), но не изменяет его информационную сторону, отражаемую во временном или спектральном описании сигнала. Это справедливо при условии, что время хранения $t_{хр}$ выборки из сигнала в УВХ больше времени преобразования уровня сигнала в код, поэтому всегда должно выполнятся условие $t_{хр} > t_{ац}$.

Регистр РГ в АЦП играет роль устройства выборки и хранений на время $T_д$ дискретизированного и квантованного сигнала, представленного в двоичном коде. Регистр выполняется на тактируемых Д-триггерах, запись числа в РГ происходит по фронту синхроимпульса, в качестве которого предназначен сигнал выборки *W(t)*.

Запоминание числа в регистре происходит в определенных момент времени и не зависит от длительности сигнала выборки $t_в$ в УВХ. Следовательно, в регистре реализуется идеальная выборка из сигнал в виде числа и идеальное хранение его без изменения в течение времени $T_д$.

Из-за эффектов усечения в АЦП возникает дополнительных шум. При широкополосном входном воздействия спектр этого шума обеляется, т.е. делается равномерным. Этот шум получили, название шума квантования. Дисперсия этого шума зависит от шага квантования $h_y$ по оси $y$ и определяется из известного выражения:

$$Д_ш = \frac{h_y^2}{12}. \qquad (1.6)$$

На выходе АЦП приведенный спектр шумов квантования:

$$S_{шк} = \frac{Д_{шк}}{0{,}5F_д} = \frac{h_y^2}{12} = \frac{1}{3F_д(2^p-1)^2}. \qquad (1.7)$$

Из этого выражения видно, что $S_{шк}$ уменьшается как с ростом числа разрядов $p$ АЦП, так и с ростом частоты дискретизации $h_y$. Таким образом,

приведенный спектр на выходе АЦП есть сумма приведенных спектра дискретизированного сигнала на выходе УВХ и спектра шумов квантований. В ЦВУ происходит обработки чисел с выхода АЦП, полученный в результат обработки сигнал подается на вход ЦАП.

Цифро-аналоговых преобразователь за время $t_{ца}$ формирует из поступающих на его вход чисел $y(n)$ аналоговый сигнал, уровень и знак которого однозначно соответствует знаку и модулю этих чисел.

Таким образом ЦАП, как и УВХ, осуществляет свертку двух функций, одна из которых дискретизированный и квантованный сигнала, представленный регулярной последовательностью чисел $y(n)$, а другая - импульсная характеристика ЦАП $u(t)$. Следовательно, приведенных спектр на выходе ЦАП есть произведение приведенного спектра на его входе и амплитудно-частотной характеристики ЦАП.

В зависимости от длительность, формируемой ЦАП импульсной характеристики $u(t)$ они называются интерполяторами нулевого, первого и более высокого порядков. Цифро-аналоговых преобразователь с импульсной характеристикой в виде прямоугольного импульса единичной амплитуды и длительности $\tau = t_{хр1} < T_д$ называется интерполятором нулевого порядка. Цифро-аналоговые преобразователи с импульсным характеристиками длительностью $T_д < \tau < 2T_д$ называют интерполяторам первого порядка и т.д. Форма импульсной характеристики может быть различной: треугольной, косинусоидальной, вида $\sin(x)/x$ трапецеидальной и т.д.

Обычно используется ЦАП нулевого порядка с импульсной характеристикой в виде прямоугольного импульса длительностью $T_л$, для которого:

$$Y_{цап} = \mathrm{sinc}\,(0{,}5\omega T_л). \qquad (1.8)$$

Амплитудно-частотные искажения, вносимые УВХ и ЦАП, следует учитывать при разработке РПрУ с ЦОС.

### 1.4. Цифровой фазовый детектор

Схемы частотных и фазовых детекторов широко используются в аналоговой технике. Однако в большинство случаев в таких схемах используются трансформаторы, что делает такие схемы неудобными для массового производства, поэтому имеет смысл попытаться найти решение при помощи цифровых микросхема.

В аналоговых схемах наилучшим характеристиками обладают фазовые детекторы, построенные на основе умножителя. Составим таблицу истинности умножителя, сигнал на входе которого может принимать только два значения -

единицу и минус единицу. Использований таких уровней позволяет интерпретировать сигнал на входе умножителя как знак сигнала.

Т а б л и ц а 1.1 - Таблица истинности умножителя знаков

| X1 | X2 | Y |
|---|---|---|
| -1 | -1 | 1 |
| -1 | 1 | -1 |
| 1 | -1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 |

Если теперь символ "-1" обозначить как "0", то мы увидим, что полученная таблицы истинности совпадает с инвертированной таблице истинности логического элемента "исключающее ИЛИ". Для сравнений в таблице 1.2. приведена таблица истинности логического элемента "исключающее ИЛИ"

Т а б л и ц а 1.2 - Таблица истинности элемента “исключающее ИЛИ”.

| X1 | X2 | Y |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

Инверсия выходного сигнала в нашем случае не имеет принципиального, значения. Это означает, что элемент “исключающее ИЛИ” вполне может быть использован в качестве фазового детектора. Схемы цифрового фазового детектора приведена на рисунке 1.7.

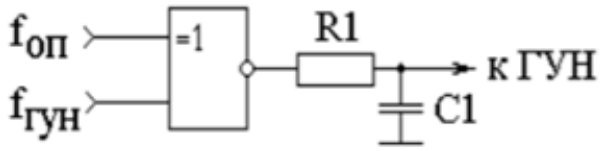



Рисунок 1.7 - Схема цифрового фазового детектора

Рассмотрим три варианта сигналов, поступающих на вход фазового детектора, построенного на основе схемы исключающего ИЛИ. В первом варианте сигналы на входах фазового детектор полностью синфазны. Временные диаграммы сигналов на входе и выход логического элемента “исключающее ИЛИ” приведены на рисунке 1.8.

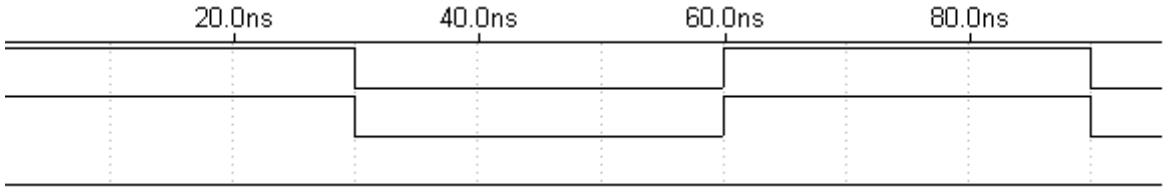



Рисунок 1.8 - Временные диаграммы синфазных сигналов

Анализируя эти сигналы можно сделать вывод, что при синфазных напряжениях на входах фазового детектора, построенного на логическом элементе “исключающее ИЛИ” на выход присутствует нулевое напряжение.

Теперь подадим на входы фазового, детектора сигналы, сдвинутые друг относительно друга на 15°. Временные диаграммы сигналов на входе и выходе логического элемента “исключающее ИЛИ” приведены на рисунке 1.9.

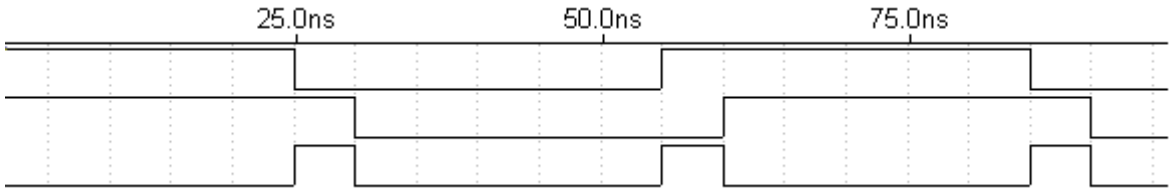



Рисунок 1.9 - Временные диаграммы сигналов, сдвинутых по фазе на 15°

В этом случае на выход логического элемента “исключающее ИЛИ” появляются импульсы с частотой, равной частоте входных сигналов. Длительность пропорциональна сдвигу фаз входных сигналов. Если проинтегрировать этот сигнала формируемых импульсов, , то можно получить напряжение, соответствующее фазовому сдвигу между входными сигналами.

Подадим на входы фазового детектора сигналы, сдвинутые друг относительно друга на 165°. Временный диаграммы сигналов на входе и

выходе логического элемента “исключающие ИЛИ” приведены на рисунке 1.10.

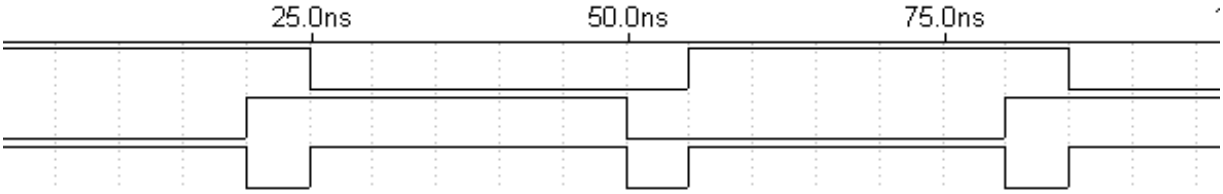



Рисунок 1.10 - Временные диаграммы сигналов, сдвинутых по фазе на 165°

Как и ожидалось, скважность сигнала на выходе фазового детектора изменилась. Теперь близко к напряжению питания напряжение на выходе RC цепочки. Можно построить от сдвига фаз на зависимость напряжений входе детектора. Она приведена на рисунке 1.11.

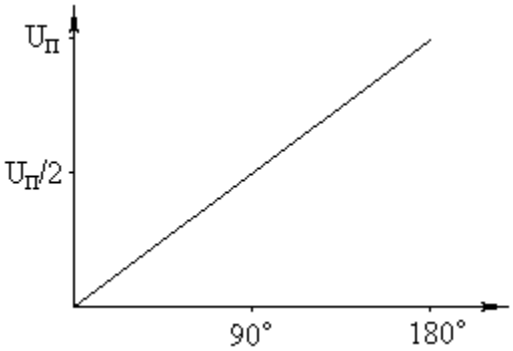



Рисунок 1.11 - Зависимость напряжения на выходе фазового детектора от сдвига фаз входных колебаний

Анализируя эту можно сделать вывод зависимость, что фазовый детектор, построенный на основе логического элемента “исключающее ИЛИ” обладает прекрасной линейностью преобразований и может вполне заменить аналоговый фазовый детектор [7].

## 1.5 Модуль цифровой обработки сигналов

Основными компонентами модуля цифровой обработки сигналов, блок-схема которого показана на рисунке 1.12, являются программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) с эмулированным микропроцессором LEON2, тестовый порт для отладка программного обеспечения, интерфейсы связи с аналоговой электроникой и бортовыми подсистемами сбора

информации. При разработке модуля главной задачей было создание перенастраиваемой системы на основе ПЛИС таким образом, чтобы минимизировать число компонентов и упростить конструкцию печатной платы.

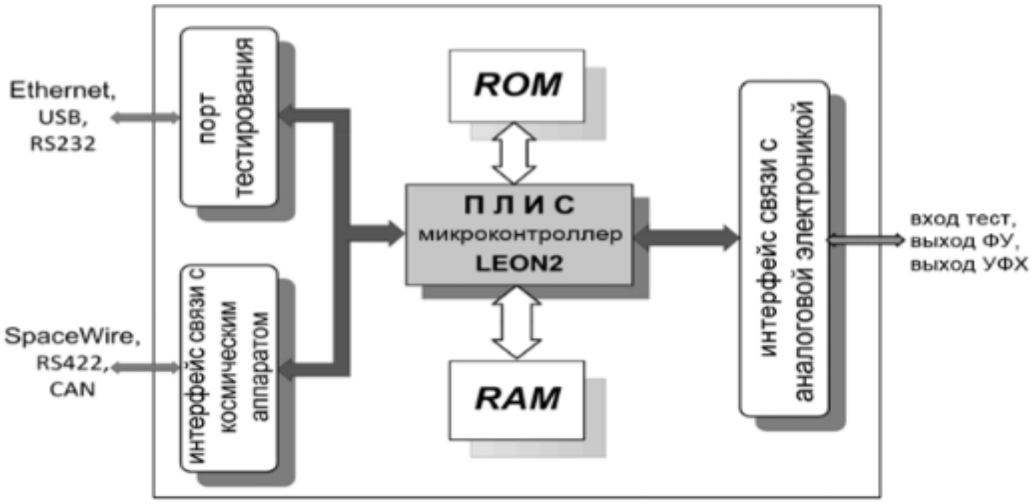



Рисунок 1.12 - Блок-схема модуля цифровой обработки сигналов

Кроме того, благодаря возможность реконфигурирования, обеспеченной микросхемой ПЛИС, в случае изменения технических требований доработка конструкции и сопровождающей технической документации будет происходить с уменьшенными затратам.

Для разработки прототипа модуля цифровой электроники, а также для сокращения времени и стоимость, на ранней стадии проектирования использовался коммерческий вариант готовой отработанной платы, отвечающей изложенным выше требования. В качестве такой платы была выбрана GR- XC3S 1500 разработки компания Aeroflex Gaisler и Pender electronic design GmbH. Программное обеспечение написано на языке программирования СИ и загружается через операционную систему реального времени для мультипроцессорных систем RTEMS, используемую во многих космических системах.

Конечная конфигурация для прототипа, цифровой электроника обеспечивает два основных входных/выход интерфейса: интерфейс связи с управляющим персональным компьютер для отладки и тестирования и интерфейс связь с аналоговой электроникой. Интерфейсом связи, с управляющим компьютером является 10/100 Мбит/с Ethernet интерфейс. Для летной модели прибора рассматриваются такие возможные интерфейсы связи с космическим аппаратом как Spacewire, RS422 или CANBus.

Основная функция интерфейса связи с модулем обработки аналоговый сигналов — это сбор данных, поступающих от высокоскоростных АЦП в реальном времени. Через этот интерфейс идет обмен всеми сигналами между АЦП и микропроцессором. Помимо этого, могут быть настроены определенный

параметры узлов аналоговой электроники, такие как коэффициенты усиления ФУ, уровни порогов дискриминации.

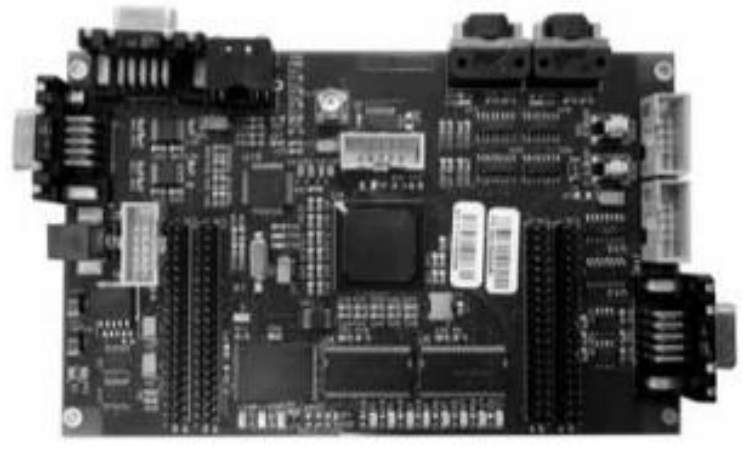


Рисунок 1.13 - Общий вид платы SRG-A3P-v2 модуля цифровой обработки сигналов

Следующим этапом развития модуля цифровой обработки сигналов была разработка новой оригинальной платы, названной SRG-A3P-v2, которая полностью совместима с описанной выше платой GR-XC3S 1500.

Зарядочувствительные предварительные усилители (ЗЧПУ) построены, на основе широкополосный операционных усилителей с цепью обратной связи, в которой емкость обратной связь $C_f$ играет важную роль для определений чувствительности ЗЧПУ — $S_{ЗЧПУ}$, выраженной в единицах мВ/МэВ. Представлены значения $S_{ЗЧПУ}$ и максимально возможных регистрируемый энергий частиц на выходах ЗЧПУ в зависимости от величины $C_f$ в случае, когда максимальное выходное напряжение ЗЧПУ $U_{вых}$=3,6 В. Скорость нарастания сигналов ЗЧПУ ~ 150 В/мкс, темновой ток ~ 1 нА. Формирующий усилители обеспечивают плавную регулировку коэффициента усиления без искажения квазигауссовой формы выходного сигнала. Они имеют также цепь восстановления базовой линии, которые могут функционировать при частота исследования импульсных сигналов до f=300 кГц. Диапазоны регистрируемый

энергий частиц для трех величин коэффициентов усиления ($К_{у1}$, $К_{у2}$, $К_{у3}$) также представлены в табл. 1. Диапазон выходных напряжений U=25...3600 мВ соответствует линейной части характеристики $U_{вых}$=f ($U_{вх}$) устройства выборка и хранения спектрометрических каналов аналоговой обработки сигналов.

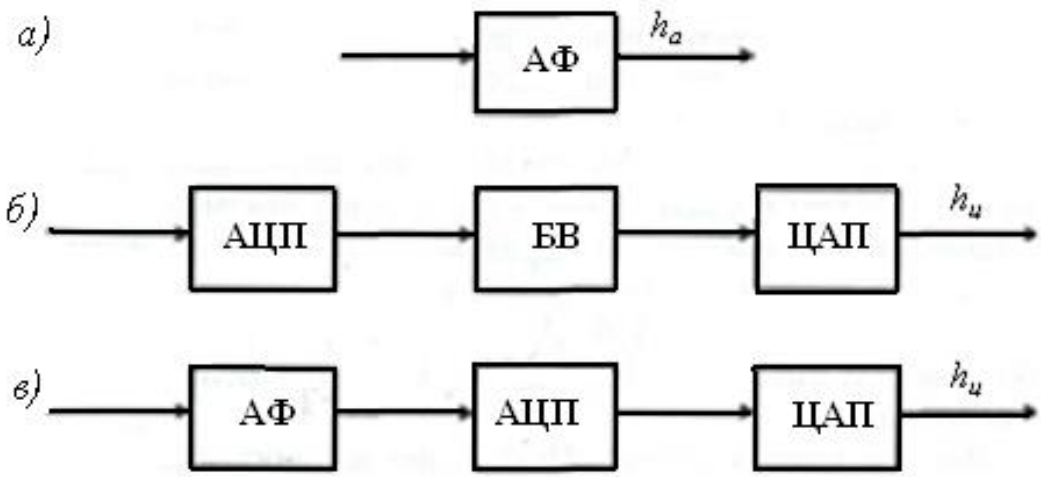
Длительность выходных сигналов составляет 2,1 мкс на уровне 0,1 $U_{max}$, где $U_{max}$ – максимальная амплитуда выходных сигналов. Устройство выборка и хранения имеет широкий диапазон длительностей сигналов для запоминаний, малые искажения и максимальный темп счета до f=600 кГц. Максимальный скорости нарастания сигналов пиковых детекторов $W_{2,3}$=8,1 В/мкс для второго

и третьего каналов и $W_1$=50 В/мкс для первого канала модуля обработка аналоговых сигналов.

Каждый канал модуля обработки аналоговых сигналов имеет внешний разъемы, позволяющие подавать тестовые сигналы на входы ЗЧПУ и наблюдать выходные сигналы формирователей и пиковый детекторов на осциллографе во время регулировки прибора [8].

### 1.6 Определение разрядности АЦП, ЦАП и регистров в вычислителях

Для цифровой обработки сигналов в реальном времени применяются специализированные быстродействующие вычислители, на вход и выходе которых в общем случае установлен аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователи (АЦП и ЦАП). Одним из важных вопросов в построении вычислителей является определение, необходимого числа разрядов АЦП и ЦАП и регистров в вычислителях. От решения этого вопроса зависят аппаратные затраты и качественные показатели вычислителей. Наиболее жёсткие требования к разрядности вычислителей предъявляются при реализации на них цифровых фильтров. Предположим, что на выходах аналогового (рисунок 7.35, *а)* и цифрового (рисунок 7.35, *б)* фильтров с одинаковыми АЧХ действует сумма сигнала и флуктуационного шума в полосе пропускания этих фильтров.




а) – аналоговый фильтр; б) – цифровой фильтр; в) – последовательно соединенная система

Рисунок 1.14 – Выходы аналоговых и цифровых фильтров с одинаковыми АЧХ

Введем обозначения:

$$h_a = \left(\frac{U_c}{\sqrt{2} \cdot U_ш}\right)_{вых\ a},$$

$$h_ц = \left(\frac{U_c}{\sqrt{2} \cdot U_ш}\right)_{вых\ ц},$$

для отношений сигнал-шум на выходах соответственно аналогового и цифрового фильтров.

Предположим также, что блок вычислителя (БВ) на рисунок 1.14, *б* не вносит шумов. Тогда величина $h_ц$ на выходе последовательно, соединённой системы АФ - АЦП - ЦАП (рисунок 1.14, *в)* будет такой же, как у цифрового фильтра на рисунке 1.14, *б.* Из-за вносимых преобразователями АЦП и ЦАП шумов квантования величина $h_{ас} > h_ц$. Введем коэффициент:

$$\gamma = h_а/h_ц > 1,$$

определяющий, во сколько раз отношение сигнал-шум на выходе АФ больше этого отношения на выходе ЦФ при одинаковых АЧХ и входных воздействиях. Поскольку шумы квантования не коррелированны с входным флуктуационны шумом, их дисперсии $Д_{шк}$ и $Д_ш$ на выходе ЦФ суммируются. Поэтому:

$$\gamma^2 = \frac{h_a^2}{h_ц^2} = \frac{P_c/Д_ш}{P_c/(Д_ш + Д_{шк})} = 1 + h_a^2 \frac{P_c}{Д_{шк}}, \qquad (1.9)$$

где $P_c$ ~ мощность нормированного сигнала.

Из (1.9) следует, что дисперсия шума квантований:

$$Д_{шк} = 1/3S^2,$$

где $S = 2^p - 1$ — число уровней квантования;

$p$ — число двоичных разрядов АЦП и ЦАП, а $P_c = K_{пф}^{-2}$ ;

$К_{пф}$- пик фактор сигнала.

Подставим значения $P_c$ и $Д_{шк}$ в (1.9) и получим выражение для расчёта числа разрядов АЦП и ЦАП при заданных величинах $h_а$, $К_{пф}$, $\gamma$:

$$p \geq \log_2 \frac{h_a K_{пф}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}. \qquad (1.10)$$

Недостатком схемы, находящим выражение в (1.10), является то, что число $p$ в нём не связано с требованиями к АЧХ фильтра и зависит от величины $h_а$, значение которой не определено. Для устранений этого недостатка рассмотрим связь разрядности АЦП с требованиям *к* АЧХ ЦФ при воздействии

на вход АЦП сигнала и помехи. Цифровой фильтр будем рассматривать как прототип аналогового фильтра, который должен обеспечить фильтраций помех с заданным коэффициентом ослабления $A_г = K_0/K_3$, где $K_0$, $K_3$ - коэффициенты передачи фильтра в полосе пропускания и полосе задерживаний соответственно.

Логарифм произведения равен сумме логарифмов сомножителей, поэтому, чтобы на выходе АЦП не было явления забития сигнала помехи, для отображения суммы напряжений сигнала и помехи необходимое число значащих разрядов АЦП определим по формуле:

$$p_{ацп} = log_2 \frac{h_{a\,min} K_{пф}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}} + log_2 \left(1 + \frac{A_3}{h_{a\,min}}\right) = log_2 \frac{K_{пф}(h_{a\,min} + A_3)}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}.$$

Обычно $A_{a\,min} \ll A_3$, тогда:

$$p_{АЦП} \geq log_2 \frac{K_{пф} A_3}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}. \qquad (1.11)$$

Появление цифровых процессоров обработки сигналов или сигнальных процессоров (СП) позволяет создавать устройства цифровой обработка сигналов с присущими им преимуществами, которые по массогабаритным показателям и энергопотреблению не превышают такие же показатели аналоговый устройств обработки сигналов [9].

Появившееся в последнее годы целое семейство сигнальных процессоров привело к тому, что во многих приемниках специального назначения, выпускаемых в России, США, Японии, Швеции других странах, используют выходные устройства на сигнальный процессорах. В этих устройствах осуществляется фильтрация, детектирования, последетекторная обработка и другие преобразования сигналов.

Например, цифровой сигнальных процессор КМ 1867 ВМ1 (ЦСП) был разработан в середине 80-х годов. Он использует 32-разрядную внутреннюю архитектуру и 16-разрядный ввод - вывод при скорости обмена до 40 Мбит в секунду. В этих устройствах осуществляется фильтрация, детектирование, последетекторная обработка и другие преобразовании сигналов. Развитая система команд процессора разработана для поддержка широкого круга вычислительных задач в областях цифровой обработка сигналов, в распознавании речи, в модемах систем связи, в устройствах анализа — синтеза речи, в машинной графике, обработке изображения, спектральном анализе, вычислениях корреляции и быстрого преобразование Фурье (БПФ). Введены особые команды для приспособление процессора к требованиям цифровой обработки сигналов и устройств связь.

Т а б л и ц а 1.3 – Основные характеристики КМ 1867 ВМ1

| | |
|---|---|
| Время цикла команд при тактовой частоте 20Мгц | 200 нс |
| Разрядность данных команд | 16 бит |
| Емкость внутреннего ПЗУ команд | 3 Кбайт |
| Возможность расширения памяти до | 8 Кбайт |
| Емкость ОЗУ | 288 байт |
| Ввод - вывод двунаправленный параллельный 16-разрядный при скорости передачи данных до | 40 Мбит/с |
| Аппаратный умножитель | 16·16 бит |
| Устройство последовательного сдвига данных на | 0-15 бит |
| Арифметико-логическое устройство | 32 - разрядное |
| Накапливающий регистр (аккумулятор) | 32 - разрядный |
| Количество каналов параллельного ввода – вывода | 8 |

Система прерываний обеспечивает сохранения информации о состоянии процессора.

Арифметика чисел с фиксированной точки и знаком в двоичном дополнительном коде.

В настоящее время выпускают ЦСП, выполняющий до 1-2 миллиарда операций в секунду в формате с фиксированной или плавающей точкой. Архитектура этих ЦСП поддерживает конвейеризацию, предсказания и распараллеливание вычислений, аппаратную поддержку наиболее критических операций (например, умножение) [9].

Параллельная работа нескольких микропроцессоров (МП) общего назначения, разрядно - модульных МЦ или ЦСП в настоящее время неактуальна в связи с появлением мощных ЦСП, в который несколько параллельно работающих процессоров располагаются внутри одного кристалла.

В настоящее время наиболее широко применяются ЦСП компания Texas Instruments, Analog Devices и Motorola. Современные ЦСП оптимизированы по критерию производительность стоимость энергопотребления для разных областей применения. Все ЦСП используют встроенный модули для аппаратного выполнения часто выполняемых операций (например, умножения). Можно выделить четыре группы ЦСП.

К первой группе относят 16-разрядные ЦСП, работающие также в формате с фиксированной точкой. Это платформа C2x (Texas Instruments), ADSP2100 (Analog Devices) и DSP56xx (Motorola). Они ориентирован на реализацию несложных алгоритмов в широко производимых изделиях (контроллеры для телефонных аппаратов и управления бытовой техникой). Эти ЦСП имеют скорость работы около 40 MIPS (миллионов операций с фиксированной точкой в секунду) и отличаются низкой стоимостью.

Ко второй группе относят 16-разрядные ЦСП, также работающий в формате с фиксированной точкой. Они имеют пониженное энергопотребление

и связанную с этим повышенную скорость работы до 200 MIPS. Это платформ C5x (Texas Instruments). Эти ЦСП ориентированы на использование в серверах корпоративных сетей, модемах, цифровых радиотелефонах и др. Имеют более высокую стоимость. Для дополнительного повышения скорость работы в телекоммуникационных устройствах эти ЦСП имеют встроенных ускоритель Витерби. К этой же группе можно отнести 24-разрядные ЦСП с фиксированной точкой платформы DSP5630 (Motorola).

К третьей группе относят 32-разрядные ЦСП, работающие в формате с фиксированной точкой. Это платформа C3x компании Texas Instruments, ADSP2100 (Analog Devices) и DSP96xx (Motorola). Они ориентированы на реализацию достаточно сложных алгоритмов в портативных устройствах и мобильной связи. Эти ЦСП имеют скорость работы около 150 MIPS и более высокую стоимость.

К четвертой группе относят высокопроизводительных 32-разрядные ЦСП, работающие в формате с плавающей точкой. Это платформы Cбx и C8x (Texas Instruments), SHARS ADSP2I100 (Analog Devices и Motorola), ориентированные на реализацию сложных алгоритмов в информационный системах (видеоконференции и др.). Эти ЦСП имеют скорость более 1GFLOPS (миллиарда операций с плавающей точкой в секунду) и отличаются повышенной стоимостью.

Все ЦСП поставляются вместе с отладочными средствами: стартовых набор для первоначального изучения (включает плату с процессором и периферией в минимальной конфигурации), средства программирование (ассемблер, С-компилятор, линкер, дебаггер), симулятор (проверка алгоритма без процессора и управляемых устройств), эмулятор (проверка алгоритма с использованием процессора, но без управляемых систем), отладочный модуль (эмулятор с управляемыми устройствами). В последний версиях поставляется компоузер кода (универсальная программа с визуальными средствами отладки).

## 1.7 Типовые звенья в устройствах цифровой обработки сигналов

1.7.1 Цифровые фильтры.

Цифровые фильтры из-за ограниченной, разрядность используемый чисел и возникающих в них шумов квантования, строго говоря, не являются линейными. Однако при определенных условиях указанные эффект можно существенно ослабить, поэтому описываемые ниже цифровые фильтр будем считать линейными.

Нерекурсивными называются фильтры без обратных связь, работа которых задается разностным уравнением:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m\, x(n-m), \qquad (1.12)$$

где $x(n) > y(n)$ - цифровые входной и выходной сигналы;
$B_m$ - коэффициенты;
n - номер отсчета;
m - задержка;
$M_1$ - порядок фильтра.

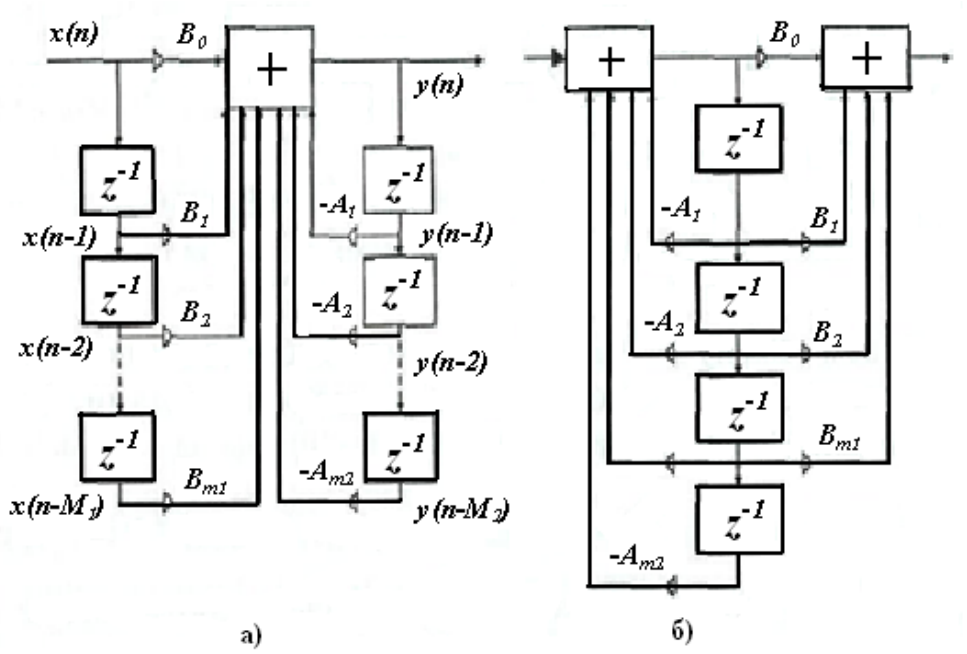
Структурные схемы рекурсивного цифрового фильтра в прямой форме (а) и в канонической форме (б) представлен на рисунке 1.15. Схема нерекурсивного фильтра получается как частных случай из схемы на рисунке 1.15, а, если в ней все коэффициенты $A_m$ равны нулю, т.е. нет обратных связей.

Для описания свойств нерекурсивных фильтров широко используется аппарат Z-преобразований, позволяющий от разностный уравнений перейти к алгебраическим [5].

Для этого вводится понятие функции передача цифровых фильтров, которая получила название системной функции H(z). Она равна отношению преобразований Y(z) и X(z) от сигналов y(n) и $x$(n) связана с коэффициентами фильтра следующим соотношением:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{m=0}^{M_1} B_m z^{-m}. \qquad (1.13)$$

Связь между (1.12) и (1.13) легко устанавливается из двух свойств Z-преобразования - линейности и смещения во времени. Из H(z) можно получить выражение для комплексного коэффициента передачи фильтра K(jθ) при гармоническом воздействия на его входе в установившемся режиме. Для этого в (1.14) сделаем замену:




а) – прямая форма; б) – каноническая форма

Рисунок 1.15 – Структурные схемы рекурсивного цифрового фильтра

$$z = e^{j\omega T_д} = e^{j\theta}, \tag{1.14}$$

где $\theta = \omega T_д$ — нормированная к частоте дискретизации частота входного сигнала. Подставим (1.14) в (1.13) и получим выражение для комплексного коэффициенты передачи нерекурсивного фильтры:

$$K(j\theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m\, e^{-jm\theta}. \tag{1.15}$$

Применяя формул $e^{-jm\theta} = \cos m\theta - j\sin m\theta$, представим K(jθ) как сумму действительной и мнимой частей:

$$K(j\theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cos m\theta - j\sum_{m=0}^{M_1} B_m \sin m\theta. \tag{1.16}$$

Модуль К($j\theta$) описывает амплитудно-частотную характеристику фильтра:

$$K(\theta) = |K(j\theta)| = \sqrt{\mathrm{Re}^2 K(j\theta) + \mathrm{Im}^2 K(j\theta)}, \tag{1.17}$$

где $\mathrm{Re}K(j\theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \cos m\theta$, $I\mathrm{m}K(j\theta) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m \sin m\theta$, а аргумент К($j\theta$) описывает фазо-частотную характеристику фильтра:

$$\varphi(\theta) = \mathrm{Arg}\, K(j\theta) = \mathrm{arctg}\frac{\mathrm{Im}K(j\theta)}{\mathrm{Re}K(j\theta)}. \tag{1.18}$$

Наибольшие практический интерес представляют нерекурсивные фильтры с линейний фазочастотной характеристикой. Коэффициенты таких фильтров должны, быть симметричны или антисимметричны относительно середины линии задержка фильтра.

Рассмотрим нерекурсивные фильтры с симметричными коэффициентами относительно центрального коэффициента $B_0$, находящегося в середине линии задержки длиной 2N элементов. Системная функция этого фильтра согласно (1.13):

$$N(z) = B_N + B_{N-1}z^{-1} + \ldots + B_2 z^{-N+2} + B_1 z^{-N+1} + B_0 z^{-N} + B_1 z^{-N-1} + \\ + B_2 z^{-N-2} + \ldots + B_{N-1} z^{-2N-1} + B_N z^{-2N}.$$

Сделаем замены $z^{-m} = e^{-jm\theta}$ и после вынесения множителя $e^{-jN\theta}$ и группировка членов с одинаковыми коэффициентами получим комплексных коэффициент передачи:

$$K(j\theta) = \left[B_0 + B_1\left(e^{j\theta} + e^{-j\theta}\right) + B_2\left(e^{j2\theta} + e^{-j2\theta}\right) + \cdots + \right.$$
$$\left. + B_N\left(e^{jN\theta} + e^{-jN\theta}\right)\right]e^{-jN\theta}.$$

Используя вытекающий из формулы Эйлера соотношение $e^{j\varphi} + e^{-j\varphi} = = 2cos\varphi$ , получим:

$$K(j\theta) = \left(\sum_{m=0}^{N} C_m \cos m\theta\right)e^{-jN\theta}, \quad (1.19)$$

где $C_0 = B_0$, $C_m = 2B_m$, при $m \neq 0$.

Согласно (1.17) АЧХ фильтра описывается формулой :

$$K(\theta) = \left|\sum_{m=0}^{N} C_m \cos m\theta\right|, \quad (1.20)$$

а фазочастотная характеристика (ФЧХ) согласно (1.20) – формулой :

$$\varphi(\theta) = arctg[tg(-N\theta)]. \quad (1.21)$$

Из (1.21) следует, что ФЧХ периодически линейна через интервал $N\theta = \pi$. Это свойство линейности ФЧХ нерекурсивных фильтров обусловило применение.

Для нерекурсивного фильтра второго порядка с коэффициентам $B_1 = 1$ и $B_0 \neq 0$ имеем 2N = 2, N = 1, тогда из (1.19), (1.20) и (1.21) получим:

$$K(j\theta) = (B_0 + 2\cos\theta)e^{-j\theta},$$

$$K(\theta) = |B_0 + \cos\theta|, \;\; \varphi(\theta) = arctg[tg(-\theta)].$$

Из выражения для К(θ) следует, что у нерекурсивного фильтра второго порядка существует частота $\theta_н$, на которой коэффициент передача К(θ) = 0. На этой частоте выполняется условие $B_0 + 2\cos\theta_н = 0$. Отсюда получим формулу для расчета центрального коэффициента фильтра $B_0$ которых определяет частоту $\theta_н$ нулевого коэффициента передачи К(θ):

$$B_0 = -2\cos\theta_н.$$

Синтез нерекурсивных цифровых фильтров высокого порядка по заданным требованиям к АЧХ при линейной ФЧХ производится, методом Фурье с применением оконных функций, методом наименьший квадратов и с использованием алгоритма Ремеза [9].

Рекурсивными называются фильтры с обратной связью (см. рисунок 1.15), работа которых задается разностным уравнение:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_1} B_m x(n-m) - \sum_{m=0}^{M_2} A_m y(n-m).$$

Здесь $B_m$ – коэффициенты нерекурсивной части фильтра; $A_m$ – коэффициенты его рекурсивной части.

На рисунке 1.15, б приведена так называемая каноническая схема рекурсивного фильтра. В этом фильтре меньше элементов задержки, чем в фильтре на рисунке 1.15, а, по свойствам они эквивалент. Рекурсивные цифровые фильтры (РЦФ) также описываются системной функция H(z), равной отношению Z-преобразований Y(z) и X(z) от выходного y(n) и входного x(n) сигналов фильтра.

Для фильтров на рисунке 1.15, а и 1.15, б системная функция:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2} + \cdots + B_{M_1} z^{-M}}{1 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2} + \cdots + A_{M_2} z^{-M_2}}.$$

Из разных методов расчета цифровых фильтр наибольшее распространение получил метод расчета РЦФ по аналоговому прототипу с применением билинейного преобразований. Вместе с тем в устройствах цифровой обработка сигналов довольно часто применяются двухконтурный и даже одноконтурные РЦФ. Такие фильтры могут быть рассчитан по методу прямого синтеза. Проиллюстрируем это на примере.

Необходимо определить коэффициент $A_1$,$A_2$ РЦФ второго порядка по известный резонансной частоте $\theta_0$ и нижней границе полосы пропускание $\theta_1$, при заданной неравномерности а в полосе пропускание.

## 2 Детекторы радиосигнала

### 2.1 Детекторный приемник

Основной функцией радиоприемного устройств, является извлечение полезной информации из принимаемого сигнала. В простейшем случае для этого достаточно осуществить демодуляцию принимаемого сигнала. Такие приемник, называются детекторными и применяются в наиболее дешевых устройствах беспроводной связи. Детекторные приемники применяются в простейшие беспроводных устройствах, работающих обычно на небольших расстояниях. Структурная схема детекторного приемника приведена на рисунке 1.3.

Рисунок 1.3 – Структурная схема детекторного радиоприемника

Обратите внимание, что даже в такой простейшей схем требуется входное устройство, которое согласует сопротивление антенн с входным сопротивлением диодного детектор.

В качестве детектора должна, быть использована схем, выделяющая информацию из полезного сигнала. Для АМ сигнала это должен быть амплитудный детектора, для ЧМ сигнала должен быть применен частотный детектор, а для цифровых видов модуляции обычно применяется квадратурный детектор, однако из-за особенностей реализации частотного и квадратурных детекторов эти приемника относят обычно к приемникам прямого преобразования.

Детекторные приемника применяются в простейших беспроводных устройствах, работающий обычно на небольших расстояниях (не более нескольких десятков метров) Основным достоинствами данной схемы является ее простота, малые габарит и низкая стоимость, а также отсутствие источников питания.

Питание схемы радиоприемника осуществляется за счет энергии радиоволн. В качестве недостатков можно отнести малую чувствительность, из-за которой приходится применять значительную энергию радиопередающего устройства.

Малая избирательность приводит к тому, что данный радиолинии можно применять только на значительном удаления друг от друга, или в помещениях изолированных друг от друга металлическим экранами.

В качестве детектора в таких схемах обычно используются однополупериодный диод выпрямитель. Принципиальная схема такого приемника приведена на рисунок 2.1.

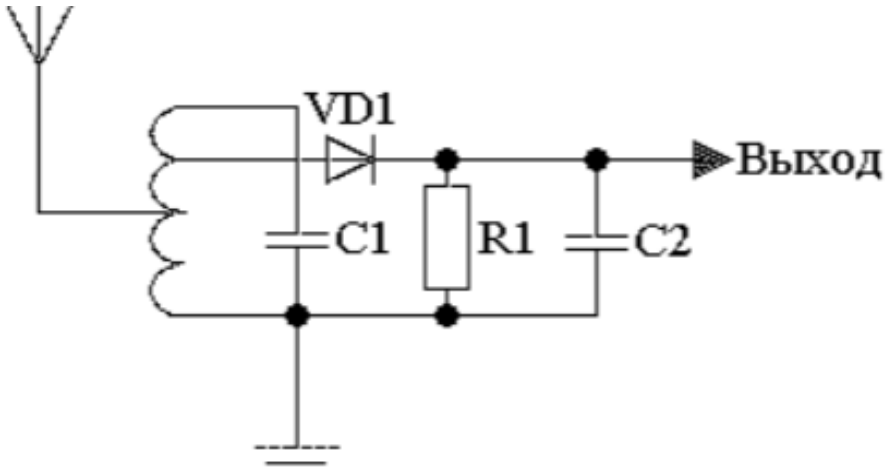



Рисунок 2.1 – Принципиальная схема детекторного радиоприемника

В качестве входного устройства в данной схеме применен одиночный контур с отводами от катушка индуктивности. Отводы в катушке индуктивности служат для согласования, волнового сопротивления контура с сопротивлением антенны и входным сопротивлением диодного детектора [10].

Детектором называют устройство для создания напряжения, изменяющегося в соответствия с законом модуляции одного из параметров входного сигнала. Детектор можно классифицировать но характеру входного сигнала и виду параметра, который подвергается модуляции, но способу выполнения и т.д.

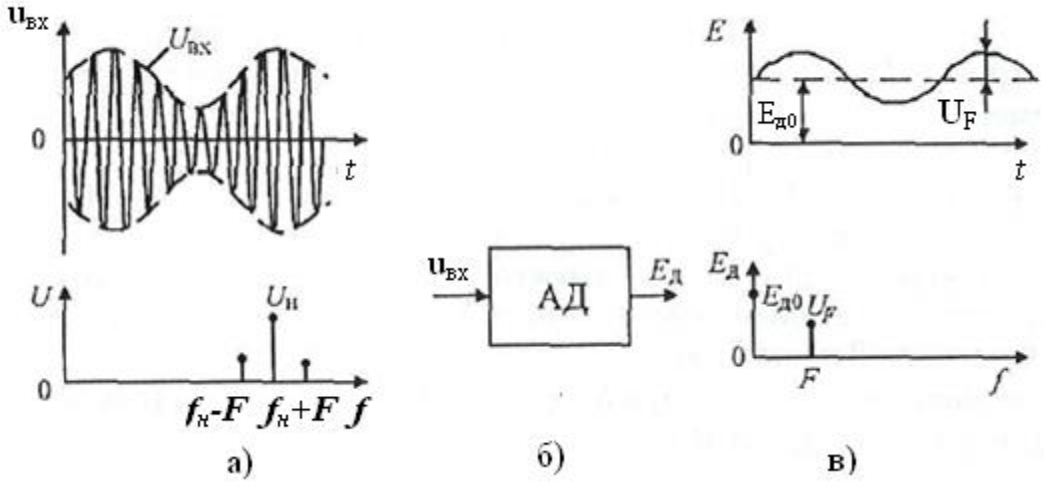
Радиосигналы можно подразделить на три основные группы:

1) непрерывные квазигармоннческий, в которых передаваемое сообщение заложено в модуляцию одного из следующих параметров колебания: амплитуды частоты фазы. В зависимость от вида модуляции детектируемою сигнала различают амплитудные (АД), частотные (ЧД) и фазовые (ФД) детекторы;

2) радиоимпульсные, в которых сообщения передастся с помощью модуляции одного из следующий параметров сигнала: пикового напряжения частоты $f_{вх}$ длительность импульса $\tau_н$ (широтно-импульсная модуляция ШИМ), времени начала импульса (временная импульсная модуляция ВИМ). Для детектирование подобных сигналов используют детекторы радиоимпульсов;

3) видеоимпульсные, модуляция который может осуществляться изменением пикового значения импульса $U_{вых}$ (амплитудно-импульсная модуляция АИМ), длительность импульса $\tau_н$ (ШИМ), времени начала импульса (ВИМ или ФИМ); возможно изменение комбинации импульсов в группе (импульсно-кодовая модуляция - ИКМ). Детектирование подобных сигналов осуществляется детектором видеоимпульсов и декодерами. Детектор, реагирующий на пиковое значения видеоимпульса, называют пиковым. В зависимости от способа обработка сигнала детекторы бывают аналоговыми и цифровым.

Амплитудный детектор - устройство, на выходе которого создается напряжение, в соответствии с законом модуляции амплитуды входного гармонического сигнала. Если на входе АД действует напряжение и $u_{вых}$, модулированное по амплитуд колебанием с частотой F, то график изменения этого напряжения во времени и его спектр имеют вид, показанный на рисунок 2.2, а. Напряжение на




а) – изменения напряжения во времени; б) – напряжение на выходе; в) – спектр продетектированного напряжения $E_д$

Рисунок 2.1 – График изменения напряжения во времени

выходе детектора $E_a$ (рисунок 2.1,б) должно меняться в соответствии с законом изменение, огибающей $U_{вх}$ входного напряжения $u_{вх}$. Как известно, спектр АМ колебания при модуляции тоном с частотой состоит из трех составляющих: несущего колебания с несущей частотой $f_н$ и амплитудой $U_н$ и двух боковых составляющих с частотами $f_н + F$ и $f_н - F$ амплитудами $0{,}5mU_н$ (m - коэффициент модуляции); спектр продстектированного напряжения $E_{д0}$ состоит из двух составляющих: постоянной составляющей $E_{д0}$ на частоте $f = 0$ и низкочастотной составляющей с частотой F и амплитудой $U_F$ (рисунок 2.1, в).

Таким образом, напряжение на выходе АД содержит составляющие частот, которых не было во входном напряжении. Поэтому задача амплитудного детектирование не сводится к простой фильтрации с помощью линейной цепи с постоянным, параметрами (линейная цепь с постоянными параметрами не создает составляющих с новыми частотами). Новые частотные составляющие могут возникнуть, только при прохождении сигнала через параметрическую линейную либо через нелинейную цепь. Следовательно, в зависимость от способа выполнения АД можно подразделить на параметрические (синхронные) детекторы, использующие линейную цепь с периодически меняющимися параметрам, и детекторы на основе нелинейной

цепи. В свою очередь, в зависимость от типа электронного прибора, реализующего нелинейную цепь, ЛД подразделяют на диодный, транзисторные и т.д. Новые частотные составляющие могут возникнуть только при прохождении сигнала через параметрическую линейную либо через нелинейную цепь. В зависимости от того, нелинейность характеристика какого тока транзистора используется для детектирование, транзисторный АД делят на коллекторные, базовые, эмиттерные, стоковый, затворные и истоковые. На практике наиболее часто используют диодные АД [3].

Схема детекторного приемника позволяет получить информацию об амплитуде принимаемого радиосигнала. Эффективности работы детектора определяет чувствительности радиоприемного устройства.

Первые приемника прямого преобразования появились на заре развития радиотехники, когда ещё не было радиолампы, связь проводилась на длинных и сверхдлинных волнах, передатчики были искровым и дуговыми, а приёмники, даже профессиональные — детекторным.

Было замечено, что чувствительности детекторного приемника существенно возрастает, если на детекторы подать колебания маломощного генератора, работающего на частота, близкой к частоте принимаемого сигнала.

При приеме телеграфного сигнала была слышны биения со звуковой частотой, равной разности частоты гетеродины и частоты сигнала.

Рассмотрим природу этого явление.

Избирательность детекторного приемник по частоте обеспечивается полосовым фильтром, включенным на вход амплитудного детектора. Ту же самую задачу можно решить, если перенести энергию принимаемого сигнала в область низких частота. В этом случае избирательность по частоте можно будет осуществить фильтром низкой частот, сложность которого при тех же характеристиках подавления соседнего канала будет в два раза меньше.

Перенос спектра радиочастоты в область низких частот можно осуществить при помощь следующего тригонометрического преобразования:

$$sin\alpha \cdot sin\alpha = \frac{1}{2}(1 + cos2\alpha).$$

В качестве второго синусоидального сигнала с частотой, совпадающей с частотой принимаемого радиосигнал, применяется сигнал местного генератора, называемого гетеродином. Новые частотный составляющие могут возникнуть только при прохождения сигнала через параметрическую линейную либо через нелинейную цепь. Напряжения на выходе перемножителя, который в данном случае называется синхронный детектором, будет записываться следующим образом:

$$U_\partial = U_c \sin(\omega_c \cdot t) \times U_2 \sin(\omega_c \cdot t) = \frac{1}{2}(U_c \cdot U_2 + \cos(2\omega_c) \cdot t)\ .$$

Напряжение удвоенной частот радиосигнала легко может подавлено фильтром низкой частоты. Процесс переноса модулирующих частота с частоты рабочего канала на нулевую частоту поясняется рисунком 2.2.

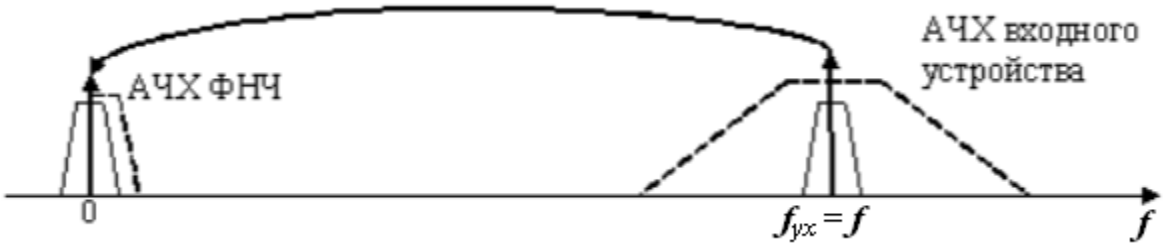



Рисунок 2.2 - Процесс рабочего канала на нулевую частоту

Структурная схема приемника прямого преобразования, реализующая описанных выше принципы переноса спектра полезного сигнала в область низких частот, приведена на рисунке 2.2.

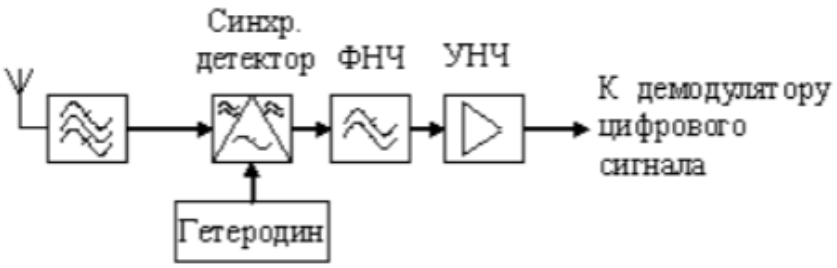



Рисунок 2.3 - Структурная схема приемника прямого преобразования

В этом приемнике полосовым фильтром выделяется группа частот, в которой присутствует вход сигналы, затем синхронным детектором осуществляется перенос спектр в область низких частот. Подавление частот соседних каналов в данной схем может осуществить как полосовой фильтр на входе детектора, так и фильтры низкой частоты, расположенный на его выходе.

Известно, что сложности фильтра низкой частоты в два раза ниже сложности полосового фильтра с той же самой избирательность. Поэтому схема приемника прямого преобразование выгоднее как с точки зрения надежности, так и с точки зрения стоимость устройства.

В современных вариантах приемники прямого преобразования на выходе фильтра стоит аналого-цифровой преобразователи и схема цифровой обработки сигналов. В этом случае задача подавление соседнего канала может осуществляться этой цифровой схемой, и тогда требование к фильтру, расположенному на выходе перемножителя, могут свестись к требованиям к фильтру первого порядка, и его задача будет заключаться в подавлении

высокочастотных образов полосы пропусканий цифрового фильтра (антиалайсинговый фильтр).

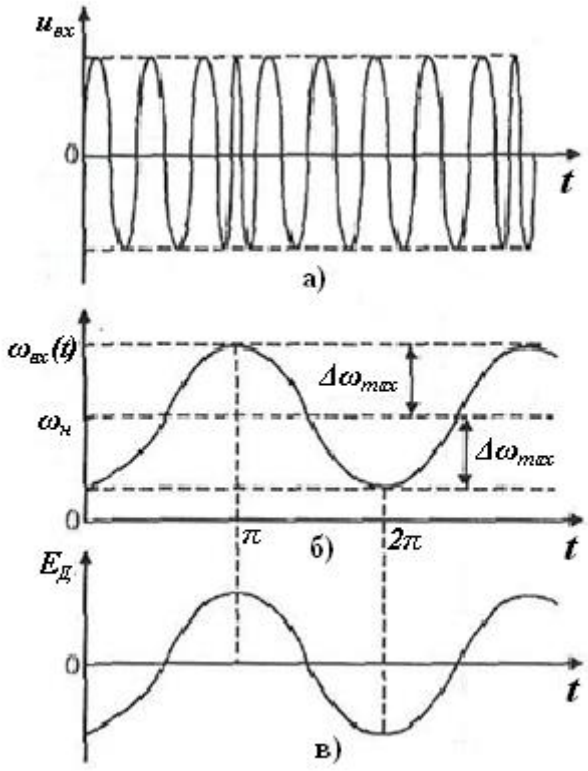
Для переноса спектра исходного сигнала в данном случай потребуется два умножителя сигналов. В результате выход схем будет сформировано два квадратурных сигнала I и Q. Радиоприемники, построенных по такому принципу, называется приемником прямого преобразование. Его структурная схема приведена на рисунке 2.4.

Рисунок 2.4. - Структурная схема приемника прямого преобразования

В этой схеме подавления частоты соседнего канала осуществляется фильтрами низкой частоты, которые расположеные сразу после частотных преобразователей (умножителей). После подавление помех осуществляется основное усиление принимаемого сигнал. Окончательное демодулирование принятого сигнала производится схем цифровой сигналов, которая может быть выполнена либо на сигнальном процессор (СП), либо на программируемой логической схеме (ПЛИС).

## 2.2. Принципы действия и структурные схемы частотного детектора

Частотным детектором (ЧД) называют устройство, предназначенное для получение напряжения, изменяющегося в соответствий с законом изменения частоты входного сигнал. На входе детектор действует напряжение изменяющейся частоты $u_{вх} = U_{вх}\cos[\omega_{вх}(t)t]$ (рисунке 2.5, а). Если угловая частота сигнала на




а) – напряжение изменяющейся частоты; б) – изменение угловой частоты на входе ЧД; в) – изменение напряжения $E_Д$ на выходе ЧД

Рисунок 2.5 – Изменения частоты входного сигнала

входе ЧД меняется, например, по закону $\omega_{вх}(t) = \omega_н - \Delta\omega_{max}\cos\Omega t$ (рисунок 2.5, б), где $\omega_н$ - угловая частота несущего колебания, $\Delta\omega_{max}$- девиация угловой частот входного сигнала, Q - угловая модулирующая частота, то согласно определению напряжение $E_д$ выход ЧД должно меняться в соответствии с рисунком 2.5, в.

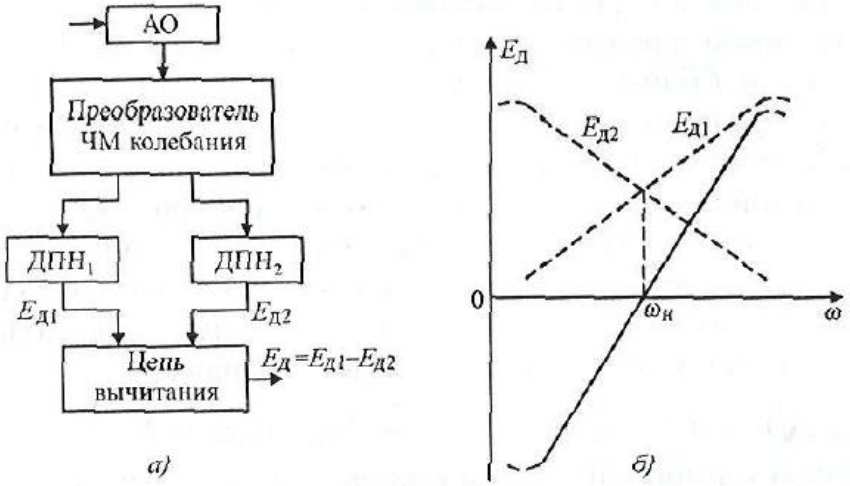
Поскольку спектр напряжения выходе ЧД содержится частотные составляющие, которых не было спектр входного сигнал, ЧД нельзя реализовать с помощью линейный цепь с постоянными параметрами. Частотный детектор нельзя создать и с помощью безынерционной нелинейной цепи. Действительно, если в качества безынерционной цепи используют диод, то при действии на его входе ЧМ колебания импульсы тока диода содержат постоянную составляющую, уровень которой зависит только от амплитуды этого колебания, но от его фаз и частоты.

Принципы частотного детектирования состоит в преобразовании ЧМ колебания в линейной системе в колебание с другим видом модуляции с последующим детектирование преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью. Общая структурная схем ЧД показана на рисунке 2.3, где АО предназначено для устранения паразиты амплитудной модуляции ЧМ колебания.

Рисунок 2.6 – Общая структурная схема ЧД

Преобразовать ЧМ колебание можно колебании следующих видов:

- амплитудно-частотно-модулированное (АЧМ), у которого амплитуда меняется в соответствии с изменение частоты колебания. Это преобразование можно осуществить в линейной цепи с реактивными параметрам, зависящими от частот. После линейной цепи АЧМ колебание детектируется АД;
- фазочастотное с последующим фазовым детектированием;
- импульсы с переменной скважностью с последующим детектированием импульсным детектором, напряжение на выходе которого пропорционально длительности импульсов, и т.д.




а) – схема балансного ЧД; б)- характеристика детектирования

Рисунок 2.7 – Структурная схема балансного ЧД

Структурная схема балансного ЧД показана на рисунке 2.7, а, его характеристика детектирования — на рисунке 2.7, б. Устройство имеет два детектора преобразованный напряжения (ДГ1Н) и цепь вычитания. Преимущества такого ЧД по сравнению с небалансным следующие: характеристика детектирование более линейная, поскольку четные гармоники в балансной цепь компенсируются; характеристика детектирования проходит через нуль, поэтому напряжение $E_л$ соответствует знаку отклонения частоты $\omega_{вх}$ от несущего значение $\omega_н$. Это позволяет использовать балансные ЧД, в частности, в цепях автоматически подстройки частоты (АПЧ) [3].

## 2.3 Цифровой частотный детектор на расстроенных резонаторах

Структурная схема ЦЧД на расстроенный резонаторах, реализующая 1-й принцип, приведена на рисунке 2.8. Она содержит два рекурсивный цифровых фильтра (РЦФ) второго порядка, который также называют резонаторам, два цифровых амплитудных детектора ЦАД1, ЦАД2 и сумматор.

На рисунке 2.9 показаны пунктиром амплитудно-частотные характеристики первого (верхнего) РЦФ$_1$ К$_1$(θ), второго (нижнего) РЦФ$_2$ К$_2$(θ) и детекторная характеристика ЦЧД на расстроенный резонаторах $y$(θ) (сплошная линия). Из рисунка видно, что нормированный частота резонанса $\theta_{p1}$ РЦФ$_1$ выбрана выше средней нормированной частот ЧМ сигнала $\theta_0 = \Omega_0 T_д$, а нормированная частота резонанса $\theta_{p2}$ РЦФ$_2$ выбран ниже частоты $\theta_0 = \Omega_0 T_д$.

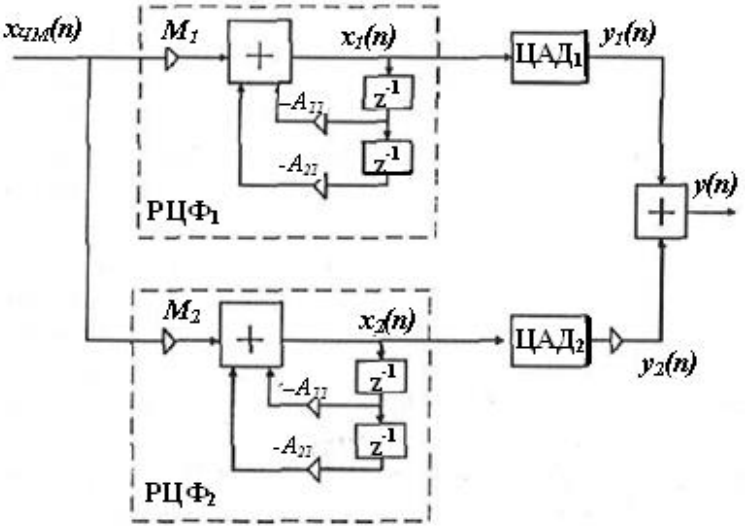



Рисунок 2.8 – Структурная схема ЦЧД на расстроенных резонаторах, реализующая 1-й принцип.

Детекторная характеристика ЦЧД на рисунке 2.8 описывается выражением:

$$y(\theta) = A_0 K_\partial [K_1(\theta) - K_2(\theta)]\,,$$

где К$_д$ - коэффициент передачи ЦАД$_1$ и ЦАД$_2$;
$K_1(\theta), K_2(\theta)$ - амплитудно-частотные характеристики РЦФ1 и РЦФ$_2$.

Для того, чтобы на частоте $\theta_0$ детекторная характеристика проходила через нуль, т.е. $y$(θ) = 0, необходимо рассчитать коэффициенты РЦФ$_1$ и РЦФ$_2$, чтобы $K_1(\theta) = K_2(\theta)$. Расстояние $\theta_{p1}$ - $\theta_{p2}$ задает раствор

рабочего участка детекторной характеристик. Неравномерность АЧХ РЦФ$_1$ и РЦФ$_2$ на частоте $\theta_0$ определяет линейность детекторной характеристики при заданном ее растворе $\theta_{p1}$ - $\theta_{p2}$. При чрезмерно большой неравномерности АЧХ у детекторной характеристик в окрестностях частоты $\theta_0$ возникает нелинейность, приводящая к нелинейный искажениям типа "ступенька" [3].

## 2.4. Область применения последетекторной ЦОС в приемниках

Додетекторная цифровая обработка сигналов в радиоприёмных устройствах, начинающаяся тракте промежуточной частот, наряду с перечисленными преимуществами сравнению с аналоговой обработкой имеет и недостатки:

- меньший динамический диапазон обрабатываемых сигналов;
- ниже частоту и меньше ширина спектра обрабатываемых сигналов;
- выше стоимостные и массогабаритный показатели радиоприёмной аппаратуры.

Из-за перечисленных недостатков додетекторная цифровой обработка сигналов в радиоприёмных устройства находит ограниченный применение даже при наличии современной быстродействующей элементной базы. Экономическая целесообразность до- детекторной цифровой обработка в приёмниках появляется тогда, когда приёмника должны быть многорежимными, т.е. способными принимать сигнал с различными видами модуляции, с разными спектрами сигналов, разными параметры сообщения, разными протоколам передача данных и т.д [6].

С появлением современный методов передачи сообщений, когда передаваемая по радиоканалу информаций преобразуется в цифровую форму уже на передающей стороне, последетекторный цифровая обработка в радиоприёмных устройствах становится безальтернативной. Применение избыточного кодирования для повышений помехоустойчивости, перемежение цифровых сигналов на передаче для борьбы с селективными замираниями, устранение избыточности в передаваемый сообщениях для снижения скорости передачи, защита сообщений от несанкционированного доступа - все эти факторы привели к тому, что в радиоприёмниках для последетекторной обработки дискретных сигналов (ноль или единица) требуются, мощный по производительности, памяти и программным возможностям микропроцессоры. Последетекторная цифровая обработка применяется как для аналоговый, так и для дискретных (бинарных) сигналов.

Аналоговые сигналы на выходе детекторов подвергаются цифровой обработке в радиоприёмник, принимающих сигнал изображений. Целью цифровой обработки сигнал изображения является обнаружение каких-либо деталей, особенностей, выделения характерный рельефов и т.д. Аналоговая

обработка сигналов изображения либо недостаточно точна, либо вовсе нереализуема из-за сложный алгоритмов обработки этих сигналов.

Дискретные (бинарные) сигналы на выходе детекторов подвергаются дальнейшей цифровой обработке в декодерах для обнаружения и устранения ошибок, возникающих из-за помех в радиоканалах. При этом в зависимости от применяемых методов кодирование в декодерах могут реализовываться различные алгоритмы декодирование. В частности для оптимального по помехоустойчивости декодирование сверточных кодов широко используется рекуррентный алгоритм Витерби, являющийся разновидностью решения оптимизационной задачи метод динамического программирования. Для реализации этого алгоритма необходим значительные вычисления и объём памяти. Рассмотрим некоторый из приёмников с последетекторной цифровой обработкой дискретных сигналов.

Радиоприемник сигналов RDS в середине 80-х годов в странах Западной Европы был приняты протокол RDS (Radio Digital Signal), позволяющий передавать дополнительно радиовещательным каналам УКВ диапазона цировые сигналы со скоростью около 1200бит/с без нарушения приёма сигналов стереофонического радиовещания с пилот-тоном 19 кГц.

Сигнал RDS на передающее стороне формируется на поднесущей 57 кГц (третья гармоника пилот-тона) путём балансной амплитудной модуляции (БАМ) этой поднесущей сигнал данных специальной формы, называемым сглаженным бифазным сигналом. Поднесущая 57 кГц в спектре сигнала RDS подавляется, а ширина спектра сигнала RDS составляет примерно 4,8 кГц. На рисунке 2.8 приведены спектр комплексного стереофонического сигнала $S_{KC}$ с пилот-тоном 19 кГц и спектр сигнала RDS $S_{RDS}$- Точное значение скорости передачи данных в системе RDS образуется делением на 48 частоты поднесущей сигнала RDS: B = 57000/48 = 1187,5 бит/с [11].

## 3 Расчетная часть

### 3.1 Состав структурной схемы приемника

Структурная схема аналогового РПУ с последетекторной цифровой обработки показана на рисунке 3.1.

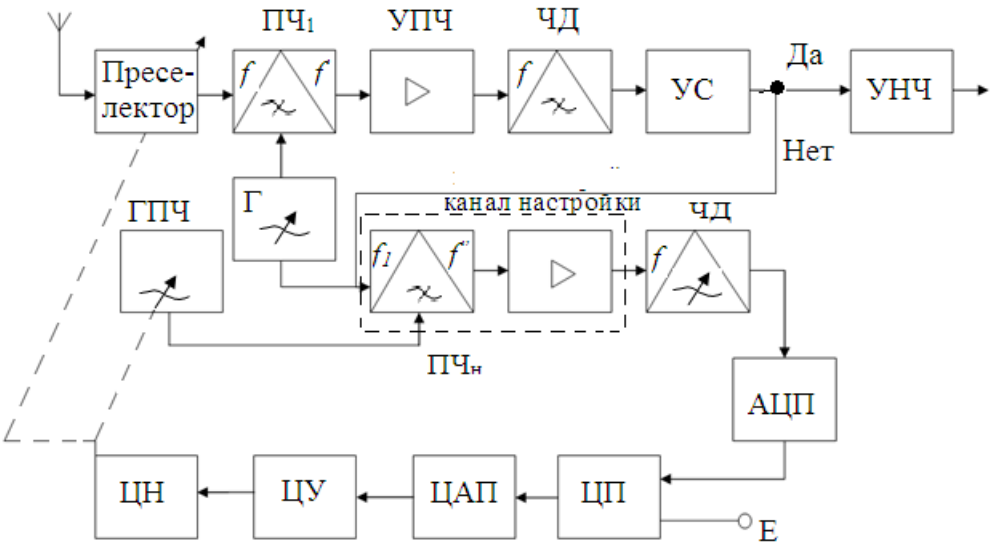



Рисунок 3.1 - Структурная схема аналогового РПУ с последетекторной цифровой обработки.

В нее входят следующие блоки: преселектор в состав которого входят входная цепь (ВЦ) и усилитель высокой частоты (УВЧ) на которую принимаемый сигнал поступает от внешней или внутренней (магнитной) антенны; преобразователь частоты (ПЧ), в состав которого входят смеситель (См) и гетеродин (Гет.) и в котором происходит преобразование принимаемой частоты сигнала в постоянную промежуточную частоту; усилитель промежуточной частоты (УПЧ), осуществляющий основное усиление сигнала; частотный детектор (ЧД); устройства сравнения (УС); аналого-цифровой преобразователь (АЦП); цепь переключателя (ЦП); цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП); цепь настройки (ЦН); цепь управления (ЦУ); генератор переменной частоты (ГПЧ).

### 3.2 Расчет входной цепи.

Входное устройство (ВхУ), осуществляющее преселекцию и передачу полезного сигнала, принятого антенны, во многом определяет помехозащищённость и чувствительность приёмник.

Входное устройство должно обладать достаточно высокой селективностью, чтобы снизить вероятность появления перекрёстных и комбинационный помех и ослабить интенсивность помех на частоте зеркального канал.

При настроенный антенна метровый волн обычно применяются одноконтурные входные цепи.

При выборе связи контура с антенна надо учитывать следующее. При настроенных антеннах, параметры который в эксплуатации мало меняются, можно применять сильную связь контур с антенной. Это обеспечивает большой коэффициент передачи входной цепь. Наибольший коэффициент передачи достигается при согласовании входной цепь с антенной.

В диапазоне УКВ используются электрический настроенный (диполи) и ненастроенные штыревые телескопический антенн, и связь входного контура с антенной - трансформаторная или внешнеемкостная.

Т а б л и ц а 3.1 - Разработать приемники со следующими параметрами:

| | |
|---|---|
| Назначение приемника | УКВ, ВЧ |
| Вид модуляции | ЧМ |
| Диапазон частот, МГц | 65,8-74,0 |
| Чувствительность, мкВ, не менее | 4,0 |
| Избирательность по зеркальному каналу, дБ, не менее | 50 |
| Избирательность по соседнему каналу, дБ, не менее | 38 |
| Диапазон воспроизводимых звуковых частот, Гц, не уже | 63-5000 |
| Напряжение источника питания, В | 8 |
| Максимальная рабочая температура, $^{o}$C | 45 |
| Тип антенны | штырь |

Приближенная эквивалентная схем штыревой антенн представляет собой ЭДС Еа, включенный последовательно с емкостью Са, приведена на рисунке 3.2.

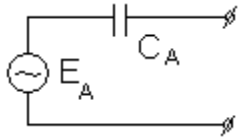



Рисунок 3.2 - Приближенная эквивалентная схема штыревой антенны

Эквивалентная емкость штыревой антенны $C_A$ имеет малую величину, порядка нескольких пикофарад. Емкость $C_A$ зависит от длины штыря антенн приемник в может быть определена по следующей приближенной формул:

$$C_A \approx 10 \cdot l\,, \qquad (3.1)$$

где $l$ - длина штыря в метрах.

При отсутствии заземления корпуса приемник емкость штыревой антенны несколько увеличивается и в зависимость от размеров корпуса приемник может иметь значения от 3 до 10 пФ.

Действующая высота штыревой антенна приближенно равна длина штыря l, т.е. $h_д \approx l = 0{,}15$ м

ЭДС $E_A$ равна :

$$E_A = E \cdot h_д \approx E \cdot l = 3 \cdot 0{,}15 = 0{,}45\,, \qquad (3.2)$$

где E – напряженность поля.

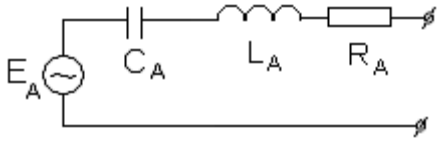



Рисунок 3.3 - Эквивалентная схема штыревой антенны в диапазоне УКВ

Выполним расчет входной цепи с внешне ёмкостной связью по схеме :

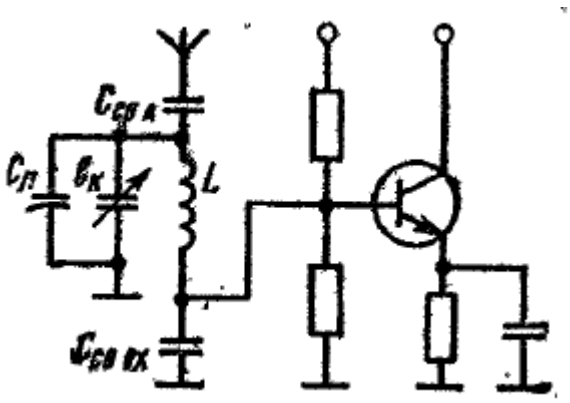



Рисунок 3.4. - Схема входной цепи с внешней емкостной связью с антенной и внутренней емкостной связью с транзистором

Для настройки контура входной цепи используем секцию блока конденсаторов.

Вычисляем максимально допустимую емкость входной цепи:

$$C_{cx} = \frac{\left(C_{кmax} - {k_{пд}}^2 \cdot C_{kmin}\right)}{{k_{пд}}^2 - 1}, \quad (3.3)$$

где $k_{пд} = f_{omax} / f_{omin} = 74/65{,}8 = 1{,}125$ — коэффициент перекрытия поддиапазона;

$C_{кmax}$ и $C_{kmin}$ — максимальная и минимальная емкости выбранного блока конденсаторов, которые выбираются из следующих соображений.

Начальная емкость контура:

$$C_0 = C_L + C_m + C_n + {p_1}^2 \cdot C_{вых} + {p_2}^2 \cdot C_{вх} \ ,$$

где $C_L = 3..5$ пФ – собственная емкость катушки контура,

$C_м = 5..10$ пФ – емкость монтажа,

$C_п = 2..20$ пФ – емкость подстроечного конденсатора,

$C_{вх}$ – входная емкость транзистора следующего каскада,

$C_{вых}$ – выходная емкость транзистора каскада,

$p_1=1$, $p_2 = 0{,}3..\ 0{,}5$ – коэффициенты подключения транзисторов к контуру.

Обычно на коротких и метровых волнах $C_0 = 5..10$ пФ.

Пусть $C_{kmin} = 4$ пФ и выполняется условие:

$$K_c > {K_{пд}}^2 \ ,$$

$$2{,}772 \ > \ 1{,}266 \ ,$$

$$K_c = \frac{C_{кmax}}{C_{kmin}},$$

тогда:

$$C_{kmax} = {k_{пд}}^2 \cdot C_{kmin} + C_0 \cdot \left({k_{пд}}^2 - 1\right),$$

$$C_{kmax} = 1{,}266^2 \cdot 4 + 6 \cdot (1{,}266 - 1) = 11{,}09\ пФ\,.$$

Таким образом, по формуле (3.3):

$$C_{cx} = \frac{11{,}09 - 1{,}125^2 \cdot 4}{1{,}125^2 - 1} = 22\ пФ\,.$$

Определяем индуктивность контура по формуле [13]:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 \cdot ({\kappa_{пд}}^2 - 1)}{{f_{0max}}^2 \cdot (C_{kmax} - C_{kmin})},$$

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 \cdot (1{,}125^2 - 1)}{74^2 \cdot (11{,}09 - 4)} = 0{,}173 \text{ мкГн}. \quad (3.4)$$

где L измерено в микрогенри; f — в мегагерцах и C — в пикофарадах.

$$\rho_к = 2 \cdot \pi \cdot f_о \cdot L_к, \quad (3.5)$$

$$\rho_к = 2 \cdot \pi \cdot 74 \cdot 10^6 \cdot 0{,}173 \cdot 10^{-6} = 80{,}44 \text{ Ом}.$$

Параметры антенны $C_{Amax}$ = 10 пФ и $C_{Amin}$ = 3 пФ, $R_A$ = 300 Ом.

Эквивалентное затухание контура входной цепи $d_{эр}$ = 0,022, собственное затухание контура d=0.01 тогда находим наибольшую емкость связи с антенной $C_{свA\Delta f}$, при которой разброс емкость антенны вызывает допустимую расстройку входного контура приемник, полагая, что расстройки, обусловленные разбросом емкостей антенны и входа УРЧ, одинаковы [13]:

$$C_{вхA\Delta f} \leq C_{Amin} \cdot \sqrt{2 \cdot d_{эр} \cdot \frac{(C_{kmin} + C_{cx})}{(C_{amax} - C_{amin})}}, \quad (3.6)$$

$$C_{вхA\Delta f} \leq 3 \cdot \sqrt{2 \cdot 0{,}022 \cdot \frac{(4+10)}{(10-3)}} = 0{,}89.$$

Выбираем емкость связи из условия: $C_{св\,A} \leq 0.89$ пФ.

Выбираем $C_{свA}$ = 0,87 пФ.

Рассчитываем коэффициент включения контура ко входу УРЧ, при котором обеспечивается требуемая избирательность по зеркальному каналу:

$$m_{вхзк} = \sqrt{\frac{R_{вх}}{\omega_{0max} \cdot L} \cdot \left[d_{эр} - d - \left(\frac{C_{свA}}{C_{свA} + C_{cx} + C_{kmin}}\right)^2 \cdot \frac{R_A}{\omega_{0max} \cdot L}\right]}, \quad (3.7)$$

$$m_{вхзк} = \sqrt{\frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 74 \cdot 10^6 \cdot 0{,}173 \cdot 10^{-6}} \cdot \left[0{,}022 - 0{,}01 - \left(\frac{0{,}87}{0{,}87 + 10 + 4}\right)^2 \cdot \frac{75}{2 \cdot \pi \cdot 74 \cdot 10^6 \cdot 0{,}173 \cdot 10^{-6}}\right]} =$$
$$= 0{,}51.$$

Параметры 1-го активного элемента $R_{вх}$ =1кОм и $C_{вх}$ =15 пФ (транзистор КТ368).

Рассчитываем емкость связи, необходимую для получения $m_{вхзк}$:

$$C_{св.вх} \geq \frac{(C_{kmin}+C_m)\cdot(1-m_{вхзк}{}^2)-C_{вх}\cdot m_{вхзк}{}^2}{m_{вхзк}}, \quad (3.8)$$

$$C_{св.вх} \geq \frac{(4+3)\cdot(1-0{,}444^2)-15\cdot 0{,}444^2}{0{,}444} = 5{,}998 \text{ пФ.}$$

Определяем емкость подстроечного конденсатора:

$$C_п = C_{сх} - C_m - 0{,}1 \cdot C_A - m_{вхзк} \cdot C_в,$$

$$C_п = 10 - 3 - 0{,}1 \cdot 5 - 0{,}428 \cdot 15 = 0{,}08\ пФ\ .$$

Определяем коэффициент передачи входной цепи для крайних частот поддиапазона (f = 65,8 -74МГц) по формуле:

$$K_{ОВЦ} = 39{,}5 \cdot f^2 \cdot L \cdot C_{свА} \cdot \frac{m_{вх}}{d_{эр}}\ , \quad (3.9)$$

где $m_{вх}$=(Ск+$C_п$+$C_м$ )/(Ск+$C_п$ +$C_м$ + $C_{св\ вх}$ +$C_{вх}$). (3.10)

Для нижней частоты:

$$m_{вхmin} = \left(\frac{4+0{,}08+3}{4+0{,}08+3+5{,}998+15} = 0{,}252\right),$$

$$K_{ОВmin} = 39{,}5 \cdot (65{,}8 \cdot 10^6)^2 \cdot 0{,}173 \cdot 10^6 \cdot 0{,}87 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{0{,}252}{0{,}022} = 0{,}295\ .$$

Для верхней частоты диапазона по формулам 3.9 и 3.10:

$$m_{вхmax} = \left(\frac{10+0{,}08+3}{10+0{,}08+3+5{,}998+15} = 0{,}384\right),$$

$$K_{ОВmin} = 39{,}5 \cdot (74 \cdot 10^6)^2 \cdot 0{,}173 \cdot 10^6 \cdot 0{,}87 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{0{,}384}{0{,}022} = 0{,}568\ .$$

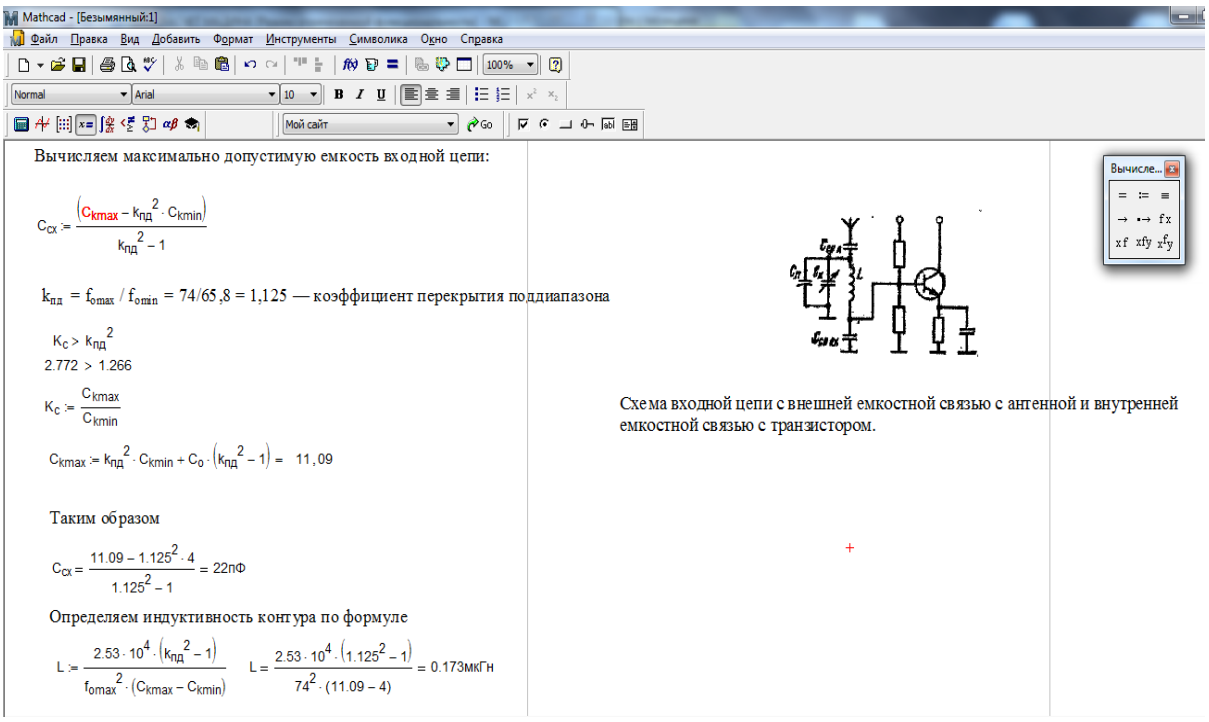



Рисунок 3.5 – Расчет в программной среде Mathcad

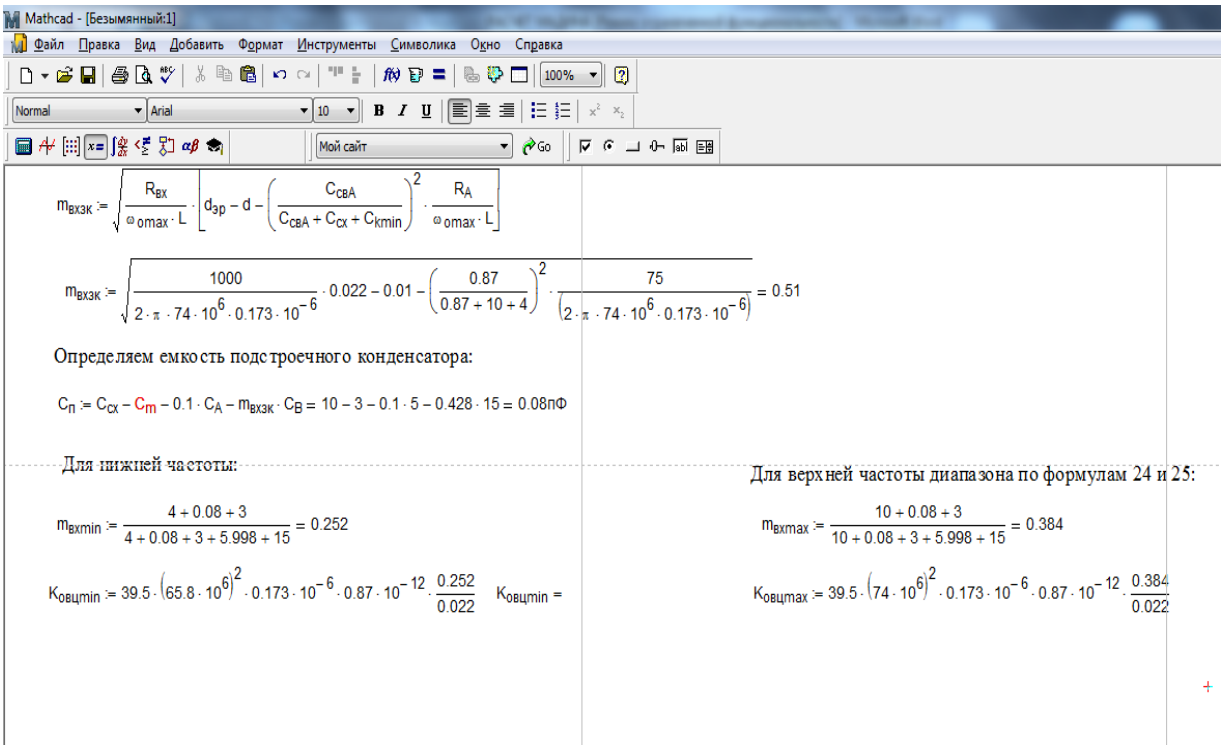



Рисунок 3.6 – Расчет в программной среде Mathcad

Таким образом, сочетание внешнеемкостной связи с антенной и внутриёмкостной связи вход УРЧ обеспечивает малое изменение коэффициента передачи входной цепи по диапазону.

## 3.3 Расчет усилителя промежуточной частоты

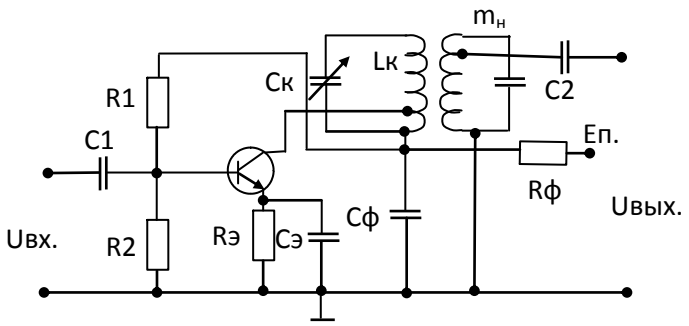



Рисунок 3.5 – Усилитель промежуточной частоты

3.3.1. Расчет коэффициента усиления УПЧ.
Коэффициент усиления $K_0$ рассчитывается по формуле:

$$K_0 = \frac{1}{2} \cdot m_2 \cdot m_н \cdot Y_{21} \cdot R_0 \ . \tag{3.11}$$

Определим индуктивность катушки контура $L_к$.
Зададимся емкостью контура $C_k = (40 \div 60)\ пФ$
Индуктивность контура определяется по формуле:

$$L(мкГн) = \frac{2.53 \cdot 10^{10}}{f_{0пр}^2(кГц) \cdot C_к(пФ)}; \tag{3.12}$$

Подставив значения, имеем:

$$L = \frac{2.53 \cdot 10^{10}}{f_{0пр}^2(кГц) \cdot C_к(пФ)} = \frac{2.53 \cdot 10^{10}}{10700^2 \cdot 50} = 4.42\ мкГн.$$

Определим резонансное сопротивление контура $R_0$.
Для расчета сопротивления $R_0$ воспользуемся формулой (3.2):

$$R_0 = \rho \cdot Q_э \ ; \tag{3.13}$$

здесь $\rho$ - волновое сопротивление определяется как:

$$p = \omega_{опр} \cdot L_k \ ,$$

$$p = 2 \cdot \pi \cdot f_{0пр} \cdot L_k = 2 \cdot \pi \cdot 10{,}7 \cdot 4{,}42 \cdot 10^{-6} = \ 297 \ .$$

Значение $Q_э$ было определено выше при расчете типа и числа фильтров ПЧ, и равняется $Q_э = Q_{необх.} = 86.6$.

Тогда по формуле (3.2) резонансное сопротивление равно:

$$R_0 = \rho \cdot Q_э = 297 \cdot 86.6 = 25720 \text{ Ом};$$

Определим коэффициент включения контура $m_2$ и $m_н$.

Коэффициенты включения контура $m_2$ и $m_н$, вычисляются по формуле :

$$m_2 = \sqrt{\frac{d_{вн.тр}}{\rho \cdot G_{22}}} \;;$$

$$m_н = \sqrt{\frac{d_{вн.тр}}{\rho \cdot G_{11}}} \;;$$

где $d_{вн.тр}$ - затухание.

Вносимое со стороны транзистора, определяется как:

$$d_{вн.тр} = \frac{1}{4} \cdot d;$$

в данном случае $d = \frac{1}{Q_k}$.

В свою очередь $Q_k$ - добротность величина которой на 20 % выше $Q_{необх}$ , и равняется $Q_k = 120\% \cdot Q_{необх} = 1.2 \cdot 86.6 = 103$.

Тогда:

$$d_{вн.тр} = \frac{1}{4} \cdot d \;,$$

$$d_{вн.тр} = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{Q_k} = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{103} = 2{,}4 \cdot 10^{-3}.$$

Подставив полученные значения в формулы расчета коэффициентов включения контура $m_2$ и $m_н$, рассчитаем:

$$m_2 = \sqrt{\frac{d_{вн.тр}}{\rho \cdot G_{22}}},$$

$$m_2 = \sqrt{\frac{2{,}4 \cdot 10^{-3}}{297 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3}}}\ ;$$

$$m_н = \sqrt{\frac{d_{вн.тр}}{\rho \cdot G_{11}}},$$

$$m_2 = \sqrt{\frac{2{,}4 \cdot 10^{-3}}{297 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}}.$$

Далее имея все расчетные величины по формуле (3.1) можно найти коэффициент усиления $K_0$:

$$K_0 = \frac{1}{2} \cdot m_2 \cdot m_н \cdot Y_{21} \cdot R_0\ ,$$

$$K_0 = 0{,}5 \cdot 0{,}29 \cdot 0{,}028 \cdot 35 \cdot 10^{-3} \cdot 25720 = 3{,}7\ . \qquad (3.14)$$

При сравнивании $K_0$ с $K_{уст.упч}$ выяснили, что $K_0 < K_{уст.упч}$ ,т.к.: $K_{уст.упч} = 13.2$; $K_0 = 3.7$;

Для устойчивой работы усилителя промежуточной частоты необходимо выполнение требования $K_0 \le K_{уст.урч}$. Условие выполняется.

3.3.2. Рассчитаем коэффициент связи $К_{св}$.

Коэффициент связи $К_{св}$ рассчитывается по формуле :

$$K_{св} = \frac{C_{св}}{C_к}\ ; \qquad (3.15)$$

При значении $C_к = 50$ пФ и коэффициенте связи $\eta = K_{св} \cdot C_к = 1$ емкость связи определяется, как :

$$C_{св} = K_{св} \cdot C_к\ .$$

Коэффициент связи $К_{св}$ определяется по формуле:

$$K_{св} = \frac{1}{Q_э},$$

$$K_{св} = \frac{1}{86{,}6} = 0{,}0115\,.$$

Подставив полученные значения, определим емкость связи $C_{св}$:

$$C_{св} = K_{св} \cdot C_{к}\,,$$

$$C_{св} = 0{,}0115 \cdot 50 \cdot 10^{-12} = 0{,}57\ пФ\,.$$

3.3.3. Рассчитаем АЧХ.

АЧХ рассчитывается по формуле :

$$\gamma = \frac{2}{\sqrt{\xi^4 + 4}}; \qquad (3.16)$$

где обобщенная расстройка $\xi$ рассчитывается по формуле:

$$\xi = \frac{2 \cdot \Delta f}{f_{пр}} \cdot Q_э\,.$$

значение $Q_э = 86.6$, а $f_{пр} = 10.7$МГц;

Т а б л и ц а 3.1 – АЧХ УПЧ

| Δf, кГц | 0 | 50 | 100 | 200 | 250 |
|---|---|---|---|---|---|
| γ | 1 | 0,95 | 0,56 | 0,17 | 0,1 |
| $\gamma^2$ | 1 | 0,903 | 0,313 | 0,029 | 0,011 |

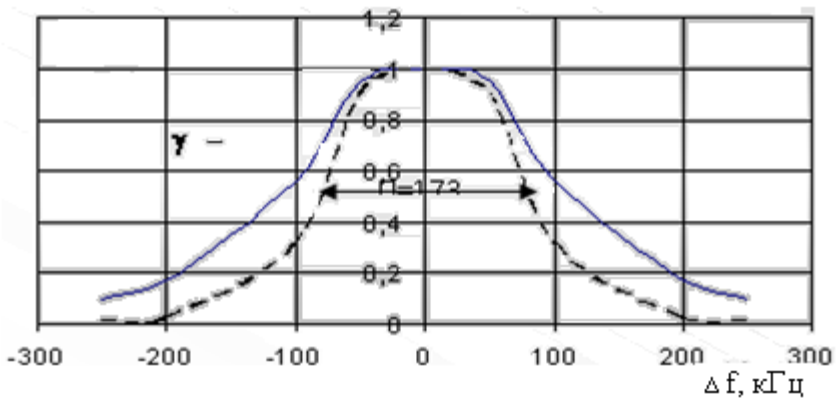



Рисунок 3.7 – График амплитудно-частотной характеристики УПЧ

Mathcad - [Безымянный:1]

Файл Правка Вид Добавить Формат Инструменты Символика Окно Справка

Коэффициент усиления $K_0$ рассчитывается по формуле

$$K_0 = \frac{1}{2} \cdot m_2 \cdot m_н \cdot Y_{21} \cdot R_0$$

Индуктивность контура определяется по формуле

$$L(\text{мкГн}) = \frac{2.53 \cdot 10^{10}}{f_{0пр}^2(\text{кГц}) \cdot C_к(\text{пФ})};$$

Подставив значения, имеем:

$$L = \frac{2.53 \cdot 10^{10}}{f_{0пр}^2(\text{кГц}) \cdot C_к(\text{пФ})} = \frac{2.53 \cdot 10^{10}}{10700^2 \cdot 50} = 4.42 \text{ мкГн};$$

Для расчета сопротивления $R_0$ воспользуемся формулой (4.2):

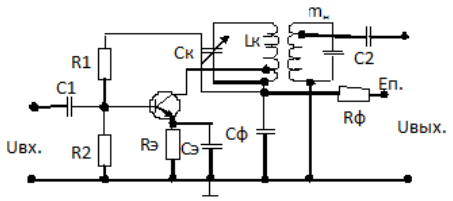
$$R_0 = \rho \cdot Q_э; \qquad (4.2)$$

здесь $\rho$ - волновое сопротивление определяется как:

$$\rho = \omega_{0пр} \cdot L_k = 2 \cdot \pi \cdot f_{0пр} \cdot L_k = 2 \cdot \pi \cdot 10.7 \cdot 10^6 \cdot 4.42 \cdot 10^{-6} = 297;$$

$$R_0 = \rho \cdot Q_э = 297 \cdot 86.6 = 25720 \text{ Ом};$$

$$m2 := \sqrt{\frac{d}{\rho \cdot G22}} \qquad mh := \sqrt{\frac{d}{\rho \cdot G11}}$$




Усилитель промежуточной частоты.

Рисунок 3.8 – Расчет в программной среде Mathcad

## 4. Безопасность жизнедеятельности

### 4.1 Анализ потенциально опасной и вредной производственной среды

Здоровые и безопасные условия труда на производства обеспечиваются правильной организацией руководство охраной труды. Объектом управления является деятельность тех. службы и подразделения, которые непосредственно обеспечивают безопасных условий труда на рабочих местах, производственных участках, в цех на телекоммуникационный предприятиях в целым.

За состояние охраны труда на предприятии отвечает руководитель предприятия, главный инженер, главных энергетика и начальники цехов. На администрацию возлагается проведения инструктирования рабочих и служащих по технике безопасность производственной санитарии, противопожарной охране и другие правилам охраны труда, а также постоянный контроль за соблюдением работникам всех требовании и инструкций по охране труда.

На каждом предприятии связи с зависимости от численности работников создается отделы, бюро или выделяется инженеры техника безопасности, занимающиеся практической работой устранению причины травматизма и заболеваний работающих.

Согласно «Основам законодательство РК о труде» надзор и контроль за соблюдением законодательства о труде и правил по охране труда осуществляют:

Государственный санитарных надзор – контроль за проведением мероприятий по предупреждению загрязнений внешней среды.

Государственная инспекция по энергетическому надзору – за соблюдением правил устройства и эксплуатация электроустановок.

Государственный пожарный надзор – соблюдением противопожарного режима на объектах.

С государственными инспекциями контроль за состоянием охран труд, ведут профсоюзные органы. На каждом РТПС работает комиссия охраны труда, которая оказывается помощь профсоюзному комитету в осуществлению контроля за исполнение трудового законодательства и выполнением требований охраны труд.

В процессе труд человека подвергается воздействию целого ряда санитарно-гигиенических фактор, который могут вызвать нежелательные последствия, например чрезмерное повышений или понижение температуры тела, повышение давления. Неблагоприятный воздействие на человека санитарно-гигиенических фактор приводит к отвлечению внутренних ресурсов работающего от основного трудовой процесса, неблагоприятно влияет на технико-экономические и физиологически показатели.

Помещение рабочего места прямоугольной форм с параметрами: длина - 9 метров, ширина – 6 метров, высота – 3 метров с белым потолком, побеленными стенами и с окнами с открытыми жалюзями. Помещение рассчитано на 2 сидячих рабочих мест в качестве средств труда используется: 2 компьютеров, IP камера, DVB приемник, передатчики и телевизор а также могут быть использованы транскодер.

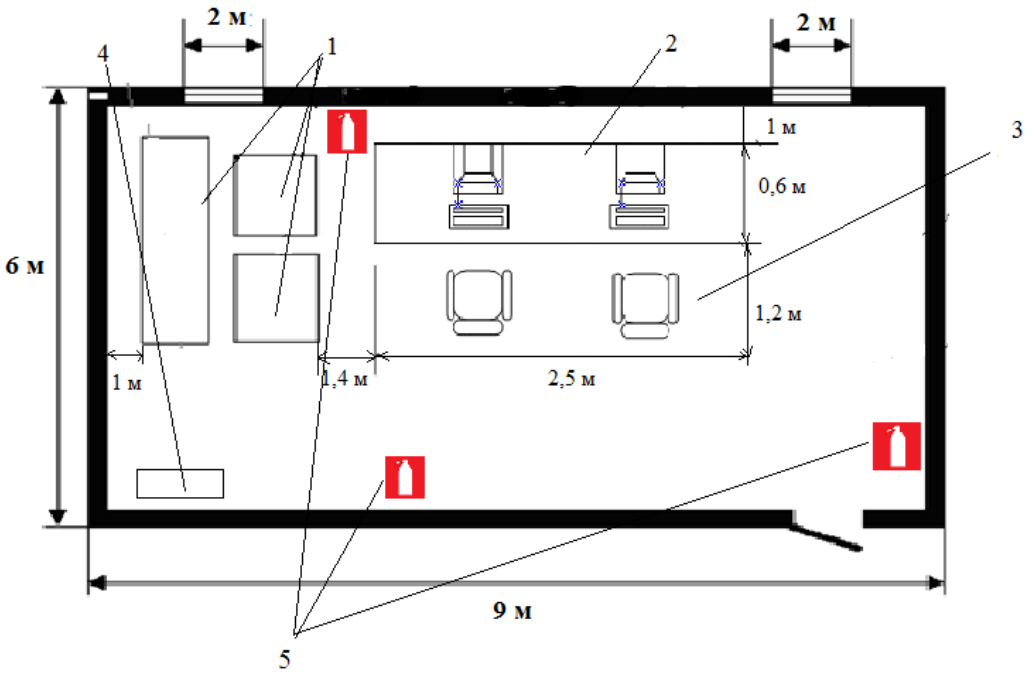
Работа организована в четыре смен с 8 до 20 часов дневные.

Площадь помещения $S_{контр}$= 9×6 =54 м$^2$, Объем – $V_{контр}$= 54×3 = 162 м$^3$. Следовательно на одного человека приходится площадь 54/2 = 27 м$^2$ и объем 81 м$^3$. Это больше минимальной площадь и объема приходящихся на одного работающего, установленных нормами (объем – не менее 15 м$^3$, площадь – не менее 4,5 м$^2$). План помещений представлен на рисунке 4.1. Оптимальный микроклимат в помещения поддерживается при помощи системы кондиционирований.

В помещения отсутствуют источники постоянных шумов и вибрации. От внешних источников шум помещение защищено звукоизолирующими пластиковыми окна.

Для работ используются монитор на жидкокристаллической основе не оказывающие столь вредного воздействие на организм человека как электронно-лучевые.

В помещения исключена возможность приближения людей к токоведущим часть офисного оборудования. Все соединительные провода и линии имеют качественную изоляция.




1-оборудование; 2-стол для компьютера; 3-кресла; 4-электрощит; 5- огнетушитель

Рисунок 4.1 – План помещения

Микроклимат производственного помещение оказывает значительное влияние на работника. Отклонения отдельный параметров микроклимата от рекомендованных значения снижают работоспособность, ухудшают самочувствие работник и могут привести к профессиональным заболеваниям. [15].

Заданные параметр микроклимата в производственных помещениях телекоммуникационный центра обеспечиваются целым рядом различных мероприятий, направленный на удаление источников выделения вредных веществ и сокращение времени пребывание работающих в опасных зонах: повышение коэффициента полезного действие оборудования для сокращения количества выделяемого тепла; разработки новых технологий при которых уменьшается выделения вредных веществ.

Однако даже при совершенной технология и современном оборудовании не удается полностью исключить попадания в воздух производственного помещение вредных веществ. В этих случай для защиты людей используется вентиляция. Вентиляционные систем обеспечивают необходимые параметры микроклимата,заданный состав воздушной сред в производственных помещениях.

В зависимости от сил, вызывающих перемещений воздуха, различают естественную и искусственная вентиляция.

Естественной вентиляция воздухообмен осуществляется за счет разности температур воздуха в помещения и снаружи - теплового напора и воздействия ветра - ветрового напор.

Механическая вентиляции осуществляется при помощи вентиляторов через систему воздуховодов, по принципу приточной вентиляции подаваемой в рабочее помещение.

Для удаления вредных веществ непосредственно на рабочих местах где производят ремонт используется местная вытяжная вентиляция.

Контроль состояния микроклимата в производственных помещениях позволяет поддерживать условия труда, увеличивает производительность и комфортность труда, снижает заболеваемость работающих.

Одним из важнейших условия существования человека является свет. Он влияет на состояние организм, правильно организованное освещение стимулирует протекание процессы высшей нервной деятельности и повышает работоспособность. При недостаточном освещения человек работает менее продуктивный, быстро устает, растеты вероятность ошибочных действий, что может привести к травматизму. Освещение рабочих помещений должно удовлетворять следующим условиям:

– уровень освещенности рабочие поверхностей должен соответствовать гигиеническим нормам для данного работы;

– должны быть обеспеченый равномерность и устойчивость уровня освещенности в помещении, отсутствий резких контрастов между освещенностью рабочей поверхности и окружающе пространства;

– искусственный свет, используемые на предприятиях, по своему спектральному составу должны приближаться к естественному.

Освещение телекоммуникационный предприятий может быть естественным, искусственными и совмещенным.

Наилучшим видом освещений является дневное, солнечное. Однако только дневной свет неможет обеспечить нужное освещение в течение всего рабочего дня, также зависит от погодных условий. Поэтому производственные помещения обеспечиваются естественным и искусственным освещением. Для искусственный освещения используют электрические люминесцентные лампы типа ЛД, ЛБ - дневного свеа. Эти лампы создают благоприятное для глаза цветовое ощущение и обладают более высоким коэффициентом полезного действия сравнению с лампам накаливания.

Для освещения территории ртутно-кварцевый ламп высокого давления, типа ДРЛ, ДРИ. Характеризуются хорошей цветностью излучение и высокой световой отдачи.

По мере развитие техника связь на телекоммуникационных центрах большое значение уделяется вопросы защиты работающих от воздействия электромагнитных полей. Степень воздействий электромагнитных полей на человека зависит от частоты, мощность излучения, продолжительности действия, и индивидуальный особенностей организма.

Воздействие электрически поля низкой частоты приводит к нарушениям в деятельности нервной и сердечно-сосудистой систем, а также к изменениям в составе крови.

При более высоких частотах воздействия по ля проявляется в виде теплового эффекта, что повышает температуру тела и приводит к местному перегреву отдельных ткани, при этом работающих может наступить нарушение сна, боли в области сердце, головные боли, повышенная утомляемость.

Для защиты персонал от воздействия электромагнитного поля в радиотелевизионных центр используются следующие методы:

- использование металлические экранов, отражающих электромагниный волны или поглощающих энергия электромагнитного поля.

Отражающие электромагнитный поля экраны выполняются из металла. Их защитное действий состоит в том, что электромагнитное поле возбуждает в экране токи, образующий вторичное электромагнитное поле, по амплитуды напряженности почти равно, фазе противоположное экранируемому поле.

Суммарное результирующие электромагнитное поле быстро убывается в металлической массе экрана. Экран изготовлены из листового металл толщиной не менее 0,5 мм. Швы между отдельным частями экрана выполняют сваркой или пайкой, экран заземляют.

Правильный выбор режима работы оборудования и персонала позволяет уменьшить время пребывания человека в зоне действия электромагнитного поля.

Используется дистанционное управление оборудованием, что позволяет персоналу исполнять свои функции, находясь вне зоны действия элек-

тромагнитного поля.

В качестве индивидуальных средств защиты работающих применяют комбинезоны и халаты из металлизированной ткани, которые действуют как экраны.

На предприятиях связи для осуществления производственных процессов широко используется электрическая энергия. Все электроустановки по своему устройству должны отвечать действующим «Правилам устройства электроустановок», а их обслуживание осуществляется в соответствие с «Правилами технической эксплуатации электроустановок потребителей и правилами техники безопасности при эксплуатации электроустановок потребителей».

К самостоятельному обслуживанию технического оборудования на телекоммуникационных предприятиях допускаются профессионально подготовленные лица не моложе 18 лет, прошедшие медицинское освидетельствование, прошедшие обучение безопасным методам работы и сдавшие экзамены по технике безопасности.

Помещения всех действующих и вновь строящихся радиопредприятий

должны соответствовать требованиям ведомственных санитарных норм и правил.

Требования техники безопасности к радиоустановкам:

токоведущие части радиоустановок, доступные случайному прикосновению, должны быть закрыты или ограждены;

– все помещения, в которых установлены радиопередающие устройства должны быть обеспеченны телефонной связью;

– электроустановки эксплуатация которых связана с оперативным переключением и перестройками или требует доступа обслуживающего персонала к токоведущим частям, должны иметь блокировку электрическую и механическую, не позволяющую открывать дверь или заходить за ограждения без полного отключения оборудования, а также включать при открытых дверях.

Работа руководителя и ассистента будет заключаться в расчете, обработке, получении и передаче аналоговой информации после детекторной цифровой обработки. Все это будет производиться при помощи специального программного обеспечения установленного на персональном компьютере, поэтому большую часть времени сотрудники будут проводить за компьютером. Следовательно, рассматриваем организацию рабочего места и правила работы с персональным компьютером с точки зрения обеспечения безопасности труда.

При конструировании рабочего места руководителя создадим следующие условия: достаточное рабочее пространство для работающего человека, позволяющее осуществлять все необходимые движения и перемещения при эксплуатации и техническом обслуживании оборудования; достаточные физические, зрительные и слуховые связи между работающим человеком и оборудованием, а также между людьми в процессе выполнения общей трудовой задачи; оптимальное размещение рабочих мест в производственных помещениях, а также безопасные и достаточные проходы для работающих

людей; необходимое естественное и искусственное освещение для выполнения трудовых задач, технического обслуживания; допустимый уровень акустического шума и вибрации, создаваемых оборудованием рабочего места или другими источниками шума и вибрации.

Освещение в помещении комбинированное (естественное и искусственное). Естественное освещение создается благодаря двум окнам размерами 200×150 см. В качестве светопропускающего материала имеем стекло оконное листовое двойное. В качестве солнцезащитного устройства используются убирающиеся регулируемые жалюзи.

Искусственное освещение осуществляется в виде комбинированной системы освещения с использованием люминесцентных источников света.

Таким образом, можно сделать вывод, что помещение соответствует санитарным нормам. Согласно ГОСТ 12.1.005-86 ССБТ "Воздух рабочей зоны, общие санитарно-гигиенические требования", работа людей в данном помещении относится к первой категории (таблица 4.1), [16]:

Микроклиматические условия в данном помещении согласно ГОСТ 12.0.003-74. ССБТ можно охарактеризовать как оптимальные (таблица 1.1), [18]:

Т а б л и ц а 4.1 - Оптимальные нормы параметров микроклимата

| Период работы | Категория работы | Т, $^0$С | Скорость движения воздуха, м/с, не более |
|---|---|---|---|
| Холодный | I а<br>I б | 22-24<br>21-23 | 0,1<br>0,1 |
| Теплый | I а<br>I б | 23-25<br>22-24 | 0,1<br>0,2 |

Независимо от периодов года микроклиматические параметры в помещении не превышают установленных допустимых значений: СН 245-71:

Температура летнего периода: + 24 $^0$С, температура зимнего периода +21 ÷ +24 $^0$С, относительная влажность воздуха – 60 % при температуре ниже 36 $^0$С, скорость движения воздуха не превышает 0,2 м/с в любой период года.

Т а б л и ц а 4.2 - Влажность воздуха

| Температура воздуха $t^0$ | -20 | 0 | +20 | +40 |
|---|---|---|---|---|
| Самое большое значение влажности 1 м$^3$ воздуха | 1,1 | 4,9 | 17,2 | 50,8 |

В холодные периоды года температура воздуха, скорость его движения и относительная влажность воздуха соответственно составляет: 23–24 °С; 0,1 м/с; 30–60 %; температура воздуха колебаться в пределах от 21 до 25 °С .

В теплые периоды года температура воздуха, его подвижность и относительная влажность соответственно составляет: 23–25 °С; 0,1–0,2 м/с; 30–60 %; температура воздуха колебаться от 22 до 26 °С .

При конструировании рабочего места исследователя создадим следующие условия: достаточное рабочее пространство для работающего человека, позволяющее осуществлять все необходимые движения и перемещения при эксплуатации и обслуживании оборудования; достаточные физические, зрительные и слуховые связи между работающим человеком и оборудованием, а также между людьми в процессе выполнения общей трудовой задачи; оптимальное размещение рабочих мест в производственных помещениях, а также безопасные и достаточные проходы для работающих людей; естественное и искусственное освещение для выполнения трудовых задач, технического обслуживания; допустимый уровень акустического шума, создаваемых оборудованием рабочего места или другими источниками шума[17].

На рабочем месте исследователя используем:

– средства отображения информации (дисплей);
– средства ввода информации (клавиатура, различные манипуляторы);
– средства связи и передачи информации (телефонный аппарат, модем);
– средства документирования и хранения информации (принтеры, дисковые накопители);
– вспомогательное оборудование.

Рабочее место исследователя организуем следующим образом. Дисплей оборудован поворотной площадкой, позволяющей перемещать его в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Дисплей разместим на столе так, чтобы расстояние наблюдения информации на экране было в пределах 450-500 мм. Экран дисплея расположим так, чтобы угол между нормалью к центру экрана и горизонтальной линией взгляда составлял 20 градусов. Клавиатуру расположим на столе или подставке так, чтобы высота клавиатуры по отношению к полу составляла 650-800 мм, наклон клавиатуры сделаем в пределах 5-10 градусов. При размещении компьютера на стандартном столе используем кресло с регулируемой высотой сиденья (от 380 до 450-500 мм) и подставку для ног.

Средства документирования расположим справа от оператора в зоне максимальной досягаемости, а средства связи – слева, чтобы освободить правую руку для записей.

Деятельность исследователя и ассистента при приёме информации связана с восприятием информации о состоянии объекта управления и внешней среды, а его действия заключаются в обнаружении, выделении познании сигналов. При обработке данных, деятельность оператора направлена на анализ обобщение поступающей информации, сопоставление требуемого и текущего состояния системы. На этом этапе выполняются действия, связанные с запоминанием извлечением из памяти и декодированием информации. Таким образом, на этих двух этапах деятельность исследователя связана с восприятием информационной модели. Экран дисплея, документы и клавиатура располагаются так чтобы перепад яркостей поверхностей зависящий от расположения относительно источника света не превышал 1:10 (оптимальное

значение 1:3). При нормальных значениях яркостей на экране 50-100 кг/м$^2$ освещённость документа составляет 300-500 лк. Яркость фона, обеспечивающая наивысшую остроту зрения, составляет $10^4$ кг/м$^2$. При различии сложных объектов яркость составляет 300 кг/м$^2$. Резкое падение остроты зрения имеет место при яркости менее 10 кг/м$^2$. Максимальный допустимый перепад яркости в поле зрения операторов не превышает 1:100. Оптимальное соотношение 20:1 между источником света и ближайшим окружением и 40:1 между самым светлым и самым тёмным участком изображения. При формировании на экране буквенно-цифровой информации учитывается что:

Т а б л и ц а 4.3 – Параметры буквенно-цифровой информации

| Параметры | Значения |
|---|---|
| Размер знаков, угл.мин:<br>-допустимый<br>-оптимальный | <br>35-40<br>18-20 |
| Ширина знака /высота знака | 2/3;3/4;5/7; |
| Толщина знака /высота знака<br>-при прямом контрасте<br>-при обратном контрасте | <br>2/10<br>1/10 |
| Число элементов:<br>При формировании знаков из дискретных элементов, сегментов<br>-при растовом способе формирования, линий<br>-при матричном способе формирования точек | <br><br>18-16<br><br>10<br>5/7;5/9 |

Рабочее место рассчитываем на работу оператора сидя, стоя, сидя-стоя попеременно.

При работе исследователя с ограниченной подвижностью, рабочей зоной 380-500 мм, усилием Н < 50, малой статистической утомляемостью, более спокойном положении рук и возможностью выполнения более точной работы, работать сидя за пультом, с наклоном дисплея 60 градусов, с расстоянием: дисплея от пола 70 см., сидения от пола 45 см.

При работе с возможностью периодического изменения позы, усилением 50 < Н < 100, рабочей зоной 500-700 мм, достаточно большом обзоре и зоне досягаемости, рекомендуется работать сидя-стоя (попеременно), с наклоном дисплея 45 градусов, расстоянием: дисплея от пола 100 см., от пола до сидения 70 см., и подставкой для ног 25 см.

При работе большой свободной позы и движений, рабочей зоной 750 мм, усилием 100 < Н < 120, с большим обзором и для лучшего использования силы,

рекомендуется работать стоя с наклоном дисплея 30 градусов и расстоянием от пола 100см [10].

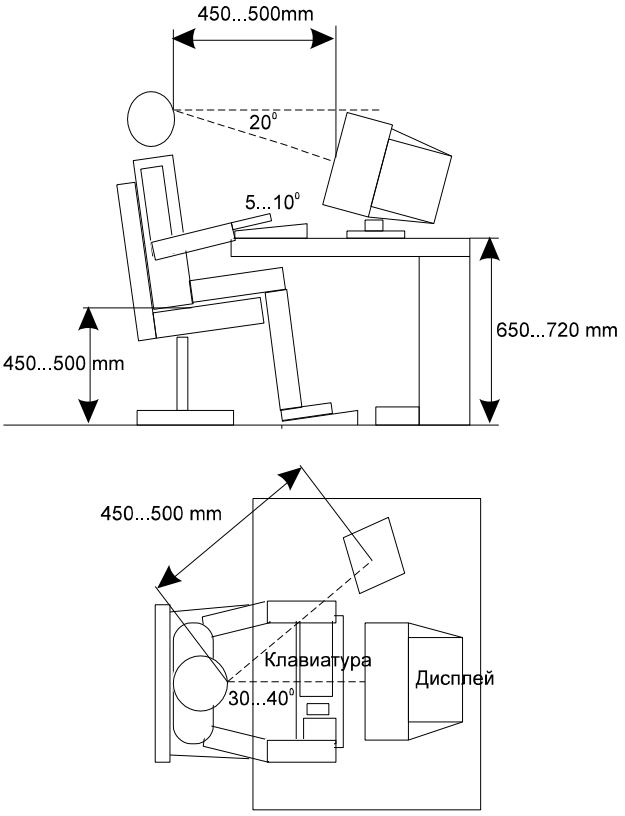



Рисунок 4.2 – Рабочее место исследователя

## 4.2 Устройство и расчет системы кондиционирования воздуха

Системы вентиляции, отопления и кондиционирования воздуха должны быть выполнены в соответствии с главой СНиП 11-33-75 «Отопление, вентиляция и кондиционирование воздуха».

В помещениях различного назначения действуют в основном тепловые нагрузки, возникающие снаружи помещения (наружные); а также тепловые нагрузки, возникающие внутри зданий (внутренние).

## 4.3 Наружные тепловые нагрузки

Данные нагрузки представлены следующими составляющими:

– теплопоступления или теплопотери в результате разности температур снаружи и внутри здания через стены, потолки, полы, окна и двери.

– разность температур снаружи здания и внутри него летом является положительной, в результате чего имеет место приток тепла снаружи во внутрь

помещения; и наоборот – зимой эта разность отрицательна и направление потока тепла меняется;

– теплопоступления от солнечного излучения через застекленные площади; данная нагрузка проявляется в форме ощущаемого тепла;

– теплопоступления от инфильтрации.

В зависимости от времени года и времени суток наружные тепловые нагрузки могут быть положительными.

Теплопоступления и теплопотери в результате разности температур определяются по формуле (4.1) [15]:

$$Q_{огр} = V_{пом} \cdot X_o \cdot (t_{Нрасч} - t_{Врасч}), \quad Вт, \tag{4.1}$$

где $V_{пом}$ – объем помещения, м$^3$:

$$V_{пом} = 3 \cdot 9 \cdot 6 = 162 \quad м^3;$$

$X_o$ – удельная тепловая характеристика, Вт/м$^3$ $^0$С:

$$X_o = 0.42 \quad Вт / м^{3\,0}C;$$

$t_{Нрасч}$ – наружная температура (параметр А). Для холодного периода средняя температура самого холодного месяца в 13 часов, для теплого периода средней температуре самого жаркого месяца в 13 часов: $t_{Нрасч}$ = 27.6 $^0$С.

$t_{Врасч}$ – внутренняя температура, выбирается с учетом комфортных условий или технологических требований, предъявляемых к производственным процессам: $t_{Врасч}$ = 31,2 $^0$С.

$$Q_{огр} = 162 \cdot 0.42 \cdot 3{,}6 = 244{,}944 \quad Вт.$$

Избыточная теплота солнечного излучения в зависимости от типа стекла почти до 90 % поглощается средой помещения, остальная часть отражается. Максимальная тепловая нагрузка достигается при максимальном уровне излучения, которое имеет прямую и рассеянную составляющие. Интенсивность излучения зависит от ширины местности, времени года и времени суток.

Теплопоступление от солнечного излучения через остекление определяется по формуле (4.2) [16]:

$$Q_p = (q^I F_0^I + q^{II} F_0^{II}) \cdot \beta_{с.з.} \tag{4.2}$$

где $q^I$, $q^{II}$ – тепловые потоки от прямой и рассеянной солнечной радиации, Вт/м$^2$;

$F^{I}_{o}$, $F^{II}_{o}$ – площади светового проема, облучаемые и необлучаемые прямой солнечной радиацией, м$^3$;

$\beta_{с.з.}$ – коэффициент теплопропускания [15]: $\beta_{с.з.}$ = 0.15.

При отсутствии наружных затеняющих козырьков, ребер и т. д. для периода облучения остекления солнцем, когда его лучи проникают через окно в помещение $F^{I}_{o}=F_{o}$; $F^{II}_{o} = 0$, (4.3) [17]:

$$Q_p = q^I F_0 \cdot \beta_{с.з.} = (q_{вп} + q_{вр}) \cdot K_1^c \cdot K_2 \cdot \beta_{с.з.} \cdot n \cdot S_o, \quad Вт. \qquad (4.3)$$

где $q_{вп}$ ; $q_{вр}$ – тепловые потоки от прямой рассеянной радиации, Вт/м$^2$.

$F_o = nH_oB_o = 2\cdot3\cdot6=36$ м$^2$ – площадь светового проема (n – число окон; $S_o$ – площадь 1 окна);

Для широты в ЮВ после полудня в 13-14 ч. при расположении ЮЗ: $q_{вп}$ = 305 Вт/м$^2$; $q_{вр}$ = 86 Вт/м$^2$;

$K_1$ – коэффициент затемнения остекления переплетами ($K^C_1$ – для облученных проемов) [16]: $K^C_1$= 0.7;

$K_2$ – коэффициент загрязнения остекления [16]: $K_2$ = 0.95.

Тогда:

$$Q_p = (305 + 86) \cdot 0.7 \cdot 0.95 \cdot 0.15 \cdot 36 = 1404{,}081, \quad Вт.$$

Внутренние нагрузки в жилых, офисных или относящихся к сфере обслуживания помещениях слагаются в основном из тепла:

– выделяемого людьми;

– выделяемого лампами и осветительными, электробытовыми приборами;

– выделяемого компьютерами, печатающими устройствами фотокопировальными машинами пр..

В производственных и технологических помещениях различного назначения дополнительными источниками тепловыделений могут быть: нагретое производственное оборудование, горячие материалы, в том числе жидкости и различного рода полуфабрикаты, продукты сгорания и химических реакций. На каждом предприятии связи с зависимости от численности работников создается отдел, бюро или выделяется инженер по технике безопасности, занимающиеся практической работой по устранению причин травматизма и заболеваний работающих.

Теплопоступления от людей зависит от интенсивности выполняемой работы и параметров окружающего воздуха. Тепло, выделяемое человеком, складывается из ощутимого (явного), горячие материалы, в том числе жидкости и различного рода полуфабрикаты, то есть передаваемого в воздух помещения путем конвекции и лучеиспусканий, и скрытого тепла, затрачиваемого на

испарение влаги с поверхности кожи и из легких. На каждом предприятии связи с зависимости от численности работников создается отдел, бюро или выделяется инженер по технике безопасности, занимающиеся практической работой по устранению причин травматизма и заболеваний работающих.

По таблице 4.3 [16] при 27,6 $^0$С один мужчина выделяет явного тепла 51 Вт, а общего – 102 Вт. Женщина выделяет 85% от нормы тепловыделений взрослого мужчины. Тогда выделение явного тепла в помещении составит:

$$Q_л^я = 51 \cdot 2 + 51 \cdot 1 \cdot 0.85 = 145{,}35 \quad Вт.$$

А выделение общего тепла:

$$Q_л^о = 102 \cdot 2 + 102 \cdot 1 \cdot 0.85 = 290{,}7 \quad Вт$$

Теплопоступление от осветительных приборов, оргтехники и оборудования рассчитывается следующим образом. Теплопоступление от ламп определяется по формуле (4.4) [1]:

$$Q_{осв} = \eta \cdot N_{осв} \cdot F_{пол} \quad Вт, \tag{4.4}$$

где η – коэффициент перехода электрической энергии в тепловую (для люминесцентных ламп η=0.5-0.6);

$N_{осв}$ – установленная мощность ламп (N=60 Вт/м$^2$);

$F_{ПОЛ}$ – площадь пола:

$$F_{пол} = 9 \cdot 6 = 54 \quad м^2.$$

Тогда:

$$Q_{осв} = 0{,}5 \cdot 60 \cdot 54 = 1620 \quad Вт.$$

Тепло, выделяемое производственным оборудованием, определяется по формуле (4.5) [15]:

$$Q_{об} = N_{уст} \cdot K, \tag{4.5}$$

$$Q_{об} = 0.83 \cdot 7 \cdot 0.9 = 5.229 \quad кВт.$$

Теплопритоки, возникающие за счет находящейся оргтехники, - это 30 % мощности оборудования:

$$Q_{орг} = 0.83 \cdot 7 \cdot 0.3 = 1.743 \quad кВт.$$

На основании выполненных расчетов составим баланс теплопоступлений в помещении:

$$Q_{изб} = Q_{огр} + Q_{р} + Q_{л}^{я} + Q_{осв} + Q_{об} + Q_{орг} =$$

$$= 244{,}944 + 1404{,}081 + 145{,}35 + 1620 + 5229 + 1743 = 10{,}39 \quad кВт.$$

Количество воздуха, необходимого для подачи в помещении, исходя из теплового баланса, определяется по формуле (4.6) [15]:

$$G = \frac{Q_{изб}}{c \cdot (t_{п} - t_{пр})}, \tag{4.6}$$

где $Q_{изб}$ – количество явного тепла (избыточного), передаваемого в помещение различными источниками, кДж/ч;
с – весовая теплоемкость воздуха, 1.05 кДж/кг· $^{0}$С;
$t_{п}$, $t_{пр}$ – температура воздуха соответственно в помещении и на притоке.

$$G = \frac{10387{,}104}{1.05 \cdot (31{,}2 - 27.6)} = 2747{,}9 \quad кг/ч.$$

Исходя из полученных данных, выберем кондиционер с верхней подачей воздуха SUA 0331. Его технические характеристики приведены в таблице 4.4.

Т а б л и ц а 4.4 – Основные технические характеристики кондиционера фирмы UNIFLAIR модель SUA 0331.

| Размеры, мм | Мощность, кВт | | | масса, кг | расход воздуха, м$^3$/ч | Расход пара, кг/ч |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | по холоду | компрес-сора | электро-нагревателя | | | |
| 1740×700×450 | 9,6 | 2,9 | 2,2 | 150 | мин: 1400, макс: 1940 | 2,0 |

Кондиционер с воздушным охлаждением, состоящий из двух блоков: внутреннего блока (собственно кондиционера), в котором расположены компрессор, испаритель, вентилятор и автоматика; внешнего блока – выносного конденсатора или теплообменника. Воздух подается сверху непосредственно в помещение, а забирается через лицевую панель.

## 4.4 Экологическая безопасность

Экологическая безопасность (ЭБ) — одна из составляющих национальной безопасности, совокупность природных, социальных, технических и других условий, обеспечивающих качество жизни и безопасность жизни и деятельности.

Экология – это наука, исследующая закономерности жизнедеятельности организмов в их естественной среде обитания, с учетом изменений, вносимых в среду деятельностью человека [19].

Основным содержанием современной экологии является исследование взаимоотношений организмов друг с другом и со средой и изучение функционирования биологических макросистем более высокого ранга: биогеоценозов (экосистем), биосферы, их продуктивности и энергетики.

Экологическая безопасность обычно определяется как состояние защищенности человека от воздействия негативных факторов природной среды. Поскольку человек является сам частью природы, то в качестве самостоятельного источника экологической опасности надо считать недостаточность или истощение природных средств существования. Экологическую опасность для человека можно условно разделить по факторам воздействия на него на три группы.

К первой группе факторов, способных непосредственно угрожать человеку, относят природные факторы, от которых человек вынужден защищаться: погодные, природные явления (извержения вулканов, ураганы, смерчи, оползни, землетрясения, космические излучения и пр.).

Вторая группа опасных экологических факторов (опосредованного действия) представляет собой отрицательные проявления деятельности человека по использованию природных объектов в своих интересах (воздействие радиоактивной, химической энергии, заражение природной среды различными опасными для человека веществами: гербициды, пестициды и т.д.).

Третья группа опасных экологических факторов характеризует недостаточность природных ресурсов для обеспечения безопасных условий жизнедеятельности человека, что обусловливает ухудшение качества предоставляемых человеку средств существования. Так, недостаток плодородных почв вызывает их интенсивную химизацию для увеличения объема получаемой в дальнейшем пищи. При этом ухудшается качество продукта, а его употребление сказывается на здоровье человека. Рассмотрим основные экологические проблемы, непосредственно влияющие на безопасность жизнедеятельности человека [19].

## 5 Технико – экономическое обоснование

### 5.1 Резюме

Контроль за работой оборудования ведется из комнаты контроля. Эксплуатацию оборудования осуществляют 2 человека.

### 5.2 Описание проекта

1) преобразование сигнала детектора в цифровой поток данных без потери содержащейся в нем информации;
2) использование оптимальных фильтров и сложных алгоритмов для, учитывающие специфические свойства детекторных систем;
3) применение детекторных приемников в простейших беспроводных устройствах;
4) осуществление проектирования частотных и фазовых детекторов при помощи цифровых микросхем;
5) осуществление монтажа технологического оборудования предприятий связи ;
6) осуществление исследовательских работ с целью оказания новых услуг;
7) поверка средств электрических и радиотехнических измерений, а также измерений времени и частоты;
8) другая деятельность, не запрещенная законодательством Республики Казахстан.

### 5.3 Цель проекта

Цель данного проекта преобразование сигнала детектора в цифровой поток без потери содержащейся в нем информации, использование детекторных систем. В соответствии с проектом будет показана цифровая обработка для приема аналоговой информации и будет рассмотрена экономимическая сторона проекта. В настоящее время во всем мире идет стремительное развитие цифровой обработки. Основным достоинством является более полно использовать потенциал детекторных систем, преобразование сигнала без потери содержащейся в нем информации,

повышение помехоустойчивости, увеличение передаваемых программ, рациональное использование полосы частот, и экономическая выгода по отношению к технологии аналоговой обработки [20].

Вместо 6 аналоговых предполагается установить 1 цифровой передатчик мощностью 2 КВт.

## 5.4 Расчёт технико-экономических показателей

Расчёт технико-экономических показателей выполняется в определённой последовательности, и включает следующие этапы:

- расчёт капитальных затрат на приобретение оборудования и ввода его в эксплуатацию;
- расчёт годовых эксплуатационных расходов;
- расчёт годовых доходов;
- расчёт показателей экономической эффективности.

С целью сопоставления эффекта и затрат, в общую сумму капитальных вложений входят:

- затраты на приобретение оборудования (его стоимость);
- затраты на его транспортировку;
- затраты на монтаж оборудования и его настройку;
- затраты на линейные сооружения и системы передачи.

### 5.4.1 Расчёт капитальных затрат на приобретение цифрового оборудования и ввода его в эксплуатацию.

Закупка оборудования осуществляется по ценам представленным фирмой ZETLAB в таблице 4.5, передатчик с мощностью излучения 2 кВт, потребляет электроэнергию мощностью 11.3 кВт/час по трехфазной сети.

Кроме цены на оборудования в размер капитальных вложений входят затраты на транспортировку оборудования, монтаж и другие статьи.

Капитальные затраты определим по формуле(5.1):

$$K = K_{обор}+K_{монт}+K_{проект}+K_{тр}\ . \qquad (5.1)$$

Стоимость монтажа составляет 10 % от стоимости оборудования (монтажные работы выполняет компания подрядчик), тогда:

$$K_{МОНТ} = 0{,}1 \cdot K_{ОБОР}, \qquad (5.2)$$

$$K_{МОНТ} = 0{,}1 \cdot 39240 = 3924 \text{ тыс. тг.}$$

Стоимость перевозки $K_{тр}$ составляет 3 % от цены оборудование:

$K_{тр} = K_{обор} \cdot 0{,}03 = 1177$ тг.

Стоимость проекта $K_{проект}$ составляет 3 % от цены оборудование:

$K_{проект} = K_{обор} \cdot 0{,}03 = 1177$ тг.

Общие капитальные затраты:

$$K = K_{ОБОР} + K_{МОНТ,} + K_{ПРОЕТК} + K_{ТР}, \quad (5.3)$$

$K = 39240 + 3924 + 1177 + 1177 = 45518$ тыс. тг.

Т а б л и ц а 5 . 1 – Затраты на приобретение оборудования

| Наименование оборудования | Стоимость оборудования, тыс. тенге | Количество оборудования, шт. | Стоимость с учетом транспортных расходов, тыс. тенге |
|---|---|---|---|
| Zet 230 | 20 631 | 1 | 20 631 |
| ZetLab Studio программное обеспечение | 3 225 | 1 | 3 225 |
| Измеритель сопротивлений Z452 | 15 384 | 1 | 15 384 |
| Стоимость всего оборудования, тыс. тенге | | | 39 240 |

**5.4.2 Расчет эксплуатационных расходов.**

Количество работников, результат сведем в таблицу 5.2:

Производственная себестоимость и расходы периода рассчитываются по следующим статьям эксплуатационных затрат.

Оплата труда производственного персонала определяется по таблице. Месячный фонд оплаты труда составляет (ФОТ):

$T_{МЕС} = 270{,}00$ тыс. тенге.

За год ФОТ составит:

$$T_{ГОД} = T_{МЕС} \cdot 12, \quad (5.4)$$

$T = 270{,}00 \cdot 12 = 3240.00$ тыс. тенге.

Отчисления от фонда заработной платы:

$$O = (T \cdot 11\%) + (T \cdot 3\%).$$

где 11 % - социальный налог, 3 % - социальные отчисления.

О=(3240·11%)+(3240·3%)=356,43 тыс. тенге.

Таблица 5.2 – Оплата труда производственного персонала

| Наименование должностей и профессий | Всего человек | Оклад, тыс. тенге | Основная заработная плата,тыс. тенге | Годовой ФЗП,тыс. тенге |
|---|---|---|---|---|
| Вед.инженер | 1 | 140 | 170 | 2040 |
| Дежурный по объекту | 1 | 83 | 100 | 1200 |
| Итого | 11 | 223 | 270 | 3240 |

На систему связи по существующему положению в настоящее время норма амортизации $Н_А$ на оборудование составляет 15 % от стоимости всего оборудования за вычетом ликвидационной стоимости (1 % от стоимости оборудования).

Определяем стоимость без ликвидационной стоимости:

43164 – 431 = 42733 тыс.тенге.

Таким образом амортизационные отчисления А составляют:

$$A = \frac{H_A \cdot K_{ВЛ}}{100\%}, \qquad (5.6)$$

$$A = \frac{11 \cdot 42733}{100} = 4701 \text{ тыс. тенге.}$$

Затраты на электроэнергию для производственных нужд, включают в себя расходы электроэнергии на оборудование и дополнительные.

$$З_{эл.эн} = З_{эл.энэобор} + З_{доп.нужд}, \qquad (5.7)$$

$$З_{эл.эн.обор} = W \cdot T \cdot S, \qquad (3.8)$$

где W – потребляемая мощность, W=11,3 кВт;
T – время работы, T=7300 ч/год;
(работа передатчика в сутки 20 часов. 20·365 дней в

году=7300 часов/год)
S – тариф, 1кВтч=15,66 тг.

$З_{эл.эн.наб}$ = 11,3 · 7300 · 15,66 = 1291,8 тыс. тенге/год.

Затраты на дополнительные нужды возьмем по укрупненному показателю 5 % от затрат на оборудование, включая расходы по имущественному налогу в размере 1 % от остаточной стоимости оборудования:

$З_{доп.нуж}$ = (0,05 · $З_{эл.эе.обор}$) , (5.9)

Тогда

$З_{доп.нуж}$ = (0,05 · 1291,8) = 64,59 тыс. тенге/год .

Сбор за государственную регистрацию радиоэлектронных средств и высокочастотных устройств составляет 10мрп за один передатчик:

$А_{срч}$ = 10мрп · 1 , (5.10)

Асрч= 10мрп · 1 (количество передатчиков)=12 тыс.тенге.

Плата за использование радиочастотного спектра составляет 32 тыс.тенге в год (по существующему тарифу на аналоговый передатчик, так как тариф на цифровое вещание не утверждён), предполагается что РЧС принадлежит АО Казтелерадио, за один передатчик:

$А_{прч}$ = 1 · 32 , (5.11)

где $А_{ПРЧ}$=1·32тыс.=32 тыс.тенге в год.
Расходы на ремонт устройства в размере 1 % от стоимости устройства:

$Э_{РЕМ}$ = К · 0,01 , (5.12)

$Э_{РЕМ} = 0{,}01 \cdot 43164 = 431{,}64$ тыс. тенге.

Прочие затраты на производственные, транспортные, управленческие и эксплуатационно-хозяйственные расходы определяются укрупнёно в размере 10 % от общей суммы затрат [21]:

$$C_{ПР} = \frac{(Т + А + З_{ЭЛ.ЭН} + О + Э_{РЕМ} + А_{срч} + А_{прч}) \cdot 10}{100}, \quad (5.13)$$

$$C_{пр} = \frac{(8940 + 4701 + 1356{,}39 + 1251{,}6 + 431{,}64 + 12 + 32) \cdot 10}{100}.$$

$C_{пр} = 1710{,}9$ тыс. тенге.

Общие эксплуатационные расходы определяются по формуле:

$$Э = 8940 + 4701 + 1356{,}39 + 1251{,}6 + 431{,}64 + 12 + 32 + 1710{,}9 = \\ = 18435{,}53\ тыс.тенге.$$

Результаты расчётов годовых эксплуатационных расходов сведены в таблицу 5.3.

Т а б л и ц а 5 . 3 – Эксплуатационные расходы

| Вид затрат | Всего затрат, тыс.тг. |
|---|---|
| Затраты на оплату труда, тыс. тенге | 3240 |
| Социальный налог с соц.отчислениями, тыс. тенге | 356,43 |
| Амортизация, тыс. тенге | 4701 |
| Расходы на электроэнергию, тыс. тенге | 1356,39 |
| Сбор за гос.регистрацию РЭС и ВЧУ, тыс.тенге | 12 |
| Плата за использование радиочастотных средств тыс.тенге | 32 |
| Расход на ремонт, тыс. тенге | 431,64 |
| Прочие, тыс. тенге | 1710,9 |
| Итого, тыс. тенге | 12735,53 |

**5.4.3 Оценка доходов.**

Совокупные затраты абонента сети телевизионного вещания за аренду оборудования составляют 900 тенге/час на 01.01.2013г (так как тариф на вещание программ в цифровом формате не установлен, в расчет берется существующий тариф на аналоговое оборудование).

Вещание передатчика составляет 20 часов в сутки.

Планируемое вещание абонентов: 12 телевизионных программ.

Подсчитаем время вещания абонента за год:

T = 20·365 = 7300 ч.

Годовой доход от вещания одной телевизионной программы:

$D_{1прог.}$=7300·900=6 570 тыс.тг.

Соответственно годовой доход от вещания телевизионных программ с двенадцати каналов равен:

$D_{12прог=}$ 6570·12,

$D_{12прог.}$=78 840тыс.тг.

Доход предприятия за год составляет:

D=78 840 тыс.тг.

Расчет срока окупаемости и абсолютного экономического эффекта.

Для расчета срока окупаемости необходимо определить чистый доход и доход предприятия после налогообложения.

Чистый доход предприятия определим по формуле:

$$D_{ЧИСТ} = D - \sum Э, \qquad (5.14)$$

$D_{ЧИСТ.} = 78840 - 18820 = 60019.4$ тыс. тенге.

Сумма налога в бюджет составляет 20 % от чистого дохода предприятия. Следовательно, чистый доход предприятия после налогообложения составит:

$$D_{ЧИСТ.Н.} = 0{,}8 \cdot D_{ЧИСТ}, \qquad (5.15)$$

$D_{ЧИСТ.Н.} = 0{,}8 \cdot 60019{,}4 = 48015{,}52$ тыс. тенге.

Коэффициент общей экономической эффективности капитальных вложений:

$E_a$=П/К ,

$E_a$=48015,52/43164=1,112.

Срок окупаемости капитальных вложений – срок возврата средств, является показателем, обратным коэффициенту общей эффективности:

T=1/E ,

T=1/1,112=0,899 .

Условие эффективности:

Тр≤Тн, Ер≥Ен ,

где Тр - расчетный срок окупаемости;
Тн – нормальный срок окупаемости;
Ер и Ен – расчетный и нормальный;
Тн=5лет и Ен=0,2
Тр=1,112 и Ер=0,899, что удовлетворяет условию эффективности.

Срок окупаемости капитальных вложений с учетом процесс дисконтирования капитальный вложений. Все расчеты заданию удобно проводить с использование персонального компьютеры в программе MS Excel.

Т а б л и ц а 5 . 4 – Окупаемость инвестиционного проекта

| Показатели | Проектный период | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0 | 1г. | 2г. | 3г. | 4г. | 5г. |
| Чистый денежный поток (CFt), млн.тг | -48,015 | 11,97 | 71,98 | 131,9 | 192,08 | 252,08 |
| Инвестиционные затраты (I), млн.тг | -49,89 | | | | | |
| Ставка дисконтирования | 15 % | | | | | |
| Коэффициент дисконтирования | 1 | 0,86 | 0,756 | 0,657 | 0,571 | 0,497 |
| Расчет – PV | -48,015 | 10,29 | 54,41 | 86,65 | 109,67 | 125,28 |
| Чистая приведенная стоимость (NPV), млн.тг | 288,395 | | | | | |
| Чистая текущая стоимость с нарастающим итогом, млн.тг | -49,89 | -36,60 | 14,81 | 101,46 | 211,13 | 336,41 |

После проведенный расчетов необходимо графически представить точку окупаемости инвестиционного проекта. Принятие решения по проекту должно исходить из полученных результатов и быть теоретически обосновано.

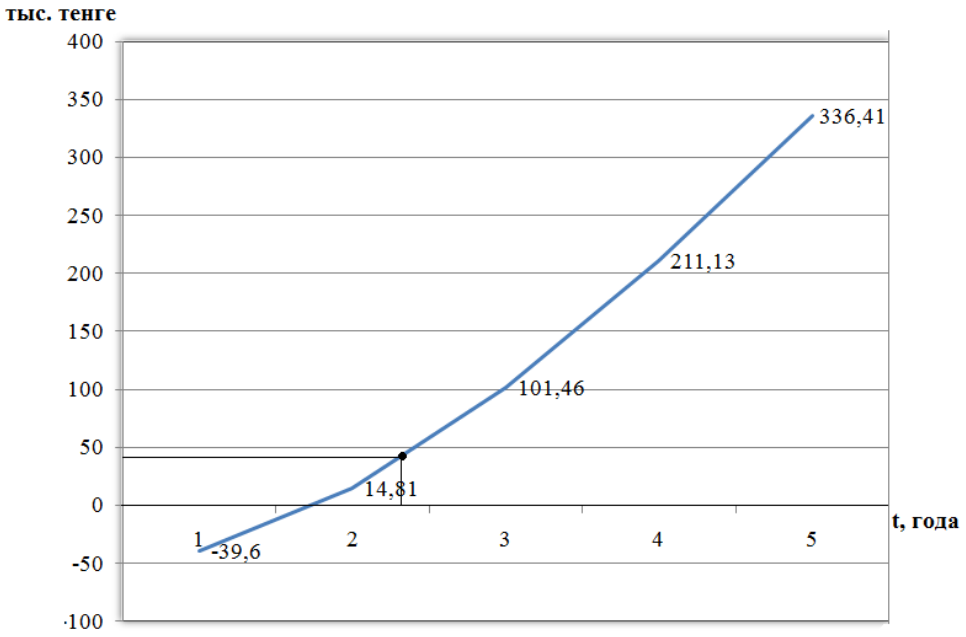



Рисунок 5.1 – Точка окупаемости инвестиционного проекта

Вывод: из графика видно, что срок окупаемости составляет 2.3 года. Это является хорошим результатом и оправдывает вложенные средства.

## Заключение

В данной дипломной работе был рассмотрен прием аналоговой информации последетекторная цифровая обработка сигнала. В заключении есть информация, которая может реализоваться только с помощью цифровой обработки сигнала, так как аналоговая обработка сигнала недостаточно точно, или вовсе нереализуема из-за сложных алгоритмов обработки этих сигналов.

В расчетной части был произведен расчет входной цепи и усилителя промежуточной частоты.

В части безопасность жизнедеятельности расчет системы кондиционирование воздуха, наружные тепловые нагрузки.

В технико-экономической части были рассчитаны общие капитальные вложения, эксплуатационные расходы.

**Перечень сокращений**

АГ – автогенератор
АД – амплитудный детектор
АО – амплитудный ограничитель
АПЧ – автоматическая подстройка частоты
АЦП – аналого-цифровой преобразователь
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
ВЦ – входная цепь
ИМС – интегральная микросхема
ИЧД – импульсный частотный детектор
ОУ – операционный усилитель
ПЧ – преобразователь частоты
ПФ – полосовой фильтр
РПрУ – радиоприемное устройство
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УРЧ – усилитель радиочастоты
ФНЧ – фильтр нижних частот
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь
ЧД – частотный детектор

**Список литературы**

1 А.И. Тяжев Выходные устройства приемников с цифровой обработкой сигналов. – Самара, Самарский университет, 1992.

2 Д.Д. Кловский. Теория электрической связи. – М.: «Радио и связь», 1998.

3 Н.Н. Фомин Радио приемные устройства. – М.: «Радио и связь», 2003.

4 Цифровые процессоры сигналов. : Интернет страница компании Electronics.ru. http://nuclphys.sinp.msu.ru/electronics/amp.htm

5 И.С. Гоноровский Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: «Радио и связь», 1986.

6 А.И. Тяжев Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычмсленных затрат. – Самара, ПИИРС, 1994.

7 Е.П. Угрюмов. Цифровая схемотехника. СПб, БХВ – Петербург, 2004.

8 В.Л. Шило. Популярные цифровые микросхемы. –М.: «Радио и связь», 1987.

9 М.С. Куприянов, Б.Д. Матюшкин Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. – СПб.: Политехника, 1999.

10 Детекторный приемник.: Кузин В.С.: Интернет – страница компании Radioexpert.ru. http://radioexpert.ru/4cbny6fe

11 А.В. Гороховского , А.В. Соколова Принимаем ТВ непосредственно из космоса. –М.: ЗАО «Журнал Радио», 1998.

12 Калихман С. Г., Левин Я. М. Радиоприёмники на полупроводниковых приборах. Теория и расчёт. – М.: Связь, 1979.

13 А.П. Сиверс. Проектирование радиоприемных устройств. – М.: «Сов.радио», 1976.

14 Тим Кинтцель. Руководство программиста по работе со звуком.- М.: Радио и связь, 2000

15 Баклашов Н.И., Н.Ж. Китаева, Б.Д. Терехов. Охрана труда на предприятиях связи и охрана окружающей среды: Учебник для вузов – М.: Радио и связь, 1989

16 А.А. Байзаков, А.С. Бегимбетова, М.К. Дюсебаев, Т.С. Санатова. Охрана труда. Методические указания к выполнению лабораторных работ (для студентов всех специальностей очно-заочной формы обучения). – Алматы: АИЭС, 2004.

17 ГОСТ 30494-96 Здания жилые и общественные. Параметры безопасности в помещениях. – М.: Радио и связь, 1989.

18 СНиП РК 2.04-05-2002. Нормы электромагнитной безопасности. Общие требования. – М.: Сройиздат, 2002

19 Шокина Л.Г. Охрана труда на предприятиях связи, учебник, - СПб.: БХВ-Петербург 1983

20 Базылов К.Б., Алибаева С.А., Бабич А.А. Методические указания по выполнению экономического раздела выпускной работы бакалавров. – Алматы: АИЭС, 2009.

21 Демина Е.В., Иодко Е.К., Майофис Л.И., Резникова Н.П. Организация, планирование и управление предприятиями связи: Учебник для вузов, – М.: Радио и связь, 2007.

22 Голубицкая Е. А., Жигульская Г. М. Экономика связи: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 2006.

23 Организация и управление предприятиями связи. Попов А.В.: Интернет-страница компании Allbest.ru. http://knowledge.allbest.ru/0nk757.html.