

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ІІРЕ, ПРЕТ

(повне найменування інституту, назва факультету)

радіотехніки та телекомунікацій

(повна назва кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)

на рівні

(ступінь вищої освіти (освітній ступінь))

на тему Технології синхронного детектування

Виконав: студент 6 курсу, групи РІЗДІМ
спеціальності (напряму підготовки)

ІІРЕ телекомунікацій та радіотехніки
(код і повна назва напряму підготовки, спеціальності)

Мельник О.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник Григоренко М.П.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Александр А.В.

(прізвище та ініціали)

м.Запоріжжя
2017 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет
 (повне найменування вищого навчального закладу)

Інститут, факультет радіотехніки та телекомунікацій
 Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти (освітній ступінь) магістр
 Спеціальність 192 Телекомунікації та радіотехніка
 (код і назва)
 напрям підготовки Радіотехніка
 (код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТТ

М.В. Моргун Моргун С.В.
 20 року

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТУ

Прізвище, ім'я, по батькові Матенко Олена Вадимівна
 (прізвище, ім'я, по батькові)
 Тема проекту (роботи) Технологія синхронного детектування

Виконавець проекту (роботи) Григоруків Михайло Миколайович
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, місце роботи)

Відомості про затвердження наказом вищого навчального закладу від 21 жовтня 2019 року № 427

Строк подання студентом проекту (роботи) 15.12.2019 р.

Вихідні дані до проекту (роботи) Синхронне детектування сигналу з АМ

Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розв'язати)
 (роботи) розробка способу синхронного детектування сигналів з АМ і АЧМ; розробка порогового детектора без здержаного каналу

Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

схема структурної діаграми синхронного детектора, схема структурної діаграми порогового детектора без здержаного каналу

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	приймає виконавця завдань
1-3	А.Т.Н. доц. Червонобродів М.П.	<i>[підпис]</i>	<i>[підпис]</i>
4	доц. ред. А.Т.Н. Соловйов В.В.	02.11.09.17	02.11.09.17
5	с.в.м.м. Азаровський Н.О.	<i>[підпис]</i>	<i>[підпис]</i>
	керм.м.м.м. с.в.м.м. Лотарева І.М.	<i>[підпис]</i>	<i>[підпис]</i>

7. Дата видачі завдання 01.09.2017

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Прим.
1	Вибір методів аналізу даних, розробка та узагальнення на реальних даних	25.09 - 05.10.17	
2	Технологія аналізу даних, розробка та узагальнення	06.10 - 30.10.17	
3	Технологія аналізу даних, розробка та узагальнення	31.10 - 24.11.17	
4	Технологія аналізу даних, розробка та узагальнення	25.11 - 01.12.17	
5	Варіант розробки та узагальнення в сервіс	01.12 - 09.12.17	
6	Підготовка проєкту	08.12 - 15.12.17	

Студент

*[підпис]**[підпис]*

Керівник проекту (роботи)

*[підпис]**[підпис]*

РЕФЕРАТ

АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ, СИНХРОННЫЙ ДЕТЕКТОР, ЗЕРКАЛЬНЫЙ КАНАЛ, СМЕСИТЕЛЬ, АЧХ, ФНЧ

ПЗ: 86стр., 12 рис., 7 источников.

Объект проектирования – синхронный детектор.

Цель работы – разработка нового способа синхронного детекторирования сигналов с амплитудной и амплитудно-фазовой модуляциями.

Метод исследования – теоретически-расчетный с использованием ЭВМ.

Разработан новый способ синхронного детекторирования, который обеспечивает высококачественное детектирование сигналов с амплитудной и амплитудно-фазовой модуляциями.

При выполнении дипломной работы применялись современные методы проектирования. Проектирование осуществлялось на специальном программном обеспечении и вычислительной технике.

Разработанный способ полностью удовлетворяет условиям технического задания.

СОДЕРЖАНИЕ

Перечень сокращений.....	6
Введение.....	7
1 Обзор методов амплитудного детектирования и устройств их реализации.....	10
1.1 Диодный амплитудный детектор.....	10
1.2 Синхронный амплитудный детектор.....	13
1.3 Приемник с прямым преобразованием сигнала.....	16
1.4 Синхродин.....	18
1.5 Помехоустойчивость синхронного амплитудного детектора.....	19
1.6 Преобразователи частоты.....	22
2 Технология синхронного детектирования сигналов.....	26
2.1 Синхронный линейный детектор сигнала с амплитудной модуляцией (манипуляцией).....	26
2.2 Восстановление фазы КАМ-сигнала с когерентной несущей.....	30
2.3 Результаты математического моделирования.....	34
3 Технология преобразования частоты без зеркального канала.....	35
3.1 Смеситель без зеркального канала.....	44
3.2 Расчет величины подавления сигнала.....	47
3.3 Выводы по разделам 2 и 3.....	51
4 Экономическое обоснование	54
4.1 Определение трудоемкости и продолжительности НИР.....	54
4.2 Определение затрат на НИР	62
4.3 Расчет экономической эффективности НИР, имеющий теоретический характер	67
5 Охрана труда и безопасность в период чрезвычайных ситуаций..	70
5.1 Анализ потенциальных опасностей.....	70
5.2 Мероприятия по обеспечению техники безопасности	72
5.3 Мероприятия по производственной санитарии и гигиене труда ..	74

5.4	Мероприятия по пожарной безопасности	77
5.5	Мероприятия по обеспечению безопасности в чрезвычайных ситуациях. Порядок осуществления обучения работающего и неработающего населения действиям в чрезвычайных ситуациях.....	79
	Выводы	85
	Перечень ссылок	86

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

АД	- амплитудный детектор;
АМ	- амплитудная модуляция;
АЦП	- аналогово-цифровой преобразователь;
АЧХ	- амплитудно-частотная характеристика;
ВАХ	- вольт-амперная характеристика;
КАМ	- квадратурная амплитудная модуляция;
ФАПЧ	- фазовой автоподстройки частоты;
ФНЧ	- фильтр низких частот;

ВВЕДЕНИЕ

В первой работе В. А. Котельникова [1] по теории потенциальной помехоустойчивости рассматривались задачи приема сигналов в канале с постоянными и точно известными параметрами. Котельников рассматривал по существу системы приема сигналов, в которых применяется синхронное детектирование.

Однако синхронный прием возможен лишь в том случае, когда система синхронизации весьма точно отслеживает все изменения фазы принимаемого сигнала. Последнее предположение, строго говоря, неправомерно, так как любой системе фазовой автоподстройки частоты свойственны флуктуации и скачки фазы формируемого на ее выходе опорного сигнала. До середины 50-х годов проблема реализации синхронного приема сигналов оставалась нерешенной. Для передачи дискретных сообщений на практике применялись сигналы с амплитудной и частотной модуляцией (АМ и ЧМ), прием которых осуществлялся путем их детектирования. И первое время исследования в области теории приема дискретных сообщений были направлены на определение оптимальных алгоритмов некогерентного приема этих сигналов и получение формул, позволяющих рассчитать вероятность их ошибочного приема.

По-видимому, первой работой, в которой содержались результаты исследований вопросов приема сигналов в канале с неопределенной фазой, явилась фундаментальная статья американских ученых У. Петерсона, Т. Бирдзолла и У. Фокса, в которой были приведены структурные схемы оптимальных приемников и дана оценка помехоустойчивости некогерентного приема сигналов.

В. А. Котельников, переключившийся после создания своей теории в 1947 г. на другие научные проблемы и переставший работать в открытой им

новой области, опубликовал в 1959 г. работу [2], в которой рассмотрел одну специфическую задачу некогерентного приема широкополосных сигналов и сопоставил помехоустойчивость когерентного и некогерентного приема таких сигналов.

Всесторонние исследования вопросов приема сигналов в канале связи с неопределенной фазой сигналов выполнил в середине 50-х годов выдающийся советский ученый Л. М. Финк. Он нашел структуру оптимальных демодуляторов и получил формулы, определяющие их помехоустойчивость. Полученные им результаты вошли в его широко известную в СССР монографию, первое издание [3] которой было опубликовано в 1963 г., а второе - в 1970 г. Финк рассмотрел не только вопросы некогерентного приема в оптимальных по Котельникову приемных устройствах, но и в других устройствах, применяемых на практике. Им, в частности, были исследованы вопросы помехоустойчивости приема сигналов ЧМ с использованием частотного дискриминатора. Подобные исследования были выполнены также американскими учеными В. Р. Бенетом и Дж. А. Залтцем.

Возможность повышения помехоустойчивости приема сигналов в результате применения синхронного детектирования была осознана инженерами еще задолго до появления теории Котельникова. В течение многих лет, начиная с 30-х годов этого века, ученые и инженеры пытались реализовать принципы когерентного приема сигналов ФМ. А первые идеи по применению этих принципов встречаются в патентах, начиная с 1917 г. В 1928 г. выдающимся американским ученым Г. Найквистом была опубликована первая теоретическая статья, посвященная вопросам фазовой селекции сигналов. Первую практическую схему синхронного приема осуществил в 1932 г. французский инженер О. Бельсиз.

Важные изобретения и исследования в области синхронного приема

дискретных сигналов были сделаны советскими учеными А. А. Пистолькорсом, В. И. Сифоровым, Е. Г. Мамоном и Д. В. Агеевым в 1933-1935 гг. Однако реализовать синхронный прием сигналов с фазовой модуляцией (ФМ) не удавалось, так как не были найдены способы устранения "обратной работы" при формировании опорного сигнала, необходимого для реализации когерентного детектирования.

В 1954 г. профессором Н. Т. Петровичем было сделано важное изобретение, позволившее применить идеи синхронного приема на практике [4]. Суть этого изобретения состояла в том, что текущая информация о передаваемом сигнале изменяла фазу несущей частоты на противоположную по отношению к тому значению, которое она имела при передаче сигнала в предыдущий момент времени. Такой метод передачи позволял использовать колебание предшествующей посылки в качестве опорного для синхронного детектирования сигнала, принимаемого в данный момент. В литературе он получил название "относительно-фазовая модуляция" (ОФМ).

1 ОБЗОР МЕТОДОВ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ И УСТРОЙСТВ ИХ РЕАЛИЗАЦИИ

1.1 Диодный амплитудный детектор

Амплитудный детектор (АД) представляет собой устройство, напряжение на выходе которого изменяется по закону модуляции амплитуд входного гармонического колебания.

Детектирование сигналов с амплитудной модуляцией (АМ) сводится к выпрямлению радиочастотных колебаний и сглаживанию пульсаций фильтром, вносящим минимальные частотные искажения в сигнал частоты модуляции. Для выпрямления радиочастотных колебаний применяются высокочастотные диоды и транзисторы. Общим для всех типов детекторов является наличие крутого изгиба в ВАХ. Этот изгиб для диодов находится в области нулевых анодных напряжений.

Рассмотрим преобразование сигнала в амплитудном детекторе. Предположим, что на вход детектора подается высокочастотное модулированное напряжение $u_{вх}(t)=u_c(t)=U_c(t) \cdot \cos((\omega_c t + \Phi_c))$ (см. рис. 1.1, а). На выходе идеального амплитудного детектора должна быть выделена огибающая высокочастотного напряжения $u_{вых}(t)=U_c(t)$ (рис. 1.1, б).

Подадим высокочастотное напряжение $u_{вх}(t)$ (рис. 1.2, а) на диод, рабочая точка которого выбрана на нижнем изгибе (изломе) его вольт-амперной характеристике (ВАХ – см. рис. 1.2, б). Ток диода $i_d(t)$ в этом случае будет представлять собой импульсы, проходящие в нагрузку R_H во время положительных полуволн входного напряжения. Величина импульсов выходного тока на нагрузке i_H будет прямо пропорциональна амплитудам положительных полуволн входного сигнала, поэтому огибающая выходных импульсов $I_H(t)$ по своей форме повторяет огибающую высокочастотного

модулированного напряжения $U_c(t)$ (рис. 1.2, в). Т. е. пульсации выходного напряжения – велики. Иными словами, выходной сигнал – не непрерывен.

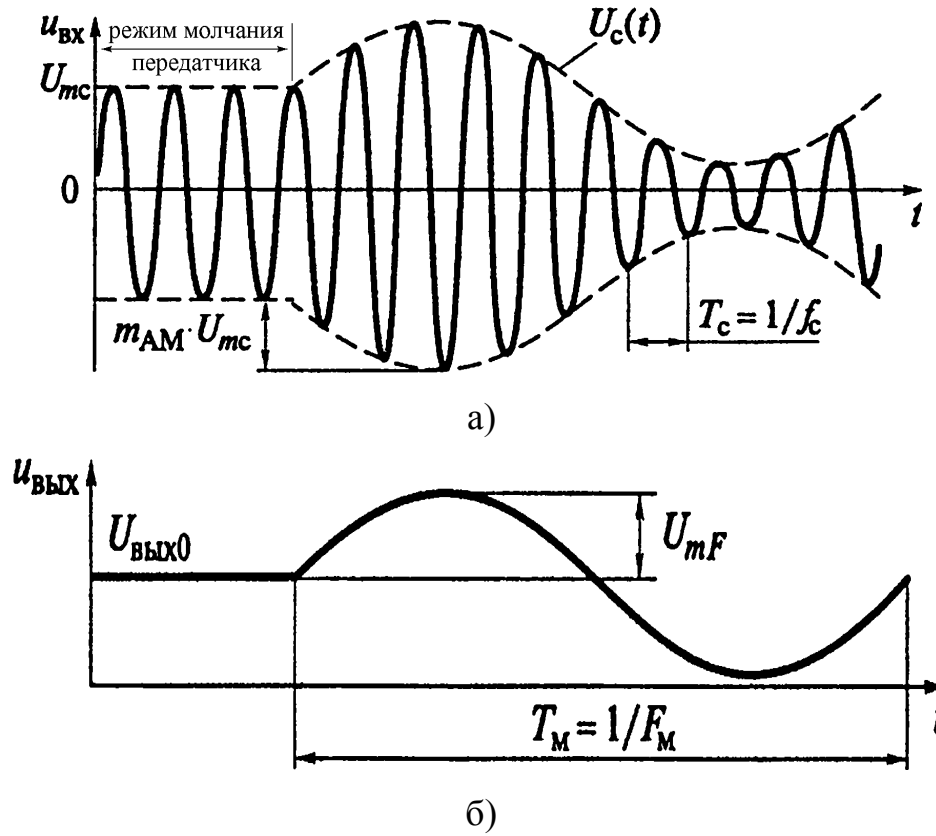


Рисунок 1.1 – Сигналы для амплитудного детектора: входной (а) и выходной (б)

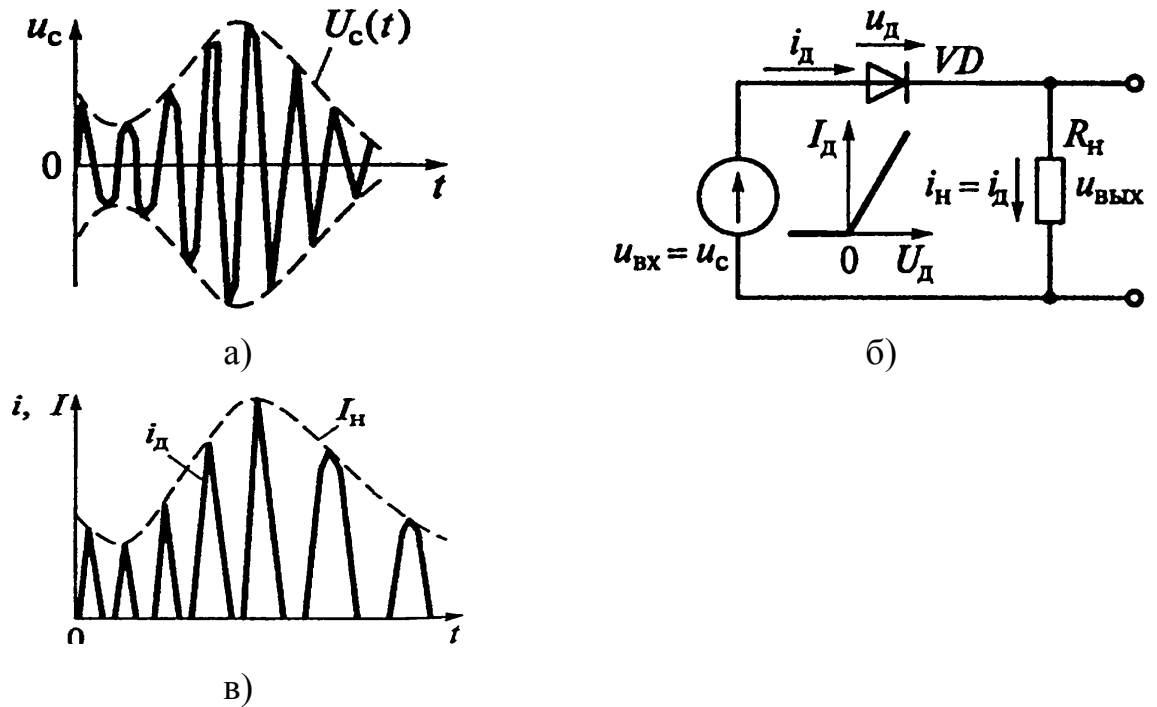


Рисунок 1.2 – Диод с рабочей точкой на изломе его ВАХ: входной сигнал (а), схема включения диода (б) и выходной сигнал (в)

Для уменьшения пульсаций нагрузки R_H диода шунтируют емкостью C_H (см. рис. 1.3). В такой схеме амплитудного детектора источник сигнала, диод и нагрузка включены последовательно, а развязка высоко- и низкочастотной цепей обеспечивается при выполнении условия:

$$(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_H)^{-1} \ll R_H \ll (2 \cdot \pi \cdot F_B \cdot C_H)^{-1}. \quad (1.1)$$

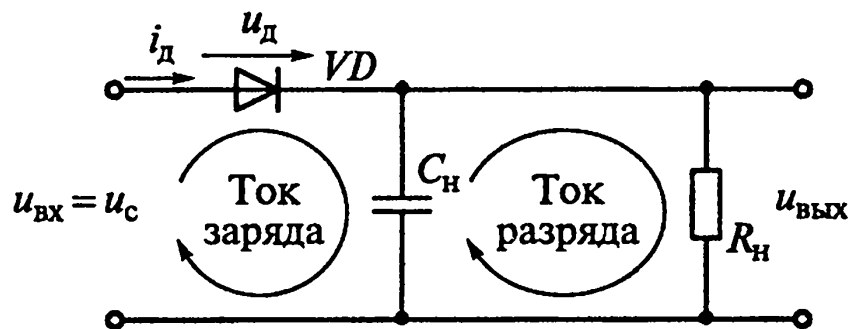


Рисунок 1.3 – Контуры амплитудного детектора

В режиме молчания передатчика (в отсутствие модулирующего сигнала) установившееся выходное напряжение на конденсаторе, накапливающем заряд, имеет два цикла (см. рис. 1.4). В первом цикле происходит быстрая зарядка конденсатора C_H (участки 1-2 и 3-4) через сопротивление открытого диода R_d . Во втором цикле происходит разряд конденсатора C_H через резистор R_H (участок 2-3). Точки смены циклов асимметричны относительно максимумов входного напряжения, поскольку напряжение в начале зарядки меньше, чем в её конце.

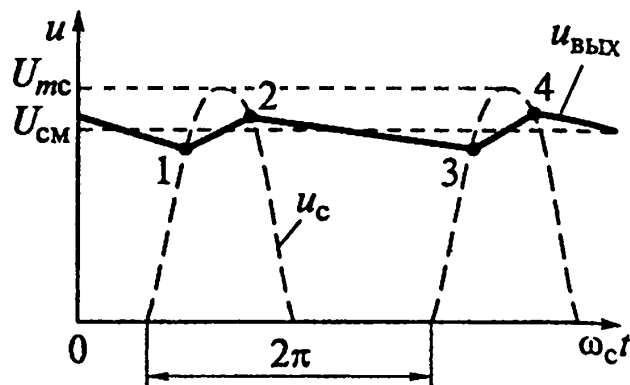


Рисунок 1.4 – Преобразование сигнала в амплитудном детекторе

Чем сильнее неравенство $2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_H \cdot R_H \gg 1$, тем меньше разряд емкости и пульсации выпрямленного напряжения. Точки смены циклов соответствуют изменению знака напряжения на диоде, равного сумме приложенного напряжения $u_c(t)$, исходного смещения $U_{см}$ и напряжения на нагрузке $U_{вых}(t)$.

Результат детектирования входного сигнала (см. рис. 1.1, а) представлен на (см. рис. 1.5).

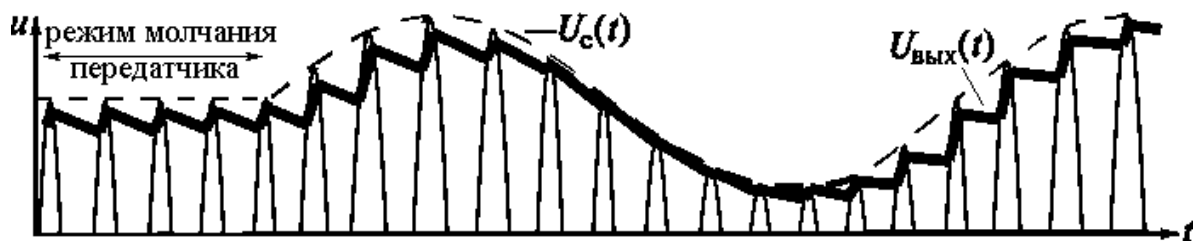


Рисунок 1.5 – Сглаживание пульсаций амплитудного детектора

Простота диодного амплитудного детектора является преимуществом, а к его основным недостаткам относят низкую помехоустойчивость и большой уровень нелинейных искажений.

Более высокими параметрами как по помехоустойчивости, так и по качественным характеристикам обладает когерентный прием АМ-сигнала.

1.2 Синхронный амплитудный детектор

Типовая схема синхронного амплитудного детектора, предназначенного для работы в диапазоне умеренно высоких частот, приведена на рис. 1.6. Параметры нагрузки нелинейного элемента в плечах балансной схемы выбираются аналогично как для диодного амплитудного детектора, работающего в линейном режиме. При этом необходимо обеспечить определенную постоянную времени нагрузки для исключения нелинейных искажений, частотных искажений модулирующей функции, а также для обеспечения надежной фильтрации высокочастотных составляющих выходного тока.

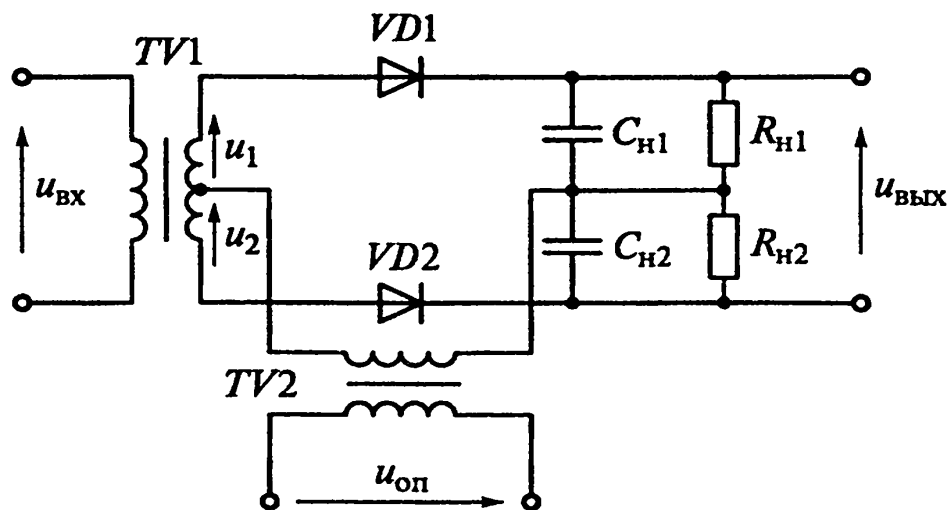


Рисунок 1.6 – Типовая схема синхронного амплитудного детектора

Из рис. 1.6 видно, что схемы синхронных амплитудных детекторов не имеют принципиальных отличий от схем преобразователей частоты. Поэтому, синхронный амплитудный детектор представляет собой, по существу, вырожденный преобразователь частоты, у которого колебания опорного генератора и сигнала – синфазны.

Из-за использования в синхронных амплитудных детекторах информации о фазе сигнала, удастся полностью исключить ортогональную по отношению к полезному сигналу составляющую помехи и обеспечить более высокую помехоустойчивость работы радиоприемного устройства.

При когерентном детектировании отношение мощности сигнала к мощности флуктуационной помехи на выходе синхронного амплитудного детектора линейно зависит от отношения сигнал-помеха на его входе. Линейные свойства синхронного амплитудного детектора обуславливают высокую помехоустойчивость радиоприемного устройства: подавление 50% мощности входной помехи, а также исключение побочных каналов приема. Кроме того, синхронный амплитудный детектор не обладает свойством подавления слабого сигнала сильной помехой, что существенно облегчает обработку сигнала при входном отношении сигнал/шум меньше 1.

Синхронные амплитудные детекторы могут быть построены на перемножителях. Схема синхронного амплитудного детектора на рис. 1.7 реализуется соединением перемножителя с фильтром нижних частот (ФНЧ).

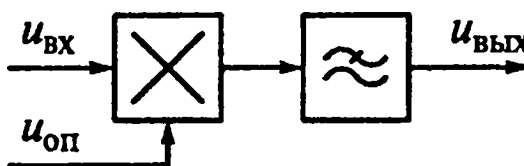


Рисунок 1.7 – Синхронный амплитудный детектор на перемножителе

Если на первый вход перемножителя подается напряжение сигнала $u_c(t) = U_c(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \Phi)$, а на второй вход – опорное напряжение $u_{оп}(t) = U_{м\,оп}(t) \cdot \cos(\omega_{оп} \cdot t + \Phi)$, то на выходе перемножителя с коэффициентом передачи $K_{умн}$ имеем:

$$u_{умн}(t) = K_{умн} \cdot u_c(t) \cdot u_{оп}(t) = 0,5 \cdot K_{умн} \cdot U_c(t) \cdot U_{м\,оп} \cdot [1 + \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \Phi)]. \quad (1.2)$$

На выходе ФНЧ с коэффициентом передачи $K_{ФНЧ}$ имеем $u_{вых}(t) = 0,5 \cdot K_{умн} \cdot K_{ФНЧ} \cdot U_c(t) \cdot U_{м\,оп}$.

Опорное напряжение $u_{оп}$ для синхронного детектирования обычно формируют из принимаемого сигнала с помощью системы фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ).

Схема корреляционного АД приведена на рис. 1.8. На выходе перемножителя имеем $u_{умн}(t) = K_{умн} \cdot u_c^2(t) = K_{умн} \cdot U_c^2(t) \cdot [1 + \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \Phi)]$. Напряжение на выходе схемы извлечения квадратного корня. При этом на выходе схемы извлечения квадратного корня $u_{вых}(t) = K_{АД} \cdot U_c(t)$.

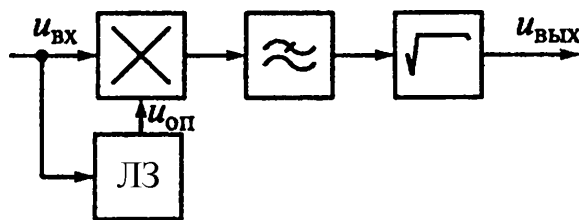


Рисунок 1.8 – Корреляционный амплитудный детектор

Корреляционный амплитудный детектор проще синхронного, так как опорным колебанием является сам входной сигнал. Однако корреляционный амплитудный детектор имеет худшее примерно в 2 раза отношение сигнал-шум на выходе.

Синхронные амплитудные детекторы используются в

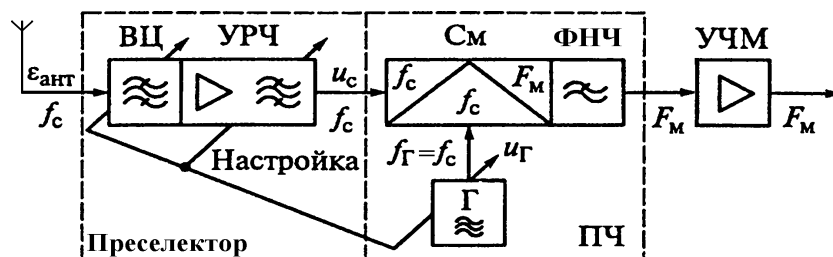
радиоприемниках прямого преобразования, квадратурных приемниках для разделения двухпрограммной передачи на одной несущей частоте, а также в приемниках с однополосной амплитудной модуляцией сигналов.

1.3 Приемник с прямым преобразованием сигнала

По принципу синхронного детектирования работают приемники с прямым преобразованием сигнала [1, стр. 120], являющиеся частным случаем супергетеродинного приемника с однократным преобразованием частоты. Выбрав частоту гетеродина f_{Γ} , равную частоте принимаемого сигнала f_c , получаем равную нулю промежуточную частоту ($f_{\text{пр}} = f_{\Gamma} - f_c = f_c - f_c = 0$), вследствие чего спектра информационного сообщения переносится сразу в область звуковых частот.

Переход на нулевую промежуточную частоту позволяет упростить схему супергетеродинного приемника путем замены полосового фильтра (на выходе преобразователя частоты) на ФНЧ, вследствие чего отпадает необходимость в усилителе промежуточной частоты и детекторе.

Структурная схема приемника прямого преобразования частоты представлена на рис. 1.9.



ВЦ – входная цепь, УРЧ – усилитель радиочастоты, См – смеситель, ФНЧ – фильтр нижних частот, Г – гетеродин, ПЧ – преобразователь частоты, УЧМ – усилитель частоты модуляции F_M

Рисунок 1.9 – Приемник прямого преобразования частоты

Основным узлом приемника прямого преобразования является перемножитель (смеситель C_m) двух высокочастотных колебаний. В случае перемножения напряжений сигнала $u_c(t) = U_{mc} \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \Phi_c)$ и гетеродина $u_r(t) = U_{mr} \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \Phi_r)$ на выходе перемножителя формируется частотная компонента $K \cdot U_{mc} \cdot U_{mr} \cdot \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + \Phi_c + \Phi_r)$ с частотой $2 \cdot f_c$ и постоянная составляющая $K \cdot U_{mc} \cdot U_{mr} \cdot \cos(\Phi_c - \Phi_r)$. На выходе ФНЧ выделяется компонента $u_{пр}(t) = K \cdot U_{mc} \cdot U_{mr} \cdot \cos(\Phi_c - \Phi_r) = U_{мпр} \cdot \cos(\Phi_{пр})$.

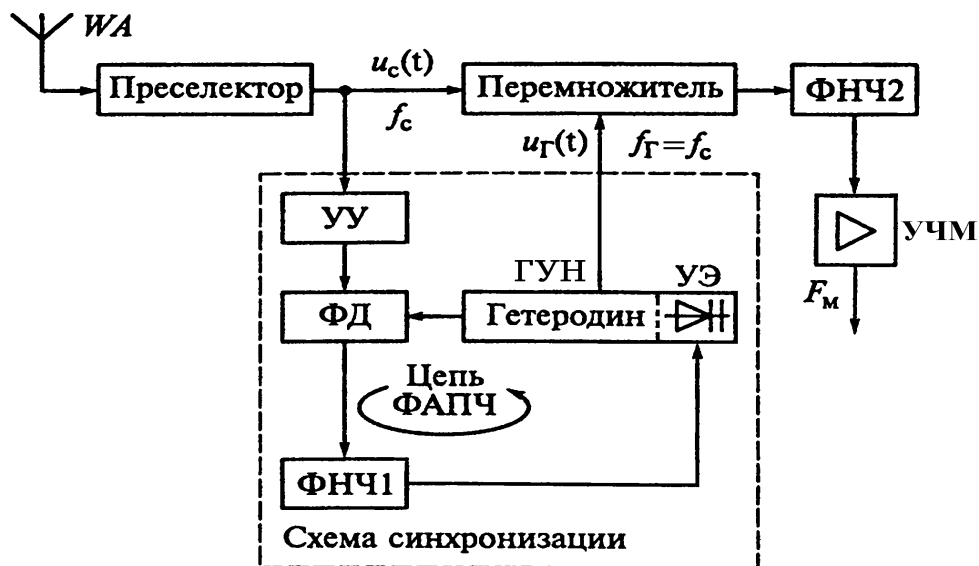
Приведенные соотношения показывают, что при изменении амплитуды, частоты или фазы сигнала закон этого изменения будет сохраняться в процессе преобразования.

К сожалению, многие приемники прямого преобразования чувствительны к паразитным утечкам гетеродина, т.к. энергия гетеродина передается в демодулятор через антенну или другим путем. Любые сигналы утечки гетеродина могут быть смешаны с основным сигналом гетеродина и, таким образом, может быть сформировано постоянное смещение, которое вносит ощутимую погрешность в сигнал основной частоты. Поэтому необходимо обеспечить хорошую изоляцию между гетеродином смесителя и ВЧ-портами для минимизации утечек гетеродина.

Самым большим недостатком приемников прямого преобразования является их восприимчивость к различным источникам шума при постоянном токе, что приводит к формированию постоянного смещения. Причиной возникновения нежелательных сигналов обычно является рассогласование импеданса усилителя и смесителя. Жесткий контроль технологических процессов изготовления интегральных микросхем позволяет смягчить многие проблемы, связанные с возникновением постоянного смещения из-за возможного рассогласования импеданса.

1.4 Синхродин

Практическое применение приемников прямого преобразования нашел синхродин, отличающийся тем, что в нем осуществляется когерентный прием сигналов за счет введения цепей частотной и фазовой синхронизаций гетеродина. Эти цепи обеспечивают точное совпадение частоты и фазы гетеродина и несущего колебания принимаемого сигнала, что позволяет избежать искажения информации. Структурная схема синхродина представлена на рис. 1.10.



УУ – узкополосный усилитель, ФД – фазовый детектор, ГУН – генератор, управляемый напряжением, УЭ – управляемый элемент

Рисунок 1.10 – Синхродин

Синхродин имеет следующие преимущества по сравнению с супергетеродинными радиоприемниками:

а) малые нелинейные искажения благодаря детектированию в режиме сильных сигналов, который обеспечивается за счет большой амплитуды

гетеродина;

б) высокую избирательность, достигаемую с помощью неперестраиваемого ФНЧ высокого порядка (ФНЧ2);

в) дополнительную избирательность благодаря подавлению помех сильным сигналом (гетеродином);

г) фазовую избирательность, обусловленную тем, что выходное напряжение пропорционально $\cos(\Phi_c - \Phi_r)$.

Указанные преимущества могут быть реализованы при условии синхронизации колебаний гетеродина и сигнала с точностью до фазы, что осуществляет ФАПЧ. При нарушении синхронизации синхродин теряет усиление, пропорциональное $\cos(\Phi_c - \Phi_r)$, фазовую избирательность и, кроме того, возникают помехи в форме биений с частотой $f_r - f_c$.

Кольцо ФАПЧ состоит из фазового детектора ФД, фильтра нижних частот ФНЧ1 и генератора, управляемого напряжением (ГУН).

Для фазовой автоподстройки частоты используется принцип сравнения частоты и фазы выходного сигнала, формируемого генератором, управляемым напряжением, с принятым сигналом на частоте f_c в фазовом детекторе.

1.5 Помехоустойчивость синхронного амплитудного детектора

В [5, стр. 320] приведено аналитическое выражение для синхронного детектирования, которое заключается в перемножении несущего промодулированного синусоидального колебания и сигнала гетеродина с частотой, равной частоте несущего синусоидального колебания. Это выражение в аналитической форме выглядит так:

$$e(t)=k \cdot e_r(t) \cdot [\cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t+\theta_0+\theta_r)+\cos(\theta_0-\theta_r)], \quad (1.3)$$

где k – коэффициент усиления перемножителя;

e_r — амплитуда сигнала гетеродина;

$e(t)$ — модулирующий сигнал (передаваемая информация);

ω_0 — частота несущего колебания и частота гетеродина ($\omega_0=\omega_r$, ω_r — частота гетеродина);

θ_0 и θ_r — фазы несущего промодулированного сигнала и гетеродина, соответственно.

После фильтрации и удаления из (1.3) части со значением $2\omega_0$, выходной сигнал

$$E=e(t) \cdot \cos(\theta_0-\theta_r), \quad (1.4)$$

будет равен модулирующему сигналу с точностью до константы: $E=k \cdot e_r(t) \cdot \cos(\theta_0-\theta_r)$. Из (1.4) видно, что на выходе преобразователя выделяется передаваемый модулирующий сигнал из модулированного по амплитуде сигнала, причем по отношению к входному колебанию, при $e(t) \ll e_r$ обработка по существу является линейной. Основным достоинством этого способа детектирования сигнала, разработанного в 1934 г. Е. Г. Момотом и названным синхронным детектированием, является повышенная избирательность детектора к слабым сигналам на фоне шумов (слабая корреляция шума и синусоиды сигнала гетеродина на заданной частоте ω_0).

Недостатком такого детектора является трудность обеспечения синхронизма гетеродина с частотой принимаемого сигнала, что обеспечивается с помощью фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) гетеродина, и дрейфом нуля в усилителях. Особенно это заметно на фоне помех. Кроме того, ФАПЧ обладает определенными инерционными свойствами, что вызывает дополни-

тельные искажения сигнала (1.4) при перестройке ФАПЧ в случае быстрого изменения фазы несущего колебания.

При случайном сдвиге фазы детектируемого сигнала амплитудной модуляции, который возникает из-за действия в канале нормального шума с нулевым средним и гауссовым распределением плотности вероятности, вероятность появления ошибки при детектировании АМ-сигнала определяется так [6, стр. 157]:

$$P_c = Q\left(\sqrt{\frac{E_c}{N_0} \frac{1 - \rho}{1 + \rho}}\right), \quad (1.5)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ — гауссов интеграл вероятности воз-

никновения ошибки;

E_c/N_0 — отношение сигнал/шум;

ρ — коэффициент взаимной корреляции детектируемого $S_1(t)$ и опорного $S_2(t)$ сигналов;

E_c — энергия сигнала;

N_0 — спектральная плотность шума.

Как известно, оптимальным будет тот приемник, который обеспечит минимум P_c . Коэффициент взаимной корреляции [6, стр. 157] определяется следующим образом:

$$\rho = \frac{1}{E_c} \int_0^T S_1(t) S_2(t) dt, \quad (1.6)$$

где E_c — энергия, затрачиваемая на передачу одного бита.

Если сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ рассматривать как векторы на комплексной плоскости, то более удобным представлением является формула

$$\rho = \cos(\theta), \quad (1.7)$$

где θ – угол между векторами или сдвиг фаз между колебаниями $S_1(t)$ и $S_2(t)$.

Следовательно, ρ может меняться в пределах от 0 до ± 1 , что приведет к увеличению ошибки P_c в $\sqrt{1-\rho}$ раз.

1.6 Преобразователи частоты

Преобразование частоты обуславливает особенности супергетеродинного радиоприемного устройства, которые проявляются, прежде всего, в образовании побочных каналов приема: колебания промежуточной частоты могут формироваться не только в результате преобразования сигнала в соответствии с формулой $f_{\text{пр}} = |f_r - f_c|$, но и в результате действия помехи с частотой $f_{\text{п}}$, удовлетворяющей условию $|n \cdot f_{\text{п}} \pm m \cdot f_r| = f_{\text{пр}}$, где $n, m = 0, 1, 2, \dots$. Попав в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ), помехи накладываются на принимаемый сигнал и искажают его. Поэтому, побочными каналами приема называются полосы частот, находящиеся за пределами канала, на который настроено радиоприемное устройство, но сигналы которых могут проходить на его выход. Наибольшую опасность нормальному приему радиосигналов представляет зеркальный канал и канал приема на промежуточной частоте. Если у приемников прямого преобразования ($f_{\text{пр}} = 0$) канал приема на промежуточной частоте как таковой – отсутствует, то борьба с зеркальным каналом приема является актуальной задачей для всех гетеродинных

радиоприемных устройств.

Зеркальным называется побочный канал приема радиосигналов, отличающийся по частоте от частоты настройки приемника на удвоенное значение промежуточной частоты: $f_{з.к} = f_c + 2 \cdot f_{пр}$ (при верхней настройке частоты гетеродина).

Один из путей подавления сигнала зеркальной частоты при преобразованиях сигнала состоит в использовании метода фазового подавления вместо традиционного частотно-избирательного подавления с помощью достаточно дорогих фильтров, имеющих большие габариты. При таком подходе, подавление нежелательных компонент обеспечивается тригонометрическим решением задачи фильтрации. Этот метод преобразования сигнала используется в смесителях с подавлением зеркального канала, в подавляющем большинстве случаев основанных на архитектуре Хартли (см. рис. 1.11), предложенной еще в 1928 г. [7, с. 112].

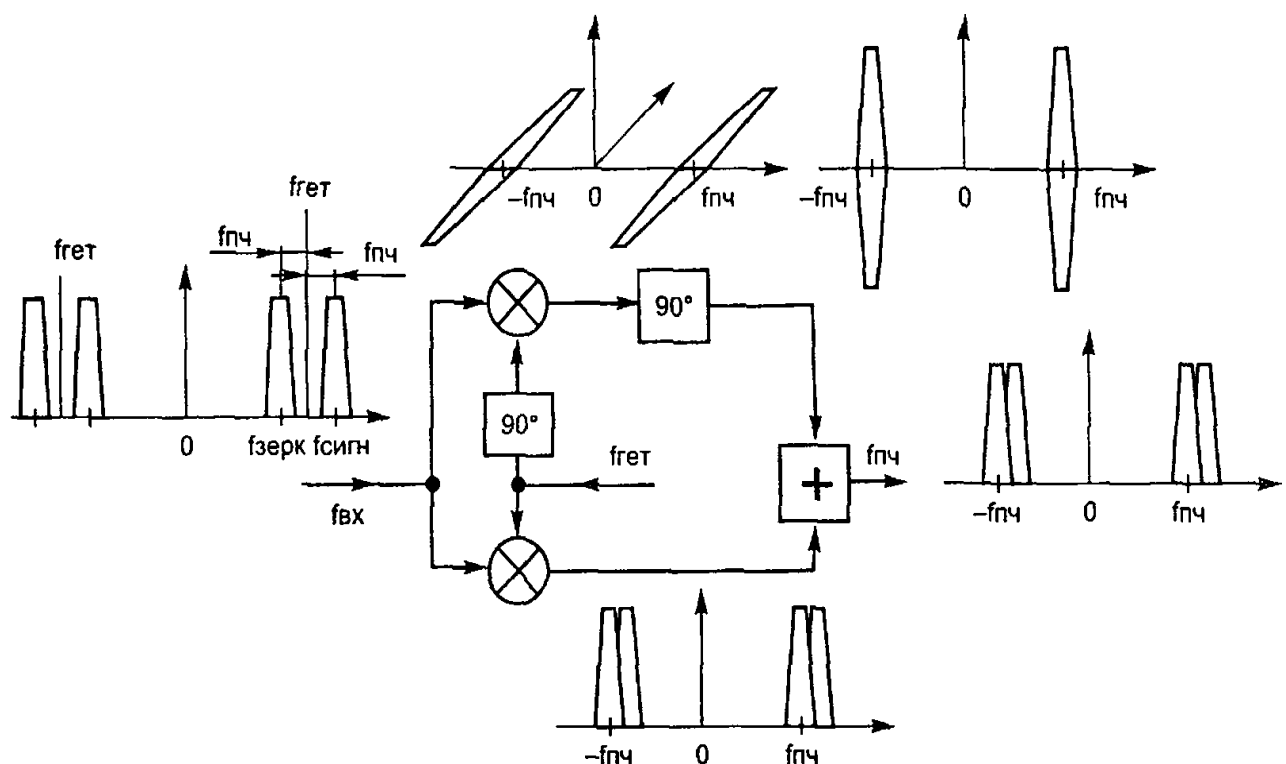


Рисунок 1.11 – Смеситель по архитектуре Хартли

В схеме Хартли используется два смесителя, на которые подаются квадратурные сигналы гетеродина. Сигнал промежуточной частоты разделяется на синфазную (I) и квадратурные (Q) компоненты. Перед объединением, в сумматоре, сигнальные компоненты этих двух каналов сдвигаются относительно друг друга на 90° . Зеркальный и нормальный сигналы имеют отрицательную и положительную расстройки от частоты гетеродина соответственно. Сигналы нормального и зеркального каналов преобразуются по частоте в двух смесителях, управляемых квадратурными фазами гетеродина. Сигналы с выходов смесителей затем сдвигаются по фазе на 90° относительно друг друга. Суммируя эти два сигнала, можно выбрать нормальный и подавить зеркальный сигнал, а при получении разности – будет выбираться зеркальный сигнал. Это связано с тем, что сигналы нормального канала на вход сумматора после преобразований подаются с одинаковой фазой, в то время как сигналы зеркального канала — в противофазе. В результате, при сложении, полученные противофазные напряжения взаимно компенсируются, и сигнал зеркального канала — подавляется.

Другая разновидность архитектуры Хартли известна как приемник с подавлением зеркального канала Вейвера. Результат достигается путем сдвига фаз сигнала в одном канале на 90° при помощи второго гетеродина, как это показано на рис. 1.12.

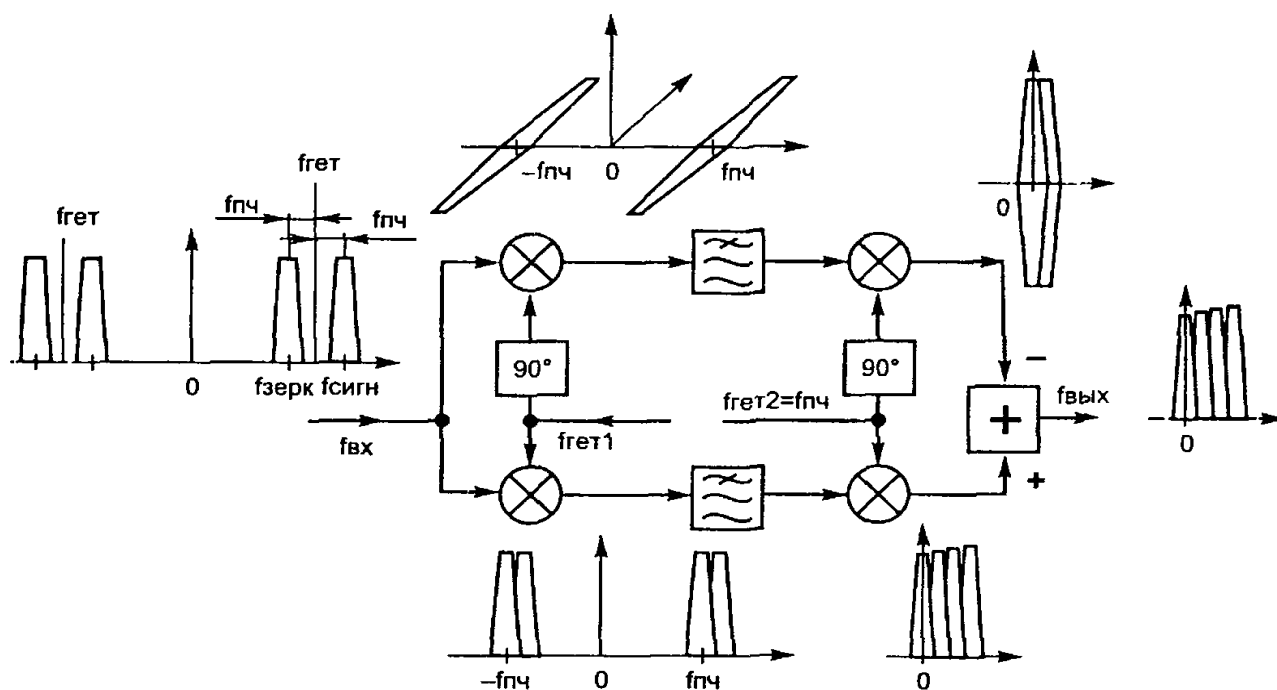


Рисунок 1.12 – Смеситель по архитектуре Вейвера

Уровень подавления зеркального канала зависит от идентичности амплитуд сигналов в квадратурных каналах. Эффективность функционирования таких смесителей зависит, в основном, от идентичности квадратурных I/Q каналов: то есть разбаланса коэффициента передачи и фазы в квадратурных каналах. Степень подавления зеркального сигнала зависит от идентичности амплитуд сигналов в двух квадратурных каналах и точности установки фаз фазовращателей. По этим причинам, эта концепция стала практически реализованной только после достаточного развития технологии ИС, когда два канала преобразования РЧ сигналов хорошо согласованы внутри корпуса и одинаково ведут себя при температурных изменениях.

Реальное подавление зеркального сигнала по такой архитектуре ограничено 40—45 дБ из-за остаточного несоответствия коэффициентов усиления в квадратурных каналах. Для большего подавления зеркального канала надо делать очень качественный фильтр сосредоточенной селекции с большой крутизной, что является сложной задачей и ведет к увеличению стоимо-

сти приемника.

Целью магистерской работы является описание технологии линейного синхронного детектирования сигналов с амплитудной и амплитудно-фазовой модуляциями, основанных на принципе линейной компенсации фазового сдвига детектируемого сигнала относительно опорного гетеродина, а также применения этой технологии для построения схем синхронных детекторов с компенсацией фазовой ошибки сигнала и преобразователей частоты без зеркального канала.

2 ТЕХНОЛОГИЯ СИНХРОННОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

2.1 Синхронный линейный детектор сигнала с амплитудной модуляцией (манипуляцией)

Для построения синхронного линейного детектора сигнала с амплитудной модуляцией (манипуляцией), используем принцип [8] линейной компенсации фазового сдвига детектируемого сигнала относительно фазы сигнала опорного гетеродина. Этот принцип основан на выделении фазового сдвига промодулированного сигнала в виде функций $\cos[\theta(t)]$ и $\sin[\theta(t)]$, где $\theta(t)$ — случайный фазовый сдвиг детектируемого АМ-сигнала относительно опорного колебания гетеродина $\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]$.

Пусть исходный сигнал АМ имеет следующий вид на входе приемника

$$S_1(t) = A(t) \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)], \quad (2.1)$$

где $A(t) = a(t) + n(t)$;

$a(t)$ — амплитуда символа (или модулирующий сигнал) на символьном интервале времени T ,

$n(t)$ — шумовая компонента.

Для выделения косинусного и синусного сдвигов фазы, необходимо провести преобразования сигнала (2.1). Умножив (2.1) на высокостабильное опорное колебание $S_2(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$, получим сигнал на выходе умножителя:

$$\begin{aligned} B_1(t) &= A(t) \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \\ &= A(t) \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] + A(t) \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)], \end{aligned} \quad (2.2)$$

где U_0 — амплитуда колебания опорного генератора;
 k — коэффициент усиления умножителя.

Полагая, что $\theta(t)$ - более медленная функция, чем $2 \cdot \omega_0 \cdot t$ (это справедливо, если полоса пропускания приемника меньше либо равна ω_0), пропустим сигнал (2.2) через фильтр низких частот (ФНЧ) с целью выделения фазового сдвига $\theta(t)$:

$$B_2(t) = A(t) \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)]. \quad (2.3)$$

Поскольку необходимо выделить только фазовый сдвиг $\theta(t)$, пропустим сигнал (2.3) через амплитудный ограничитель с целью устранения амплитудной модуляции:

$$B_3(t) = q_0 \cdot \cos[\theta(t)], \quad (2.4)$$

где $q_0 = \text{const}$ — величина порога ограничения, при чем $q_0 > 0$.

Подвергая исходный сигнал (2.4) сдвигу фазы на $\pi/2$ с помощью фазовращателя или преобразователя Гильберта, получим сигнал:

$$B_4(t) = A(t) \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)], \quad (2.5)$$

Умножим (2.5) на $S_2(t) = U_0 \cos(\omega_0 \cdot t)$. Тогда синус сдвига фазы, необходимый для подстановки в выражение (2.7), можно получить, проделав над выражением (2.5) действия, аналогичные (2.2), (2.3) и (2.4), что обеспечит формирование сигнала

$$B_5(t) = q_0 \cdot \sin[\theta(t)]. \quad (2.6)$$

Используя (2.1), (2.4), (2.5), (2.6) и известное тригонометрическое уравнение

$$\cos(x-y)=\cos(x)\cos(y)+\sin(x)\sin(y), \quad (2.7)$$

где $x=\omega_0 \cdot t+\theta(t)$, $y=\theta(t)$,

получаем аналитическое выражение для линейной компенсации фазового сдвига АМ сигнала:

$$\begin{aligned} S_k(t) &= S_1(\omega_0 \cdot t) \cdot B_3(t) + S_1(\omega_0 \cdot t - \pi/2) \cdot B_5(t) = S_1(t) \cdot B_3(t) + B_4(t) \cdot B_5(t) = \\ &= A(t) \cdot q_0 \cdot k_1 \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] \cdot \cos[\theta(t)] + A(t) \cdot q_0 \cdot k_1 \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] \cdot \sin[\theta(t)] = \\ &= A(t) \cdot q_0 \cdot k_1 \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t) - \theta(t)] = A(t) \cdot q_0 \cdot k_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t), \end{aligned} \quad (2.8)$$

где k_1 – коэффициент усиления умножителей.

Поскольку полученный сигнал $S_k(t) = A(t) \cdot q_0 \cdot k_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ является синхронным с сигналом опорного генератора $S_2 = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$, то их коэффициент взаимной корреляции $\rho = 1$, ибо сдвиг фаз между ними равен нулю. Из этого, в свою очередь, следует, что их можно подать на синхронный амплитудный детектор (см. рис. 2.1) и произвести оптимальное детектирование сигнала с целью получения максимального коэффициента корреляции ρ (1.6).

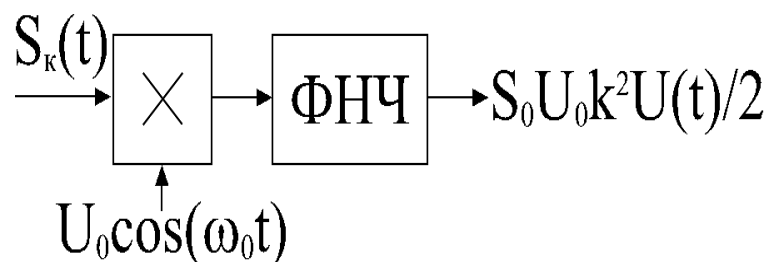
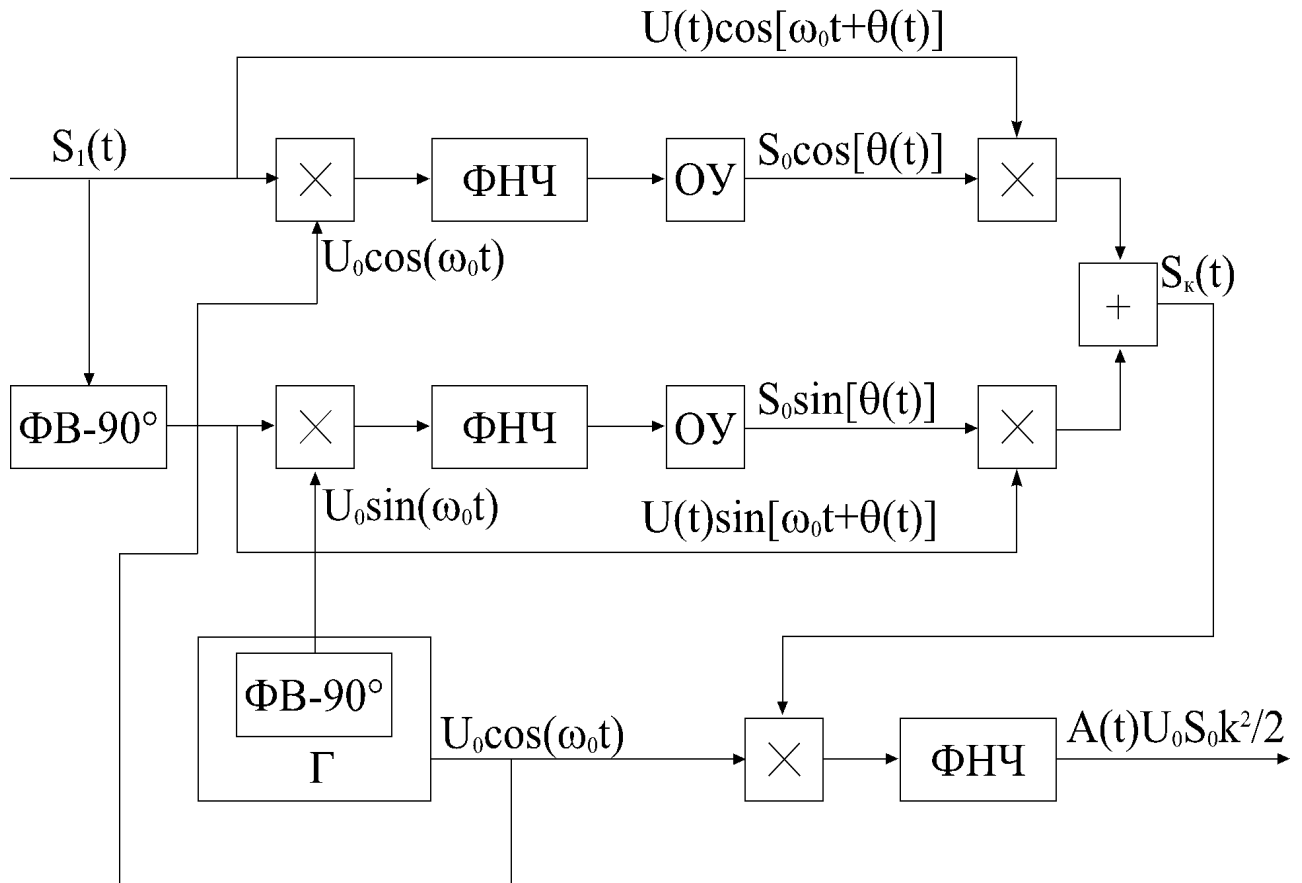


Рисунок 2.1 – Синхронный амплитудный детектор

На рис. 2.2 приведена структурная схема оптимального линейного детектора АМ-сигнала.



ФВ – фазовращатель, Г – генератор, ОУ – ограничитель уровня

Рисунок 2.2 – Синхронный детектор АМ-сигналов

Таким образом, синхронный детектор АМ сигналов, приведенный на рис. 2.2, позволяет обеспечить линейное детектирование АМ сигналов при $\rho=1$ (для идеальных перемножителей).

При применении реальных перемножителей обеспечивает получение $\rho \approx 1$, что тоже дает высокие результаты, как это можно видеть из (1.5). Этот детектор не содержит сложных узлов и позволяет также устранять любое значение фазового сдвига (сигнал $S_k(t)$), если необходима система ФАПЧ. Причем, ФАПЧ данного типа является безинерционной, линейной и работа-

ющей во всей полосе сигнала $S_1(t)$.

Если сигнал меняется более, чем в одном квадранте, то необходимо на выходе ограничителей ОУ поставить схему формирования модуля сигнала $|q_0|$.

2.2 Восстановление фазы КАМ-сигнала с когерентной несущей

Входной сигнал на входе демодулятора КАМ имеет вид, который описывается выражением в виде суммы двух АМ сигналов:

$$S_1(t) = a_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] + b_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)], \quad (2.9)$$

где $a_n = A_n + n(t)$ и $b_n = B_n + n(t)$ - амплитуды синфазной и квадратурной составляющих, соответственно, с учетом гауссового шума $n(t)$;

$\theta(t)$ — случайный набег фазы сигнала после прохождения канала связи.

С другой стороны, выражение (2.9) также можно записать так:

$$S_1(t) = U_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)], \quad (2.10)$$

где $U_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$;

$\cos(\varphi) = a_n / U_n$;

$\sin(\varphi) = b_n / U_n$.

Полагая для простоты изложения, что ω_0 на много больше, чем полоса рабочих частот фазовращателя на $\pi/2$, запишем выражение для сигнала (2.9) после прохождения фазовращателя на $\pi/2$ в виде

$$\begin{aligned} S_1(t) &= a_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t) + \pi/2] + b_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t) + \pi/2] = \\ &= -a_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] + b_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] = U_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)]. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Предположим, что сигнал $S_1(t)$ прошел через устройство с функцией двухстороннего ограничителя уровня сигнала (ОУ) и его синфазная и квадратурная амплитуды приняли значения, равные $S_0 > 0$. Тогда можно записать

(2.11) как

$$h_1(t) = S_0 \cdot \{\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]\} = \sqrt{2} \cdot S_0 \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)], \quad (2.12)$$

а сигнал $S_2(t)$ тогда примет вид

$$h_2(t) = S_0 \cdot \{\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] - \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]\} = \sqrt{2} \cdot S_0 \cdot \sin[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)]. \quad (2.13)$$

Умножим (2.12) на $U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ и, полагая коэффициент усиления умножителей равным k , получим:

$$\begin{aligned} B_1(t) &= S_0 \cdot \{\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]\} \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\cos[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \cos[\theta(t)] + \sin[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \sin[\theta(t)]\} / 2, \end{aligned} \quad (2.14)$$

После прохождения через ФНЧ сигнала $B_1(t)$, составляющая с удвоенной частотой несущей ($2 \cdot \omega_0$) будет подавлена и сигнал примет вид

$$G_1(t) = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\cos[\theta(t)] + \sin[\theta(t)]\} / 2 = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \text{cas}[\theta(t)] / 2, \quad (2.15)$$

где $\text{cas}(a) = \cos(a) + \sin(a)$.

Умножим (2.13) на $U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$ и, полагая коэффициент усиления умножителя равным k , получим:

$$\begin{aligned} B_2(t) &= S_0 \cdot \{\cos[\omega_0 \cdot t + \theta(t)] - \sin[\omega_0 \cdot t + \theta(t)]\} \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\sin[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] + \sin[\theta(t)] + \cos[2 \cdot \omega_0 \cdot t + \theta(t)] - \cos[\theta(t)]\} / 2, \end{aligned} \quad (2.16)$$

После прохождения через ФНЧ сигнала $B_2(t)$ составляющая с удвоен-

ной частотой несущей ($2 \cdot \omega_0$) будет подавлена и выходной сигнал примет вид:

$$G_2(t) = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{-\cos[\theta(t)] + \sin[\theta(t)]\} / 2 = -S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \text{cas}[-\theta(t)] / 2, \quad (2.17)$$

где $\text{cas}(-a) = \cos(a) - \sin(a)$.

Воспользуемся известными тригонометрическими тождествами

$$\text{cas}(a) + \text{cas}(-a) = 2 \cdot \cos(a),$$

$$\text{cas}(a) - \text{cas}(-a) = 2 \cdot \sin(a),$$

и определим фазы сигналов:

$$\begin{aligned} G_3(t) &= G_2(t) + G_1(t) = -S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \text{cas}[-\theta(t)] / 2 + S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \text{cas}[\theta(t)] / 2 = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\text{cas}[\theta(t)] - \text{cas}[-\theta(t)]\} / 2 = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \sin[\theta(t)], \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} G_4(t) &= G_2(t) - G_1(t) = -S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \text{cas}[-\theta(t)] / 2 - S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \text{cas}[\theta(t)] / 2 = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \{\text{cas}[\theta(t)] + \text{cas}[-\theta(t)]\} / 2 = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)], \end{aligned} \quad (2.19)$$

Умножим (2.19) на минус единицу (-1), что равносильно инвертированию сигнала, получим:

$$G_5(t) = G_4(t) \cdot (-1) = S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)]. \quad (2.20)$$

Используя (2.10), (2.11), (2.18), (2.20) и (2.7), получаем аналитическое выражение для линейной компенсации фазового сдвига КАМ сигнала:

$$\begin{aligned} P(t) &= U_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi + \theta(t)] \cdot S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)] / 2 + U_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t - \\ &\varphi + \theta(t)] \cdot S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot \sin[\theta(t)] / 2 = \\ &= S_0 \cdot U_0 \cdot k \cdot U_n \cdot k \cdot \cos[\omega_0 \cdot t - \varphi] / 2 = S_0 \cdot U_0 \cdot k^2 \cdot (a_n \cdot \cos[\omega_0 \cdot t] + b_n \cdot \sin[\omega_0 \cdot t]) / 2. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Таким образом получено, что сигнал $P(t)$ равен исходному КАМ-сигналу (2.9), но с подавленной случайной фазовой компонентой $\theta(t)$ с точностью до постоянной составляющей, которая легко может быть устранена масштабирующим усилителем либо резисторным делителем напряжения. При точности резисторов делителя 0,01% константа будет равна практически единице, что позволит достаточно точно настроить аналого-цифровые преобразователи (АЦП) при преобразовании значений a_n и b_n в цифровые символы.

Поскольку полученный сигнал $S_k(t) = A(t) \cdot q_0 \cdot k_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$ является синхронным с сигналом опорного генератора $S_2 = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$, то их коэффициент взаимной корреляции $\rho = 1$, ибо сдвиг фаз между ними равен нулю. Из этого, в свою очередь, следует, что их можно подать на синхронный квадратурный амплитудный детектор (см. рис. 2.1) и произвести оптимальное детектирование сигнала с целью получения максимального коэффициента корреляции ρ (1.6).

На рис. 2.3 приведена схема синхронного детектора КАМ-сигнала.

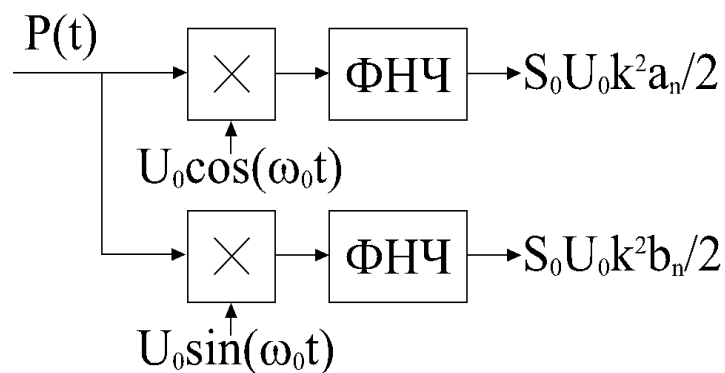


Рисунок 2.3 – Синхронный детектор КАМ-сигнала

Структурная схема устройства восстановления когерентного сигнала (УВКС), которая соответствует сигналу $P(t)$, описываемому (2.21), приведена на рис. 2.4.

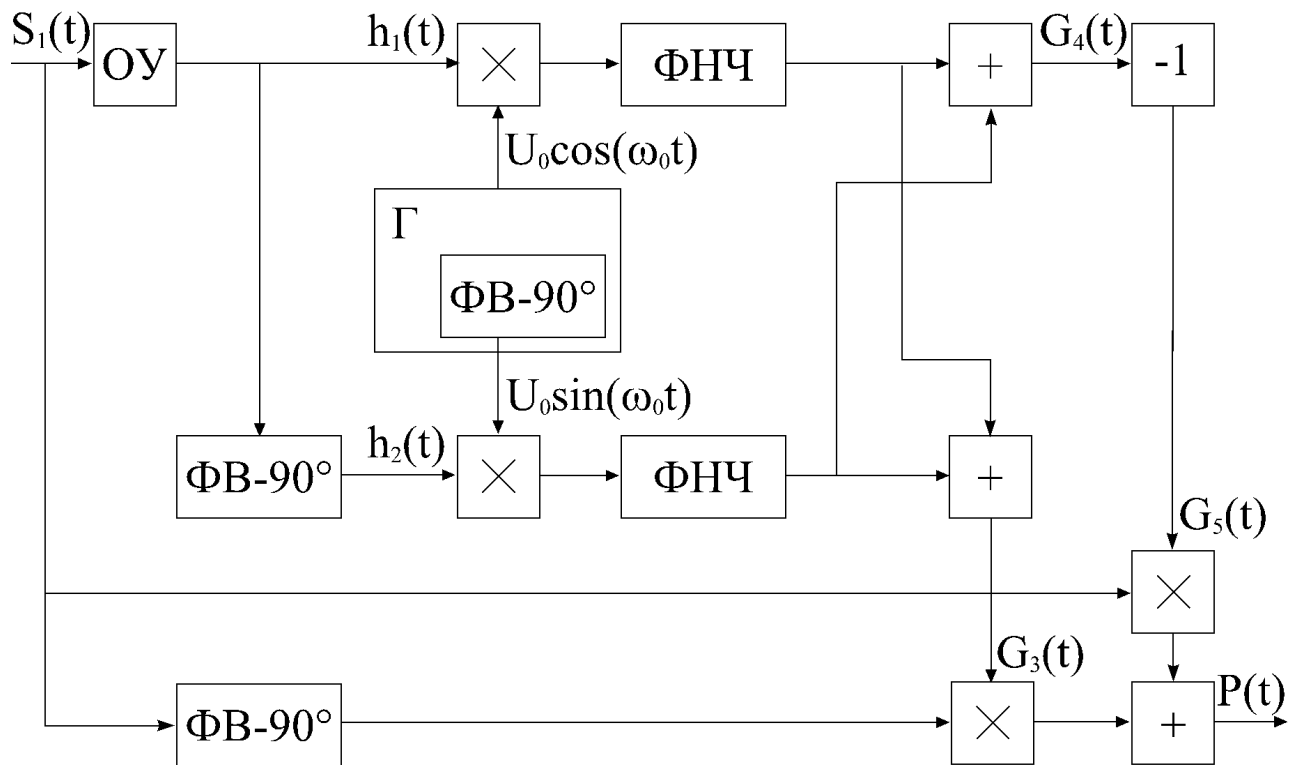


Рисунок 2.4 – Устройство восстановления когерентного сигнала

2.3 Результаты математического моделирования

Так как шум в устройствах перемножения плохо коррелируется с синусоидальными сигналами, то его фильтрация начинается еще на стадии устранения случайной фазы. Так, по результатам имитационного моделирования для синхронного АМ-детектора (см. рис. 2.5) в сигнале $S_k(t)$ шум был подавлен на 16 дБ по отношению ко входу устройства компенсации случайной фазы.

3 ТЕХНОЛОГИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ БЕЗ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА

3.1 Супергетеродинный приемник с однократным преобразованием частоты

Недостатки, присущие РПрУ прямого усиления, отсутствуют в супергетеродинном РПрУ, в котором осуществляется преобразование частоты радиосигнала в промежуточную частоту. В супергетеродинном РПрУ с однократным преобразованием частоты предполагается смещение спектра сигнала по шкале частот в область более низких частот без изменения формы сигнала.

Функциональная схема супергетеродинного РПрУ с однократным преобразованием частоты приведена на рис. 3.1.

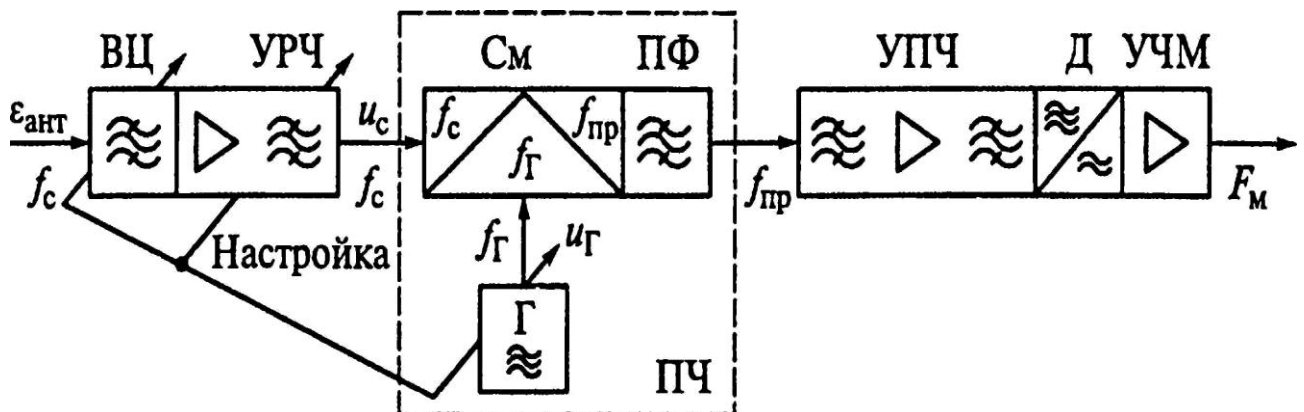


Рисунок 3.1 – Функциональная схема супергетеродинного РПрУ с однократным преобразованием частоты

В приемной антенне под действием электромагнитного поля возникает ЭДС $\varepsilon_{\text{ант}}$ принимаемого сигнала с частотой f_c . $I_{\text{ке}}$ dhj содержит

частотно-избирательную систему (ЧИС), настроенную на несущую частоту принимаемого радиосигнала. Поэтому, как и в РПрУ прямого усиления, в супергетеродинном РПрУ происходит предварительная селекция помех (фильтрация сигнала). С выхода УРЧ сигнал подается на вход преобразователя частоты.

$\Pi\text{Ч}$ (ПЧ), включающий в себя гетеродин, смеситель и полосовой фильтр, понижает частоту входного радиосигнала на заданную величину с помощью колебаний другой частоты.

Γ (Γ) представляет собой вспомогательный генератор гармонических электрических колебаний, используемый для преобразования несущей частоты сигналов f_c .

НЭ (См) представляет собой НЭ, где под действием напряжения гетеродина с частотой f_r происходит процесс преобразования входного сигнала. Частота, в которую в супергетеродинном РПрУ преобразуется несущая частота принимаемого сигнала, называется промежуточной.

ПФ (ПФ), подключенный к выходу смесителя, обеспечивает выделение колебаний промежуточной частоты.

Если функцию смесителя и гетеродина выполняет один АЭ, то такая схема называется "ПЧ с совмещенным гетеродином".

Частота колебаний f_r гетеродинного напряжения определяется настройкой контура гетеродина, который при перестройке РПрУ также перестраивается.

В смесителе реализуется функция перемножения двух сигналов: принятых модулированных колебаний с частотой f_c и гармонических колебаний гетеродина с частотой f_r . В силу известных тригонометрических преобразований, на выходе идеального перемножителя будут присутствовать

только два гармонических сигнала, колеблющихся с разными частотами: $\cos(f_c) \cdot \cos(f_r) = 0,5 \cdot [\cos(f_c - f_r) + \cos(f_c + f_r)]$. Однако, на практике для перемножения колебаний используются нелинейные АЭ, у которых во время преобразования (усиления, умножения) входного сигнала (на частоте f_c) на выходном электроде образуются гармоники основной частоты ($n \cdot f_c$). Поэтому при подаче на входы смесителя (реального перемножителя) радиосигнала $u_c(t)$ с частотой f_c и колебаний гетеродина $u_r(t)$ с частотой f_r выходной ток смесителя содержит частоты f_c и f_r приложенных напряжений, их гармоники $n \cdot f_c$ и $m \cdot f_r$, а также комбинационные частоты вида $|n \cdot f_c \pm m \cdot f_r|$, где $n, m = 1, 2, 3, \dots$

В супергетеродинных РПрУ с однократным преобразованием частоты, ПФ на выходе ПЧ настроен на частоту $f_{пр} = |f_r - f_c|$. Это соответствует первой гармонике комбинационных частот ($n=m=1$). При этом частоту гетеродина можно выбрать так, чтобы величина $f_{пр}$ была ниже нижней граничной частоты $f_{c \min}$ диапазона рабочих частот РПрУ (с целью повышения качества фильтрации $f_{пр}$). Если $f_r > f_c$, то имеет место верхняя настройка частоты гетеродина, а в случае $f_r < f_c$ – его нижняя настройка. На рис. 3.2, а) показан спектр входного радиосигнала при однополосной АМ, на рис. 3.2, б) – спектр выходного преобразованного сигнала при нижней ($f_r < f_c$), а на рис. 3.2, в) – при верхней ($f_r > f_c$) настройке гетеродина. В вещательных РПрУ применяют, как правило, верхнюю настройку частоты гетеродина.

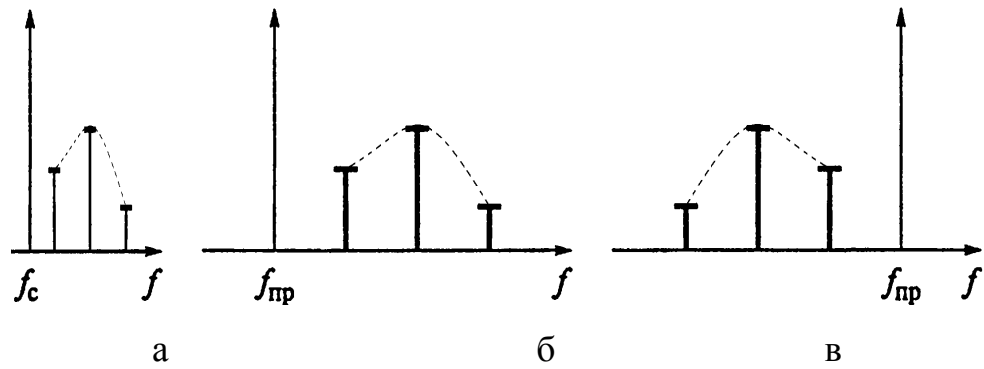


Рисунок 3.2 – Спектры сигналов на входе смесителя (а) и на его выходе при нижней (б) и верхней (в) настройке гетеродина

Огибающая выходного напряжения ПЧ $U_{пр}(t)$ пропорциональна огибающей сигнала $U_c(t)$ (см. рис. 3.3). Следовательно, при преобразовании по частоте колебаний с АМ закон модуляции не изменяется.

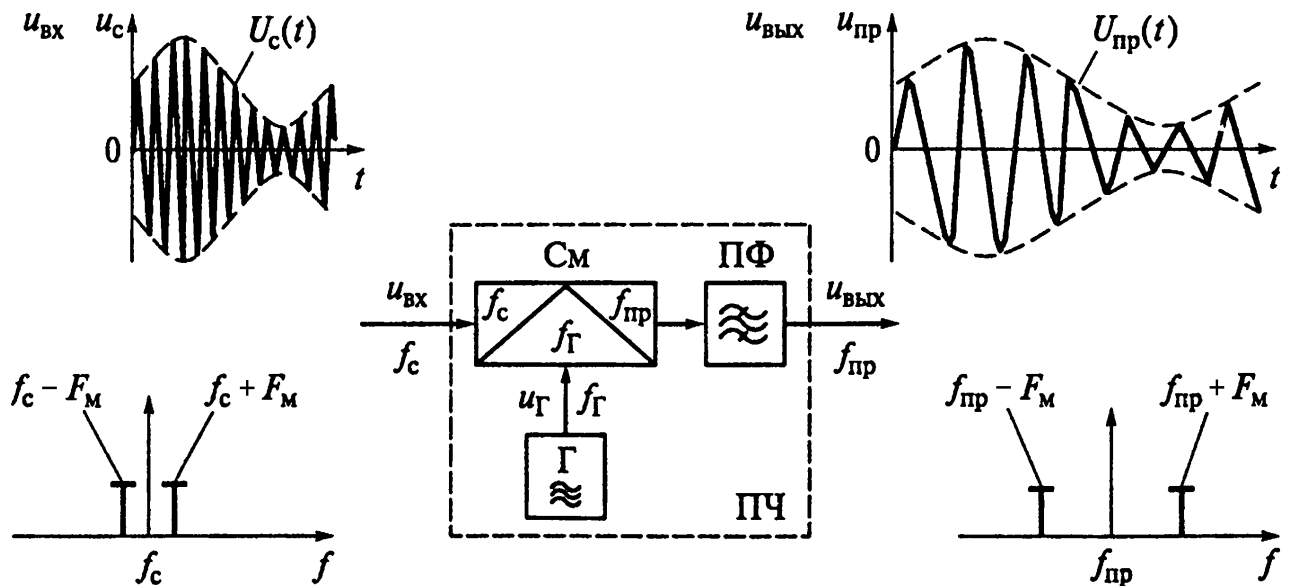


Рисунок 3.3 – Перенос спектра сигнала с АМ в ПЧ

При преобразовании сигналов с ЧМ изменение преобразованной частоты согласно $|n \cdot f_c \pm m \cdot f_r|$ отличается от изменения частоты исходного сигнала лишь знаком, а величина частотной девиации при этом не

изменяется. Аналогично и при ФМ закон изменения фазы переносится на преобразованную частоту без изменения. Таким образом, закон изменения модулирующего параметра сигнала в ПЧ сохраняется. Из этого следует, что назначение ПЧ состоит в переносе радиочастоты принимаемого сигнала f_c в более низкочастотную область на промежуточную частоту $f_{пр}$ без изменения закона модуляции.

В диапазонных РПрУ для поддержания постоянства частоты $f_{пр}$ при перестройке сигнальных контуров необходимо перестраивать и контурную систему гетеродина. Это достигается сопряжением настройки ВЦ, УРЧ и гетеродина с помощью единого органа управления.

Сигналы $f_{пр}$ (УПЧ), поступающих с ПЧ, называется усилителем промежуточной частоты.

После понижения частоты несущего колебания в УПЧ можно обеспечить высокую избирательность и большое усиление. Действительно, поскольку промежуточная частота неизменна в процессе перестройки РПрУ, то это позволяет применять в УПЧ многосвязные полосовые фильтры на LC-элементах или монолитные высокоизбирательные фильтры, например, пьезокерамические (ПКФ), электромеханические (ЭМФ), на поверхностно-акустических волнах (ПАВ) и им подобные.

Принцип работы супергетеродинного РПрУ поясняется диаграммами, приведенными на рис. 3.4. Предполагается, что сигнал передается посредством АМ несущего колебания гармоническим сигналом с частотой F_M . На рис. 3.4, а) показаны спектры помех, представляющие собой несущие частоты трех радиовещательных станций $f'_{п1}$, $f'_{п2}$ и $f'_{с.к}$ (соседний канал). Как и для полезного сигнала, полагаем, что помехи — это сигналы, модулированные по амплитуде гармоническим сигналом с частотой F_M . На

диаграммах штриховыми линиями показаны АЧХ преселектора и АЧХ УПЧ.

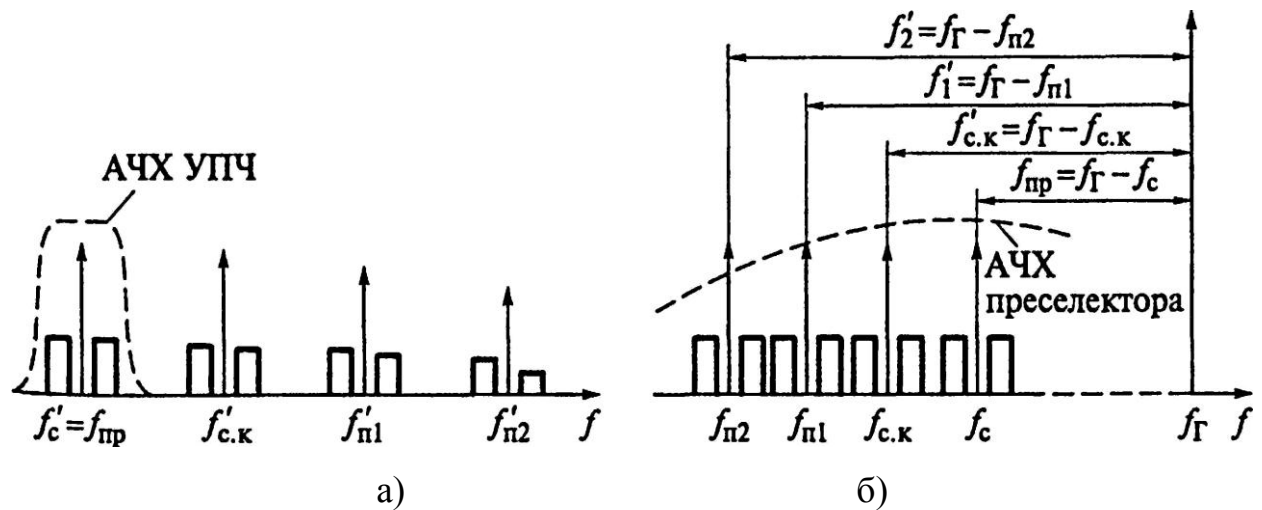


Рисунок 3.4 – Спектральные диаграммы работы идеального супергетеродинного РПрУ на выходе смесителя (а) и входе преселектора (б)

На диаграмме рис. 3.4, б) видно, что на частоте сигнала преселектор не обеспечивает подавления соседнего канала (станции) с частотой $f_{с.к}$. Более того, практически без подавления пройдут на вход ПЧ сигналы всех трех станций. В этом случае говорят, что преселектор не обеспечивает необходимой избирательности по соседнему каналу.

В ПЧ происходит преобразование частот сигнала и соседней станции $f_{с.к}$ следующим образом: $f_Г - f_с = f_{пр}$ и $f_Г - f_{с.к} = f'_{с.к}$. При этом в полосу пропускания УПЧ (см. рис. 3.4, а) попадает лишь преобразованная частота $f'_с$ сигнала. Преобразованная частота соседнего канала $f'_{с.к}$, как и преобразованные частоты двух других станций $f'_{п1}$ и $f'_{п2}$, оказываются вне полосы УПЧ и поэтому будут подавлены.

Таким образом, в супергетеродинном РПрУ осуществляется избирательность по соседнему каналу, которая может быть очень высокой, поскольку УПЧ не перестраивается.

Как и в ПЧ, закон изменения модулирующего параметра сигнала в

УПЧ сохраняется, поэтому часть супергетеродинного РПрУ от антенны до детектора называют линейной относительно модулирующего напряжения.

Преобразование переменной частоты принимаемых сигналов f_c в постоянную промежуточную частоту $f_{пр}$ обеспечивает следующие особенности построения супергетеродинных РПрУ:

- резонансные цепи УПЧ не нужно перестраивать, что упрощает конструкцию РПрУ, а благодаря постоянству коэффициента усиления ослабляется зависимость общего коэффициента усиления РПрУ от частоты настройки;

- при преобразовании частоты с переносом спектра сигнала вниз паразитные емкостные и индуктивные обратные связи проявляются слабее, что позволяет увеличить коэффициент усиления без ухудшения устойчивости;

- использование пониженной частоты $f_{пр}$ позволяет сузить полосу пропускания УПЧ без усложнения конструкции резонансных цепей. При этом полоса пропускания УПЧ может выбираться в соответствии с шириной спектра сигнала и тем самым обеспечивать эффективное подавление помех за пределами этого спектра.

С выхода УПЧ радиосигнал подается на детектор (Д) и далее в усилитель частоты модуляции (УЧМ), которые в супергетеродинном РПрУ выполняют те же функции, что и в РПрУ прямого усиления.

Усиление в супергетеродинном РПрУ осуществляется на трех частотах: на радиочастоте f_c в преселекторе, на промежуточной частоте $f_{пр}$ в УПЧ и на частоте модуляции F_M в УЧМ.

Постоянство промежуточной частоты и ее низкое значение обеспечивает ряд важных преимуществ супергетеродинного РПрУ по сравнению с другими видами РПрУ:

а) независимость параметров УПЧ от частоты настройки РПрУ, в частности ширины полосы пропускания, избирательности по соседнему каналу и коэффициента усиления;

б) высокую избирательность, так как число контуров может быть сколько угодно большим, что позволяет реализовать АЧХ УПЧ близкой к идеальной (прямоугольной);

в) высокий коэффициент усиления УПЧ и высокую устойчивость его работы;

г) малые нелинейные искажения, возникающие при детектировании, вследствие работы детектора в линейном режиме благодаря обеспечению требуемого усиления сигнала.

Основными недостатками супергетеродинных РПрУ по сравнению с приемником прямого усиления являются:

а) относительная сложность схемы.

б) сравнительная сложность сопряженной перестройки каскадов преселектора и гетеродина по диапазону, вызванная отличием коэффициентов перекрытия диапазона рабочих частот входной цепи преселектора и контура гетеродина;

в) наличие побочных каналов приема.

Преобразование частоты обуславливает особенности супергетеродинного РПрУ, которые проявляются, прежде всего, в образовании побочных каналов приема: колебания промежуточной частоты могут формироваться не только в результате преобразования сигнала в соответствии с формулой $f_{\text{пр}} = |f_r - f_c|$, но и в результате действия помехи с частотой f_n , удовлетворяющей условию $|n \cdot f_n \pm m \cdot f_r| = f_{\text{пр}}$, где $n, m = 0, 1, 2, \dots$. Попад в полосу пропускания УПЧ, помехи накладываются на принимаемый

сигнал и искажают его.

Таким образом, побочными каналами приема называются полосы частот, находящиеся за пределами канала, на который настроено РПрУ, но сигналы которых могут проходить на его выход. Наибольшую опасность нормальному приему радиосигналов представляет зеркальный канал и канал приема на промежуточной частоте.

Зеркальным называется побочный канал приема радиосигналов, отличающийся по частоте от частоты настройки РПрУ на удвоенное значение промежуточной частоты.

Последовательность образования зеркального канала рассмотрим с помощью рис. 3.5.

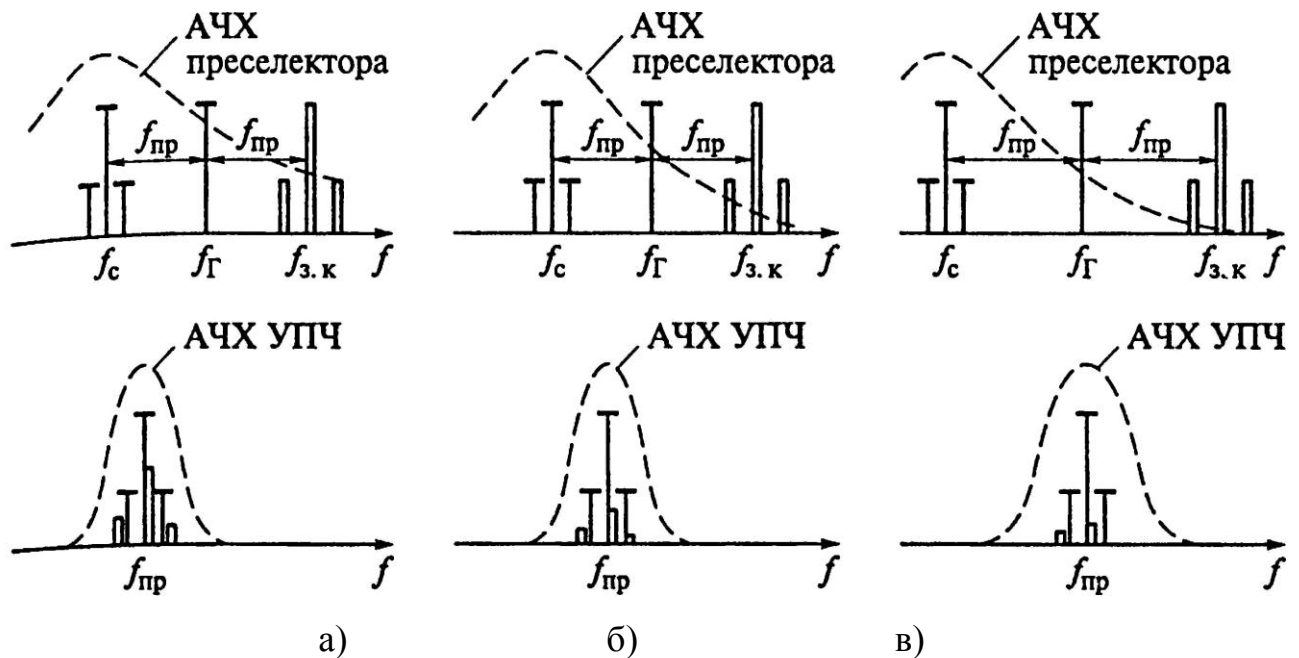


Рисунок 3.5 – Образование зеркального канала в супергетеродинном РПрУ

Предположим, что при верхней настройке гетеродина одна из вещательных станций (зеркальный канал) имеет несущую частоту $f_{з.к} = f_c + 2 \cdot f_{пр}$, отличающуюся от частоты полезного радиосигнала f_c на $2 \cdot f_{пр}$ (см.

рис. 3.5, а). Попадая на вход смесителя, колебания с частотой $f_{з.к}$ согласно алгоритму $|n \cdot f_{п} \pm m \cdot f_{г}|$ преобразуются в колебания с промежуточной частотой $f_{пр} = f_{з.к} - f_{г}$, так же как и полезный радиосигнал. В этом случае РПрУ будет одновременно принимать колебания от двух радиостанций с частотами f_c и $f_{з.к}$, расположенных симметрично (зеркально) относительно частоты гетеродина, при этом колебания с частотой f_c соответствуют полезному сигналу, а колебания с частотой $f_{з.к}$ – помехе.

Как видно на рис. 3.5, подавить зеркальный канал можно только в преселекторе. Отметим два очевидных способа повышения избирательности по зеркальному каналу. Первый из них – это повышение избирательных свойств преселектора путем увеличения числа контуров и их добротности, а второй – увеличение значения промежуточной частоты, что позволяет отодвинуть частоту зеркального канала.

Первый способ повышения избирательности по зеркальному каналу иллюстрирует рис. 3.5, б, на котором показана АЧХ преселектора с лучшими избирательными свойствами. Если при этом подавить зеркальный канал должным образом не удастся, то необходимо увеличить значение промежуточной частоты (см. рис. 3.5, в), т. е. перейти ко второму способу.

Не менее опасным по созданию помех радиоприему является канал  – побочный канал приема, включающий в себя промежуточную частоту. В этом случае помеха на частоте, равной промежуточной $f_{пр}$, может проходить через смеситель. УПЧ усиливает помеху прямого канала приема так же, как и сигнал. Мешающее действие помехи прямого канала приема, как и зеркального канала, может быть ослаблено только в преселекторе.

В супергетеродинном РПрУ существуют также побочные каналы приема, связанные с преобразованием на гармониках гетеродина $2 \cdot f_r$, $3 \cdot f_r$, ... Вокруг этих гармоник могут располагаться помехи с частотами $2 \cdot f_r \pm f_{пр}$, $3 \cdot f_r \pm f_{пр}$ и т. д.

Вернемся к рис. 3.5, в, на котором показано, что с ростом значения промежуточной частоты повышается избирательность по зеркальному каналу. При этом увеличение частоты $f_{пр}$ ведет к расширению полосы пропускания УПЧ, так как полоса пропускания контуров УПЧ $\Pi = f_0 / Q_k$ пропорциональна несущей частоте f_0 и обратнопропорциональна добротности контура Q_k . На рис. 3.5, в видно, что полоса пропускания УПЧ шире, чем на рис. 3.5, а. Повышение избирательности по зеркальному каналу таким способом может привести к недопустимому расширению полосы УПЧ и снижению избирательности по соседнему каналу.

Высокие требования к избирательности одновременно по соседнему и зеркальному каналам не всегда могут быть достигнуты в супергетеродинном РПрУ с одним преобразованием частоты. Для повышения такой избирательности в супергетеродинном РПрУ применяют двойное преобразование частоты.

3.2 Смеситель без зеркального канала

Воспользуемся методом фазовой компенсации для преобразователя частоты без зеркального канала вместо традиционного частотно-избирательного подавления с помощью достаточно сложных фильтров.

Пусть на вход смесителя поступает входной сигнал

$$S_1(t) = A_n \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_c), \quad (3.22)$$

где A_n — амплитуда сигнала;

ω_c — частота радиосигнала;

θ_c — фаза радиосигнала.

Следовательно, сигнал (3.22) в ортогональном канале (на выходе фазовращателя) будет иметь вид:

$$B(t) = A_n \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_c + \pi/2) = -A_n \cdot \sin(\omega_c \cdot t + \theta_c). \quad (3.23)$$

На выходе опорного гетеродина присутствуют сигналы в виде квадратурных составляющих, сдвинутых фазы на $\pi/2$:

$$S_3(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_0), \quad (3.24)$$

$$S_4(t) = U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \theta_0), \quad (3.25)$$

где $U_0 = \text{const}$ — амплитуда сигнала опорного гетеродина;

ω_0 — частота опорного гетеродина;

θ_0 — начальная фаза опорного гетеродина.

Снова воспользуемся выражением (2.7) для компенсации побочного канала приема на частоте зеркального канала. Для этого, умножим входной сигнал (3.22) на напряжение опорного гетеродина. Тогда в одном квадратурном канале будет присутствовать сигнал

$$S_5(t) = k_1 \cdot A_n \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_c) \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_0), \quad (3.26)$$

а в другом -

$$S_6(t)=k_2 \cdot A_n \cdot \sin(\omega_c \cdot t + \theta_c) \cdot U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \theta_0), \quad (3.27)$$

где k_1 и k_2 являются коэффициентами усиления умножителей ортогональных каналов.

Тогда, подставляя в (2.7) выражения (3.26) и (3.27), на выходе сумматора будет иметь сигнал в виде суммы:

$$\begin{aligned} S_7(t) &= S_5(t) + S_6(t) = \\ &= k_1 \cdot A_n \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_c) \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_0) + k_2 \cdot A_n \cdot \sin(\omega_c \cdot t + \theta_c) \cdot U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \theta_0) = \\ &= A_n \cdot U_0 \cdot \{k_1 \cdot \cos[(\omega_c - \omega_0) \cdot t + \theta_c - \theta_0] + k_1 \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t + \theta_c + \theta_0] + \\ &\quad + k_2 \cdot \cos[(\omega_c - \omega_0) \cdot t + \theta_c - \theta_0] + k_2 \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t + \theta_c + \theta_0]\} / 2 = \\ &= A_n \cdot U_0 \cdot \{(k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_{\text{пр}} \cdot t + \theta_{\text{пр}}) + (k_1 - k_2) \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t + \theta_c + \theta_0]\} / 2, \end{aligned} \quad (3.28)$$

где $\omega_{\text{пр}} = \omega_0 - \omega_c$ — промежуточная частота;

$\theta_{\text{пр}} = \theta_0 - \theta_c$ — фаза промежуточной частоты.

Для случая смесителя с повышением частоты, необходимо вычислять разность сигналов: $s_7(t) = s_5(t) - s_6(t)$.

Учитывая то, что при преобразовании частоты фазы сигналов (3.26) и (3.27), а так же фаза сигнала опорного гетеродина не влияют на разность и сумму частот при преобразовании частоты, то (3.28) можно записать так:

$$S_7(t) = A_n \cdot U_0 \cdot (k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_{\text{пр}} \cdot t) + \Delta k \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t], \quad (3.29)$$

где $\Delta k = k_1 - k_2$.

Величина Δk может приобретать два варианта значений.

Первый: $\Delta k = 0$. Тогда (3.29) будет иметь вид:

$$S_7(t) = A_n \cdot U_0 \cdot (k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_{\text{пр}} \cdot t), \quad (3.30)$$

где нет зеркального канала, а есть только сигнал, который перенесен на промежуточную частоту $\omega_{\text{пр}}$.

Второй: $\Delta k \neq 0$. Тогда в сигнале (3.30) появится небольшая остаточная составляющая сигнала на частоте $\omega_c + \omega_0$:

$$S_7(t) = A_n \cdot U_0 \cdot (k_1 + k_2) \cdot \cos(\omega_{\text{пр}} \cdot t) + \Delta s(t), \quad (3.31)$$

где

$$\Delta s(t) = \Delta k \cdot \cos[(\omega_c + \omega_0) \cdot t]. \quad (3.32)$$

Как видно из (3.32), $\Delta s(t)$ не является остатком зеркального канала, поскольку зеркальный канал имеет несущую частоту, отличающуюся от частоты полезного радиосигнала f_c на $2 \cdot f_{\text{пр}}$: $f_{3,к} = f_c + 2 \cdot f_{\text{пр}}$. Так как несущая частота сигнала $\Delta s(t)$ $\omega_c + \omega_0 \gg \omega_{\text{пр}}$, то эта составляющая сигнала (3.29) может быть легко отфильтрована выходным полосовым фильтром смесителя. Поскольку $\omega_c + \omega_0 \gg \omega_{\text{пр}}$, то практически полное подавление составляющей $\Delta s(t)$ можно быть достигнуто обычными RC-фильтрами.

Таким образом, используя выражение (2.7), можно получить смеситель, который не имеет зеркального канала между принимаемым сигналом и промежуточной частотой. При таком подходе, для дополнительного подавления остаточного сигнала на несущей частоте, можно использовать простые пассивные фильтры с АЧХ, далекой от идеальной (положим скатом затухания). В этом случае возможно использование обычного линейного усилителя для усиления сигнала промежуточной частоты (вместо резонансных усилителей) до уровня, необходимого для детектирования сигнала. Это позволяет использование низкой промежуточной частоты, которая упрощает процесс фильтрации остатков сигнала и исключает дрейф нуля усилителей как в случае

прямого преобразования частоты.

Здесь был рассмотрен смеситель с понижением частоты, но возможно и повышение частоты аналогичным образом.

На рис. 3.6 приведена структурная схема смесителя, не имеющего на физическом уровне зеркального канала:

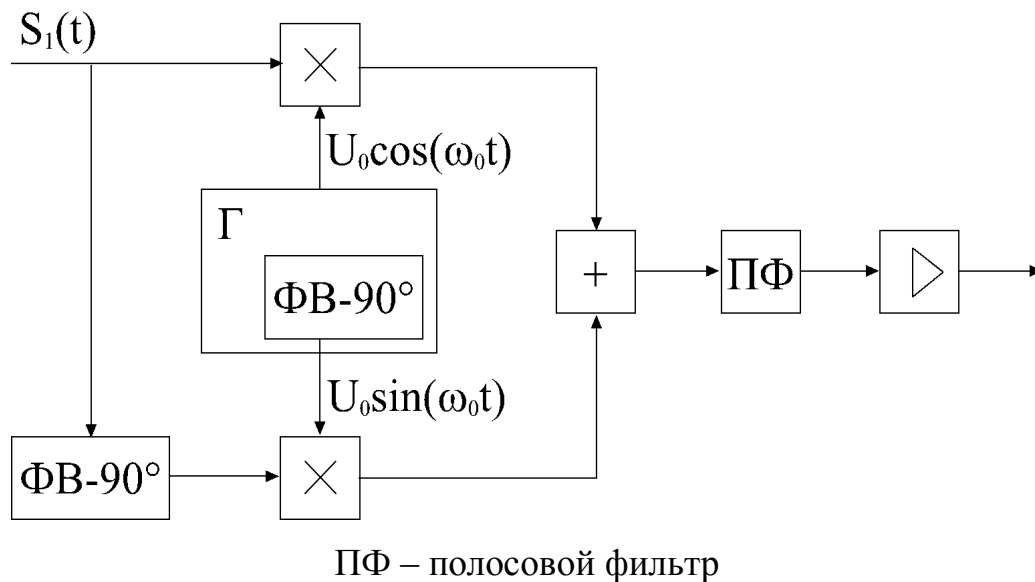


Рисунок 3.6 – Структурная схема преобразователя частоты без зеркального канала

3.3 Расчет величины подавления сигнала

Оценим величину подавления сигнала. Пусть частота сигнала $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c = 1800$ МГц, а промежуточная частота $\omega_{пр} = 2 \cdot \pi \cdot f_{пр} = 30$ МГц. Тогда отношение частот $\omega_c / \omega_{пр} = 1800 / 30 = 60$ раз или составляет 6 декад. Если обычный фильтр первого порядка обеспечивает затухание 20 дБ/декаду [9, с. 394], то подавление отфильтрованного сигнала составит: 6 декад умножить на величину подавления (20 дБ/декаду). То есть, после полосового фильтра обеспечивается затухание в 120 дБ. Если $\Delta k = 1\%$, что соответствует 0,01 раз или 40 дБ, то суммарное затухание гармоник входного сигнала составит 160 дБ. Эта

величина обеспечивает отсутствие на выходе усилителя высокочастотных сигналов на частоте ω_c и зеркального канала. Это поясняет то, что синхронные детекторы при уходе частоты на несколько десятков герц перестают принимать сигнал вообще. Все это позволяет отказаться от схем супергетеродинных радиоприемных устройств с несколькими преобразователями частоты, поскольку оказывается достаточным применение только одного смесителя (см. рис. 3.6).

3.4 Выводы по разделам 2 и 3

Таким образом, применение разработанных оптимальных синхронных линейных детекторов в системах передачи сигналов и измерительных приборах позволит обеспечить детектирование сигналов с минимальной ошибкой даже при большой скорости изменения случайной фазовой компоненты, вносимой шумом при прохождении сигнала через канал связи, что очень важно в современных широкополосных системах связи.

Также следует отметить, что стабильность задающего (не перестраиваемого) генератора может быть очень высокой и определяться только свойствами выбранного типа кварцевого резонатора. Следовательно, стабильность частоты сигнала с устраненной фазовой ошибкой будет равна нестабильности задающего генератора. Применение подобных детекторов возможно также в приемниках с прямым преобразованием частоты, что удобно для применения в СВЧ диапазоне вплоть до сотен гигагерц, так как при этом отпадает необходимость в преобразовании сигнала с переносом на промежуточную частоту. Либо возможно осуществить перенос сигнала на низкую промежуточную частоту с использованием смесителя, структурная схема ко-

торого приведена на рис. 3.6. Этот смеситель не имеет зеркального канала на физическом уровне и, как следствие, снимается проблема параметра подавления сигнала по зеркальному каналу (обеспечивается требуемая избирательность по зеркальному каналу).

Совместное применение синхронных детекторов и смесителя, описанных выше, снимает так же и проблему избирательности по соседнему каналу (расстройка на 10 кГц), так как синхронные детекторы не принимают сигнал уже при расстройке в несколько десятков герц.

-
1. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. - М.: Госэнергоиздат, 1956. – 98 с.
 2. Котельников В. А. Сигналы с максимальной и минимальной вероятностями обнаружения // Радиотехника и электроника. - 1959. - № 3. – С. 4-15.
 3. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. - М.: Советское радио, 1963. – 754 с.
 4. Петрович Н. Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. - М.: Сов. радио, 1965.
 5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Сов. Радио, 1977. – 608с.
 6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. - 1104 с., ил.
 7. Дингес С. И. Мобильная связь: технология DECT. — М.: СОЛОН-Пресс, 2003. - 272с.
 8. Коханов А. Б. Оптимальное синхронное детектирование РАМ сигналов с компенсацией фазового сдвига / А. Б. Коханов, Н. В. Захарченко, И. С. Перекрестов // Наукові праці УДАЗ ім. А. С. Попова. - 2006. - № 1. - С. 18-22.
 9. Алексеенко А. Г., Шагурин И. И. Микросхемотехника : Учеб. пособие для ВУЗов.- 2-е изд., перераб. и доп. — М. — Радио и связь, 1990. - 496с.

4 ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ

Основные условия рационального планирования НИР «Технологии синхронного детектирования» - сокращение сроков выполнения разработок при минимальных затратах трудовых, материальных и денежных ресурсов.

Для этого необходимо решить следующие вопросы по планированию НИР: определение трудоемкости и продолжительности; составление календарного графика выполнения; определение затрат на проведение.

4.1 Определение трудоемкости и продолжительности НИР

Весь комплекс научно-исследовательских работ можно подразделить на типовые этапы. По каждому этапу указываются исполнители и трудоемкость или продолжительность выполнения работ.

Трудоемкость НИР рассчитывается в норма-часах или норма-днях затрат рабочего времени основных исполнителей и зависит от сложности разработки и степени ее новизны, квалификации исполнителей, наличие у них навыков исследовательской работы, от используемых материалов, требований надежности, технических условий комплектуемых схем и так далее.

Расчет продолжительности выполнения НИР и каждого ее этапа производят в соответствии с количеством исполнителей по каждому этапу по формуле:

$$T_{\text{цикла}} = \frac{Q}{R_i \cdot q \cdot K_{\text{вн}}} , \quad (4.1)$$

где:

$T_{\text{цикла}}$ - длительность цикла, дней;

Q - трудоемкость работ, человек-часов;

R_i - количество исполнителей, чел.;

q - продолжительность рабочего дня, ч.;

$K_{в.н.}$ - плановый коэффициент выполнения норм на сдельных работах,

$$K_{в.н.} = 1,05 \dots 1,1$$

Длительность цикла составляет 60 дня, 12 рабочих недель, количество исполнителей – 2, плановый коэффициент выполнения норм составляет 1.07.

Вычислим трудоемкость для каждого этапа НИР.

Таблица 4.1 – Расчет продолжительности этапов НИР

Этап НИР	Трудоемкость		Исполнители		Продолжит. дней
	Чел.-час	% к итогу	Специальность	Кол. чел.	
1	2	3	4	5	6
1Подготовительный (техничко–эконом. обоснование)	96	10	Радиоинженер, программист	2	6
2Выполнение теоретических разработок	192	20	Радиоинженер, программист	2	12
3Проведение исследований (численный эксперимент)	320	33,3	Радиоинженер, программист	2	20
4Сравнение с уже существующими результатами	32	3,3	Радиоинженер, программист	2	2
5Уточнение тех. задания	48	5	Радиоинженер, программист	2	3
6Выводы и предложения	48	5	Радиоинженер, программист	2	3
7Составление и обсуждение технического отчета	160	16,6	Радиоинженер, программист	2	10
8Внедрение результатов	64	6,6	Радиоинженер, программист	2	4
$\Sigma =$	960	100	-	2	60

В данной НИР очень трудно установить общую трудоемкость проводимой НИР. Это связано с элементами неопределенности в процессе выполнения большинства работ. Их трудоемкость и продолжительность зависит от множества факторов, предвидеть которые невозможно. В этом случае используют две или три вероятностные оценки времени. Эти оценки выражаются в днях и являются исходными для расчета ожидаемого времени выполнения этапа работ по формуле:

$$t_{ож} = \frac{(3 \cdot t_{min} + 2 \cdot t_{max})}{5} , \quad (4.2)$$

где:

$t_{ож}$ - ожидаемая оптимальная оценка времени выполнения этапа НИР, дней;

t_{min} - минимально необходимое время на выполнения работы при наиболее благоприятных условиях, дней;

t_{max} - максимальные затраты времени на выполнение работ по данному этапу при неблагоприятных условиях, дней.

Минимальное время для выполнения работы при благоприятных условиях составляет 2 месяца, а при не благоприятных – 4 месяца.

Отсюда получаем ожидаемую оптимальную оценку времени выполнения НИР.

$$t_{ож} = (3 \cdot 43 + 2 \cdot 86) / 5 = 60,2 .$$

Степень правильности определения тож проверяют расчетом дисперсии (разброса между минимальной и максимальной оценки времени).

Дисперсия представляет собой среднее значение квадрата отклонения продолжительности работы от ее ожидаемого значения и определяется по формуле:

$$\sigma = \left(\frac{(t_{\max} - t_{\min})}{5} \right)^2, \quad (4.3)$$

$$\sigma = 73,9.$$

Чем больше значение дисперсии, тем меньше степень неопределенности оценки времени работ по данному этапу.

Таблица 4.2 – Расчет продолжительности НИР

Этапы НИР	Временные оценки НИР, дней			Дисперсия	Исполнители	
	tmin	tmax	тож		Специальность	Кол. чел.
1	2	3	4	5	6	7
1Подготовительный (техничко–эконом. обоснование)	5	8	6,2	0,36	Радиоинженер, программист	2
2Выполнение теоретических разработок	9	17	12,2	2,56	Радиоинженер, программист	2
3Проведение исследований (численный эксперимент)	15	29	20,6	7,84	Радиоинженер, программист	2
4Сравнение с уже существующими результатами	2	4	2,4	0,04	Радиоинженер, программист	2
5Уточнение тех. задания	2	4	2,8	0,16	Радиоинженер, программист	2
6Выводы предложения	2	4	2,8	0,16	Радиоинженер, программист	2
7Составление и обсуждение технического отчета	7	14	9,8	1,9	Радиоинженер, программист	2

Продолжение таблицы 4.2

8Внедрение результатов	3	6	4,2	0,36	Радиоинженер, программист	2
Σ	43	86	60	-	-	2

4.1.1 Составление календарного графика выполнения НИР

Используя данные табл. 4.1 и 4.2, построим календарный график выполнения НИР.

Построим сетевой график. Для этого составим перечень работ и событий по табл. 4.3., Нулевым событием будем считать получение задания.

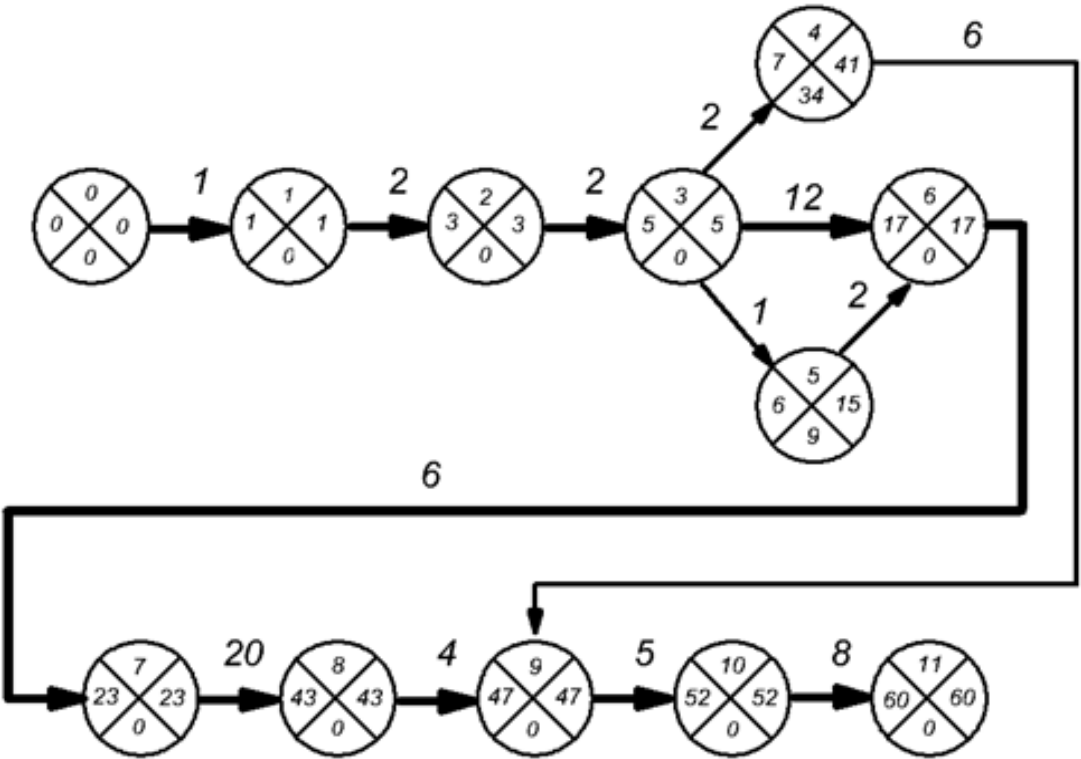


Рисунок 4.1- Сетевой график

Таблица 4.3 – Перечень работ и событий для сетевого графика

Номер События	Событие	Код работы	Содержание работы	Продолжит. работы
1	2	3	4	5
1 Уточнение задания	1	0-1	Уточнение технических характеристик	1
2 Подбор и анализ литературы и аналогов	2	1-2	Подбор и анализ литературы и аналогов	2
3 Расчет в потребности в средствах и их экономики	3	2-3	Расчет в потребности в средствах и их экономики	2
4 Заказ необходимых расходных материалов	4	3-4	Заказ через торговые сети	2
5 Заказ необходимого ПО	5	3-5	Заказ через Интернет	1
6 Выполнение теоретических разработок	6	3-6	Теоретические расчеты и предположения	12
7 Доставка электронной версии ПО	7	5-6	Доставка электронной версии ПО	2
8 Изучение работы ПО	8	6-7	Изучение интерфейса и нюансов работы ПО	6
9 Проведение программного анализа	9	7-8	Проведение экспериментального исследования	20
10 Доставка расходных материалов	10	4-9	Доставка расходных материалов	6
11 Сравнение результата с прошлыми исследованиями	11	8-9	Составление и обсуждения отчета рассмотрение отдельных аспектов	4
12 Выводы обсуждения результатов	12	9-10	Решение рентабельности и экологичности	5

Продолжение таблицы 4.3

13Внедрение результатов	13	10-11	Внедрение полученного решения	8
				$\Sigma = 60$

После составления сетевого графика определяем его параметры:

S - продолжительность путей;

$S_{кр}$ - продолжительность критического пути;

t_p - резерв времени путей;

t_1 - ранний срок совершения события;

t_2 - поздний срок совершения события;

R_i - резерв времени, свершения события;

t_{ij}^{pn} - ранний срок начала работы;

t_{ij}^{p3} - ранний срок окончания работы;

t_{ij}^{nn} - поздний срок начала работы;

t_{ij}^{n3} - поздний срок окончания работы;

R_{ij}^n - полный резерв времени работы;

R_{ij}^e - свободный резерв времени работы;

K_{HL} - коэффициент напряженности пути.

Результаты расчета сводим в таблицу 4.4-4.6

Таблица 4.4 – Расчет параметров путей

Номер пути	Номера событий, через которые проходит путь	Продолжительность работ, через которые проходит путь	Длина пути	Резерв пути
1	2	3	4	5
1	0,1,2,3,6,7,8,9,10,11	60	1	0
2	0,1,2,3,4,9,10,11	26	0,19	34
3	1,2,3,5,6,7,8,9,10,11	51	0,25	9

Таблица 4.5 – Расчет параметров событий

Количество работ предшествующих событию	Номер события	t^p	t^n	R_i
1	2	3	4	5
0	1	1	1	0
1	2	3	3	0
2	3	5	5	0
3	4	11	11	0
4	5	17	17	0
5	6	27	27	0
6	7	37	37	0
7	8	40	40	0
8	9	42	42	0
9	10	45	45	0
10	11	55	57	2
10	12	60	60	0
11	13	58	60	2

Таблица 4.6 – Расчет параметров работ

Код работы	t_j	t_{ij}^{pn}	t_{ij}^{p3}	t_{ij}^{nn}	t_{ij}^{n3}	R_{ij}^n	R_{ij}^e
1	2	3	4	5	6	7	8
0-1	1	0	1	0	1	0	0
1-2	2	1	3	1	3	0	0

Продолжение таблицы 4.6

2-3	2	3	5	3	5	0	0
3-4	2	5	7	39	41	0	34
3-5	1	5	6	14	15	0	9
3-6	12	5	17	5	17	0	0
5-6	2	6	8	15	17	9	9
6-7	6	17	23	17	23	0	0
7-8	20	23	43	23	43	0	0
4-9	6	7	13	41	47	34	34
8-9	4	43	47	43	47	0	2
9-10	5	47	52	47	52	0	0
10-11	8	52	60	52	60	0	2

4.2 Определение затрат на проведение НИР

Для определения денежных расходов на проведение научно-исследовательской работы составим смету затрат по статьям:

- топливо и энергия со стороны;
- специальное оборудование и технологическая оснастка;
- амортизация универсального оборудования;
- заработная плата основная и дополнительная;
- отчисления на социальное страхования.

4.2.1 Расчет стоимости энергии

Затраты на силовую энергию $\mathcal{E}_c$ определяем по формуле:

$$\mathcal{E}_c = \frac{M_y \cdot \Phi_{\text{эфф}} \cdot K_i \cdot C_{\mathcal{E}}}{\text{КПД}}, \quad (4.4)$$

где:

M_y - установленная мощность энергетических токоприемников оборудования, кВт;

$\Phi_{эфф}$ - эффективный фонд времени работы данного вида оборудования, ч.;

K_i - коэффициент использования энергетических установок по мощности и времени;

C_{ε} - цена 1 кВт/ч электроэнергии.

Определимся в исходных данных: $M_y = 0.5$ кВт·ч, $\Phi_{эфф} = 420$ часов, $K_i = 0,85$, $C_{\varepsilon} = 2,19$, $KПД = 0,7$. Подставляя данные в формулу, получим

$$\mathcal{E}_c = 558,45.$$

Затраты на электроэнергию других видов $\mathcal{E}_{\partial\partial}$ (сжатый воздух, пар, вода и др.) можно определить по формуле:

$$\mathcal{E}_{\partial\partial} = \sum_{i=1}^m H_{\varepsilon} \cdot \Phi_{\varepsilon\Phi\Phi} \cdot C_{\varepsilon} , \quad (4.5)$$

где:

H_{ε} - норма расхода энергии на единицу оборудования, использующего данный вид энергоресурсов;

C_{ε} - цена или стоимость единицы данного вида энергии, грн.;

m - количество единиц оборудования, использующих данный вид энергии.

Произведенные расчеты заносим в табл. 4.7

Таблица 4.7 – Расчет стоимости энергоресурсов

Оборудовани е	Вид энергоресурсов	Норм а расхо да	Фэф ф	Цена или стоим, грн.	Стоимость энергоресурсо в (с НДС)
1	2	3	4	5	6
ЭВМ	электроэнергия	0.5	420	558,45	2,19
Стенд	электроэнергия	0.4	44	46,8	2,19
Приемник	электроэнергия	0.1	44	11,7	2,19
				$\Sigma = 616,95$	

4.2.2 Определение затрат на разработку и проектирование

В эту статью затрат входит стоимость основных и вспомогательных материалов (бумага, диски, картридж и т.д.) результаты расчета приводятся в таблице 4.8

Таблица 4.8 - Расходная ведомость

Наименование	Единицы измерения	Цена за единицу измерения грн.	Количество единиц измерения	Сумма затрат, грн.
Картридж для принтера	шт.	250	1	250
Бумага А4	лист.	0,25	700	175
Диски	шт.	14,5	2	29
Транспортные расходы	-	-	-	500
Итого	-	-	-	954

4.2.3 Определение стоимости специальной оснастки для экспериментальных работ

В стоимость специальной оснастки входят затраты на покупку, транспортирование, монтаж, настройку и эксплуатацию специального оборудования, используемого при проектировании для проведения расчетов и экспериментов. Амортизационные отчисления определяем по формуле:

$$A = \Phi_B \cdot \frac{H_A}{100} . \quad (4.6)$$

Расчеты сведем в таблицу 4.9

Таблица 4.9 - Эксплуатационная стоимость

Статья затрат	Сумма, грн.
Амортизация оборудования	3050,0
Эксплуатация оборудования	300,0
Текущий ремонт оборудования	1350,0
Всего	4700,0

4.2.4 Расчет заработной платы

Сумма заработной платы рассчитывается на основе занятости исполнителей по отдельным этапам работ и среднедневного заработка для каждой категории персонала.

Расчет основной заработной платы производим в табл. 4.10

Таблица 4.10 – Расчет основной заработной платы

Должность исполнителя	Кол., чел.	Месячный оклад, грн.	Среднедневная зарплата, грн.	Занятость НИР, дней	Итоговая сумма осн. зарплаты, грн.
1	2	3	4	5	6
Радиоинженер	1	4100	186,36	44	8200
Программист	1	3780	171,81	44	7560
Итого	2	7880	358,17		15760

К итоговой сумме основной заработной платы рабочих добавлена дополнительная зарплата 15% от оклада что составляет 2364грн.

4.2.5 Отчисления на единый социальный взнос

Отчисления на единый социальный взнос определяем в процентном соотношении от суммы основной заработной платы с учетом премий которая равна 15760 грн. Отчисления составляют 22 %.

Итого отчисление на единый социальный взнос 3467,2 грн.

4.2.6 Накладные расходы

Накладные расходы определяем в процентном соотношении от суммы основной заработной платы 15760,0. Расходы составляют 30 %.

Итого накладные расходы 4728,0.

Таблица 4.11 – Смета затрат на выполнение НИР

Затраты	Сумма, грн.	Удельный вес к итогу, %
1	2	3
Материалы	954,0	2,93
Основная заработная плата	15760,0	48,36
Дополнительная заработная плата	2364,0	7,25
Отчисление на ЕСВ	3467,2	10,64
Затраты на спец. оборудование	4700,0	14,42
Затраты на энергоресурсы	616,95	1,89
Накладные расходы	4728,0	14,51
Всего	32590,15	100

4.3 Расчет экономической эффективности НИР, имеющих теоретический характер

Для теоретических исследований в большинстве случаев трудно или даже невозможно рассчитать экономический эффект, поэтому целесообразно определить их технико-экономическую эффективность с учетом следующих показателей:

- важности исследования для народного хозяйства;
- сложности разработки;
- результативности и возможности использования;
- важность теоретического исследования оценивают по его назначению;
- решение проблемных вопросов;
- удовлетворение требований специальной техники;

-поиск принципиально новых конструктивных и технологических решений и т. п.

Сложность выполнения работы определяем сравнением полученных результатов данного исследования с результатами известных аналогичных исследований с учетом денежных и трудовых затрат на их проведение.

Результативность НИР можно определить по полноте решений поставленной задачи: полученный результат планируемого, соответствует планируемому, удовлетворительный (частичное решение) или отрицательный.

Анализ зависимости между этими показателями и затратами на их достижение дает возможность определить технико-экономическую эффективность. Количественная оценка технико-экономической теоретической НИР определяется по формуле:

$$K_{НИР} = \frac{J^n \cdot R_{раб} \cdot T_{сл}}{З_{НИР} \cdot t_{НИР}}, \quad (4.7)$$

где:

$K_{НИР}$ - уровень эффективности исследования (коэффициент технико-экономической эффективности НИР);

J^n - важность работы;

$R_{раб}$ - результативность работы;

$T_{сл}$ - техническая сложность выполнения НИР;

$З_{НИР}$ - затраты на проведения НИР, тыс. грн.;

$t_{НИР}$ - фактическое время выполнения НИР, лет;

n - показатель использования результатов НИР:

$n=0$ – результаты НИР не используются;

$n=1$ – результаты НИР используются частично;

$n=2$ – результаты НИР используются в опытно-конструкторских работах (ОПР);

$n=3$ – результаты НИР могут быть использованы без проведения ОКР.

При значении $K_{нир} \geq 1$ опытная работа считается эффективной.

Примем $J=1,5$, $R=2$, $T=1,5$, $n=2$.

$$K_{нир} = \frac{1,5^2 \cdot 2 \cdot 1,5}{32 \cdot 0,15} = 1,41$$

Поскольку $K_{нир} \geq 1$, то работа считается эффективной.

5 ОХРАНА ТРУДА И БЕЗОПАСНОСТЬ В ПЕРИОД ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЙ

Охрана труда в первом понимании является системой сохранения жизни, а также здоровья работников в процессе своей трудовой деятельности. Данная система включает в себя правовые, санитарно-гигиенические, социально-экономические, организационно-технические, лечебно-профилактические, реабилитационные и иные мероприятия.

Охрана труда на сегодняшний день является одной из приоритетных систем на предприятиях различного профиля любых форм собственности. И это неспроста. Ведь благодаря соблюдению элементарных правил техники безопасности можно сократить случаи производственного травматизма на 80-90%. Именно такое процентное соотношение случаев травматизма возникают из-за несоблюдения правил охраны труда.

Охрана труда как система затрагивает практически каждую нишу жизни людей, связанную с выполнением тех или иных работ. Она переплетается с большим количеством технических и гуманитарных наук, выполняя одно из наиболее важных задач - сохранение жизни и здоровья человека при безопасном выполнении любых работ.

5.1 Анализ потенциальных опасностей

Тема дипломной работы «Технология синхронного детектирования сигналов» предполагает проведение работ в помещении, оборудованном персональным компьютером (далее ПК). Необходимо рассмотреть такие

мероприятия по обеспечению техники безопасности, по обеспечению производственной санитарии и гигиене труда, мероприятия по пожарной безопасности в помещении с ПК.

Проведя анализ согласно ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. «Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.» выявляются опасные производственные факторы, воздействие которых на работающих может привести к ухудшению условий труда или травматизму. Так как рабочее место представляет собой набор различной компьютерной техники то опасность в процессе работы может заключаться при использовании источников питания подключении и отключении приборов с помощью вилок, розеток, переходных устройств, удлинителей.

На основе анализа можно выделить, что на человека работающего на ПК могут повлиять такие опасные производственные факторы как:

- повышенный уровень напряжения в электрических цепях питания и управления ПК, который может привести к электротравме при отсутствии заземления или зануления оборудования (источник - переменный ток промышленной частоты 50 Гц напряжением 220 В, служащий для питания ПК);
- повышенный уровень напряженности электрического и магнитного полей в широком диапазоне частот (в том числе от токов промышленной частоты 50 Гц от ПК) что приводит к нарушению физиологических процессов;
- прохождение электрического разряда из-за повышенного уровня статического электричества и провоцирование рефлекторного движения человека, что в ряде случаев может привести к резкому движению и травме;
- не соответствующие нормам параметры микроклимата: повышенная температура из-за постоянного нагрева деталей ПК, пониженная влажность,

пониженная или повышенная скорость движения (подвижность) воздуха рабочей зоны;

- повышенный уровень напряженности статического электричества;

- пониженный или повышенный уровень освещенности;

- повышенный уровень запыленности воздуха рабочей зоны от внешних источников;

- повышенный уровень шума от работающих вентилятора охлаждения ПК и принтера, от неотрегулированных источников люминесцентного освещения и др.;

- повышенное умственное напряжение из-за большого объема перерабатываемой и усваиваемой информации;

- не соблюдение правил противопожарной безопасности, что может привести к травмам, материальному ущербу или к летальному исходу;

- короткое замыкание, которое может привести к загоранию;

- получения травм и материального ущерба из-за неподготовленности персонала в условиях чрезвычайных ситуаций.

5.2 Мероприятия по обеспечению техники безопасности

Техника безопасности — система организационных мероприятий и технических средств, предотвращающих воздействие на работающих опасных производственных факторов.

При работе с измерительной техникой, персональными компьютерами и периферийными устройствами, главным опасным фактором является электричество.

Помещение в котором проводится исследование согласно ПУЭ "Правилам устройства электроустановок" и НПА ОП 40.1-1.32-01 «Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок» относится к

классу помещений без повышенной опасности поражения персонала электрическим током, поскольку относительная влажность воздуха не превышает 75 %, температура не более 35°C, а также отсутствуют химически агрессивные среды. Для электроустановок, которые используются, установлено защитное заземление с сопротивлением не более 4 Ом.

Мероприятия по обеспечению электробезопасности разработаны в соответствии с ГОСТ 12.1.009-76 (1999) «Электробезопасность. Термины и определения» и ГОСТ 12.1.030-91 ССБТ «Электробезопасность. Защитное заземление, зануление».

Для обеспечения безопасности работ выполняются следующие организационные мероприятия, соответствующие ДСТУ 7237:2011. «Система стандартів безпеки праці. Електробезпека. Загальні вимоги та номенклатура видів захисту»:

- назначены лица, ответственные за организацию и производство работ;
- инструктажи по ТБ при производстве работ;
- допуск к работе;
- оформление перерывов в работе.

Возможность механического повреждения может возникнуть при не рациональном размещении рабочего места. Для исключения травматизма рабочее место и взаимное расположение всех его элементов соответствует антропометрическим, физическим и психологическим требованиям согласно ДСТУ ГОСТ 12.2.061:2009 «Система стандартів безпеки праці. Устаткування виробниче. Загальні вимоги безпеки до робочих місць». Выполнены следующие основные мероприятия: оптимальное размещение оборудования, входящего в состав рабочего места и достаточное рабочее пространство, позволяющее осуществлять все необходимые движения и перемещения.

Согласно ГОСТ 12.2.049-80 ССБТ. «Оборудование производственное. Общие эргономические требования» на рабочем месте установлен компьютерный рабочий стол. Высота стола 680-760 мм, что дает возможность сидеть свободно, в удобной позе, при необходимости опираться на подлокотники. Высота поверхности, на которую установлена клавиатура, 650 мм. Нижняя часть стола сконструирована таким образом, что работник может сидеть удобно и не вынужден поджимать ноги. Поверхность стола обладает свойствами, исключающими бликов в поле зрения работника. Конструкция стола предусматривает наличие 3-х выдвижных ящиков.

Рабочее кресло соответствует требованиям ГОСТ 12.2.032-78 ССБТ. «Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования». Высота сиденья над уровнем пола находится в пределах 420- 550 мм. Поверхность сидения мягкая, передний край закругленный, а угол наклона спинки – регулируемый.

Монитор расположен на расстоянии 50-60 см от глаз, верхняя часть дисплея находится на уровне глаз.

5.3 Мероприятия по производственной санитарии и гигиене труда

Все разработки ведутся с помощью персональных компьютеров с различными периферийными устройствами. Работа с персональным компьютером связана с большим умственным напряжением, нервно-эмоциональной нагрузкой, а также значительным перенапряжением зрительного аппарата. При длительной работе с клавиатурой и мышью происходит перенапряжение мышц верхних конечностей, что при отсутствии

правильной организации рабочего места может приводить к различным негативным последствиям с их здоровьем.

В процессе работы с персональным компьютером необходимо соблюдать правильный режим труда и отдыха. В противном случае у персонала отмечаются болезненные ощущения в глазах, появлением жалоб на неудовлетворенность работой, головные боли, раздражительность, нарушение сна, усталость и болезненные ощущения в пояснице, в области шеи и руках.

Очень важно создать необходимый микроклимат в помещении. Параметры микроклимата могут меняться в широких пределах, в то время как необходимым условием жизнедеятельности человека является поддержание постоянства температуры тела благодаря терморегуляции, т.е. способности организма регулировать отдачу тепла в окружающую среду. Принцип нормирования микроклимата – создание оптимальных условий для теплообмена тела человека с окружающей средой.

Микроклимат в помещении соответствует необходимым условиям согласно ДСН 3.3.6.042-99 «Державні санітарні норми параметрів мікроклімату» и ГОСТ 12.1.005-88 «ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны» температура в помещении в зависимости от времени года от 20 до 23°C в холодный период и от 22 до 25°C в теплый период. Относительная влажность воздуха в зависимости от температуры в пределах 40-60 %. Скорость движения воздуха в пределах 0,2-0,3 м/с. Интенсивность теплового облучения работников в пределах 35-100 Вт/м² в зависимости от величины площади поверхности тела, которое облучается.

Объем производственного помещения на одного работника составляет не меньше 20 м³, а площадь - не меньше 6 м².

Для поддержания микроклимата используется естественная вентиляция в помещении, батареи отопления в осенне-зимний период, а летний период бытовые кондиционеры для охлаждения, имеющие встроенные термодатчики и электронику для поддержания необходимой температуры автоматически, в заданном режиме в соответствии с СНиП 2.04.05-91*У «Отопление, вентиляция и кондиционирование».

Правильно спроектированное и выполненное производственное освещение улучшает условия зрительной работы, снижает утомляемость, способствует повышению производительности труда, благотворно влияет на производственную среду, оказывая положительное психологическое воздействие на работающего, повышает безопасность труда и снижает травматизм.

Согласно ДБН, В2.5.-28-2006 Збірник 28. «Природне і штучне освітлення» в помещении применено систему комбинированного освещения.

Согласно ДСанПін 3.3.2.007-98 «Гігієнічні вимоги до організації роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» выполнены следующие мероприятия к освещенности в помещениях, где установлены компьютеры: при выполнении зрительных работ высокой точности общая освещенность составляет 300 лк, а комбинированная – 750 лк; аналогичные требования при выполнении работ средней точности – 200 и 300 лк соответственно.

Уровень шума сильно ухудшает условия труда оказывая вредное воздействие на организм человека. Негативные последствия длительного шумового воздействия вызывают раздражительность, головные боли, головокружение, ухудшение памяти, повышенную утомляемость, снижение аппетита, боли в ушах и т.д.

Уровни звукового давления не превышают значений, установленных санитарными нормами допустимых уровней шума на рабочих местах № 3223-85 «Санитарные нормы допустимых уровней шума на рабочих местах» и ГОСТ 12.1.003-83 «Шум. Общие требования безопасности». Уровень шума на рабочем месте не должен превышать 50 дБА. Для снижения уровня шума согласно ДСТУ Б В.2.7-183:2009. «Строительные материалы. Материалы и изделия строительные звукопоглощающие и звукоизоляционные. Классификация и общие технические требования» стены и потолок помещений, где установлены стойки с компьютерами и различной периферией, могут быть облицованы звукопоглощающими материалами.

5.4 Мероприятия по пожарной безопасности

Источником возгорания может быть электронная начинка быстродействующего персонального компьютера, так как в процессе вычислений присутствует сильный нагрев комплектующих внутри корпуса, для снижения его температуры применяется принудительная внутренняя вентиляция. Вентиляция такого типа может функционировать адекватно при условии создания необходимого внешнего микроклимата в помещении конструкторского бюро. Также источником пожароопасности является компьютерная периферия, которая в процессе работы нагревается, что может привести к возгоранию из-за перегрева. Современное электронное оборудование имеет малые габариты и высокую производительность, и как следствие сильный нагрев внутри корпуса. Все эти факторы повышают вероятность возникновения пожара, вследствие оплавления изоляции, электрического замыкания, если, например, выходит из строя штатная система охлаждения электрооборудования.

Данный тип помещения по пожаробезопасности относится к категории «В» согласно НАПБ А.01.001-2004 «Правила пожарной безопасности Украины». Учитывая высокую стоимость оборудования, а также категорию их пожарной опасности, для испытаний выбрано помещение 2-й степени огнестойкости.

В помещении выполнены все нормы в соответствии СНиП 2.01.02-85 «Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений», согласно которому помещение оснащено пожарной сигнализацией для извещения персонала здания о своевременной эвакуации. Установлен извещатель в помещении автоматической пожарной сигнализации. Учитывая высокую стоимость оборудования, а также специфику возгорания аппаратуры, выбран дымовой извещатель ИП-212-41М из расчета один извещатель на 25 м² защищаемой площади согласно НАПБ А.01.003-2009 «Правила улаштування та експлуатації систем оповіщення про пожежу та управління евакуацією людей в будинках та спорудах» и ДБН В.2.5-13-98 «Інженерне обладнання будинків і споруд. Пожежна автоматика будинків і споруд». Так как общая площадь помещения составляет 40м² установлено 2 пожарных датчика-извещателя ИП-212-41М.

Помещение оснащено одним ручными огнетушителями ОУ-5 , на случай возникновения пожара связанные с горением электроустановок. В качестве средства тушения пожара не может применяться вода (так как измерительная аппаратура и стендовое оборудование находится под напряжением), пена или порошок (ввиду опасности повреждения и выхода из строя дорогостоящей аппаратуры). Оптимальным является выбор углекислотного огнетушителя ОУ – 5согласно НАПБ Б.03.001-2004м «Типові норми належності вогнегасників».

Таким образом, охрана труда обеспечивает безопасность и здоровые условия труда при работе с ЭВМ.

5.5 Мероприятия по обеспечению безопасности в чрезвычайных ситуациях

Порядок осуществления обучения работающего и неработающего населения действиям в чрезвычайных ситуациях. Данный порядок определяет механизм организации обучения населения действиям в чрезвычайных ситуациях (далее - обучение населения), его структуру, виды и формы.

Обучение населения осуществляется:

- по месту работы - работающего населения;
- по месту учебы - детей дошкольного возраста, учеников и студентов;
- по месту жительства - неработающего населения.

Организация обучения населения возлагается:

- работающего и неработающего - на ДСНС, местные государственные администрации, органы местного самоуправления;
- детей дошкольного возраста, учеников и студентов - на МОН.

Учебно-методическое обеспечение обучения населения осуществляется ДСНС вместе с МОН.

Обучение населения состоит из:

обучения непосредственно на предприятиях, в учреждениях и организациях;

обучения за пределами предприятий, учреждений и организаций руководящего состава и специалистов по вопросам гражданской защиты и пожарной безопасности;

практической подготовки во время проведения специальных объектовых учений и тренировок по вопросам гражданской защиты;

обучения во время получения соответствующего образовательного уровня в учебных заведениях системы образования;

самостоятельного изучения информации о действиях в условиях чрезвычайных ситуаций.

Подготовка студентов вузов к действиям в чрезвычайных ситуациях осуществляется по нормативным учебным дисциплинам «Безопасность жизнедеятельности» и «Гражданская защита», которые соответственно предполагают:

формирование у студентов, обучающихся по образовательно-квалификационному уровню бакалавра, знаний, умений и навыков обеспечения необходимого уровня безопасности в чрезвычайных ситуациях в соответствии с будущим профилем работы, отраслевых норм и правил;

формирование у студентов, обучающихся по образовательно-квалификационному уровню специалиста или магистра, умений по превентивному и аварийному планированию и управлению мероприятиями гражданской защиты.

В высших учебных заведениях с целью отработки действий в случае возникновения чрезвычайных ситуаций с участниками учебно-воспитательного процесса проводятся ежегодно объектные тренировки по вопросам гражданской защиты.

Обучение работающего населения осуществляется непосредственно на предприятии, в учреждении и организации в соответствии с программами подготовки работников к действиям в чрезвычайных ситуациях, а также при проведении специальных объектовых учений и тренировок по гражданской защите.

Программы подготовки работников к действиям в чрезвычайных ситуациях разрабатываются и утверждаются предприятиями, учреждениями, организациями на основании программ и организационно-методических указаний по подготовке населения к действиям в чрезвычайных ситуациях, разрабатываются и утверждаются ДСНС, Советом министров Автономной Республики Крым, местными государственными администрациями, органами местного самоуправления.

На предприятиях, в учреждениях и организациях с численностью работников 50 и менее человек обучение может осуществляться путем проведения инструктажей по программе общей подготовки работников, которые проводятся лицами по вопросам гражданской защиты, назначенными в пределах штатной численности предприятия.

Подготовка работников к действиям в чрезвычайных ситуациях предусматривает много программ обучения, такие как:

по программе общей подготовки работников предприятий, учреждений и организаций - изучение информации, содержащейся в планах реагирования на чрезвычайные ситуации, о действиях в условиях угрозы и возникновения чрезвычайной ситуации, а также овладения навыками оказания первой помощи пострадавшим, пользования средствами индивидуальной и коллективной защиты;

по программе пожарно-технического минимума для работников, занятых на работах с повышенной пожарной опасностью, - повышение уровня общих пожарно-технических знаний, изучение правил пожарной безопасности с учетом особенностей производства, ознакомление с противопожарными мероприятиями и действиями в случае возникновения пожара, овладение навыками использования имеющихся средств пожаротушения;

по программе ускоренной подготовки работников к действиям в особый период - обучение способам защиты от последствий чрезвычайных ситуаций, вызванных применением средств поражения в особый период, осуществляется предприятиями, учреждениями и организациями, которые продолжают работу в военное время, и начинается одновременно с введением в действие планов гражданской защиты в особый период.

Обучение работников на предприятии, в учреждении и организации осуществляется путем:

курсового обучения, предусматривает формирование учебных групп и осуществляется в учебных классах или на объектах учебно-производственной базы предприятия, учреждения и организации;

индивидуального обучения, предусматривает изучение теоретического материала самостоятельно и в форме консультаций с руководителями учебных групп или другими лицами.

На предприятиях, в учреждениях и организациях с численностью работников 50 и менее человек обучение может осуществляться путем проведения инструктажей по программе общей подготовки работников, проводятся лицами по вопросам гражданской защиты, предназначенными в пределах штатной численности предприятия.

Инструктаж и проверка знаний проводятся в порядке, определенном предприятием, учреждением и организацией на основе требований нормативно-правовых актов в сфере гражданской защиты.

С целью надлежащей организации учебного процесса, обеспечения последовательности теоретического и практического обучения на предприятиях, в учреждениях и организациях разрабатываются и ведутся планировочные, учетные и отчетные документы, журналы инструктажей.

Для получения работниками сведений о конкретных действиях в чрезвычайных ситуациях на предприятии, в учреждении и организации оборудуется с учетом особенностей производственной деятельности информационно-справочный уголок по вопросам гражданской защиты, что является частью помещения общего пользования, в которой тематически оформляются стенды, размещаются схемы, учебные пособия и образцы, предусмотренные программами подготовки работников к действиям в чрезвычайных ситуациях.

Исходя из рассмотренных выше пунктов следует сделать следующие выводы. Согласно ПУЭ "Правилам устройства электроустановок" для предотвращения поражения электрическим током, для электроустановок, которые используются установлено защитное заземление с сопротивлением не более 4 Ом. Для исключения травматизма рабочее место оборудовано согласно ДСТУ ГОСТ 12.2.061:2009 «Система стандартів безпеки праці. Устаткування виробниче. Загальні вимоги безпеки до робочих місць». Также установлен рабочий стол и кресло согласно ГОСТ 12.2.049-80 ССБТ «Оборудование производственное. Общие эргономические требования» и ГОСТ 12.2.032-78 ССБТ. «Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования». В помещении поддерживается необходимый микроклимат согласно ДСН 3.3.6.042-99 «Державні санітарні норми параметрів мікроклімату» и ГОСТ 12.1.005-88 «ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны» температура в помещении в зависимости от времени года от 20 до 23°C в холодный период и от 22 до 25°C в теплый период. В помещение имеются два 2 пожарных датчика-извещателя ИП-212-41М согласно НАПБ А.01.003-2009 «Правила улаштування та експлуатації систем оповіщення про пожежу та управління евакуацією людей в будинках та спорудах» и ДБН В.2.5-13-98 «Інженерне обладнання будинків і споруд. Пожежна автоматика будинків і споруд» и один углекислотный огнетушитель ОУ – 5согласно НАПБ Б.03.001-2004м «Типові норми належності вогнегасників».

ВЫВОДЫ

В магистерской работе выполнено описание технологии линейного синхронного детектирования сигналов с амплитудной и амплитудно-фазовой модуляциями, основанных на принципе линейной компенсации фазового сдвига детектируемого сигнала относительно опорного гетеродина, а также применение этой технологии для построения схем синхронных детекторов с компенсацией фазовой ошибки сигнала и преобразователей частоты без зеркального канала.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. - М.: Госэнергоиздат, 1956. – 98 с.
2. Котельников В. А. Сигналы с максимальной и минимальной вероятностями обнаружения // Радиотехника и электроника. - 1959. - № 3. – С. 4-15.
3. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. - М.: Советское радио, 1963. – 754 с.
4. Петрович Н. Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. - М.: Сов. радио, 1965.
5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Сов. Радио, 1977. – 608с.
6. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. - 1104 с., ил.
7. Дингес С. И. Мобильная связь: технология DECT. — М.: СОЛОН-Пресс, 2003. - 272с.
8. Коханов А. Б. Оптимальное синхронное детектирование РАМ сигналов с компенсацией фазового сдвига / А. Б. Коханов, Н. В. Захарченко, И. С. Перекрестов // Наукові праці УДАЗ ім. А. С. Попова. - 2006. - № 1. - С. 18-22.
9. Алексеенко А. Г., Шагурин И. И. Микросхемотехника : Учеб. пособие для ВУЗов.- 2-е изд., перераб. и доп. — М. — Радио и связь, 1990. - 496с.