



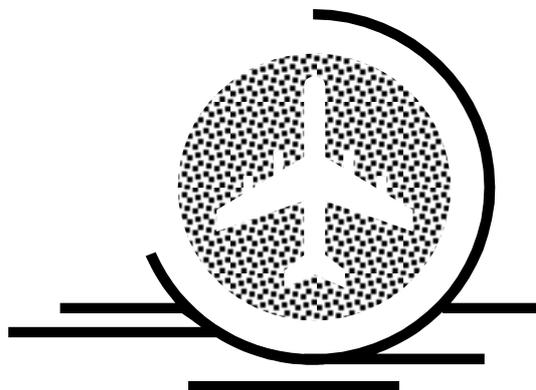
Кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры

А.С. Шостак

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Часть 2

Курс лекций для студентов специальности 160905 – “Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования”



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

А.С. Шостак

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Часть 2

Курс лекций для студентов специальности 160905 – “Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования ”

Рецензент: профессор, д.т.н. Татаринов В.Н.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР,
к.т.н. Озеркин Д.В.

Шостак А.С.

Прием и обработка сигналов. Курс лекций для студентов специальности 160905 – Техническая эксплуатация транспортного оборудования.

Часть 2. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.-87 с.

Данная книга написана для студентов специальности 160905 - техническая эксплуатация транспортного радиооборудования, но может быть использована студентами специальности 201300 – Проектирование и технология РЭС и студентами других специальностей радиотехнического профиля.

Учебное пособие состоит из двух частей.

© Шостак А.С., 2012

© Кафедра КИПР Томского
государственного университета систем

СОДЕРЖАНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ	3
1 РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ [15]	5
1.1 Общие сведения о приеме непрерывных сигналов	5
1.2 Приемники амплитудно - модулированных (АМ) сигналов	9
1.2.1 Прохождение АМ сигналов через линейную часть приемника	9
1.2.2 Взаимодействие АМ сигнала и помех при детектировании	11
1.3 Приемники однополосных сигналов.....	13
1.4 Сигнал при частотной и фазовой модуляциях	18
1.5 Искажения ЧМ сигналов в радиотракте.	19
1.6 Действие помех при приеме ЧМ сигналов	21
2 РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ [2]	25
2.1 Аналоговые, дискретные и цифровые сигналы	25
2.2 Область применения и структурные схемы радиоприемников	28
2.3 Искажения импульсных сигналов в радиотракте приемника	34
2.4 Радиоприемники сигналов частотного телеграфирования	40
2.5 Радиоприемники сигналов фазового телеграфирования	44
3 РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ [15]	48
3.1 Назначение и структурные схемы	48
4 РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ [2]	54
4.1 Особенности приема сигналов в оптическом диапазоне	54
4.2 Приемные устройства оптических сигналов с временной модуляцией	58
4.3 Приемные устройства оптических сигналов с пространственной модуляцией	65
4.4 Волоконно-оптические системы передачи	67

4.4.1	Принципы построения волоконно-оптических систем передачи (ВОСП)	67
4.4.2	Передающие и приемные оптические модули	72
5	ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА НАЗЕМНЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ [2]	75
6	ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ [2]	81
7	СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	85

1 РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ [15]

1.1 Общие сведения о приеме непрерывных сигналов

Радиоприемники АМ сигналов с двумя боковыми полосами применяют в основном для приема программ радиовещания в диапазонах длинных, средних и коротких волн; они имеют ограниченное использование в системах телефонной радиосвязи, как правило, с однополосной модуляцией. Радиоприемники ЧМ сигналов используют в УКВ диапазоне для приема программ звукового и телевизионного вещания, а также для организации служебной связи

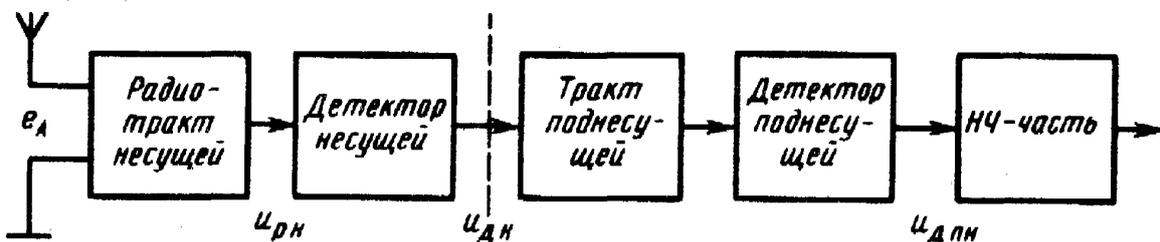


Рисунок 1.1. Структурная схема приемника двукратно модулированного сигнала

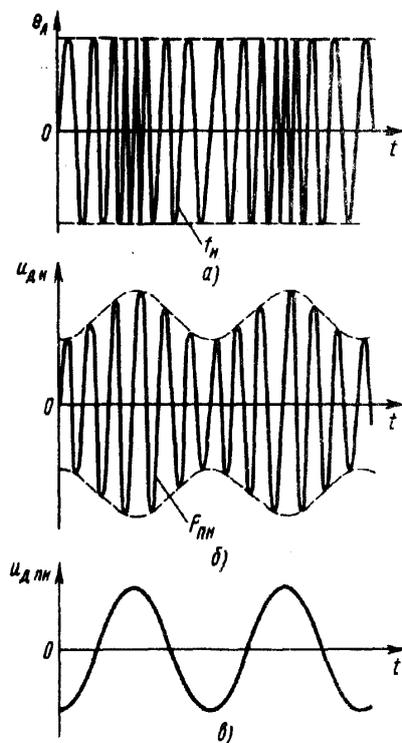


Рисунок 1.2 – Модуляция

в системах наземной, космической, спутниковой, радиорелейной и тропосферной связи.

Структурная схема *супергетеродинного* одноканального приемника для приема АМ сигналов содержит амплитудный, а для приема ЧМ сигналов - частотный детектор. К *многоканальным* приемникам относятся радиорелейные, радиотелеметрические и телевизионные. В многоканальных системах сигнал модулируется дважды: сначала поднесущая, а затем промодулированная поднесущая модулирует несущую. Двукратно модулированный сигнал обозначают, например, АМ-ЧМ, ЧМ-ЧМ и т. д.; первые буквы характеризуют закон модуляции поднесущей, вторые - несущей. Структурная схема приемника двукратно модулированного сигнала (рис. 10.1) состоит из радиотракта и детектора несущей и тракта и детектора подне-

сущей. Предположим, что на входе РПУ действует двукратно модулированный сигнал типа АМ-ЧМ (рис. 1.2, а). На выходе радиотракта несущей напряжение $u_{pн}$ по форме совпадает с напряжением e_A , отличаясь лишь уровнем и частотой заполнения. Диаграмма напряжения на выходе детектора несущей показана на рис. 1.2, б, а на выходе детектора поднесущей - на рис. 1.2, в. Частота поднесущей постоянна во времени, амплитуда изменяется по закону АМ. Вместо поднесущей может использоваться последовательность видеоимпульсов. В этом случае вторая часть РПУ состоит из тракта и детектора видеоимпульсов.

Структурная схема многоканального приемника с частотным разделением каналов (ЧРК) (рис. 1.3). В передатчике сигнал двукратно модули-

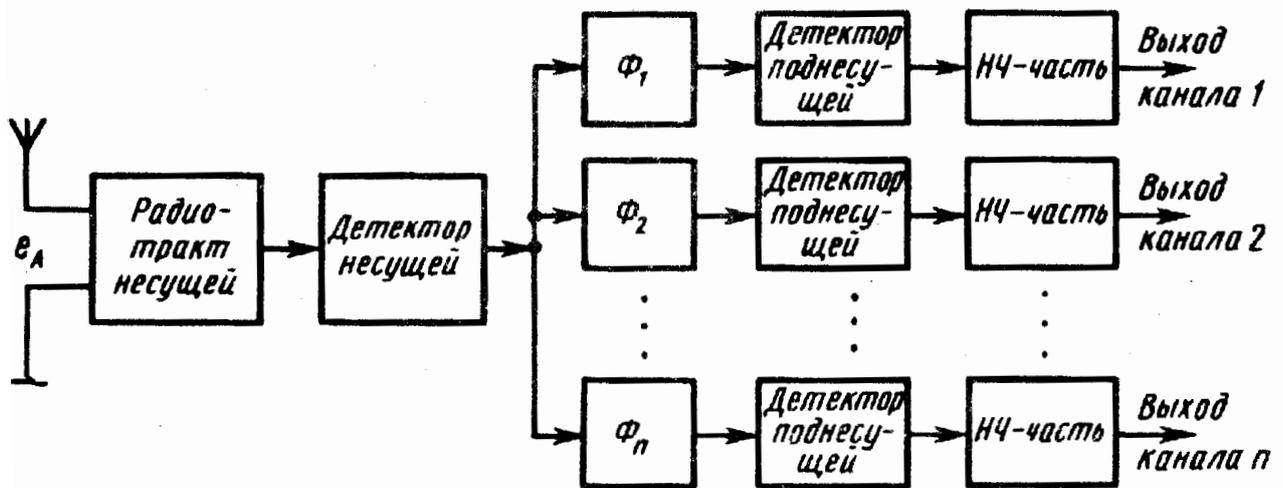
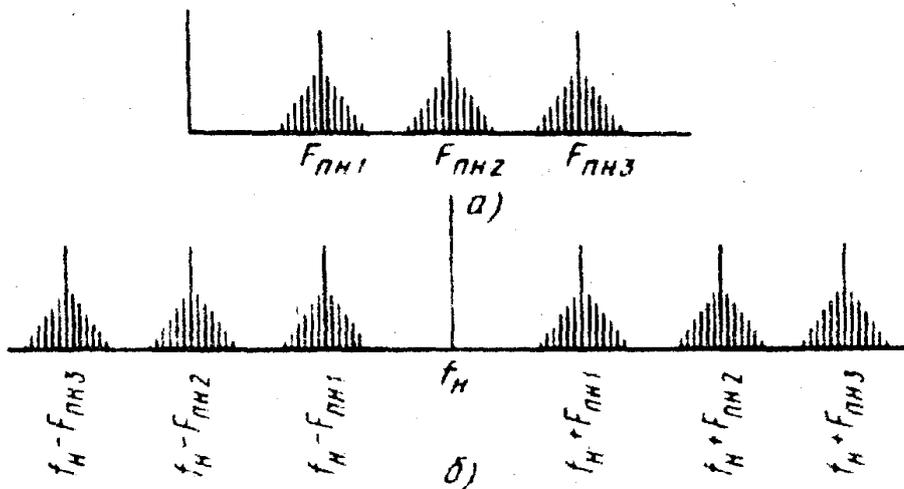


Рисунок 1.3. Структурная схема с частотным разделением каналов

руется. Сначала модулируются n поднесущих по числу передаваемых каналов.

рим
вида
Пред-
жим,
реда-
канала
каж-
несу-
часто-



Рассмот-
сигнал
АМ-АМ.
поло-
что пе-
ется три
($n=3$),
дая под-
щая с
тами

Рисунок 1.4 – Частотное разделение сигналов

$F_{пн1}$, $F_{пн2}$, $F_{пн3}$ модулируется по амплитуде своим сообщением. Сумма

промодулированных поднесущих образует сигнал с групповым спектром (рис. 1.4, а), который модулирует несущую (для рассматриваемого примера - по закону АМ); спектр промодулированной несущей показан на рис. 1.4, б.

Тогда на входе приемника и соответственно на выходе радиотракта несущей форма спектра сигнала имеет вид, показанный на рис. 1.4, б, а на выходе детектора несущей - на рис. 1.4, а. Далее происходит разделение поднесущих по частоте с помощью фильтров $\Phi_1 - \Phi_n$.

Каждый фильтр настроен на частоту своей поднесущей. Последующая часть приемника аналогична одноканальному приемнику. По структурной схеме рис. 1.3 осуществляется прием на радиорелейных линиях связи, для которого характерно очень большое число каналов. Поднесущие могут использоваться для передачи дополнительной информации по той же радиолинии. Примером может служить телевизионный приемник (рис. 10.5, а); в группо-

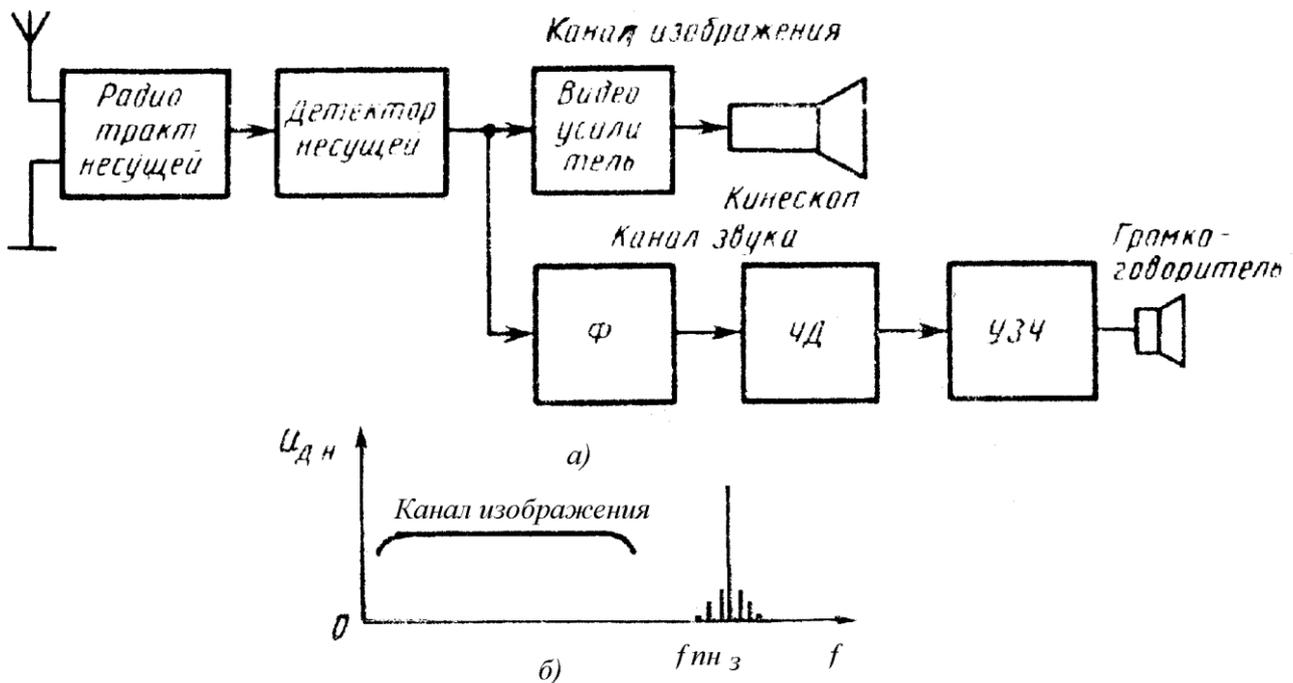


Рисунок 1.5 - Телевизионный приемник

вом спектре телевизионного сигнала (рис. 1.5, б) поднесущая канала изображения отсутствует, а поднесущая канала звука - 6,5 МГц. Канал изображения выделяется ФНЧ в видеоусилителе. Отметим, что в ряде случаев, например в радиорелейной связи, обработка и разделение сигналов, передаваемых на поднесущих, осуществляются не в приемнике, а в приемной части модема.

Структурная схема многоканального приемника с временным разделением каналов (ВРК) (рис. 1.6). В каждом канале осуществляется импульсная модуляция последовательности видеоимпульсов по амплитуде (АИМ) либо по длительности (ШИМ) и т. д. Модулированные последовательности видеоимпульсов каналов сдвинуты друг относительно друга во времени. Сумма модулированных последовательностей в передатчике модулирует несущую.

Возможны следующие варианты сигналов на входе РПУ: АИМ-АМ, АИМ-ЧМ, ШИМ-ЧМ и т. д. Форма напряжения на входе приемника определяется

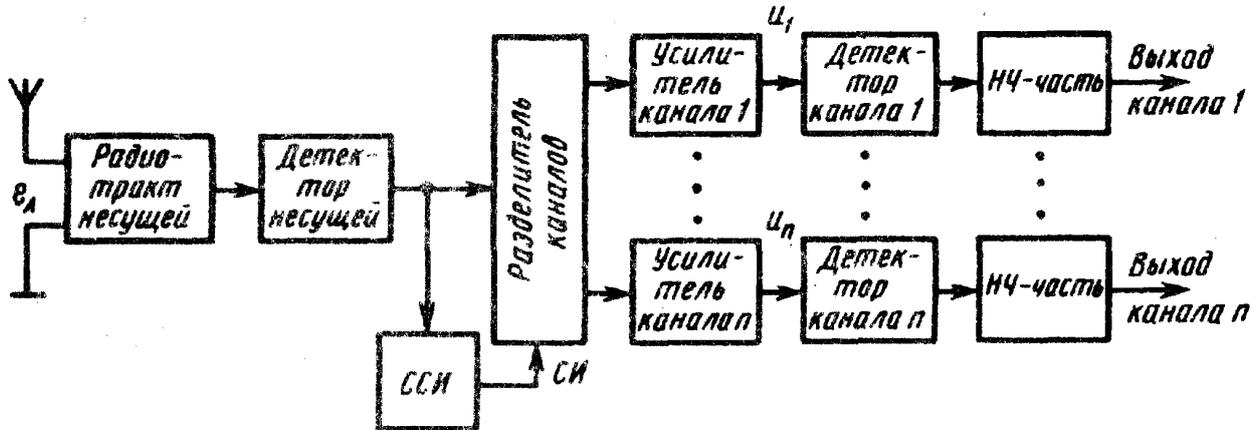


Рисунок 0.6. Структурная схема приемника ВРК

видом модуляции несущей. После детектора несущей получают групповой

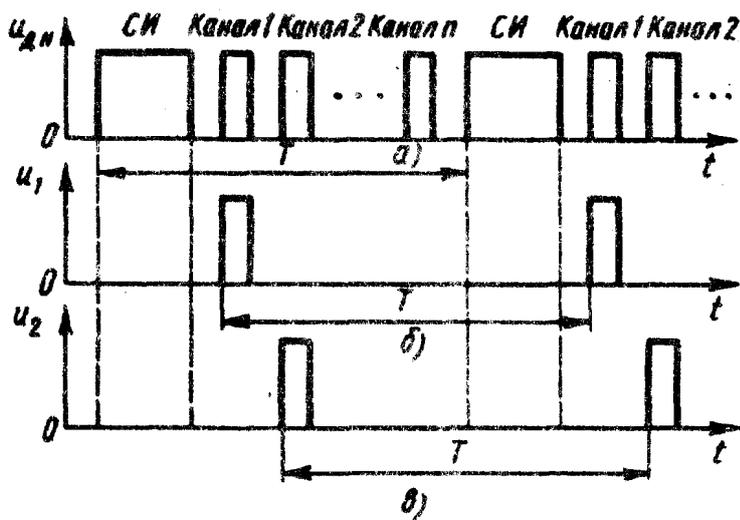


Рисунок 1.7 - Диаграмма напряжений

сигнал, состоящий из импульсов каждого канала, разнесенных во времени, и синхроимпульсов СИ (рис. 1.7, а) отличающихся от видеоимпульсов длительностью или большей амплитудой. Также используются специальные группы импульсов, образующие кодовое слово. За время T между СИ каждый канал представлен одним видеоимпульсом. Поскольку синхроимпульсы отличаются от видеоимпульсов, их можно выделить селектором синхроимпульсов ССИ. С выхода ССИ синхроимпульсы поступают на разделитель каналов, который состоит из n стробирующих каскадов, вырабатывающих n селекторных импульсов. Каждый селекторный импульс открывает усилитель соответствующего канала на время действия видеоимпульса данного канала: сначала открывается усилитель первого канала, затем усилитель второго канала и т. д. Диаграмма напряжения на выходе усилителя канала 1 показана на рис. 1.7, б, на выходе усилителя канала 2 - на рис. 1.7, в

Выводы.

1. Приемники непрерывных сигналов предназначены для приема АМ- или ЧМ - сигналов.

2. Многоканальные РПУ позволяют осуществлять прием двукратно модулированных сигналов, в которых модулируется n поднесущих по числу передаваемых каналов, сумма модулированных поднесущих образует сигнал с групповым спектром, который модулирует несущую. Вместо поднесущей может использоваться своя последовательность видеоимпульсов для каждого канала

3. Многоканальные РПУ могут выполняться с частотным либо с временным разделением каналов.

1.2 Приемники амплитудно - модулированных (АМ) сигналов

1.2.1 Прохождение АМ сигналов через линейную часть приемника

Радиоприемные устройства содержат радиотракт, детектор и усилитель низкой частоты. Назначение радиотракта в приемнике – обеспечить усиление сигнала и его фильтрацию от помех. Для усиления сигналов используют *усилители*, для фильтрации – *частотно-селективные цепи*. Усиление сигнала в радиотракте может обеспечиваться либо на радиочастоте без ее преобразования, либо с преобразованием частоты. Приемник, в котором осуществляется усиление сигнала на радиочастоте, называется *приемником прямого усиления*, а приемник с преобразованием частоты в радиотракте – *супергетеродинным*. Усиление в радиотракте обычно осуществляется в линейном режиме.

Рассмотрим искажения сигналов в линейном радиотракте усиления.

При прохождении АМ -сигналов через каскады РПУ возникают искажения, обусловленные как неидеальностями характеристик каскадов, так и действием помех.

Пусть на входе приемника действует АМ сигнал

$$u_{BX} = U_{BX} (1 + m \cdot \cos \Omega t) \cdot \cos \omega_H t, \quad (1.1)$$

где m - коэффициент модуляции. Для простоты рассмотрения полагаем напряжение u_{BX} модулированным одним тоном с угловой частотой $\Omega = 2\pi F$. Это соответствует и условию испытаний приемников в лабораториях, так как при передаче одного тона просто измеряются нелинейные искажения. Для определения напряжения сигнала u_{BX} на выходе радиотракта воспользуемся спектральным представлением напряжения на входе РПУ:

$$u_{BX} = U_{BX} [\cos \omega_H t + 0,5 \cdot m \cdot \cos(\omega_H + \Omega)t + 0,5 \cdot \cos(\omega_H - \Omega)t].$$

Из этого выражения следует, что спектр входного напряжения при модуляции одним тоном содержит три составляющие с частотами f_H , $(f_H - F)$ и $(f_H + F)$ составляющие боковых частот $(f_H - F)$ и $(f_H + F)$

расположены относительно частоты f_H симметрично. Напряжение u_{BX} на выходе радиотракта определим спектральным методом, согласно которому каждая составляющая спектра u_{BX} умножается на коэффициент усиления радиотракта на частоте этой составляющей. В результате она получает фазовый сдвиг соответственно фазовой характеристике тракта (рис. 10.8).

При *точной настройке радиотракта* на несущую частоту сигнала, т. е. при $f_0 = f_H$ и симметричной АЧХ, напряжение на выходе радиотракта

$$u_{ВЫХ} = U_{ВХ} K_0 \{ \cos \omega_H t + 0,5 \cdot m \gamma \cos[(\omega_H + \Omega)t - \varphi] + 0,5 \cdot m \gamma \cos[(\omega_H - \Omega)t + \varphi] \}$$

или

$$u_{ВЫХ} = U_{ВХ} K_0 [1 + m \gamma \cos(\Omega t - \varphi)] \cdot \cos \omega_H t. \quad (1.2)$$

Сравнение (1.1) и (1.2) дает возможность выяснить отличия напряжения на выходе радиотракта приемника $u_{ВЫХ}$ от его входного напряжения $u_{ВХ}$. Согласно (10.2), коэффициент модуляции выходного напряжения $m_{ВЫХ} = \gamma m$, где γ - коэффициент частотных искажений в радиотракте. Так как $\gamma < 1$ (рис. 10.8), то $m_{ВЫХ} < m$ и, следовательно, при прохождении АМ сигнала через ра-

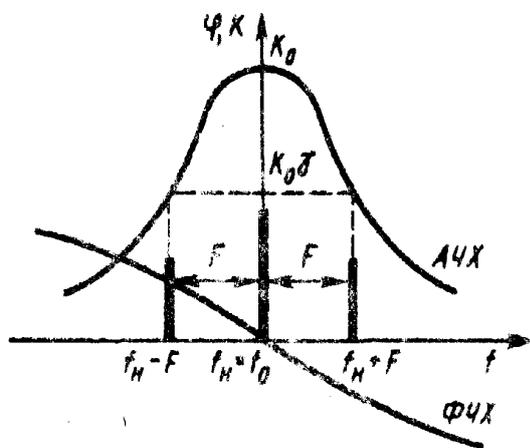


Рисунок 1.8

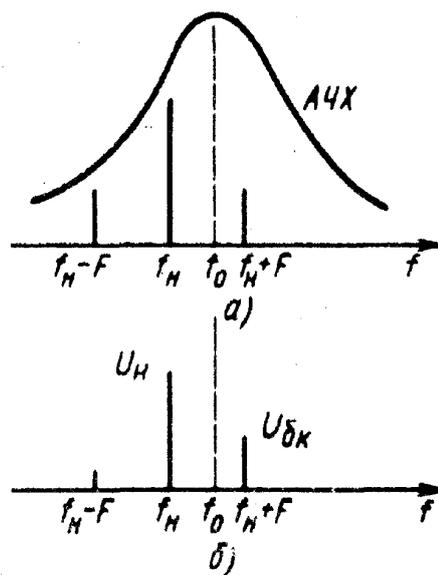


Рисунок 1.9

диотракт происходит уменьшение коэффициента модуляции. Это объясняется тем, что боковые составляющие спектра сигнала усиливаются меньше, чем составляющая несущей частоты. Изменение коэффициента модуляции существенно зависит от модулирующей частоты; чем выше F , тем больше отличается $m_{ВЫХ}$ от m . С уменьшением $m_{ВЫХ}$ снижается уровень низкочастотного напряжения U_F на выходе АД после детектирования напряжения $m_{ВЫХ}$, поскольку $U_F = K_D m_{ВЫХ} U_{ВХ} K_0$. Если сигнал на входе приемника модулирован

суммой частот, то для каждой составляющей спектра сигнала при их прохождении через радиотракт изменение коэффициента модуляции будет различным. Следовательно, уровень составляющих с частотами модуляции в протектированном напряжении $m_{\text{ВЫХ}}$ зависит от модулирующей частоты F , т. е. имеют место *частотные искажения сигнала*.

Кроме того, согласно (10.2), в выражении для огибающей напряжения сигнала на выходе радиотракта появился фазовый сдвиг φ , зависящий от частоты F . Напряжение на выходе АД $u_F = U_F \cos(\Omega t - \varphi)$. Таким образом, с изменением модулирующей частоты F изменяется фазовый сдвиг φ в низкочастотном протектированном напряжении, т. е. возможны *фазовые искажения сигнала*, особенно опасные при приеме телевизионного изображения.

При *неточной настройке радиотракта* на несущую частоту АМ-сигнала (рис. 1.9, а) спектр напряжения сигнала на выходе радиотракта (рис. 1.9, б) становится несимметричным; одна боковая составляющая сигнала усиливается больше, чем другая. Возможно полное подавление одной боковой составляющей. Тогда в спектре выходного напряжения практически останутся две составляющие U_H и U_{BK} , и напряжение на выходе радиотракта будет определяться суммой этих составляющих. Огибающая суммарного напряжения при неточной настройке радиотракта меняется не по синусоидальному закону, что приводит к появлению после детектирования *нелинейных искажений сигнала*.

Полосу пропускания $2\Delta f_{AM}$ радиотракта РПУ при приеме АМ сигналов выбирают так, чтобы проходили составляющие спектра входного сигнала, отстоящие от f_H на F_{max} , где F_{max} - максимальная модулирующая частота. При этом

$$2\Delta f_{AM} = 2\Delta F_{\text{max}}. \quad (1.3)$$

1.2.2 Взаимодействие АМ сигнала и помех при детектировании

В нелинейном радиотракте возникают нежелательные эффекты при приеме как одного сигнала, так и сигнала в присутствии помех. Предположим, что на входе РПУ действует сигнал и помеха, частота которой близка к частоте сигнала. Если селективные цепи радиотракта приемника не сумели подавить помеху, то на входе АД действует суммарное напряжение $u_{\Sigma} = U_C \cos \omega_C t + U_{II} \cos \omega_{II} t$, амплитуда которого равна

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_C^2 + U_{II}^2 + 2U_C \cdot U_{II} \cdot \cos \Omega_B t},$$

где $\Omega_B = \omega_{II} - \omega_C$ - угловая частота биений. Обычно напряжение помехи значительно меньше напряжения сигнала. При $U_C > U_{II}$ амплитуда

$$\begin{aligned}
U_{\Sigma} &= U_C \sqrt{1 + \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right)^2 + 2\left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right) \cos \Omega_B t} \approx \\
&\approx U_C \left[1 + 0,5 \cdot \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right)^2 + \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right) \cos \Omega_B t - 0,5 \cdot \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right)^2 \cos^2 \Omega_B t \right] = \\
&= U_C \left[1 + 0,25 \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right)^2 + \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right) \cos \Omega_B t - 0,25 \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right)^2 \cos^2 \Omega_B t \right].
\end{aligned}$$

Последние выражения записаны на основании разложений функции $\sqrt{1+x}$ (при $x \ll 1$) по формуле бинома Ньютона с учетом первых трех членов: $\sqrt{1+x} \approx (1 + 0,5x - 0,125x^2)$. Считаем, что детектор безынерционен для частот F_{δ} , имеет линейную характеристику детектирования и коэффициент передачи $\cos \theta$. Напряжение на выходе амплитудного детектора при неискаженном детектировании биений

$$\begin{aligned}
U_{\text{ВЫХ}} &= U_{\Sigma} \cos \theta \approx \\
&\approx U_C \cos \theta \left[1 + 0,25 \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right)^2 + \frac{U_{\Pi}}{U_C} \cos \Omega_B t - 0,25 \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right)^2 \cos 2\omega_B t \right]. \quad (1.4)
\end{aligned}$$

Согласно (1.4), действие помехи при детектировании сигнала проявляется двояко:

1) появляется на выходе детектора колебание с частотой F_{δ} , которое может прослушиваться в телефоне или громкоговорителе на выходе приемника в виде свиста. Если частота F_B выше максимальной модулирующей частоты F_{\max} , то составляющие напряжения на выходе детектора с частотами F_B , $2F_B$ достаточно просто отфильтровываются. При этом

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_C \cos \theta \left[1 + 0,25 \cdot \left(\frac{U_{\Pi}}{U_C}\right)^2 \right]; \quad (1.5)$$

2) происходит дополнительное ослабление помехи сильным сигналом при детектировании. Предположим, что сигнал и помеха модулированы, т. е. $U_C = U_{CH} (1 + m_C \cos \Omega_C t)$, $U_{\Pi} = U_{\Pi\Pi} (1 + m_{\Pi} \cdot \cos \Omega_{\Pi} t)$. Подставив выражения для U_C и U_{Π} в (10.5), найдем

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx \cos \theta \left[U_{CH} (1 + m_C \cos \Omega_C t) + 0,25 \frac{U_{\Pi\Pi}^2}{U_{CH}} (1 + m_{\Pi} \cos \Omega_{\Pi} t)^2 \cdot (1 + m_C \cos \Omega_C t)^{-1} \right].$$

После несложных математических преобразований получим выражения для амплитуд напряжений сигнала с частотой F_C и помехи с частотой F_{Π} на вы-

ходе АД: $U_{FC} \approx \cos \theta \cdot U_{CH} \cdot m_C$, $U_{F\Pi} = \cos \theta \cdot \frac{U_{\Pi\Pi}^2}{2U_{CH}} m_{\Pi}$.

Отношение этих амплитуд на выходе АД

$$\frac{U_{FP}}{U_{FC}} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U_{PH}}{U_{CH}} \right)^2 \cdot \frac{m_P}{m_C}. \quad (1.6)$$

Согласно (1.6), чем больше превышает сигнал помеху на входе АД, тем сильнее ослабляется помеха после детектирования. Так, при $U_{CH}/U_{PH} = 2$ помеха ослабляется в четыре раза; при $U_{CH}/U_{PH} = 5$ - в 25 раз и т. д.

Выводы.

1. При прохождении АМ сигнала через линейный радиотракт коэффициент модуляции изменяется, что приводит к частотным искажениям продетектированного сигнала.

2. С изменением модулирующей частоты F меняется фазовый сдвиг φ в низкочастотном продетектированном напряжении, что приводит к фазовым искажениям сигнала.

3. При неточной настройке радиотракта РПУ на несущую частоту АМ сигнала появляются нелинейные искажения сигнала на выходе АД.

4. В результате нелинейности радиотракта возникают нелинейные эффекты.

5. Действие помехи при детектировании сигнала проявляется в появлении на выходе АД колебаний с частотой биений F_6 равной разности частот помехи и сигнала, а также в ослаблении помехи сильным сигналом.

1.3 Приемники однополосных сигналов

Преимущества однополосной радиосвязи. Передача АМ - сигналов имеет два основных недостатка: низкую эффективность использования мощности радиопередатчика и достаточно широкую полосу частот модулированного колебания. Действительно, мощность боковых полос спектра АМ колебания, в которых заключена информация о передаваемом сообщении, составляет в предельном случае только 1/8 максимальной мощности, отдаваемой передатчиком, а ширина спектра этого колебания в два раза больше ширины спектра передаваемого сообщения. Расширение спектра модулированного колебания приводит к уменьшению числа радиостанций, работающих в определенном частотном диапазоне, что при "тесноте в эфире" является большим недостатком. Кроме того, для высококачественного приема модулированных колебаний радиоприемник должен иметь ширину полосы пропускания, равную ширине спектра этого колебания, а чем шире полоса пропускания, тем существеннее сказываются всевозможные помехи приему.

От этих недостатков удается избавиться путем применения однополосной модуляции (ОМ), при которой осуществляют передачу не всего спектра АМ колебания, а только одной боковой его полосы. При этом ширина спектра излучаемого передатчиком колебания становится равной ширине спектра передаваемого низкочастотного сообщения, т. е. уменьшается вдвое, а исключение из спектра радиосигнала составляющей несущей частоты позволяет

лучше использовать мощность передатчика. В результате максимальный уровень боковой полосы можно поднять до несущей, т. е. получить выигрыш по пиковой мощности примерно в четыре раза. Сужение полосы пропускания приемника помимо увеличения числа работающих в данном диапазоне частот радиопередатчиков улучшает отношение сигнал/помеха. Чем больше по уровню сигнал относительно помехи, тем легче воспроизвести его с заданной верностью. Поэтому в системе передачи с ОМ можно обеспечить заданное качество воспроизведения переданного сообщения при меньшей мощности передатчика. Кроме того, в таких системах в меньшей степени проявляются селективные замирания, которые при АМ могут вызвать значительное уменьшение амплитуды несущей или изменение ее фазы, что приводит к искажению принимаемого сигнала, а в некоторых случаях - и к прекращению приема. Это эквивалентно выигрышу по мощности передатчика еще примерно в четыре раза.

Системы связи с ОМ нашли широкое применение в радиосвязи: в подвижных радиостанциях низовой радиосвязи в КВ диапазоне, магистральных линиях и многоканальных системах связи, для дальней передачи программ радиовещания.

Структурная схема приемников ОМ сигналов. Радиотракт приемников ОМ сигналов строится так же, как и приемников АМ сигналов. Однако АЧХ радиотракта приемника ОМ сигналов выбирается так, чтобы несущая частота располагалась на границе полосы пропускания. В таком приемнике колебание с несущей частотой восстанавливается с помощью специального генератора. Без восстановления несущего колебания невозможно осуществить детектирование ОМ сигнала. Включение в радиоприемник такого генератора приводит к некоторому усложнению его конструкции. Поскольку несущая частота должна восстанавливаться в радиоприемнике с высокой точностью, к таким генераторам предъявляются жесткие требования по стабильности частоты. Для обеспечения соответствия частоты вспомогательного генератора частоте несущей в радиоприемниках используют высокостабильные синтезаторы частот либо предусматривается система автоматической подстройки частоты по так называемому пилот - сигналу, который излучается передатчиком на частоте несущего колебания, но по амплитуде составляет менее 10% от амплитуды несущей при АМ с двумя боковыми полосами.

Для детектирования ОМ сигналов применяют синхронный детектор,

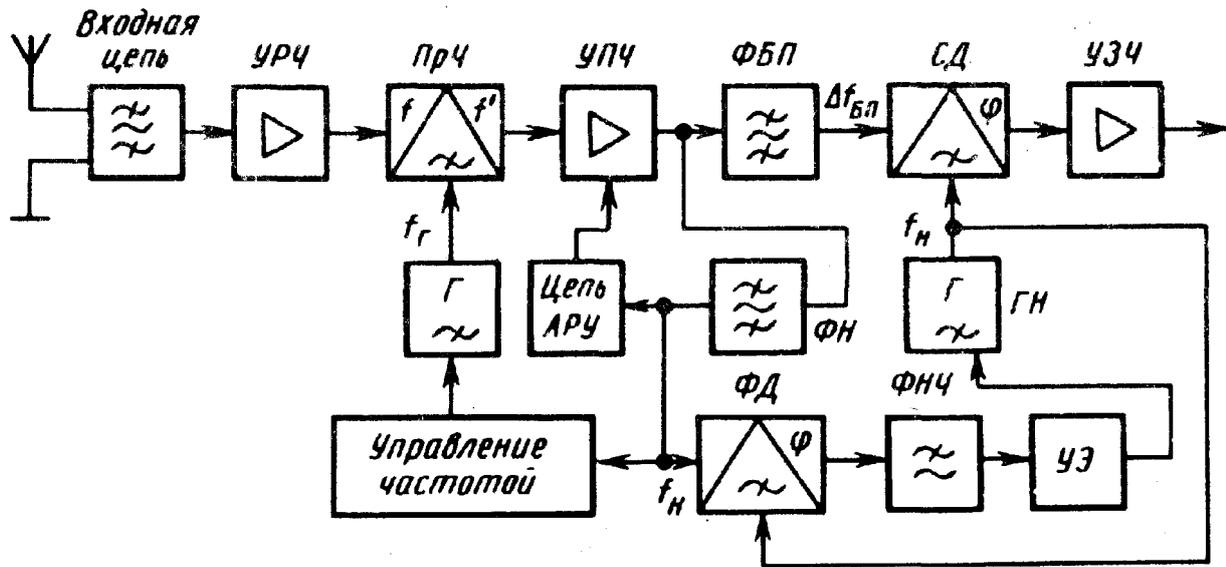


Рисунок 1.10. Структурная схема приемника ОМ сигналов

напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ на выходе которого равно произведению напряжения боковой полосы (например, верхней): $u_{\text{БВХ}} = U_{\text{БВХ}} \cos(\omega_H + \Omega)t$, несущей информацию о передаваемом сообщении, на напряжение восстановленной несущей $u_H = U_H \cos \omega_H t$. Тогда $u_{\text{ВЫХ}} = A \cdot u_{\text{БВХ}} \cdot u_H$ где A - коэффициент пропорциональности. При модуляции одним гармоническим сигналом с угловой частотой $\Omega \cdot u_{\text{ВЫХ}}(t) = 0,5 \cdot AU_H U_{\text{БВХ}} [\cos(2\omega_H + \Omega) + \cos \Omega t]$. В детекторе происходит подавление всех ВЧ составляющих, поэтому напряжение на выходе синхронного детектора (СД) $U_{\text{ВЫХ}}(t) = 0,5 \cdot AU_H U_{\text{БВХ}} \cos \Omega t$. Как следует из этого выражения, напряжение на выходе СД соответствует переданному сигналу.

Структурная схема приемника ОМ сигналов показана на рис.10.10. Однополосный сигнал выделяется фильтром боковой полосы ФБП, пилот-сигнал - фильтром несущей ФН. Автоматические регулировки частоты гетеродина и усиления осуществляются по пилот-сигналу. В приемниках ОМ сигналов применяют и АРУ по огибающей, в которой в качестве управляющего напряжения используется выпрямленное продетектированное напряжение. Для синхронизации частоты генератора несущей ГН служит фазовая АПЧ, в цепь которой входит фазовый детектор ФД, фильтр нижних частот ФНЧ и управляющий элемент УЭ.

Искажения ОМ сигналов в приемнике. Синхронное детектирование ОМ сигнала можно рассматривать как амплитудное детектирование суммы двух напряжений: $u_H + u_{\text{БВХ}} = U_H \cos \omega_H + U_{\text{БВХ}} \cos(\omega_H + \Omega)t$ Амплитуда суммарного колебания $U_{\Sigma} = \sqrt{U_H^2 + U_{\text{БВХ}}^2 + 2U_H U_{\text{БВХ}} \cos \Omega t}$. Напряжение на вы-

ходе АД с коэффициентом передачи:

$$\cos \theta \quad U_{\text{ВЫХ}} = \cos \theta \cdot U_{\Sigma} = \cos \theta \sqrt{U_H^2 + U_{\text{ВБК}}^2 + 2U_H U_{\text{ВБК}} \cos \omega t}$$

Обычно $U_H \ll U_{\text{ВБК}}$. При этом по аналогии с выражением (1.4) напряжение на выходе АД

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx U_H \cos \theta \left[1 + 0,25 \left(\frac{U_{\text{ВБК}}}{U_H} \right)^2 + \left(\frac{U_{\text{ВБК}}}{U_H} \right) \cos \Omega t - 0,25 \cdot \left(\frac{U_{\text{ВБК}}}{U_H} \right)^2 \cos 2\Omega t \right].$$

Поскольку напряжение на выходе СД содержит помимо первой и вторую гармонику напряжения, при детектировании возникают *нелинейные искажения сигнала*. Коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике

$$k_{\Gamma 2} = \frac{U_{2\omega}}{U_{\omega}} = 0,25 \left(\frac{U_{\text{ВБК}}}{U_H} \right). \dots$$

Для уменьшения нелинейных искажений

нужно задавать по возможности больший уровень амплитуды напряжения генератора-восстановителя несущего колебания. Искажения также уменьшаются при детектировании ОМ сигнала балансным ФД, в котором при достаточной симметрии получается компенсация четных гармоник протектированного напряжения.

Искажения при приеме ОМ сигнала возникают из-за *неточного совпадения частот несущего и опорного (восстановленной несущей) колебаний*. Предположим, что частота восстановленной несущей отличается от частоты несущей сигнала на Δf . При этом на выходе СД все составляющие спектра модулирующих частот ($F, 2F, 3F \dots$) получают одинаковое приращение, равное Δf . Это приводит к нарушению соотношения основного тона и гармоник протектированного сигнала относительно соответствующего соотношения переданного сигнала, т. е. к возникновению искажений. При приеме программ звукового вещания слушатель со средним слухом практически не замечает искажений при неточности восстановления несущей не более чем на 1-2 Гц; при приеме служебной телефонии без необходимости узнавания говорящего погрешность частоты восстановленной несущей может достигать сотни герц.

Требования к синхронным детекторам при приеме ОМ.

В синхронных детекторах под действием гетеродина периодически во времени меняется параметр цепи (наиболее часто крутизна преобразовательного элемента). Поскольку к таким устройствам относятся преобразователи частоты, то структурная схема параметрического АД совпадает со структурной схемой преобразователя частоты. Основное отличие параметрического АД от преобразователя состоит в том, что частоту гетеродина выбирают равной частоте несущего колебания на входе детектора, т. е. гетеродин должен быть синхронным с сигналом: $f_{\Gamma} = f_C$ (в преобразователях частоты всегда выполняется неравенство $f_{\Gamma} \neq f_C$). Так как $f_{\Gamma} = f_C$, то такой АД называют *синхронным*. Принцип работы синхронного АД (рис. 1.11) аналогичен прин-

ципу работы преобразователя частоты. Ток на выходе преобразовательного элемента при $f_{\Gamma} = f_c$ с учетом начальной фазы колебания гетеродина φ_{Γ}

$$i_2 \approx S_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 S_1 U_c [\cos(2\omega_c t + \varphi_{\Gamma} + \varphi_c)] + \dots$$

Из этого выражения следует, что ток i_2 содержит составляющие различных частот: f_c , $2f_c$... и составляющую нулевой частоты. Таким образом, в выходном токе i_2 возникают новые частотные составляющие; составляющая с нулевой частотой является полезной, создающей напряжение U_d на выходе фильтра. Полезная составляющая тока

$$i_{20} \approx 0,5 S_1 U_c \cos(\varphi_{\Gamma} - \varphi_c).$$

Для выделения i_{20} используют фильтр, состоящий из параллельной $R_H C_H$ - цепи. Составляющая тока i_{20} создает на R_H напряжение

$$E_d = i_{20} R_H = 0,5 S_1 U_c R_H \cos(\varphi_{\Gamma} - \varphi_c).$$

Из этой формулы следует, что АД создает напряжение в соответствии с законом изменения амплитуды входного сигнала. Кроме того, напряжение E_d зависит от разности фаз $\square\varphi = \varphi_{\Gamma} - \varphi_c$, т. е. синхронный АД реагирует одновременно на два параметра входного сигнала: U_c и φ_c . Для работы такого АД необходимо, чтобы фаза сигнала равнялась фазе гетеродина:

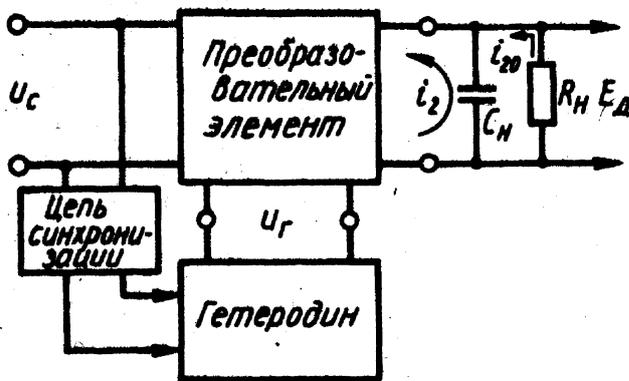


Рисунок 10.11. Синхронный детектор

альная цепь синхронизации, включающая в себя фильтр для выделения несущего колебания u_c , которое подводится к фазовому детектору системы автоматической подстройки частоты гетеродина.

Выводы.

1. При передаче ОМ сигналов ширина спектра излучаемого передатчиком колебания уменьшается вдвое, исключение из спектра радиосигнала составляющей несущей частоты позволяет лучше использовать мощность передатчика,

$\varphi_c = \varphi_{\Gamma}$ при этом $\cos \square\varphi = 1$; напряжение U_d максимально.

Если $\varphi_c = \varphi_{\Gamma} \pm 90^\circ$, то $\cos \square\varphi = 0$; $E_d = 0$. Следовательно, необходима не только синхронность ($f_{\Gamma} = f_c$), но и синфазность ($\varphi_c = \varphi_{\Gamma}$) напряжения гетеродина с напряжением сигнала. Для реализации синхронности и синфазности гетеродина и создается специальная цепь синхронизации, включающая в себя фильтр для выделения несущего колебания u_c , которое подводится к фазовому детектору системы автоматической подстройки частоты гетеродина.

2. Сужение полосы пропускания РПУ при ОМ помимо возможности увеличения в два раза числа радиостанций улучшает отношение сигнал/помеха на выходе приемника.

3. Для приема ОМ сигналов в РПУ необходим генератор - восстановитель несущего колебания. Детектирование сигналов осуществляется с помощью синхронного детектора.

4. При детектировании ОМ сигналов возникают нелинейные искажения из-за малого уровня восстановленной несущей и из-за погрешности восстановления частоты несущего колебания.

1.4 Сигнал при частотной и фазовой модуляциях

Особенности приема ЧМ сигналов.

При частотной модуляции частота ВЧ колебания изменяется пропорционально мгновенному значению передаваемого сигнала; амплитуда ЧМ сигнала постоянна и от передаваемого сигнала не зависит. В общем виде выражение для колебания с постоянной амплитудой можно записать так: $u(t) = U_H \cos \varphi(t)$, где $\varphi(t) = \omega t + \varphi_0$ мгновенная фаза колебания $u(t)$; ω - угловая частота колебания; φ_0 - начальная фаза колебания. При ЧМ частота $\omega(t)$ меняется во времени соответственно передаваемому сигналу. Угловая частота $\omega(t)$ связана с мгновенной фазой $\varphi(t)$ колебания соотношением

$$\omega(t) = d\varphi(t)/dt; \text{ соответственно } \varphi(t) = \int_0^t \omega(t + \varphi_0) dt.$$

При частотной модуляции одним гармоническим колебанием с угловой частотой $\Omega = 2\pi F$ частота модулированного ВЧ колебания $\omega(t) = \omega_n + \Delta\omega_{\max} \cos \Omega t$, где $\Delta\omega_{\max}$ - девиация частоты. Из-за изменения частоты в ЧМ колебании меняется и его мгновенная фаза:

$$\varphi(t) = \int_0^t (\omega_n + \Delta\omega_{\max} \cos \Omega t) dt + \varphi_0 = \omega_n t + \varphi_0 + \left(\frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega} \right) \sin \Omega t.$$

При модуляции ВЧ колебания тоном с угловой частотой Ω при $\varphi_0 = 0$ можно записать

$$u(t) = U \cos \varphi(t) = U_n \cos(\omega_n t + m \sin \Omega t), \quad (1.7)$$

где $m = \frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega}$ - индекс модуляции.

Математический анализ ЧМ колебания вида (1.7) показывает, что ширина его спектра теоретически бесконечна даже при модуляции гармоническим колебанием с частотой Ω . Однако на практике за ширину спектра колебания с угловой модуляцией принимают полосу частот, в которую не входят составляющие спектра, амплитуда которых составляет менее 1-3% от амплитуды несущей в режиме молчания. При этом ширина спектра ЧМ сигнала может быть рассчитана по приближенной формуле:

$$2\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2F_{\text{max}} (1 + m + \sqrt{m}), \quad (1.8)$$

где F_{max} - максимальная модулирующая частота.

При $\Delta f_{\text{max}} \ll F_{\text{max}}$ модуляцию называют *узкополосной*, а при $\Delta f_{\text{max}} \leq F_{\text{max}}$ - *широкополосной*. При узкополосной модуляции максимальная девиация частоты Δf_{max} меньше наивысшей модулирующей F_{max} , при этом ширина спектра ЧМ колебания примерно равна $2\Delta f_{\text{max}}$. При широкополосной модуляции $\Delta f_{\text{max}} \approx F_{\text{max}}$ и ширину спектра модулированного колебания можно считать равной Δf_{max} . Узкополосная частотная модуляция применяется в служебной и низовой радиосвязи, широкополосная - при высококачественном радиовещании и для звукового сопровождения телевизионных передач.

Преимущества частотной модуляции по сравнению с амплитудной состоят в следующем. При амплитудной модуляции амплитуда несущей частоты в спектре модулированного колебания всегда больше амплитуд боковых частот и при изменении глубины модуляции остается постоянной, поэтому во времени изменяется излучаемая передатчиком мощность. Это не позволяет полностью использовать выходную мощность усилительных приборов и реализовать оптимальные режимы работы. При частотной модуляции излучаемая передатчиком мощность во времени постоянна. Так, в режиме молчания вся мощность затрачивается на излучение несущей частоты. При модуляции происходит перераспределение, мощности на излучение боковых частот; при определенных индексах модуляции несущая вообще не излучается. Преимуществом частотной модуляции по сравнению с амплитудной является ее более высокая помехоустойчивость.

Структурная схема многоканального приемника ЧМ сигналов показана на рис. 1.3 и 1.6. В качестве детектора в РПУ ЧМ сигналов используется ЧД; вид последетекторной части РПУ зависит от типа приемника.

1.5 Искажения ЧМ сигналов в радиотракте.

Предположим, что на входе радиотракта РПУ с АЧХ $K(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ действует ЧМ сигнал вида (1.7). Напряжение сигнала $u_{\text{ВЫХ}}$ на выходе радиотракта искажается вследствие ограниченности полосы пропускания радиотракта при бесконечном спектре $u_{\text{ВХ}}$. Определить $u_{\text{ВЫХ}}$ спектральным методом трудно из-за большого числа спектральных составляющих $u_{\text{ВХ}}$. Поэтому на практике напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ определяют *методом мгновенной частоты*, согласно которому амплитуда входного сигнала умножается на $K[\omega(t)]$, а к фазе входного сигнала добавляется фаза $\varphi[\omega(t)]$. Мгновенная частота входного ЧМ напряжения изменяется во времени; для напряжения с каждым значением ω имеется свой коэффициент усиления и фазовый сдвиг радио-тракта. Следовательно,

$$u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{н}} K[\omega(t)] \cos\{\omega_{\text{н}} t + m \sin \Omega t + \varphi[\omega(t)]\}. \quad (1.9)$$

Формула (10.9) не позволяет учесть переходные процессы в радиотракте, возникающие при изменении угловой частоты ω .

Сравнение выражений (1.7) и (1.9) позволяет выявить различия в напряжениях $u_{\text{ВЫХ}}$ и $u_{\text{ВХ}}$, определяющие искажения ЧМ сигнала при его прохождении через радиотракт. Согласно рис. 1.12, коэффициент передачи $K(t)$ радиотракта изменяется с удвоенной угловой частотой 2Ω , а фаза $\varphi(t)$ - с угловой частотой Ω модуляции. Диаграмма напряжения на выходе радиотракта показана на рис. 1.13. Поскольку значение $K(t)$ меняется во времени с угловой частотой 2Ω , с этой же частотой меняется огибающая выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{н}} K(t)$. На входе приемника амплитуда ЧМ сигнала может быть постоянной, а на его выходе $U_{\text{ВЫХ}}$ меняется во времени. Таким образом, при прохождении ЧМ сигнала через радиотракт РПУ возникает *паразитная (сопутствующая) амплитудная модуляция*. Она устраняется в приемнике амплитудным ограничителем.

Кроме того, из-за изменения во времени $\varphi(t)$ в радиотракте возникает *паразитная фазовая модуляция*. Так как ФЧХ радиотракта нелинейна, то фаза $\varphi(t)$ меняется не строго по гармоническому закону (рис. 10.12). Функция

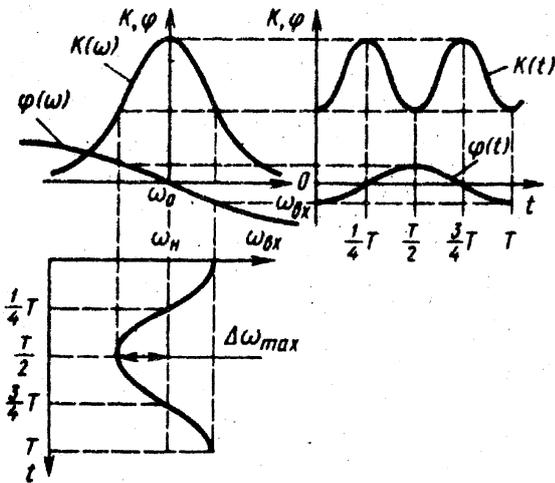


Рисунок 1.12

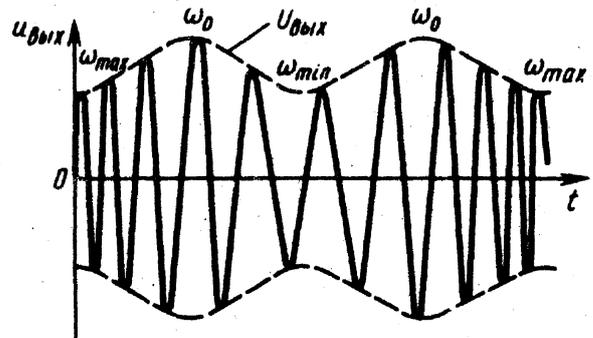


Рисунок 1.13

$\varphi(t)$ - нечетная, периодическая, поэтому ее можно представить рядом Фурье: $\varphi(t) = \varphi_1 \cos \Omega t + \varphi_3 \cos 3\Omega t + \dots$. Изменения фазы $\varphi(t)$ вызывают приращения угловой частоты выходного напряжения $\Delta \omega = \Delta \omega_1 \sin \Omega t + \Delta \omega_3 \sin 3\Omega t + \dots$. Мгновенная угловая частота ЧМ сигнала на выходе радиотракта $\omega_{\text{ВЫХ}} = \omega_{\text{н}} + \Delta \omega_{\text{max}} \cos \Omega t + \Delta \omega_{\text{max}} \sin 3\Omega t + \dots$. Так как частота $\omega_{\text{ВЫХ}}$ отличается от частоты ЧМ сигнала на входе радиотракта $\omega_{\text{ВХ}} = \omega_{\text{н}} + \Delta \omega_{\text{max}} \cos \omega t$, то закон ча-

стотной модуляции нарушается и угловая частота $\omega_{\text{ВЛХ}}$ изменяется уже не по косинусоиде.

Заметим, что из-за нелинейности ФЧХ радиотракта новые частотные составляющие в спектре выходного ЧМ сигнала не возникают, однако происходит некоторая деформация спектра модулированного колебания, которая приводит к нарушению закона модуляции. Поэтому в напряжении на выходе ЧД помимо полезной составляющей с частотой Ω появляются гармоники с угловыми частотами 3Ω , 5Ω и т. д.

Таким образом, нелинейность ФЧХ радиотракта приемника ЧМ-сигналов приводит к *нелинейным искажениям протектированного сигнала*. Особенно опасны искажения по третьей гармонике, которые можно оценить с помощью коэффициента $k_{Г3} = \frac{\omega_3}{\omega_{\text{max}}}$. Для уменьшения коэффициента $k_{Г3}$ необходимо линеаризовать ФЧХ радиотракта, что обеспечивается расширением его полосы пропускания. Полосу пропускания радиотракта выбирают по допустимому значению $k_{Г3}$.

1.6 Действие помех при приеме ЧМ сигналов

В месте приема помимо полезного сигнала, излучаемого передатчиком, действуют всевозможные помехи. Складываясь с принимаемым сигналом, помехи вызывают искажения передаваемого сообщения.

Сосредоточенные помехи. Предположим, что на выходе линейного радиотракта действуют сигнал $u_c = U_H \cos \omega_c t$ и помеха $u_{\text{п}} = U_{\text{п}} \cos \omega_{\text{п}} t$. Частота помехи $f_{\text{п}}$ близка к частоте сигнала f_c : $U_H > U_{\text{п}}$. При сложении этих двух колебаний, как следует из векторной диаграммы рис. 1.14, амплитуда

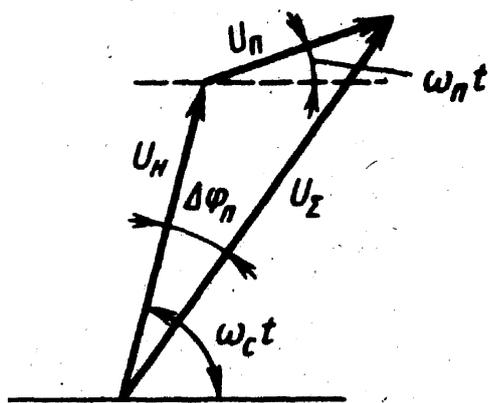


Рисунок 1.14

результующего колебания меняется во времени от $U_H + U_{\text{п}}$ до $U_H - U_{\text{п}}$ с частотой биений $F_B = f_c - f_{\text{п}}$. Помимо изменения амплитуды помеха вызывает и “качание” вектора результирующего колебания U_{Σ} относительно вектора сигнала, т. е. приводит к появлению паразитной фазовой, а следовательно, и частотной модуляции с девиацией фазы $\varphi_{\text{п}}$. Как видно из рис.

1.14, максимальное значение $\varphi_{\text{п}} \leq \pi/2$;

где
$$\varphi_{\text{п}} = \arctg U \frac{U_{\text{п}} \sin \Omega_B t}{U_H + U_{\text{п}} \cos \Omega_B t}$$

$$U_H > U_{\Pi} \quad \Delta \varphi_n \approx \frac{U_{\Pi}}{U_H} \sin \Omega_B t$$

При

Паразитная фазовая модуляция вызывает паразитную частотную модуляцию

с девиацией частоты $\Delta \omega_{\Pi} = \frac{d\Delta \varphi_{\Pi}}{dt} \approx \frac{U_{\Pi}}{U_H} \Omega_B t$, которая создает на выходе ЧД

напряжение с частотой биений $u_B = K_D \Delta \omega_{\Pi} = K_D \Omega_B \frac{U_{\Pi}}{U_H} \cos \Omega_B t$ и амплитудой

$U_{\Omega_B} = K_D \Omega_B \frac{U_{\Pi}}{U_H}$. Принимаемый ЧМ-сигнал с девиацией $\Delta \omega_{\max}$ после детек-

тирования создает на выходе ЧД напряжение $U_{\Omega_C} = K_D \Delta \omega_{\max}$. Отношение напряжений мешающего и полезного колебаний на выходе ЧД

$$\frac{U_{\Omega_B}}{U_{\Omega_C}} = \frac{U_{\Pi}}{U_H} \frac{\Omega_B}{\Delta \omega_{\max}} = \frac{U_{\Pi}}{U_H} \frac{F_B}{f_{\max}}. \quad (1.10)$$

Эффективным средством борьбы с паразитной амплитудной модуляцией, вызываемой действием помех при ЧМ сигнале, является применение амплитудных ограничителей. Для ослабления действия паразитной частотной модуляции необходимо, чтобы девиация частоты за счет паразитной модуляции Δf_{Π} была во много раз меньше девиации частоты полезного сигнала Δf_{\max} . Действие помехи можно ослабить увеличением девиации частоты полезного сигнала Δf_{\max} , а также мощности передатчика, т. е. выполнением условия $U_H \gg U_{\Pi}$, поскольку при этом значение $\Delta \varphi_{\Pi}$ и соответственно Δf_{Π} уменьшаются. Переход к широкополосной частотной модуляции позволяет повысить отношение напряжений полезного и мешающего сигналов на выходе детектора, что дает возможность снизить мощность передатчика. Поскольку $\Delta \varphi_{\Pi} \leq \pi/2$, для ослабления действия помехи необходимо выполнять условие $\Delta \varphi_{\max} \ll \pi/2$.

Согласно (1.10), сильный сигнал в приемнике ЧМ подавляет помеху; по мере уменьшения U_H по сравнению с U_{Π} на входе ЧД эффект подавления ослабевает, а при $U_H > U_C$ более сильная помеха начинает подавлять сигнал. Действительно, в соответствии с рис. 1.14 при превышении помехой сигнала вектор результирующего колебания начинает вращаться с угловой частотой Ω_B , при этом девиация $\Delta \varphi_{\Pi}$ резко возрастает, приемник начинает принимать сигнал мешающей станции, а полезный сигнал ослабляется. Таким образом, частотный детектор в приемнике ЧМ сигналов обладает выраженным *пороговым* свойством. При $\frac{U_{\Pi}}{U_C} > 1$ резко ухудшается качество принимаемого сигнала.

Сравним подавление помех в приемниках АМ и ЧМ сигналов. Для ЧМ

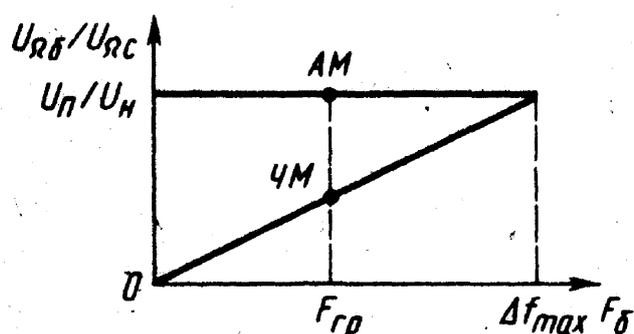


Рисунок 10.15

сигналов зависимость $U_{\Omega Б}/U_{\Omega С}$ на выходе ЧД от F_B , согласно (10.10), имеет вид, показанный на рис. 1.15. При $F_B = f_{\max}$

$$U_{\Omega Б}/U_{\Omega С} = U_{П}/U_{Н}.$$

Сравнение необходимо проводить в равных условиях при одинаковых отношениях $U_{П}/U_{С}$ на входе детектора и

глубине модуляции сигнала помехой. По этой причине отношение напряжений помехи к сигналу на выходе АД $U_{\Omega Б}/U_{\Omega С} = U_{П}/U_{Н}$ (рис. 1.15). Последетекторный тракт имеет определенную полосу пропускания с граничной частотой $F_{гр}$. В соответствии с рис. 1.15 в приемнике ЧМ сигналов составляющая напряжения с частотой F_B на выходе детектора подавляется значительно сильнее, чем в приемнике АМ сигналов. Это определяет более высокую помехоустойчивость частотной модуляции по сравнению с амплитудной.

Использование широкополосной частотной модуляции позволяет создать помехоустойчивые системы радиосвязи и радиовещания. Однако при этом каждая радиостанция излучает широкий спектр частот, поэтому применять ее целесообразно в УКВ-диапазоне, где к тому же уровень помех существенно ниже, чем в ДВ, СВ и КВ-диапазонах.

Флуктуационные помехи. Так как ФП представляет собой случайный процесс, то в некоторые моменты времени выбросы ФП могут превысить сигнал ($U_{П} > U_{С}$). Это приводит к резким изменениям фазы, а следовательно, и частоты сигнала, что вызывает появление на выходе РПУ всевозможных щелчков. Для борьбы с этим видом помех необходимо сужать полосу пропускания радиотракта; при этом уровень ФП уменьшается и соответственно становится меньше выбросов, превышающих сигнал. Однако сужение полосы радиотракта не должно ограничивать спектр принимаемого сигнала, для чего резонансная частота f_0 фильтра с узкой полосой пропускания должна следить за изменяющейся частотой сигнала f_c . Такой метод приема называют *следающим*. Структурная схема приемника ЧМ сигналов со следающим фильтром показана на рис. 1.16. В тракт УПЧ вводится узкополосный фильтр Φ , частота настройки f_0 которого следит за частотой сигнала. Управление частотой f_0 фильтра осуществляется цепью управления ЦУ; цепь частотной коррекции ЦЧК не пропускает быстрых изменений напряжения на выходе ЧД, обусловленных действием помех.

На практике реализуют следящий метод в приемнике, в котором вводится ООС по частоте. Этот вид ООС (рис. 1.17) аналогичен АПЧ, отличие состоит в отсутствии в цепи регулировки фильтра нижних частот. После детектирования ЧМ сигнала напряжение с выхода частотного детектора ЧД через цепь управления ЦУ изменяет частоту гетеродина Γ так, чтобы отклонение промежуточной частоты от среднего значения уменьшилось. При этом ширина спектра преобразованных ЧМ сигналов уменьшается. Следовательно, можно уменьшить полосу пропускания фильтра Φ в тракте ПЧ до предельно-

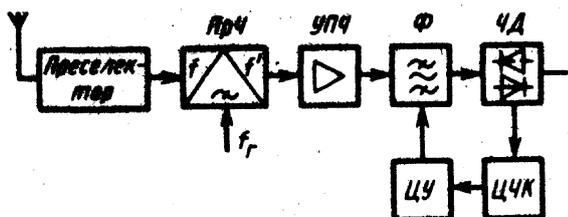


Рисунок 1.16

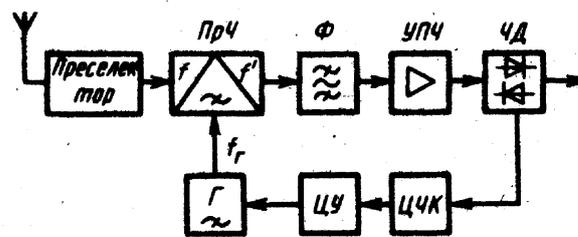


Рисунок 1.17

го значения, равного удвоенной максимальной частоте модуляции. Широкое применение для реализации следящего приема нашел синхронно-фазовый детектор. Заметим, что сужение полосы частот не ухудшает помехоустойчивости, поскольку ООС в равной мере уменьшает девиацию как полезного сигнала, так и помехи.

Выводы.

1. При прохождении ЧМ сигнала через радиотракт возникает сопутствующая паразитная амплитудная модуляция, которая устраняется в приемнике с помощью амплитудного ограничителя.

2. В радиотракте с нелинейной ФЧХ при прохождении ЧМ сигнала возникает паразитная фазовая модуляция, нарушающая закон модуляции сигнала. По этой причине на выходе ЧД помимо полезной составляющей напряжения с модулирующей частотой появляются гармоники, приводящие к нелинейным искажениям сигнала.

3. Действие сосредоточенной помехи при приеме ЧМ сигнала приводит к появлению паразитных амплитудной и фазовой модуляций. Сильный сигнал в приемнике ЧМ подавляет слабую помеху тем эффективнее, чем больше U_H по сравнению с sU_H . При $U_H > sU_H$ более сильная помеха подавляет сигнал, что свидетельствует о наличии в приемнике пороговых свойств.

4. Для ослабления паразитной частотной модуляции, вызываемой наложением помехи на сигнал, необходимо обеспечить условие $\Delta f_{\max} > \Delta f_{\Pi}$, для чего увеличивают уровень сигнала либо девиацию полезного сигнала Δf_{\max} .

5. Для ослабления ФП в РПУ ЧМ сигналов используют следящий прием.

2 РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ [2]

2.1 Аналоговые, дискретные и цифровые сигналы

Исходный физический сигнал является *непрерывной* функцией времени. Такие сигналы, определенные во все моменты времени, называют *аналоговыми* (analog). Последовательность чисел, представляющая сигнал при цифровой обработке, является *дискретным рядом* (discrete series) и не может полностью соответствовать аналоговому сигналу. Числа, составляющие последовательность, являются значениями сигнала в отдельные (дискретные) моменты времени и называются *отсчетами* сигнала (samples). Как правило, отсчеты берутся через равные промежутки времени T , называемые *периодом дискретизации* (или *интервалом, шагом дискретизации* - sample time). Величина, обратная периоду дискретизации называется *частотой дискретизации* (sampling frequency): $f = 1/T$. Соответствующая ей круговая частота определяется следующим образом: $\omega_d = 2\pi/T$.

Ясно, что в общем случае представление сигнала набором дискретных отсчетов приводит к потере информации, так как мы ничего не знаем о поведении сигнала в промежутках между отсчетами. Однако, существует класс аналоговых сигналов, для которых такой потери информации не происходит и которые могут быть *точно* восстановлены по значениям своих дискретных отсчетов.

Процесс преобразования аналогового сигнала в последовательность отсчетов называется *дискретизацией* (sampling), а результат такого преобразования - *дискретным сигналом*.

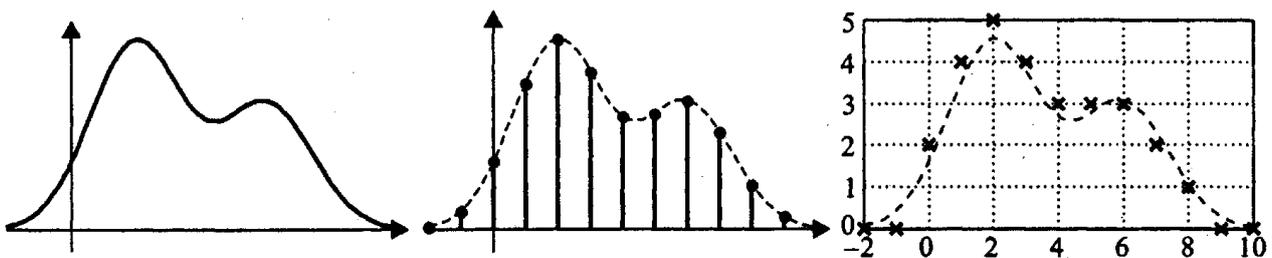


Рисунок 2.1 - Сигналы: аналоговый (слева), дискретный (в центре), цифровой (слева)

При обработке сигнала в вычислительных устройствах его отсчеты представляются в виде двоичных чисел, имеющих ограниченное число разрядов. Вследствие этого отсчеты могут принимать лишь конечное множество значений и, следовательно, при представлении сигнала неизбежно происходит его округление. Процесс преобразования отсчетов сигнала в числа называется *квантованием по уровню* (quantization), а возникающие при этом

ошибки округления - *ошибками* (или *шумами*) *квантования* (quantization error, quantization noise).

Сигнал, дискретный во времени, но не квантованный по уровню, называется *дискретным* (discrete-time) сигналом. Сигнал, дискретный во времени и квантованный по уровню, называют *цифровым* (digital) сигналом. Сигналы, квантованные по уровню, но непрерывные во времени, на практике встречаются редко. Разницу между аналоговыми, дискретными и цифровыми сигналами иллюстрирует рисунок 2.1.

Вычислительные устройства, предназначенные для обработки сигналов, могут оперировать только цифровыми сигналами. Существуют также устройства, построенные в основном на базе аналоговой схемотехники, которые работают с дискретными сигналами, представленными в виде импульсов различной амплитуды или длительности. Чтобы подчеркнуть отсутствие квантования по уровню, такие устройства иногда называют *дискретно-аналоговыми* (ДАУ).

Обобщенная структура системы цифровой обработки сигналов приведена на рисунке. На вход поступает аналоговый сигнал $S_{вх}(t)$. Его временная дискретизация и квантование по уровню производятся в *аналого-цифровом преобразователе* (АЦП; английский термин - Analog-to-Digital Converter, ADC). Вообще эти два процесса - дискретизация и квантование - являются независимыми друг от друга, но они, как правило, выполняются внутри одной микросхемы. Выходным сигналом АЦП является последовательность чисел, поступающая в цифровой процессор ЦП, выполняющий требуемую обработку. Процессор осуществляет различные математические операции над входными отсчетами; ранее полученные отсчеты и промежуточные результаты могут сохраняться в памяти процессора для использования в последующих вычислениях. Результатом работы процессора является новая последовательность чисел, представляющих собой отсчеты выходного сигнала. Аналоговый выходной сигнал $S_{вых}(t)$ восстанавливается по этой последовательности чисел с помощью *цифро-аналогового преобразователя* (ЦАП; английский термин - Digital-to-Analog Converter, DAC). Напряжение на выходе ЦАП имеет ступенчатую форму (это также показано на рисунке); при необходимости оно может быть преобразовано в плавно меняющийся выходной сигнал с помощью сглаживающего фильтра Φ .

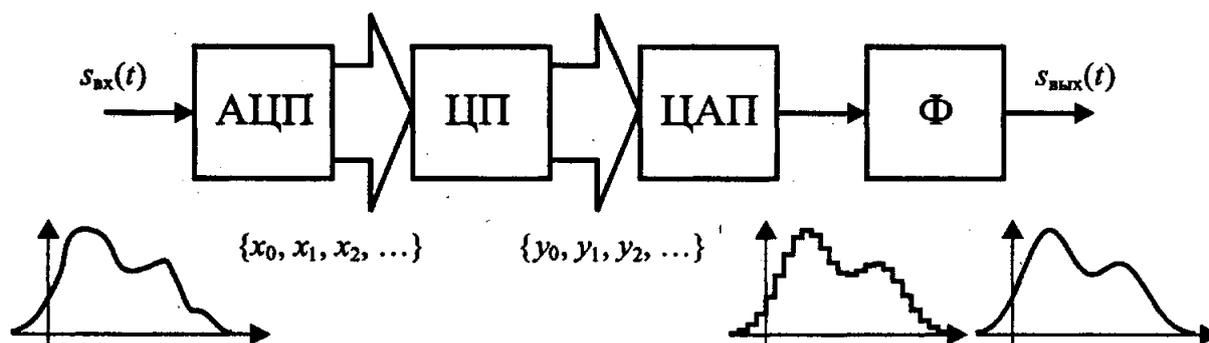


Рисунок 2.2 - Структурная схема системы цифровой обработки сигналов

иметь самый разнообразный характер. В цифровой форме можно создавать фильтры, анализаторы спектра, нелинейные преобразователи сигналов и многое другое.

Использование входных и выходных сигналов в аналоговой форме (и, следовательно, наличие АЦП и ЦАП) не всегда является необходимым. Так, при реализации цифрового генератора сигналов не нужен входной аналоговый сигнал, а ЦАП может отсутствовать, если конечный результат необходим только в цифровой форме.

Частота Найквиста

Гармонический сигнал может быть адекватно представлен дискретными отсчетами, если его частота не превышает половины частоты дискретизации (эта частота называется *частотой Найквиста* (Nyquist frequency)):

$$f_H = f_D / 2 = 1 / (2T); \quad \omega_H = \omega_D / 2 = \pi / T.$$

Происхождение этого ограничения поясняет рисунке 2.3. В зависимости от соотношения между частотой дискретизируемого гармонического сигнала и частотой Найквиста возможны три случая.

1. Если частота гармонического сигнала *меньше* частоты Найквиста, дискретные отсчеты позволяют правильно восстановить аналоговый сигнал (рис.2.3, а).

2. Если частота гармонического сигнала *равна* частоте Найквиста, то дискретные отсчеты позволяют восстановить аналоговый гармонический сигнал с той же частотой, но амплитуда и фаза восстановленного сигнала (он показан пунктирной линией) могут быть искажены (рис.2.3, б). В худшем случае все дискретные отсчеты синусоиды могут оказаться равными нулю.

3. Если частота гармонического сигнала *больше* частоты Найквиста, восстановленный по дискретным отсчетам аналоговый сигнал (как и в предыдущем случае, он показан пунктирной линией) будет также гармоническим, но с иной частотой (рис. 2.3, в). Данный эффект носит название *появления ложных частот* (aliasing).

Эффекты, связанные с дискретизацией периодических процессов, наглядно проявляются при кино и видеосъемке вращающихся объектов (таких, например, как колеса автомобилей). Из-за недостаточно высокой частоты дискретизации (частоты смены кадров) быстро вращающееся колесо может выглядеть неподвижным либо медленно поворачивающимся (причем в любую сторону).

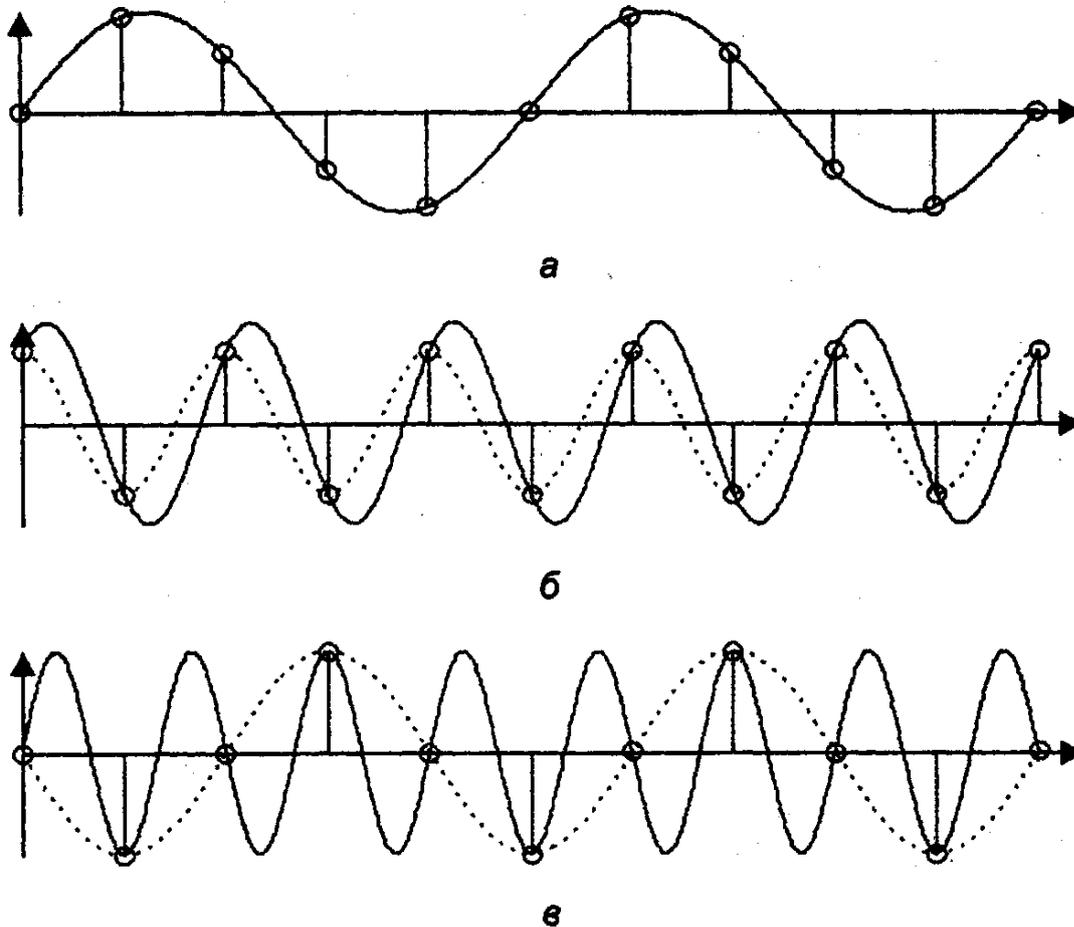


Рисунок 2.3 – К выбору частоты дискретизации

2.2 Область применения и структурные схемы радиоприемников

Радиотелеграфные приемники. Эти приемники предназначены для приема дискретных сигналов, имеющих ограниченное число значений. К таким сигналам можно отнести двоичные сигналы, которые могут принимать одно из двух значений: нуль или единицу, быть отрицательными или положительными. Отличительной особенностью радиотелеграфной передачи является кодирование сообщения. Каждый отдельный передаваемый символ (буква алфавита, цифра или знак) имеет свою кодовую комбинацию элементарных сигналов. Длительность одной посылки (или паузы) равна τ . Под *скоростью телеграфной передачи* v_M понимают число элементарных сигналов, передаваемых в 1 с, т. е. $v_M = \frac{1}{\tau}$. За единицу скорости принят один бод, соответствующий передаче одного элементарного сигнала в 1 с. Для передачи по ка-

налу связи закодированное сообщение преобразуется в ВЧ сигнал путем манипуляции колебаний передатчика. Различают амплитудную, частотную и фазовую манипуляции.

При *амплитудной манипуляции* - амплитудном телеграфировании (АТ) - один элементарный сигнал кода соответствует излучению полной мощности (посылка), а другой - отсутствию излучения (пауза). Этот вид работы обозначают А 1. Иногда производят амплитудную манипуляцию тонального сигнала с последующей амплитудной модуляцией колебания несущей частоты. Такой способ телеграфирования (А 2) удобен при слуховом приеме телеграфных сигналов. Характер изменения амплитудно-манипулированного сигнала при манипуляции телеграфным сигналом вида рис. 2.4,а показан на рис. . 2.4, б.

При *частотной манипуляции* - частотном телеграфировании (ЧТ) - передатчик излучает одну и ту же энергию; при этом каждому элементарному сигналу кода соответствует колебание своей частоты (рис. . 2.4, в). Принято считать, что колебанию с более высокой частотой соответствует передача положительной посылки (нажатие), а колебанию с низкой частотой - передача негативной посылки (отжатие). Такой вид работы обозначается F 1. Отметим, что термины «нажатие - отжатие» появились в то время, когда манипуляция осуществлялась только вручную, нажатием и отжатием телеграфного ключа. Разность частот нажатия f_1 и отжатия f_2 называют *разносом частот*, т. е. $\Delta f_p = f_1 - f_2$. Девиация частоты Δf_{\max} т. е. максимальное отклонение частоты от средней частоты передатчика $f_0 = 1/2 \cdot (f_1 + f_2)$, равна половине разноса частот $\Delta f_{\max} = 0,5\Delta f_p$.

При *фазовой манипуляции* происходит скачкообразное изменение фазы колебания в соответствии с передаваемой последовательностью импульсов телеграфного сигнала. При приеме сигналов АТ и ЧТ возможно абсолютное измерение и амплитуды, и частоты излучаемого колебания, т. е. в любой момент времени по измеренному значению амплитуды (при АТ) или частоты (при ЧТ) колебания на выходе передатчика можно точно установить, какой элементарный сигнал передается - посылка или пауза. При фазовой манипуляции возможно только определение фазы сигнала относительно фазы опорного колебания либо фазы на другом интервале времени. В первом случае имеет место *фазовое телеграфирование* (ФТ) F 9, во втором - *относительное фазовое телеграфирование* (ОФТ). При ФТ передатчик непрерывно излучает колебание на одной и той же частоте, причем нажатие и отжатие в простейшем случае соответствует излучению несущего колебания с фазовым сдвигом на 180° . Временная диаграмма такого фазоманипулированного колебания показана на рис. . 2.4, ,г а ОФТ колебания - на рис. . 2.4, д.

Радиотракт телеграфных приемников не имеет существенных особенностей; его полоса пропускания выбирается исходя из значения допустимых искажений телеграфных посылок либо из условия получения максимального

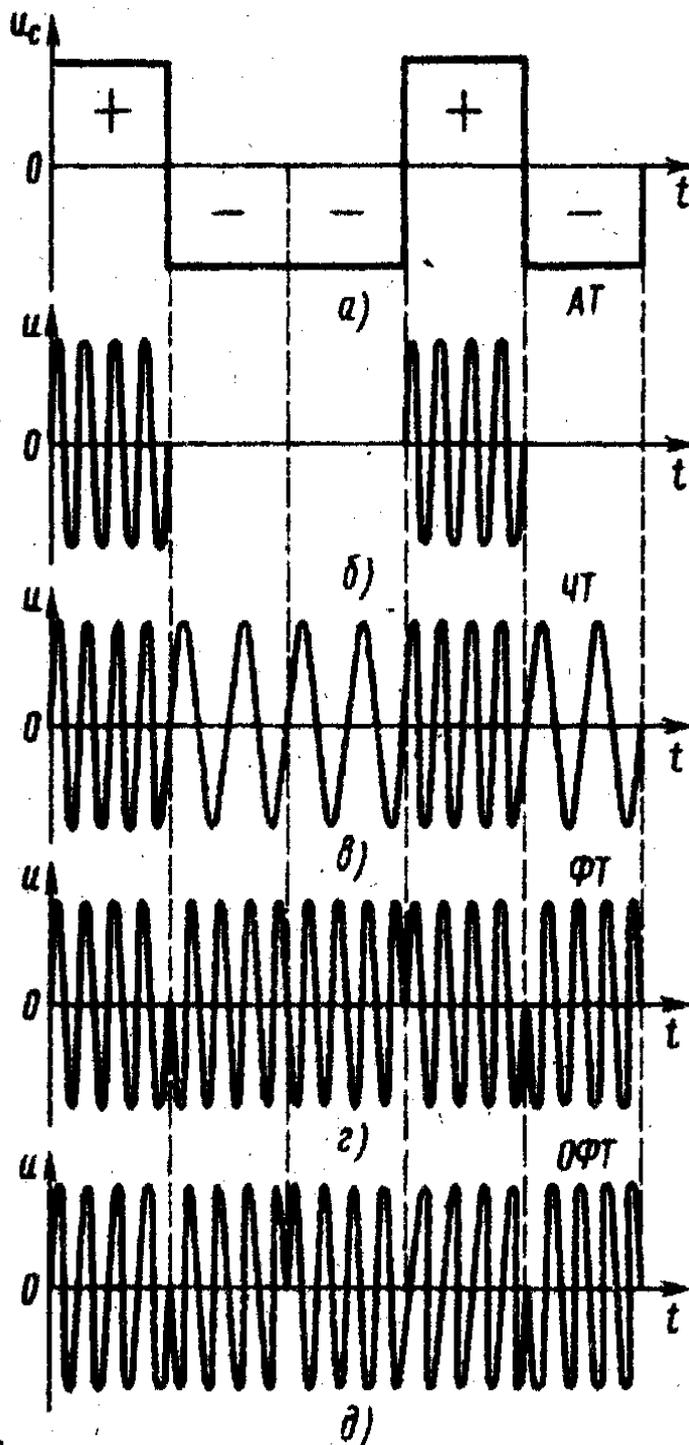


Рисунок 2.4 – Манипуляция (модуляция) дискретных сигналов

отношения сигнала к помехе. Специфика приема телеграфных сигналов заключается в основном в детектировании и в после детекторной обработке сигнала.

Выходное устройство радиотелеграфного приемника обеспечивает преобразование манипулированных сигналов промежуточной частоты в телеграфные посылки соответствующих знаков. Это преобразование должно осуществляться с минимально возможным числом ошибок при оценке знака элементарных радиотелеграфных сигналов. В выходном устройстве, во-первых, должно осуществляться детектирование сигнала, поэтому основой любого типа выходного устройства является детектор; во-вторых, в нем для уменьшения ошибок в оценке знака принятой посылки должно по возможности обеспечиваться максимальное отношение сигнала к помехе; для этого осуществляется оптимальная или квазиоптимальная фильтрация сигнала. Эту задачу выполняет соответствующий фильтр, который в общем

случае может быть введен и в радиотракт приемника. Характерным элементом выходного устройства является *тонманипулятор*, превращающий проде-

тектированные телеграфные посылки постоянного тока в импульсы переменного тока определенной частоты. Это необходимо для уменьшения искажений при передаче телеграфных сигналов по линии, связывающей выход приемника с центральным телеграфом.

Продетектированные сигналы могут быть поданы на тонманипулятор непосредственно или через устройство, восстанавливающее форму сигнала - *регенератор*. В настоящее время регенератор имеется в выходных устройствах почти всех телеграфных РПУ,

Для более эффективного использования радиоборудования и для увеличения пропускной способности используется *уплотнение радиотелеграфных линий*. Наибольшее распространение нашли временное и частотное уплотнение. При *временном уплотнении* сигналы от нескольких источников (буквопечатающих аппаратов) передаются поочередно. При этом передача сигнала от каждого аппарата происходит за время τ_k , существенно более короткое, чем длительность элементарного сигнала τ . Так, если радиолиния уплотняется N каналами, то время $\tau_k = \tau/N$.

Структурная схема многоканального телеграфного РПУ показана на рис. 1.6. На выходе детектора несущей получается последовательность видеоимпульсов; импульс каждого канала с помощью разделителя каналов подается за время τ_k , в соответствующий канал. Во время действия сигнала от первого аппарата напряжение с выхода приемника поступает в первый канал, при приеме сигнала от второго аппарата - во второй канал и т. д. При временном уплотнении сигналы от различных источников, передаваемые в общем канале, занимают одну и ту же полосу частот.

Временное уплотнение позволяет реализовать в радиотелеграфных системах максимальную скорость передачи. Например, в декаметровом диапазоне максимальная скорость равна 200 бод. Однако скорость работы распространенных на практике буквопечатающих аппаратов (телетайпов) составляет всего 50 бод. В этом случае максимальную скорость передачи можно реализовать при временном уплотнении радиолинии четырьмя одновременно работающими телетайпами. При четырехкратном временном уплотнении от всех телетайпов поступают поочередно импульсы длительностью $0,25/\tau$, так что за 1 с передается $4 \cdot 50 = 200$ импульсов. При этом полоса излучения при телеграфной связи ($\Pi_{AT} = 5\nu_M = 5 \cdot 200 = 1000 \text{ Гц}$) занимает лишь небольшую часть полосы, выделяемой для линии радиосвязи на декаметровых волнах (16 кГц), что позволяет использовать другие методы уплотнения телеграфных линий. К таким методам относится *двухканальное телеграфирование*: частотное (ДЧТ), фазовое (ДФТ). При ДЧТ ($F6$) передатчик может излучать колебание на одной из четырех частот. Колебанию каждой из этих частот соответствует одна из всех возможных комбинаций телеграфных посылок: частоте f_1 , - отжатые на обоих аппаратах, частоте f_2 - нажатие на первом и отжатие

на втором аппарате, частоте f_3 - отжатие на первом и нажатие на втором аппарате и частоту f_4 - нажатие на обоих телеграфных аппаратах. При ДФТ каждой комбинации телеграфных посылок соответствует один из четырех скачков фазы: $180^\circ, 90^\circ, -90^\circ, 0^\circ$. При этом в каждом из двух каналов систем ДЧТ или ДФТ может работать несколько телеграфных аппаратов с временным уплотнением.

Увеличить пропускную способность радиолинии можно, используя *частотное уплотнение*, позволяющее переносить частотные спектры сигналов по частоте таким образом, чтобы спектр каждого сигнала занимал в общей полосе пропускания радиолинии определенное место. Однако в системе с частотным уплотнением в отличие от системы с временным уплотнением передатчик излучает колебание не одной частоты, а нескольких частот, число которых равно числу отдельных каналов ЧТ. При сложении эти колебания образуют биения со сложно меняющейся амплитудой. При этом передатчик работает в режиме, близком режиму телефонной АМ, который, как известно, малоэффективен с точки зрения использования мощности передатчика.

Импульсные приемники. Одноканальные импульсные приемники применяют в радиолокации, радионавигации, радиотелеметрии, связи и др., многоканальные - в радиосвязи с временным уплотнением.

Структурная схема многоканального импульсного приемника с ВРК показана на рис. 1.6. В каждом канале для передачи аналогового сигнала (рис. 2.5, б) используется периодическая последовательность прямоугольных импульсов (рис. 2.5, а). Импульсы имеют высоту h , длительность $\tau_{и}$, угловую частоту следования $\Omega_{СИ} = \frac{2\pi}{T_{и}}$, где $T_{и}$ - период повторения импульсов, и фазу (положение импульсов во времени относительно положения импульсов немодулированной последовательности). Изменяя один из параметров импульсов в соответствии с модулирующей функцией (рис. 2.5, б), можно осуществить четыре вида импульсной модуляции: амплитудно-импульсную - АИМ (рис. 2.5, в), широтно-импульсную - ШИМ (рис. 2.5, г), частотно-импульсную - ЧИМ (рис. 2.5, д), фазоимпульсную - ФИМ (рис. 2.5, е). Изменяя комбинацию импульсов в группе, получают импульсно-кодovou модуляцию — ИКМ. На диаграммах рис. 2.5, а—е вертикальными пунктирными линиями (тактовые точки) отмечены исходные положения немодулированных импульсов.

Каждое передаваемое сообщение модулирует свою последовательность импульсов, при этом импульсы в последовательностях разных каналов разнесены во времени и не перекрываются. При объединении каналов в общем тракте в промежутках между импульсами одного канала размещаются импульсы других каналов. Передатчик после вторичной модуляции импульсов передает сначала импульс первого канала, затем импульс второго канала и т. д. На входе многоканального приемника действуют модулированные последовательности радиоимпульсов, на выходе детектора радиоимпульсов - моду-

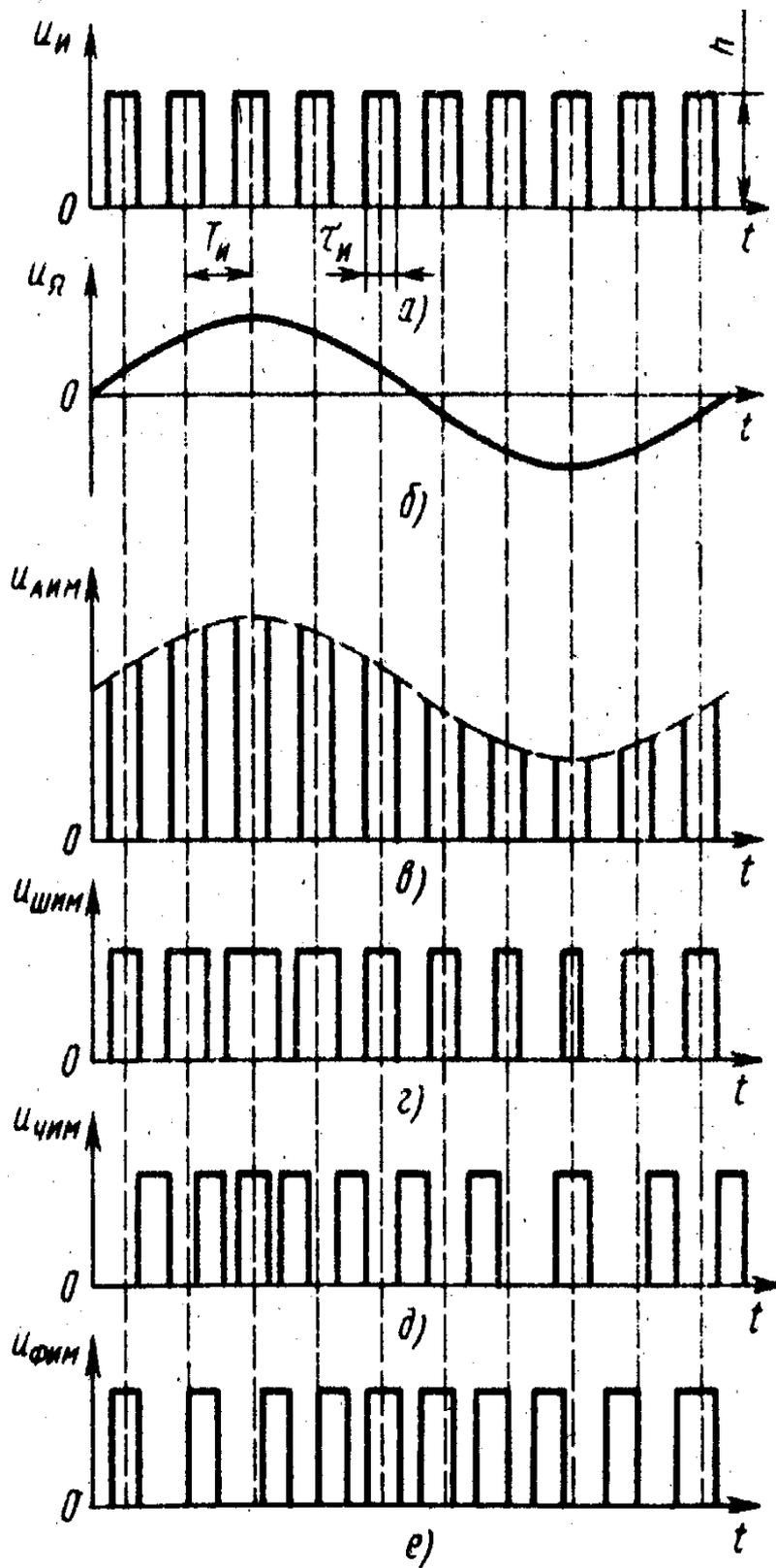


Рисунок 2.5 – Амплитудная импульсная модуляция

применяется импульсная модуляция с $\tau_{И}$ от 0,1 мкс до нескольких десятков и сотен мкс. Частота следования импульсов 500...2000 Гц. Мощность в импульсе 10 кВт... 10 МВт.

лированные последовательности видеоимпульсов, на выходе усилителя канала - модулированная последовательность видеоимпульсов данного канала, на выходе детектора канала - модулирующее колебание данного канала.

Более высокой помехоустойчивостью обладают системы связи с ЧИМ и ФИМ. Однако схемные реализации систем связи с ЧИМ более сложны, чем систем связи с ФИМ. Поэтому на практике нашли наибольшее распространение системы связи с ФИМ. Сейчас все большее распространение в системах связи находит ИКМ. В системах импульсной модуляции применяют прямоугольные короткие импульсы от долей до нескольких десятков (реже сотен) микросекунд в диапазонах УВЧ и СВЧ, а также в более высокочастотных диапазонах. В радиолокационных системах

2.3 Искажения импульсных сигналов в радиотракте приемника

Переходные процессы в радиотракте. При скачкообразном изменении амплитуды, частоты или фазы напряжения на входе радиотракта в нем возни-

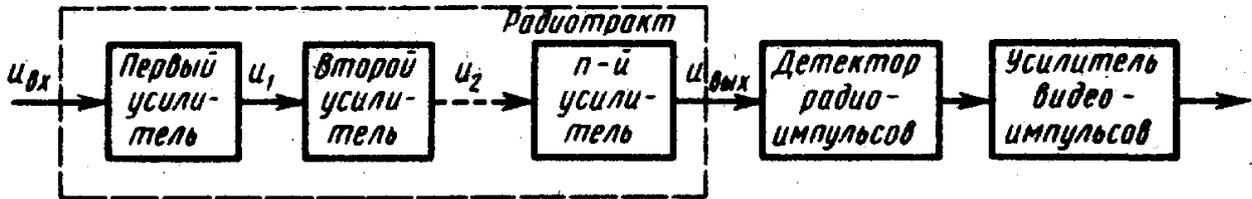


Рисунок 2.6 – Приемник импульсных сигналов

кает переходный процесс, характеризующий искажения сигнала при его усилении в радиотракте. Предположим, что на входе радиотракта, состоящего из n одноконтурных резонансных усилителей (рис. 2.6), в момент времени $t = 0$ появилось гармоническое напряжение $u_{вх}$ (рис. 2.7, а) с частотой, равной резонансной частоте радиотракта f_0 . Каждый из усилителей радиотракта имеет полосу пропускания $2\Delta f$. Обычно результирующая полоса пропускания радиотракта $2\Delta f \ll f_0$. Поэтому для нахождения напряжения и на его выходе достаточно определить только огибающую $U_{вых}(t)$ выходного процесса, а не весь временной ход напряжения $u_{вых}$. При скачкообразном возрастании напряжения $u_{вх}$ на входе первого усилителя напряжение на его выходе u_1 из-за наличия в нем резонансной системы не может измениться скачком, а постепенно нарастает от нуля до установившегося значения (рис. 2.7, б). При этом частота напряжения u_1 равна частоте

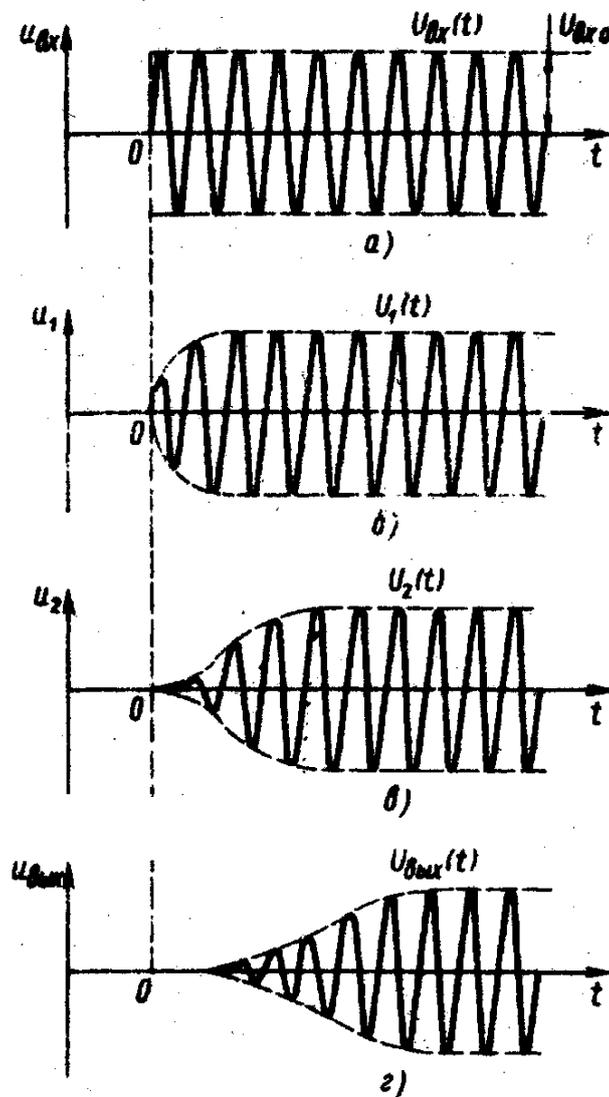


Рисунок 2.7

входного напряжения, однако огибающая $U_1(t)$ существенно отличается от огибающей $U_{BX}(t)$. Чем шире полоса пропускания усилителя, тем быстрее нарастает напряжение u_1 . В момент времени $t=0$ напряжение на входе второго усилителя равно нулю. Нарастание напряжения u_2 на выходе второго усилителя (рис. 2.7, в) будет более медленным, чем напряжения u_1 . Напряжение u_2 нарастает спустя некоторое время, т. е. происходит *запаздывание* напряжения u_2 относительно u_{BX} . Запаздывание увеличивается с ростом числа каскадов в радиотракте (рис. 2.7, г).

В большинстве случаев более важным показателем, чем запаздывание, для оценки искажений сигнала при его прохождении через радиотракт явля-

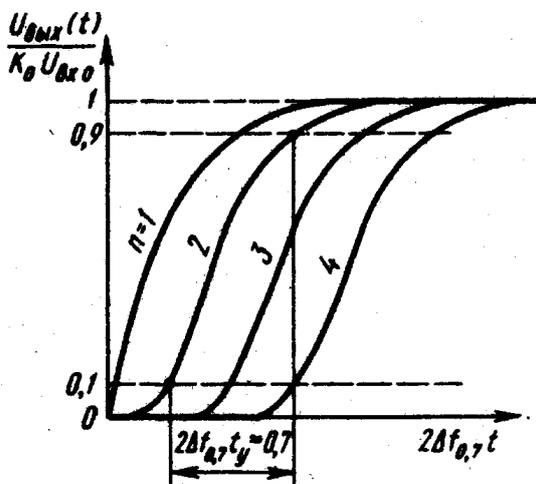


Рисунок 2.8

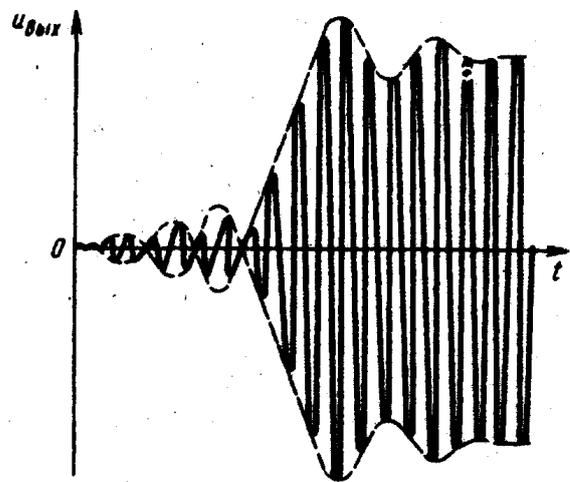


Рисунок 2.9

ется *время установления* t_y выходного напряжения.

Как следует из диаграмм рис 2.7, самое малое время t_y имеет напряжение на выходе первого каскада; с увеличением n время установления растет. Однако сравнение радиотрактов по времени t_y необходимо проводить при их одинаковых полосах пропускания. Так, если полосы пропускания усилителей в радиотракте одинаковы, то полоса пропускания двухкаскадного радиотракта более узкая, чем однокаскадного; трехкаскадного более узкая, чем двухкаскадного, и т. д. Обеспечить равные полосы пропускания двух- и однокаскадного радиотрактов можно, если расширить полосу пропускания каждого каскада в двухкаскадном радиотракте. Однако при расширении полосы пропускания каждого каскада время установления в каждом каскаде уменьшится, а время t_y всего радиотракта останется примерно таким же, как однокаскадного радиотракта с равной полосой пропускания. Таким образом, при постоянной полосе пропускания радиотракта время установления напряжения на его выходе практически не зависит от числа его каскадов. Можно показать, что при $2\Delta f_{PT} = const$ огибающие напряжения $U_{ВЫХ}(t)$ на выходе радиотрак-

та с различным числом каскадов имеют примерно одинаковую крутизну (рис 2.8). На рис. 2.8 K_0 - резонансный коэффициент усиления радиотракта; $2\Delta f_{0,7}$ - полоса пропускания радиотракта на уровне 0,7 максимального усиления. Согласно рис. 2.8, $2\Delta f_{0,7}t_y \approx 0,7$. Тогда

$$t_y \approx \frac{0,7}{(2\Delta f_{0,7})} \quad (2.1)$$

При появлении на входе радиотракта с прямоугольной (идеальной) АЧХ скачка гармонического напряжения в радиотракте возникает переходный процесс колебательного характера (рис. 2.9) с временем установления

$$t_y \approx \frac{0,86}{(2\Delta f_{0,7})}$$

Выводы.

1. При подаче гармонического напряжения на вход радиотракта напряжение на его выходе устанавливается постепенно.

2. Напряжение на выходе радиотракта появляется через некоторое время запаздывания тем большее, чем больше резонансных усилителей в радиотракте.

3. Время установления напряжения на выход радиотракта определяется только его полосой пропускания. Для уменьшения времени t_y необходимо расширить полосу пропускания радиотракта.

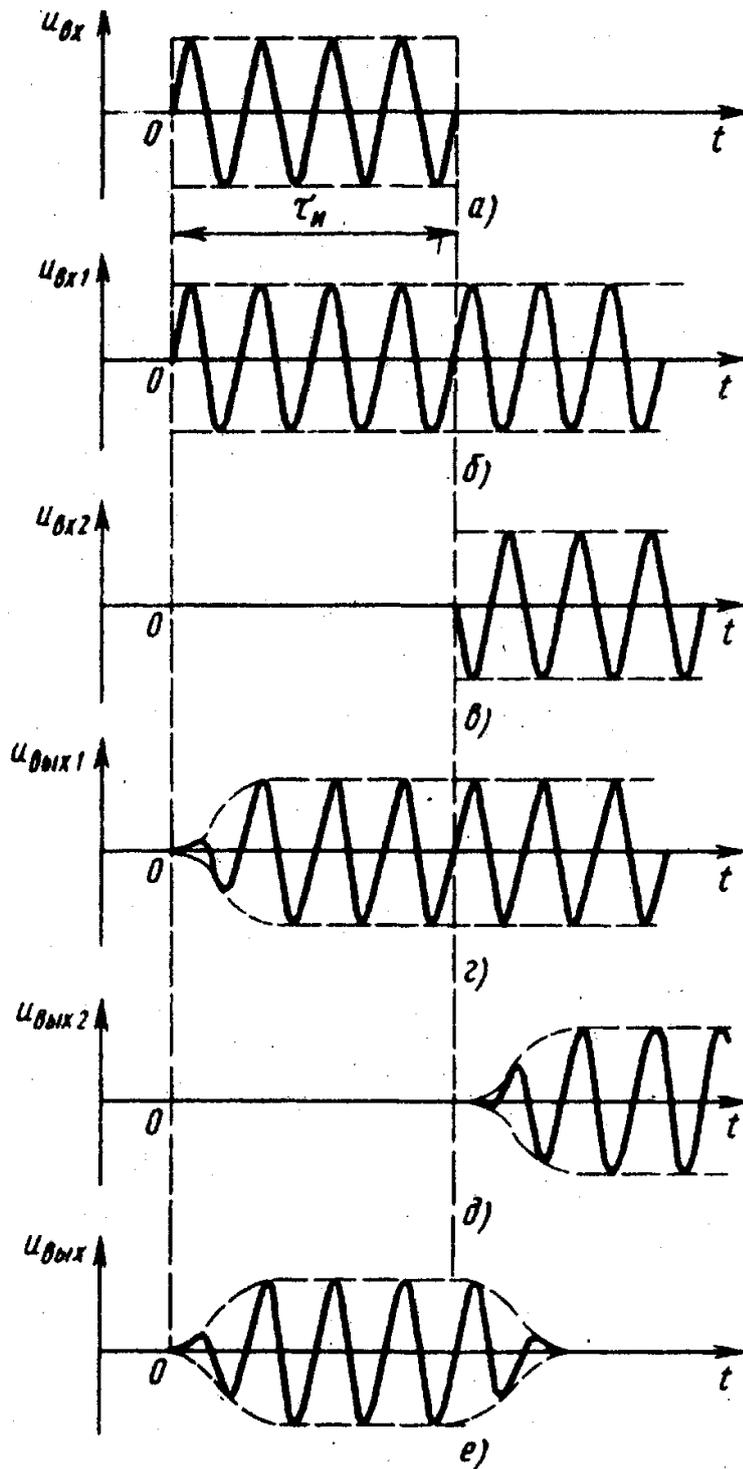


Рисунок 2.10

Искажения радиоимпульса в радиотракте. При действии на входе радиотракта радиоимпульса (рис. 2.10, а) длительностью τ_H в нем возникают два переходных процесса: один - в момент появления, другой - в момент окончания действия импульса. Действие импульса на линейный радиотракт можно рассматривать как результат воздействия двух напряжений u_{BX1} и u_{BX2} ; напряжение u_{BX1} (рис. 2.10, б) действует бесконечно долго начиная с момента времени $t = 0$, а напряжение u_{BX2} (рис. 2.10, в) действует, начиная с момента времени $t = \tau_H$; по фазе напряжение u_{BX2} повернуто на 180° относительно напряжения u_{BX1} . Сумма $u_{BX1} + u_{BX2} = 0$ при $t > \tau_H$. Напряжение u_{BX1} на выходе радиотракта с одиночными резонансными контурами при действии на входе u_{BX1} показано на рис. 2.10, г, а напряжение u_{BX2} при действии u_{BX2} - на рис. 2.10, д. Радиотракт линеен, поэтому к нему применим принцип суперпозиции. Просуммировав напряжения $u_{ВЫХ1}$ и $u_{ВЫХ2}$ получим напряжение $u_{ВЫХ}$ на выходе радиотракта (рис. 2.10, е).

Из-за переходных процессов в радиотракте напряжение $u_{ВЫХ}$ по форме отличается от напряжения $u_{ВХ}$, т. е. возникают искажения огибающей импульса. Физически это объясняется тем, что ширина спектра радиоимпульса (рис. 2.11) теоретически бесконечна, а полоса пропускания радиотракта ограничена. Следовательно, радиотракт пропускает не все составляющие спектра радиоимпульса, что и обуславливает отличие $u_{ВЫХ}$ от $u_{ВХ}$. Для уменьшения искажения радиоимпульса на выходе радиотракта необходимо расширить его полосу пропускания

Если радиотракт имеет прямоугольную АЧХ, то в огибающей напряжения на его выходе при действии на входе радиоимпульса появляются всплески (см. рис. 2.9). Каждый всплеск при радиолокационном приеме может быть принят как самостоятельный импульс, отраженный от цели, т. е. может привести к фиксации ложных целей. **По этой причине в радиолокационных приемниках АЧХ радиотракта, как правило, не делают прямоугольной.**

Выбор полосы пропускания радиотракта в приемнике импульсных сигналов. Такой выбор проводится согласно задаче, которая решается при приеме. Если требуется *воспроизвести сигнал по форме*, то искажения радиоимпульса в радиотракте должны быть строго лимитированы. Обычно искажения радиоимпульса считаются допустимыми, если время установления импульса на выходе радиотракта $t_v = (0,15 \div 0,3)\tau_H$. Учитывая (2.1), получаем $0,7/2\Delta f_{0,7} = (0,15 \div 0,3)\tau_H$. Тогда **полоса пропускания радиотракта, требуемая для воспроизведения импульса по форме, при приеме радиоимпульса длительностью τ_H**

$$2\Delta f_{0,7} = (2,5 \div 5)/\tau_H. \quad (2.2)$$

Необходимость воспроизводить сигнал по форме возникает в радиолокационных станциях (РЛС) точного наведения на цель, в РЛС сопровождения и т. д. Если сигнал на выходе приемника РЛС сильно искажен, то возникают трудности нахождения сдвига по времени принятого и излученного импульсов, что может привести к ошибке в определении расстояния до цели.

Если требуется *обнаружить сигнал*, то искажения радиоимпульса не только допускаются, но и специально создаются. Задача обнаружения сигнала решается, например, в приемниках РЛС обнаружения либо при приеме сигналов амплитудного телеграфирования. Для выделения сигнала на фоне помех можно использовать *оптимальную фильтрацию*, при которой радиотракт должен иметь частотную характеристику, комплексно-сопряжённую

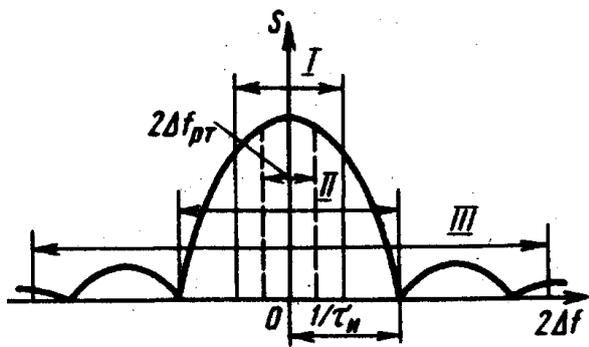


Рисунок 2.11

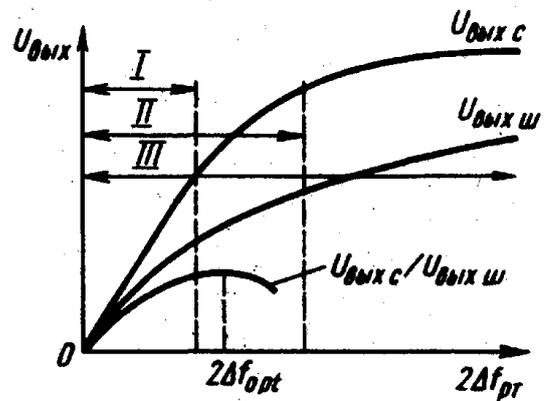


Рисунок 2.12

со спектром принимаемого сигнала. Однако на практике создание оптимального фильтра затруднено, поэтому в радиотракте импульсного приемника, как правило, реализуется *квазиоптимальная фильтрация* с помощью обычных резонансных цепей, полоса пропускания которых выбирается так, чтобы обеспечить максимальное отношение сигнал/шум.

Рассмотрим выбор оптимальной полосы пропускания $2\Delta f_{opt}$ радиотракта для получения максимального отношения сигнал/шум. Для этого проанализируем изменения уровней сигнала $U_{ВЫХ С}$ и шума $U_{ВЫХ Ш}$ на выходе радиотракта с различной полосой пропускания $2\Delta f_{PT}$ (рис. 2.12). На входе радиотракта действует радиоимпульс длительностью τ_H (см. рис. 2.10, а), зависимость модуля спектральной плотности которого от частоты показана на рис. 2.11. С расширением $2\Delta f_{PT}$ напряжение сигнала $U_{ВЫХ С}$ сначала растет пропорционально расширению $2\Delta f_{PT}$, что объясняется примерной равномерностью спектральной плотности радиоимпульса в области I (см. рис. 2.11). При дальнейшем увеличении $2\Delta f_{PT}$ спектральная плотность сигнала в области II (см. рис. 2.11) уменьшается, что приводит к замедлению роста $U_{ВЫХ С}$.

При еще большем расширении $2\Delta f_{PT}$ напряжение $U_{ВЫХ С}$ практически не меняется, поскольку в области III спектральные составляющие сигнала малы. Спектральная плотность шумовой помехи равномерна, поэтому $U_{ВЫХ Ш}$ на выходе радиотракта увеличивается при расширении его полосы пропускания.

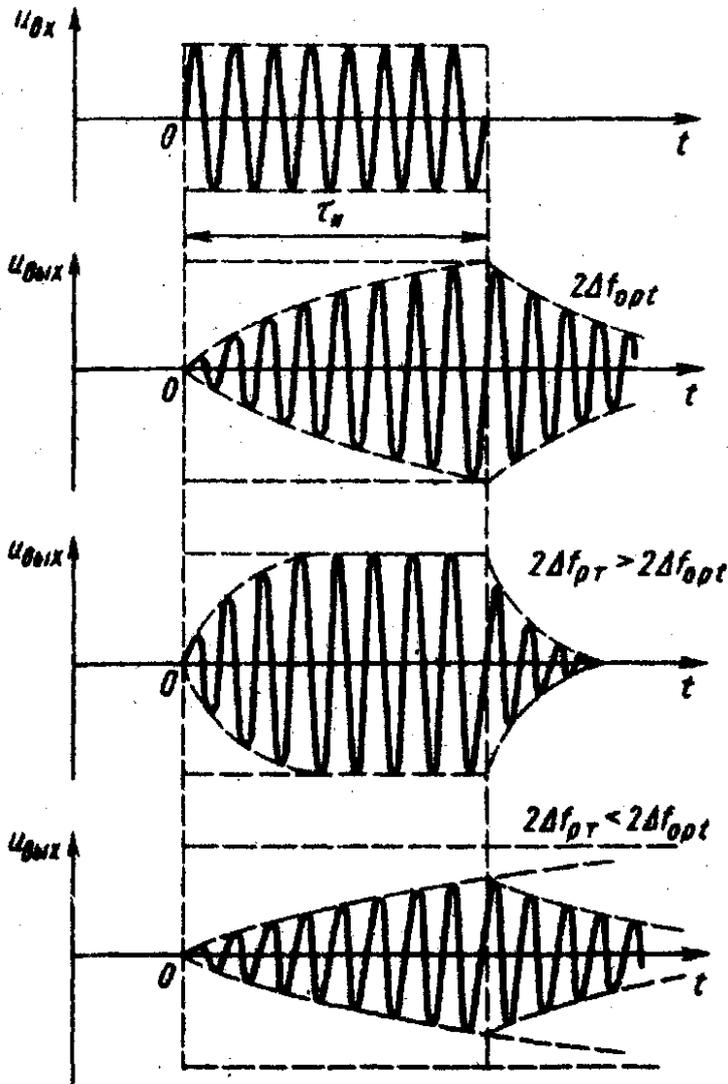


Рисунок 2.13

импульса τ_n ; с увеличением τ_n спектр радиоимпульса сужается, максимум зависимости $\frac{U_{ВЫХ С}}{U_{ВЫХ Ш}} = F(2\Delta f_{PT})$ смещается влево и оптимальная полоса сужается. Числовые расчеты показывают, что для радиотракта с прямоугольной АЧХ

$$2\Delta f_{opt} \approx 1,37/\tau_n. \quad (2.3)$$

Для радиотракта из n одноконтурных резонансных усилителей

$$2\Delta f_{opt} \approx (1,1 \div 1,2)/\tau_n. \quad (2.4)$$

Необходимо учитывать, что составляющие спектра случайной шумовой помехи несинфазны, поэтому

$U_{ВЫХ Ш} = \sigma \sqrt{2\Delta f_{PT}}$, где σ^2 - спектральная плотность шума (энергия на единицу полосы). Соответствующая

зависимость $U_{ВЫХ Ш} = F(2\Delta f_{PT})$ показана на рис. 2.12. Используя зависимости $U_{ВЫХ С}$ и $U_{ВЫХ Ш}$ от $2\Delta f_{PT}$ можно

построить зависимость отношения $\frac{U_{ВЫХ С}}{U_{ВЫХ Ш}}$

на выходе радиотракта от его полосы пропускания $2\Delta f_{PT}$ (рис. 2.12).

При $2\Delta f_{PT} = 2\Delta f_{opt}$ отношение $\frac{U_{ВЫХ С}}{U_{ВЫХ Ш}}$ мак-

симально. Значение оптимальной полосы $2\Delta f_{opt}$ за-

висит от длительности

Фактическую полосу пропускания радиотракта расширяют из-за нестабильности частоты гетеродина.

В приемниках РЛС точного наведения на цель и сопровождения цели полоса пропускания радиотракта $2\Delta f_{opt} \approx (2,5 \div 5)/\tau_H$. При этом искажения ВЧ импульса не превышают допустимых: $t_V = (0,15 \div 0,3)\tau_H$.

Диаграммы импульсного сигнала на выходе радиотракта, состоящего из n одноконтурных усилителей, при различных значениях $2\Delta f_{PT}$ показаны на рис. 2.13. При $2\Delta f_{PT} = 2\Delta f_{opt}$ выходное напряжение достигает своего максимального значения за время, равное τ_H .

Выводы.

1. При усилении радиоимпульса в радиотракте приемника возникают два переходных процесса (при его появлении и его окончании), что обуславливает искажения импульсного сигнала.

2. Для уменьшения искажений радиоимпульсов на выходе радиотракта необходимо расширять его полосу пропускания.

3. Для обнаружения сигнала полоса пропускания радиотракта должна быть оптимальной, при которой обеспечивается максимальное отношение сигнал/шум на выходе радиотракта РПУ.

4. При оптимальной полосе пропускания радиотракта напряжение ВЧ импульса на его выходе достигает своего значения за время, равное τ_H .

2.4 Радиоприемники сигналов частотного телеграфирования

Искаженна ЧТ сигналов в радиотракте. При частотном телеграфировании частота сигнала меняется скачком и принимает значение f_1 либо f_2 (рис. 2.4, в). Среднее значение частоты, на которую настроен радиотракт, $f_0 = 0,5(f_1 + f_2)$; для частот f_1 и f_2 радиотракт расстроен. При скачке частоты $2\Delta f = f_2 - f_1$ в радиотракте возникает переходный процесс, являющийся источником искажений сигнала. Предположим, что при $t = 0$ произошел скачок частоты без разрыва фазы. Для исследования переходных процессов будем считать, что при $t = 0$ происходит выключение напряжения u_1 , с частотой f_1 и одновременное включение напряжения u_2 с частотой f_2 . При выключении u_1 и включении u_2 возникают свои переходные процессы. Так как радиотракт линеен, то к нему применим принцип суперпозиции, согласно которому для нахождения суммарного переходного процесса можно сначала определить переходные процессы, возникающие в результате действия u_1 или u_2 .

Напряжение $u_{ВЫХ1}$ на выходе радиотракта при выключении напряжения u_1 затухает по экспоненте, частота заполнения равна собственной резонансной частоте f_0 радиотракта, фаза колебания $u_{ВЫХ1}$, при $t = 0$ не изменяется. Напряжение $u_{ВЫХ2}$ при включении u_2 нарастает не строго по экспоненте; при

$t = 0$ на выходе радиотракта сначала возникает колебание с частотой f_0 а затем частота этого колебания постепенно изменяется от f_0 до f_1 . Таким образом, при скачке частоты ($t = 0$) в радиотракте возникают: собственные затухающие колебания с частотой f_0 из-за выключения u_1 собственные колебания с частотой f_0 , вследствие включения u_2 и вынужденные колебания с частотой f_2 от включения u_2 . Поэтому при скачке частоты ЧТ сигнала про-

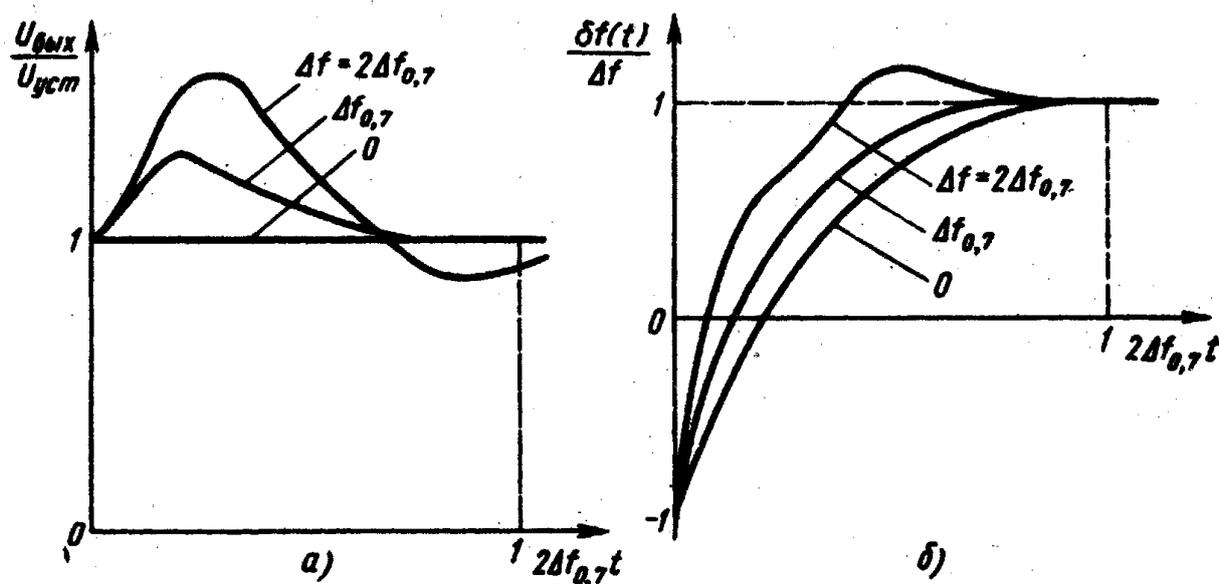


Рисунок 2.14 – Влияние полосы пропускания радиотракта

исходит изменение огибающей напряжения на выходе радиотракта (рис. 2.14, а); при этом частота напряжения $u_{\text{ВЫХ}2}$ постепенно изменяется от f_1 до f_2 (рис. 2.14, б). На рис. 2.14 $2\Delta f_{0,7}$ - полоса пропускания радиотракта на уровне 0,7 от максимального усиления сигнала; $U_{\text{уст}}$ - установившееся значение выходного напряжения; $\delta f(t)$ - приращение частоты напряжения на выходе радиотракта.

Спектр высокочастотного ЧТ сигнала зависит как от частоты манипуляции F_M так и от девиации частоты Δf_{max} . Обычно девиацию частоты выбирают в пределах $1,5F_M \leq \Delta f_{\text{max}} \leq 3,4F_M$. При этом воспроизведение телеграфных сигналов без существенных искажений можно осуществить при

$$2\Delta f_{\text{PT}} \approx 2,6\Delta f_{\text{max}} = 1,1F_M. \quad (2.5)$$

При частотном телеграфировании амплитуды составляющих спектра боковых колебаний с большими номерами убывают быстрее, чем при амплитудном, что свидетельствует о более узкой ширине спектра при ЧТ по сравнению с АТ. Это позволяет значительно сузить полосу частот, занимаемую передатчиком, а также полосу пропускания приемника. Последнее определяет

одно из важнейших преимуществ ЧТ по сравнению с АТ: более высокую помехоустойчивость приема.

Выводы.

1. При скачке частоты сигнала частотного телеграфирования происходит изменение огибающей напряжения на выходе радиотракта, зависящее от девиации частоты Δf_{\max} . При $2\Delta f_{\max} \leq 2\Delta f_{PT}$ огибающая изменяется по аperiодическому закону, при $2\Delta f_{\max} > 2\Delta f_{PT}$ - по колебательному.

2. При скачке частоты сигнала от f_1 до f_2 на входе радиотракта частота напряжения на его выходе постепенно изменяется от f_1 через f_0 до f_2 .

3. Частотное телеграфирование по сравнению с амплитудным обеспечивает более высокую помехоустойчивость приема.

Выходные устройства при приеме ЧТ и ДЧТ сигналов. Выделение сигналов нажатия и отжатая можно осуществить двумя способами. Первый способ (прием по мгновенной частоте) основывается на непосредственном детектировании радиосигнала. Напряжение на выходе обычного частотного детектора пропорционально отклонению мгновенной частоты входного колебания от средней частоты настройки. При таком способе приема различие между частотами нажатия и отжатая может быть сколь угодно малым, но при этом требуется высокая стабильность нулевой точки ЧД и настройки приемника.

При втором способе, широко применяемом в настоящее время (прием по мгновенным значениям огибающей), радиоприемник ЧТ имеет два канала: положительный - для приема сигналов нажатия и отрицательный - для приема сигналов отжатия (по существу, это два канала АТ).

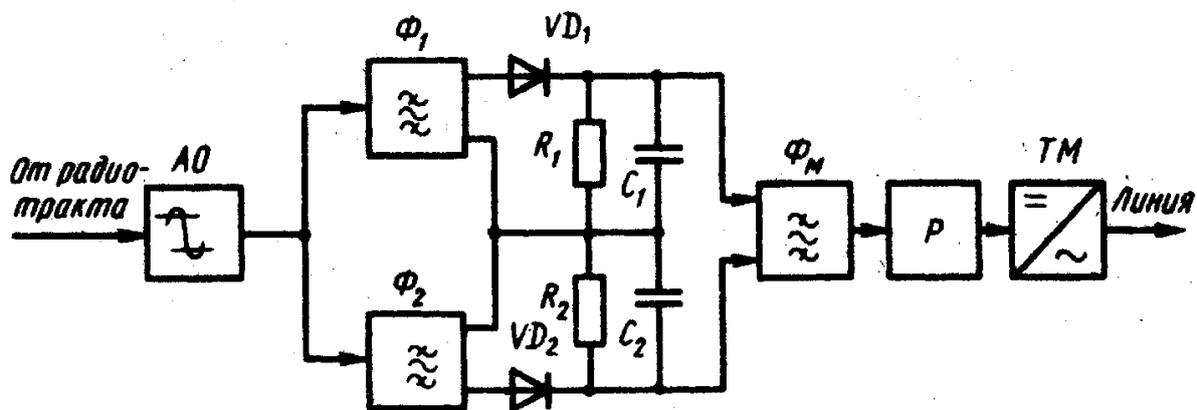


Рисунок 2.15 – Выходное устройство приемника ЧТ- сигналов

Структурная схема выходного устройства для приема ЧТ сигналов методом разделения частот нажатия и отжатия с помощью фильтрового ЧД по-

казана на рис. 2.15. Ограничитель AO устраняет паразитную амплитудную модуляцию и амплитудные преобладания сигналов нажатия и отжатия. Фильтры Φ_1 и Φ_2 настроены соответственно на частоты нажатия и отжатия, выходные напряжения фильтров подводятся к диодам VD_1 и VD_2 . Полярность напряжения на выходе $ЧД$ определяется знаком передаваемого телеграфного сигнала. Напряжение с выхода $ЧД$ поступает на фильтр манипуляции Φ_M , полоса пропускания которого выбирается исходя из условия обеспечения наилучшей фильтрации помех. После фильтра Φ_M сигнал, восстановленный регенератором P , подается на тон-манипулятор $ТМ$.

Полярность напряжения на выходе $ЧД$ определяется с помощью порогового устройства, которое может являться входным каскадом регенератора или представлять собой самостоятельный каскад выходного устройства РПУ. К пороговому устройству предъявляются следующие требования: обеспечение определенного порога срабатывания, наличие двух устойчивых состояний (зависящих от уровня сигнала на входе), возможно меньшая зона нечувствительности, достаточная стабильность порога.

Выходное устройство для приема ДЧТ сигналов (рис. 2.16) содержит четыре канальных фильтра $\Phi_1 \dots \Phi_4$, что связано с необходимостью принимать сигнал на четырех различных частотах $f_1 - f_4$. К канальным фильтрам подключены восемь диодов $VD_1 - VD_8$, работающих попарно на общие нагрузки. Диоды соединены с нагрузками так, что на резисторах R_1, R_2 выделяется сигнал первого, а на резисторах R_3, R_4 - сигнал второго телеграфного канала. Да-

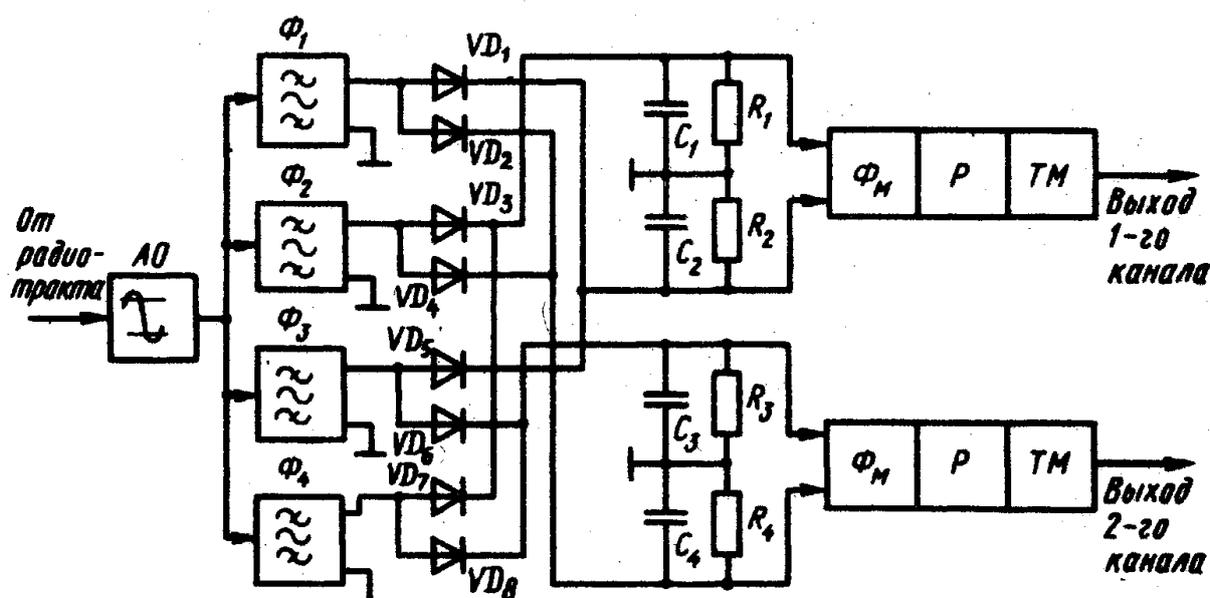


Рисунок 2.16 - Выходное устройство приемника ДЧТ- сигналов

лее сигналы каждого канала проходят через фильтр манипуляции Φ_M , реге-

нератор P , тонманипулятор TM и по отдельным линиям направляются в радиоаппаратную.

Для передачи двух каналов в системе ДЧТ требуется четыре частоты. Столько же частот потребовалось бы и для передачи двух независимых каналов. Однако при этом передавалось бы одновременно два сигнала с различными частотами, и мощность передатчика делилась бы поровну между ними. При ДЧТ вся мощность передатчика концентрируется на передаче сигнала одной частоты; это приводит к увеличению отношения сигнал/помеха на входе радиоприемника, а следовательно, и к росту помехоустойчивости приема.

Регенерация протектированного ЧТ сигнала. Один из методов регенерации сигнала основан на том, что искажения сигнала в основном проявляются в начале и конце телеграфной посылки; полярность импульса в средней его части в наибольшей степени совпадает с полярностью переданного сигнала. Поэтому в регенераторе обеспечивается оценка полярности принятой посылки в ее середине за короткое время. Если регистрируется положительная полярность, то регенератор вырабатывает положительный импульс прямоугольной формы, если отрицательная полярность, то отрицательный импульс. Такой метод регенерации называется *методом апробирования*. При другом методе регенерации - *методе интегрирования* - протектированный сигнал интегрируется за время длительности посылки. Если результат интегрирования выше некоторого порога, то регенерируется положительный импульс, если меньше порога, то отрицательный импульс. Для работы регенератора необходима цепь синхронизации, обеспечивающая оценку полярности принятой посылки точно в ее середине либо интегрирование точно от начала до конца посылки.

Выводы

1. Детектирование сигнала в приемниках ЧТ может осуществляться либо с помощью обычного ЧД, либо с помощью фильтрового ЧД (см. рис. 11.12).
2. В выходное устройство при приеме ЧТ сигналов помимо детектора обычно входят фильтр манипуляции, регенератор и тонманипулятор.
3. Регенерацию принятого сигнала осуществляют методами стробирования или интегрирования.

2.5 Радиоприемники сигналов фазового телеграфирования

Искажения ФТ сигналов в радиотракте. При ФТ фаза ВЧ колебания на входе радиотракта приемника меняется скачками (см. рис. 2.4, z). Предположим, что при $t=0$ произошел скачок фазы (на 180°) напряжения u_{BX} на входе радиотракта (рис. 2.17, a). Этот ФТ сигнал можно представить в виде суммы двух напряжений: u_1 - выключаемого и u_2 - включаемого при $t=0$.

Напряжение $u_{\text{ВЫХ1}}$ на выходе радиотракта при выключении u_1 показано на

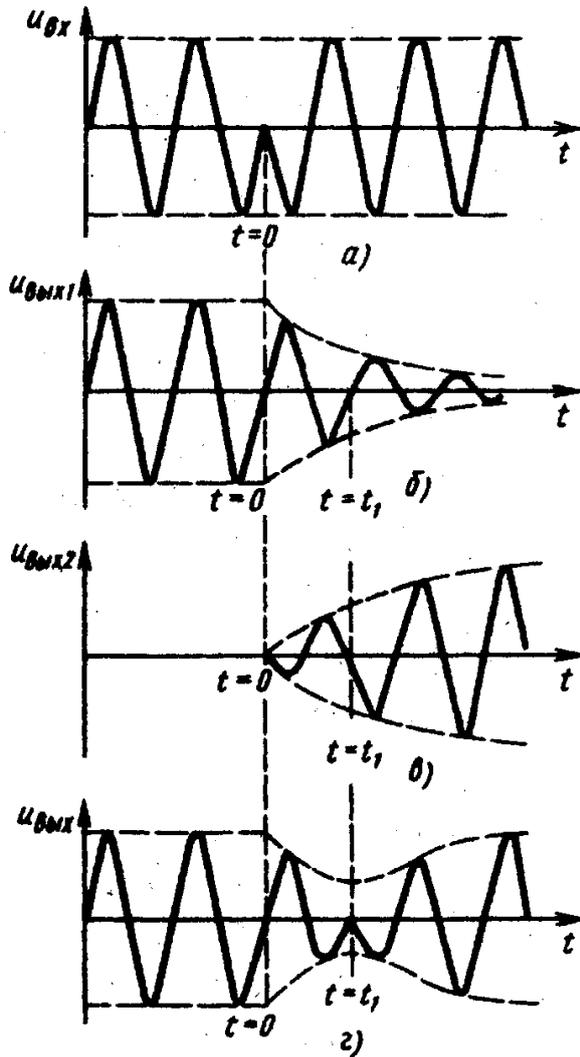


Рисунок 2.17

несущей и отстающих друг от друга по частоте на F_M . При фазовой манипуляции $\pm 180^\circ$ несущее колебание в спектре ФТ сигнала полностью исчезает (при передаче телеграфных точек) и спектр становится аналогичным спектру АТ сигнала с подавленной несущей и увеличенным уровнем боковых составляющих в два раза. Поэтому при ФТ энергия боковых составляющих, несущих информацию, возрастает, что приводит к повышению помехоустойчивости приема ФТ - сигнала.

рис. 2.17, б напряжение $u_{\text{ВЫХ2}}$ при включении u_2 - на рис. 2.17, в результирующее напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ - на рис. 2.17, г. В момент времени $t = t_1$ $u_{\text{ВЫХ}} = 0$. При

$t < t_1$ $u_{\text{ВЫХ1}} > u_{\text{ВЫХ2}}$ и напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ будет определяться в основном напряжением $u_{\text{ВЫХ1}}$. При $t > t_1$ $u_{\text{ВЫХ1}} < u_{\text{ВЫХ2}}$ и результирующее напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ будет определяться в основном значением $u_{\text{ВЫХ2}}$. Скачок фазы напряжения на выходе радиотракта происходит не при $t = 0$, а при $t = t_1$. Таким образом, при прохождении ФТ сигнала через радиотракт переходные процессы приводят к двум видам искажений сигнала: к провалу огибающей $u_{\text{ВЫХ}}$ и к сдвигу (запаздыванию) момента скачка фазы на время, равное t_1 .

Спектр ФТ сигнала, как и спектр АТ сигнала, содержит помимо несущего колебания ряд боковых составляющих, расположенных симметрично относительно

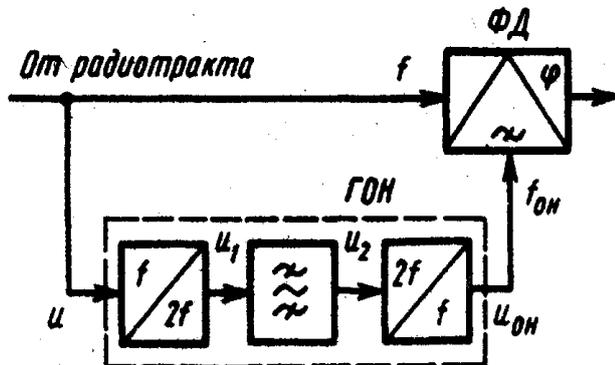


Рисунок 2.18 – Детектор ФТ - сигналов

Спектр ФТ сигнала, как и спектр АТ сигнала, содержит помимо несущего колебания ряд боковых составляющих, расположенных симметрично относительно

Вывод.

При прохождении ФТ сигнала через радиотракт в выходном напряжении появляется провал в огибающей, а также происходит запаздывание момента скачка фазы.

Детектирование ФТ сигналов Детектирование можно производить фазовым детектором ФД, для работы которого необходимо опорное гармоническое напряжение (ОН), формируемое из самого сигнала (рис. 2.18). Для получения ОН используется устройство ГОН, состоящее, например, при манипуляции фазы на 180° из удвоителя частоты (двухполупериодного детектора), фильтра на удвоенную частоту сигнала и делителя частоты на два. Диаграммы, поясняющие принцип работы ГОН, приведены на рис. 2.19.

Основной недостаток ФТ - возникновение «негативной работы» («обратной работы») при случайном скачке фазы ОН. Так как ГОН не реагирует на манипуляцию фазы ФТ сигнала u , то он может с равной вероятностью вырабатывать опорное напряжение ГОН, совпадающее по фазе как с положительными, так и с отрицательными посылками (при ФТ с изменением фазы на 180°). Соответственно на выходе ФД вместо положительной может воспроизвестись отрицательная посылка, и наоборот. Одним из способов борьбы с «негативной работой» является использование ОФТ.

Выходные устройства для приема ОФТ сигналов. При ОФТ манипуляции подвергается разность фаз между соседними посылками (см. рис. 2.4, д). При этом изменение фазы сигнала происходит только в том случае, когда следующая передаваемая посылка негативная. При переходе к передаче позитивной посылки фаза сигнала сохраняется прежней. Имеется две разновидности выходных устройств для приема ОФТ сигналов. В первой оценка знака элементарной посылки проводится с помощью непосредственного сравнения фаз (рис. 2.20). На ФД поступают принятый сигнал u и сигнал u_τ , задержанный линией задержки ЛЗ на время одной элементарной посылки. Напряжение

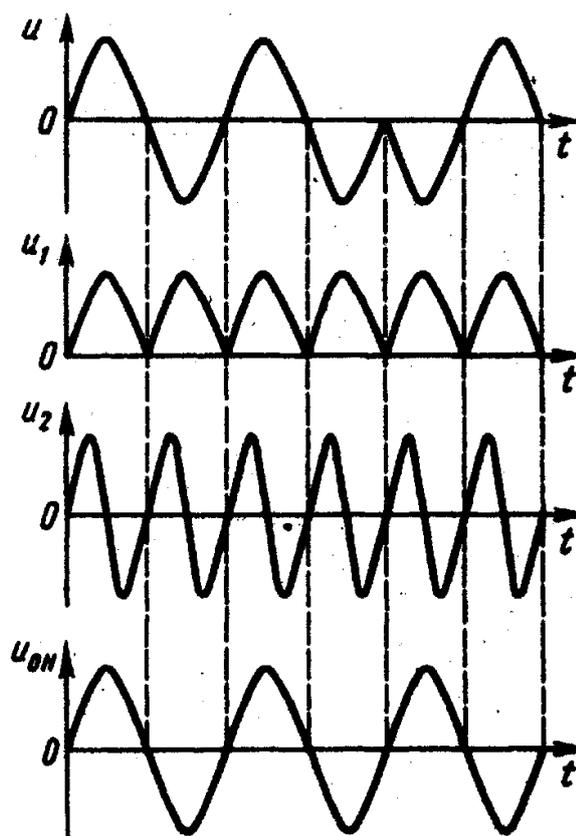


Рисунок 2.19 – Работа ГОН

на выходе зависит от сдвига фаз между напряжениями u и u_r . При нулевом сдвиге выходное напряжение положительно. При сдвиге фаз на 180° выходное напряжение отрицательно. При этом напряжение на выходе схемы изме-

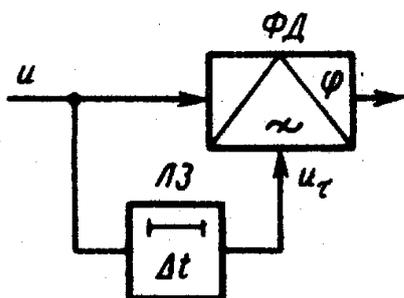


Рисунок 2.20

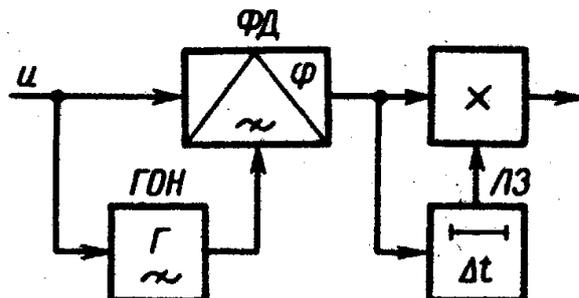


Рисунок 2.21

няется по закону манипуляции.

Вторая разновидность выходных устройств основана на сравнении полярности принятых элементарных сигналов (рис. 2.21): сначала производится синхронное детектирование посылок, а затем сравнение данной посылки с предыдущей. Наряду с однократной применяется и двукратная ОФТ, при которой разность фаз соседних посылок может принимать одно из четырех возможных значений: 0 , 90° , 120° , 180° . Значения разности фаз соответствуют определенным сочетаниям знаков элементарных посылок.

Выводы

1. В приемниках ФТ используется синхронное детектирование посылок фазовым детектором, для работы которого необходимо опорное напряжение, формируемое из принимаемого ФМ сигнала с помощью ГОН.

2. Основной недостаток ФТ - возникновение «негативной работы» - устраняется в системе ОФТ.

3 РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ [15]

3.1 Назначение и структурные схемы

Радиолокационные приемники (РЛП) являются составной частью радиолокационных станций (РЛС), предназначенных для обнаружения, определения координат и параметров движения удаленных объектов (целей) путем приема отраженной от них электромагнитной энергии. В зависимости от структуры радиолокационного сигнала различают два вида РЛС: с импульсными и непрерывными сигналами. В *импульсных* РЛС передатчик периодически излучает кратковременные зондирующие импульсы (ЗИ) с гармоническим либо с частотно-модулированным ВЧ-заполнением, которые отражаются от объекта и принимаются РЛП в промежутках между ЗИ. В РЛС с *непрерывным излучением* используются немодулированные и ЧМ-колебания. Применяются в РЛС и псевдослучайные шумоподобные сигналы.

Приемники импульсных РЛС. В импульсных РЛС (рис. 3.1) передатчик излучает в направлении объекта короткие СВЧ-радиоимпульсы, которые после отражения от объекта поступают на вход приемника с временным сдвигом $\Delta t = 2R/c$, где R — расстояние до объекта. По значению Δt можно судить о

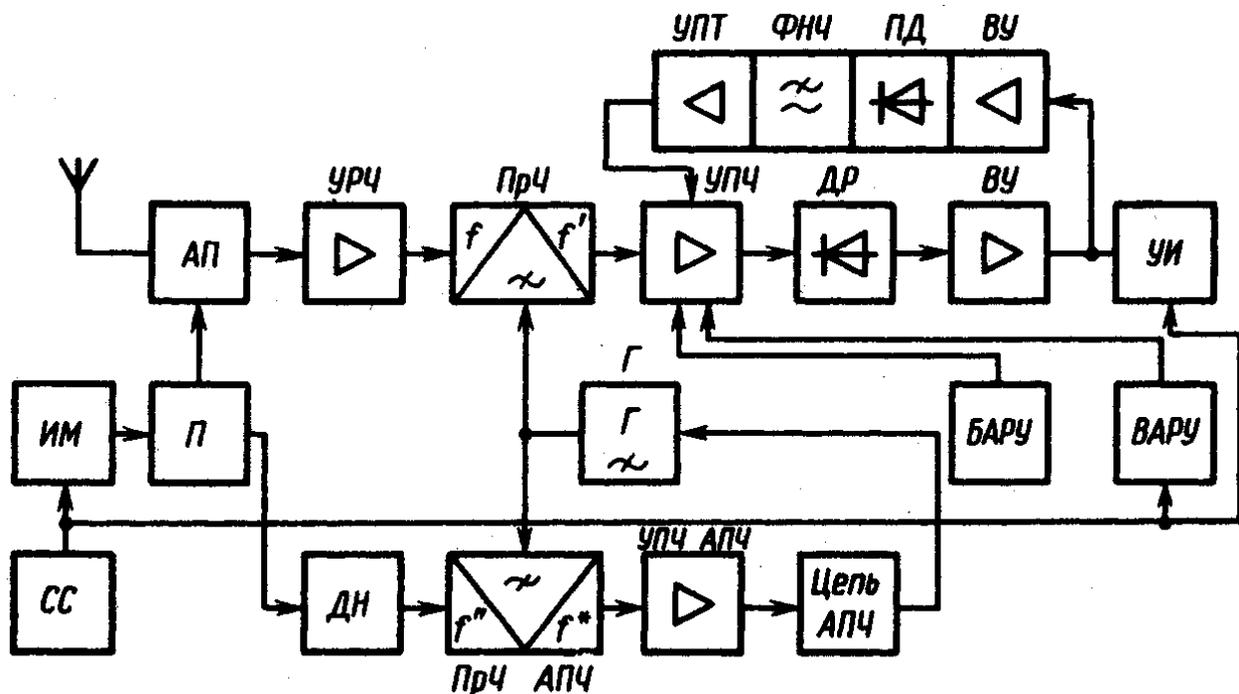


Рисунок 3.1 – Структурная схема импульсной РЛС

расстоянии R до объекта; узкополосная диаграмма направленности антенны РЛС позволяет определять угловое направление на объект. Система синхронизации (СС) вырабатывает синхроимпульсы (СИ), которые вызывают сраба-

тывание импульсного модулятора (*ИМ*). Импульсы со стабильным периодом повторения $T_{и}$ от *ИМ* запускают мощный импульсный передатчик (*П*), генерирующий короткие радиоимпульсы. Эти радиоимпульсы через антенный переключатель (*АП*), осуществляющий автоматическое переключение антенны с передачи на прием и обратно и обеспечивающий защиту входа приемника от больших уровней импульсного сигнала на выходе передатчика, излучаются в пространство в направлении объекта. Отраженный от объекта радиоимпульс принимается антенной и через *АП* передается на вход РЛП. Поскольку передаваемые и принимаемые радиоимпульсы разнесены во времени, в РЛС можно использовать общую антенну для передатчика и приемника. Сигнал с выхода *АП* усиливается малошумящим *УРЧ*, преобразуется в *ПрЧ* в сигнал промежуточной частоты, детектируется в детекторе радиоимпульсов (*ДР*), усиливается видеоусилителем (*ВУ*) и подается на устройство индикации (*УИ*), работа которого синхронизируется от *СС*. В *УИ* регистрируется время Δt между переданным и принятым импульсами. В качестве *УИ* обычно используют электронно-лучевую трубку. Для автоподстройки частоты гетеродина (*Г*) применяют двухканальную АПЧ. В приемнике РЛС по схеме рис. 3.1 предусмотрена обычная программная и быстродействующая АРУ.

Система селекции движущихся целей (СДЦ). В импульсных РЛС СДЦ предназначены для регистрации слабых сигналов, отраженных от движущихся целей, при мешающем влиянии отражений от местных предметов (облаков, земной поверхности и т. д.).

Передатчик РЛС (рис. 3.2) последовательно во времени излучает ВЧ - импульсы. Часть излучаемой передатчиком мощности, например с помощью

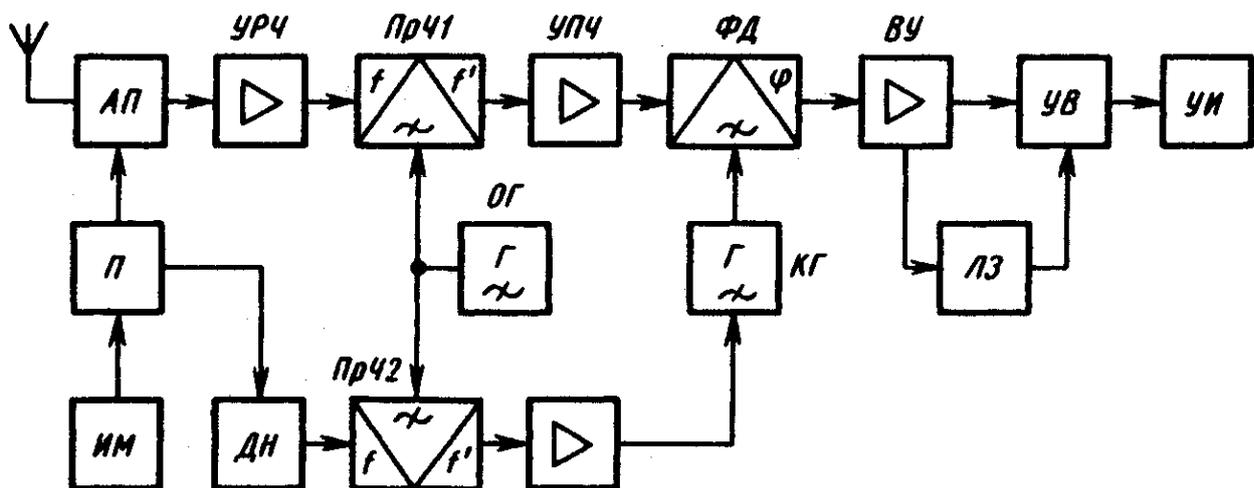


Рисунок 3.2 – Структурная схема импульсной с системой селекции движущихся целей

направленного ответвителя, отводится на *ПрЧ2*, в котором это напряжение смешивается с сигналом стабилизированного опорного генератора (*ОГ*). Напряжение с выхода *ПрЧ2* используется для фазовой синхронизации коге-

рентного гетеродина ($KГ$). Излучаемые импульсы отражаются от движущегося и неподвижного объектов. Отражение последующего ВЧ - импульса от неподвижного объекта происходит через то же время, что и для предыдущего импульса; однако отражение последующего импульса от движущегося объекта произойдет через другой интервал времени. Разница во времени поступления предыдущего и последующего импульсов несет в себе информацию о скорости движения объекта, которую можно оценить в фазовом детекторе ($\PhiД$) по сдвигу фаз $\Delta\varphi$, отраженного от объекта и опорного сигнала гетеродина ($KГ$). На время передачи очередного импульса информация о разности фаз хранится в линии задержки ($ЛЗ$), при приеме очередного импульса хранимое в $ЛЗ$ значение $\Delta\varphi$ для предыдущего импульса вычитается в устройстве вычитания ($УВ$) из значения $\Delta\varphi$ для принимаемого импульса. Сигнал на выходе $УВ$ появляется только в том случае, если значение $\Delta\varphi$ изменилось, т. е. при отражении сигнала от движущегося объекта.

Система сжатия радиоимпульсов для увеличения дальности или разрешающей способности РЛС. Для увеличения дальности действия РЛС необходимо повышать среднюю мощность P_{CP} передатчика за период повторения зондирующих импульсов и увеличивать их период повторения $T_{И}$. Однако увеличение периода повторения $ЗИ$ приводит, как правило, к уменьшению мощности P_{CP} . Поэтому для увеличения дальности РЛС приходится длительность излучаемого импульса выбирать большей, что затрудняет подавление

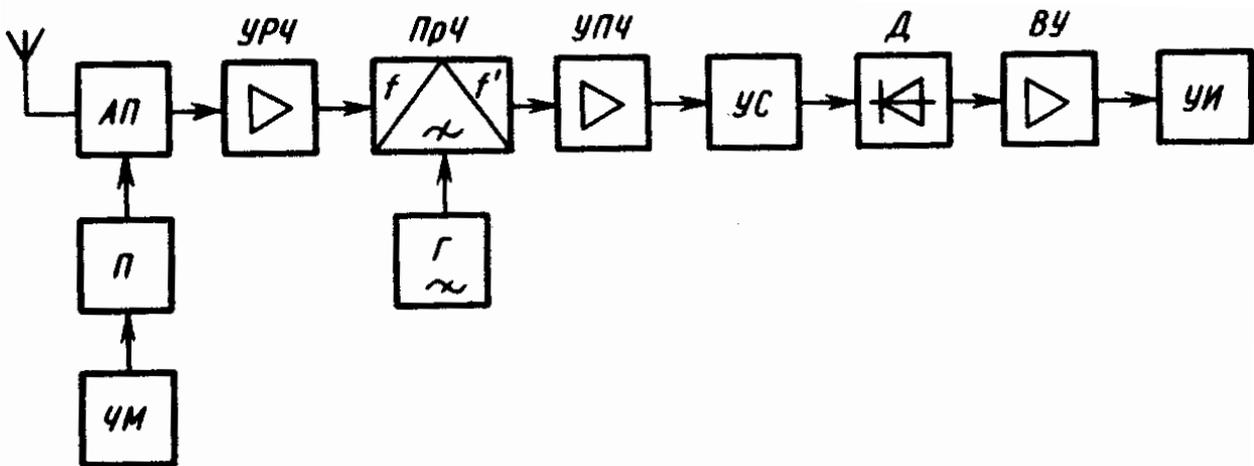


Рисунок 3.3 – Структурная схема РЛС со сжатием импульсов при линейной частотной модуляции

ние прямого прохождения излучаемого ВЧ - импульса на вход приемника и усложняет обеспечение требуемого разрешения по дальности. **Чтобы рост $\tau_{И}$ не влиял на разрешение РЛС по дальности, необходимо использовать ВЧ - импульсы с широким спектром, что можно достичь с помощью модуляции его гармонической несущей; обычно применяют линейную частотную модуляцию либо фазовую манипуляцию. Таким образом, передатчик РЛС излучает импульсы большой длительности, а на выходе линейной**

части РЛП получают отраженные импульсы малой длительности, т. е. обеспечивается сжатие отраженных импульсов. Структурная схема РЛС со сжатием импульсов при линейной частотной модуляции показана на рис. 3.3. Частотный модулятор (ЧМ) изменяет частоту заполнения ВЧ - импульсов на выходе передатчика (П). Отраженные от объекта импульсы длительностью $\tau_{И1}$ усиливаются в УРЧ преобразуются в ПрЧ, усиливаются в УПЧ и проходят через устройство сжатия (УС), в котором скорость распространения сигналов увеличивается с повышением частоты (составляющие импульсного сигнала с более высокими частотам ускоряются, а с более низкими частотами у переднего фронта импульса замедляются). На выходе УС действует импульс с постоянной частотой заполнения и длительностью $\tau_{И2} < \tau_{И1}$.

Приемники РЛС с непрерывным излучением. В подобных РЛС антенна излучает в направлении объекта непрерывное колебание, которое после отражения от объекта принимается приемником РЛС. При близком расположении передатчика и приемника частота принимаемых колебаний, отраженных от движущегося объекта, отличается от частоты излучаемых передатчиком колебаний на разностную (доплеровскую частоту) $F_D = 2v_r f_0 / c$, где f_0 — частота излучаемых колебаний; v_r , — радиальная скорость движения объекта относительно РЛС; c — скорость света. Значения F_D находятся в диапазоне сравнительно низких частот; выделяя и измеряя доплеровскую частоту, можно определить скорость движения объекта.

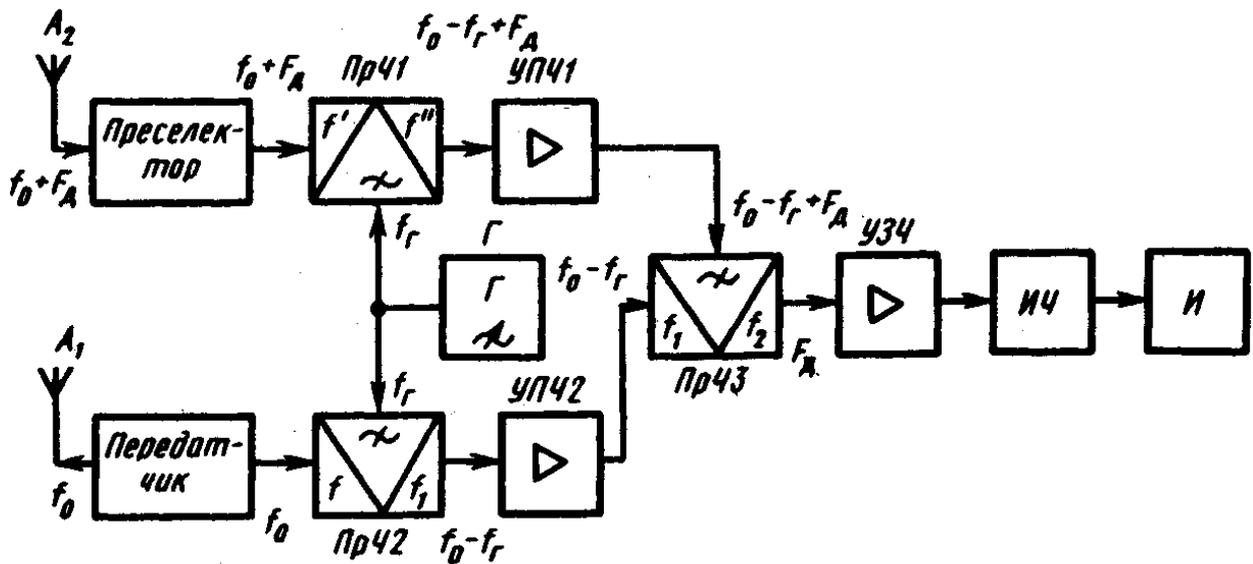


Рисунок 3.4 – Структурная схема приемника РЛС с непрерывным немодулированным излучением

Упрощенная схема приемника РЛС с немодулированным излучением показана на рис. 3.4. Антенна A_1 передатчика излучает в направлении движущегося объекта колебание с частотой f_0 , а антенна A_2 приемника принимает

ет колебание с частотой $f_0 + F_D$. На выходе *ПрЧ1* образуется сигнал промежуточной частоты, равной $f_0 - f_r + F_D$ на выходе *ПрЧ2* — сигнал промежуточной частоты $f_0 - f_r$. Для исключения влияния нестабильности частот гетеродина на точность измерения скорости напряжения с частотой f_r для *ПрЧ1* и *ПрЧ2* получают от одного генератора (*Г*). Напряжение с частотой $f_0 - f_r$ с выхода *ПрЧ 2* используют как гетеродинное для *ПрЧ 3*. С выхода *ПрЧ 3* сигнал с доплеровской частотой F_D поступает на усилитель звуковой частоты (*УЗЧ*), измеритель частоты (*ИЧ*) и далее на индикатор скорости (*И*).

В приемниках, построенных по схеме рис. 3.4, знак доплеровской частоты теряется, что не дает возможности определить направление движения объекта. Этот недостаток устраняется, если вместо *ПрЧ3* применить квадратурный преобразователь с двумя выходными сигналами, относительный сдвиг фаз которых несет информацию о знаке F_D

В высотомерах малых высот (рис. 3.5) используют непрерывные ЧМ-колебания. В них обычно применяется широкополосная частотная модуляция по пилообразному закону с низкой модулирующей частотой. Мгновенная частота излучаемого передатчиком РЛС колебания $f_1 = f_0(1 \pm vt)$, где f_0 — средняя частота излучения; v — коэффициент, характеризующий скорость изменения частоты. Частота принимаемого отраженного сигнала

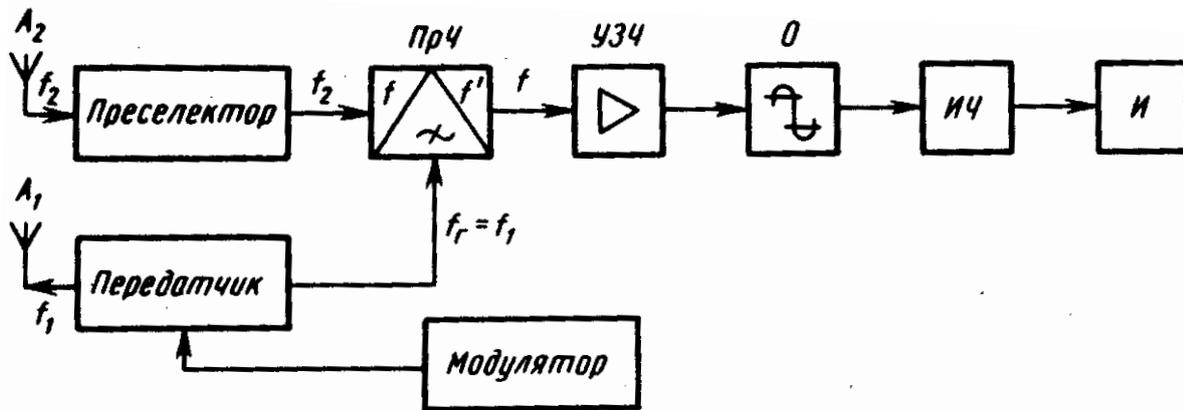


Рисунок 3.5 – Структурная схема высотомера малых высот

$f_2 = f_0[1 \pm v(t - 2R/c)]$, где R — расстояние от РЛС до отражающего объекта. Отраженный сигнал преобразуется в *ПрЧ*, гетеродинное напряжение для которого формируется из колебания на выходе передатчика. На выходе *ПрЧ* образуется сигнал разностной частоты $f = |f_2 - f_1| = 2f_0vR/c$, частота f пропорциональна расстоянию до объекта. Сигнал с частотой f усиливается в *УЗЧ* до уровня, необходимого для работы двустороннего ограничителя (*О*), и после ограничения поступает на измеритель частоты (*ИЧ*) и далее на индикатор расстояния до объекта (*И*). В самолетных высотомерах уровень отраженного сигнала в антенне приемника меняется в очень широких пределах в зависи-

мости от высоты полета. С увеличением высоты полета напряжение на выходе *ПрЧ* уменьшается, а частота f увеличивается. Для поддержания постоянным отношения сигнал/шум на выходе АЧХ УЗЧ должна иметь подъем в области высоких частот.

Выводы.

1. В РЛС с непрерывным излучением для измерения расстояния до цели может быть применено ЧМ - колебание; работа подобных РЛС основана в основном на использовании эффекта Доплера.

2. В импульсных РЛС передатчик излучает периодические зондирующие импульсы с гармоническим заполнением или ЧМ - заполнением, которые после отражения от цели поступают на вход РЛП с временной задержкой, несущей информацию о цели.

3. Системы СДЦ предназначены для регистрации слабых сигналов, отраженных от движущихся целей при мешающем влиянии отражений от местных предметов; информация о скорости движения цели содержится в различии времен прихода предыдущего и последующего импульсов.

4. Антенные переключатели осуществляют коммутацию антенны к передатчику на время излучения зондирующих импульсов либо к приемнику на время приема отраженных импульсов; различают коммутационные переключатели и переключатели на необратимых элементах.

5. В РЛП применяются следующие виды СВЧ - усилителей: транзисторные УРЧ > усилители на туннельных диодах, полупроводниковые параметрические усилители и усилители на лампах бегущей волны. Особенно широко в современных РЛП используют малошумящие интегральные СВЧ УРЧ на биполярных и полевых транзисторах.

6. В качестве смесителей в РЛП» как правило, используют интегральные балансные смесители на диодах Шотки на микрополосковых линиях; в миллиметровом диапазоне в основном применяют полноводные смесители.

7. Для предотвращения перегрузки РЛП при больших по уровню сигналах и для сжатия динамического диапазона входных сигналов используют нелинейные УПЧ с ЛАХ и УПЧ с ограничением. В РЛП применяют ПАРУ, БАРУ и АПЧ.

4 РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ [2]

4.1 Особенности приема сигналов в оптическом диапазоне

Развитие радиоэлектроники характеризуется освоением оптического диапазона частот (длины волн от 1 мм до 1 нм). По физическим свойствам излучения, способам его генерации и индикации оптический диапазон подразделяют на три поддиапазона: ультрафиолетовый ($\lambda = 0,01 \div 0,4$ мкм), видимый ($\lambda = 0,4 \div 0,76$ мкм), и инфракрасный ($\lambda = 0,76 \div 100$ мкм).. Последние два поддиапазона в настоящее время наиболее освоены, поэтому в оптических информационных системах обычно используются указанные длины волн.

Так как длины волн оптического диапазона намного порядков меньше длин волн радиодиапазона, можно выявить ряд преимуществ оптических информационных систем по сравнению с радиосистемами:

высокая скорость передачи информации или высокое временное разрешение;

возможность получения остронаправленной передачи и приема при малых габаритах антенн (телескопов); измерение малых радиальных скоростей объектов за счет большого доплеровского смещения оптических частот и др.

В оптическом диапазоне всегда выполняется условие $\lambda < D$, где D - диаметр (апертура) приемного телескопа. Это позволяет извлекать пространственную модуляцию приходящей волны и осуществлять визуализацию объектов. В соответствии с математическим описанием пространственно-временной структуры поля электромагнитной квазимонохроматической волны $\bar{E}_c(t, \bar{r}) = \bar{E}(t, \bar{r}) \cdot \exp(j\omega_0 t)$ оптическим сигналом называют комплексную огибающую $\bar{E}(t, r) = E_0(t, r) e^{j\varphi(t, r)}$. Полезная информация содержится в закодированном виде в пространственной и временной структуре принимаемого оптического поля. С точки зрения обработки оптического сигнала в приемном устройстве в большинстве случаев операции обработки составляющей поля, зависящей только от времени $\bar{E}(t)$ и только от пространственных координат $\bar{E}(\bar{r})$, разделяются и не влияют друг на друга.

В информационных системах оптического диапазона широко применяется как временная модуляция; когда полезная информация содержится во временных зависимостях $P(t)$, $\bar{E}(t)$, $\varphi(t)$, так и пространственная модуляция, когда информация заключена только в пространственной структуре поля

$\bar{E}(\bar{r})$. Поэтому оптические приемные устройства можно подразделить на два больших класса - приемники оптических сигналов с временной и пространственной модуляцией.

Оптическое приемное устройство строят таким образом, чтобы при заданных параметрах оптического поля на входной апертуре на выходе приемника обеспечивалось требуемое отношение сигнал/шум. Уровень шума на выходе определяется величиной внешних и внутренних шумов приемного устройства, которые зависят от способа преобразования оптического сигнала в электрический и в общем случае от шумов электронно-усилительной части приемника.

В качестве носителя информации в оптических системах чаще всего используется излучение оптических квантовых генераторов (ОКГ) в видимом и ИК диапазонах, таких, как He - Ne ($\lambda_1 = 0,63$ мкм, $\lambda_2 = 1,15$ мкм), рубинового ($\lambda = 0,69$ мкм), Ga - As ($\lambda = 0,9$ мкм), CO_2 ($\lambda = 10,6$ мкм).

Применение указанных ОКГ обусловлено высокой когерентностью и мощностью излучения, а также достаточно высоким развитием техники приема тйкй длин волн.

В оптическом диапазоне используется большое разнообразие видов модуляции несущей. Наряду с традиционными видами аналоговой и импульсной модуляции в оптических информационных системах широко распространены такие виды модуляции, как пространственная, поляризованная, модуляция по интенсивности (ИМ), причем последняя модуляция и ее разновидности - импульсная модуляция по интенсивности (ИМИ), кодоимпульсная модуляция по интенсивности (КИМ — ИМ) - применяются наиболее часто. Это объясняется простота ее осуществления и хорошими характеристиками (высокое быстродействие и линейность), а также тем, что оптические приемники часто строят по схеме прямого детектирования, в которых ток I , протекающий через детектор излучения, в соответствии с законам Столетова пропорционален мощности P принимаемого излучения:

$$I = \frac{\eta q_{\text{э}}}{hf}, \quad (4.1)$$

где η - квантовая эффективность детектора излучения; $q_{\text{э}}$ - заряд электрона; h - постоянная Планка; f - частота принимаемого оптического излучения.

Произведение hf представляет собой энергию кванта принимаемого излучения и отражает корпускулярные свойства оптических волн. Конечная энергия кванта приводит к возникновению в оптических приемниках специфической составляющей внешних шумов - так называемого квантового шума, который вызван принимаемым сигналом и является принципиально неустраняемым.

Спектральная плотность мощности теплового и квантового шума определяется выражением Γ

$$G(f) = \frac{hf}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1} + hf, \quad (4.2)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град - постоянная Больцмана; T - абсолютная температура, К.

В радиодиапазоне выполняется условие $hf \ll kT$, $G(f) = kT$, т. е. спектральная плотность мощности шума обусловлена тепловыми шумами источника. С ростом частоты все более проявляются корпускулярные свойства излучения и при $hf \gg kT$ (выражение (13.2) переходит в равенство $D(f) = hf$, т. е. шум определяется только квантовыми эффектами и называется квантовым шумом;

Область частот, где квантовый шум является преобладающим, определяется очевидным неравенством $f \gg kT/h$, что в условиях комнатной температуры приводит к значениям $f > 6 \cdot 10^{12}$ Гц или $\lambda < 50$ мкм. С учетом данного ранее определения оптического диапазона можно заключить, что квантовый шум присущ всем оптическим приемным устройствам, а его вклад тем существеннее, чем выше несущая частота. Другим важнейшим источником внешних шумов является фоновое излучение. Его мощность, воздействующая на оптическое приемное устройство

$$P_{\text{фон}} = b \Omega_{\text{пр}} \Delta \lambda S_{\text{пр}}, \quad (4.3)$$

где b - спектральная яркость фона, Вт/(м² ср мкм); $\Omega_{\text{пр}}$ - телесный угол поля зрения приемника, ср; $\Delta \lambda$ - оптическая полоса пропускания, мкм; $S_{\text{пр}}$ - площадь входной апертуры оптического приемника, м².

Как следует из (13.3); величина $P_{\text{фон}}$ зависит от условий работы, параметров оптической системы приемника и может изменяться в широких пределах. Так, например, в видимом диапазоне прямое излучение Солнца характеризуется величиной $b = 10^7$ Вт/(м² ср мкм), а фоновому излучению ясного неба соответствует $b = 10$ Вт/(м² ср мкм).

Для надежного приема слабых сигналов стремятся уменьшать уровень фоновых засветок. Эффективным путем их ослабления является установка в оптическом тракте приемника узкополосных интерференционных фильтров с $\Delta \lambda = 1 \div 10$ нм.

На приемные устройства оптических систем, использующих в качестве среды распространения атмосферу, воздействуют дополнительные помехи, связанные с рассеянием излучения, флуктуациями траектории луча ОКГ и ухудшением пространственной когерентности принимаемого оптического поля. Действие атмосферных помех может быть ослаблено применением адаптивной оптики, временного стробирования и т. д.

Подобно радиодиапазону, в оптическом диапазоне существуют два основных метода приема сигналов - некогерентный и когерентный, в соответствии с которыми приемные устройства подразделяются на два класса - приемники прямого детектирования и гетеродинные приемники, обобщенные структурные схемы которых показаны на рис. 4.1, 4.2.

Анализ потенциальных возможностей приема оптического излучения показывает, что в условиях действия только квантового шума теоретический предел их чувствительности составляет величину

$$P_{\text{ПРЕД}} = n \frac{hf \Delta F}{\eta},$$

где $n=1$ и 2 для гетеродинных приемников и приемников прямого детектирования соответственно.

Таким образом, в отличие от радиодиапазона в оптическом диапазоне предельные чувствительности при когерентном и некогерентном методах приема теоретически оказывается соизмеримыми. На практике, однако, можно реализовать лишь чувствительность приемного устройства, в той или иной мере приближающуюся к теоретическому пределу. Это обусловлено наличием внешних и внутренних помех, связанных прежде всего с фоновым излучением, собственными шумами детектора и последующей схемы обработки принятых сигналов.

Интенсивное развитие теории и техники приема оптических сигналов диктуется практическими потребностями различных отраслей народного хозяйства в эффективных системах передачи, извлечения и обработки больших объемов информации. Из всего многообразия научно-технических проблем, сто-

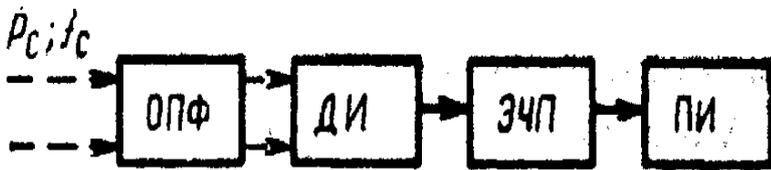


Рисунок 4.1 – Приемник прямого детектирования

ящихся перед разработчиками приемных устройств оптических информационных систем, можно отметить две наиболее актуальные:

1) создание высокочувствительных и широкополосных микроэлектронных приемных устройств оптического диапазона, обладающих высокой надежностью и экономичностью. Потребность в таких приемниках особенно велика в волоконно-оптических линиях передачи информации (ВОЛП), успешно используемых, например, в системах обмена данными вычислительных комплексов, кабельного телевидения и т. д.;

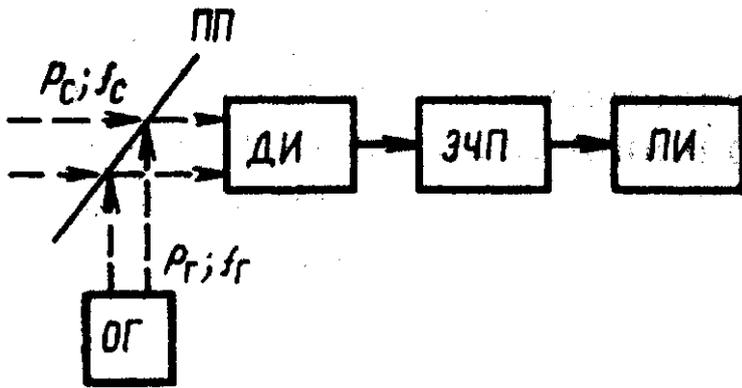
2) разработка приемных устройств оптических систем извлечения некоординатной информации, например о форме и структуре поверхности объектов, используемых в робототехнике, оптической локации и т. д. Возможность визуализации объектов объясняется тем, что в отраженном сигнале содержится в закодированном виде информация о геометрии и отражающих свойствах

поверхности объекта. Распределение оптического поля на входной апертуре приемного устройства от i -го участка поверхности объекта определяется выражением:

$$\bar{E}_i(\bar{r}, \bar{\rho}_i) = \frac{const}{R(\bar{r}, \bar{\rho}_i)} \exp \left[j\varphi_i + j \frac{2\pi}{\lambda} R(\bar{r}, \bar{\rho}_i) \right], \quad (4.4)$$

где $\bar{r}, \bar{\rho}_i$ - радиусы-векторы точек, на приемной апертуре и поверхности объекта соответственно; $R(\bar{r}, \bar{\rho}_i)$ - функция передачи свободного пространства.

Суммарное поле от всех “блестящих” точек поверхности будет описываться соотношением



$$\bar{E}_c = \sum_i \bar{E}_i(\bar{r}, \bar{\rho}_i). \quad (4.5)$$

Из (4.4) и (4.5) следует, что если объект находится в зоне дифракции Френеля относительно приемного телескопа, чему соответствует определенное значение функции $R(\bar{r}, \bar{\rho}_i)$, то может быть сформировано изображение

Рисунок 4.2 – Гетеродинный приемник

объекта. Эта задача решается приемным устройством на основе анализа пространственного распределения поля в фокусе приемного телескопа.

4.2 Приемные устройства оптических сигналов с временной модуляцией

Для приема сигналов с временной модуляцией используются как приемники прямого детектирования (см. рис. 4.1), так и гетеродинные приемники (см. рис. 4.2).

В приемниках прямого детектирования оптическое излучение проходит через оптический полосовой фильтр (ОПФ), предназначенный для ослабления фоновых излучений, и концентрируется на поверхности детектора излучения (ДИ), преобразующего оптический сигнал в электрический. Далее он усиливается и обрабатывается в электронной части приемника (ЭЧП) аналогично тому, как это делается в радиоприемнике. Поскольку отклик детектора излучения не зависит от частоты и фазы оптической несущей, приемники прямого детектирования применяются в системах с ИМ модуляцией сигналов. При низкой квантовой эффективности детектора излучения принимаемый сигнал иногда предварительно усиливают с помощью оптического квантового усилителя (ОКУ), чем достигается повышение чувствительности приемника.

При гетеродинном приеме когерентного излучения принимаемый сигнал частоты f_c и опорное колебание гетеродина частоты f_T с помощью полупрозрачной пластины ПП направляют на поверхность детектора излучения. В результате интерференции на выходе детектора возникает электрический сигнал с частотой $f_H = |f_c - f_T|$, лежащей в диапазоне радиочастот, который далее усиливается и обрабатывается очевидным образом. Приемники данного типа позволяют осуществлять демодуляцию АМ, ЧМ и ФМ сигналов.

Перспективным типом приемника для средней области ИК диапазона является приемное устройство, на входе которого используется **параметрический преобразователь**

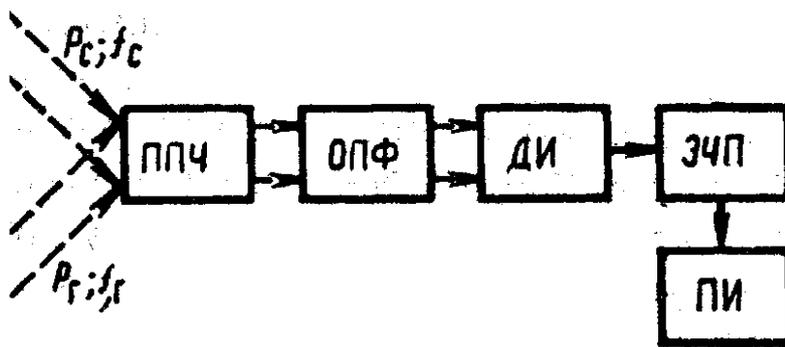


Рисунок 4.3 – Приемник с ППЧ

честкий преобразователь частоты (ППЧ). Структурная схема такого приемника показана на рис. 4.3. ППЧ выполняются на нелинейных кристаллах, в которых за счет параметрического взаимодействия оптических колебаний сигнала и накачки происходит перенос информации на

суммарную частоту $f_c = f_H$, лежащую обычно в видимом поддиапазоне, где имеются эффективные детекторы излучения. Относительно небольшие потери преобразования в совокупности с малыми шумами процесса преобразования позволяют реализовать, высокую чувствительность приемников с ППЧ.

Из краткого рассмотрения структурных схем оптических приемников следует, что по сравнению с радиоприемными устройствами их наиболее специфическими элементами являются детекторы излучения, которые в значительной степени определяют важнейшие оптические и электрические параметры приемников. Это находит отражение в том, что оптические приемники классифицируют по типу применяемого детектора излучения.

В широкополосных (быстродействующих) оптических приемниках наибольшее применение получили фотонные детекторы, реагирующие на отдельные поглощенные кванты излучения. Они подразделяются на детекторы с внешним и внутренним фотоэффектом. Последние характеризуются более широким диапазоном спектральной чувствительности, имеют хорошие оптоэлектронные характеристики и удобно сочетаются с элементной базой интегральной схемотехники. К этой группе детекторов излучения относятся фотодиоды (ФД), лавинные фотодиоды (ЛФД), фоторезисторы (ФР) и др.

Важнейшими характеристиками детекторов излучения, определяющими применение их в оптических приемниках, являются:

1. Квантовая эффективность $\eta = n_e/n_\phi$ - отношение среднего числа электронов n_e , эмиттируемых или генерируемых детектором излучения, к среднему числу падающих фотонов n_ϕ ; обычно $\eta \leq 1$.

2. Темновой ток I_T - ток детектора при отсутствии облучения.

3. Токовая S_I или вольтовая S_U чувствительность - отношение фототока, проходящего через детектор, к мощности падающего излучения: $S_I = I/P$ (А/Вт), $S_U = U/P$ (В/Вт).

4. Спектральная характеристика S_λ - зависимость S_I или S_U от длины волны излучения:

$$S_\lambda = \frac{I}{\int_{\lambda}^{\lambda+\Delta\lambda} G(\lambda) d\lambda},$$

где $G(\lambda)$ - спектральная плотность мощности излучения.

5. Частотная характеристика S_f - зависимость чувствительности от частоты модуляции интенсивности оптического излучения.

6. Порог чувствительности или эквивалентная мощность шума (ЭМШ) - мощность модулированного синусоидой принимаемого сигнала, при котором на выходе детектора излучения $U_c/U_{ш} = 1$. Поскольку для тепловых и дробовых шумов $U_{ш} \propto \sqrt{\Delta F}$ из определения имеем

$$\text{ЭМШ} = \frac{P}{(U_c/U_{ш})\sqrt{\Delta F}} \quad (\text{Вт} \cdot \text{Гц}^{-1/2}).$$

Очевидно, чем меньше ЭМШ, тем выше пороговая чувствительность оптического приемника с данным детектором излучения.

В широкополосных (быстродействующих) приемника видимого и ИК диапазонов в качестве детекторов излучения наиболее широко используются ФД и ЛФД, позволяющие реализовать высокую чувствительность. Как известно, фотодиод представляет собой обратносмещенный $p-n$ -переход, на одну из областей которого, называемую базой, поступает принимаемое излучение. Под воздействием излучения в полупроводнике генерируются неосновные носители заряда, которые за счет диффузии подходят к области пространственного заряда (ОПЗ) и увлекаются в противоположную область, называемую коллектором.

В отличие от фотодиодов ЛФД работают при напряжениях смещения, близких к пробивным, когда в области технологического перехода создаются сильные электрические поля ($E > 10^4$ В/см). При определенных условиях в таком режиме носители заряда приобретают энергию, достаточную для ионизации атомов кристалла и рождения новых электронно-дырочных пар. Этот процесс ударной ионизации, происходящий в $p-n$ -переходе, приводит к усилению фототока в ЛФД и повышению его токовой чувствительности. Вели-

чину K_M называют коэффициентом умножения, который определяют из равенства $K_M = I_M/I$, где I_M - суммарный ток, вытекающий из области умножения; I - ток неосновных носителей заряда, входящих в область умножения. Неосновные носители заряда в ФД и ЛФД генерируются под воздействием излучения, энергия кванта которого превышает ширину запрещенной зоны ΔE_g полупроводника: $hf > \Delta E_g$ т. е. область их спектральной чувствительности ограничена диапазоном собственного поглощения излучения в полупроводнике.

Физическая эквивалентная схема ЛФД, справедливая и для ФД при $M=1$, показана на рис. 4.4. Сопротивление перехода переменному току (R_i), особенно у фотодиодов, велико и может достигать $10^7 - 10^9$ Ом, поэтому в широкополосных приемниках его часто не учитывают и считают, что ФД и ЛФД - источники тока.

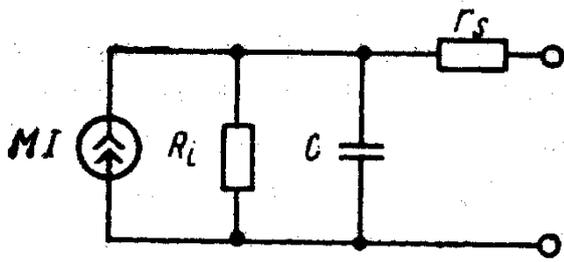


Рисунок 4.4

Инерционные свойства ФД и ЛФД определяются следующими факторами: временем диффузии носителей заряда через базу; временем дрейфа через ОПЗ; собственными RC -параметрами прибора $\tau = r_s C$, где r_s - последовательное сопротивление потерь p - n -перехода; C - емкость прибора в рабочей точке.

В ЛФД дополнительная инерционность обусловлена конечным временем развития лавины носителей заряда. Современные высокочастотные ФД и ЛФД имеют быстродействие порядка $10^{-9} - 10^{-11}$ с и во многих случаях их инерционность не учитывают.

Основными источниками шумов в фотодиодах на достаточно высоких частотах ($f > 10^4 - 10^6$ Гц) являются:

дробовые шумы темнового тока

$$\overline{i_T^2} = 2q_3 I_T df; \quad (4.6)$$

дробовые шумы, обусловленные фоновой засветкой,

$$\overline{i_{\text{ФОН}}^2} = 2q_3 I_{\text{ФОН}} df; \quad (4.7)$$

дробовые шумы постоянной составляющей тока сигнала

$$\overline{i_{\text{Ф}}^2} = 2q_3 I df; \quad (4.8)$$

тепловые шумы сопротивления потерь r_s

$$\overline{i_r^2} = 4kT \frac{1}{r_s} df. \quad (4.9)$$

В лавинных фотодиодах усиление фототока сопровождается внесением дополнительных шумов процесса умножения, уровень которых определяется выражением

$$\bar{i}_M^2 = 2q_\Delta IM^m df, \quad (4.10)$$

где m - шумовой индекс, зависящий от условий развития лавины и лежащий в пределах $2 < m \leq 3$.

Анализ пороговой чувствительности приемников на ФД и ЛФД удобно проводить по эквивалентной шумовой схеме, показанной на рис. 4.5, где шумы сопротивления нагрузки и усилителя учтены введением источника шума

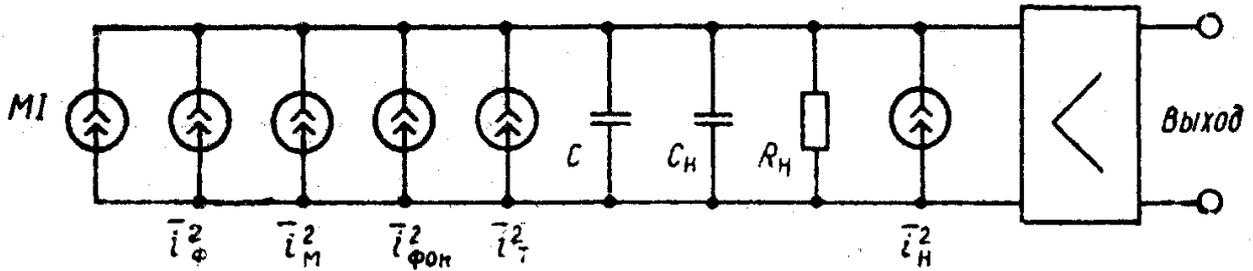


Рисунок 4.5 – Шумовая эквивалентная схема

\bar{i}_H^2 , определяемого выражением

$$\bar{i}_H^2 = 4kT \frac{1}{R_h} K_{ш} df. \quad (4.11)$$

Учитывая соотношения (13.6) - (13.11), а также то обстоятельство, что в широкополосных оптических приемниках с аperiodической нагрузкой детектора обычно выполняется условие $R_H = (C + C_h) \gg r_s C$, оптимальное значение коэффициента умножения $K_{M \text{ OPT}}$, при котором реализуется максимальная пороговая чувствительность, находят по формуле

$$K_{M \text{ OPT}} = \left[\frac{4kTK_{ш}}{(m-2) \cdot q_\Delta \cdot (I + I_{\text{фон}} + I_T) \cdot R_H} \right]^{1/m}. \quad (4.12)$$

Анализ выражений (13.6), (13.12) показывает, что в условиях слабых фоновых засветок для фотодиодных приемников пороговая чувствительность ограничивается тепловыми шумами. Уменьшение их влияния может быть достигнуто за счет увеличения R_H и применения малошумящего усилителя. Простейшим решением этой проблемы является использование в качестве входного каскада на полевом транзисторе. В настоящее время широкое распространение получают интегральные фотоприемные устройства, включающие ФД (ЛФД), сопряженные со схемами обработки на операционных усилителях (ОУ).

Для повышения чувствительности импульсных приемников используют схемы с противошумовой коррекцией (рис. 4.6). Повышение чувствительности достигается за счет интегрирования сигнала в нагрузочной цепи ФД (выбирают большое значение R_H), его последующего усиления и дифференцирования.

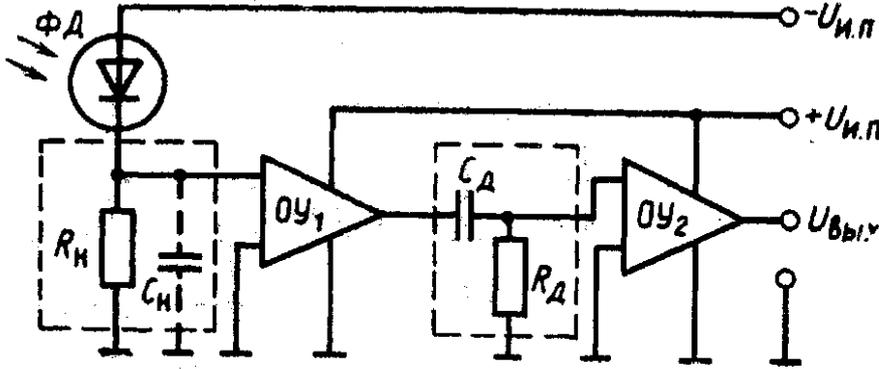


Рисунок 4.6

Рассмотрим гетеродинный приемник когерентного оптического излучения, структурная схема которого изображена на рис. 4.7.

Как отмечалось, в фотонных детекторах фототок пропорционален мощности или квадрату амплитуды поля принимаемого излучения, т. е. они являются квадратичными приборами.

Поэтому при одновременной подаче на них когерентных оптических колебаний одинаковой поляризации, например сигнального и гетеродинного, наблюдается фотоэлектрическое смещение (фотосмещение) колебаний.

Для эффективного взаимодействия сигнального и гетеродинного лучей их волновые фронты должны иметь одинаковую относительную фазу вдоль всей поверхности детектора излучения. Это обстоятельство предъявляет

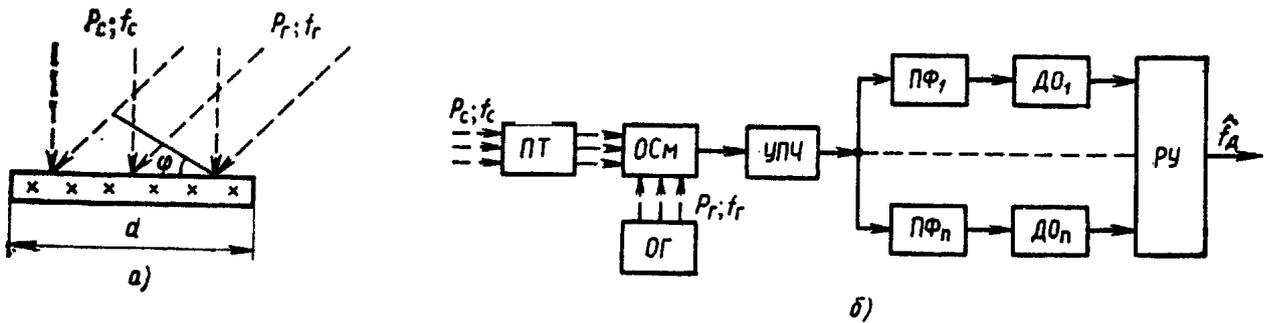


Рисунок 4.7

жесткие требования к параллельности двух лучей.

Рассмотрим изображенную на рис. 4.7, а поверхность фотодетектора с апертурой d , на которую направляются когерентные поля сигнала и гетеродина. Если Δl - разность хода лучей, то $\sin \varphi = \Delta l / d$ и при $\Delta l = \lambda / 2$ относительный набег фазы оказывается равным π . Очевидно, для эффективного фотосмещения необходимо выполнить условие $\sin \varphi \ll \lambda / (2d)$. Это приводит к

тому, что, например, при входной апертуре 10 мм на длине волны $\lambda = 1$ мкм непараллельность лучей должна быть не больше единиц угловых секунд. Столь высокие требования юстировке лучей затрудняют широкое практическое использование оптического гетеродинирования.

Суммарная мощность излучения, падающая на поверхность фотодетектора,

$$P = P_C + P_G + \sqrt{P_C P_G} \cos 2\pi f_{\Pi} t,$$

где P_C, P_G - мощности сигнала и гетеродина; $f_{\Pi} = |f_C - f_G|$.

Поскольку фототок через детектор излучения пропорционален мощности, можно записать

$$I = \frac{\eta q_{\text{Э}}}{hf} \left(P_C + P_G + 2\sqrt{P_C P_G} \cos 2\pi f_{\Pi} t \right).$$

Действующее значение тока промежуточной частоты, являющееся полезным сигналом,

$$I_{\Pi} = \frac{\eta q_{\text{Э}}}{hf} \sqrt{2P_C P_G}. \quad (4.13)$$

Очевидно, чем больше P_G , тем выше отношение сигнал/шум. Если дробовые шумы, обусловленные гетеродином, превышают уровень всех других источников шума, то реализуется равенство

$$q_{P_{\text{max}}} = \frac{\eta}{hf \Delta F} P_C.$$

Таким образом, в гетеродинном оптическом приемнике за счет “внутреннего” усиления сигнала, определяемого выражением (4.13), может быть получена чувствительность, близкая к теоретическому пределу.

Гетеродинный метод приема широко используется при построении доплеровских измерителей скорости (ДИС) движения объектов. Одна из возможных структурных схем оптического приемного устройства ДИС показана на рис. 4.7, б. Излучение передатчика, рассеянное движущимся объектом, собирается приемным телескопом (ПТ) и направляется на оптический смеситель (ОСм), куда одновременно подается излучение от высокостабильного оптического гетеродина (ОГ). Сигнал с выхода ОСм усиливается широкополосным УПЧ и поступает на многоканальный анализатор спектра, который дает оценку доплеровского смещения частоты f_D принятого сигнала относительно зондирующего. Радиальная скорость объекта определяется из выраже-

$$\text{ния } v_D = \frac{c}{f} f_D.$$

4.3 Приемные устройства оптических сигналов с пространственной модуляцией

Как отмечалось, в оптическом диапазоне размеры приемного телескопа на много порядков превышают длину волны принимаемого излучения. Это позволяет извлекать из принимаемого сигнала пространственную модуляцию и формировать двумерные образы объектов - их оптическое изображение. Простейшим оптическим приемником пространственных сигналов является фотоаппарат. Другим, хорошо известным устройством воспроизведения пространственных сигналов является телевизионный приемник. Однако необходимо помнить, что он принимает сигналы с временной модуляцией, в которой закодировано пространственное распределение интенсивности света на фоточувствительной поверхности передающей телевизионной трубки, например видикона. Простейшую телевизионную систему, входом которой является передающая телевизионная камера, а выходом - экран телевизора, можно рассматривать как оптическое приемное устройство пространственных сигналов. В настоящее время применение таких оптических приемников в различных областях науки и техники чрезвычайно многообразно (системы связи и локации, робототехника, медицина, геофизика и т. д.).

В последние годы особый интерес проявляется к твердотельным приемникам пространственных сигналов, что связано с рядом ценных свойств, которыми они обладают.

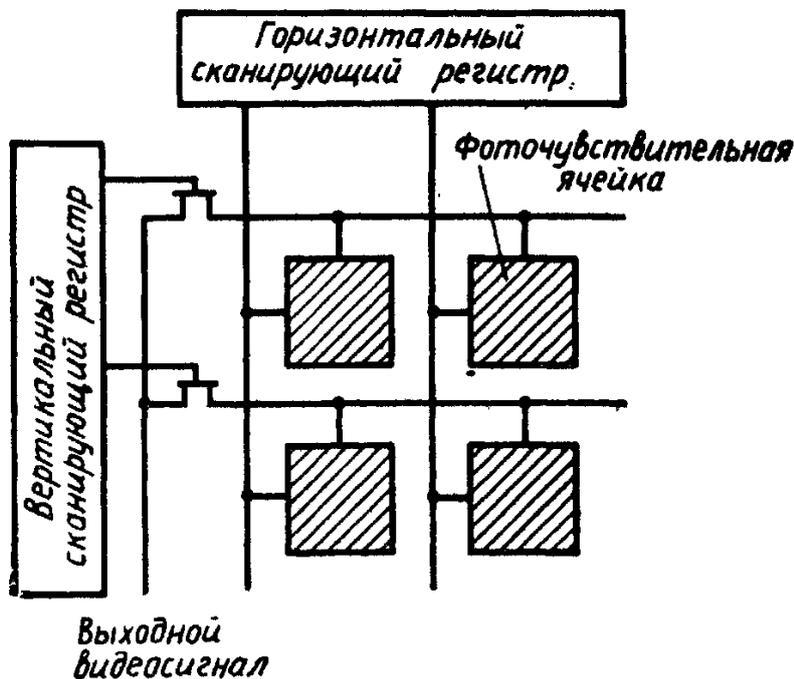


Рисунок 4.8 – Сканирующие приемники

ной ячейки много меньше длительности кадра t_k , в элементах матрицы можно использовать режим накопления заряда (полезного сигнала) для повышения чувствительности приемного устройства.

Основным элементом этих приемников являются твердотельные матрицы фотодетекторов, которые можно сканировать по горизонтали и вертикали, как показано на рис. 4.8. Тем самым осуществляется поэлементный анализ пространственного распределения интенсивности принимаемого сигнала. Поскольку время опроса $t_{я}$ одной фоточувствитель-

Дискретный характер фотоприемной матрицы накладывает определенные ограничения на качество воспроизведения высоких пространственных частот. Для количественной оценки способности воспроизведения спектра этих частот вводят понятие частотно-контрастной характеристики (ЧКХ), которая определяется как реакция системы на входной сигнал определенной пространственной частоты, нормализованная относительно реакции на сигнал с нулевой пространственной частотой. В соответствии с теоремой отсчетов наивысшая пространственная частота определяется выражением $f_{СКР} = 1/(2L_{Я})$, где $L_{Я}$ - расстояние между центрами соседних фотодетекторов. Если пространственное распределение фоточувствительности матрицы характеризуется соотношениями

$$\begin{aligned} S(L) &= S_0 \quad \text{при} \quad L_0 - \Delta L/2 \leq L \leq L_0 + \Delta L/2, \\ S(L) &= 0 \quad \text{при} \quad \text{всех} \quad \text{других} \quad L, \end{aligned} \quad (4.14)$$

где L_0 - координата центра фотодетектора; ΔL - размер фоточувствительной площадки детектора, то, применяя к (4.14) преобразование Фурье

$$\bar{S}(f_s) = \int_{-\infty}^{\infty} S(L) \exp(j2\pi f_s L) dL,$$

получим выражение для частотно-контрастной характеристики:

$$\text{ЧКХ} = \frac{|S(f_s)|}{S_0} = \frac{\sin \pi f_s \Delta L}{\pi f_s \Delta L}.$$

Твердотельные фоточувствительные матрицы в зависимости от способов преобразования оптического сигнала в электрический заряд и его съема подразделяются на различные типы. Широкое практическое применение получили фотодиодные матрицы с управлением на МОП транзисторах и фоточувствительные приборы с зарядовой Связью (ПЗС).

Матрицы первого типа обычно имеют небольшой формат (16x16 или 32 x 32 элемента) и используются в системах, где не предъявляются высокие требования к пространственному разрешению сигналов, например при пеленгации объектов или определении их ориентации в пространстве по силуэту.

ПЗС за счет достаточно простой технологии их изготовления, позволяющей сформировать большие массивы идентичных по фоточувствительности ячеек (500x500 элементов и более), широко используются в системах, требующих высокого пространственного разрешения, таких, как телевидение. Они представляют собой двумерную (или одномерную) матрицу близко расположенных МОП ячеек, между которыми возникает электрическая связь.

Важное преимущество твердотельных приемников на ПЗС - способность работы при низких уровнях освещенности. Отношение сигнал/ шум по напряжению q_U в видеоканале можно рассчитать как отношение заряда, образованного падающим на элемент потоком фотонов, к эквивалентному шу-

мовому заряду, обусловленному флуктуационными процессами приема и усиления сигнала изображения:

$$q_U = \frac{S_\lambda \Phi (t_K - t_Y) \Delta L^2}{(\bar{q}_\Phi^2 + \bar{q}_{ЭК}^2)^{1/2}},$$

где Φ - плотность мощности принимаемого излучения, Вт/м², \bar{q}_Φ^2 - среднеквадратическое значение шумового заряда, обусловленного флуктуациями числа принимаемых фотонов; $\bar{q}_{ЭК}^2$ - эквивалентный шумовой заряд, зависящий от типа ПЗС и схемы обработки.

Очевидно, требуемое отношение сигнал/шум в видеоканале зависит от конкретного назначения соответствующей системы. Так, например, в системах телевизионного вещания значение q_U для качественного воспроизведения изображения должно составлять 10³ и выше. Современные твердотельные приемники пространственных сигналов на ПЗС позволяют обеспечить указанные условия работы даже при сумеречном освещении объектов.

Для повышения чувствительности приемных устройств оптических систем извлечения некоординатной информации, работающих в условиях действия значительных атмосферных помех, используют методы преддетекторной (до фотодетектора) обработки принимаемых полей. Наибольший эффект дают методы коррекции волновых фронтов с помощью адаптивной оптики, методы голографии и интерферометрии.

4.4 Волоконно-оптические системы передачи

4.4.1 Принципы построения волоконно-оптических систем передачи (ВОСП)

В настоящее время в развитых странах волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) широко внедряются на всех участках сетей связи. По сравнению с существующими системами связи ВОСП обладают рядом преимуществ, основными из которых являются:

широкая полоса пропускания, позволяющая организовывать по одному волоконно-оптическому тракту необходимое число каналов с дальнейшим их наращиванием, а также предоставлять абоненту наряду с телефонной связью любые виды услуг связи (телевидение, телефакс, широкополосное радиовещание, телематическое и справочное обслуживание, рекламу, местную связь и др.);

высокая защищенность от электромагнитных помех; малое километрическое затухание и возможность организации регенерационных участков большой протяженности; значительная экономия меди и потенциально низкая стоимость оптического кабеля (ОК) и др.

На передающей станции А (рис. 4.9) первичные сигналы в электрической форме поступают на аппаратуру системы передачи (СП), с выхода кото-

рой групповой сигнал подается в оборудование сопряжения (ОС). В ОС электрический сигнал преобразуется в форму, целесообразную для передачи по

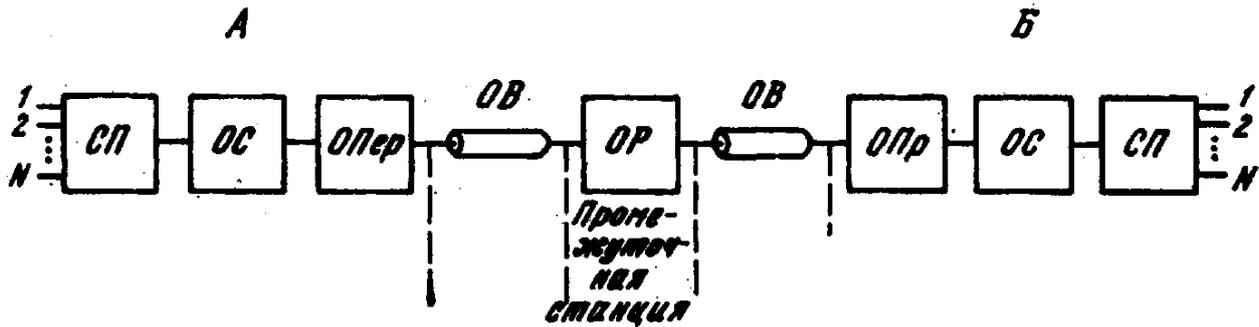


Рисунок 4.9 – Система оптической связи

волоконно-оптическому линейному тракту. Оптический передатчик (ОПер) преобразует электрический сигнал с помощью модуляции оптической несущей в оптический сигнал. При распространении последнего по оптическому волокну (ОВ) происходят его ослабление и искажение. Для увеличения дальности связи через определенное расстояние, называемое участком ретрансляции, устанавливаются промежуточные обслуживаемые или необслуживаемые станции, где осуществляются коррекция искажений и компенсация затухания.

На промежуточных станциях главным образом по техническим причинам целесообразно производить обработку (усиление, коррекцию, регенерацию и т. д.) электрического сигнала. Поэтому промежуточные станции ВОСП строятся с преобразованием на входе оптического сигнала в электрический и обратным преобразованием на выходе. В принципе возможно построение чисто оптических промежуточных станций на основе оптических квантовых усилителей. На приемной оконечной станции Б осуществляется обратное преобразование оптического сигнала в электрический.

Для модуляции оптической несущей информационным сигналом можно использовать частотную модуляцию, фазовую, амплитудную, модуляцию по интенсивности (МИ), поляризационную модуляцию (ПМ) и др. В подавляющем большинстве случаев применяется модуляция по интенсивности оптического излучения. При фиксированных пространственных координатах мгновенное значение электрического поля монохроматического оптического излучения можно записать в виде $E(t) = E_M \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, где E_M - амплитуда поля; ω_0 , φ_0 - соответственно частота и фаза оптической несущей. Тогда мгновенное значение интенсивности $P_{МГ} = E^2(t) \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0)$, а усреднение по периоду $T_0 = 2\pi/\omega_0$ дает величину $P = 0,5E_M^2$, которая называется средней интенсивностью или мощностью. При МИ именно величина P изменяется в соответствии с модулирующим сигналом $c(t)$, т. е. $P(t) \sim c(t)$. Обладая волновой природой, оптическое излучение в то же время дискретно. Оно излучается и

поглощается только в виде дискретных квантов - фотонов с энергией hf_0 , где h - постоянная Планка. Поэтому мощность оптического излучения P можно характеризовать интенсивностью (количеством в единицу времени) потока фотонов $J = P/hf_0$. Следовательно, при модуляции интенсивности $J(t) \propto c(t)$.

Применение МИ объясняется тем, что этот вид модуляции в широком диапазоне частот выполняется для используемых в оптических передатчиках полупроводниковых источников излучения (светодиодов, лазерных диодов) простыми техническими средствами. Для управления интенсивностью излучения полупроводникового источника достаточно изменять ток инжекции (накачки) в соответствии с модулирующим сигналом. Это легко обеспечивается электронной схемой возбуждения в виде усилителя тока. Модуляция по интенсивности оптического излучения приводит и к простым решениям обратного преобразования оптического сигнала в электрический. Действительно, фотодетектор, входящий в состав фотоприемника, является квадратичным прибором, выходной ток которого пропорционален квадрату амплитуды оптического поля, т. е. мощности падающего на фоточувствительную поверхность оптического сигнала.

Рассмотренный принцип приема оптического сигнала относится к методу прямого фотодетектирования (некогерентный, энергетический прием).

Другим методом приема является метод фотосмещения (когерентный, гетеродинный и гомодинный прием).

Гетеродинный прием реализуется значительно сложнее метода прямого детектирования и требует совмещения волнового фронта поля гетеродинного излучения с волновым фронтом поля сигнала. В результате фотодетектирования суммарного поля выделяется сигнал промежуточной (разностной) частоты, амплитуда, частота и фаза которого соответствуют указанным параметрам принимаемого оптического сигнала.

Гомодинный прием отличается от гетеродинного тем, что частоты излучений гетеродина и передатчика совпадают. Он дает дополнительное улучшение отношения сигнал-шум до 3 дБ, но его практическая реализация еще более затруднена в связи с необходимостью фазовой автоподстройки частоты лазерного гетеродина.

В настоящее время в качестве оконечной аппаратуры ВОСП используются цифровые системы передачи, т. е. ВОСП строятся как цифровые. Это объясняется существенными преимуществами цифровых СП по сравнению с аналоговыми: высокой помехоустойчивостью; малой зависимостью качества передачи от длины линейного тракта; высокими технико-экономическими показателями и др.

Аналоговые СП пока не применяются на волоконно-оптических трактах из-за сравнительно высокой нелинейности источников оптического излучения и технической сложности обеспечения требуемой помехозащищенности.

Тем не менее исследования в области аналоговых ВОСП показывают их перспективность в ряде областей (оптическое кабельное телевидение, телеметрия, системы оперативной и служебной связи).

В настоящее время ВОСП строятся как двухволоконные однополосные однокабельные (рис. 4.10). При таком построении передача и прием оптических сигналов ведутся по двум волокнам и осуществляются на одной длине волны λ . Каждое ОВ является эквивалентом двухпроводной физической цепи

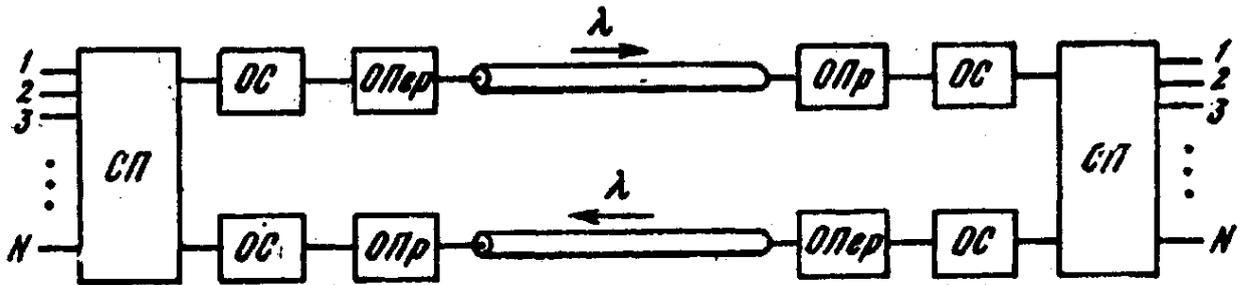


Рисунок 4.10 – Двухволоконная однокабельная однокабельная связь

пи. Так как взаимные влияния между оптическими волокнами кабеля практически отсутствуют, тракты передачи и приема различных систем организуются по одному кабелю, т. е. ВОСП являются однокабельными. К достоинствам такой схемы организации связи следует отнести однотипность оборудования передачи и приема конечных и промежуточных станций. Существенным недостатком является весьма низкая пропускная способность ОВ.

Эффективность передачи увеличивается при одновременной передаче во встречных направлениях по одному ОВ. В этом случае используются оптические развязывающие устройства ОЗУ. Недостатком такой системы передачи является наличие переходных помех между информационными потоками.

Наибольший интерес представляют ВОСП со спектральным разделением (ВОСП-СР). Такие системы строятся как одноволоконные многополосные однокабельные (рис. 4.11). На передающей станции электрические сигналы от

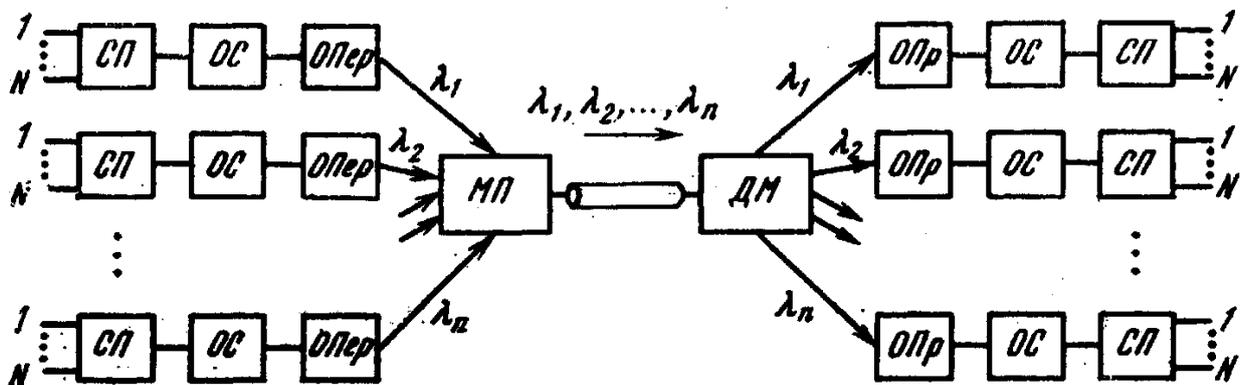


Рисунок 4.11 – Связь со спектральным разделением сигналов

n систем передачи поступают на передатчики, излучающие оптические несущие с длинами волн $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$. С помощью мультиплексоров (МП) и

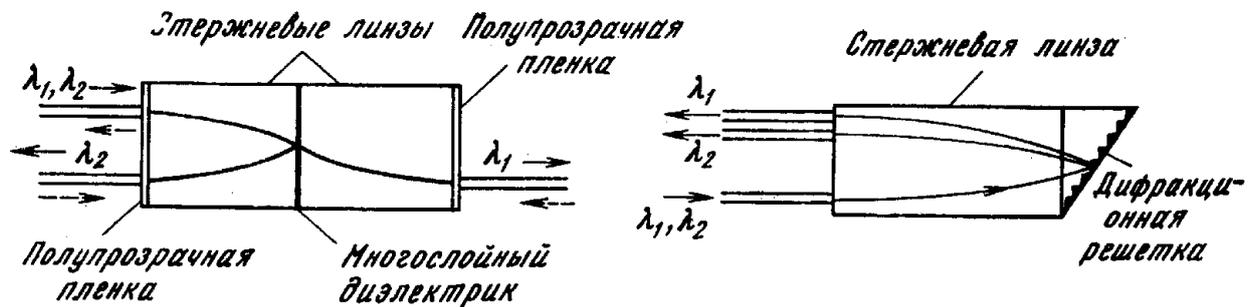


Рисунок 4.12 – Оптические мультиплексоры и демультиплексоры

демультиплексоров (ДМ) осуществляется их ввод в одно волокно на передаче и разделение на приеме. Таким образом, по одному ОВ организуется n спектрально разделенных оптических каналов, что значительно увеличивает коэффициент использования пропускной способности волокна. Возможность построения таких систем основывается на сравнительно слабой зависимости коэффициента затухания оптического кабеля в пределах используемого спектрального диапазона от частоты (или длины волны) оптической несущей.

Принцип работы мультиплексора и демультиплексора основан на известных явлениях физической оптики: дисперсии, дифракции и интерференции. В основе их структуры может быть оптическая призма, многослойный диэлектрик, дифракционная решетка и др.

На рис. 4.12 (справа) показана конструкция мультиплексора на основе многослойной диэлектрической структуры, зажатой с обеих сторон двумя стержневыми линзами. Торцевые поверхности линз покрыты поглощающей пленкой диэлектрика. Оптические оси линз и волокон смещены друг относительно друга. В большинстве случаев эти устройства имеют следующие характеристики: число волн 2-6, прямые потери 2...5 дБ, переходное затухание 20...40 дБ, интервалы между длинами волн 30...100 нм.

В мультиплексорах на основе дифракционной решетки (рис.4.12, слева) используется зависимость угла дифракции луча, проходящего через дифракционную решетку отражательного типа, от длины волны. Следовательно, размещая ОВ в местах образования светового пятна, соответствующих различной длине волны, можно добиться разделения световых волн по длине. Мультиплексоры на основе Дифракционной решетки имеют следующие характеристики: полоса прозрачности около 20 нм, прямые потери не более 4 дБ, переходное затухание до 40 дБ.

При использовании ОВ в качестве среды распространения информационных сигналов можно использовать различные виды уплотнения: временное, пространственное, частотное и спектральное.

Временное уплотнение каналов может производиться на уровне объединения электрических сигналов и на уровне объединения оптических сигналов.

Пространственное уплотнение каналов реализуется за счет применения оптического кабеля с несколькими (десятками) оптических волокон.

В системах передач с частотным уплотнением исходным сигналам отводятся определенные полосы частот. Отличается сложность технической реализации.

Метод спектрального уплотнения, рассмотренный ранее, является наиболее перспективным.

4.4.2 Передающие и приемные оптические модули

Передающие оптические модули. Оптические передатчики и приемники ВОСП выполняются в виде модулей, в состав которых входят источники и приемники оптического излучения и электронные схемы обработки электрических сигналов.

К источникам оптического излучения предъявляются следующие требования: длина волны излучения должна совпадать с одним из минимумов спектральных потерь оптических волокон; конструкция источника должна обеспечивать достаточно высокую мощность выходного излучения и эффективный ввод его в оптическое волокно; источник должен иметь высокую надежность и большой срок службы; габаритные размеры, масса и потребляемая мощность должны быть минимальными; простота технологии должна обеспечивать невысокую стоимость и высокую воспроизводимость характеристик.

Известны три класса источников оптического излучения для ВОСП: планарные полупроводниковые, волоконные и объемные микрооптические (микролазеры). Все они в той или иной мере удовлетворяют изложенным выше требованиям, однако только планарные полупроводниковые источники - светоизлучающие (СИД) и лазерные диоды (ЛД) широко используются в реальных системах. Они работают в диапазоне волн 0,8...1,6 мкм, который характеризуется минимальными потерями в ОВ, и позволяют вводить в волокно достаточно большую мощность (0,05...2 мВт).

В СИД оптическое излучение происходит в результате спонтанной эмиссии, когда к области h - n -перехода в полупроводниковом материале с прямыми переходами приложено положительное смещение. Спонтанное оптическое излучение возникает при переходе любого электрона с одного энергетического уровня на другой. Частота излучения f определяется разностью энергетических уровней E_q , т. е. шириной запрещенной энергетической зоны $f = c/\lambda = E_q/h$, где h - постоянная Планка; c - скорость света в вакууме.

Основными характеристиками источников излучения наряду с шириной спектра излучения являются ватт- амперная характеристика, максимальное значение частоты модуляции, срок службы и надежность.

Передающий оптический модуль (ПОМ) конструктивно состоит из оптической головки и электронной схемы, основным назначением которой является модуляция излучаемого света. В оптической головке с СИД размещаются диод и модулятор, а в головке с ЛД - лазер, модулятор, фотодиод обратной связи и электронная схема, с помощью которой стабилизируется режим работы лазера. Одна из основных задач, которую необходимо решать при разработке ПОМ, - стабилизация выходной мощности полупроводниковых лазеров.

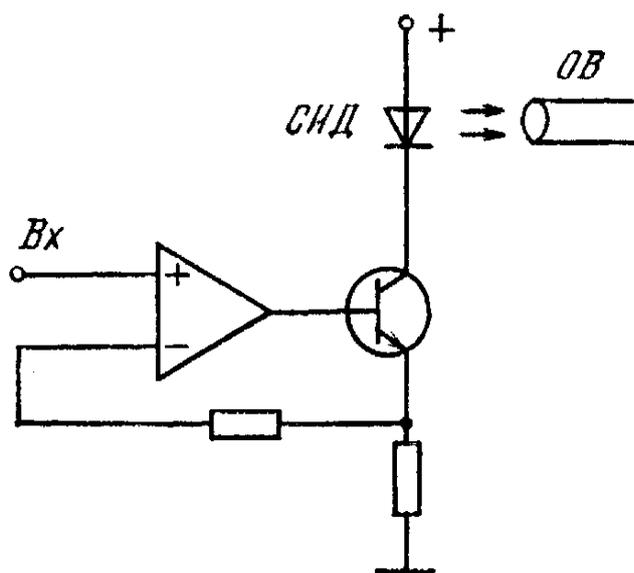


Рисунок 4.13 – Передающий ОМ

Светоизлучающий диод установлен на теплоотводящем радиаторе (рис. 4.13), излучение выводится из оптической головки наружу через отрезок оптического волокна, к которому, в свою очередь, присоединяется внешнее оптическое волокно. Модулятор смонтирован в общем корпусе с оптической головкой и представляет собой микроэлектронную схему (преобразователь “напряжение – код”), управляющую током в цепи питания светодиода.

Приемные оптические модули. Основным элементом приемных оптических модулей

(ПрОМ) является фотодиод, который играет роль фотодетектора. Функция детектора ВОСП сводится к преобразованию входного оптического сигнала в электрический, который затем подвергается усилению и обработке электронными схемами фотоприемника. Фотодетектор должен точно воспроизводить форму оптического сигнала, не внося дополнительно шума, т. е. обладать требуемыми широкополосностью, динамическим диапазоном и чувствительностью, иметь небольшие, но достаточные размеры для надежного соединения с волокном, быть нечувствительным к изменениям параметров внешней среды, иметь большой срок службы и минимальную стоимость. Наиболее полно указанным требованиям удовлетворяют полупроводниковые фотодиоды.

Принцип действия полупроводникового фотодиода основан на внутреннем фотоэффекте. Поглощаемый фотон рождает пару новых носителей заряда - электрон и дырку. Иначе это означает, что, поглощаясь атомом, фотон возбуждает электрон и переводит его из валентной зоны в зону проводимости (собственное поглощение) или же с примесного уровня в зону проводимости (приемное поглощение). Такие переходы изменяют электрические характеристики полупроводника, создавая условия формирования электрических сиг-

налов. Высокое быстродействие и эффективное поглощение падающего излучения, как правило, связаны с эффектом примесного поглощения. По этой причине фотодетекторы для ВОСП в настоящее время выполняются на основе материалов с примесным поглощением. В результате поглощения кванта света с энергией hf во внешней цепи диода протекает импульс тока. Если каждый поглощенный квант рождает электронно-дырочную пару и носители тока пересекают плоскость $p-n$ -перехода, то число носителей N , определяемое отношением мощности оптического излучения P к энергии кванта hf , умноженное на величину заряда носителя q , определит средний ток, протекающий через нагрузку $\frac{R_H}{I} = qN = \frac{qP}{hf}$.

Как правило, не все поглощаемые кванты света приводят к появлению импульсов тока. Этот факт необходимо учитывать коэффициентом (η), характеризующим эффективность преобразования фотонов в электрический ток. Этот коэффициент называется квантовой эффективностью (выходом) фотодетектора. Таким образом, в общем случае средний ток, протекающий через нагрузку, определяется соотношением

$$I = nqP \cdot \frac{1}{\eta f}$$

Фотодиоды, выполненные из германия, работают при длине волны до 1,8 мкм, из кремния - до 1,2 мкм, из арсенида галлия - до 0,87 мкм. Основными характеристиками фотодиодов наряду с квантовой эффективностью являются постоянная времени и чувствительность.

Постоянная времени фотоприемника характеризует его быстродействие и зависит от многих параметров: подвижности носителей заряда, ширины обедненной зоны, длины волны света, а также от того, движутся ли носители заряда под действием электрического поля или вследствие диффузии.

Чувствительность фотоприемника – это полный КПД преобразования

световой мощности в электрический ток (отношение среднего значения фототока к среднему значению оптической мощности):

$$S = I/P, \quad A/Wm$$

Чувствительность фотоприемника тем

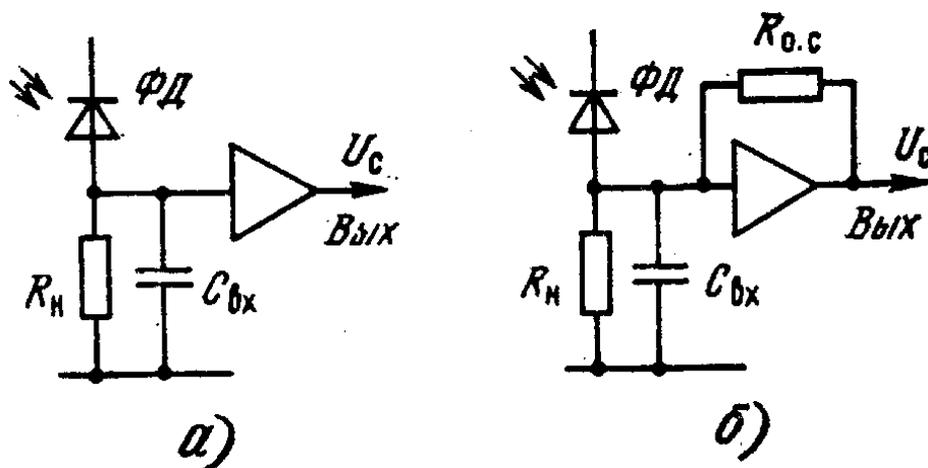


Рисунок 4.14 – Приемные ОМ

выше, чем больше квантовый выход η , т.е. чем больше доля светового тока, поглощаемая в активной зоне.

Наибольшее распространение получили фотодетекторы на основе $p-i-n$ -фотодиодов (PIN) и лавинные ($ЛФД$). В лавинных фотодиодах происходит усиление в M раз. Его флуктуации также умножаются как минимум в той же мере.

Приемный оптический модуль ПрОМ представляет собой собранное в общем корпусе устройство, состоящее из фотодетектора ($p-i-n$ -фотодиода или лавинного фотодиода) и малошумящего предварительного усилителя. На рис. 4.14 приведены принципиальные схемы ПрОМ двух типов - с подключением фотодетектора к усилителю (схема "прямой линии", Рис.4.14, а) и с трансимпедансным усилителем, в котором осуществляется обратная связь через сопротивление $R_{o.c.}$ (Рис.4.14, б).

При использовании ЛФД в качестве фотодетектора можно изменять подаваемое на него напряжение обратного смещения и таким образом регулировать коэффициент лавинного умножения фотодиода. Это позволяет существенно расширять динамический диапазон модуля, но требует наличия в модуле блока автоматической регулировки усиления. В блоке АРУ получаемое напряжение должно сравниваться с напряжением опорного сигнала, определяющего амплитуду выходного сигнала модуля. Напряжение рассогласования должно поступать на схему, управляющую одновременно коэффициентами усиления ЛФД и усилителя.

В случае применения $p-i-n$ - диода в качестве фотодетектора электронная схема предварительного усиления упрощается. Она сводится к двойному амплитудному детектору, схеме сравнения и фильтру. Однако тогда динамический диапазон модуля получается значительно меньшим, чем при использовании лавинного фотодиода с блоком АРУ.

5 ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА НАЗЕМНЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ [2]

Наземная РРЛ прямой видимости состоит из двух оконечных (ОРС) и ряда активных ретрансляционных промежуточных (ПРС) станций, причем соседние станции расположены на расстоянии 10...70 км друг от друга. Для линий этого класса выделены полосы частот в диапазонах 2, 4, 6, 8 и 13, 18 ГГц и в более высокочастотных. В этих диапазонах возможно построение широкополосных РПрУ и РПДУ, поэтому РРЛ обеспечивают передачу широ-

кополосных сигналов, в первую очередь сигналов многоканальной телефонии и телевидения. В них используются различные способы модуляции несущей и разделения каналов: частотное разделение каналов (ЧРК) и ЧМ гармонической несущей; временное разделение каналов (ВРК) с аналоговой модуляцией импульсов, которые затем модулируют несущую; ВРК с цифровыми методами передачи (ЦРРЛ).

Для повышения экономической эффективности и пропускной способности РРЛ, как правило, делают многоствольными, т.е. на каждой станции на общую антенно-фидерную систему работают на разных частотах несколько приемопередатчиков. В каждом стволе на ОРС работают один передатчик и один приемник, а на ПРС — два приемника для приема сигналов от соседних станций и два передатчика для дальнейшей передачи принятых сигналов вдоль РРЛ. Работа нескольких приемопередатчиков на общую антенну осуществляется с помощью разделительных фильтров, невзаимных устройств (ФЦ, ФВ), поляризационных селекторов, устройств сложения сигналов приема и передачи.

В настоящее время наиболее широкое распространение получил принцип построения приемопередающей аппаратуры РРЛ, при котором основная обработка сигналов производится на промежуточной частоте, выбираемой в соответствии с рекомендациям МККР (обычно $f_{II} = 70$ МГц).

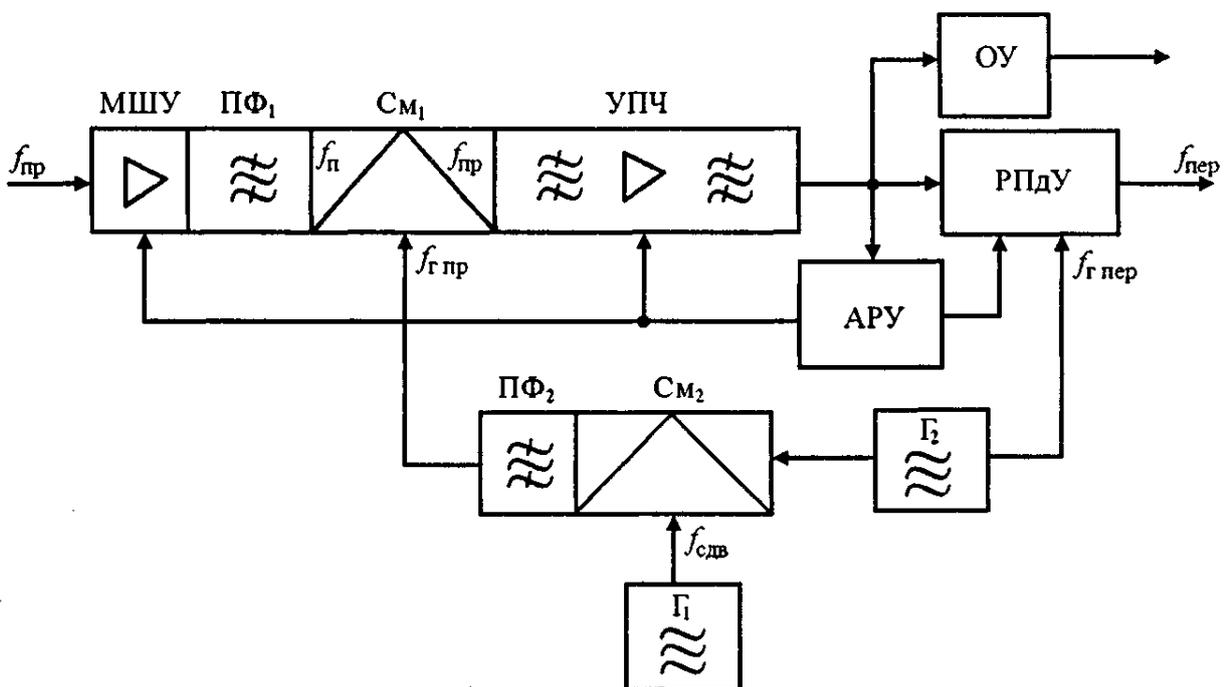


Рисунок 5.1 – Структурная схема приемника с общим гетеродином

Принимаемый сигнал с частотой f_{II} усиливается в транзисторном МШУ (рис. 5.1), пропускается через полосовой фильтр ПФ1 и в смесителе приемника $СМ_1$ с использованием колебаний гетеродина с частотой $f_{г пр}$ преобразуется в сигнал с частотой f_{II} который после усиления в УПЧ поступает

на вход УПЧ РПДУ. В РПДУ также имеется смеситель, на который из гетеродинного тракта (ГТ) поступают колебания с частотой $f_{Г ПЕР}$. Последняя выбирается так, что на выходе передатчика сигнал, излучаемый в направлении следующей станции, снова оказывается в диапазоне СВЧ ($f_{ПЕР}$). Для обеспечения ЭМС частоты $f_{ПР}$ и $f_{ПЕР}$ приемников и передатчиков различных станций одной РРЛ разносят в соответствии с так называемым частотным планом. Для предотвращения амплитудно-фазового преобразования в приемопередающем тракте, приводящего к паразитной фазовой модуляции и нелинейным искажениям передаваемого сообщения, ряд каскадов УПЧ (и МШУ) подключаются к системе АРУ. На ОРС и части ПРС принимаемый сигнал после УПЧ РПРУ поступает на ОУ, где проходит последовательно через АО, ЧД, восстанавливающий контур и групповой усилитель (в случае телефонного ствола).

Различие в частотах $f_{ПР}$ и $f_{ПЕР}$ определяется разностью частот гетеродинов $f_{Г ПЕР}$ и $f_{Г ПР}$. Используются два варианта построения ГТ: с общим гетеродином (см. рис. 5.1) и с отдельными гетеродинами. В первом случае колебания с частотой $f_{Г ПЕР}$ поступают непосредственно от общего гетеродина Γ_2 , а колебания с частотой $f_{Г ПР}$ получаются путем частотного сдвига на $f_{Г ПР}$ с помощью вспомогательного генератора Γ_2 смесителя сдвига $См_2$ и узкополосного ПФ₂. С учетом того, что $f_{ПР}$ может быть больше или меньше $f_{Г ПР}$, возможны и применяются на практике четыре варианта расстановки частот $f_{ПР}$, $f_{Г ПР}$, $f_{Г ПЕР}$, $f_{ПЕР}$, однако при всех этих вариантах выходная частота приемопередатчика на ПРС $f_{ПЕР}$ отличается от входной частоты $f_{ПР}$ только на $f_{СДВ}$ и не зависит от частоты основного гетеродина $f_{Г ПЕР}$. Поскольку $f_{СДВ} \ll f_{ПР}$, стабильность частоты $f_{ПЕР}$ практически определяется стабильностью частоты $f_{ПР}$, т.е. стабильность $f_{ПР}$ и $f_{ПЕР}$ на ПРС обеспечивается стабильностью $f_{ПЕР}$ на ОРС. Это является преимуществом схемы с общим гетеродином, однако выход из строя Γ_1 приводит к нарушению как приема, так и передачи. От последнего недостатка свободен второй вариант построения ГТ, но для обеспечения необходимой стабильности $f_{ПР}$ и $f_{ПЕР}$ в этом случае приходится строить отдельные гетеродины по схеме транзисторно - варакторных цепочек, возбуждаемые своими кварцевыми генераторами. Для снижения уровня частотных шумов, искажений сигнала и переходных помех в ГТ, особенно на ОРС, применяют системы с ФАПЧ.

Перспективным является способ построения приемопередатчиков, в особенности на ПРС, с прямым усилением на СВЧ и сдвигом частоты (рис. 5.2). Принимаемый сигнал с частотой $f_{ПР}$ усиливается в МШУ и поступает на преобразователь частоты, включающий в себя гетеродин, частота которого $f_{СДВ}$ определяет сдвиг частоты передачи $f_{ПЕР}$ относительно $f_{ПР}$, смеситель (См) и фильтр боковой полосы (ФБП). С выхода усилителя мощности (УМ)

сигнал поступает на передающую антенну. Путем модуляции колебаний гетеродина в фазовом модуляторе (М) в ствол вводятся сигналы служебной связи и телесигнализации. Достоинством такого варианта являются большое усиление, значительно меньшая потребляемая мощность, простота и пониженная стоимость по сравнению со схемой усиления на промежуточной частоте. Определенные технические трудности, связанные с обработкой

сигналов непосредственно на СВЧ, устраняются по мере совершенствования активных и пассивных микроволновых устройств (усилителей, модуляторов, фильтров и др.).

Многокаскадные транзисторные МШУ приемников РРЛ, выполняемые обычно по балансной схеме и гибридной технологии, характеризуются низким уровнем шумов, значительным усилением и допускают введение АРУ, как правило, последних каскадов с помощью аттенуаторов на $p-i-n$ диодах. К смесителям таких приемников предъявляют требования малого коэффициента шума и потерь преобразования, минимальной неравномерности коэффициента преобразования и характеристики ГВЗ в широкой полосе частот.

Если жесткость первых двух требований с применением МШУ снижается, то последние, специфические для радиорелейной аппаратуры, сохраняются, поскольку продиктованы необходимостью получения высокой равномерности АЧХ и характеристики ГВЗ приемника и малых искажений ретранслируемого сигнала.

В качестве смесительных элементов используются преимущественно ДБШ. Для того чтобы изменения фаз зеркальной составляющей с частотой

$f_3 = 2f_{Г\text{ ПР}} - f_{ПР}$ и суммарной составляющей с частотой $f_{\Sigma} = f_{Г\text{ ПР}} + f_{ПР}$ возникающих в смесителе, не оказывали неблагоприятного влияния на частотную характеристику, потерь преобразования, а следовательно, и на равномерность АЧХ и характеристики ГВЗ приемника, одноконтурные ПЧ делают согласованными по зеркальной и суммарной частотам, обеспечивая поглощение этих составляющих с помощью развязывающих ферритовых устройств, включаемых на входе смесителя. При этом приходится мириться с увеличением потерь преобразования до 8...10 дБ.

Структурная схема типичного одноконтурного ПЧ, в котором для сложения принимаемого сигнала с колебаниями гетеродина используется ФЦ, показана на рис. 5.3.

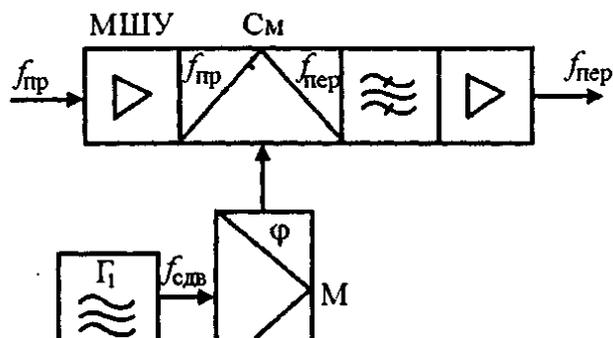
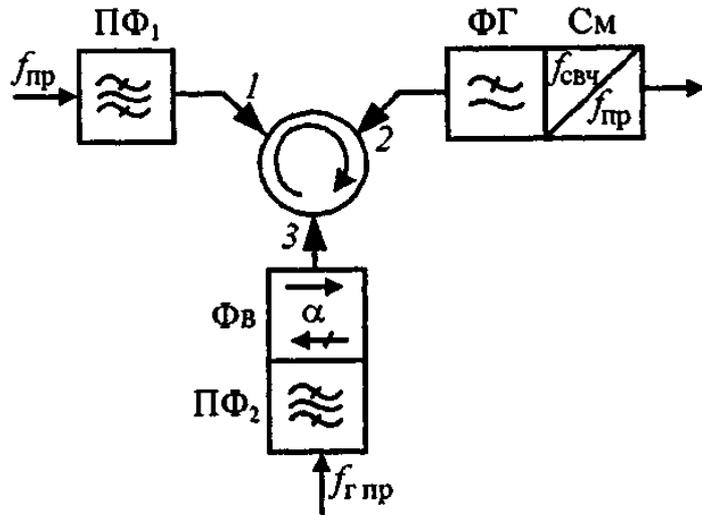


Рисунок 5.2 – Структурная схема приемника с прямым усилением на СВЧ и сдвигом частоты

Принимаемый сигнал после полосового фильтра ПФ_1 поступает в плечо 1/ ФЦ, передается в плечо 2 и после фильтра гармоник (ФГ) подается на смеситель. Гетеродин через узкополосный ПФ_2 и Фв подключен к плечу 3 ФЦ. Его колебания передаются в плечо 1, отражаются от ПФ_1 настроенного на частоту $f_{\text{ГПР}}$, и через плечи 1, 2 подаются на



ФГ и См. В таком преобразователе частоты ФЦ выполняет и функции Фв в сигнальном

тракте: сигнал, отраженный от смесителя, направляется циркулятором в гетеродинный тракт, где поглощается фазовращателем, не доходя до ПФ_1 . Возникающая в смесителе зеркальная составляющая также поглощается в Фв. Таким образом реализуются согласованная нагрузка ПФ_1 и согласование по зеркальной частоте. Вместо Фв в гетеродинном тракте часто применяется второй ФЦ. Для сложения сигнала и колебаний гетеродина вместо ФЦ может использоваться вилка фильтров, образованная двумя узкополосными фильтрами - пропускающим и режекторным, настроенными на $f_{\text{ГПР}}$.

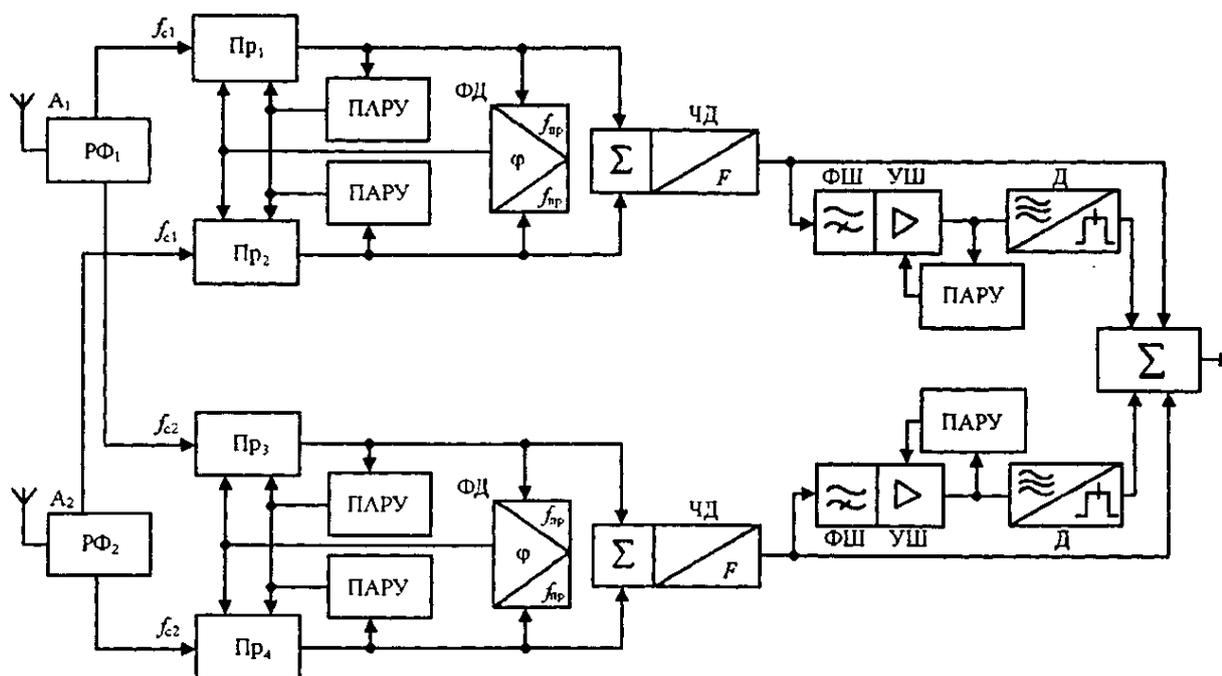
Рисунок 5.3 – Структурная схема типичного преобразователя частоты

В тропосферных радиорелейных линиях (ТрРЛ), использующих эффект дальнего тропосферного распространения УКВ, соседние станции расположены на расстоянии 100...800 км. Для ТрРЛ выделены полосы частот в диапазонах 1,0; 2,0 и 4,5 ГГц. Механизм распространения радиоволн на пролете ТрРЛ таков, что, несмотря на применение РПдУ большой мощности и остро-направленных антенн, средний уровень сигнала на входе РПрУ оказывается малым, сигнал имеет многолучевой характер и подвержен быстрым и медленным замираниям. Селективные замирания по частоте препятствуют передаче по ТрРЛ широкополосных сигналов, как аналоговых, так и цифровых, поэтому пропускная способность ствола ограничивается 12-120 телефонными каналами, а для передачи телевидения используется специальное оборудование. В РПрУ ТрРЛ широко применяют МШУ, порогопонижающие устройства, используется техника разнесенного приема и другие методы борьбы с быстрыми интерференционными замираниями.

Для борьбы с интенсивными быстрыми интерференционными замираниями на ТрРЛ прибегают к комбинированным видам разнесения сигналов. Чаще всего используется разнесение по частоте и пространству. Наиболее распространен счетверенный прием с разнесением двух антенн в пространстве и двух передатчиков по частоте. Системы разнесенного приема делятся

на две группы: системы фильтрового приема и системы автокорреляционного

приема. При фильтровом приеме сигналы с различных антенн сначала выделяются фильтрами, а затем комбинируются. При передаче по ТрРЛ так называемого параллельного составного сигнала, образованного несколькими сигналами, равноотстоящими друг от друга по частоте, используется автокорреляционный прием. Применяется додетекторное (в тракте высокой или промежуточной частоты) и последетекторное (в групповом тракте) сложения разнесенных сигналов с тем или иным весом. При линейном сложении используется параллельная АРУ (ПАРУ) всех УПЧ, действующая от суммарно-



го сигнала. Таким образом, усиление всех трактов сохраняется одинаковым и определяется самым сильным из сигналов. При оптимальном сложении усиление в каждой ветви регулируется так, чтобы в любой момент оно было пропорционально напряжению сигнала и обратно пропорционально мощности шума в этой ветви.

На рис. 5.4 представлена упрощенная структурная схема приемной аппаратуры ОРС для одного ствола линии, на которой реализуется счетверенный прием с разнесением сигнала по частоте и пространству (на ПРС объем оборудования соответственно увеличивается). Применяется комбинация додетекторного линейного сложения на промежуточной частоте двух сигналов одной частоты f_{c1} или f_{c2} принятых на разные антенны A_1, A_2 , с линейным сложением после частотных демодуляторов (ЧД). Принятые антеннами сигналы через разделительные фильтры $РФ_1, РФ_2$ поступают на входы четырех

Рисунок 5.4 – Упрощенная структурная схема для одного ствола линии с разнесением сигнала по частоте и пространству

приемников. Принимаемые каждой парой приемников Пр1-Пр4 сигналы одной частоты, но с разными фазами усиливаются в МШУ, преобразуются в f_{Π} в ПЧ, гетеродины которых подстраиваются системами ФАПЧ, управляемыми общими фазовыми детекторами (ФД), чем достигается высокая точность фазирования принимаемых сигналов. Линейность режима сложения обеспечивается применением ПАРУ УПЧ в каждой паре приемников вследствие чего суммируемые сигналы находятся в таком же соотношении, как и входные. С выходов двух ЧД сигналы поступают на каскад последетекторного сложения. Шумы, частоты которых выше полосы сигнала, отфильтровываются фильтрами ФШ, усиливаются в УШ, детектируются и используются для регулировки степени усиления сигналов, поэтому сигналы с выходов ЧД складываются с весом, пропорциональным отношению сигнал/шум на выходах ЧД. Для обеспечения линейного режима сложения УШ охвачены ПАРУ. Кроме описанных способов сложения на ТрРЛ применяется система с так называемыми преобразователями с вычитанием девиации (ПВД), пригодная для додетекторного сложения любого числа как угодно разнесенных сигналов и не требующая подстройки частоты и фазы складываемых колебаний.

6 ПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ [2]

В системах спутниковой связи имеются сеть земных станций (ЗС) и промежуточные активные бортовые ретрансляторы (БРТр), размещенные на искусственных спутниках Земли (ИСЗ). Для фиксированной и радиовещательной спутниковых служб выделены полосы частот в диапазоне 0,62...275

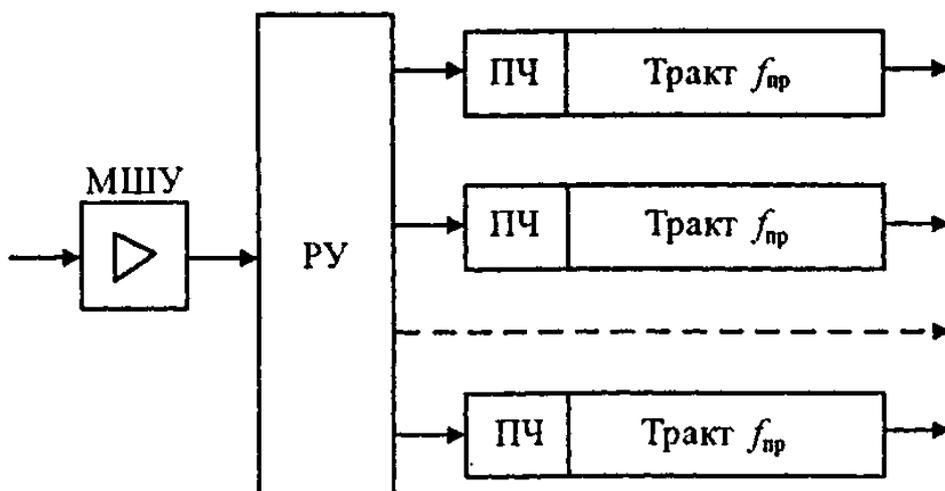


Рисунок 6.1 – Обобщенная структурная схема приемника земной станции

ГГц, наилучшими для систем связи через ИСЗ являются частоты в диапазоне 2...8 ГГц, наиболее широко на линиях Земля-ИСЗ («линия вверх») используются полосы в диапазонах 6, 14 и 17 ГГц, а на линиях ИСЗ—Земля («линия

вниз») — полосы в диапазонах 4 и 12 ГГц. Аналоговые сигналы передаются в системе ЧРК-ЧМ, передача дискретных сигналов осуществляется с помощью фазовой манипуляции (ФМп). На ЗС используют мощные РПДУ и антенны с высоким коэффициентом усиления.

Обобщенная структурная схема РПрУ ЗС показана на рис. 10.8. Принятый антенной сигнал усиливается широкополосным МШУ с весьма низкой шумовой температурой и с помощью распределительного устройства (РУ) направляется на преобразователи частоты по числу принимаемых стволов, где преобразуется в промежуточную частоту, обычно 70 МГц. Далее сигналы проходят обработку в трактах промежуточной частоты и поступают на демодуляторы.

В качестве МШУ используются охлаждаемые или неохлаждаемые ППУ, транзисторные усилители и устройства комбинированного типа, в которых первые каскады ППУ, а последующие — транзисторные. В диапазонах 4 и 12 ГГц полоса усиления обычно 500 МГц, в дециметровом - 50...200 МГц. Комбинированные усилители и ППУ имеют более низкие шумовые температуры (30...90 К), однако обладают и рядом недостатков, которые усложняют их использование на ЗС: пониженной надежностью и значительным энергопотреблением, обусловленными генераторами накачки, а также повышенной чувствительностью характеристик к изменениям окружающей температуры.

Охлаждение улучшает их шумовые параметры, однако сопровождается увеличением объема, массы, стоимости, потребляемой энергии за счет криогенной системы, необходимостью размещения в аппаратном зале, что повышает шумовой вклад потерь фидерного тракта. Поэтому охлаждаемые МШУ применяют лишь в стационарных ЗС, когда необходим очень низкий уровень шумов, а повышенные стоимость и сложность эксплуатации менее существенны. Вообще наблюдается тенденция замены ППУ и комбинированных МШУ транзисторными усилителями с шумовыми температурами 120...270 К, устанавливаемыми вблизи облучателя антенны. Снижение шумовой температуры усилителей можно получать, используя экономичное и надежное термоэлектрическое охлаждение первого каскада на основе эффекта Пельтье.

Распределение энергии СВЧ сигнала между стволами (см. рис. 6.1) может осуществляться как избирательными, так и широкополосными РУ. Первые представляют собой набор ПФ, включенных в цепочку развязывающих ФЦ, при этом на вход каждого неперестраиваемого ПЧ поступает сигнал только одного ствола. Широкополосные РУ, используемые с перестраиваемыми ПЧ, на входах которых присутствуют сигналы всех стволов, строятся на базе НО различных типов.

Возможность одновременного действия на входе ПЧ сигналов всех стволов предъявляет повышенные требования к избирательности по побочным каналам приема, особенно по зеркальному (до 60 дБ). Такие ПЧ должны, кроме того, иметь минимальную неравномерность АЧХ и характеристик ГВЗ в широкой полосе частот, высокую линейность при больших сигналах. В ка-

честве нелинейных элементов в них наиболее широко применяются ДБШ, в отдельных случаях используют смесители на одно- и двухзатворных ПТШ. Смесители строятся по одноконтурной схеме с согласованием по зеркальной и суммарной частотам, а также по балансной, двойной балансной, кольцевой и другим схемам. Одноконтурные смесители реализуются чаще всего в волноводном исполнении, балансные — в микрополосковом.

Используется двойное преобразование частоты с достаточно высокой первой промежуточной частотой, чтобы вывести зеркальные каналы приема и частоту первого гетеродина за пределы принимаемой полосы частот. При этом перестройка на любой ствол осуществляется переключением частоты первого гетеродина, а избирательность по зеркальному каналу второго ПЧ обеспечивает ПФ на выходе первого преобразователя.

Основными требованиями к гетеродинам являются высокая долговременная стабильность частоты (лучше $2 \cdot 10^{-6}$) и низкие уровни ЧМ шумов, что диктуется применением на спутниковых линиях аппаратуры с частотным многостанционным доступом типа «один канал на несущей». Этим требованиям удовлетворяют гетеродины по схеме транзисторно-варакторной цепочки, возбуждаемой кварцевым генератором.

Тракты промежуточной частоты и демодуляторы приемников ЗС (рис. 10.9) принципиально не отличаются от аналогичных устройств РРЛ прямой видимости (см. § 10.4). Усилители ПЧ выполняются по схеме с сосредоточенной избирательностью, причем стремление обеспечить высокую (25...50 дБ) избирательность по побочным каналам и в то же время минимизировать

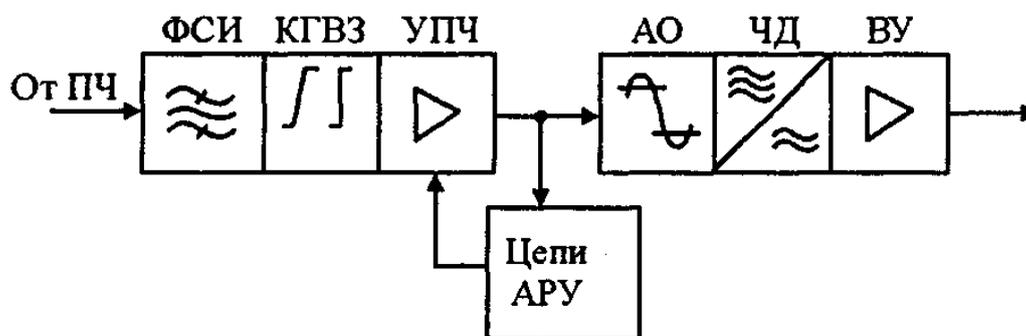


Рисунок 6.2 – Пример тракта промежуточной частоты и демодулятора земной станции

эквивалентную шумовую полосу приемника вызывает необходимость применять в качестве ФСФ многоконтурные ЗС-фильтры высокого порядка с дополнительными полюсами затухания и крутыми скатами АЧХ. Аперодические каскады УПЧ реализуются на двух БТ с глубокой ООС или на ИМС. Отсутствие глубоких замираний сигнала на спутниковых линиях позволяет в отличие от наземных РРЛ применять АРУ с глубиной, не превышающей 15...20 дБ. В демодуляторе используются высококачественный АО и ЧД с высокой линейностью демодуляционной характеристики. В видеоусилителе происхо-

дит не только усиление напряжения, но и восстановление первоначального спектра видеосигнала.

Телевизионное вещание через ИСЗ осуществляется двумя способами. При использовании распределительной сети сигналы с ИСЗ принимаются ЗС, а затем телевизионные сообщения поступают на ближайшие телецентры, ретранслирующие их для приема на обычные телевизоры. В системах непосредственного телевизионного вещания (НТВ) прием сигналов с ИСЗ ведется непосредственно населением на более простые антенны и приемники. Построение РПрУ ЗС первого типа и станций НТВ для коллективного приема в диапазонах 702...726 МГц и 3,65...3,7 ГГц в принципе мало отличается от описанных выше. В системах НТВ в диапазоне 11,7... 12,5 ГГц для индивидуального приема могут применяться очень простые антенны диаметром около 0,9 м и усилительно-преобразовательные блоки (конверторы), совмещенные с облучателем.

В типичном конверторе с $Ш = 1,2...1,5$ дБ, $K_p = 50...65$ дБ принятый антенной сигнал усиливается в двух-трехкаскадном транзисторном МШУ, затем его частота понижается в ПЧ до промежуточной частоты в полосе 950...1750 МГц и после усиления в УПЧ сигнал поступает на обычный телевизор. Для повышения чувствительности приемной системы в первых каскадах МШУ применяются мал шумящие ПТШ с высокой подвижностью электронов. Лучшие из таких ПТШ (псевдоморфные) позволяют реализовать каскады с $Ш = 0,8...1,5$ дБ и $K_p = -9,5...11$ дБ. Гетеродин - автогенератор на ПТШ, стабилизированный диэлектрическим резонатором и обеспечивающий мощность 2...6 мВт при относительной стабильности частоты $\pm 3 \cdot 10^{-4}$ в диапазоне температур $-20...+60^\circ\text{C}$. Усилители промежуточной частоты с $K_p \sim 30$ дБ строятся на ИМС или дискретных транзисторах, между каскадами включаются цепи, выравнивающие АЧХ.

Важной частью системы спутниковой связи является БРTr — приемопередающее устройство, предназначенное для приема сигналов от одной или нескольких передающих ЗС, их усиления и дальнейшей передачи в направлении одной или нескольких приемных ЗС. Существует несколько вариантов схемы построения одного ствола БРTr: гетеродинного типа; с однократным преобразованием частоты; с демодуляцией или обработкой сигнала на борту. Так как приемные антенны ИСЗ ориентированы в сторону Земли, они принимают ее шумы, шумы атмосферы и космические, поэтому эффективную шумовую температуру приемников БРTr $T_{ШБ}$ выбирают исходя из соотношения $T_{ШБ} = (10...20) T_{ШЗС}$ где $T_{ШЗС}$ — шумовая температура РПрУ ЗС, работающей с данным ИСЗ.

Поскольку приемники ЗС с МШУ различных типов имеют суммарную шумовую температуру 40...300 К, $T_{ШБ}$ может находиться в пределах 800...6000 К. Такие шумовые параметры обеспечиваются при использовании в качестве входных каскадов транзисторных МШУ. Благодаря своей простоте и надежности широкое применение нашли также ПЧ на ДБШ и транзисторах.

Типовая структурная схема приемника БРTr с однократным преобразованием частоты, работающего в диапазоне 14/12 ГГц, обычно содержит следующие каскады.

Входные сигналы частоты 14 ГГц усиливаются двумя МШУ, в качестве которых используются стандартные усилители на двух каскадно включенных ПТШ с согласующими цепями на МПЛ, имеющие $K_p = 14$ дБ, $Ш_{МШУ} = 3$ дБ. Конструкция трех усилителей на частоте 11,7 ГГц аналогична. Для обеспечения устойчивости тракта, обладающего большим усилением, все его каскады развязаны с помощью ФВ. На выходе кольцевого микрополоскового смесителя включен волноводный режекторный фильтр, ослабляющий пятую (11,5 ГГц) и шестую (13,8 ГГц) гармоники гетеродина, построенного по схеме транзисторно-варакторной цепочки. Регулируемый аттенюатор на *p-n-i*-диодах позволяет по командам с Земли корректировать усиление тракта до 3,5 дБ с шагом 0,5 дБ. Аналогично строятся приемники диапазонов 6/4 и 17/12 ГГц, последний из которых обычно используется в БРTr систем НТВ.

7 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карлов А.М., Криницын В.В., Логвин А.И., Ходаковский. Прием и обработка сигналов в авиационных радиоустройствах / Под ред. В.В. Криницына. М.: Транспорт, 1992. – 328 с.
2. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов/ Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под редакцией Н.Н. Фомина. – 3-е издание стереотипное - М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.
3. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: Учеб. Пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр “Академия”, 2004. – 528 с.
4. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. - Томск: ТМЦДО, 2005. – 200 с.
5. Колосовский Е.А. Прием и обработка сигналов: учеб. пособие вузов. - М.: Горячая линия - Телеком, 2007. – 456 с.
6. Онищук А.Г. Радиоприемные устройства: Учебное пособие для вузов/ А.Г. Онищук, И.И. Забеньков, А.М. Амелин. – Минск: Новое знание, 2006. – 240 с.
7. Богданович Б.М., Окулич Н.И. Радиоприемные устройства. Учеб. пособие. Под общ. ред. Б.М. Богдановича. – Мн.: Выш. шк., 1991. – 428 с.
8. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М.К. Белкин, В.Т. Белинский, Ю.А. Мазор, Р.М. Терещук. - 2-е изд. - К.: Выща шк. Головное изд-во, 1988. - 472 с.
9. Проектирование радиоприемных устройств: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.Л. Сиверса. - М.: “Советское радио”, 1976. – 488 с.

- 10.Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное методическое пособие. - Томск: ТМЦДО, 2005. – 69 с.
- 11.Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное методическое пособие. - Томск: ТМЦДО, 2007. – 174 с.
- 12.Румянцев К.Е. Устройства приема и обработки сигналов: сборник задач и упражнений: учебное пособие для вузов / К.Е. румянцев. – М.: Издательский центр “Академия”, 2006. – 386 с.
- 13.Мелихов С.В., Назаренко М.К. Чувствительность радиоприемных устройств: Учебное пособие. - Томск: Томск гос. акад. систем управления и радиоэлектроники, 1995. – 65 с.
- 14.Туголуков М.А. Радиостанции низовой КВ связи с ОМ. – М.: Радио и связь, 1978. – 120 с.
- 15.Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов – М.: Горячая линия - Телеком, 2004. – 384 с.