

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Полоцкий государственный университет»

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА И КОМПЛЕКСЫ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС
для студентов специальности 1-39 02 01
«Моделирование и компьютерное проектирование РЭС»

Составление и общая редакция
М. Е. Капралова

Новополоцк 2006

УДК 621.39(075.8)

ББК 32.844я73

Р 15

Рекомендован к изданию методической комиссией
радиотехнического факультета

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

А. А. ВЕРШИЛОВСКАЯ, ведущий инженер новополоцкого завода «Измеритель»;

Ю. Г. ГРОЗБЕРГ, канд. техн. наук, доцент,
зав. каф. «Конструирование и технология РЭС»

Радиоэлектронные устройства и комплексы : учеб.-метод. комплекс / сост.
Р 15 и общ. ред. М. Е. Капралова. – Новополоцк : ПГУ, 2006. – 200 с.

ISBN 985-418-500-1

Представлены курс лекций и лабораторные работы. Изложены общие и необходимые сведения по радиотехническим устройствам и комплексам, рассмотрены примеры конкретного их применения.

Предназначен для студентов радиотехнических специальностей.

УДК 621.39(075.8)

ББК 32.844я73

ISBN 985-418-500-1

© Капралов М. Е., составление, 2006

© УО « ПГУ », 2006

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|---|----|
| 1. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ..... | 5 |
| 1.1. Основные положения | 5 |
| 1.2. Типы регуляторов..... | 6 |
| 1.3. ПИ-регулятор..... | 9 |
| 1.4. Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор | 13 |
| 1.5. Настраиваемые ПИД-регуляторы..... | 17 |
| 1.6. Управление нелинейными объектами. Статическая нелинейность . | 19 |
| Контрольные вопросы | 20 |
| 2. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА (РП)..... | 21 |
| 2.1. Общие сведения о радиоприемных устройствах | 21 |
| 2.2. Коэффициент шума | 24 |
| 2.3. Усилитель высокой частоты..... | 26 |
| 2.4. Усилитель промежуточной частоты (УПЧ)..... | 29 |
| 2.5. Детекторы..... | 32 |
| 2.6. Преобразователь частоты..... | 37 |
| 2.7. Автоматическая подстройка частоты (АПЧ)..... | 41 |
| 2.8. Автоматическая регулировка усиления (АРУ) | 44 |
| 2.9. Цифровая система АРУ (ЦАРУ)..... | 47 |
| 2.10. Тенденция развития РПУ..... | 48 |
| Контрольные вопросы | 49 |
| 3. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (РПДУ) | 50 |
| 3.1. Основные характеристики РПДУ | 50 |
| 3.2. Генераторы с самовозбуждением..... | 53 |
| 3.3. Транзисторные автогенераторы..... | 54 |
| 3.4. Стабилизация частоты РПДУ | 57 |
| 3.5. Особенности усилителей мощности УВЧ диапазона | 64 |
| 3.6. Умножители частоты..... | 66 |
| 3.7. Модуляторы..... | 68 |
| Контрольные вопросы | 76 |
| 4. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ (РТС ПИ) | 77 |
| 4.1. Системы связи | 77 |
| 4.2. Основные характеристики и параметры систем связи..... | 80 |

| | |
|---|------------|
| 4.3. Аналоговые системы связи | 82 |
| 4.4. Цифровые системы связи | 83 |
| 4.5. Телевидение..... | 85 |
| 4.6. Современные системы подвижной (мобильной) радиосвязи..... | 98 |
| Контрольные вопросы | 120 |
| 5. СИСТЕМЫ РАДИОНАВИГАЦИИ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ.. | 121 |
| 5.1. Классификация радионавигационных и радиолокационных систем | 121 |
| 5.2. Методы определения координат объектов | 125 |
| 5.3. Спутниковые радионавигационные системы первого поколения | 128 |
| 5.4. Спутниковые радионавигационные системы второго поколения | 132 |
| 5.5. Требования к спутниковым радионавигационным системам | 136 |
| Контрольные вопросы | 137 |
| 6. СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИИ. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ | 138 |
| 6.1. Классификация радиолокационных систем, их тактические технические характеристики..... | 140 |
| 6.2. Радиотехнические системы обнаружения и измерения | 142 |
| 6.3. Системы радиотелеуправления..... | 143 |
| Контрольные вопросы | 144 |
| 7. ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОРГАНИЗМ ЧЕЛОВЕКА | 145 |
| ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ..... | 148 |
| Лабораторная работа № 1. Характеристики обнаружения импульсных сигналов..... | 148 |
| Лабораторная работа № 2. Исследование импульсного слеящего дальномера | 161 |
| Лабораторная работа № 3. Система селекции движущихся целей .. | 180 |
| ЛИТЕРАТУРА..... | 199 |

1. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

1.1. Основные положения

Назначение регуляторов состоит в том, чтобы устанавливать и поддерживать на заданном уровне W (задающий параметр) определенную физическую величину X (регулируемую величину). Для этого регулятор должен определенным образом противодействовать воздействию возмущений.

Принципиальная блок-схема простого контура регулирования представлена на рис. 1.

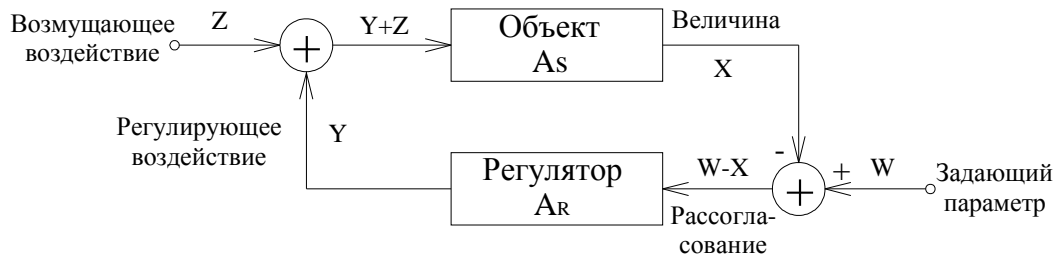


Рис. 1. Блок-схема контура регулирования

Регулятор влияет на регулируемую величину X с помощью регулирующего воздействия Y так, чтобы рассогласование регулирования $W - X$ было возможно меньшим. Воздействующее на объект регулирования возмущение формально можно представить величиной помехи Z , аддитивно накладывающейся на задающий параметр. Ниже мы будем исходить из предположения, что регулируемая величина является электрическим напряжением, и что объект настраивается электрическим способом. Поэтому можно использовать электронный регулятор.

Простейшим примером такого регулятора служит усилитель, на вход которого подается отклонение регулируемой величины $W - X$. Если регулируемая величина X превышает заданное значение W , разность $W - X$ становится отрицательной. Благодаря этому регулирующее воздействие Y уменьшается в соответственно увеличенном масштабе. Это уменьшение компенсирует разность $W - X$. В установившемся состоянии остаточное рассогласование тем меньше, чем выше коэффициент усиления A_R регулятора. Для линейной системы, представленной на рис. 1, справедливы соотношения

$$Y = A_R(W - X) \quad \text{и} \quad X = A_S(Y + Z). \quad (1.1)$$

Отсюда получаем выражение для определения регулируемой величины X :

$$X = \frac{A_R A_S}{1 + A_R A_S} W + \frac{A_S}{1 + A_R A_S} Z. \quad (1.2)$$

Понятно, что способность системы следовать за изменением задающего параметра $\partial X / \partial W$ тем ближе к 1, чем выше коэффициент усиления цепи обратной связи (иногда его называют петлевым коэффициентом обратной связи):

$$g = A_R A_S = \frac{\partial X}{\partial (W - X)}. \quad (1.3)$$

Переходная характеристика при возмущении $\partial X / \partial Z$ тем ближе к нулю, чем больше коэффициент усиления A_R регулятора. Однако при этом следует учитывать то обстоятельство, что коэффициент усиления цепи обратной связи нельзя сделать сколь угодно большим, так как тогда неизбежный сдвиг фазы в контуре регулирования приведет к возникновению колебаний. Задача регулирования заключается в том, чтобы, несмотря на указанные ограничения, обеспечить возможно меньшее рассогласование регулирования и хорошую переходную характеристику. С этой целью к линейному усилителю добавляют интегратор (или интегратор с дифференциатором) и получают таким образом вместо пропорционального регулятора (П-регулятора) ПИ- или ПИД-регулятор. Реализации такого регулятора с помощью электронных схем посвящены следующие разделы.

1.2. Типы регуляторов

П-регулятор – это линейный усилитель, фазовый сдвиг которого в частотном диапазоне пренебрежимо мал, а коэффициент усиления g в цепи обратной связи контура регулирования больше единицы. Примером такого П-регулятора является операционный усилитель с резистивной цепью отрицательной обратной связи.

Для определения максимально возможного коэффициента линейного усиления рассмотрим диаграмму Боде типичного управляемого объекта. Она представлена на рис. 2.

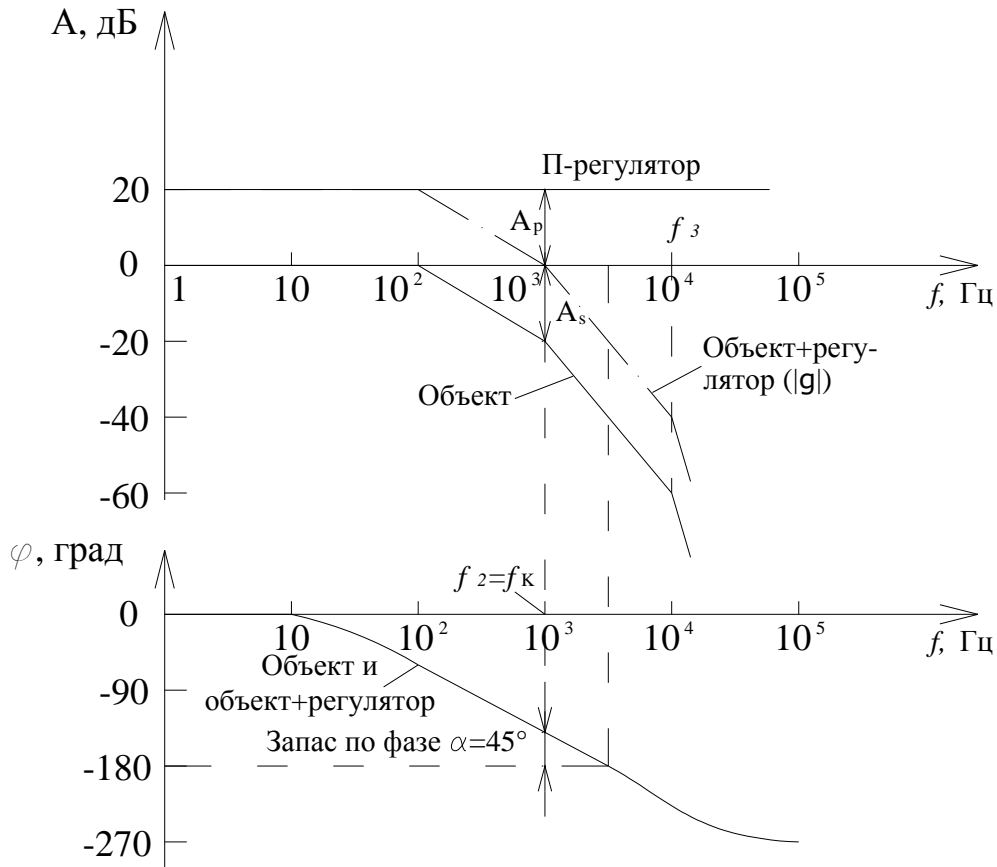


Рис. 2. Пример диаграммы Бode объекта с П-регулятором

На частоте $f = 3,3 \text{ кГц}$ отставание по фазе составляет 180° . На этой частоте отрицательная обратная связь превращается в положительную, или, другими словами, выполняется условие $\alpha + \beta = 0, 2\pi, \dots$ возникновения автоколебательного режима. Выполняется ли к тому же и условие для амплитуд $|A_s| \cdot |A_p| = 1$, определяется коэффициентом линейного усиления A_p . В примере, показанном на рис. 2, коэффициент усиления объекта $|A_s|$ на частоте $3,3 \text{ кГц}$ составляет $|A_s| = 0,01$ или -40 дБ . Если бы мы выбрали $A_p = 100$ или $+40 \text{ дБ}$, коэффициент усиления цепи обратной связи $|g| = |A_s| \cdot |A_p|$ на этой частоте был бы равен 1, т.е. амплитудное соотношение для генератора выполнялось бы, и возникли бы незатухающие колебания с частотой $3,3 \text{ кГц}$. При $A_p > 100$ возникают колебания с экспоненциально нарастающей амплитудой. В случае $A_p < 100$ возникают затухающие колебания.

Вопрос заключается в том, насколько нужно уменьшить A_P , чтобы получить оптимальный переходный процесс. Приближенная величина, определяющая затухание процесса установления колебаний, может быть получена непосредственно из диаграммы Бode в виде запаса (устойчивости) по фазе α , представляющего собой отставание по фазе, которое на критической частоте f_k еще не достигает 180° . Критическая частота – это частота, при которой коэффициент усиления цепи отрицательной связи $|g|$ становится равным единице. Отсюда запас устойчивости по фазе

$$\alpha = 180^\circ - |\varphi_g(f_k)| = 180^\circ - |\varphi_S(f_k) + \varphi_R(f_k)|, \quad (1.4)$$

где $\varphi_R(f_k)$ – сдвиг фаз в регуляторе; $\varphi_S(f_k)$ – сдвиг фаз в объекте регулирования.

В случае П-регулятора по определению $\varphi_R(f_k) = 0$, и мы получаем

$$\alpha = 180^\circ - |\varphi_S(f_k)|. \quad (1.5)$$

Запас по фазе $\alpha = 0^\circ$ обеспечивает незатухающие колебания, так как в этом случае удовлетворяются как амплитудное, так и фазовое условия генерации. Условие $\alpha = 90^\circ$ соответствует границе апериодического режима. При $\alpha \approx 65^\circ$ на переходной характеристике появляется 4 %-ный выброс. Время установления минимально. Этот запас по фазе для большинства практических случаев является оптимальным. На рис. 3 представлены осциллограммы, иллюстрирующие различные случаи переходных процессов.

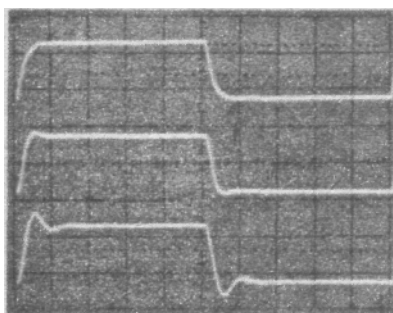


Рис. 3. Зависимость переходной характеристики от запаса по фазе при постоянной критической частоте f_k .

Сверху вниз: $\alpha = 90^\circ$, $\alpha = 65^\circ$, $\alpha = 45^\circ$

В примере, представленном на рис. 2, сдвиг по фазе φ_S на частоте $f_2 = 1$ кГц составляет -135° , и коэффициент усиления объекта $A_S = 0,1$ или -20 дБ. Если выбрать коэффициент усиления П-регулятора равным $A_P = 10$ или $+20$ дБ, то коэффициент усиления объекта с регулятором на этой частоте будет равен 1, а запас по фазе составит 45° . Таким образом, $A_P = 10$ – наибольшее значение, при котором еще получается приемлемый переходный режим.

При этом петлевой коэффициент усиления будет равен:

$$g = A_S \cdot A_P = 1 \cdot 10.$$

С учетом формулы (1.2) находим для установившегося режима относительное отклонение регулируемой величины:

$$\frac{W - X}{W} = \frac{1}{1 + g} \approx 9\% .$$

Произвольно большой коэффициент линейного усиления может быть выбран лишь для таких объектов, которые ведут себя как фильтр нижних частот первого порядка, потому что для них запас по фазе на любой частоте превышает 90° .

1.3. ПИ-регулятор

В предыдущем разделе мы показали, что коэффициент усиления пропорционального регулятора по соображениям его устойчивости не может быть сделан произвольно большим. Улучшить точность регулирования можно, увеличив коэффициент усиления цепи обратной связи на низких частотах (рис. 4).

Понятно, что вблизи критической частоты f_k частотная характеристика коэффициента усиления регулятора не изменяется. Переходная характеристика, таким образом, остается неизменной. Остаточное рассогласование при этом равно нулю, поскольку

$$\lim_{f \rightarrow 0} |g| = \infty .$$

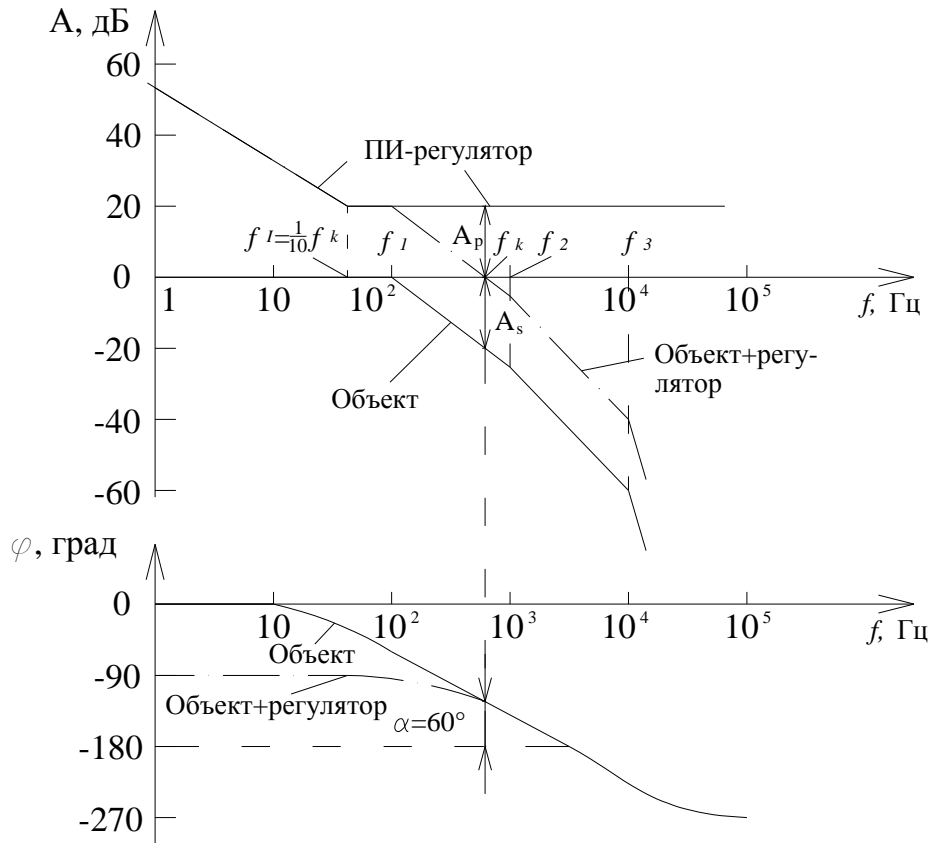


Рис. 4. Пример диаграммы Бode объекта с ПИ-регулятором

Для реализации такой частотной характеристики параллельно П-регулятору включается интегратор (рис. 5).

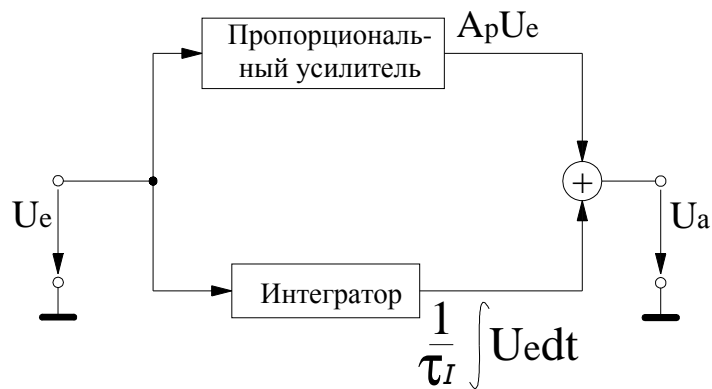


Рис. 5. Блок-схема ПИ-регулятора

На рис. 6 приведена диаграмма Бode полученного ПИ-регулятора. ПИ-регулятор на низких частотах ведет себя как интегратор, а на высоких – как линейный усилитель.

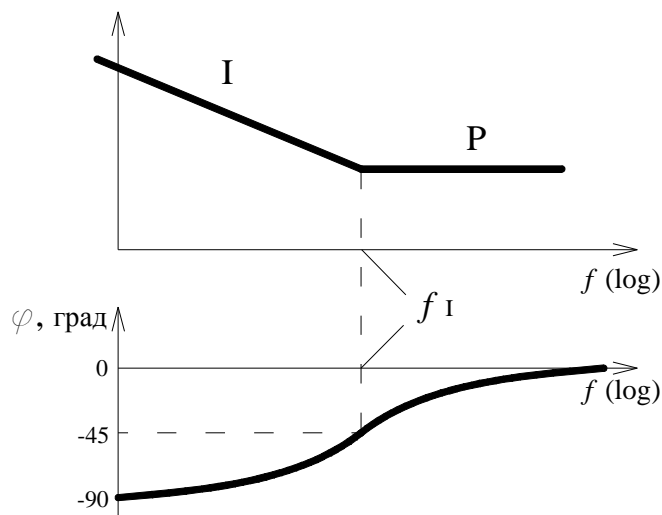


Рис. 6. Диаграмма Бode ПИ-регулятора

Переход от одного режима к другому характеризуется граничной частотой f_I ПИ-регулятора. На этой частоте фазовый сдвиг составляет -45° , а реальный коэффициент усиления регулятора превышает на 3 дБ тот, что приведен на диаграмме Бode.

Для расчета граничной частоты f_I находим комплексный коэффициент усиления регулятора:

$$A_R = A_P + \frac{1}{j\omega\tau_I} = A_P \left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_I A_P} \right).$$

Отсюда следует:

$$A_R = A_P \left(1 + \frac{\omega_I}{j\omega} \right), \text{ где } \omega_I = 2\pi f_I = \frac{1}{\tau_I A_P}. \quad (1.6)$$

ПИ-регулятор может быть реализован также с помощью одного операционного усилителя. Соответствующая схема приведена на рис. 7.

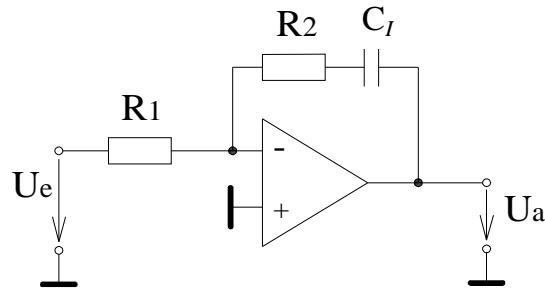


Рис. 7. ПИ-регулятор

Комплексный коэффициент усиления определяется следующим выражением:

$$A_R = -\frac{R_2 + 1/j\omega C_I}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{j\omega C_I R_2} \right). \quad (1.7)$$

Из полученных выражений следует:

$$A_P = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{и} \quad f_I = \frac{1}{2\pi C_I R_2}. \quad (1.8)$$

Теперь на примере, представленном на рис. 4, более подробно рассмотрим выбор оптимальной граничной частоты интегрирования f_I . Сначала, не учитывая интегральную составляющую, увеличим коэффициент усиления A_P настолько, насколько позволяет требование к затуханию. Из рис. 4 видно, что фазовый сдвиг данного объекта на частоте 700 Гц равен -120° , и соответствующий коэффициент усиления $|A_S| = 0,14$ или -17 дБ. Таким образом, для обеспечения запаса по фазе 60° следует выбрать $A_P = +17$ дБ. Этот случай иллюстрируется на рис. 4. Критическая частота при выбранных параметрах составляет $f_k \approx 700$ Гц.

Как уже отмечалось, необходимо выбирать граничную частоту интегрирования f_I малой по сравнению с f_k , чтобы не увеличивать фазовый сдвиг вблизи f_k . С другой стороны, неразумно выбирать ее меньшей, чем необходимо, поскольку это увеличивает время, за которое рассогласование интегратора становится нулевым. Верхняя граница f_I обычно равна $0,1 f_k$. Такие параметры используются на рис. 4. Соответствующий переходный процесс установления ошибки регулирования иллюстрируют осциллограммы на рис. 8.

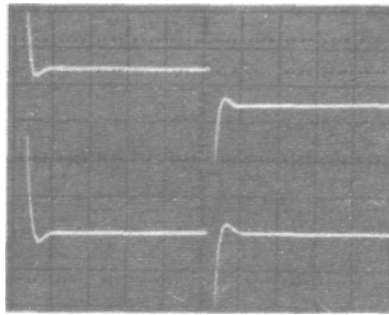


Рис. 8. Рассогласование:
сверху – П-регулятор; внизу – ПИ-регулятор с оптимальной установкой

Из нижней кривой видно, что ПИ-регулятор при таком оптимальном выборе параметров обеспечивает нулевое рассогласование за то же время, за которое П-регулятор дает ошибку $1/(1+g) = 1/8 = 12,5 \%$.

Эффект не совсем оптимальной установки f_I показан на рис. 9.

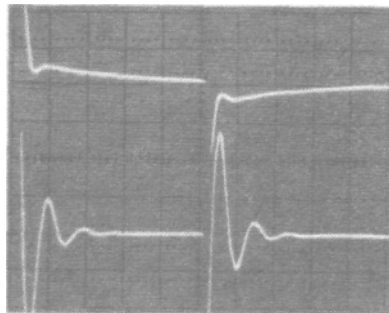


Рис. 9. Рассогласование ПИ-регулятора: сверху – f_I мало; внизу – f_I велико

Для верхней кривой частота f_I была выбрана меньшей – в результате время установления возросло. Для нижней кривой частота f_I была выбрана большей – уменьшился запас по фазе.

1.4. Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор

ПИД-регулятор можно построить на основе ПИ-регулятора, если в последний ввести дифференцирующее звено (рис. 10).

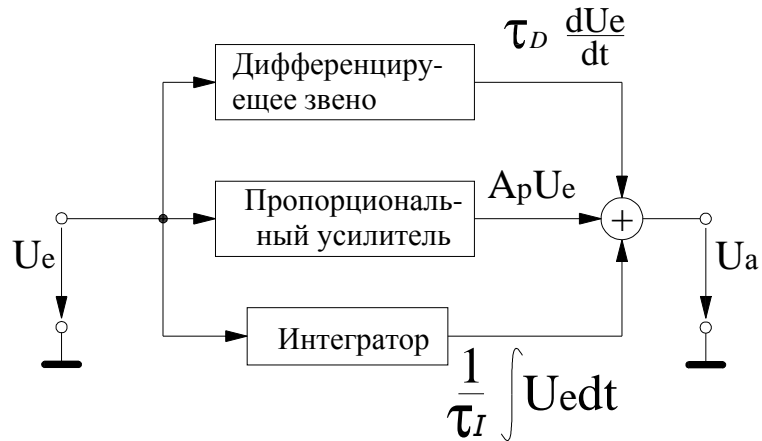


Рис.10. Блок-схема ПИД-регулятора

Эта схема на частотах выше граничной частоты дифференцирования f_D ведет себя как дифференцирующее звено. Как следует из диаграммы Боде на рис. 11, фазовый сдвиг возрастает до 90° .

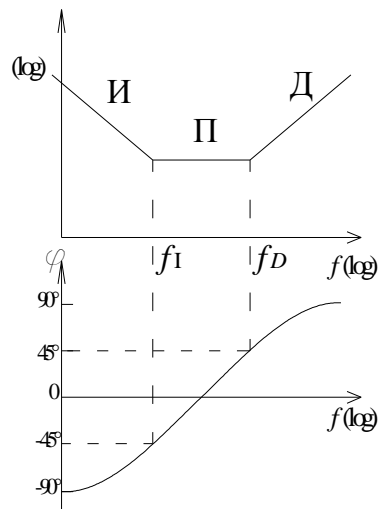


Рис. 11. Диаграмма Боде ПИД-регулятора

Это фазовое опережение на высоких частотах может использоваться для того, чтобы отчасти скомпенсировать фазовое отставание объекта вблизи f_k . При этом можно установить большой коэффициент линейного усиления и получить высокую критическую частоту f_k , благодаря чему уменьшится длительность переходного процесса.

Расчет параметров опять проиллюстрируем на примере: повысим коэффициент усиления A_p до значения, при котором запас по фазе составляет только 15° . Из рис. 12 в этом случае выбираем $A_p = 50$ или 34 дБ и $f_k = 2,2$ кГц по сравнению с 700 Гц в случае ПИ-регулятора. Если выбрать теперь граничную частоту дифференцирования $f_D \approx f_k$, то фазовый сдвиг регулятора на частоте f_k составит 45° , т.е. запас по фазе возрастет с 15 до 60° , и получится требуемая переходная характеристика. Граничную частоту интегрирования f_I можно определить таким же образом, как и для ПИ-регулятора; следовательно, $f_I \approx 1/10 f_k$. Отсюда находим частотную характеристику коэффициента усиления в цепи обратной связи, представленную на рис. 12.

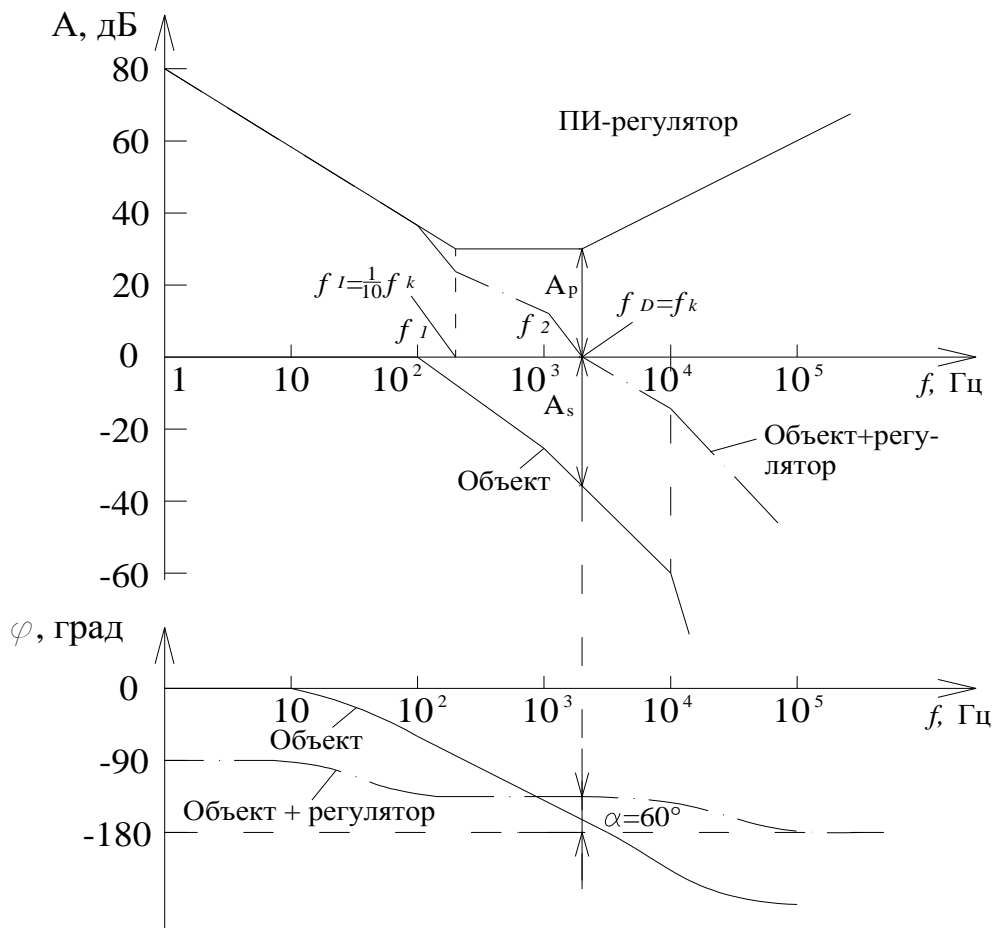


Рис. 12. Пример диаграммы Бode объекта с ПИД-регулятором

Сокращение времени установления по отношению к ПИ-регулятору можно увидеть, если сравнить осциллограммы, приведенные на рис. 13.

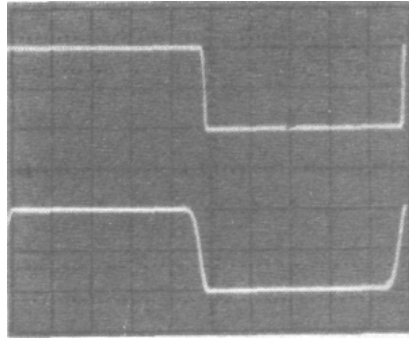


Рис.13. Сравнение переходных характеристик для объекта с ПИ-регулятором (сверху) и ПИД-регулятором (внизу)

При схемотехнической реализации ПИД-регулятора будем исходить из блок-схемы на рис. 10. Комплексный коэффициент усиления

$$A_R = A_P + j\omega\tau_D + \frac{1}{j\omega\tau_I} = A_P \left[1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_D} - \frac{\omega_I}{\omega} \right) \right]. \quad (1.9)$$

При этом:

$$f_D = A_P / 2\pi\tau_D \quad \text{и} \quad f_I = 1 / 2\pi A_P \tau_I. \quad (1.10)$$

Схема с частотной характеристикой, соответствующей уравнению (1.9), может быть построена на одном операционном усилителе, как показано на рис. 14.

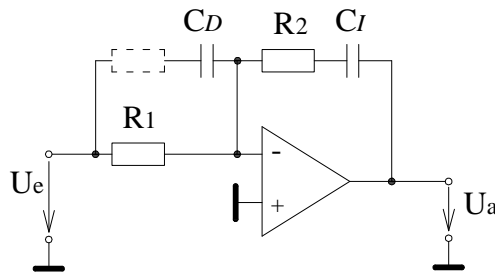


Рис.14. ПИД-регулятор

Ее комплексный коэффициент усиления

$$A_R = - \left[\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_D}{C_I} + j\omega C_D R_2 + \frac{1}{j\omega C_I R_1} \right].$$

При $C_D/C_I \ll R_2/R_1$ получаем:

$$A_R = - \frac{R_2}{R_1} \left[1 + j \left(\omega C_D R_1 - \frac{1}{\omega C_I R_2} \right) \right]. \quad (1.11)$$

Приравнивая коэффициенты уравнений (1.9) и (1.11), находим параметры регулятора:

$$A_P = -\frac{R_2}{R_1}; \quad f_I = \frac{1}{2\pi C_I R_2}; \quad f_D = \frac{1}{2\pi C_D R_1}. \quad (1.12)$$

1.5. Настраиваемые ПИД-регуляторы

При определении регуляторов различного типа мы исходим из того, что параметры объекта регулирования известны. Однако часто, особенно для «медленных» объектов, эти параметры измерить сложно. Как правило, эта цель достигается быстрее, если оптимизация регулятора производится экспериментально. Для этого необходима схема, для которой регулируемые параметры A_P , f_I и f_D можно варьировать независимо друг от друга. Как видно из (1.12) и (1.10), этим требованиям не удовлетворяют ни схема на рис. 14, ни схема на рис. 10, так как в них изменение A_P приводит к изменению граничных частот f_I и f_D .

Напротив, в схеме, представленной на рис. 15, возможна независимая установка всех параметров.

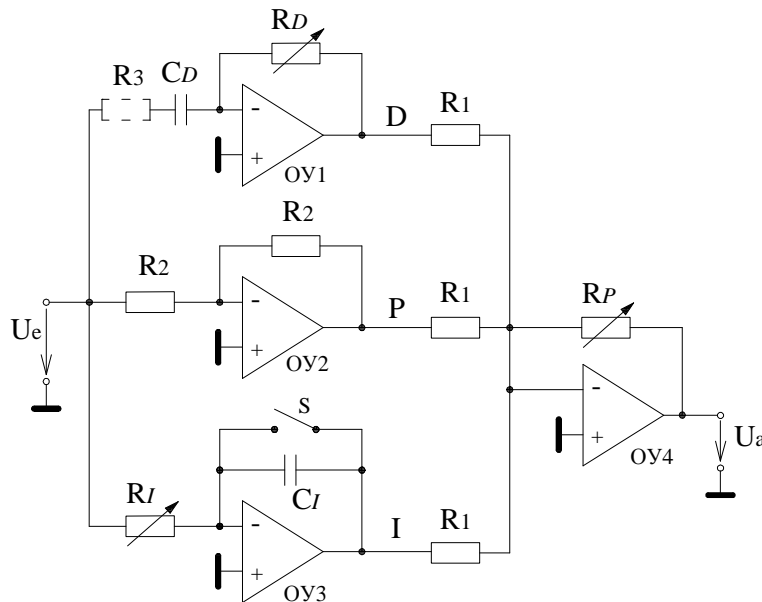


Рис.15. ПИД-регулятор с отдельно задаваемыми коэффициентами:

$$A_P = \frac{R_P}{R_1}; \quad f_I = \frac{1}{2\pi C_I R_I}; \quad f_D = \frac{1}{2\pi C_D R_D}$$

Комплексный коэффициент усиления для этой схемы записывается в виде

$$A_R = \frac{R_P}{R_1} \left[1 + j \left(\omega C_D R_D - \frac{1}{\omega C_I R_I} \right) \right]. \quad (1.13)$$

С помощью формулы (1.9) находим параметры регулятора:

$$A_P = \frac{R_P}{R_1}; \quad f_I = \frac{1}{2\pi C_I R_I}; \quad f_D = \frac{1}{2\pi C_D R_D}. \quad (1.14)$$

Настройку регулятора опять проиллюстрируем на примере схемы на рис. 15. Вначале ключ S нужно замкнуть, чтобы интегратор был выключен. Резистор R_D выводится на нуль, и дифференциатор также не функционирует, схема работает как чистый П-регулятор.

Теперь подадим на задающий вход прямоугольный сигнал и рассмотрим поведение регулируемой величины X в переходном режиме. Величина A_P возрастает от нуля до уровня, при котором процесс установления происходит с незначительным затуханием (см. верхнюю осциллограмму на рис. 16). Это соответствует выбранному на диаграмме рис. 12 запасу по фазе в 15° без учета дифференциальной составляющей.

На втором этапе, увеличивая R_D , уменьшают граничную частоту дифференциатора f_D от бесконечности до значения, при котором достигается требуемое затухание (см. нижнюю кривую на рис. 16).

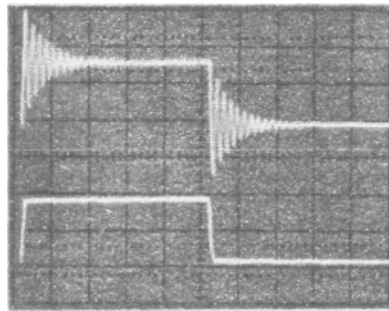


Рис. 16. Экспериментальная настройка линейного и дифференциального звеньев

На третьем этапе анализируют переходный режим отклонения регулируемой величины $W - X$. После размыкания ключа S граничную частоту интегрирования f_I увеличивают до тех пор, пока время установления не станет минимальным. Соответствующие осциллограммы уже были приведены на рис. 8 и 9.

Важным преимуществом этого способа настройки является то, что оптимальная настройка регулятора достигается непосредственно без итераций (см. рис. 12). С помощью полученных таким образом параметров регулятора можно рассчитать и простой ПИД-регулятор на рис. 14.

1.6. Управление нелинейными объектами. Статическая нелинейность

До сих пор мы исходили из того, что объект регулирования описывается уравнением

$$X = A_S Y, \quad (1.15)$$

т.е. что он линеен. Для многих устройств это условие не выполняется. В общем случае справедливо равенство:

$$X = f(Y). \quad (1.16)$$

Однако при малых отклонениях относительно заданной рабочей точки X_0 любой объект можно считать линейным, если его характеристика в окрестности этой точки постоянна и непрерывно дифференцируема. В этом случае используют дифференциальный коэффициент усиления

$$a_S = dX/dY.$$

Для диапазона малых сигналов справедливо соотношение:

$$x \approx a_S y \quad (1.17)$$

при $x = (X - X_0)$ и $y = (Y - Y_0)$.

Теперь можно оптимизировать описанным способом регулятор для выбранной рабочей точки. Если, однако, изменения задающего параметра W велики, возникают осложнения: поскольку дифференциальный коэффициент усиления устройства a_S зависит от положения рабочей точки, переходный процесс изменяется в зависимости от W . Эту проблему можно решить, если перед объектом включить функциональную схему для линеаризации его характеристики. Соответствующая блок-схема показана на рис. 17. Если с помощью функциональной схемы реализуется функция $Y = f^{-1}(Y')$, то получается линейное уравнение устройства:

$$X = f(Y) = f[f^{-1}(Y')] = Y', \quad (1.18)$$

что и требуется.

Если объект описывается, например, экспоненциальной зависимостью

$$X = Ae^Y, \quad (1.19)$$

необходимо использовать в качестве функциональной схемы логарифматор, для которого

$$Y = f^{-1}(Y') = \ln \frac{Y'}{A}. \quad (1.20)$$

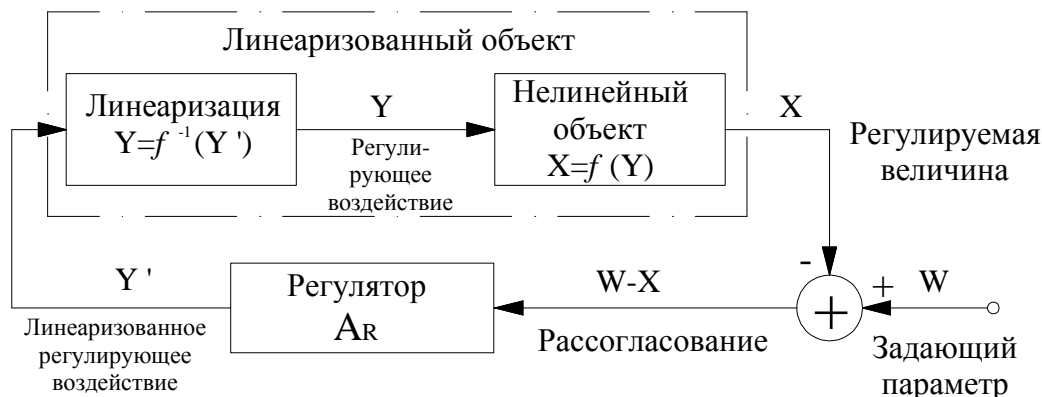


Рис. 17. Линеаризация статического нелинейного объекта

Контрольные вопросы

1. Для чего предназначен электронный регулятор?
2. Как включается электронный регулятор в схему регулирования?
3. Какие характеристики электронного регулятора вы знаете, и как они влияют на регулируемую величину?
4. Что такое П-регулятор (ПИ-регулятор, ПИД-регулятор) и как выглядят его диаграммы Боде?
5. Как определяется величина запаса устойчивости по амплитуде и по фазе с помощью диаграмм Боде?
6. Как зависит величина рассогласования регулируемой величины от вида регулятора?
7. Какие преимущества и недостатки присущи ПИД-регулятору?
8. Какова особенность управления нелинейными объектами?

2. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА (РП)

2.1. Общие сведения о радиоприемных устройствах

Радиоприемник – это радиоэлектронное устройство (РЭУ), которое принимает радиоволны с эфира, усиливает напряжение, преобразовывает его и извлекает информацию. Все РП делятся на 2 группы:

1. Профессиональные (предназначены для решения специальных технических задач радиосвязи, радиолокации, радионавигации и т.д.).
2. Радиовещательные (служат для приема звуковых и телепрограмм).

По типу РП делятся на:

- регенеративные;
- регенеративные с прямым усилением;
- гетеродинные;
- супергетеродинные.

По характеру модуляции принимаемого сигнала:

- АМ (приемники амплитудной модуляции);
- ЧМ (приемники частотной модуляции);
- ФМ (приемники фазовой модуляции);
- ИМ (приемники импульсной модуляции).

По диапазону волн:

- миллиметровые;
- метровые;
- километровые;
- декаметровые.

По конструкции и исполнению:

- стационарные;
- мобильные;
- переносные.

Основные технические характеристики РП:

1. Чувствительность – способность РПУ обеспечивать нормальный прием слабых сигналов. Она оценивается минимальной величиной сигнала в антенне, которая необходима для получения номинальной выходной мощности приемника при заданном отношении сигнал/шум. В зависимости от назначения чувствительность радиоприемников $P_{\min} = [70 \dots 1 \text{ мкВ}]$. Для реализации высокой чувствительности РП необходимо, чтобы уровень сигнала на входе РП превышал уровень помех. Чувствительность РП также зависит и от его собственных шумов.

2. Избирательность – способность выделять полезный сигнал из совокупности колебаний с различными несущими частотами. Чем уже резонансная характеристика РП, тем выше его избирательность, но РП не может иметь бесконечно малую полосу пропускания (ПП). ПП – это ширина резонансной характеристики при ослаблении по напряжению в $\sqrt{2}$ раз (3 дБ). Избирательность характеризуется коэффициентом прямоугольности:

$$K_n = \frac{f_0}{2\Delta f_0}. \quad (2.1)$$

3. Помехоустойчивость – способность обеспечить достоверный прием полезной информации, передаваемой по радиоканалу в условиях действия различных помех. Количественно она оценивается достоверностью полученной информации при заданном отношении сигнал/помеха ($P_{сиг}/P_n$) и зависит от этого отношения.

4. Диапазон рабочих частот – интервал частот, на котором обеспечивается прием сигнала с заданным отношением сигнал/шум.

5. Качество воспроизведения – определяется степенью искажений принимаемого сигнала. Искажения бывают:

- нелинейные (из-за нелинейности амплитудно-частотной характеристики РП);
- амплитудно-частотные (из-за непостоянства коэффициента усиления РП на разных частотах);
- фазо-частотные (из-за наличия в РП множества фильтров со своей фазо-частотной характеристикой);

6. Динамический диапазон – отношение максимального выходного сигнала к минимальному входному:

$$D = \frac{P_{вых.макс}}{P_{вх.мин}} \text{ (раз)}. \quad (2.2)$$

$$D_{lg} = 20lg \frac{U_{вых.макс}}{U_{вх.мин}} \text{ (дБ)}. \quad (2.3)$$

На рис. 18 приведена структурная схема супергетеродинного приемника.

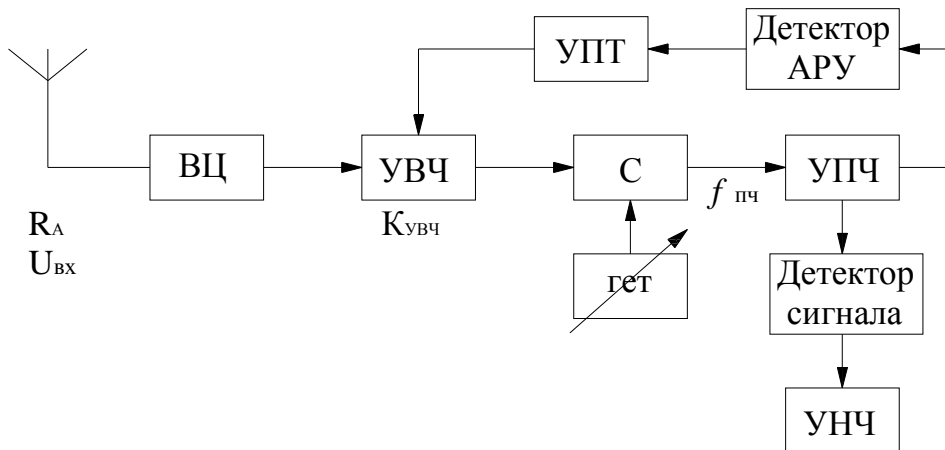


Рис. 18. Структурная схема супергетеродинного приемника

Принцип действия. Сигнал с антенны поступает на вход РП. Входом служит входная цепь (ВЦ), которая обеспечивает избирательность радиоприемника по зеркальному каналу и частично по каналу прямого усиления.

Усилитель высокой частоты (УВЧ) служит для усиления принимаемого сигнала и обеспечения чувствительности РП. Смеситель преобразует несущую частоту в промежуточную частоту $f_{пч}$ (обычно ниже, чем $f_{зем}$):

$$f_{пч} = n \cdot f_{сиг} \pm m \cdot f_{зем}. \quad (2.4)$$

Здесь: m и n – целые числа от 1 до 10.

Если n и m будут равны 1 и – 1 соответственно, то

$$f_{пч} = f_{сиг} - f_{зем}. \quad (2.5)$$

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) усиливает сигнал промежуточной частоты (ПЧ) до величины, необходимой для нормальной работы детектора. УПЧ также обеспечивает избирательность по соседнему каналу.

Детектор детектирует сигнал ПЧ и выделяет информацию.

Существуют приемники с несколькими преобразованиями частоты, чаще с двойным преобразованием (рис. 19).

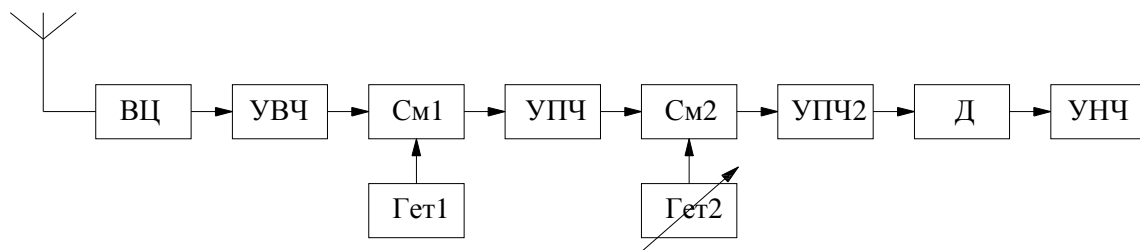


Рис. 19. Структурная схема радиоприемника с двойным преобразованием частоты

В некоторых радиоприемниках усиление по промежуточной частоте производится в разных полосах пропускания и на разных частотах с использованием поднесущих частот, содержащихся в спектре усиливаемого сигнала. Примером такого радиоприемника может служить телевизионный приемник (рис. 20).

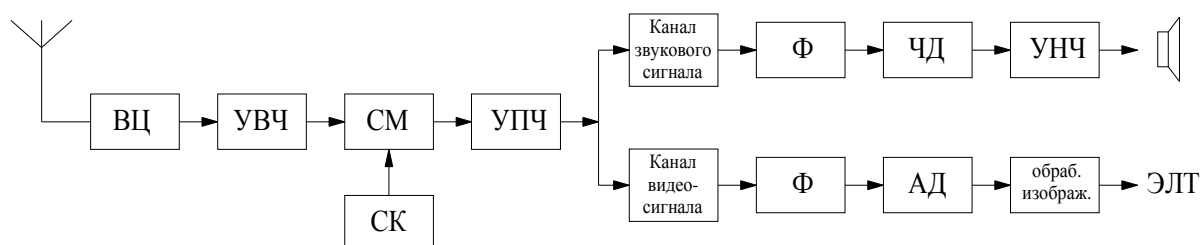


Рис. 20. Структурная схема телевизионного приемника

2.2. Коэффициент шума

Коэффициентом шума радиоприемника называется отношение

$$N = \frac{P_{с\text{ вх}}/P_{ш\text{ вх}}}{P_{с\text{ вых}}/P_{ш\text{ вых}}}. \quad (2.6)$$

Если обозначить $K_p = P_{с\text{ вых}}/P_{с\text{ вх}}$, где K_p – коэффициент передачи приемного тракта, то

$$N = P_{ш\text{ вых}}/(K_p \cdot P_{ш\text{ вх}}), \quad (2.7)$$

где $K_p \cdot P_{ш\text{ вх}}$ – это усиленные шумы, которые поступают на вход приемника (ПРМ).

Выходной шум приемника:

$$P_{ш\text{ вых}} = K_p \cdot P_{ш\text{ вх}} + P_{ш\text{ собств прм}}. \quad (2.8)$$

Тогда

$$N = (K_p \cdot P_{ш\text{ вх}} + P_{ш\text{ собств прм}})/(K_p \cdot P_{ш\text{ вх}}), \quad (2.9)$$

и формула (2.9) будет иметь вид:

$$N = 1 + P_{ш \text{ собств прм}} / (K_p \cdot P_{ш \text{ вх}}), \quad (2.10)$$

где $P_{ш \text{ собств прм}}$ – собственные шумы приемника на выходе.

Рассмотрим структурную схему приемника (рис. 21).



Рис. 21. Структурная схема приемника

Предположим, что коэффициент передачи антенно-фидерного тракта $K_{рф}$, а необходимое отношение $P_c/P_{ш}$ на выходе линейной части приемника $\gamma_p = P_{с \text{ вьх}}/P_{ш \text{ вьх}}$.

При согласовании мощность шумов $P_{ша}$, передаваемых из антенны на вход фидера, равна

$$P_{ша} = k \cdot t_a \cdot T_0 \cdot \Delta f_{эф}, \quad (2.11)$$

где k – постоянная Больцмана; t_a – относительная температура, $t_a = \frac{T_a}{T_0}$, где

T_a – абсолютная температура антенны и $T_0 = 293$ °С; $\Delta f_{эф}$ – эффективная полоса пропускания.

Мощность шумов, поступающих от фидера при согласовании фидера с линейной частью приемника, равна

$$P_{шф} = k \cdot t_a \cdot T_0 \cdot \Delta f_{эф} \cdot (1 - K_{рф}) \cdot K_p. \quad (2.12)$$

Принимаем N – коэффициент шума; K_p – коэффициент усиления линейной части приемника. Тогда

$$P_{ш \text{ собств прм}} = k \cdot T_0 \cdot \Delta f_{эф} \cdot (N - 1) \cdot K_p, \quad (2.13)$$

и полная мощность шумов на выходе приемника будет равна

$$P_{ш \text{ вьх}} = P_{ша} \cdot K_{рф} \cdot K_p + P_{шф} \cdot K_p + P_{ш \text{ собств прм}}. \quad (2.14)$$

Если предположить, что температура фидера равна нормальной температуре ($T_f = T_0$), то

$$P_{ш \text{ вьх}} = k \cdot T_0 \cdot \Delta f_{эф} \cdot [K_{рф} \cdot (t_a - 1) + N] \cdot K_p, \quad (2.15)$$

где $t_a = T_a/T_0$.

Обозначим через P_{ao} мощность сигнала в антенне, которая соответствует чувствительности приемника с учётом $\gamma_p = P_{c \text{ вых}} / P_{ш \text{ вых}}$. В этом случае мощность на выходе линейной части приемника

$$P_{c \text{ вых}} = P_{ao} \cdot K_{p\phi} \cdot K_p = \gamma_p \cdot P_{ш \text{ вых}}, \quad (2.16)$$

тогда для чувствительности приемника:

$$P_{ao} = (\gamma_p \cdot P_{ш \text{ вых}}) / (K_p \cdot K_{p\phi}) = k \cdot T_0 \cdot \Delta f_{эф} \cdot \gamma_p \cdot (t_a - 1 + N / K_{p\phi}), \quad (2.17)$$

при заданных значениях $K_{p\phi}$, t_a , N коэффициент шума линейной части должен удовлетворять условию:

$$N_{лин \text{ нрм}} \leq [P_{ao} / (k \cdot T_0 \cdot \Delta f_{эф} \cdot \gamma_p) - t_a + 1] \cdot K_{p\phi}. \quad (2.18)$$

Для увеличения чувствительности необходимо уменьшать $\Delta f_{эф}$, N и увеличивать $K_{p\phi}$.

Если известно сопротивление нагрузки r_n , то сигнал в антенне можно определять из выражения:

$$E_a = \sqrt{4kT_0 r_n \Delta f_{эф} (t_a - 1 + N / K_{p\phi}) / \gamma_p} \quad (2.19)$$

и чувствительность приёмника

$$P_{ao} = k \cdot T_{ш} \cdot \Delta f_{эф} \cdot \gamma_p, \quad (2.20)$$

где $T_{ш} = T_a + T_0 \cdot (N / K_{p\phi} - 1)$ – шумовая температура, $T_0 = 293$ °С.

Если известно $T_{ш}$, тогда

$$E_a = \sqrt{4kT_{ш} \Delta f_{эф} \gamma_p}, \quad (2.21)$$

где k – постоянная Больцмана.

Таким образом, для повышения чувствительности приемника необходимо уменьшить N входных каскадов.

Если $t_a \gg N / K_{p\phi} - 1$, то чувствительность мало зависит от коэффициента шума приемника и зависит только от t_a .

Общий коэффициент шума всего приемника, выраженный через коэффициенты шума отдельных каскадов N_i и усиления по мощности K_{pi} :

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot \dots \cdot K_{p(n-1)}}. \quad (2.22)$$

2.3. Усилитель высокой частоты

Усилителем высокой частоты (УВЧ) принято называть те каскады приемника, в которых усиление происходит на его несущей частоте. УВЧ выполняет 3 функции:

1) повышает чувствительность приемника за счет уменьшения коэффициента шума и повышения коэффициента усиления по мощности;

- 2) усиливает полезный сигнал;
- 3) обеспечивает частотную избирательность по некоторым побочным каналам приема.

Обычно УВЧ является резонансным, т.к. его нагрузкой служит резонансная система.

Основные характеристики УВЧ:

1. Резонансный коэффициент усиления (отношение амплитуды напряжения несущей частоты сигнала на выходе $U_{то\ вых}$ к амплитуде несущей частоты сигнала на входе $U_{то\ вх}$): $K_o = U_{то\ вых}/U_{то\ вх}$.

Если используется одиночный контур, то амплитудно-частотная характеристика сходна с изображением, приведенным на рис. 22, если сложный – на рис. 23.

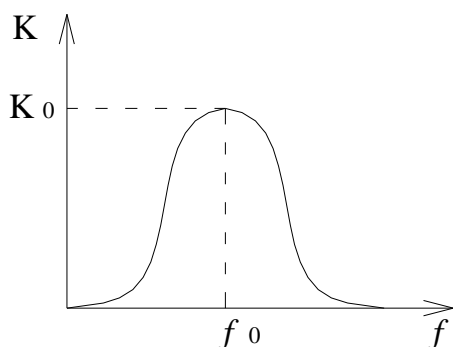


Рис. 22. Частотная характеристика одиночного контура

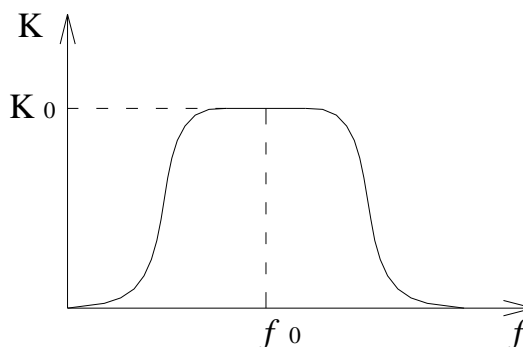


Рис. 23. Частотная характеристика сложного контура

Чаще всего используют понятие «коэффициент усиления по мощности» K_p . При известных входной $G_{вх}$ и нагрузочной $G_{н}$ проводимостях между K_o и K_p имеется связь:

$$K_p = P_{вых}/P_{вх} = (0,5 \cdot U_{то\ вых}^2 \cdot G_{н}) / (0,5 \cdot U_{то\ вх}^2 \cdot G_{вх}) = K_o^2 \cdot G_{н} / G_{вх}. \quad (2.23)$$

2. Избирательность УВЧ определяется его резонансной частотой. Для увеличения избирательности необходимо сузить резонансную характеристику, но она не может быть меньше, чем ширина спектра сигнала. Если избирательность недостаточна, то необходимо повысить крутизну характеристики за счет использования более качественных контуров на основе ПАВ, кварцевых резонаторов и т.д.

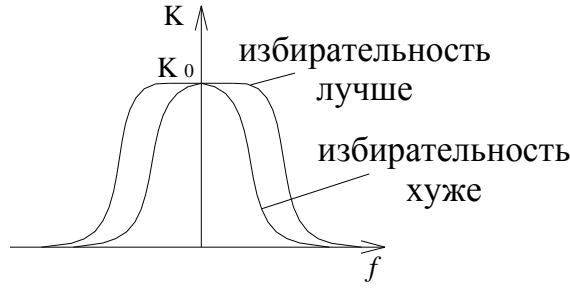


Рис. 24. Повышение избирательности входного устройства приемника

3. Коэффициент шума определяет шумовые свойства УВЧ. Чем меньше $N_{увч}$, тем лучше. Для получения N_{min} шума используются малошумящие активные элементы (транзисторы).

Коэффициент шума приемника будет определяться $N_{увч}$ в том случае, если $K_{р.увч} \gg 1$, тогда

$$N = N_{увч} + \frac{N_{пч} - 1}{K_{р.увч}} + \frac{N_{упч} - 1}{K_{р.увч} \cdot K_{пч}}. \quad (2.24)$$

Диапазон рабочих частот $f_{min} - f_{max}$ определяется рабочими свойствами приемника и может быть от 100 кГц до 100 МГц. Динамический диапазон УВЧ:

$$D_{увч} = 20 \lg \frac{U_{т\ вых. макс}}{U_{т\ вх}} = 10 \lg \frac{P_{вых макс}}{P_{вх}}, \quad (2.25)$$

где $U_{т.вх}$ – номинальный входной уровень.

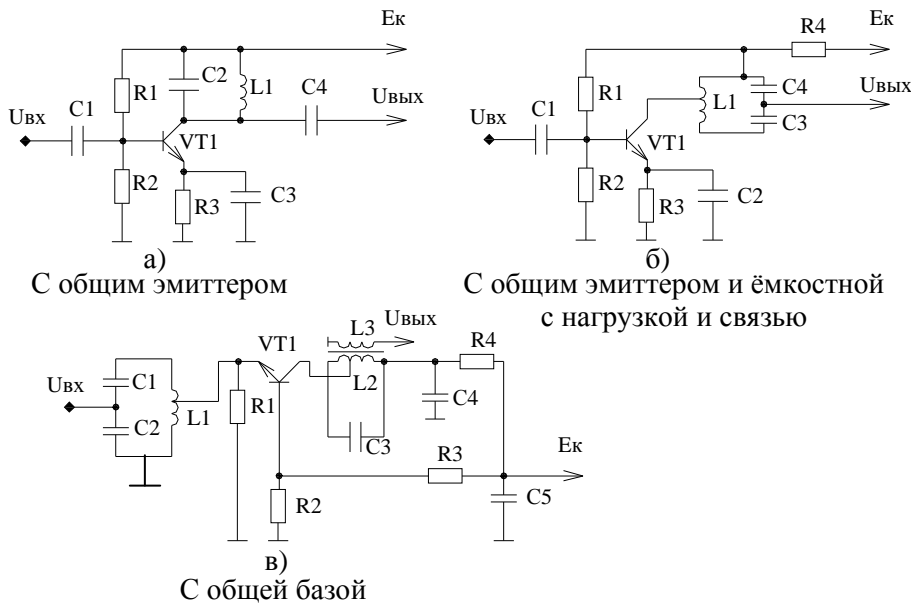


Рис. 25. Распространенные схемы УВЧ

В каскадах с ОБ и с ОЭ при использовании однотипных транзисторов шумовые свойства практически одинаковы; каскады с ОБ имеют более высокий коэффициент устойчивого усиления; каскад с ОЭ имеет малую зависимость входной проводимости от частоты и может использоваться для усиления более широкой полосы частот.

Большое распространение получила так называемая каскодная схема (рис. 26).

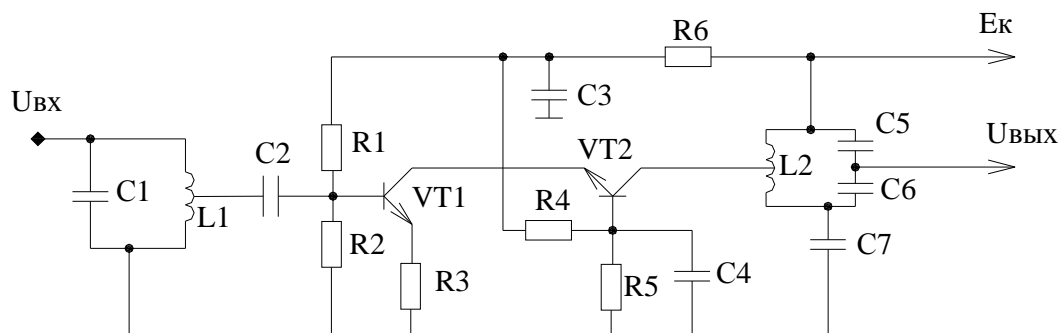


Рис. 26. Каскодная схема усилителя

При таком сочетании первый каскад, нагруженный большой проводимостью, имеет коэффициент усиления $K_u = 1$, благодаря чему обладает большим запасом устойчивости, но при этом имеет $K_p > 1$. Второй каскад с ОБ имеет высокий коэффициент устойчивого усиления и позволяет получить необходимый коэффициент усиления по напряжению K_u .

2.4. Усилитель промежуточной частоты (УПЧ)

Усилитель промежуточной частоты предназначен для усиления сигналов промежуточной частоты с выхода преобразователя частоты до уровня, необходимого для нормальной работы детектора и для фильтрации побочных сигналов приема, в частности, соседнего канала.

УПЧ называется полосовым усилителем, так как он имеет фиксированную нагрузку и нагружен на резонансную систему. Рабочие частоты УПЧ могут находиться в пределах от 200 кГц до 1 ГГц, и усиление его может составлять 80 – 120 дБ при полосах пропускания от 100 Гц до десятков мегагерц. Основные характеристики усилителя промежуточной частоты:

- коэффициент усиления;
- избирательность;
- коэффициент шума;
- искажение сигналов.

Простой схемой УПЧ является резонансный усилитель, в качестве полосового фильтра в нем использован обычный колебательный контур (рис. 27).

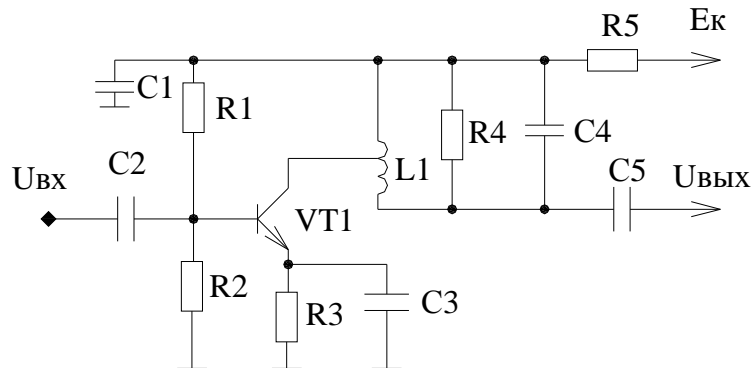


Рис. 27. Схема каскада простого усилителя промежуточной частоты

Избирательные свойства УПЧ с нагрузкой в виде одиночного контура будут характеризоваться резонансной кривой одиночного контура, имеющего эквивалентное затухание δ_0 (рис. 28).

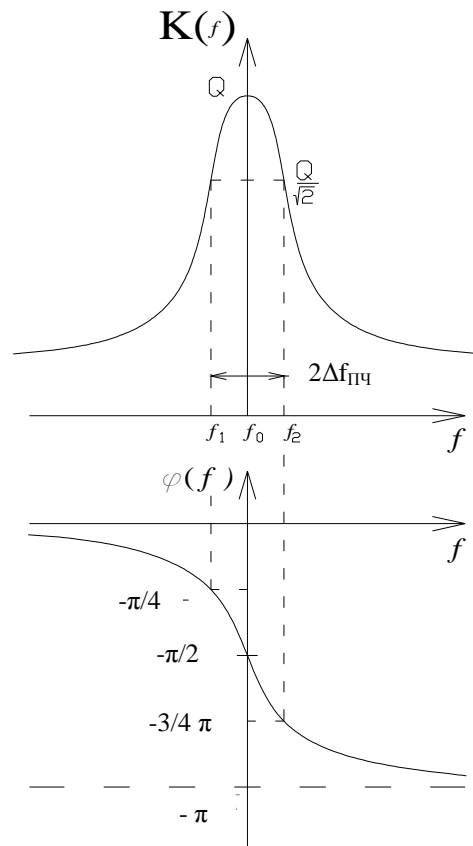


Рис. 28. Амплитудная и фазовая частотные характеристики УПЧ

Полоса пропускания такого усилителя промежуточной частоты

$$2\Delta f_{нч} = f_0 \cdot \delta_3,$$

где: f_0 – частота настройки; δ_3 – эквивалентное затухание контура.

Следовательно, для оценки АЧХ и ослабления сигнала при заданной расстройке достаточно знать резонансную частоту усилителя и эквивалентное затухание его контура.

$$K = -\frac{K_0}{1 + j\xi} = -\kappa(f)e^{-j\varphi(f)}, \quad (2.26)$$

где $\kappa(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi^2}}$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) каскада;

$\varphi(f) = -\arctg\xi$ – фазочастотная характеристика (ФЧХ) каскада; K_0 – резонансный коэффициент усиления каскада.

$$\xi = \frac{1}{\delta_3} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right);$$

$$\delta_3 = R_3 / \rho,$$

где R_3 – эквивалентное сопротивление, включенное параллельно контуру; $\rho = \omega_0 \cdot L$; L – индуктивность контура; ξ – обобщенная расстройка.

Для обеспечения высокой избирательности по соседнему каналу используются сложные связанные контуры, фильтры ПАВ, фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) (рис. 29) и др.

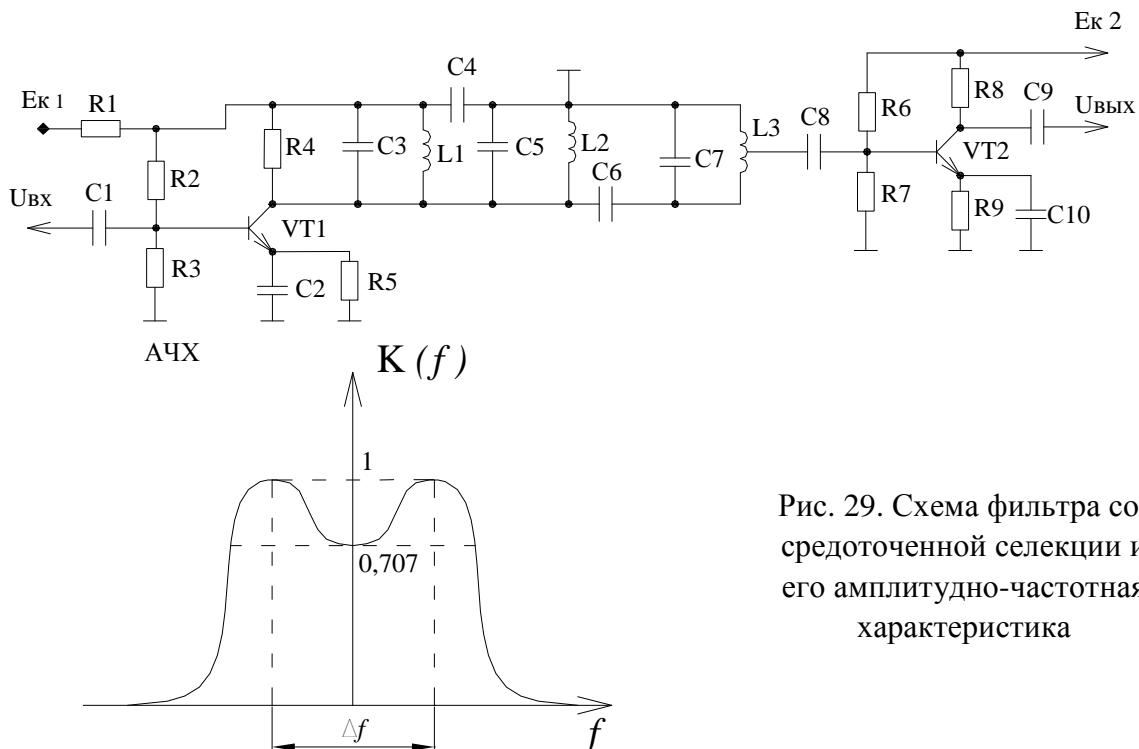


Рис. 29. Схема фильтра сосредоточенной селекции и его амплитудно-частотная характеристика

2.5. Детекторы

Детекторы предназначены для преобразования модулированных колебаний в напряжение или ток, изменяющиеся по закону модуляции (рис. 30). Они могут быть построены и на нелинейных элементах с переменными параметрами, в этом случае их называют микролиниями.

Рассмотрим детектор амплитудно-модулированных колебаний (АМ).

Входной сигнал АМ описывается уравнением

$$U_{\text{вх}} = U_{m0}(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (2.27)$$

где U_{m0} – амплитуда напряжения несущей частоты; Ω – частота модуляции; ω – несущая частота; M – коэффициент глубины амплитудной модуляции, $M = U_{m\Omega} / U_{m0}$.

При отсутствии нелинейных искажений и потерь в детекторе переменное напряжение на его выходе

$$U_{\text{вых}} = U_{m\Omega} \cdot \cos \Omega t, \quad (2.28)$$

где $U_{m\Omega}$ – амплитуда напряжения огибающей на выходе детектора.

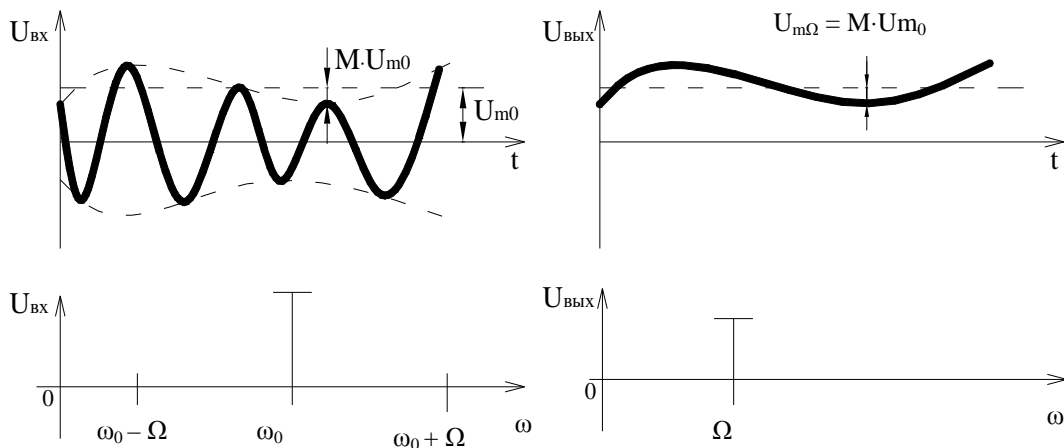


Рис. 30. К пояснению работы амплитудного детектора

Основные характеристики детектора:

– коэффициент передачи детектора – отношение амплитуды переменного напряжения $U_{m\Omega}$ на выходе детектора, изменяющегося с частотой модуляции, к амплитуде огибающей входного модулируемого напряжения $M \cdot U_{m0}$:

$$K_D = \frac{U_{m\Omega}}{M \cdot U_{m0}}; \quad (2.29)$$

– входное сопротивление детектора – отношение амплитуды U_{m0} подводимого к его входу высокочастотного (ВЧ) напряжения к амплитуде первой гармоники входного высокочастотного тока I_{m1} :

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{m0}}{I_{m1}}; \quad (2.30)$$

– коэффициент фильтрации определяется как отношение высокочастотного напряжения входной частоты $U_{m0вх}$ к выходному напряжению той же частоты $U_{m0вых}$:

$$K_{\phi} = \frac{U_{m0вх}}{U_{m0вых}}. \quad (2.31)$$

Фильтрация высокочастотного напряжения в детекторе необходима для того, чтобы это напряжение не попадало в каскады, следующие за детектором. В противном случае может возникнуть режим самовозбуждения.

На рис. 31 приведена схема диодного детектора, на рис. 32 – график его работы.

При детектировании слабых сигналов детектор работает без отсечки тока. Рабочий участок находится в пределах криволинейной части статической характеристики диода, т.е. при отсутствии сигнала в детекторе протекает начальный ток I_0 , создающий на нагрузке напряжение U_0 .

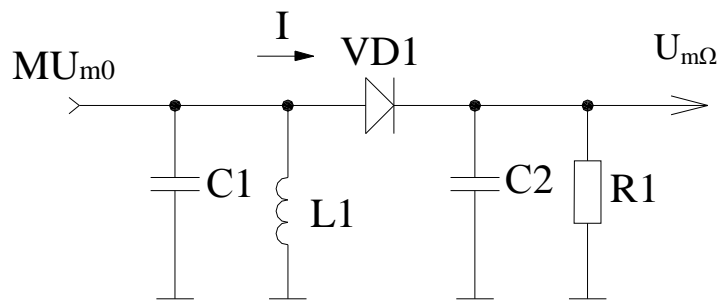


Рис. 31. Схема диодного детектора, собранного по последовательной схеме

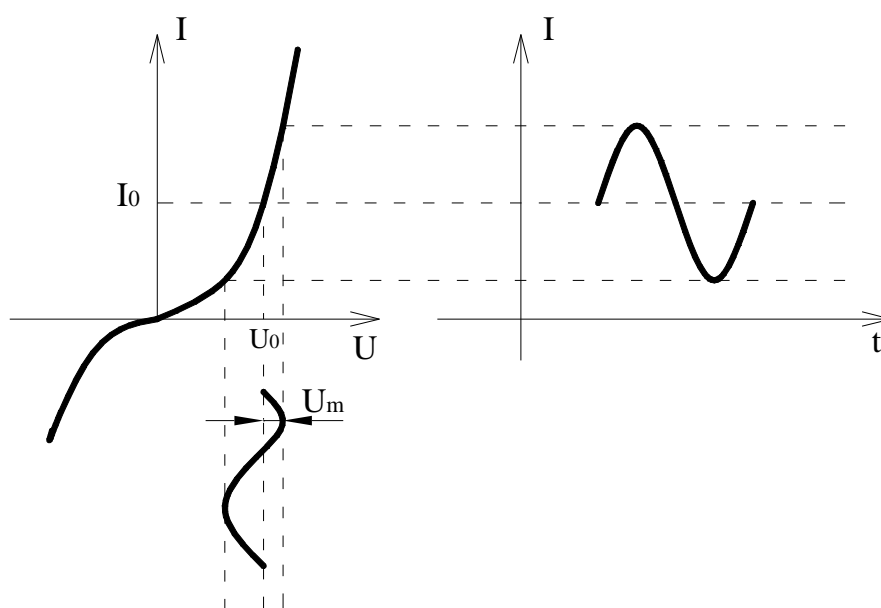


Рис. 32. Графики работы амплитудного детектора

Коэффициент передачи в этом случае пропорционален уровню входного сигнала и может по уровню находиться в пределах $10^{-1} \dots 10^{-6}$. При этом $K_D \ll 1$.

Второй недостаток диодного детектора в режиме малых сигналов – зависимость нелинейных искажений от глубины модуляции, которые при $M = 1$ достигают 0,25.

При детектировании сильных сигналов (рис. 33) детектор работает отсечкой тока, и ток через диод протекает только в течение некоторой доли периода несущей частоты детектируемого колебания.

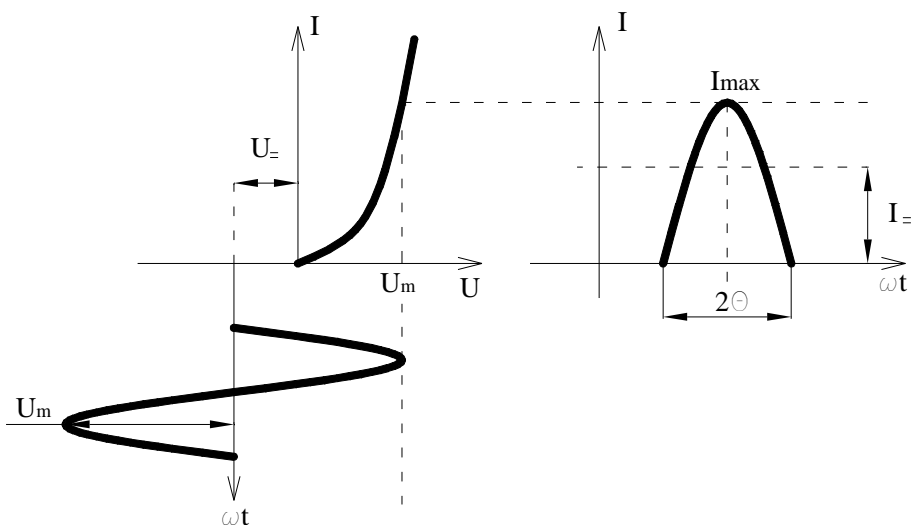


Рис. 33. График работы амплитудного детектора при детектировании сильных сигналов

Если подать на вход детектора модулированный ВЧ сигнал, то на выходе получим пульсирующее напряжение. Для получения сигнала огибающей (модуляции) необходимо усреднить (фильтровать низкочастотным фильтром) полученный сигнал.

Предположим, что на вход идеального диодного детектора подается немодулированное ВЧ напряжение U_{ex} :

$$U_{ex} = U_m \cdot \cos \omega t. \quad (2.32)$$

Тогда к диоду приложено суммарное напряжение

$$U = U_m \cdot \cos \omega t - U_+, \quad (2.33)$$

где U_+ – выпрямленное напряжение, действующее на нагрузке детектора.

Определим угол отсечки диода (при $U = 0$):

$$U_m \cdot \cos \theta = U_+. \quad (2.34)$$

Тогда

$$\cos \theta = \frac{U_{\equiv}}{U_m} = K_D. \quad (2.35)$$

Это выражение определяет коэффициент передачи детектора при детектировании немодулированного сигнала; из этого выражения следует, что коэффициент передачи диодного детектора не может превышать единицу.

$$U_{\equiv} = U_m \cdot (\cos \omega t - \cos \theta); U_{\equiv} > 0. \quad (2.36)$$

Выпрямленный ток I_{\equiv} определяется из выражения

$$I_{\equiv} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_a d\omega t = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{0,5\pi-\theta}^{0,5\pi+\theta} i_a d\omega t.$$

Учитывая, что $i_a = Su_a = S(U_m \sin \omega t - U_{\equiv})$, после вычисления интеграла и подстановки пределов получаем:

$$I_{\equiv} = (S \cdot U_m / \pi) \cdot (\sin \theta - \theta \cos \theta), \quad (2.37)$$

где S – крутизна вольтамперной характеристики диода.

Параметры детектора в этом случае:

$$S_D = \left. \frac{\partial I_{\equiv}}{\partial U_m} \right|_{U_{\equiv} = \text{const}} = \frac{S \cdot \sin \theta}{\pi} \quad \text{– статическая крутизна} \quad (2.38)$$

характеристики детектора;

$$\frac{1}{R_{iD}} = \left. \frac{\partial I_{\equiv}}{\partial U_m} \right|_{U_m = \text{const}} = \frac{S \cdot \theta}{\pi} \quad \text{– внутренняя проводимость} \quad (2.39)$$

детектора;

$$R_{iD} = \frac{\pi}{S \cdot \theta} \quad \text{– внутреннее сопротивление детектора,} \quad (2.40)$$

$$\mu_D = S_D \cdot R_{iD} = \frac{\sin \theta}{\theta} \quad \text{– внутренний коэффициент} \quad (2.41)$$

усиления детектора;

$$I_{\equiv} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\theta} i(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \cdot S \cdot U_m \cdot (\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta) \quad \text{– выпрямленный ток детектора.}$$

Тогда можно составить уравнение:

$$\text{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{R_H \cdot S}; \quad (2.42)$$

так как $U_{\equiv}/U_m = \cos \theta$, $U_{\equiv} = \frac{S \cdot U_m \cdot R_H}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$ и $U_{\equiv} = I_{\equiv} \cdot R_H$.

Отсюда следует, что угол отсечки не зависит от уровня сигнала, а зависит только от сопротивления нагрузки и крутизны характеристики (для идеального детектора). Так как θ не зависит от U_m , то

$$I_{\Sigma} \equiv U_m, \quad (2.43)$$

то есть детекторная характеристика диодного детектора в режиме детектирования сильных сигналов линейна.

Так как

$$U_{\Sigma} = U_m \cos \theta, \text{ а } U_m = U_{m0}(1 + M \cos \Omega t), \text{ то } U_{\Sigma} = U_m \cos \theta + \\ + MU_{m0} \cos \theta \cos \Omega t.$$

Здесь первое слагаемое не содержит информации о модуляции, и она не поступает на вход усилителя низкой частоты. Второе слагаемое в этой формуле является информативным и имеет вид $U_{\Sigma} = U_{m\Omega} \cos \Omega t$, где $U_{m\Omega} = MU_{m0} \cos \theta$. Откуда

$$K_D = \frac{U_{m\Omega}}{MU_{m0}} = \cos \theta. \quad (2.44)$$

Вывод: в режиме детектирования сильных сигналов по углу отсечки θ можно определить все важные параметры μ_D , R_{iD} , K_D . Если принимать $SR_H > 50$, то для определения θ можно использовать выражение:

$$\theta = 3 \sqrt[3]{\frac{3 \cdot \pi}{S \cdot R_H}}. \quad (2.45)$$

Входное сопротивление диодного детектора равно

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_m}{I_{m1}}. \quad (2.46)$$

Если амплитуда первой гармоники входного тока

$$I_{m1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\Theta} S U_m (\cos \varphi - \cos \Theta) \cdot \cos \varphi d\varphi = \frac{S U_m}{\pi} (\Theta - \sin \Theta \cdot \cos \Theta), \quad (2.47)$$

то

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_m}{I_{m1}} = \frac{\pi}{S(\Theta - \sin \Theta \cos \Theta)}. \quad (2.48)$$

Если $SR_H > 50$, то для последовательного диодного детектора

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_H}{2}. \quad (2.49)$$

Для диодного детектора, собранного по параллельной схеме (рис. 34),

$$R_{\text{вхпар}} = \frac{R_{\text{вх}} \cdot R_H}{R_{\text{вх}} + R_H}. \quad (2.50)$$

Для ориентировочных расчетов для параллельного диодного детектора часто применяется формула:

$$R_{\text{вхпар}} \approx \frac{R}{3}. \quad (2.51)$$

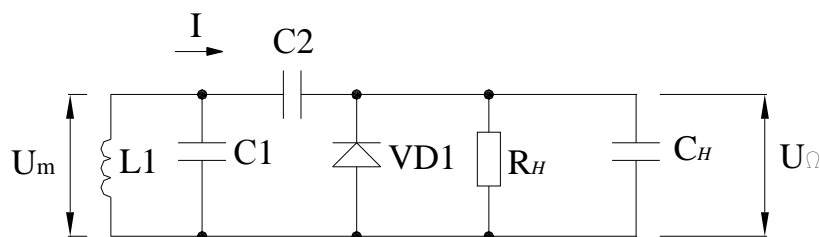


Рис. 34. Схема диодного детектора, собранного по параллельной схеме

2.6. Преобразователь частоты

Преобразование частоты представляет собой процесс линейного переноса спектра радиосигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую. Линейность этого процесса означает то, что при его осуществлении вид и параметры модуляции преобразуемого сигнала остаются неизменными.

Преобразование – это результат перемножения двух высокочастотных сигналов, обычно отличающихся по частоте, в преобразователе (рис. 35):

$$f_{\text{пч}} = n \cdot f_c \pm m \cdot f_z. \quad (2.52)$$

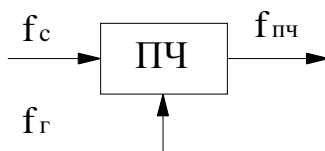


Рис. 35. Структурная схема преобразователя частоты

В этой схеме частоты f_c и f_z имеют соответственно напряжения:

$$U_c = U_{mc} \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_c). \quad (2.53)$$

$$U_z = U_{mz} \cdot \cos(\omega_z \cdot t + \varphi_z). \quad (2.54)$$

Вспомогательное напряжение U_2 формируется специальным генератором (гетеродином) с напряжением и частотой гетеродина. Произведение этих сигналов содержит две составляющие – суммарную и разностную.

Суммарная:

$$U_1 = K_{cx} \cdot U_{m2} \cdot U_{mc} \cdot \cos[(\omega_2 + \omega_c) \cdot t + \varphi_2 + \varphi_c]. \quad (2.55)$$

Разностная:

при $\omega_2 > \omega_c$

$$U_2' = K_{cx} \cdot U_{m2} \cdot U_{mc} \cdot \cos[(\omega_2 - \omega_c) \cdot t + \varphi_2 - \varphi_c]; \quad (2.56)$$

при $\omega_2 < \omega_c$

$$U_2'' = K_{cx} \cdot U_{m2} \cdot U_{mc} \cdot \cos[(\omega_c - \omega_2) \cdot t + \varphi_2 - \varphi_c]. \quad (2.57)$$

Значения U_1 , U_2' , U_2'' зависят от K_{cx} , U_{m2} и U_{mc} .

Из этих выражений видно, что законы изменения модуля по амплитуде, величина фазы и частоты остаются такими же, что и до преобразования.

Имеется два метода преобразований:

1. Цепь с нелинейной проводимостью позволяет реализовать процесс перемножения двух напряжений и получить при этом наряду с суммой и разность частот сигнального и гетеродинного напряжений с различными комбинациями их высших гармонических составляющих:

$$f_{nc} = (+- n \cdot f_c + - m \cdot f_2); \quad \omega_{nc} = (+- n \cdot \omega_c + - m \cdot \omega_2), \quad (2.58)$$

где m и n – целые числа, соответствующие номерам гармоник f_c и f_2 .

2. Второй способ преобразования частот основан на использовании линейных цепей с переменными параметрами. Если у некоторого четырехполюсника имеется линейная зависимость коэффициента передачи по отношению к одному из входных сигналов, то в данном случае он будет иметь периодически изменяющийся коэффициент передачи:

$$K = K_0(1 + \cos \omega_p \cdot t), \quad (2.59)$$

и при подаче на его вход сигнала

$$U_c = U_{mc} \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (2.60)$$

на выходе получим:

$$U = K \cdot U_c = K_0(1 + \cos \omega_p \cdot t) \cdot U_{mc} \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_c). \quad (2.61)$$

Если закон периодического изменения K является более сложным, т.е. помимо основной частоты ω_2 имеют место ее гармоники, то

$$f_{nc} = (+- n \cdot f_c + - m \cdot f_p), \text{ или } \omega_{nc} = (+- n \cdot \omega_c + - m \cdot \omega_p). \quad (2.62)$$

Таким образом, в результате нелинейного и параметрического преобразования двух напряжений, на избирательной нагрузке можно выделить одну из комбинационных составляющих (частот), которую принимают за промежуточную частоту (ПЧ) приемника:

$$U_{np(nч)} = U_{mnч} \cdot \cos(\omega_{nч}t + \varphi_{nч}). \quad (2.63)$$

Если $m = n = 1$, то $\omega_{nч}$ образована первыми гармониками соответствующих частот.

Основными параметрами преобразователя частоты являются:

- коэффициент преобразования;
- рабочий диапазон частот;
- входная и выходная емкости $C_{вх}$, $C_{вых}$;
- уровень шумов;
- полоса пропускания;
- избирательность;
- динамический диапазон.

Коэффициент преобразования представляет собой отношение амплитуды напряжения (мощности) ПЧ на выходе к напряжению (мощности) сигнала на входе:

$$K_{np} = U_{mnч}/U_{мс}; \quad K_{np p} = P_{nч}/P_c. \quad (2.64)$$

K_{np} ($K_{np p}$) определяются типом и режимом работы смесителя и свойствами нагрузки.

Рабочий диапазон частот преобразователя определяется диапазоном частот принимаемых сигналов. При этом формирование ПЧ приемника определяется соответствующей перестройкой гетеродина.

Избирательные свойства преобразователя частоты зависят от вида резонансной характеристики его нагрузки. Избирательность необходима для устранения побочных сигналов приема в процессе преобразования. Избирательностью преобразователя частоты называется его способность ослаблять выходное напряжение преобразуемой частоты при расстройке частоты входного сигнала относительно своего номинального значения. Характеристика представляет собой зависимость $K(f)$ от частоты входного сигнала f_c при $f_c = \text{const}$.

На рис. 36 приведена амплитудно-частотная характеристика приемника.

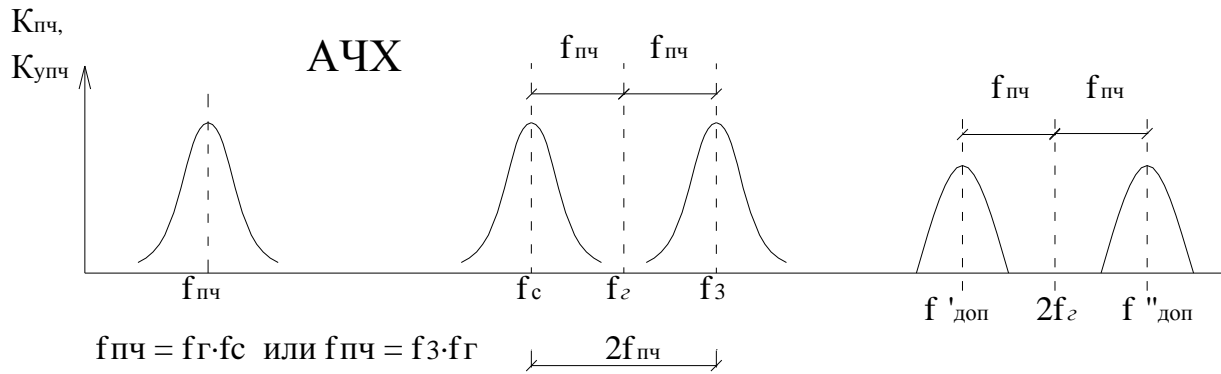


Рис. 36. Амплитудно-частотная характеристика приемника

Дополнительный канал приема частоты, который отличается от f_c на $2f_{пч}$, называется зеркальным; преобразование $f_{зк} - f_c$ по мощности равно основному $f_c - f_c$, что может создавать помехи приему по этому каналу без принятия специальных мер. Наличие дополнительных каналов является недостатком супергетеродинного приемника. Для ослабления $f_{зк}$ необходимо улучшить избирательные свойства каскадов до усилителя ПЧ. Вторым методом улучшения избирательности по этому каналу – использование двойного или тройного преобразования по промежуточной частоте.

Еще одной особенностью супергетеродинного приемника является то, что при определении его полосы пропускания необходимо учитывать не только полосу пропускания сигнала Δf_c , но и нестабильность частоты передатчика. При этом в процессе работы изменяется частота гетеродина f_c на величину Δf_c .

Тогда

$$\Delta f_{пч} = \Delta f_c + \Delta f_{нст}, \quad (2.65)$$

где

$$\Delta f_{нст} = 2\sqrt{(\alpha_{пер} \cdot f_{пер})^2 + (\alpha_c \cdot f_c)^2}, \quad (2.66)$$

$\alpha_{пер}$ и α_c – относительные нестабильности несущей частоты передатчика и гетеродина приемника.

Дополнительное расширение полосы пропускания оценивается коэффициентом расширения полосы пропускания:

$$k_{\Delta f} = \Delta f_{пч} / \Delta f_c. \quad (2.67)$$

В длинноволновом диапазоне $k_{\Delta f} = 1,01 - 1,50$; в СВЧ диапазоне $k_{\Delta f} = 5 - 100$; $k_{\Delta f}$ возникает за счет появления относительной нестабильности $f_{пер}$ и f_c .

2.7. Автоматическая подстройка частоты (АПЧ)

Нестабильность несущей частоты передатчика и частоты гетеродина f_2 приемника являются причиной дополнительного расширения полосы пропускания приемника. Это приводит к снижению чувствительности и избирательности приемника.

По этой причине вводят систему АПЧ.

Эффективность (точность) работы АПЧ оценивается отношением величины начальной расстройки Δf_0 генератора, управляемого напряжением (ГУН), относительно установленного значения частоты, измеряемой при выключенной системе АПЧ, к остаточному значению этой расстройки $\Delta f_{ост}$ при включенной системе АПЧ.

$$K_{АПЧ} = \frac{\Delta f_0}{\Delta f_{ост}}. \quad (2.68)$$

Системы АПЧ делят на 2 группы:

- 1) системы АПЧ, работающие по принципу стабилизации промежуточной частоты приемника (рис. 37);
- 2) системы АПЧ, работающие по принципу стабилизации частоты гетеродина приемника.

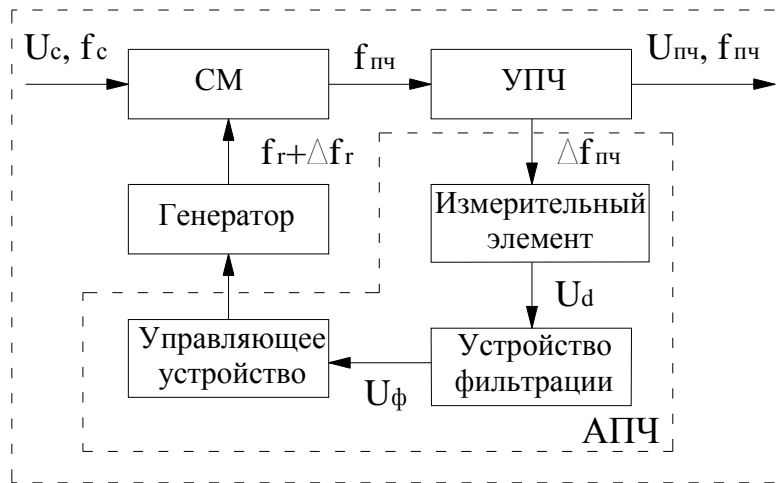


Рис. 37. Схема стабилизации промежуточной частоты приемника

В первом случае измерение напряжения промежуточной частоты производится измерительным элементом, с помощью которого ее отклонение $\Delta f_{пч} = f_{пч} - f_{ном}$ от номинального значения преобразуется в постоянное, медленно меняющееся напряжение U_d . Величина и значение U_d зависят от величины и значения $\Delta f_{пч}$.

Характерной особенностью системы является то, что стабилизация ПЧ обеспечивает подстройку гетеродина как при уходах частоты УПЧ, так и при уходах самого гетеродина.

Схема используется, когда нестабильности f_c и f_n относительно не очень высоки.

Во втором случае цепью регулирования охватывается только частота гетеродина (рис. 38).

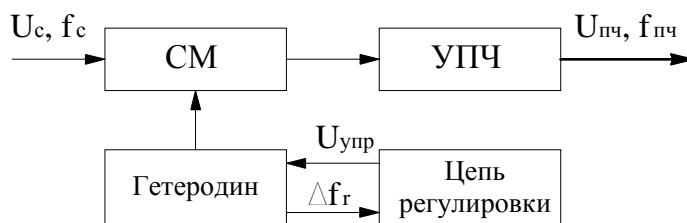


Рис. 38. Схема стабилизации частоты гетеродина

Схему используют при высокостабильной частоте передатчика. Система АПЧ 2-го вида по принципу работы делится на 2 группы: с частотной автоподстройкой (ЧАП) и фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ).

Система с ЧАП производит сравнение частоты с эталонной, а система ФАПЧ производит измерение фазового сдвига между сравниваемыми частотами.

Измерительным элементом для ЧАП является частотный детектор.

На рис. 39 приведена схема стабилизации по частоте с ЧАП.

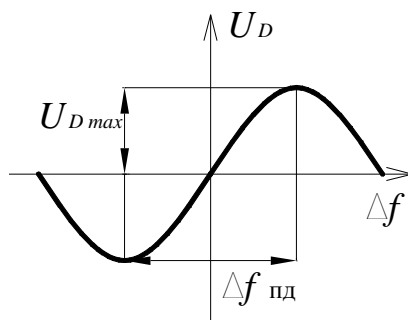


Рис. 39. Стабилизация по частоте: $\Delta f_{пд}$ – диапазон подстройки ЧАП

Постоянное напряжение на выходе частотного детектора является следствием отклонения частоты от ее номинального значения. Основной характеристикой частотного детектора является крутизна статической ха-

рактеристики частотного детектора, которая представляет собой передаточную функцию:

$$S_{ЧД} = \left. \frac{\partial U_D}{\partial \Delta f_{нд}} \right|_{\Delta f = 0} \quad (2.69)$$

Значение между двумя экстремумами статической характеристики образует полосу пропускания детектора $\Delta f_{нд}$.

Измерительным элементом ФАПЧ является фазовый детектор (ФД).

На рис. 40 приведена схема стабилизации частоты по фазе.

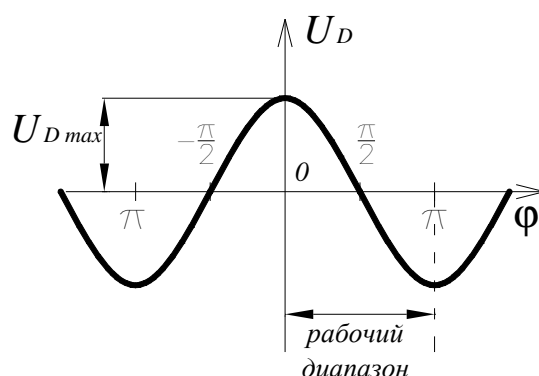


Рис. 40. Стабилизация частоты по фазе

Напряжение на выходе фазового детектора является следствием мгновенной разности фаз колебаний на входе фазового детектора, которые связаны интегральной зависимостью с разностью частот колебаний. Особенностью ФД является наличие опорного сигнала, который играет роль эталона частоты ФАПЧ.

Стабилизационная характеристика ФД – это зависимость $U_{вых}$ ФД от разности фаз ($\Delta\phi$) между сравниваемым и опорным колебаниями. Характеристика периодическая с периодом 2π .

$$S_{ФД} = \left. \frac{\partial U_D}{\partial \phi} \right|_{\phi = \frac{\pi}{2}} \quad (2.70)$$

Поскольку между фазовой и частотной передаточными функциями имеется интегральная зависимость,

$$\phi(t) = \int_0^t \Delta f(t) dt \quad ,$$

то фазовый детектор может играть роль частотного измерительного элемента системы АПЧ.

На рис. 41 приведена схема стабилизации промежуточной частоты.

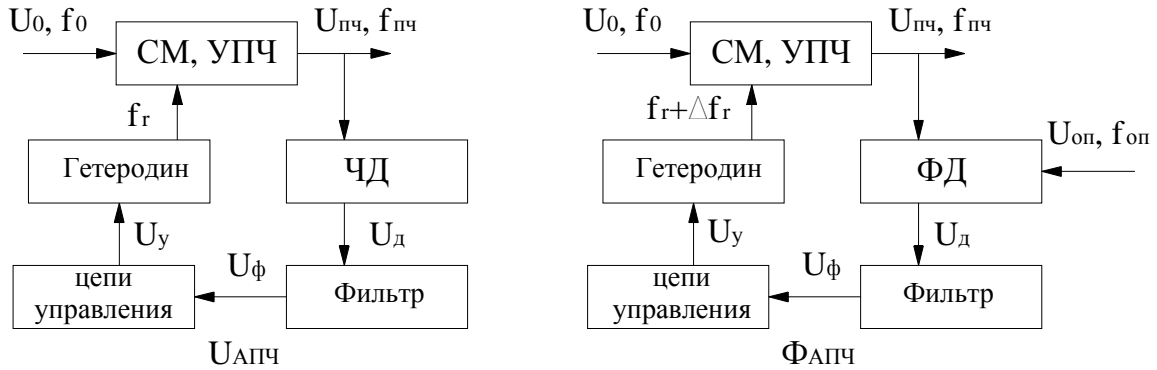


Рис. 41. Схемы стабилизации промежуточной частоты

2.8. Автоматическая регулировка усиления (АРУ)

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для сохранения постоянства выходного напряжения приемника в условиях изменения входного сигнала приемника. Она устраняет перегрузки в каскадах приемника при приеме мощных сигналов, тем самым исключая появление нелинейных искажений. Принцип действия систем АРУ заключается в автоматическом изменении усилительных свойств активных устройств или коэффициентов передачи отдельных элементов в приемнике (ПРМ) в зависимости от уровня входных сигналов ПРМ. Эффективность систем АРУ оценивается относительным изменением выходного напряжения ПРМ

$$B = \frac{U_{\text{вых. max}}}{U_{\text{вых. min}}} \quad (2.71)$$

при определенном изменении напряжения или мощности на входе приемника.

$$D = \frac{E_{A \text{ max}}}{E_{A \text{ min}}} = \sqrt{\frac{P_{A \text{ max}}}{P_{A \text{ min}}}} \quad (2.72)$$

В приемниках различного назначения эти величины могут принимать значения в диапазоне: $B \approx 1,1 - 10,0$ при $D \approx 10^4 - 10^6$ раз.

Если регулировка усиления производится с выхода усилителя, то усилитель входит в кольцо регулирования и представляет собой систему регулирования с обратной связью (ОС); такое построение АРУ называют АРУ с регулировкой «назад» (рис. 42).

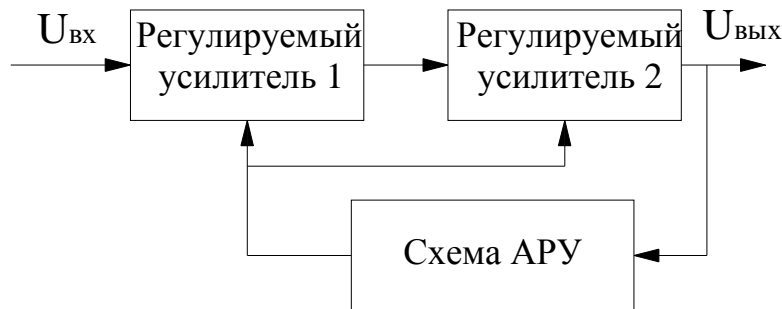


Рис. 42. Структурная схема автоматической регулировки усиления «назад»

Если цепь АРУ действует независимо от величины напряжения на выходе усилителя и зависит только от входного сигнала, то в такой системе ОС отсутствует; такое построение системы АРУ называется системой АРУ с регулировкой «вперед» (рис. 43).

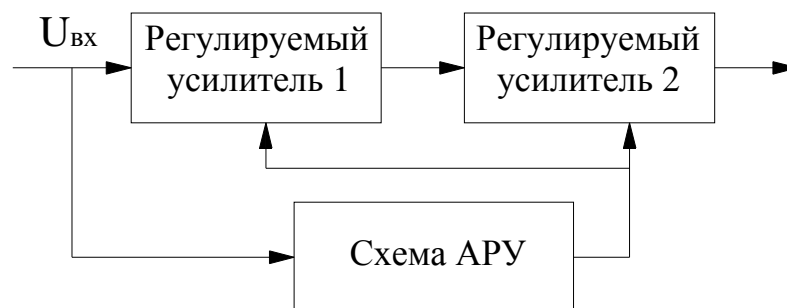


Рис. 43. Структурная схема автоматической регулировки усиления «вперед»

Третьим видом является система временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ). Такое регулирование используется при заранее известном законе изменения интенсивности сигнала на входе приемника.

По виду принимаемых сигналов системы АРУ разделяют на два больших класса: непрерывные и импульсные.

В зависимости от наличия порога срабатывания АРУ делятся на простые и задержанные. В простых системах АРУ порог срабатывания отсутствует, и цепь АРУ работает во всем диапазоне изменений входного сигнала. Использование простой АРУ приводит к уменьшению чувствительности ПРМ, так как она работает как при малых, так и при больших уровнях принимаемых сигналов.

Задержанная АРУ (АРУ с задержкой) начинает работать только с определенного уровня входного сигнала ($U_{овх}$), и на чувствительность ПРМ она мало влияет.

На рис. 44 приведены структурная схема и основные характеристики систем АРУ.

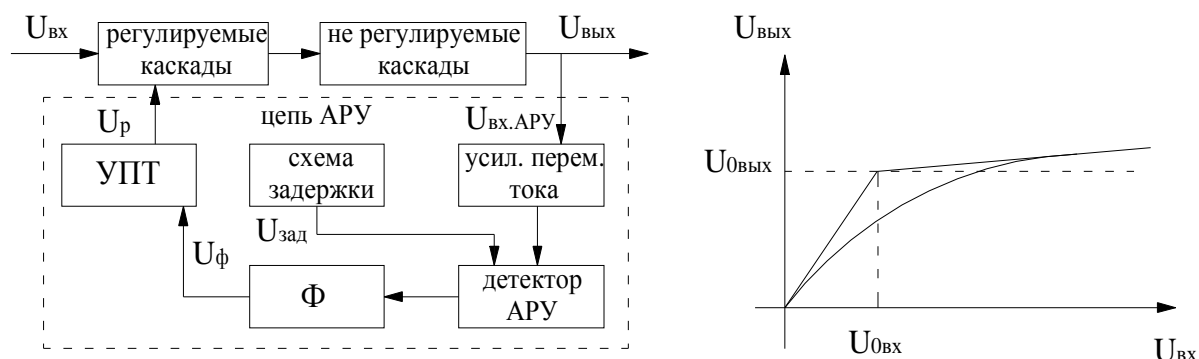


Рис. 44. Структурная схема и основные характеристики систем АРУ

Регулировочная характеристика – это закон изменения коэффициента усиления регулируемого усилителя под воздействием напряжения управления.

Если регулируется n усилителей и m усилителей не регулируется, тогда регулировочная характеристика может быть представлена как произведение коэффициентов передачи регулируемых и нерегулируемых каскадов.

$$K(U_p) = \prod_{i=1}^n K_i(U_p) \cdot \prod_{l=1}^m K_l, \quad (2.73)$$

где: n – число регулируемых каскадов; m – число нерегулируемых каскадов.

Отношение максимального значения коэффициента усиления при $U_p = 0$ к минимальному при $U_p = U_{pmax}$ называется глубиной регулирования.

Если заданы параметры B и D , т.е. заданы требования к эффективности системы АРУ, то регулируемый усилитель должен обладать глубиной регулирования не менее

$$\frac{K_{\max}}{K_{\min}} \geq \frac{D}{B}. \quad (2.74)$$

Наиболее эффективными являются схемы АРУ, которые основаны на изменении режимов работы активных элементов (транзисторов, ламп). Это приводит к изменению их входных и выходных проводимостей, что приводит к зависимости фазовых и частотных характеристик каскада от процесса регулирования. Этот недостаток устраняется (не полностью) в схемах АРУ с регулируемой межкаскадной связью.

2.9. Цифровая система АРУ (ЦАРУ)

По выполняемым функциям, принципу действия и структурной схеме системы цифровой АРУ мало чем отличаются от аналоговой АРУ; специфика цифровой АРУ состоит лишь в цифровой реализации узлов. Одна из проблем, которую надо решить при разработке системы ЦАРУ, заключается в ее сопряжении с регулируемым каскадом (усилителями с переменными коэффициентами усиления, управляемыми аттенюаторами и прочее).

Если в регулируемом каскаде приемника имеется цифровой управляющий вход, то сопряжение не представляет затруднений. При аналоговом управлении регулируемым каскадом необходимо ввести в схему приемника дополнительный цифроаналоговый преобразователь (ЦАП).

Приведенная схема (рис. 45) системы АРУ работает следующим образом.

Сигнал с выхода детектора АРУ поступает на вход аналогоцифрового преобразователя (АЦП), где происходит квантование по уровню.

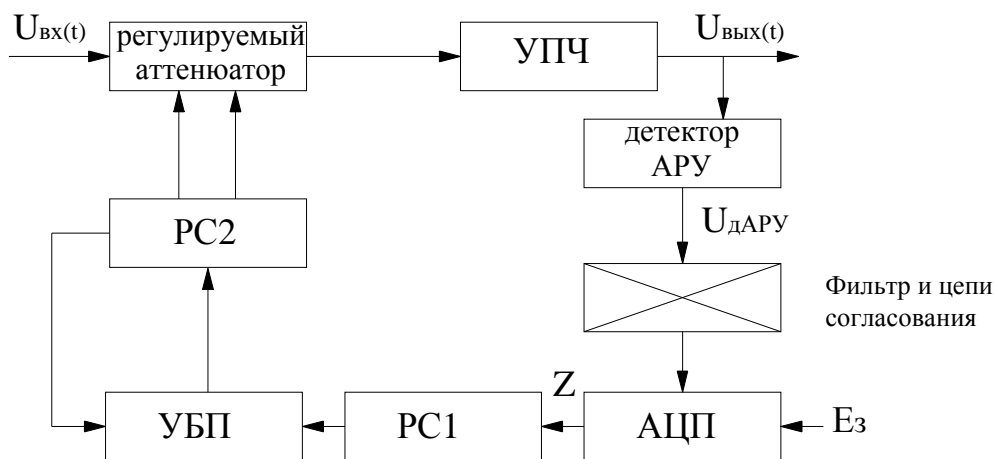


Рис. 45. Структурная схема цифровой системы АРУ

Алгоритм работы АЦП следующий: если $U_{дАРУ}$ меньше напряжения задержки E_z (уровень выходного напряжения усилителя промежуточной частоты $U_{вых}(t)$, при котором происходит срабатывание системы АРУ, что соответствует входному напряжению $U_{ох}$), то вырабатывается сигнал ошибки $Z = -1$, если $U_{дАРУ}$ больше напряжения задержки E_z , то $Z = +1$.

Данный сигнал рассогласования Z поступает в цифровой интегратор – усредняющий реверсивный счетчик (РС1) с коэффициентом счета РС1. При переполнении счетчика РС 1 на его выходе появится импульс, увеличивающий или уменьшающий на 1 состояние реверсивного счетчика РС2.

Записанный в нем код может меняться от 0 до $R_{2\max}$. Этот счетчик не должен переполняться, когда состояние РС2 достигает 0 или $R_{2\max}$. При этом происходит блокировка поступления сигналов соответствующего значения с помощью устройства блокировки переполнения (УБП).

Цифровой код счетчика РС2 регулирует коэффициент передачи регулируемого (управляемого) аттенюатора, который в свою очередь изменяет коэффициент усиления УПЧ.

2.10. Тенденция развития РПУ

В современной технике радиоприема достигнут серьезный прогресс, обусловленный интенсивным внедрением аналоговой и цифровой микросхемотехники. Имеющаяся элементная база позволяет разрабатывать приемники с более высокой чувствительностью, лучшей избирательностью по зеркальному каналу, меньшими частотными и нелинейными искажениями. Цифровая система передачи звука работает в системах спутниковой связи и спутникового радиовещания, а также используется для цифровой звукозаписи. Цифровое вещание может обеспечить практически неискаженное воспроизведение звука; полосу воспроизводимых частот 5 – 20000 Гц, коэффициент нелинейных искажений не менее 90 дБ, практически полное отсутствие внешних помех, а также осуществлять стереофоническое вещание. Недостатком этой системы является относительно широкая полоса частот, порядка 8 МГц для одной радиостанции (для обычной системы передачи звука полоса частот составляет порядка 100 – 200 кГц).

Цифровое вещание позволяет просто реализовать вывод информации на дисплей, режим повтора, запоминание, дальнейшую обработку и т.п.

В новейших разработках приемников используют в основном цифровую технику.

На рис. 46 приведена структурная схема приемника с применением цифровой элементной базы.

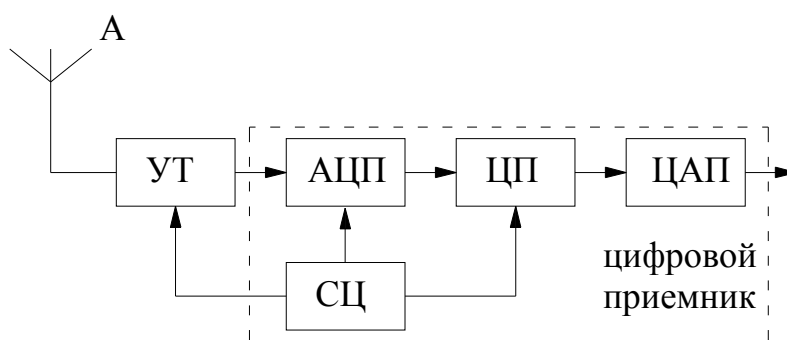


Рис. 46. Структурная схема приемника с применением цифровой элементной базы

Усилительный тракт (УТ) приемника, выполненный на аналоговых элементах, производит предварительную частотную фильтрацию принятого сигнала, усиление и преобразование его частоты. АЦП преобразует аналоговый сигнал в цифровой код, который подается на собственно цифровой приемник. Далее цифровой процессор (ЦП) осуществляет цифровую обработку принятого сигнала по заданному алгоритму. Алгоритм включает задачу поиска сигнала по диапазону, дополнительное преобразование частоты, фильтрацию, детектирование и т.д. Если потребителю нужен сигнал в аналоговой форме, то на выходе приемника вводится цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Перестройка приемника и формирование необходимых тактовых частот производится синтезатором частоты (СЧ).

Контрольные вопросы

1. Изобразите структурную схему супергетеродинного приемника с одним преобразованием частоты.
2. На что влияет коэффициент шума радиоприемника?
3. На какую избирательность влияет усилитель промежуточной частоты в супергетеродинном приемнике?
4. На какую избирательность и как влияет усилитель высокой частоты в супергетеродинном приемнике?
5. Что такое угол отсечки и какова разница при детектировании сильных и слабых сигналов?
6. Поясните принцип работы преобразователя частоты.
7. Какую роль выполняет в супергетеродинном приемнике АРУ?
8. Какую роль выполняет в супергетеродинном приемнике АПЧ?
9. Назовите особенности цифровых радиоприемных устройств.

3. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (РПДУ)

Радиопередающим устройством (РПДУ) или передатчиком (рис. 47) называют устройство для получения (генерирования) электрических сигналов определенной частоты и мощности, один из параметров которых (амплитуда, частота, фаза) изменяется в соответствии с законом изменения передаваемой информации (манипуляция, модуляция), для излучения в пространство с помощью антенн. Изменяться могут и несколько параметров при сложной модуляции или манипуляции. Генерирование ВЧ сигналов представляет собой процесс преобразования энергии источника питания передатчика (постоянного тока) в энергию электрических колебаний радиочастоты.



Рис. 47. Общая структура передатчика

3.1. Основные характеристики РПДУ

В зависимости от назначения и условий работы РПДУ характеризуются следующими основными характеристиками:

1. Выходная мощность $P_{вых}$ зависит от рабочей частоты, условий распространения радиоволн, параметров передающей и приемной антенны, уровня радиопомех и вида модуляции, дальности действия и составляет величину от долей ватта до мегаватт.

2. Рабочая частота или диапазон рабочих частот. Зависит от назначения радиолинии, расположения пунктов приема и передачи, условий распространения радиоволн, международного распределения частот и составляет величину от 3 кГц до 300 ГГц.

3. Допустимое отклонение частоты Δf , то есть абсолютное отклонение Δf генерируемой частоты в реальных условиях работы от заданной номинальной $\Delta f = f_{раб} - f_{ном}$, или относительное отклонение частоты $df = \Delta f / f_{ном}$, причем df приблизительно равно $10^{-6} - 10^{-8}$.

Высокая стабильность частоты РПДУ позволяет уменьшить полосу излучаемых частот, разместить больше каналов связи в данном диапазоне частот. Сужение полосы усиления приемника позволяет, кроме того, улучшить качество приема и уменьшить уровень помех, увеличить чувствительность, что, в свою очередь, позволяет снизить выходную мощность ($P_{вых}$) РПДУ.

Все РПДУ должны соответствовать общегосударственным нормам. Недопустимы отклонения частоты РПДУ всех категорий и назначений.

4. Допустимый уровень искажений.

5. Коэффициент полезного действия (кпд) – отношение выходной мощности $P_{вых}$ к потребляемой $P_{потр}$.

Структурная схема передатчика приведена на рис. 48.

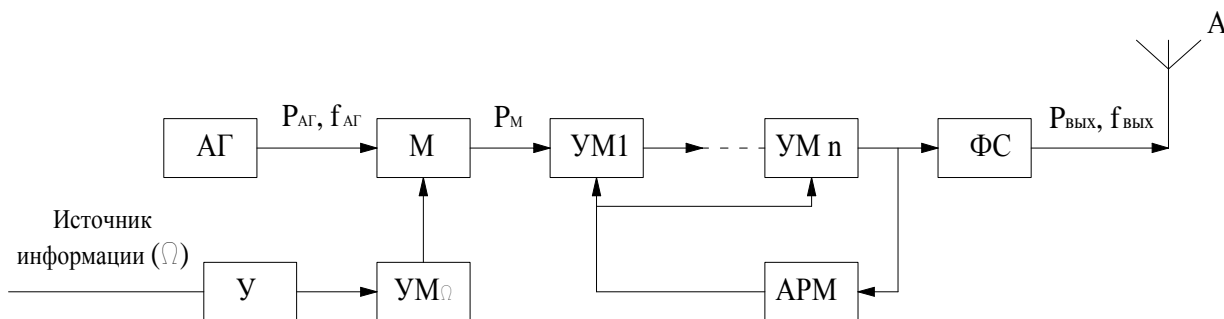


Рис. 48. Структурная схема передатчика

Автогенератор (АГ) формирует высокостабильный ВЧ сигнал, удовлетворяющий всем требованиям. Выходная мощность АГ составляет обычно 1 – 10 мВт. После предварительного усиления сигнал с выхода АГ подается в модулятор М, где он, в зависимости от назначения РПДУ, подвергается модуляции. Модулированный сигнал усиливается до получения требуемой $P_{вых}$ и получения высокого кпд; выходные каскады РПДУ работают в нелинейном режиме (А, В, С), в результате чего выходной спектр обогащается гармониками сигнала и происходит расширение спектра РПДУ (в 5 – 10 раз). Для сужения полосы используют фильтр ФС, который одновременно с фильтрацией высших гармоник также играет роль согласующего устройства низкоомного выхода РПДУ с антенной. Система автоматической регулировки мощности (АРМ) работает по принципу АРУ. Так как АГ работает в диапазоне 3 кГц – 1 ГГц, то для использования передатчика в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн используют обычно две структурные схемы РПДУ:

1. РПДУ с умножением частоты (рис. 49)

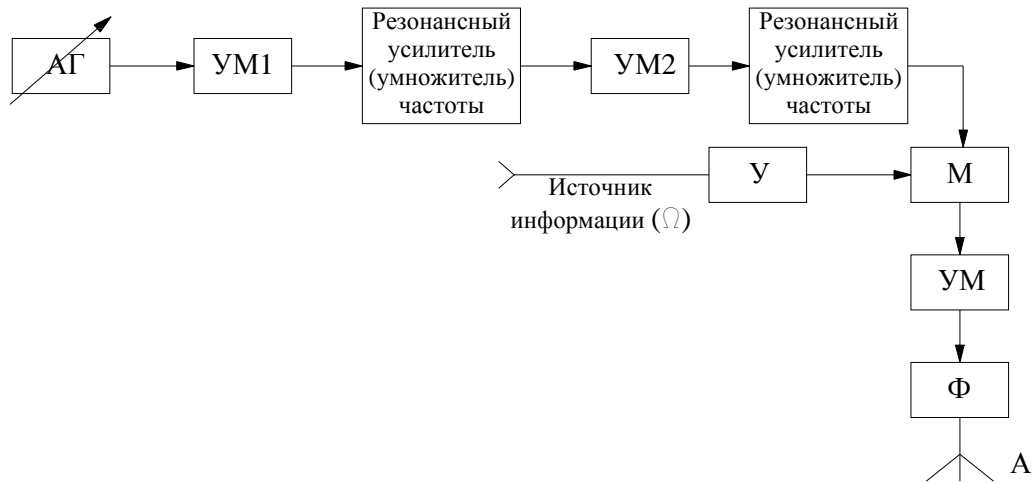


Рис. 49. Структурная схема передатчика с умножением частоты

Недостатком схемы с умножением частоты является сложность, повышенные требования к резонансной системе усилителей, появление дополнительных гармоник за счет умножения частоты.

Умножители частоты имеют коэффициент умножения частот от 2 до 7; чем выше коэффициент умножения, тем меньше уровень сигнала на выходе умножителя. Поэтому необходимо подавать больший уровень напряжения (до 10 мВт) на вход умножителя, что заставляет использовать более сложные фильтры для подавления гармоник.

2. РПДУ с системами фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) (рис. 50)

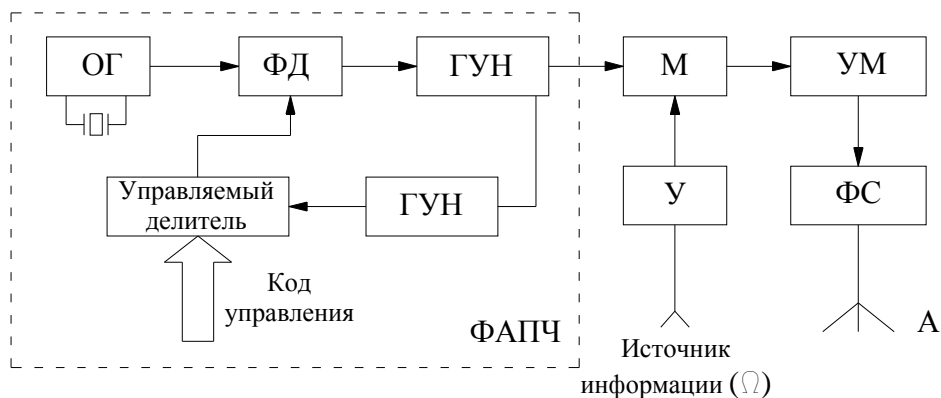


Рис. 50. Структурная схема передатчика с ФАПЧ

В качестве опорного генератора (ОГ) используют высококачественные кварцевые генераторы (ТК, ТС) с рабочими частотами 1 – 100 МГц.

С помощью ФАПЧ можно сформировать СВЧ сигнал с любой частотой и с любым шагом. Сигнал ОГ и ВЧ сигнал на выходе генератора, управляемого напряжением (ГУН), имеют следующую связь:

$$f_{\text{гун}} = n \cdot f_{\text{ог}}, \quad (3.1)$$

где n – любое целое число.

Число n может быть и дробным, если использовать делитель с дробным коэффициентом деления. Спектр, благодаря ФАПЧ, имеет только несущую частоту и ее гармоники. Из-за простоты эта схема используется очень широко.

3.2. Генераторы с самовозбуждением

Для передачи сообщения на РПДУ необходимо модулировать ВЧ колебания. Следовательно, в РПДУ должен быть предусмотрен источник ВЧ колебания. Возбудителем такого колебания является задающий генератор, в качестве которого используется генератор с самовозбуждением или автогенератор. В простейшем случае ВЧ колебания можно получить с помощью обычного колебательного контура. Для того чтобы колебания в контуре носили незатухающий характер, необходимо все время пополнять запас энергии в контуре.

В состав автогенератора (АГ) входят: колебательная система; источник постоянного напряжения (ИПН); усилительный элемент; цепь обратной связи (ОС), обеспечивающая передачу мощности с выхода АГ на вход усилительного элемента (рис. 51).



Рис. 51. Структурная схема генератора с самовозбуждением

АГ, построенный по такой схеме, генерирует постоянный по амплитуде сигнал только при определенных условиях. Так, напряжение, создаваемое цепью ОС на входе усилительного элемента, должно быть после усиления достаточным для компенсации потерь в колебательной системе,

т.е. следует обеспечить равенство (баланс) между энергией вынужденных колебаний и энергией, которая тратится колебательной системой на потери в ней и на нагрузке. Для этого необходимы определенные амплитудные соотношения, т.е. в АГ должен быть обеспечен баланс амплитуд. Кроме того, ОС должна создавать фазовые сдвиги, при которых в колебательную систему вносится энергия в такт с собственными колебаниями в ней; это фазовое соотношение называется балансом фаз.

Устройство, показанное на рис. 51, создает колебания только при одновременном выполнении баланса амплитуд и баланса фаз, что зависит от правильного выбора параметров цепи ОС.

Частота генерации АГ обычно равна собственной частоте контура генератора или очень близка к ней (зависит от схемы):

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (3.2)$$

где L и C – индуктивность и емкость эквивалентного резонансного контура.

Поскольку реальная цепь ОС содержит как активные, так и реактивные элементы, то сдвиг фаз, создаваемый этой цепью, отличается от 180° . При этом в колебательный контур (систему) вносится комплексное сопротивление, которое помимо активного имеет и реактивное сопротивление. Наличие реактивной составляющей вызывает изменение резонансной частоты контура, а, следовательно, и частоты колебаний на выходе автогенератора.

3.3. Транзисторные автогенераторы

В настоящее время широкое применение получили транзисторные автогенераторы, которые обеспечивают более высокие рабочие характеристики по сравнению с ламповыми АГ. Транзисторные АГ обладают низким уровнем собственных шумов, высокой стабильностью частоты и способностью изменять частоту генерации $f_{ген}$ в широких пределах при воздействии внешних управляющих сигналов.

Такие АГ применяют в качестве опорных генераторов в возбуждителях передатчиков, в качестве гетеродинов приемников, в частотных модуляторах и детекторах и т.д.

Полезная мощность транзисторных АГ составляет от нескольких милливатт до единиц ватт в зависимости от назначения. Максимальная рабочая частота для АГ на биполярных транзисторах достигает 10 ГГц, а на полевых транзисторах с барьером Шоттки – до 50 ГГц.

В основном транзисторные АГ выполняют по трехточечной схеме, т.е. транзистор тремя своими выводами К, Б, Э (коллектор, база, эмиттер) присоединяют к трем точкам колебательной системы. Общая трехточечная схема по переменному току изображена на рис. 52.

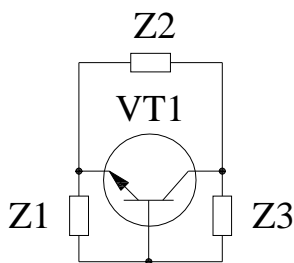


Рис. 52. Обобщенная трехточечная схема генератора на транзисторе

Реактивные элементы Z_1 , Z_2 , Z_3 могут быть как одиночными (конденсаторы, индуктивные катушки), так и представленными их сочетаниями, образующими настроенные колебательные контуры (КК).

Транзистор выбирается из условия:

$$f_{\text{раб АГ}} \ll f_m, \quad (3.3)$$

где f_m – граничная частота транзистора, при которой коэффициент усиления по току $\beta = 1$, и в этом случае можно пренебречь реактивностью транзистора.

Если учесть эти допущения, то рабочая частота АГ будет равна резонансной частоте контура, при которой $X_1 + X_2 + X_3 = 0$.

Для выполнения баланса фаз необходимо, чтобы

$$\varphi_{oc} = -\varphi_y = 180^\circ, \quad (3.4)$$

где φ_{oc} – фаза, вносимая цепью ОС; φ_y – фаза на выходе усилительного элемента.

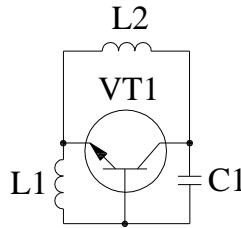
Для выполнения этого условия реактивные элементы X_2 и X_3 должны иметь различные знаки, кроме того, должно выполняться условие $|X_3| > |X_2|$, только в этом случае напряжение на X_2 будет отличаться по фазе на 180° от напряжения на X_3 , причем $X_1 = -(X_2 + X_3)$.

Таким образом, для возникновения автоколебаний необходимо, чтобы выполнялись следующие условия:

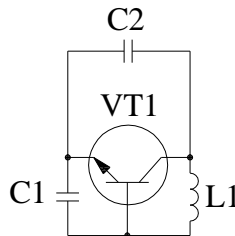
- 1) реактивные элементы X_1 и X_2 должны иметь одинаковый знак;
- 2) реактивные элементы X_2 и X_3 должны иметь противоположные знаки;
- 3) должно выполняться условие: $X_1 = -(X_2 + X_3)$.

Разновидности трехточек:

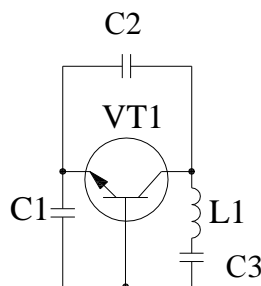
1) индуктивная трехточка



2) емкостная трехточка



3) комбинированная (схема Клаппа)



Из-за конструктивных особенностей индуктивности более громоздки, чем емкости, по этой причине используется чаще емкостная трехточка.

Для увеличения стабильности генерируемых колебаний используется схема Клаппа, что в этой схеме достигается уменьшением коэффициента включения индуктивности с помощью последовательно включенной емкости (C3).

3.4. Стабилизация частоты РПДУ

Для осуществления радиосвязи ПРМ и РПДУ должны быть настроены на определенную фиксированную частоту. Однако из-за ряда нежелательных дестабилизирующих факторов частота колебаний на выходе передатчика меняется по времени относительно заданного постоянного значения.

Стабильность частоты оценивает способность передатчика сохранять частоту выходного колебания постоянной в течение определенного времени при воздействии дестабилизирующих факторов. Под нестабильностью РПДУ понимают изменение $f_{\text{выхРПДУ}}$ при воздействии дестабилизирующих факторов в течение определенного времени. В зависимости от длительности измерения различают долговременную и кратковременную нестабильности частоты. Каждая из этих нестабильностей может быть абсолютной и относительной.

Под абсолютной нестабильностью Δf понимают разность между фактической рабочей частотой передатчика и номинальной частотой: $\Delta f = f_{\text{раб}} - f_{\text{ном}}$. Под относительной нестабильностью $\Delta f/f_{\text{ном}}$ понимают отношение абсолютной нестабильности Δf к номинальному значению частоты на выходе передатчика.

Частота АГ изменяется во времени при изменении эквивалентных параметров резонансной системы АГ. Чаще всего в качестве колебательной системы (КС) используют одиночный контур. Изменение питающих напряжений, состояния окружающей среды приводит к ухудшению стабильности колебаний АГ. Для уменьшения нестабильности частоты передатчика за счет колебаний температуры, влажности и давления АГ помещают в специальное устройство, в котором поддерживают постоянную температуру, влажность и давление. Такие устройства называются термостатами. Для борьбы с температурной нестабильностью применяют элементы с малой температурной зависимостью, используются методы термокомпенсации, применяются конденсаторы с различными температурными коэффициентами емкости (ТКЕ). Для борьбы с нестабильностью, вызываемой изменением напряжения питания и старением элементов, используют стабилизацию рабочей точки активных элементов и используют радиоэлементы при пониженных напряжениях питания и потребляемых мощностях.

Для устранения дестабилизирующих факторов, вызванных изменениями величины нагрузки, используют буферные каскады между АГ и нагрузкой.

Способность контура фиксировать частоту АГ возрастает с повышением его добротности.

Кварцевые АГ применяют для реализации высокой стабильности частоты АГ. Эквивалентный контур АГ помимо высокой добротности должен обладать параметрами, мало изменяющимися во времени. Индуктивности и емкости электрических колебательных систем этого не обеспечивают. Поэтому в передатчиках применяют генераторы, в частности, с кварцевой стабилизацией. В качестве высокостабильной и высокодобротной колебательной системы в АГ широко используют кварцевые резонаторы. Кварцевый резонатор представляет собой пластину, вырезанную из кристалла кварца и помещенную между двумя металлическими обкладками, называемыми электродами. Крепление кварцевого резонатора осуществляется с помощью кристаллодержателей, и всю эту конструкцию помещают в герметичный корпус. Включенный в электрическую цепь кварцевый резонатор представляет собой колебательную (резонаторную) систему.

Параметры такого контура отличаются от параметров LC контура. Во-первых, в таком контуре внешние воздействия мало влияют на резонансную частоту (это зависит от среза), во-вторых, контур обладает высокой добротностью: $10^4 - 10^5$, в то время как индуктивности и емкости электрических колебательных систем в диапазоне коротких волн (КВ) имеют добротность $100 - 200$, а в диапазоне СВЧ – до 10^3 .

Упрощенная эквивалентная схема кварцевого резонатора представлена на рис. 53.

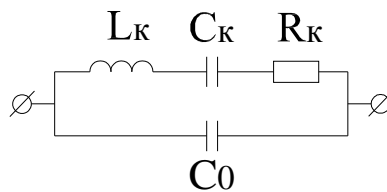


Рис. 53. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

В этой схеме L_k , C_k – эквивалентные параметры пластин кварца (индуктивность и емкость соответственно); R_k – эквивалентное сопротивление потерь; C_0 – емкость между выводами кварцевого резонатора.

Если частота напряжения, прилагаемого к кварцевому резонатору, совпадает с частотой резонанса механических колебаний пластины, то малое электрическое напряжение создает в пластине сильное механическое колебание. ЭДС, появляющаяся за счет пьезоэлектрического эффекта, складываясь с напряжением внешнего источника, приводит к многократ-

ному увеличению тока. Таким образом, переменный ток от источника ВЧ колебаний преобразуется сначала в механические колебания кварцевой пластины с требуемой частотой, а затем обратно в увеличенный по амплитуде переменный ток. Значения L_k , C_k , R_k зависят от размеров кварцевой пластины, типа среза и т.д.

У кварцевых резонаторов в высокостабильных генераторах добротность может достигать нескольких миллионов и в общем случае имеет два резонанса: последовательный резонанс частотой

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \quad (3.5)$$

и параллельный резонанс частотой

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k \frac{C_k C_0}{C_k + C_0}}} \quad (3.6)$$

Входное сопротивление при этом можно качественно представить графиком (рис. 54).

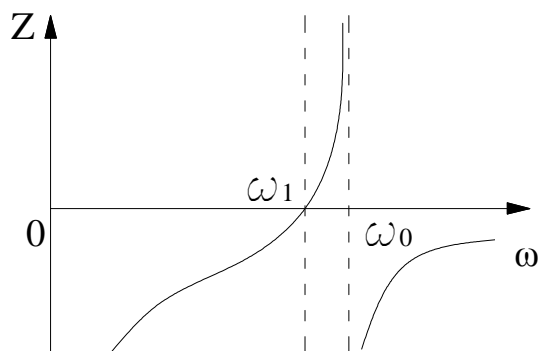


Рис. 54. Зависимость входного сопротивления кварцевого резонатора от частоты

Разность частот $\omega_0 - \omega_1$ может находиться в диапазоне от 100 Гц до 2 – 3 кГц.

Включение кварцевого резонатора в схему АГ повышает стабильность частоты при воздействии дестабилизирующих факторов. По этой причине в современных передатчиках в качестве опорных генераторов (ОГ) используют кварцевые генераторы (КГ). Кварцевый резонатор обычно включают в схему в качестве индуктивности.

На рис. 55, а приведена эквивалентная схема по переменному току, а на рис. 55, б – схема кварцевого автогенератора с цепями питания и блокировочными емкостями. На рис. 56 приведены схемы автогенераторов без элементов питания по постоянному току.

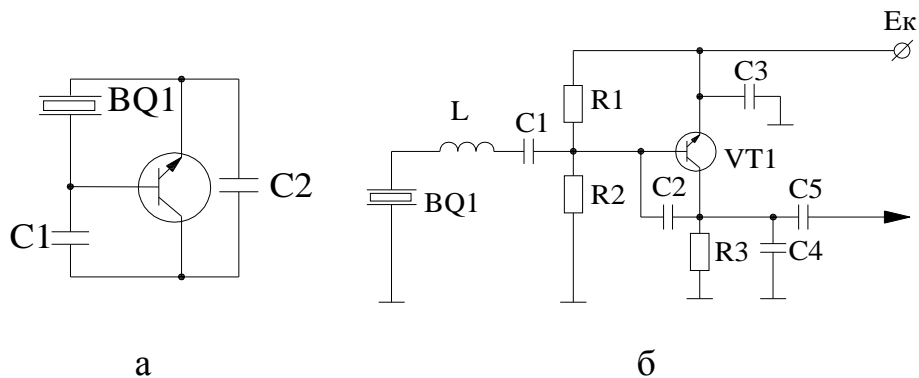


Рис. 55. Схема автогенератора с кварцевым резонатором

В этой схеме емкостная трехточка реализована на элементах $C1$, $C2$, L , $BQ1$. Индуктивность L , включенная последовательно с кварцевым резонатором, используется для затягивания (подстройки) рабочей частоты. Кварцевый генератор (КГ) по этой схеме возбуждения работает на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса ω_1 . Кварцевые генераторы на основной механической гармонике изготавливаются до 50 МГц, т.к. при более высоких частотах толщина резонатора имеет размеры $< 0,1$ мм, что трудно реализуемо. На более высоких частотах резонаторы работают на гармониках механических колебаний кварцевой пластины. Потери резонатора при разных конструкторско-технологических приемах на некоторых гармониках (3, 5 гармоники) могут быть меньше, чем на основной гармонике. Это означает, что добротность KP на 3 и 5 гармониках будет более высокая, что дает возможность получить более высокий номинал генерируемой частоты. Системы АГ, работающих на гармониках, отличаются тем, что для выделения n -й гармоники используют резонансный контур, частота настройки которого равна частоте генерации.

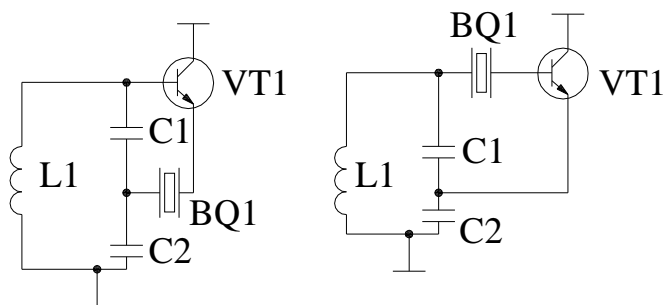


Рис. 56. Схемы автогенераторов без элементов питания по постоянному току

Автогенератор с резонатором в базовой, эмиттерной и коллекторной цепи транзистора можно реализовать по схеме емкостной либо индуктивной трехточки. Наибольшую стабильность генерируемой частоты имеет схема емкостной трехточки.

Кварцевая стабилизация в диапазоне частот. Современные РПДУ, как правило, предназначаются для работы не на одной фиксированной частоте, а в широком диапазоне частот. При этом во всем диапазоне частот необходимо обеспечить требуемую по техническому заданию стабильность частоты.

Применение в возбуждителях передатчиков диапазонных стабилизированных LC-генераторов не позволяет реализовать нестабильность меньше 10^{-4} . В настоящее время в качестве опорных генераторов используют КГ на полупроводниковых усилительных элементах со сложными схемами термостатирования, которые позволяют реализовать нестабильность $10^{-8} - 10^{-10}$. Эти устройства являются дорогими, и использование даже небольшого числа ОГ приводит к увеличению как стоимостных, так и массогабаритных характеристик РПДУ. При небольшом числе фиксированных частот можно для каждой рабочей частоты использовать не отдельный ОГ, а общий автогенератор с кварцевым резонатором. Однако в таком возбуждителя трудно получить нестабильность меньше 10^{-5} из-за сложности качественного термостатирования ОГ. С увеличением числа рабочих частот такие схемы реализовать трудно.

Увеличить ширину диапазона частот высокостабильных колебаний на выходе возбуждителя удастся путем использования устройств, основанных на синтезе частот. Такое устройство включает в себя генератор ОГ, генератор гармоник частоты (ГГ) и каскад синтеза выходных частот (рис. 57).

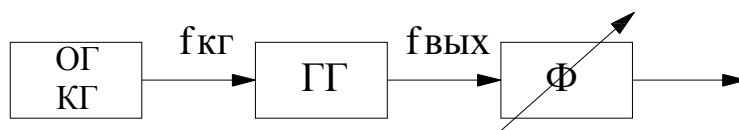


Рис. 57. Формирование высокостабильной частоты с помощью генератора гармоник

В приведенной схеме сигнал частотой $f_{кз}$ подается на ГГ, напряжение на выходе которого обогащается высшими гармоническими составляющими. После ГГ ставится узкополосный фильтр, выделяющий рабочую частоту. При этом между $f_{кз}$ и $f_{вых}$ имеет место соотношение:

$$f_{вых} = n \cdot f_{кз}, \quad (3.7)$$

где n – целое положительное число.

Стабильность выходной частоты определяет стабильность ОГ. Однако возбудители такого вида тоже имеют ограниченное число рабочих частот.

Если частота передатчика меняется плавно в диапазоне частот, рассмотренные выше методы не применяются, а используется интерполяционный метод, сущность которого заключается в следующем.

На смеситель подают два колебания, f_{or} и $f_{иг}$, где f_{or} и $f_{иг}$ – частота кварцевого (КГ) и интерполяционного (перестраиваемого по частоте) генератора (ИГ). На выходе смесителя (СМ) имеем комбинации частот f_{or} и $f_{иг}$:

$$f_{см} = m \cdot f_{ог} \pm n \cdot f_{иг}. \quad (3.8)$$

Предположим, что на выходе СМ установили фильтр Φ (рис. 58), который выделяет $f_{см} = f_{ог} + f_{иг}$. Тогда, учитывая, что ИГ перестраивается от $f_{иг \min}$ до $f_{иг \max}$, на выходе фильтра частота меняется в пределах от $f_{\min} = f_{ог} + f_{иг \min}$ до $f_{\max} = f_{ог} + f_{иг \max}$; обычно $f_{ог} \gg f_{иг}$, поэтому нестабильность частоты

$$\varepsilon \approx \frac{\Delta f_{ог} + \Delta f_{иг}}{f_{ог}} = \frac{\Delta f_{ог}}{f_{ог}} + \frac{\Delta f_{иг}}{f_{иг}} \cdot \frac{f_{иг}}{f_{ог}} = \varepsilon_{ог} + \frac{f_{иг}}{f_{ог}} \cdot \varepsilon_{иг}, \quad (3.9)$$

где ε – относительные нестабильности частот генераторов ОГ и ИГ.

Если $f_{ог} \gg f_{иг}$ и, учитывая нестабильности генераторов, можно видеть, что общая нестабильность в основном определяется ОГ. Для достижения высоких стабильных частот передатчика частоту ИГ необходимо выбрать достаточно низкой, $f_{ор}$ – достаточно высокой, это приводит к сужению полосы фильтра для выделения низшей комбинационной составляющей.

Таким образом удается реализовать нестабильности частоты $\varepsilon \approx (1 - 2) \cdot 10^{-5}$.

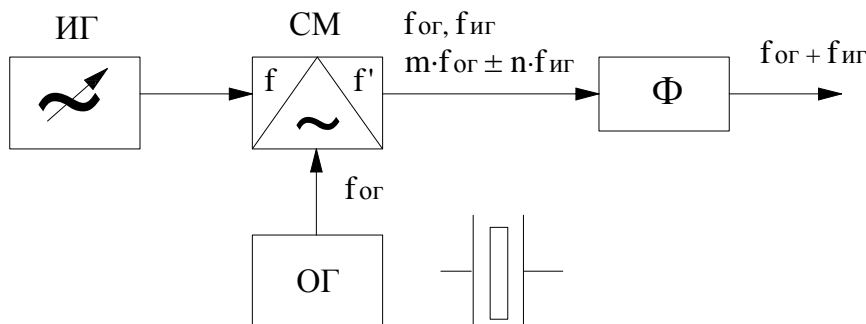


Рис. 58. Формирование высокостабильной частоты с помощью интерполяционного генератора

Стабильность частоты можно повысить, если в качестве ИГ использовать КГ на основе ГГ. Для «очистки» спектра генерируемых колебаний применяется так называемая компенсационная схема (рис. 59).

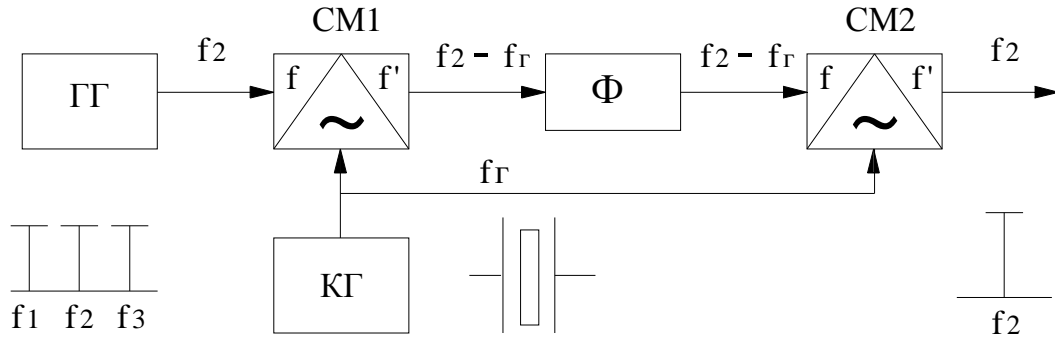


Рис. 59. Структура компенсационной схемы

Принцип работы компенсационной схемы заключается в восстановлении нужной составляющей. Особенности данной схемы следующие:

- фильтрация производится на частоте гораздо более низкой, чем входная частота, что обеспечивает высокие характеристики при реализации фильтра;

- компенсация нестабильности частоты перестраиваемого (кварцевого в данном случае) генератора происходит за счет двукратного преобразователя частоты, поэтому в такой схеме к кварцевому генератору не предъявляются высокие требования по стабильности частоты. Фильтрацию требуемой составляющей можно осуществить и с помощью схемы ФАПЧ (рис. 60).

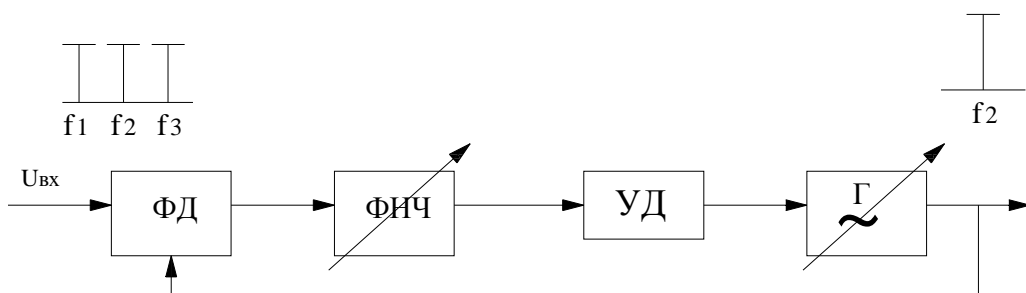


Рис. 60. Структурная схема системы ФАПЧ

Недостатком последнего метода является инерционность, т.к. процесс установления режима работы системы ФАПЧ требует определенного времени.

Перестройка частоты осуществляется перестройкой генератора Г. Если генератор Г расстроен, то на выходе фазового детектора (ФД) созда-

ется медленно изменяющееся переменное напряжение несинусоидальной (в общем случае) формы, которое фильтруется с помощью ФНЧ. Величина напряжения, которое вырабатывает ФД, зависит от величины и знака разности фаз входного колебания опорного генератора и колебания от выходного генератора, что позволяет управлять частотой того же выходного генератора.

3.5. Особенности усилителей мощности УВЧ диапазона

Диапазон УВЧ охватывает диапазон частот от 300 до 3000 МГц. Поэтому применяемая электроника отличается от той, которая используется при более низких частотах. Диапазон УВЧ и более высоких частот позволяет иметь большое число каналов связи и передавать широкополосные сигналы, использовать широкополосные способы модуляции. Радиоволны короче 10 м (30 МГц) распространяются прямолинейно, не могут огибать земную поверхность и не претерпевают отражений от ионосферы. Вследствие этого обеспечивается связь на ограниченной площади. По мере уменьшения длины рабочей частоты размеры ЭРЭ, выводов активных элементов, соединительных проводов становятся геометрически соизмеримыми с длиной волны и их нельзя рассматривать как элементы с сосредоточенными параметрами.

Повышение частоты увеличивает потери радиочастотной мощности в диэлектрических и колебательных системах, а также потери на излучение энергии соединительными проводами и контурными катушками. Из-за поверхностного эффекта (скин-эффект) увеличивается сопротивление проводов.

Для получения мощностей более 1 кВт используются ламповые усилители, и при повышении частоты работы лампового усилителя наблюдается влияние времени пролета электронов на усилительные свойства приборов. Это время оказывается соизмеримым с периодом колебаний радиочастоты.

Другой причиной является влияние межэлектродной емкости лампы, которое приводит к самовозбуждению и возникновению паразитных колебаний. В диапазоне УВЧ входная и выходная емкости ламп (транзисторов) оказываются соизмеримыми с емкостями колебательных контуров. Через выводы и электроды ламп (транзисторов) начинают протекать дополнительные ВЧ токи, приводя к их дополнительному нагреву, вследствие чего возрастают потери и снижается добротность (Q) колебательных систем, уменьшается КПД усилителя.

На частотах свыше 1000 МГц начинает проявляться инерционность работы лампы. Известно, что скорость электрона в электрическом поле определяется зарядом e , его массой m и напряжением E , вызывающим движение электронов.

$$v = \sqrt{\frac{2 \cdot e \cdot E}{m}}. \quad (3.10)$$

Время пролета t электронами расстояния d между электродами:

$$t = \frac{d}{v}. \quad (3.11)$$

Если $d = 0,0006$ м, $E = 100$ В, $t = d / v = 10^{-10}$ с.

Сравним периоды (T) для двух различных частот (f):

1) $f = 10$ МГц ($\lambda = 30$ м); $T = 1/f = 10^{-7}$ с, т.е. $t = 0,001 T$.

2) $f = 1000$ МГц ($\lambda = 30$ см); $T = 1/f = 10^{-9}$ с, т.е. $t = 0,1 T$.

В первом случае влиянием времени пролета можно пренебречь, во втором случае инерционность лампы оказывает существенное влияние.

На высоких частотах используют лампы с короткими выводами и электродами специальной формы, которые имеют меньшие паразитные емкости и индуктивности (например, коаксиальные выводы).

На частотах, начиная с 1 – 2 ГГц и выше, где лампы теряют свои усилительные свойства, применяются специальные электронные приборы: клистроны, магнетроны, ЛБВ, ЛОВ, диоды Ганна, ЛПД и т.д.

Колебательный контур, образованный катушкой и конденсатором, является системой с сосредоточенными параметрами в том случае, когда размеры конденсаторов (C), индуктивностей (L) и соединительных проводов меньше 0,1 длины волны (λ).

На высоких частотах катушка резонансного контура вырождается в один виток, а в качестве емкости контура используются междуэлектродные емкости и емкость монтажа. Добротность (Q) и характеристическое сопротивление (ρ) контура невелики, и, следовательно, КПД контура низок. Для повышения КПД контура используются элементы LC с распределенными параметрами. Они могут быть коаксиальные, волноводные и микрополосковые. Недостатком контуров с распределенными параметрами является их способность к резонансу на многих частотах при фиксированной длине. Настройка контуров производится путем изменения длины резонатора (l).

На частотах до 20 ГГц и при мощностях до 100 Вт используются транзисторные усилители. Полосы рабочих частот транзисторных усилителей могут составлять 10 – 30 % от номинала рабочей частоты. Малые габариты транзисторов и низкие сопротивления контурных катушек и конденсаторов позволяют создавать компактные усилители.

Как и в ламповых, колебательные системы транзисторных усилителей до 0,6 ГГц строят на катушках и емкостях с сосредоточенными параметрами. Настройку осуществляют обычно путем изменения емкости контура. На частотах свыше 600 МГц в транзисторных усилителях для реализации согласования и фильтрации применяют также несимметричные полосковые линии. Они позволяют упростить изготовление УВЧ усилителей, уменьшить паразитные связи, ослабить влияния паразитных индуктивностей выводов ЭРИ. Для уменьшения индуктивности выводов активные элементы и их выводы на УВЧ имеют плоский конструктив. Платы выполняют на радиочастотном материале с малыми потерями, с высокими электрическими характеристиками (это фторопласт, флан, поликор, дюроид и т.д.).

3.6. Умножители частоты

Умножители частоты необходимы в тех случаях, когда непосредственное генерирование мгновенной высокостабильной повышенной частоты затруднительно. Умножитель частоты – это устройство, повышающее частоту входного сигнала в n раз, где n – целое число – коэффициент умножения.

Наличие в спектре гармонических составляющих с частотами, кратными входной частоте, позволяет использовать нелинейный резонансный усилитель в качестве умножителя частоты.

Нелинейный умножитель – это, в общем случае, усилитель мощности, который работает в режиме отсечки коллекторного тока с резонансной нагрузкой (рис. 61).

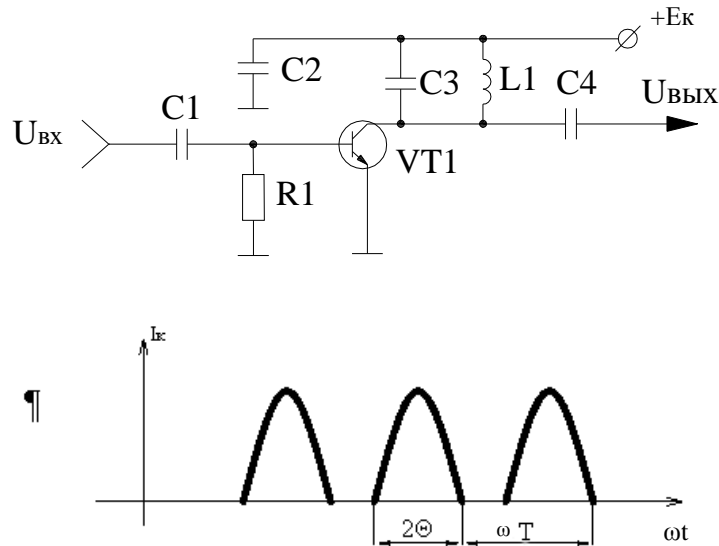


Рис. 61. Схема и работа усилителя мощности с отсечкой коллекторного тока:
 Θ – угол отсечки

Выходное напряжение определяется соотношением:

$$U_{\text{вых}} = I_1 \cdot R_0 = S \cdot U_{\text{вх}} \cdot \gamma_1 \cdot R_0, \quad (3.12)$$

где R_0 – резонансное сопротивление контура; γ_1 – функция Берга для первой гармоники; I_1 – ток первой гармоники; S – крутизна вольтамперной характеристики прибора; $U_{\text{вх}}$ – входное напряжение.

Для использования УМ в качестве умножителя достаточно настроить ($C_k L_k$) контур на необходимую гармонику входного сигнала (вторую, третью и т.д.).

При больших значениях n коэффициенты гармоник γ_n малы, поэтому надо выбирать такой угол отсечки Θ , при котором соответствующие коэффициенты гармоник максимальны. Практически доказано, что оптимальный угол отсечки, дающий наибольшую амплитуду выходного напряжения в умножителях частоты, примерно равен $180^\circ/n$.

Принципы действия умножителя частоты и нелинейного УМ в основном одинаковы и различаются лишь в выборе угла отсечки тока. Амплитуду выходного напряжения умножителя частоты можно определить следующим образом:

$$U_{mn} = I_n \cdot R_{on} = S \cdot U_{m \text{ вх}} \cdot \gamma_n \cdot R_{on}, \quad (3.13)$$

где S – крутизна характеристики активного элемента; $U_{m \text{ вх}}$ – амплитуда входного сигнала; γ_n – функция Берга для n -й гармоники; R_{on} – резонансное сопротивление контура на n -й гармонике.

3.7. Модуляторы

Модуляция несущих колебаний по закону передаваемого сообщения является нелинейной операцией и осуществляется в нелинейных устройствах, называемых модуляторами. В общем случае модуляторы разделяют на АМ, ФМ, ИМ и цифровые модуляторы.

Амплитудный модулятор

Простейшую схему амплитудного модулятора можно создать на основе нелинейного резонансного усилителя, включив на входе транзистора VT последовательно источники постоянного напряжения смещения U_0 , модулируемого сигнала $U_m(t) = U_m \cos \omega_0 t$ и источника информации (колебания) $U_\Omega(t) = U_\Omega \cos \Omega t$ и настроив колебательный контур на ω_0 .

При этом происходит перемножение:

$$e(t) = U_m(t) \cdot U_\Omega(t) \quad (3.14)$$

и в результате получаем:

$$U_{AM}(t) = U_m \cdot (1 + M \cos \Omega t) \cdot \cos \omega_0 t, \quad (3.15)$$

где M – глубина модуляции.

Рассмотрим принцип получения однотонового (модуляция синусоидальным сигналом одной частоты) АМ сигнала с помощью базовой модуляции (рис. 62).

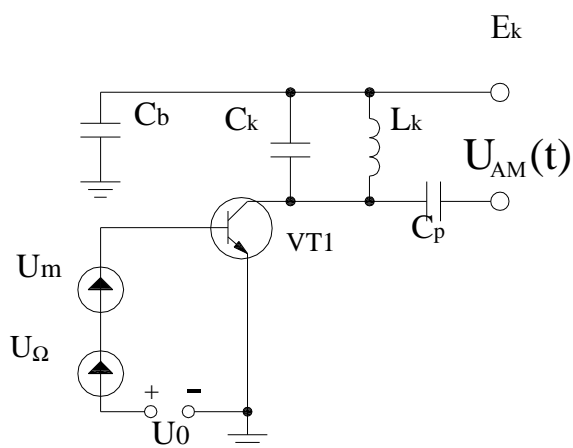


Рис. 62. Получение амплитудной модуляции

В этом случае ко входу модулятора (в данном случае транзистора) прилагается напряжение

$$U_{\text{вх}}(t) = U_0 + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_m \cos \omega_0 t, \quad (3.16)$$

где U_m – источник немодулированного колебания; U_{Ω} – источник электрического модулирующего колебания; U_0 – источник электрического смещения.

Сквозная характеристика транзистора приведена на рис. 63.

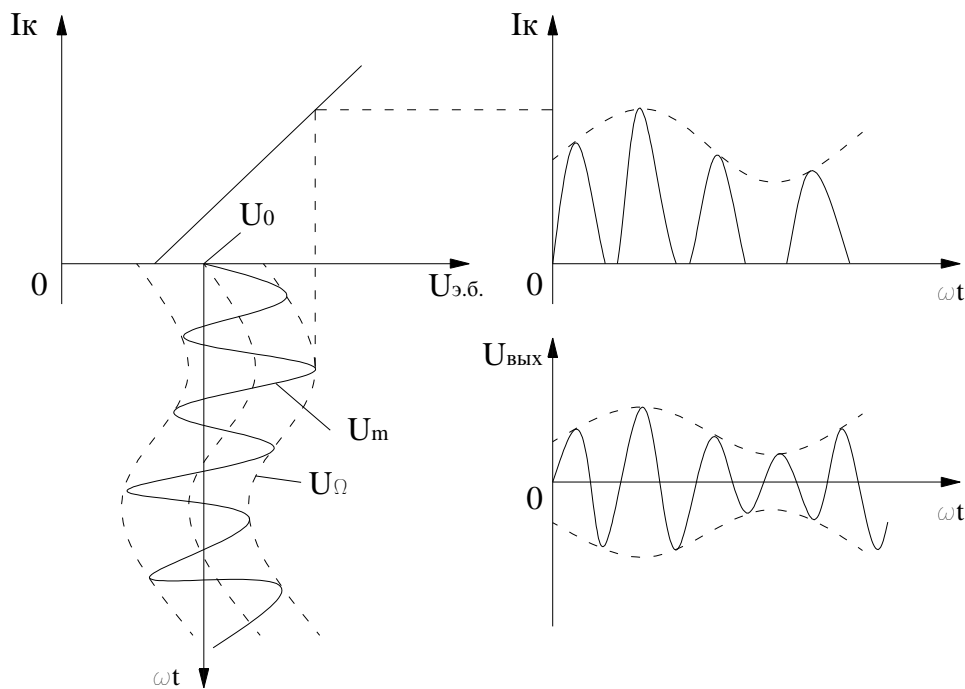


Рис. 63. Графики напряжений при амплитудной модуляции

Перемещая рабочую точку транзистора относительно напряжения смещения U_0 по закону модулирующего сигнала U_{Ω} , меняем угол отсечки тока несущего колебания. В результате импульсы коллекторного тока I_k транзистора, отражающие изменение амплитуды несущего колебания, оказываются промодулированы по амплитуде. В спектре импульсов содержится множество гармонических составляющих с частотами ω_0 и Ω , а также с кратными и комбинационными частотами. Если резонансный контур имеет полосу пропускания $\Delta\omega_{AM} = 2\Omega$ при настройке на ω_0 , тогда он выделит из спектра импульсов коллекторного тока только гармоники с тремя частотами: $\omega - \Omega$, ω_0 , $\omega_0 + \Omega$.

Для оценки качества работы модулятора с точки зрения вносимых искажений используют статическую модуляционную характеристику – зависимость амплитуды первой гармоники коллекторного тока I_k транзистора от постоянного смещения на базе $U_{эб}(U_0)$ (рис. 64).

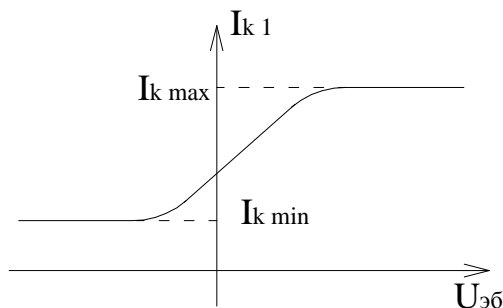


Рис. 64. К выбору режима работы модулятора

Для исключения нелинейных искажений необходима работа только на линейном участке от $I_{k \min}$ до $I_{k \max}$. Коэффициент модуляции может быть определен соотношениями:

$$M = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}$$

или

$$M = \frac{U_{\Omega}}{U_n} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (3.17)$$

При настройке резонансного контура на n -ю гармонику получаем колебание: $U_{ам} = U_m(1 + M \cdot \cos \Omega t) \cdot \cos n\omega_0 t$, т.е. получаем колебание с несущей частотой в n раз больше с сохранением закона модуляции.

Частотный модулятор

Частотную модуляцию несущего колебания осуществляют путем электронной перестройки резонансной частоты колебательного контура автогенератора (рис. 65). В практических схемах это выполняется с помощью нелинейного полупроводникового элемента – варикапа. Барьерная емкость варикапа зависит от приложенного напряжения и определяется ВФХ (вольт-фарадной характеристикой).

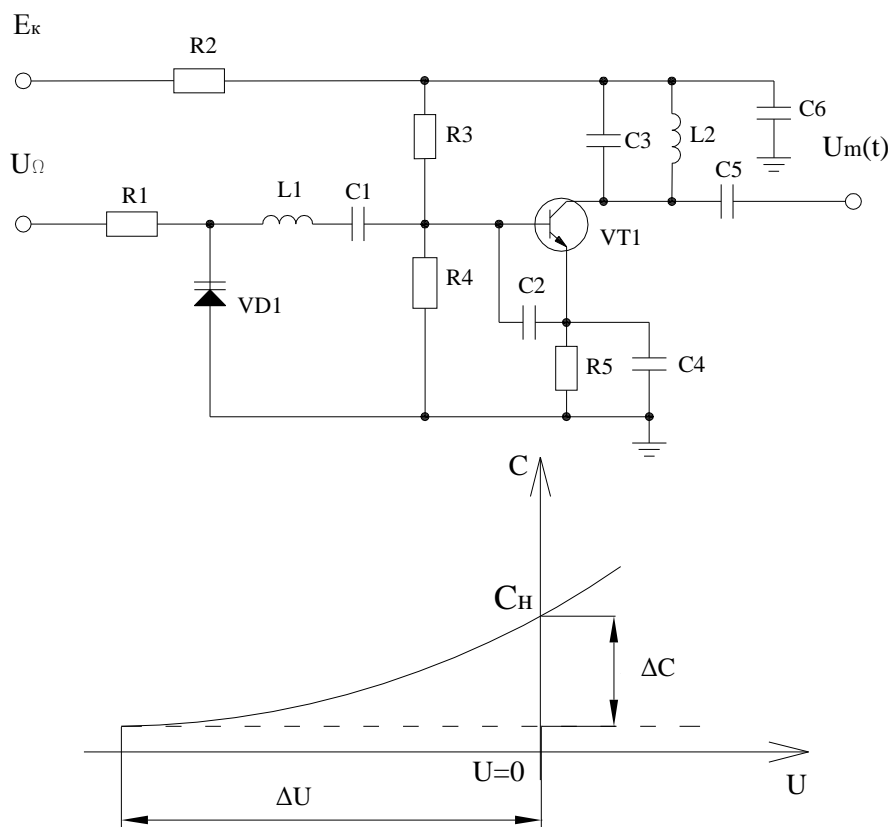


Рис. 65. Схема и работа частотного модулятора:
 C_n – начальная емкость варикапа, когда смещение на нем $U = 0$

Для реализации частотной модуляции необходимо по закону изменения амплитуды входного сигнала U_Ω изменять частоту несущего колебания $U_m(t)$. Автогенератор вырабатывает несущие колебания, и при отсутствии сигнала на входе (U_Ω) на выходе будет несущая частота:

$$U_m(t) = U_m \cos \omega_0 t. \quad (3.18)$$

В схеме частотного модулятора (ЧМ) индуктивность $L1$, $C1$, $C2$ и VD образуют автогенератор, а контур $C3$ и $L2$ настроен на частоту f_n . Если подать на вход сигнал U_Ω , то за счет изменения емкости варикапа произойдет изменение несущего колебания по закону изменения U_Ω .

При $U_\Omega = 0$ на варикап подается постоянное напряжение смещения U_0 , и при этом емкость варикапа равна C_0 . Если же на входе генератора действует гармонический сигнал $e(t) = U_\Omega \cos \Omega t$, то емкость варикапа $C(t)$ будет меняться во времени по гармоническому закону, и по такому же закону будет меняться частота генератора (рис. 66).

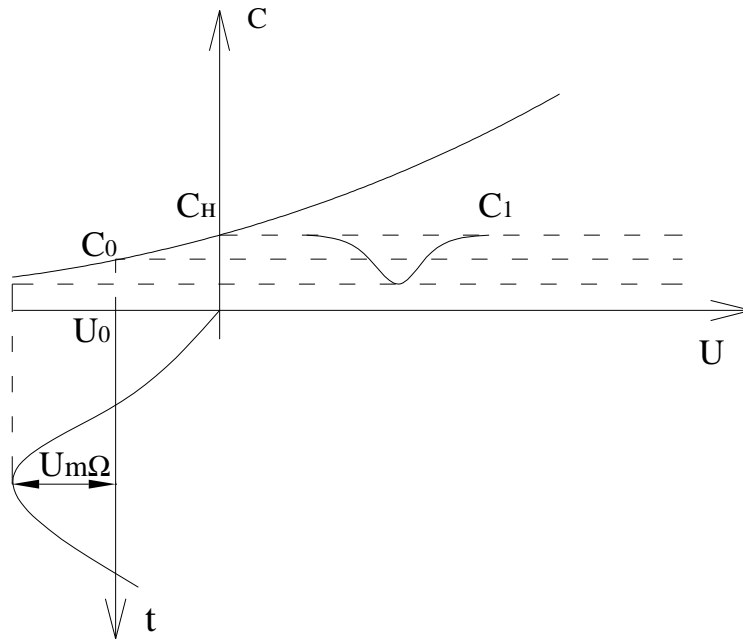


Рис. 66. Изменение емкости варикапа напряжением смещения

Цифровой частотный модулятор (ЦЧМ)

Цифровой частотный модулятор (ЦЧМ) можно реализовать различными способами, например, управлением частотой генератора гармонических сигналов по закону

$$U_{\text{ЦЧМ}}(t) = U_n \cos(\omega_0 t + K_{\text{чм}} \sum e_n^{(k)} y(t - n\Delta t) + \varphi_0), \quad (3.19)$$

где $K_{\text{чм}}$ – девиация частот ($K_{\text{чм}} = m\Omega$ – максимальное отклонение частоты от номинальной); Ω – максимальная модулирующая частота; m – индекс частотной модуляции; $e_n^{(k)}$ – кодовые символы; $y(t - n\Delta t)$ – форма импульсного сигнала; φ_0 – начальная фаза импульсного сигнала.

Для системы ЦЧМ с индексом частотной модуляции $m = 0,5$ широко используется квадратурный метод со сдвигом модулирующих функций. Математически доказано, что огибающая энергетического спектра ЦЧМ сигналов достаточно резко убывает по мере удаления от несущей. Это означает, что повысить эффективность ЦЧМ можно путем сужения рабочей полосы. Однако бесконечно сузить полосу пропускания нельзя, и оптимальные затраты в формировании ЦЧМ сигнала достигаются при периоде следования импульсов $\Delta t = \tau_u$. Это называется методом ММС или манипуляция с минимальным сдвигом.

При осуществлении ММС для передачи логической «1» (импульса) фаза $f_n \varphi(t)$ линейно возрастает таким образом, чтобы за время длительности такта Δt приращение фазы $\Delta\varphi$ составляло $\pi/2$. Передача сигнала логического «0» (пауза между импульсами) соответствует линейному убыванию фазы несущей частоты на $\pi/2$.

Тогда девиацию частоты или изменение фазы за один такт $\Delta\varphi = \pi/2$ можно рассчитать. Учитывая, что $\Delta\varphi = 2\pi\Delta f\Delta t$, получаем $\Delta f = 0,25/\Delta t$.

Цифровая модуляция типа GMSK обладает следующими достоинствами: достаточно узкой рабочей полосой частот; постоянной амплитудой радиосигнала. Один из вариантов схемы демодуляции сигнала ММС представлен на рис. 67.

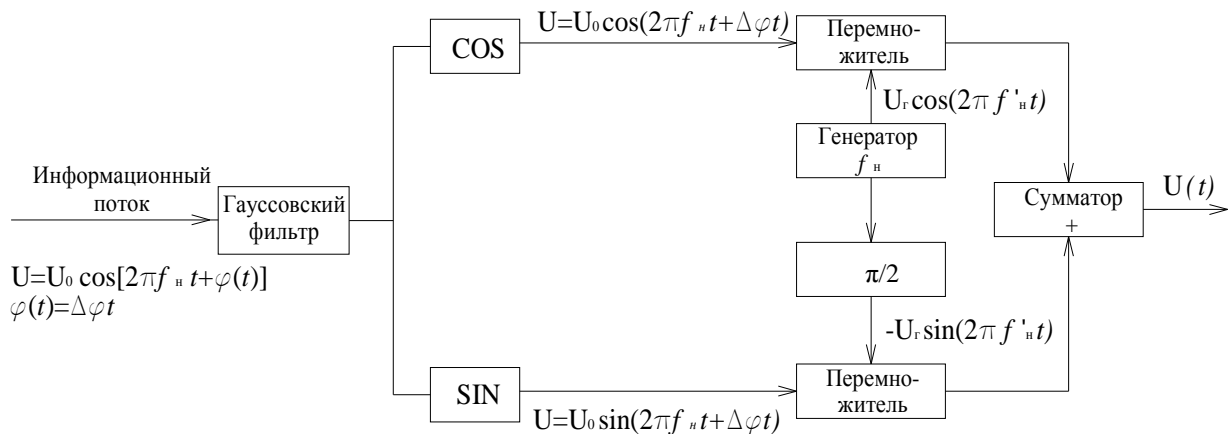


Рис. 67. Структурная схема получения сигнала ММС

Гауссовский фильтр позволяет при дискретном изменении частоты получать сглаженные переходы в текущей фазе несущего колебания. Если $f_n = f_n'$ с точностью до фазы, то на выходе будет:

$$U(t) = U_0 \cdot k \cdot \sin \Delta\varphi \cdot t, \quad (3.20)$$

поскольку существуют тригонометрические соотношения:

$$\sin x \cdot \cos y = \frac{1}{2} [\sin(x - y) + \sin(x + y)]; \quad (3.21)$$

$$\cos x \cdot \sin y = \frac{1}{2} [\sin(x + y) - \sin(x - y)]. \quad (3.22)$$

Процесс образования сигнала ММС выглядит графически примерно так, как показано на рис. 68.

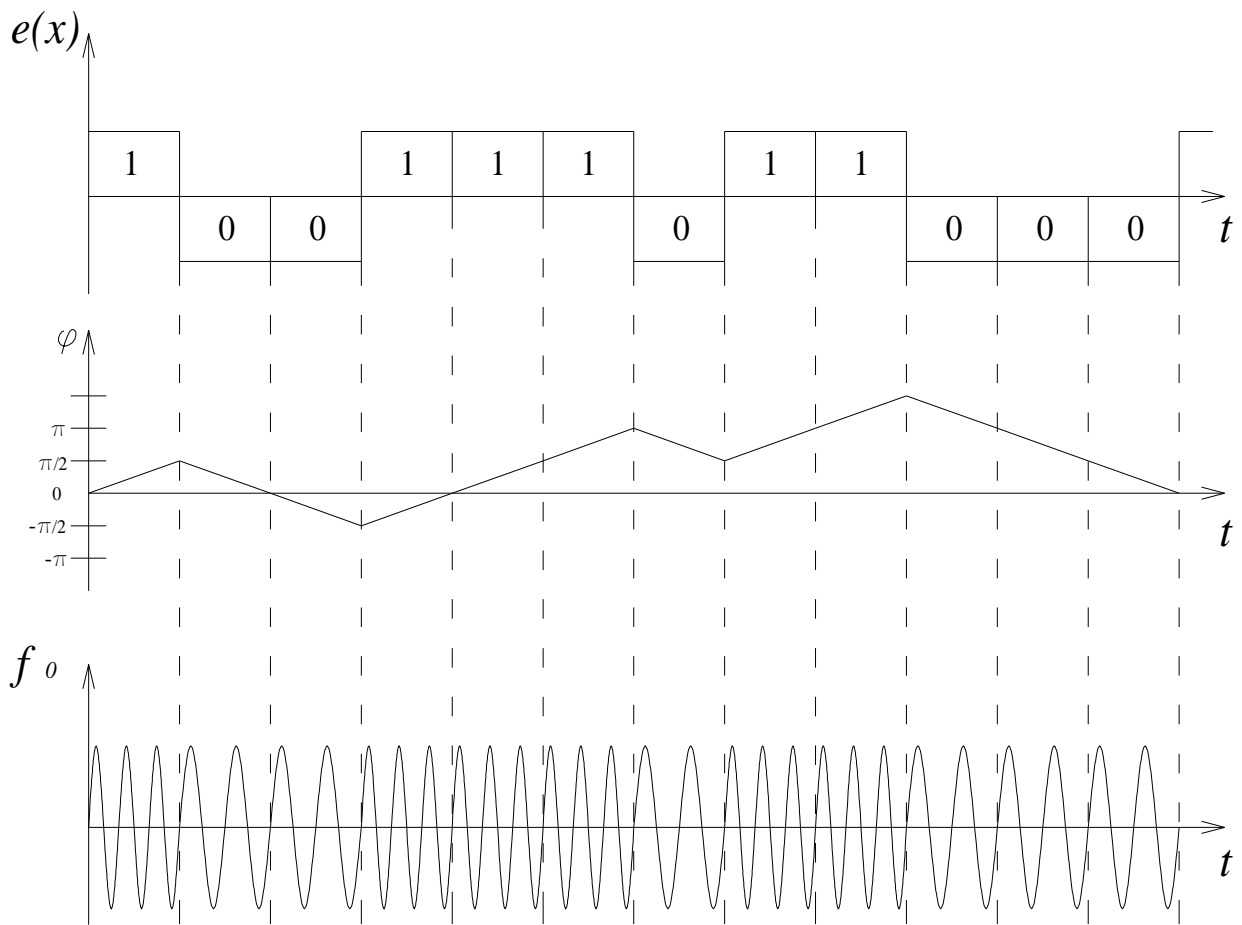


Рис. 68. Процесс образования сигнала ММС

В системах передачи информации такой вид модуляции с использованием фильтра Гаусса получил название гауссовских манипуляций с минимальными частотными сдвигами.

Эта схема позволяет использовать усилитель мощности передатчика в ключевом режиме, что дает повышенную помехоустойчивость при заданной мощности на передачу.

Фазовый модулятор

Фазовый модулятор является разновидностью частотного модулятора. Для осуществления фазовой модуляции сигналов при небольших индексах используется схема, предложенная Армстронгом в 1923 г.

Принцип работы заключается в смещении под углом 90° немодулированной несущей и балансно-модулированного колебания с последующим их сложением.

В приведенной схеме (рис. 69) фазовращатель изменяет фазу несущего колебания на 90° .

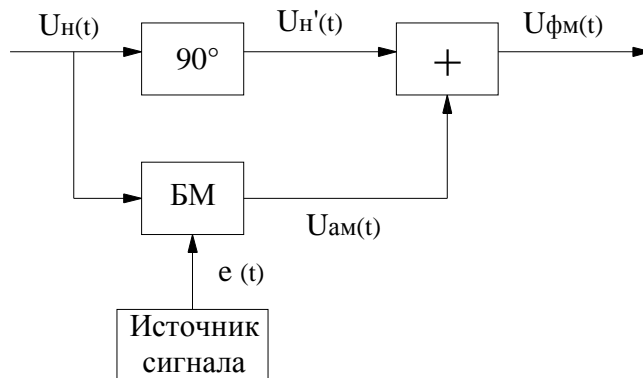


Рис. 69. Получение фазомодулированного колебания

На выходе балансного модулятора (БМ) получаются АМ колебания с подавленной несущей. Таким образом, на вход сумматора поступает два колебания:

$$U'_n(t) = U_n \sin \omega_0 t \quad \text{и АМ сигнал} \quad U_{ам}(t) = M \cdot U_n \cdot e(t) \cdot \cos \omega_0 t.$$

В результате сложения сигналов получаем итоговый сигнал:

$$U_{фм}(t) = U'_n(t) + U_{ам}(t) = U_n \cdot \sqrt{1 + M^2 e^2(t)} \cdot \cos(\omega_0 t + \text{arctg}(Me(t))). \quad (3.23)$$

Выходной сигнал представляет собой гармоническое колебание с фазой, изменяющейся по закону $e(t)$ модулирующего сигнала.

Недостатком схемы является малое значение индекса модуляции и работа схемы на сравнительно низких частотах.

Для получения больших индексов модуляции необходимо использовать умножители частоты.

На СВЧ передатчиках с фазовой модуляцией (при больших индексах модуляции) применяют модулятор с варикапом в контуре автогенератора и быстродействующей схемой ФАП.

Для цифровых систем передачи данных, где фаза меняется по двоичному закону (т.е. фаза имеет конкретное значение, в зависимости от передачи 0 или 1), схема может иметь вид, представленный на рис. 70.

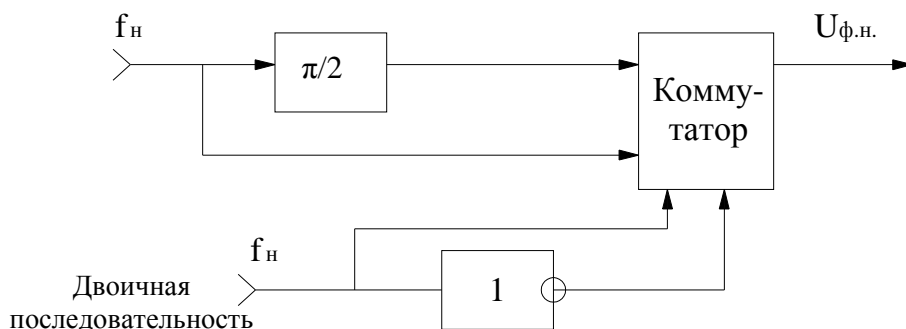


Рис. 70. Способ получения фазоманипулированного колебания

Информация частотой f_n подается на вход фазовращателя, где происходит изменение фазы на 180° .

На входы коммутатора поступает один и тот же сигнал, но с фазами 0° и 180° . В зависимости от того, что подается, 0 или 1, коммутатор пропускает f_n со сдвигом 180° либо 0° .

Данный модулятор называют фазовым манипулятором и его используют в системах передачи цифровой информации.

Контрольные вопросы

1. Что означает баланс фаз и баланс амплитуд в генераторе электрических колебаний?
2. Для чего нужна стабилизация частоты радиопередатчика; чем и за счет чего она обеспечивается в современных условиях?
3. Что такое угол отсечки и от чего он зависит?
4. Что такое коэффициенты Берга (коэффициенты гармоник) и как выбирается коэффициент умножения частоты?
5. Приведите примеры электрических схем модуляторов (АМ, ЧМ, ФМ) и объясните, как они работают.

4. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ (РТС ПИ)

Радиотехнические системы передачи информации (РТС ПИ) предназначены для передачи информации на расстояние с помощью электромагнитных колебаний. К ним относятся различные системы связи, радиовещания, телевидения. Характеристикой для РТС ПИ любого назначения (связных, телеметрических, вещательных, телевизионных и т.д.) является пространственное разнесение РПДУ и РПУ. Функционирование РТС ПИ основано на свободном распространении электромагнитных колебаний, которые излучаются в окружающее пространство передающими антеннами и принимаются приемными антеннами и РПУ.

4.1. Системы связи

Эти системы включают в себя все основные устройства, применяемые в большинстве радиотехнических систем (РТС). В теории связи принято следующее определение системы связи (СС): *совокупность технических средств для передачи сообщений от источника к потребителю называется системой связи.*

По виду передаваемых сообщений различают следующие СС:

- передача речи (телефония);
- передача подвижных изображений (телевидение);
- передача текста (телеграфия);
- передача неподвижных изображений, рисунков, текстов (фототелеграфия);
- телеизмерения;
- телеуправление и передача данных.

По назначению телефонные и телевизионные системы делят на вещательные, отличающиеся высокой степенью художественного воспроизведения сообщений, и профессиональные, имеющие специальное применение. В системе телеизмерений физические величины, подлежащие измерению (температура, давление, скорость и т.д.), с помощью датчиков преобразуются в электрические сигналы (первичная информация), которые поступают на передатчик. В системе управления осуществляется передача команд для автоматического включения определенных действий. Нередко эти команды управления формируются автоматически на основании результатов измерения, переданных телеметрической системой.

Внедрение высокоэффективных компьютеров привело к необходимости быстрого развития систем передачи данных, обеспечивающих обмен между вычислительными средствами и объектами автоматических систем управления (АСУ). Этот вид электросвязи по сравнению с другими отличается более высокими требованиями к скорости и верности представленной информации.

Назначение систем связи

Все системы связи разделяются на два больших класса:

- Симплексные системы связи.
- Дуплексные системы связи.

Под симплексной понимают связь между двумя пунктами, при которой в каждом из них передача и прием сообщений ведутся поочередно на одной несущей частоте. Часто симплексная связь используется для передачи информации в одном направлении, например: радиовещание, телевидение, оповещение и т.д. Дуплексная связь – двухсторонняя связь между двумя пунктами, при которой прием и передача сообщений осуществляется одновременно на разных частотах.

В настоящее время применяется такая разновидность симплексной связи, как полудуплексная связь (двухчастотный симплекс), когда система обеспечивает поочередно передачу и прием информации на двух разных несущих частотах с использованием ретрансляторов.

Ретранслятор – радиотехническое устройство, используемое как промежуточный приемно-передающий пункт линии радиосвязи.

По числу используемых каналов различают одноканальные и многоканальные СС.

Задача многоканальных СС – одновременная передача сообщений от многих источников информации, т.е. увеличение пропускной способности радиоканала. В таких системах для передачи сообщений от многих источников информации используются много каналов связи.

Для увеличения пропускной способности большинства СС применяется временное (рис. 71) и частотное (рис. 72) уплотнение сигналов.

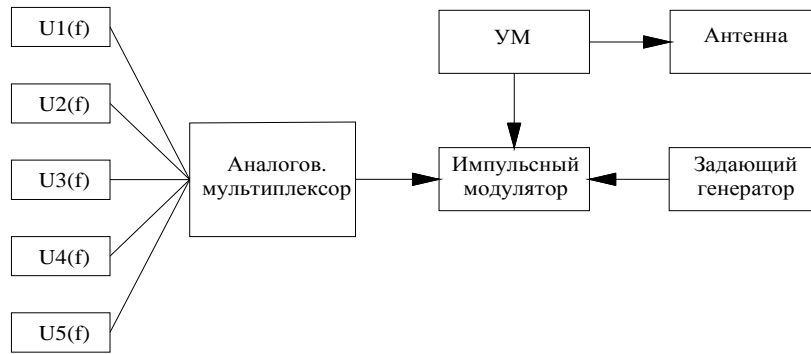


Рис. 71. Структурная схема системы с временным уплотнением каналов

При временном уплотнении, благодаря тому, что сигналы передаются не непрерывно, а только их отсчетами (выборками), в очень короткие временные интервалы, на одной и той же несущей частоте можно передавать ряд различных сигналов. Для этого разные сигналы $U1(f) - U5(f)$, отражающие группы передаваемых сообщений, подключают к передатчику через аналоговый мультиплексор (селектор или аналоговый коммутатор). Сигналы сообщений, дискретизированные по времени, передаются передатчиком с помощью одного из видов импульсной модуляции.

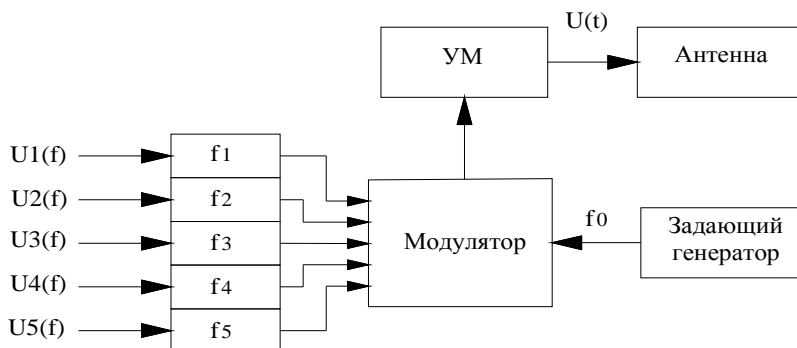


Рис. 72. Структурная схема системы с частотным уплотнением

При частотном уплотнении сигналов передаваемая информация предварительно модулируется поднесущими частотами $f1 - f5$. Частота поднесущих частот значительно выше частоты передаваемых сигналов и во много раз ниже несущей частоты. Передаваемые сигналы предварительно поступают на модуляторы поднесущих частот, где осуществляется амплитудная, частотная или фазовая модуляция. Необходимыми элементами модуляторов поднесущих частот являются полосовые фильтры, настроенные на поднесущие частоты и подавляющие спектральные составляющие

соседних каналов. Затем промодулированные сигналы, спектр которых перенесен в сравнительно низкочастотную (но выше, чем частоты информационных сигналов) область, подаются на основной модулятор, работающий на несущей частоте f_0 .

4.2. Основные характеристики и параметры систем связи

Работа любой системы связи оценивается прежде всего точностью передачи сообщения и скоростью передачи информации. Первое определяет качество передачи, второе – количество. В реальной системе связи качество передачи связано со степенью искажения принятого сообщения. Эти искажения зависят от свойств и технического состояния системы, а также от интенсивности и характера помех. Если система связи спроектирована правильно и технически исправна, то необратимые искажения сообщений обусловлены лишь воздействием помех. В этом случае качество передачи полностью определяется помехоустойчивостью системы.

Под помехоустойчивостью понимают способность системы связи противостоять вредному влиянию помех на передачу сообщений. Поскольку действие помех проявляется в том, что принятое сообщение отличается от переданного, то количественно помехоустойчивость при заданной помехе можно характеризовать степенью соответствия принятого сообщения переданному. Данную величину называют общим термином – верность.

Количественную оценку верности выбирают по-разному, в зависимости от характера сообщения и требований получателя. Верность передачи зависит от отношения средних мощностей сигнала и помехи или отношения сигнал/шум. В разработанной теории потенциальной помехоустойчивости показано, что при выбранном критерии и заданном множестве сигналов, принимаемых при определенной помехе, существует предельная помехоустойчивость, которая ни при каком способе приема не может быть превзойдена. Приемное устройство, реализующее потенциальную помехоустойчивость, называется оптимальным (наилучшим) по данному критерию.

При данной интенсивности помехи вероятность ошибки тем меньше, чем сильнее различаются между собой сигналы, соответствующие разным сообщениям. Проблема состоит в том, чтобы выбрать для передачи сильно различающиеся сигналы. Верность передачи можно повысить за счет усложнения методов модуляции – демодуляции и введения позиционирования сообщений и, наконец, верность передачи зависит от способа приема. Необходимо выбирать такой способ приема сообщений, который

наилучшим образом реализует различия между сигналами при данном отношении сигнал/шум.

Другим важным показателем работы СС является скорость передачи информации. В системах передачи дискретных сообщений скорость измеряется числом передаваемых символов в единицу времени. Количество передаваемой информации принято измерять в битах. Бит – один двоичный разряд, который принимает лишь одно из двух значений: 0 или 1, если вероятность появления 0 и 1 одинаковы (симметричный канал), чего на практике стараются добиться; в других случаях пользуются более универсальной единицей – это так называемая двоичная единица. Бит – это частный случай двоичной единицы.

К. Шеннон доказал, что максимальное количество информации, которая может быть передана двоичным символом, равно 1 биту. При использовании же недвоичных, а m -ичных символов максимальное количество информации, которую можно передать, равно $\log_2 m$ двоичных единиц. Поэтому дискретный источник может обеспечить максимальную скорость выдачи информации (максимальную производительность):

$$R_u = \frac{\log_2 m}{T_u}, \text{ дв. ед/с}, \quad (4.1)$$

где T_u – длительность одной посылки; m – основание цифрового кода.

Система связи также характеризуется средней скоростью передачи информации по каналу с заданной верностью. Существует возможная или предельная скорость передачи – пропускная способность канала (C). Это понятие определяет потенциальные возможности системы связи. В реальной системе связи средняя скорость передачи информации всегда меньше пропускной способности.

Универсальным показателем системы связи является информационная эффективность η , характеризующая использование системой пропускной способности канала связи:

$$\eta = \frac{R_u}{C}, \quad (4.2)$$

где R_u – производительность источника информации; C – пропускная способность канала.

Своевременность передачи сообщений определяется допустимой задержкой, обусловленной преобразованием сообщений и сигналов, а также конечным временем распространения сигнала по каналу связи (особенно в

спутниковых системах связи). Она зависит от двух показателей: характера и протяженности канала связи, а также длительности обработки сигнала в передающих и приемных устройствах. Скорость передачи информации и задержка являются независимыми характеристиками, не связанными друг с другом.

Любой канал связи можно, как и сигнал, характеризовать тремя параметрами: временем T_k , в течение которого по каналу возможна передача, динамическим диапазоном D_k и полосой пропускания канала F_k .

Под динамическим диапазоном канала понимают отношение допустимой мощности передаваемого сигнала к мощности неизбежно присутствующей в канале помехи, выраженное в децибелах. Общепринятой обобщенной характеристикой канала связи служит его емкость (объем):

$$V_k = T_k \cdot D_k \cdot F_k. \quad (4.3)$$

Необходимым условием неискаженной передачи по каналу сигналов с объемом V_c должно быть: $V_c < V_k$. В простейшем случае сигнал и канал связи согласуют по трем параметрам: $T_c < T_k$; $F_c < F_k$; $D_c < D_k$.

При выполнении этих трех условий сигнал и канал связи полностью согласованы. Возможно невыполнение трех условий и выполнение условия (4.3). В этом случае производят «обмен» длительности сигнала на ширину спектра или ширины спектра сигнала на динамический диапазон (задержкой, усилением, изменением времени, кодированием и т.д.).

4.3. Аналоговые системы связи

Аналоговыми называются РТС, в которых используются непрерывные сигналы, например, звук, музыка. Одним из наиболее важных элементов любой системы связи является источник сообщения, подлежащего передаче. В общем случае сообщение не является электрическим и поэтому его необходимо преобразовать в электрический сигнал с помощью электрофизического преобразователя, далее – преобразователя сигнала. При передаче речи и музыки такое преобразование осуществляется микрофоном; при передаче изображения – передающими телевизионными трубками (иконоскоп, видикон, ортикон, суперортикон и др.); в телеграфии – с помощью телеграфного аппарата последовательность элементов сообщения (букв) заменяется последовательностью кодовых сигналов (0; 1 или точка – тире), которая одновременно преобразуется в последовательность электрических импульсов; при передаче информации о каких-либо неэлектрических процессах или величинах – специальными датчиками.

Преобразование сообщения в электрический сигнал должно быть обратимым. В этом случае по выходному сигналу можно восстановить входной первичный сигнал, т.е. получить всю информацию, содержащуюся в переданном сообщении. В противном случае часть сигнала будет потеряна при передаче сигнала. Передающее устройство включает в себя кроме преобразователя сигнала передатчик (содержащий в себе генератор несущей частоты, модулятор и УМ) и передающую антенну (рис. 73).

Оконечное устройство приемника преобразует НЧ сигнал детектора в форму информации, удобную для получателя.

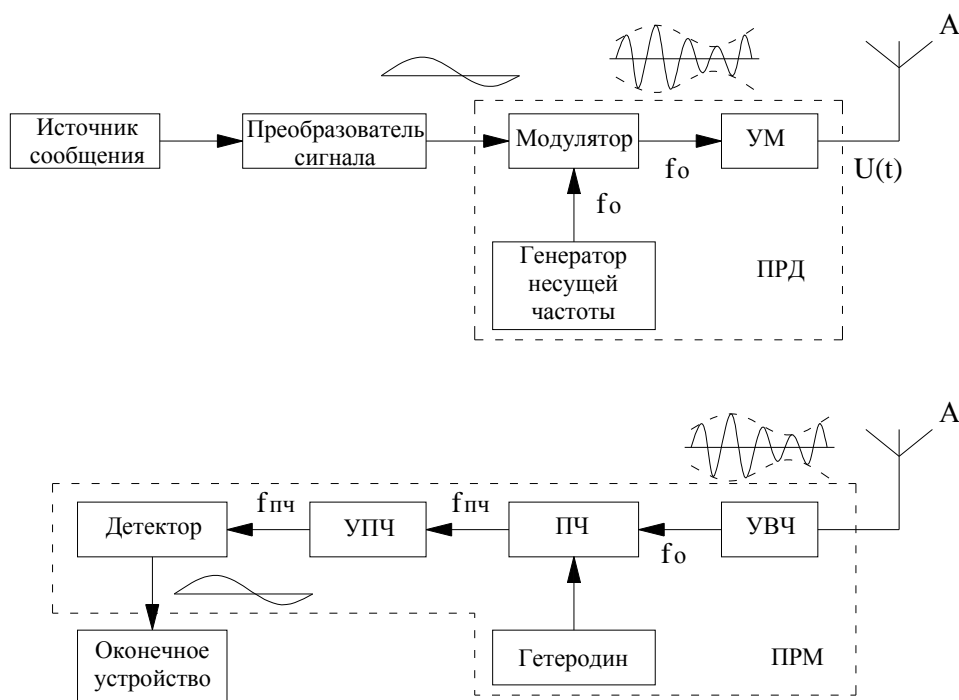


Рис. 73. Принцип построения системы связи

4.4. Цифровые системы связи

В цифровых системах энергия сигнала излучается не непрерывно, а в виде коротких импульсов. Это позволяет при той же общей энергии излучения, что и при непрерывном источнике, увеличить пиковую мощность в соответствующем импульсе и тем самым повысить помехоустойчивость приема. В качестве переносчика первичного сигнала $e(t)$ в цифровых системах используется периодическая последовательность видео- и радиоимпульсов (рис. 74).

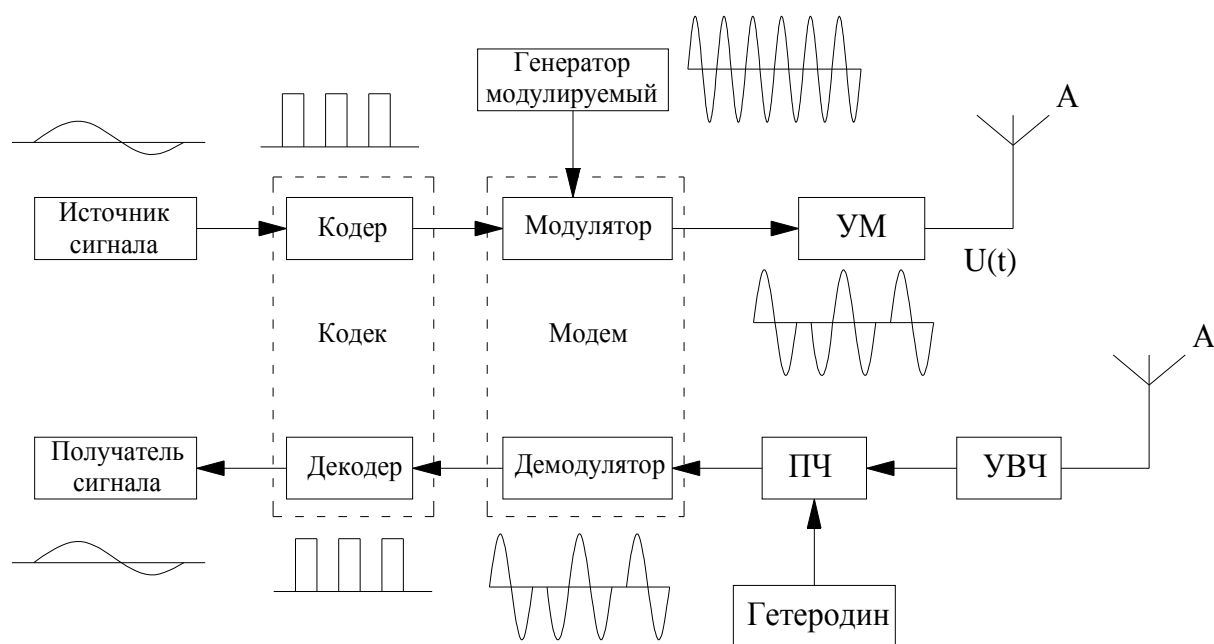


Рис. 74. Построение цифровой системы связи

Непрерывное сообщение можно передавать по цифровым системам связи. Для этого их преобразуют в цифровую форму с помощью дискретизации по времени, квантования по уровню и кодирования. Под кодированием понимают отображение сообщения для передачи его по каналу связи. В передающем устройстве системы радиосвязи кодирование сигнала выполняется в устройстве, называемом кодером. На выходе кодера передаваемый первичный сигнал имеет вид цифрового кода – некую последовательность 0 и 1, имеющих одинаковую длительность. В модуляторе передатчика несущее колебание модулируется полученной в кодере импульсной последовательностью. Чаще всего в системах цифровой связи используется импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). Итак, в цифровых системах передачи информации (ЦСПИ) превращение сообщения в сигнал осуществляется тремя операциями – преобразованием, кодированием и модуляцией, в аналоговой системе преобразование осуществляет физическую, а модуляция – математическую сторону превращения сообщения в сигнал. С помощью кодирования и модуляции источник сообщения согласуется с каналом связи. В приемнике, после усиления на РЧ, из ПЧ с помощью демодулятора извлекается последовательность кодовых символов. Затем производится декодирование этих символов в декодере. В современных ЦСПИ используются две группы относительно самостоятельных, совмещенных в отдельные чипы или узлы аналогово-цифровых устройств – это кодеки и модемы. Кодеком называется пара устройств кодер – декодер, мо-

демом – пара преобразователей – модулятор – демодулятор. Модемы выполняют определенный набор различных функций и в зависимости от принципов их реализации разделяются на телефонные модемы, сотовые модемы, пакетные радиомодемы, связные ВЧ модемы, цифровые модемы, факс-модемы и т.д. В результате воздействия полей и различных искажений принятый сигнал может значительно отличаться от передаваемого. Поэтому всегда можно высказать ряд предположений о том, какое сообщение передавалось. Главной задачей приемника является принятие решения о том, какое сообщение действительно передавалось РПУ. Одной из задач теории связи является отыскание правил оптимальной обработки сигналов, при которой решение о переданном сообщении является наиболее достоверным. Эти правила зависят от свойств канала и методов передачи (т.е. от модуляции и кодирования). Часть приемника, которая принимает входящий сигнал и принимает решение о переданном сообщении, называется решающей схемой. В системах передачи непрерывных (аналоговых) сообщений решающей схемой является демодулятор. А в ЦСПИ решающая схема, как правило, состоит из двух частей: первой решающей схемой является демодулятор, а второй решающей схемой – декодер.

Различие между аналоговыми и цифровыми сигналами

В аналоговых сигналах любое, сколь угодно малое мешающее воздействие на сигнал вызывает искажения модулируемого параметра, всегда влечет собой внесение погрешности в передаваемое сообщение. Поэтому абсолютно точное восстановление переданного сигнала в них практически невозможно. В дискретных системах ошибка при передаче сообщения возникает лишь тогда, когда сигнал опознается неправильно, а это возможно только при искажениях, превышающих некоторый оптимальный порог.

4.5. Телевидение

Выдающийся ученый В.К. Зворыкин (1889 – 1972 гг.) в 1923 г. оформил в США заявку на изобретение электронной системы телевидения (телевидение – от греч. tele – вдаль, далеко; в данном случае – далеко видеть). К 1929 г. В.К. Зворыкин, усовершенствовав электронно-лучевую трубку, создал кинескоп – приемную телевизионную трубку, а в 1931 г. – иконоскоп – передающую телевизионную трубку (независимо от советского ученого С.И. Катаева) и разработал комплекс аппаратуры электронного телевидения. Большое значение имели труды В.К. Зворыкина по созданию цветного телевидения. Он получил во всем мире признание как «отец телевидения».

Телевизионные системы являются частным случаем радиовещательных и связных систем симплексного типа и между ними много общего. Однако есть ряд особенностей, выделяющих телевизионные системы из общего класса систем передачи информации. Телевизионной системой называют совокупность радиотехнических устройств, обеспечивающих передачу и прием изображений по радиоканалам, спутниковым, волоконно-оптическим или кабельным линиям связи. В настоящее время для передачи телевизионных сигналов изображения и звука по различным радиоканалам используют диапазоны метровых, дециметровых и сантиметровых (спутниковые системы) волн. Принцип действия всех современных телевизионных систем основан на последовательном строчном разложении изображения на самые мелкие элементы (для их обозначения используют термин пиксел – от англ. pixel – picture element – элемент картины, изображения) и передачи о них информации. Процесс строчного преобразования яркости (и цветности в цветном телевидении) элементов изображения в электрическое напряжение – видеосигнал – называют растровой (растр, от лат. *gostrum* – грабли) разверткой. При такой развертке вся площадь одного образца изображения (кадра) просматривается по двум взаимно перпендикулярным направлениям – с достаточной высокой скоростью по горизонтали (строчная развертка) и более медленной по вертикали (кадровая развертка).

Системы черно-белого телевидения

Рассмотрим структурную схему черно-белого телевизионного передающего устройства без канала звукового сопровождения (рис. 75). В передающем устройстве телевизионный сигнал формируется передающей трубкой. Для строчной и кадровой развертки изображения на передающую трубку поступают два пилообразных напряжения от генераторов строчной и кадровой разверток. Пилообразное напряжение строчной развертки отклоняет электронный луч передающей трубки по горизонтали (по строке) и при достижении конца строки быстро возвращается назад, а пилообразное напряжение кадровой развертки осуществляет его быстрое перемещение сверху вниз (по кадру). При совместной работе обоих генераторов луч перемещается (сканирует) по экрану слева направо (если смотреть на экран и выступать в качестве зрителя), прочерчивая строки изо-

бражения, а когда прочерчена последняя строка, луч скачком возвращается к началу нового кадра. Поскольку каждая передаваемая строка должна вызывать синхронное свечение той же строки на экране телевизионного приемника, в генераторах строчных и кадровых синхроимпульсов передатчика формируются и вместе с сигналом изображения передаются прямоугольные импульсы строчной и кадровой синхронизации – синхроимпульсы (СИ). Они подаются на видеоусилитель (усилитель видеосигнала) передающего устройства, а также синхронизируют генераторы строчной и кадровой разверток соответственно.

Кроме того, для гашения луча в передающей трубке при возврате его из конца одной строки к началу другой, а также при смене кадров изображения генерируются строчные и кадровые гасящие импульсы. Синхронизирующие и гасящие импульсы должны быть согласованы по времени, и поэтому они вырабатываются из колебания одного высокостабильного по частоте задающего генератора. В результате в телевизионном передающем устройстве формируется так называемый полный телевизионный сигнал.

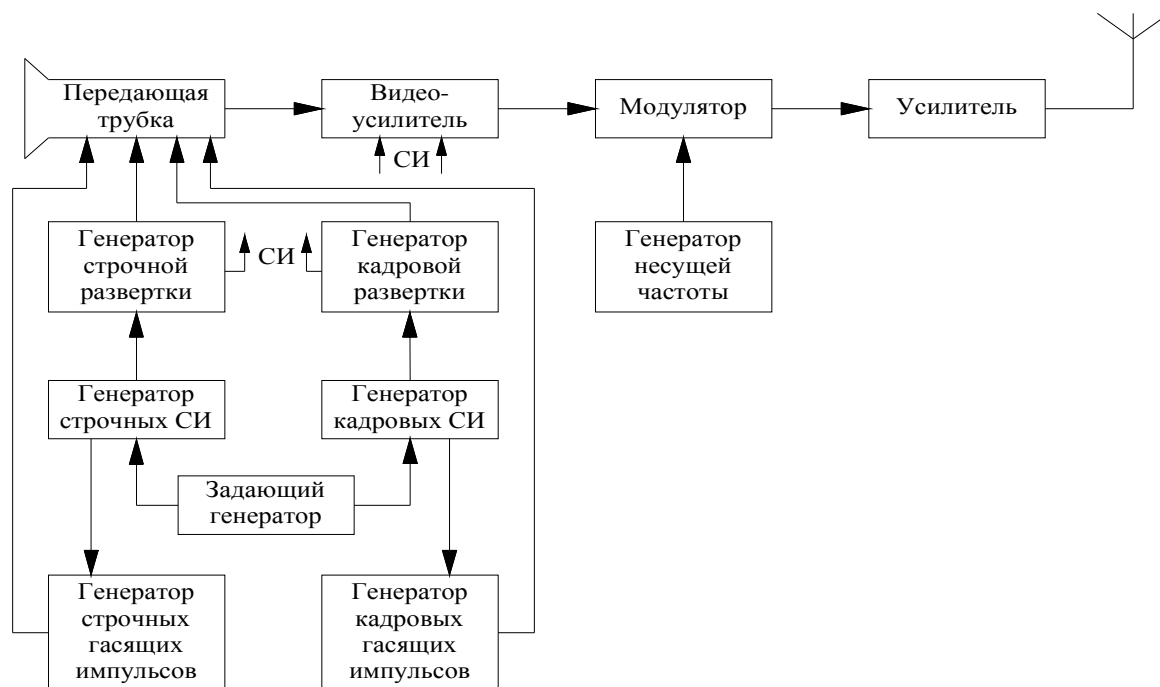


Рис. 75. Структурная схема телевизионного передающего устройства

С помощью упрощенной временной диаграммы (рис. 76) проанализируем структуру полного телевизионного сигнала. Практически во всех телевизионных системах видеосигнал подается на катод приемной трубки (кинескопа). Вследствие этого более темным участкам изображения должен соответствовать видеосигнал с более высоким потенциалом, чем светлым, как это показано на рис. 76. Верхней штриховой линией на рисунке отмечен некоторый потенциал – уровень «черного», при котором кинескоп полностью закрыт и экран не светится. Нижней штриховой линией соответствует потенциал, называемый уровнем «белого», при котором свечение экрана кинескопа практически максимально. Между названными уровнями возможно размещение потенциалов видеосигнала (1), который будет передаваться без заметных искажений. Все вспомогательные сигналы располагаются в области потенциалов выше уровня «черного». Здесь размещены гасящие строчные (2) и кадровые (3) импульсы, на пьедесталах которых находятся соответственно строчные (4) и кадровые (5) синхроимпульсы. В телевизионных приемниках указанные импульсы отделяются от остального сигнала и используются для запуска разверток и гашения лучей.

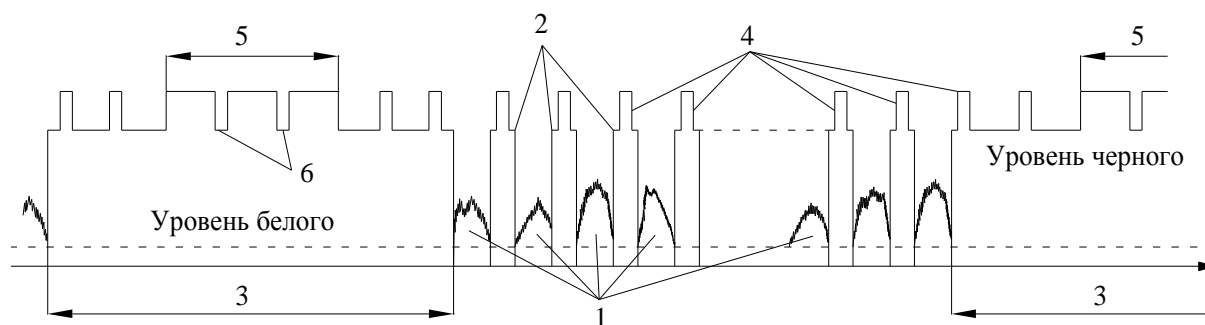


Рис.76. Упрощенная временная диаграмма полного телевизионного сигнала

Отличительными признаками, по которым производится отделение вспомогательных импульсов от основных, являются их амплитуда и длительность. Представленная картина усложняется тем, что строчные синхроимпульсы передаются и во время действия кадровых импульсов. Кроме того, используются и другие вспомогательные сигналы: так называемые импульсы «врезки» (6) и уравнивающие импульсы, которые на диаграмме не показаны.

После модуляции и усиления полученный телевизионный радиосигнал либо излучается в свободное пространство, либо направляется по специальным линиям связи к телеприемникам. Звуковой канал передающей системы в принципе аналогичен устройству симплексной системы связи, рассмотренной выше. В современных аналоговых телевизионных системах традиционно применяется амплитудная модуляция несущего колебания сигналами изображения и частотная модуляция звуковым сигналом.

На рис. 76 приведена упрощенная телевизионная система с строчной (прогрессивной) разверткой, частота смены кадров в которой равна 25 Гц. Однако экран телеприемников такой системы с данной частотой смены кадров сильно мерцает и утомляет глаза человека, поэтому в реальных устройствах используют чересстрочную развертку. При этом луч сначала прочерчивает все нечетные строки, а затем – все четные строки изображения. В результате частота смены строк в кадре удваивается и эффект мерцания экрана существенно уменьшается.

В телевизионном приемном устройстве (рис. 77) осуществляется обратный процесс преобразования принятого антенной радиосигнала в яркость изображения на экране телевизионной трубки. Модулированное электромагнитное колебание, преобразованное приемной антенной в соответствующее напряжение, поступает в селектор каналов с преобразователем частоты, с помощью которого телезритель подключает нужный канал передающей станции. В селекторе каналов производится усиление общим усилителем радиочастоты и преобразование несущих частот сигналов изображения и звука. Затем сигналы изображения и звука вместе усиливаются в УПЧ изображения. Сигнал изображения детектируется в видеодетекторе. Здесь же происходит разделение сигналов изображения и звука. Затем сигнал изображения усиливается в видеоусилителе и подается на кинескоп (телевизионную трубку). Промежуточная частота звукового сигнала усиливается в УПЧ звука и, после детектирования в детекторе звука и усиления в усилителе звука, подается в громкоговоритель (Гр).

Синхронность разверток электронных лучей приемника и передатчика телевизионной системы обеспечивается синхроимпульсами, которые выделяются селектором синхроимпульсов из полученного видеосигнала.

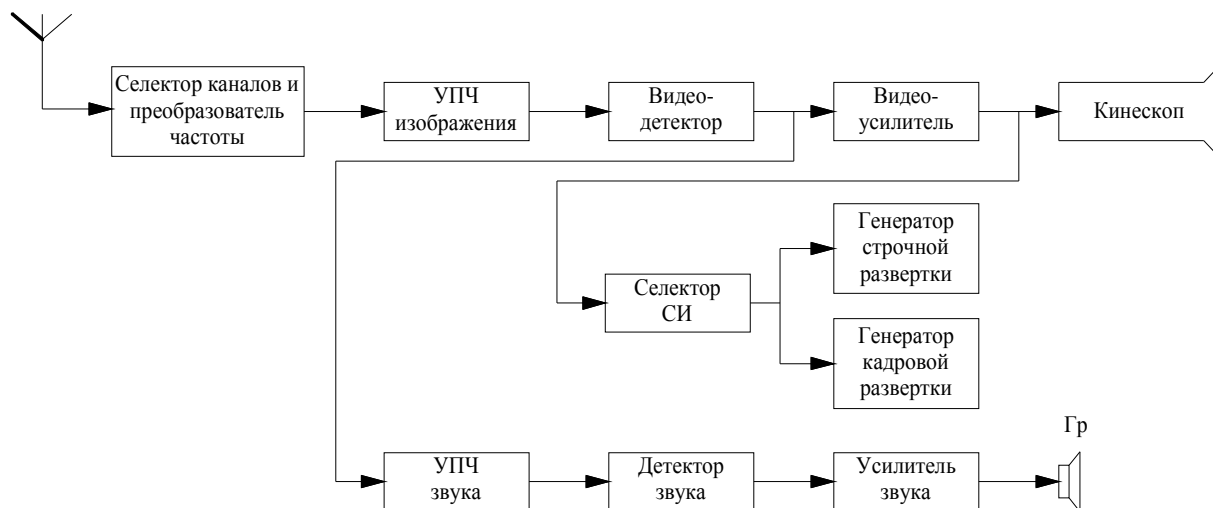


Рис. 77. Структурная схема телевизионного приемного устройства

Эти импульсы подаются на генераторы строчной и кадровой разверток, которые управляют перемещением электронного луча кинескопа по строкам и кадрам соответственно.

Общие параметры и характеристики одной из систем черно-белого телевидения, применяемой в нашей стране, таковы: частота смены кадров $F_K = 25$ Гц; частота смены полей (развертка чересстрочная) 50 Гц; число строк в кадре $Z = 625$; частота следования строк $F_c = 15625$ Гц; число элементов разложения в одном кадре $n = 521000$; развертка – чересстрочная; длительность развертки одной строки вместе с обратным ходом равна 64 мкс; длительность развертки одного кадра вместе с обратным ходом – 0,04 с. Ширина полосы частот сигнала изображения составляет около 6,5 МГц. Ширина полосы частот видеосигнала совместно с полосой звуковых частот равна 8 МГц.

Системы цветного телевидения

Применение систем черно-белого телевизионного вещания в настоящее время ограничено. Современное вещательное телевидение основано на передаче цветного изображения. Передаваемый при этом полный цветной телевизионный сигнал по структуре существенно сложнее, чем сигнал черно-белого телевидения, и несет в себе значительно больше информации. Широковещательная система цветного телевидения полностью совместима с системой черно-белого телевидения – передача сигналов цветного изображения осуществляется по тем же каналам и в той же полосе частот, по которым ведется черно-белое телевизионное вещание. Общие характеристики канала цветного телевидения практически такие же, как и для черно-белого телевидения.

Для обеспечения принципа совместимости обеих систем в составе сигнала цветного телевидения должен быть такой сигнал, который на экране черно-белого телевизора давал бы черно-белое изображение. Следовательно, одним из сигналов изображения цветного телевидения должен быть сигнал яркости. А сколько же цветов надо передавать?

При создании систем цветного телевидения используют физиологические свойства человеческого глаза. Согласно общепринятой теории трехкомпонентного зрения, три вида колбочек в глазу человека воспринимают синий, зеленый и красный цвет. Остальные цвета являются смесью этих основных цветов; белый цвет для глаза человека может быть представлен суммой световых потоков всего трех цветов: красного (red) E_R , зеленого (green) E_G и синего (blue) E_B . Таким приемом широко пользуются художники, смешивая на палитре краски. В соответствии с этим яркостный сигнал E_Y легко кодируется тремя сигналами цветности:

$$E_Y = aE_R + bE_G + cE_B. \quad (4.4)$$

Значения коэффициентов неодинаковы: $a = 0,30$; $b = 0,59$; $c = 0,11$, и они определяются чувствительностью глаза к различным цветам. Яркостный сигнал должен иметь такую же ширину спектра, как в черно-белом телевидении. Сигналы цветности могут быть сравнительно узкополосными, так как глаз человека воспринимает окрашенными в различные цвета только относительно крупные детали. Мелкие детали глаз видит черно-белыми.

Так как операция получения напряжения E_Y из цветовых сигналов является линейной и коэффициенты a , b , c меньше единицы, то электрическая матрица состоит из резисторов R_1 , R_2 , R_3 и представляет собой по существу делителя напряжений с общим выходным сопротивлением $R_{вых}$. Для получения информации о цвете используют два цветоразностных сигнала, к искажениям тонов которых глаз менее чувствителен: $E_R - E_Y$ и $E_G - E_Y$. При передаче трех сигналов – E_Y , $E_R - E_Y$, $E_B - E_Y$ яркостного и двух цветоразностных – в телевизионном приемнике возможно получение всех необходимых сигналов: E_Y , E_R , E_G , E_B . Для этого необходимо выполнение следующих операций:

$$E_R = E_Y + (E_R - E_Y); \quad (4.5)$$

$$E_G = \{E_Y - (aE_R + cE_B)\}/b; \quad (4.6)$$

$$E_B = E_Y + (E_B - E_Y). \quad (4.7)$$

Формирование яркостного сигнала E_Y из трех цветоразностных составляющих $(E_R - E_Y)$, $(E_G - E_Y)$ и $(E_B - E_Y)$ осуществляется с помощью электрических матриц. Операция вычитания выполняется прибавлением сигнала с противоположной фазой.

Для обеспечения совместимости цветного и черно-белого телевидения необходимо также, чтобы частота кадров в обоих случаях была одинаковой и равной 25 Гц, полоса частот видеосигнала – примерно 6,5 МГц, а число строк – 625. Цветное телевидение в России и странах СНГ осуществляется по советско-французской системе SEKAM. В последнее время выпускаемые телевизоры способны принимать передачи цветного телевидения и по системе SEKAM, и по германской системе ПАЛ (усовершенствованная американская система НТСЦ), которая отличается числом строк (525), кадров (30) и полосой формирователя яркостного сигнала (полоса частот видеосигнала 4 МГц). В системе SEKAM для сохранения четкости изображения (передачи мелких деталей) полоса видеосигнала яркости должна быть около 6,5 МГц. Поскольку на экране заметна окраска только крупных деталей изображения, полоса частот цветоразностных сигналов может быть уже (~ 700 кГц).

В системе SEKAM для передачи цветоразностных сигналов используются две поднесущие частоты, сдвинутые относительно несущей частоты изображения f_0 на $f_{OB} = 4,25$ МГц и на $f_{OR} = 4,406$ МГц соответственно для передачи цветоразностных сигналов $(E_B - E_Y)$ и $(E_R - E_Y)$. Обе поднесущие частоты лежат в области малых составляющих спектра яркостного сигнала и модулируются цветоразностными сигналами. При этом применяются частотную модуляцию с частичным подавлением верхних боковых полос. Цветоразностные сигналы передаются поочередно – через строку. В течение передачи одной строки передается один цветоразностный сигнал, в течение передачи следующей строки – другой. Вследствие этого канал связи «уплотняется», и ширина спектра остается практически неизменной.

Упрощенная структурная схема цветного телевизионного передатчика изображена на рис. 78. Световой поток от изображения, пройдя через объектив O , падает на дихроичные (цветоразделительные) зеркала, или светофильтры, DZ_1 и DZ_2 , разделяющие световой поток по спектру и выделяющие красную, зеленую и синюю составляющие. Эти составляющие с помощью зеркал Z_1 и Z_2 подаются на соответствующие телевизионные передающие трубки $ТП_1$, $ТП_2$ и $ТП_3$ (структурно все трубки объединены в одну), на выходе которых появляются видеосигналы E_R , E_B и E_G . Видеосиг-

налы через соответствующие усилители поступают на электрическую матрицу, на выходе которой появляются сигналы E_Y , $E_R - E_Y$ и $E_B - E_Y$. Сигнал E_Y поступает на вход амплитудного модулятора (АМ), на другой вход которого подается колебание несущей частоты изображения f_0 от генератора несущей частоты.

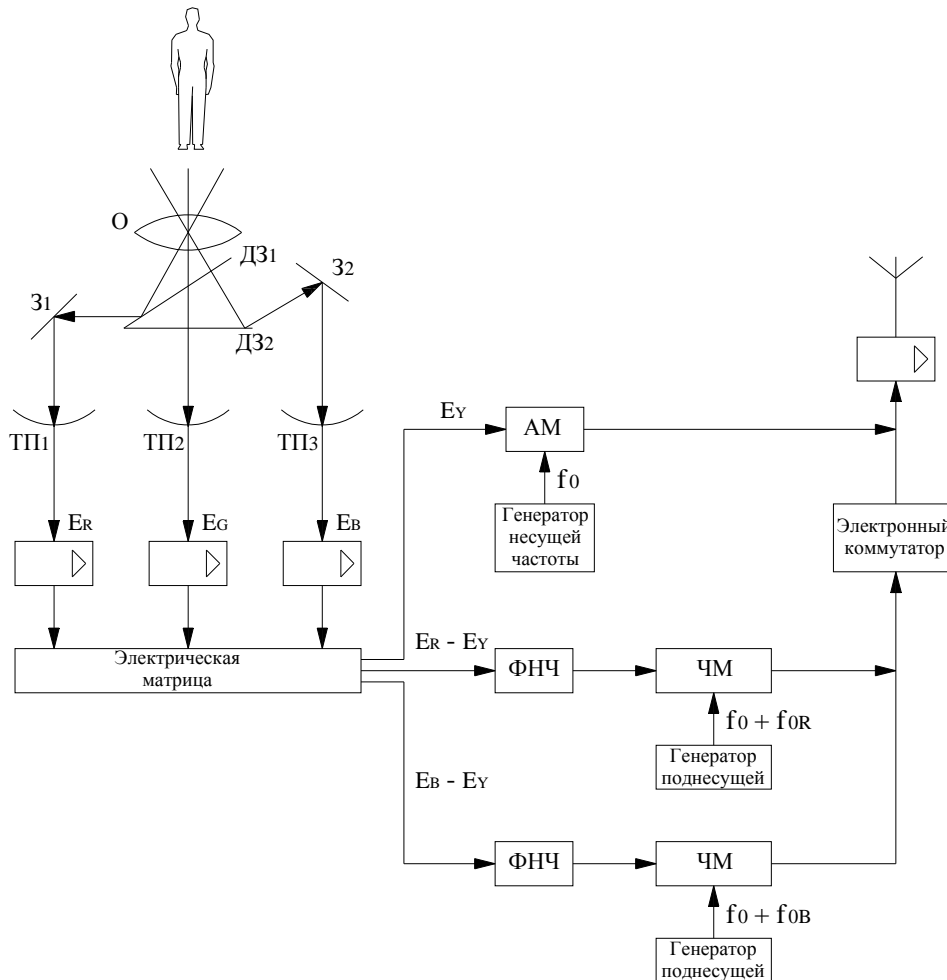


Рис. 78. Упрощенная структурная схема цветного телевизионного передатчика

На выходе амплитудного модулятора формируется амплитудно-модулированный сигнал, несущий информацию о яркости отдельных элементов изображения. Цветоразностные сигналы $E_R - E_Y$ и $E_B - E_Y$ после ограничения их спектра – фильтрации в фильтрах низкой частоты (ФНЧ) – поступают на частотные модуляторы (ЧМ), на которые подаются также несущие колебания $f_0 + f_{0R}$ и $f_0 + f_{0B}$. Электронный коммутатор поочередно пропускает частотно-модулированные цветоразностные сигналы. Эти сиг-

налы вместе с амплитудно-модулированным сигналом яркости после усиления в усилителе мощности поступают в антенну телевизионного передатчика, которая излучает полученные электромагнитные колебания. В схеме цветного телевизионного передатчика имеются еще генератор синхроимпульсов и генераторы развертки, которые на рис. 78 для упрощения не показаны. Передача звука производится так же, как и в черно-белом телевидении.

На рис.79 приведена упрощенная структурная схема цветного телевизионного приемника. Схема содержит антенну, входную цепь, усилитель высокой частоты (УВЧ), смеситель и гетеродин (последние четыре элемента входят в блок селектора каналов). С выхода смесителя сигнал поступает на усилитель промежуточной частоты (УПЧ), затем детектируется видеодетектором и усиливается видеоуслителем. Практически все эти элементы приемника, а также канал звука и развертки аналогичны соответствующим элементам черно-белого телевизионного приемника.

Основное отличие цветного телевизионного приемника – блок цветности, формирующий три цветоразностных сигнала ($E_R - E_Y$), ($E_G - E_Y$) и ($E_B - E_Y$). Фильтр E_Y с полосой частот 6,5 МГц, включенный на выходе видеоусилителя, выделяет сигнал яркости.

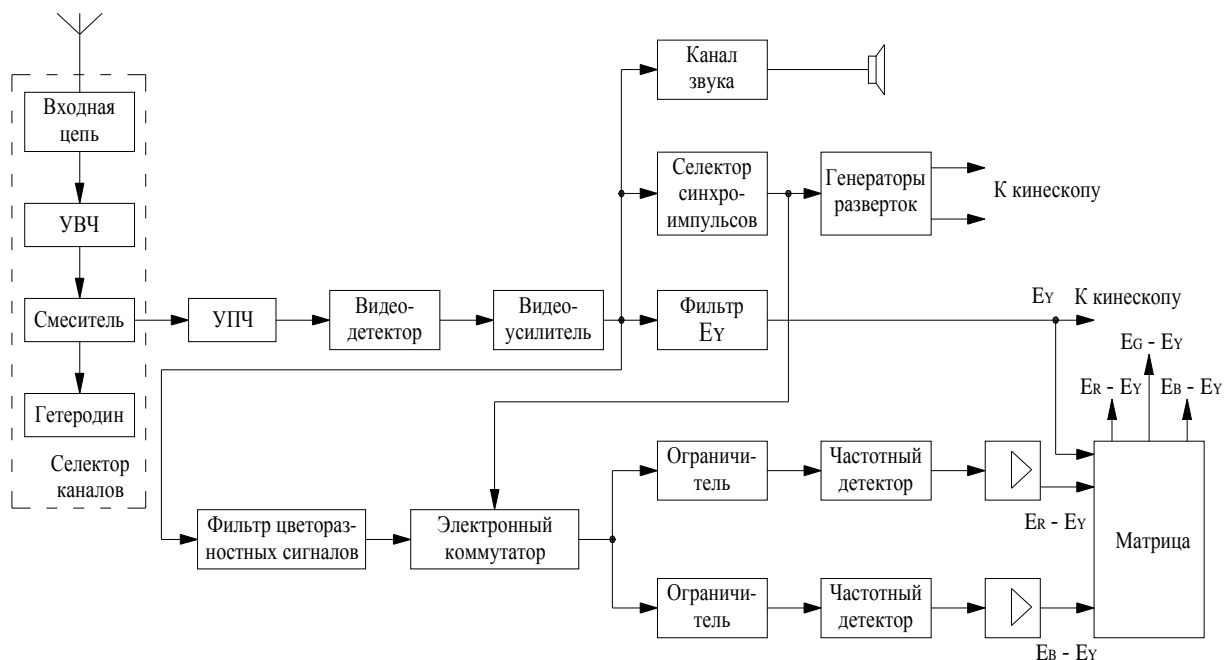


Рис. 79. Упрощенная структурная схема цветного телевизионного приемника

Сигнал яркости E_Y поступает на вход фильтра цветоразностных сигналов, который выделяет частотно-модулированные цветоразностные сигналы с несущими частотами f_{0R} и f_{0B} . С помощью электронного коммутатора, управляемого синхроимпульсами селектора синхроимпульсов, цветоразностные сигналы поступают на ограничители (для устранения паразитной амплитудной модуляции), частотные детекторы и усилители. На выходе усилителей получают цветоразностные видеосигналы $(E_R - E_Y)$ и $(E_G - E_Y)$. Эти сигналы и сигнал яркости E_Y подаются на матрицу, на выходе которой получают три цветоразностных сигнала $(E_R - E_Y)$, $(E_G - E_Y)$ и $(E_B - E_Y)$. Вместе с сигналом E_Y они поступают на цветной кинескоп и позволяют получить цветное изображение на экране.

Системы телевидения высокой четкости

В настоящее время развитие телевидения идет в направлении создания систем телевидения высокой четкости (ТВЧ) и использования цифровых методов и устройств передачи и обработки телевизионных сигналов, что приведет к значительному повышению качества передаваемых телевизионных цветных изображений.

Существенное расширение возможностей домашнего экрана принесет человеку широкое внедрение цветного телевидения высокой четкости. В телеприемниках ТВЧ установлено новое соотношение высоты и ширины экрана – оно соответствует широкоэкранному кино, т.е. 9:16 (в обычном телевизоре – 3:4). Значительно увеличивается число элементов в строке – до 1920. Главное же достоинство ТВЧ состоит в том, что изображение в кадре формируется очень большим количеством строк (более 1500). Это позволяет получить невиданную доселе яркость и четкость изображения, сравнимого по качеству со слайдом или цветной 35-мм пленкой. Изображение на экране представляется в своем естественном виде с тончайшими цветовыми нюансами. Даже эксперты не всегда могут отличить изображение на экране телевизора высокой четкости от изображения за чисто вымытым окном. Установлено, что изображение ТВЧ по количеству содержащейся видеoinформации превосходит применяемые сейчас системы практически вдвое, а по яркости красок и богатству деталей – во много раз. Звук в ТВЧ системах стереофонический.

Системы цифрового телевидения

Структурная схема современной цифровой телевизионной системы приведена на рис. 80. В качестве источника телевизионного (ТВ) сигнала (как правило, цветного) служит передающая камера или видеомэгафон, напряжение с выхода которых поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) изображения. В цифровой телевизионной системе используется так называемое компонентное (раздельное) кодирование, при котором в цифровую форму отдельно преобразуются яркостный и цветоразностные сигналы. Преобразованные в цифровую форму яркостный и цветоразностные сигналы подаются на кодер изображения. Схема кодирования достаточно сложна, и в ней заложен ряд новейших принципов цифрового преобразования сигналов.

В передаче цифровой телевизионной системы совместно с сигналами изображения формируются и сигналы звукового сопровождения. Звуковой сигнал от источника звука через АЦП звука подается на кодер звука. Затем кодированные сигналы изображения и звука объединяются в общий поток информации в мультиплексоре. Далее объединенные сигналы изображения и звука поступают на кодер канала и модулятор, где осуществляется их помехоустойчивое кодирование и модуляция ими несущего колебания.

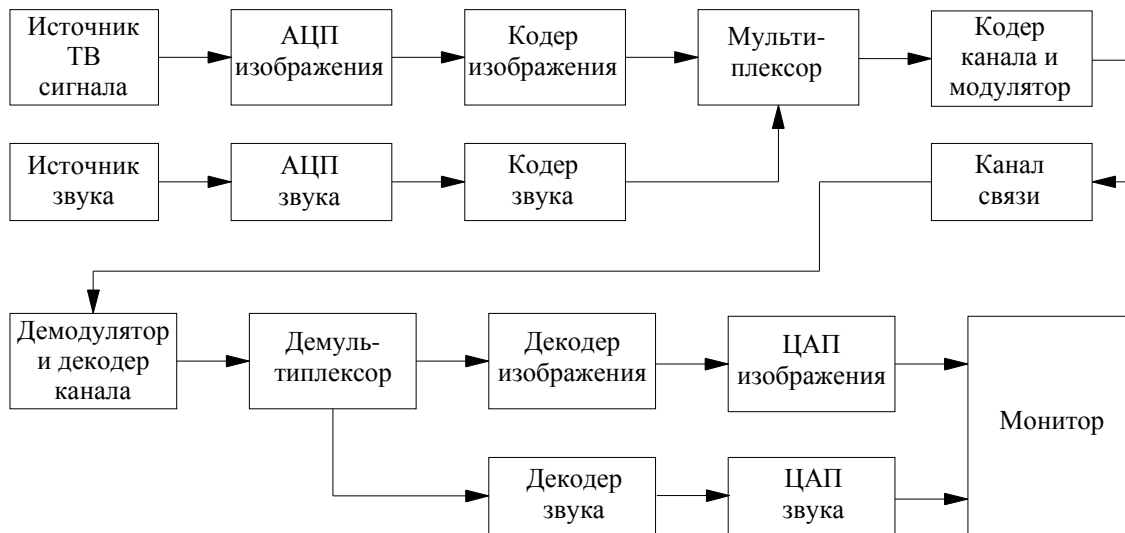


Рис. 80. Структурная схема системы цифрового телевидения

Радиосигнал цифровой телевизионной системы передается по соответствующему каналу (линии) связи и поступает в приемник. Здесь, в демодуляторе и декодере канала, производится демодуляция (детектирова-

ние) несущего колебания и декодирование помехоустойчивого кода общего сигнала изображения и звука. Затем в демультимплексоре из общего потока информации выделяются цифровые яркостный и цветоразностные сигналы изображения и сигналы звука, которые потом отдельно обрабатываются в декодере изображения и декодере звука. После преобразования яркостного и цветоразностных сигналов в цифроаналоговом преобразователе (ЦАП) изображения и звука в аналоговую форму они поступают на монитор (кинескоп), на котором воспроизводится цветное изображение. Декодированный сигнал звука также преобразуется в ЦАП звука в аналоговую форму и поступает на громкоговоритель монитора телевизионного приемника.

В настоящее время требуемую полосу частот цифрового телевизионного сигнала удалось сузить в 8 раз, используя оптимальное цифровое кодирование телевизионного сигнала, аналогичное кодированию информации в глазу человека. Это позволит, например, по одному каналу спутниковой связи передавать одновременно две программы цифрового телевидения.

Тенденции развития телевидения

В ближайшие годы телевизионные системы новых поколений будут обладать более широкими возможностями по сравнению с существующими. Прежде всего, это связано с перспективами внедрения массовых интерактивных (двусторонних) телевизионных систем, превращающих телевизионные приемники в своеобразные дуплексные устройства, обеспечивающие передачу информации от зрителя по обратному каналу с помощью маломощных цифровых узкополосных радиопередатчиков. В последние годы все более широкое применение во всем мире и в Белоруссии находят *кабельные, спутниковые и сотовые системы телевизионного вещания.*

Главная особенность современных телевизоров – многофункциональность. К этим телевизорам можно подключать видеомагнитофон, персональный компьютер, различные специальные приставки. Созданы телевизоры с плоским экраном, которые можно повесить на стену, как картину, и проекционные телевизоры с большим экраном площадью в сотни квадратных метров для коллективного просмотра передач. Разработаны телевизоры со стереоскопическим изображением, карманные телевизоры со сверхмалым экраном, а также телеприемники, на экранах которых будут приниматься одновременно до шести телеканалов.

Цифровая техника позволяет ввести в запоминающее устройство телевизора программу на несколько дней, чтобы утром телевизор разбудил, включил интересующую зрителя программу, автоматически записал на видеомagneтофон нужную передачу. Через системы «Видеотекст», «Теле-текст» и прочие уже можно запросить из информационного центра и увидеть на экране необходимую информацию: расписание самолетов, синоп-тическую карту с прогнозом погоды, сведения о новинках, поступающих в продажу, и т.д.

4.6. Современные системы подвижной (мобильной) радиосвязи

Существующие в настоящее время перспективные системы подвижной радиосвязи (СПР) должны обеспечивать одновременно связью большое число мобильных абонентов, местоположение которых на определенной территории произвольно. Поэтому практически все СПР построены по методу многостанционного доступа (не путать с многоканальными системами). В теории связи под многостанционным доступом (МД) понимают возможность обращения к одной базовой приемопередающей (проще базовой) станции (БПС) или спутниковому ретранслятору нескольких мобильных станций (МС), которые могут одновременно передавать и получать информацию.

Эффективность методов МД в основном оценивается по пропускной способности (емкости), быстродействию, используемому частотному ресурсу и некоторым другим показателям систем связи. В данном случае под емкостью любой системы связи понимают число различных каналов – радиосвязных, телефонных, телевизионных, каналов передачи цифровых данных и прочее, либо, в более общем виде, для цифровых систем – число бит в секунду, которое можно передать через данную сеть.

Проблема выбора наилучшего метода МД заключается в нахождении базиса (ансамбля) ортогональных сигналов, при котором обеспечиваются оптимальные параметры и характеристики системы радиосвязи. В радиотехнике и теории передачи информации формирование базисов ортогональных сигналов основано на разделении сигналов по частоте, времени и форме. В соответствии со способами формирования базисов ортогональных сигналов различают три основных метода организации МД.

Наиболее простым по организации работы является многостанционный доступ с частотным разделением каналов (МДЧР; англ. – Frequency Division Multiple Access – FDMA), при котором каждая подвижная станция работает в некоторой полосе частот на отведенном участке спектрального диапазона. Между рабочими полосами соседних каналов предусмотрены небольшие защитные частотные интервалы, позволяющие с требуемой точностью разделить принимаемые сигналы различных подвижных станций. Однако в любой стране используемый частотный спектр – уникальный стратегический запас, и это невозполнимый государственный ресурс. Ограничение частотного спектра привело к распространению систем подвижной связи, использующих многостанционный доступ с временным разделением каналов (МДВР; англ. – Time Division Multiple Access – TDMA). При таком доступе ортогональность сигналов в подвижных станциях достигается выделением каждой из них для излучения или приема сигналов определенного, периодически повторяемого временного интервала – TDMA-кадра. Длительность кадра в основном определяется сетевым трафиком (информационной нагрузкой, передаваемыми потоками информации, количеством информации, поступающей через сеть связи). Интервалы излучения сигналов базовых и подвижных станций взаимно синхронизированы, что исключает их временное перекрытие.

Третий метод организации подвижной связи – многостанционный доступ с кодовым разделением каналов (МДКР; англ. – Code Division Multiple Access – CDMA) основан на использовании широкополосных или шумоподобных сигналов (обоим вариантам термина соответствует аббревиатура ШПС). В системах мобильной радиосвязи стандарта МДКР (CDMA) используются все преимущества и частотного и временного разделения каналов. Во-первых, сигнал имеет большую длительность, распределен во времени, и поэтому пиковая излучаемая мощность много меньше, чем при МДЧР и МДВР, хотя средняя мощность одинакова. Во-вторых, при сигналах большой длительности нет крутых и мощных фронтов импульсов излучения. Третье преимущество – системы связи с CDMA позволяют вводить великое множество кодовых комбинаций, обеспечивая почти идеальную скрытность переговоров и помехозащищенность. Отметим, что выше рассматривались методы разделения одномерных сигналов. В связных и других радиотехнических информационных системах используются еще и различные методы многостанционного доступа с пространственным разделением (МДПР) по направлению прихода радиоволн и по их пространственной поляризации.

Все существующие сейчас системы подвижной связи можно разделить на пять больших групп:

- системы сотовой подвижной связи (ССПС);
- профессиональные системы подвижной связи (ПСПС);
- системы персонального радиовызова (СПРВ), или пейджинговые системы (от англ. paging – письменное сообщение);
- системы подвижной спутниковой связи (СПСС);
- системы беспроводных телефонов (СБТ).

Все перечисленные системы подвижной связи построены на основе сотовой концепции.

Системы сотовой подвижной (мобильной) связи

В 1946 г. одна из телекоммуникационных (от лат. communication – связь; в данном случае связь на расстоянии) компаний организовала первую сеть мобильной связи в Сент-Луисе, штат Миссури, США. Это была простейшая шестиканальная (т.е. с шестью несущими частотами) система связи с одной базовой приемопередающей станцией для передачи и приема абонентских сообщений. Эта сеть связи строилась по так называемому принципу «неизбежности» или «фатальности»: на самом высоком небоскребе в городе установили антенну, к которой подсоединили передатчик большой мощности. Это позволяло обеспечить связью максимально возможную территорию. Однако такой подход имел два основных недостатка. Во-первых, чтобы обеспечить двустороннюю связь, мощности мобильной и базовой станций должны быть одинаковы. Для этого было необходимо наличие у подвижного абонента аккумулятора большой емкости и генератора постоянного тока. Во-вторых, важной проблемой была емкость сети связи. Поскольку данной системе связи был отведен ограниченный частотный ресурс, то повышение количества обслуживаемых абонентов требовало пропорционального увеличения числа несущих частот базовой станции.

Первая задача успешно решалась по мере бурного развития элементной базы (в частности – создание полупроводниковых приборов – биполярных транзисторов; биполярный транзистор был разработан в 1948 г. в США У.Х. Браттейном, У. Шокли и Дж. Бардиным).

В 1952 г. У. Шокли создал полевой транзистор, который позволил на порядок снизить потребляемую мощность. Проблему эффективности использования ограниченного частотного ресурса удалось решить путем разработки сотовой концепции системы связи, суть которой довольно проста. Вся обслуживаемая зона (территория) связи по аналогии с плоскостью рамки пчелиного улья разбивается на небольшие соприкасающиеся шестигранные ячейки – соты (рис. 81). В центре каждой соты устанавливается маломощная базовая приемопередающая станция с одной или некоторым определенным набором несущих частот (каналов связи), достаточным для установления абонентской связи согласно предполагаемому трафику. Базовые станции с помощью проводной, радио, кабельной связи или волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) подключены к выходу сотового терминала, который соединен с телефонной сетью общего пользования (ТСОП). Следует отметить, что физически в сотовых сетях связи радиопокрытие какой-либо территории осуществляется ячейками, антенны БПС которых имеют круговые диаграммы направленности. И, тем не менее, реально связь осуществляется по сотовой модели. Дело в том, что пересечение соседних окружностей происходит по хордам, которые и образуют шестигранные ячейки – соты (см. круги и шестигранники на рис. 81). В связи с тем, что любая сота имеет небольшой радиус действия, допустим, 1 – 5 км, одна базовая станция будет уже обслуживать меньшую территорию, и поэтому ее мощность (как и мощность мобильной станции) может быть существенно снижена. Реально мощность каждой базовой станции может быть уменьшена в десятки и сотни раз, однако суммарная мощность базовых станций, естественно, велика и соизмерима с мощностью одной крупной БПС, которая обслуживала бы ту же территорию.

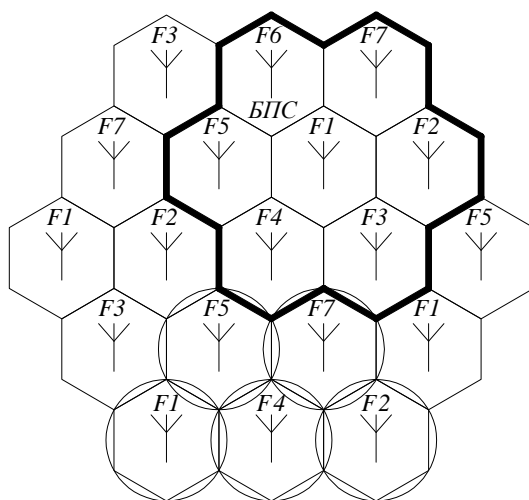


Рис. 81. Принцип образования сот

БПС с круговой диаграммой направленности антенн осуществляет передачу сигнала одинаковой мощности практически по кругу, что для абонентских станций в соседних сотах эквивалентно приему помех со всех направлений. В этом случае особенно мешающее приему сигналов действие оказывают взаимные помехи по совпадающим частотным каналам – соканальные помехи. Для избежания воздействия соканальных помех соты с одинаковым набором несущих частот перемежаются буферными сотами с другим набором частот. Группа сот в зоне обслуживания с различными наборами частот называется кластером, а число частот в наборе – размерностью кластера. На рис. 81 жирными линиями выделена сотовая структура с размерностью кластера $n = 7$.

Существенно снизить уровни соканальных помех позволяет метод использования в сотовых БПС нескольких направленных антенн, имеющих секторные ДН. Антенна с секторной ДН излучает практически всю энергию сигнала в заданном направлении, а уровень боковых излучений сокращается до минимума. Секторное построение БПС позволяет многократно применять набор частот при одновременном снижении уровня соканальных помех.

Наибольшую емкость обеспечивает сотовая модель системы радиосвязи, содержащая четыре БПС с шестью 60-градусными диаграммами направленности антенн (рис. 82).

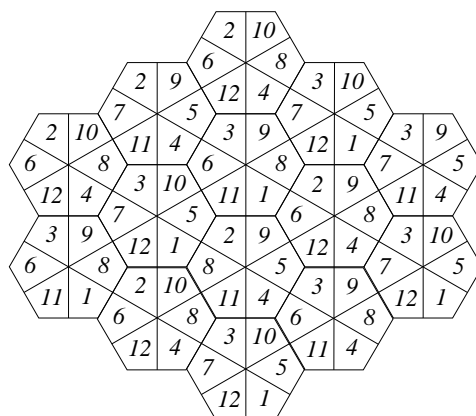


Рис. 82. Организация сотовой связи с шестидесятиградусными диаграммами направленности антенн

Из структурной схемы системы данной модели следует, что каждая частота используется дважды в зоне, состоящей из четырех БПС. Благодаря такой модели построения каждая из четырех БПС в пределах действия шести 60-градусных антенн в одной соте может работать на двенадцати

группах несущих частот ($n = 12$). Все сотовые системы связи с повторным использованием набора частот разрабатывались с учетом важного требования: координаты местоположения мобильного абонента заранее неизвестны и непредсказуемы в пределах заданной зоны обслуживания данной сети.

Сотовая концепция включает в себя также идею «эстафетной передачи» (англ. hand off – сопровождение или переброска) переговорных сигналов из соты в соту, вследствие чего абонент может вести разговор, свободно пересекая границы сот, автоматически переключаясь с одной базовой станции на другую.

Обычно внедрение сотовой сети связи начинается с развертывания небольшого числа крупных сот с радиусом действия 1 – 35 км, получивших название макросот. Затем макросотовая структура постепенно трансформируется в сеть с более мелкими сотами (микросоты) с большим их числом. В результате получаем модель ССПС с большим числом базовых станций и радиусом действия каждой до 1000 м. Такой способ с двенадцатью группами несущих частот связи называется расщеплением. В этом случае мощность радиопередатчиков базовых станций уменьшается еще больше. Микросоты предназначаются для трафика, отражающего медленно передвигающихся на небольшие расстояния или стоящих абонентов, находящихся на улицах, в помещениях, вокзалах, аэропортах. Однако принципы построения микросотовых и макросотовых сетей связи существенно отличаются. Первое отличие связано с возрастанием числа переключений между БПС, а значит, необходимостью разработки быстродействующих алгоритмов переключения при «эстафетной передаче» абонента. Второе отличие характеризуется трудностями прогнозирования условий распространения радиоволн на обслуживаемых территориях. Необходимо учитывать электронные карты местности, топографию структур улиц, домов, строений и т.д. Если в какой-либо соте или группе сот трафик начинает существенно превышать расчетное значение, ее разделяют на ряд более мелких ячеек – пикосот с радиусом обслуживания 10 – 100 м и пониженной мощностью передатчиков БПС. При этом пропускная способность сети связи увеличивается в число раз, равное числу вновь образованных пикосот. Как правило, при микро- и пикосотовой структурах построения сети надобность в применении эстафетной передачи абонента и многократном использовании частот отпадает.

Бурное развитие современных электронных и радиотехнологий позволило осваивать новую концепцию построения ССПС, связанную с использованием в БПС интеллектуальных антенных систем, автоматически

перестраивающих свои диаграммы направленности на мобильные станции. На практике это стало возможно с внедрением фазированных антенных решеток и адаптивных антенн (ФАР), разработанных специально для цифровых систем связи. Наиболее эффективными оказались адаптивные ФАР, реализующие максимальный коэффициент усиления антенны в направлении ведущего переговоров мобильного абонента и обеспечивающие минимальный уровень соканальных помех в приемнике. Интеллектуальная антенная решетка состоит из ряда элементарных антенн (излучателей), объединенных микропроцессором с амплитудными и фазовыми анализаторами принимаемых радиосигналов. По результатам анализа амплитудных и фазовых соотношений сигналов, поступающих на элементарные антенны от мобильной станции, сигнальный процессор определяет направление оптимального приема и формирует требуемую диаграмму направленности антенной решетки.

В настоящее время в России и Белоруссии в основном применяются зарубежные ССПС четырех стандартов: аналоговые NMT-450 (*Nordic Mobile Telephone System* – Скандинавская система подвижной телефонной связи) и AMPS (*Advanced Mobile Phone System* – Перспективная подвижная телефонная система); цифровые – GSM (*Global System for Mobile Communications* – Глобальная система подвижной связи), D-AMPS (D – *digital* – цифровая) и сеть CDMA фирмы Qualcomm. Все эти системы подвижной связи используют модели сот с радиусом действия от 0,1 до 35 км. Практически все системы сотовой связи строятся по типовой структурной схеме. Основные элементы сотовой сети – центр коммутации связи (ЦКС), который является интерфейсом (программно-аппаратным средством), обеспечивающим взаимодействие двух систем или процессов в точке их сопряжения; устройство обмена информацией, или, согласно русской терминологии, стык между ТСОП и базовой станцией. Телефонная сеть общего пользования и ЦКС сотовой сети соединяются между собой различными видами многоканальных линий связи (ЛС). На каждой БПС любой соты один радиоканал задействован в качестве вызывного и имеет специальный канал опознавания. Все абонентские мобильные станции постоянно работают в режиме «дежурного приема» (англ. *stand-by*) на канале вызова. Для вызова мобильного абонента его закодированный опознавательный сигнал включается одновременно на всех базовых станциях зоны обслуживания. Получив свой вызывной сигнал, МС подтверждает факт его принятия на ответной частоте канала вызова. После установления этой процедуры ЦКС подключает на связь переговорный канал той базовой

станции (соты), в зоне которой обнаружена мобильная станция. Если вызов осуществляется подвижным абонентом, то его МС автоматически находит и вводит в связь свободный канал ближайшей базовой станции (рис. 83).

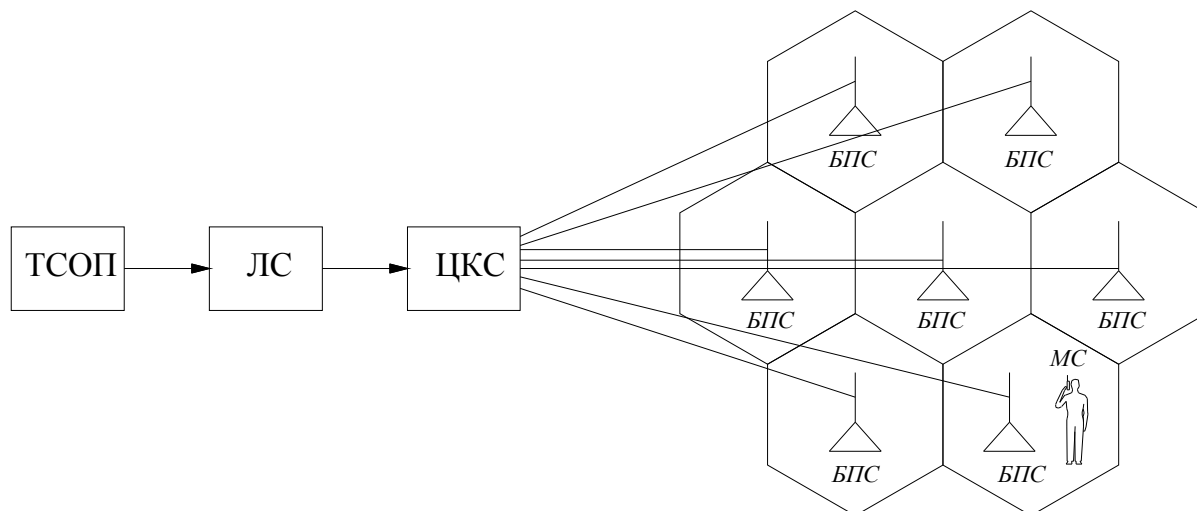


Рис. 83. Структурная схема сотовой системы подвижной связи

С тех пор, как системы сотовой мобильной связи стали массированно внедряться во всем мире, прошло достаточно мало времени. Привычные для нас первые мобильные станции (другие названия – абонентский терминал; радиотелефон; мобильный телефон; сотовый телефон) имели огромные размеры и были похожи скорее на небольшие переносные радиостанции, чем на малогабаритные телефонные трубки. Затем, по мере развития, уменьшались их размеры и масса, улучшался дизайн и ряд других показателей.

На рис. 84 показана структурная схема современного радиотелефона стандарта GSM. Приемное устройство цифрового радиотелефона рассматриваемой системы связи представляет собой соединенные последовательно ненаправленную, достаточно широкополосную антенну и супергетеродинный приемник с двойным преобразованием частоты радиосигнала. Принятый антенной переговорный радиосигнал через высокочастотный полосовой керамический фильтр (фильтр со стабильными частотными характеристиками) и малошумящий усилитель (МШУ) поступает на один вход первого смесителя приемника. На другой его вход подается напряжение гетеродина $f_{нрм}$ с синтезатора частот (многочастотного генератора со ступенчатым переключением частоты). Сигнал первой промежуточной частоты $f_{нр1}$ выделяется полосовым фильтром на поверхностных акустиче-

ских волнах (ПАВ), усиливается усилителем первой промежуточной частоты (УПЧ1) и поступает на первый вход второго смесителя приемника. На второй вход этого смесителя подается напряжение гетеродина f_2 (вспомогательный генератор) с генератора частот. Полученный в результате преобразования полезный сигнал второй промежуточной частоты $f_{п2}$ отфильтровывается полосовым фильтром на ПАВ, усиливается усилителем УПЧ2 и поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). В АЦП аналоговый сигнал преобразуется в цифровой код, с которым оперирует сигнальный процессор (CPU). В АЦП аналоговый сигнал преобразуется в цифровой код, с которым оперирует сигнальный процессор (CPU).

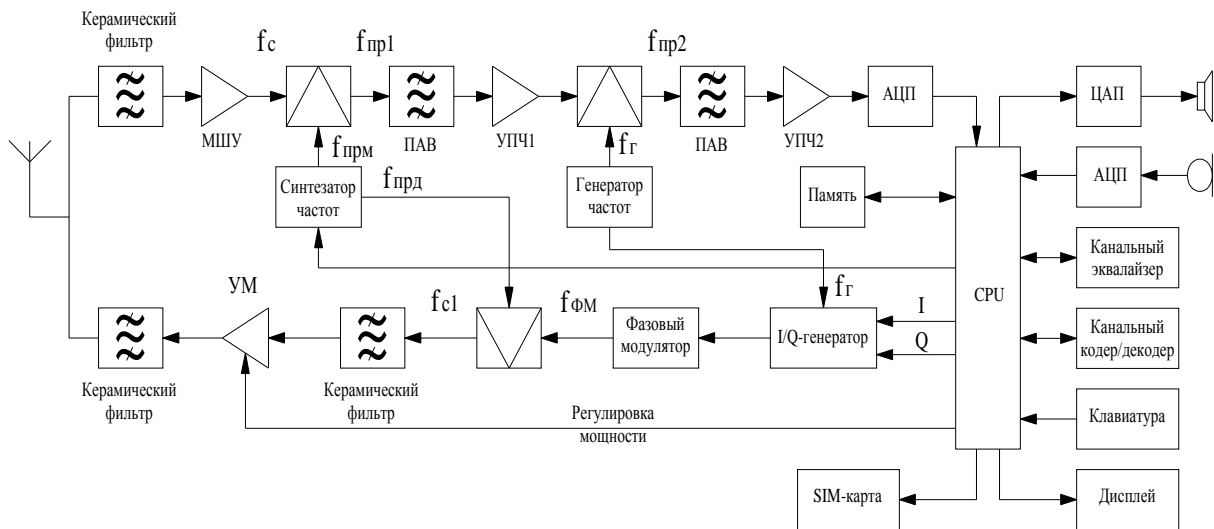


Рис. 84. Структурная схема цифрового радиотелефона

Как правило, в таких радиотелефонах имеется аналоговая и цифровая составляющие части. Антенна одновременно выполняет функции и передающей, и приемной. Она представляет собой так называемую спиральную антенну. Аналоговая часть радиотелефона включает в себя высокочастотное и низкочастотное передающее и приемное устройства, которые выполнены по классической для любой системы радиосвязи схеме. Передающее устройство мобильного радиотелефона формирует информационный радиосигнал с достаточно сложным законом модуляции. В режиме передачи созданный в CPU цифровой переговорный сигнал поступает на аналоговую часть радиопередатчика. Модулирующий сигнал формируется в I/Q-генераторе, на который подается колебание генератора частот. С выхода I/Q-генератора полученный сигнал поступает на фазовый модулятор, с которого колебание $f_{фм}$ подается на смеситель передат-

чика. На второй вход смесителя приходит напряжение частоты f_{npd} с синтезатора частот. Преобразованный сигнал f_{c1} через полосовой керамический фильтр подается на регулируемый усилитель мощности (УМ), который управляется сигнальным процессором. Регулировка излучаемой мощности радиотелефона осуществляется по специальным командам БПС, через которую осуществляется связь с мобильным абонентом. Усиленный до необходимого уровня мощности сигнал частоты f_{c1} через полосовой керамический фильтр поступает в антенну, с помощью которой излучается в окружающее пространство.

Цифровая часть радиотелефона формирует и обрабатывает передаваемые и принимаемые информационные и служебные сигналы. Она включает в себя цифровой сигнальный процессор, память (оперативную, постоянную и другие виды цифровой памяти), SIM-карту (модуль подлинности абонента), АЦП, ЦАП (цифро-аналоговый преобразователь), канальный эквалайзер (выравниватель амплитуд сигналов, в данном случае импульсных), канальный кодер/декодер, цифровую клавиатуру и дисплей. Логическая часть выполняет операции кодирования/декодирования, сжатия и восстановления сигнала; обрабатывает информацию, вводимую с клавиатуры, и осуществляет ряд других специфических задач.

Профессиональные системы подвижной связи

Профессиональные системы подвижной связи (предназначены для корпоративных групп абонентов – бригад скорой помощи, МЧС, пожарных, ФСБ, милиции и т.д.) с так называемым свободным и равным доступом мобильных станций к общему частотному диапазону позволяют абонентам работать на любом переговорном канале сети.

В мировых стандартах профессиональных систем подвижной связи метод свободного и равного доступа мобильных абонентов ко всем каналам сети связи называют «транкингом» (*trunking* – от англ. *trunk* – ствол, магистраль). При этом любой свободный переговорный канал может быть временно закреплен за мобильным абонентом для конкретного сеанса связи в зависимости от трафика сети. Для этого в мобильные станции встроены специальные микропроцессоры, позволяющие сканировать (т.е. искать) запрограммированные частоты сети, передавать при каждом выходе в эфир собственный код, код входа в систему и номер вызываемого абонента.

Рассмотрим диаграммы типичного часового трафика работы пятиканальной транкинговой системы профессиональной подвижной связи со средней продолжительностью одного сеанса переговоров абонентов 3 –5 мин (рис. 85). Темные участки на данном рисунке отражают ситуации, когда каналы связи заняты переговорами, а светлые – когда они свободны.

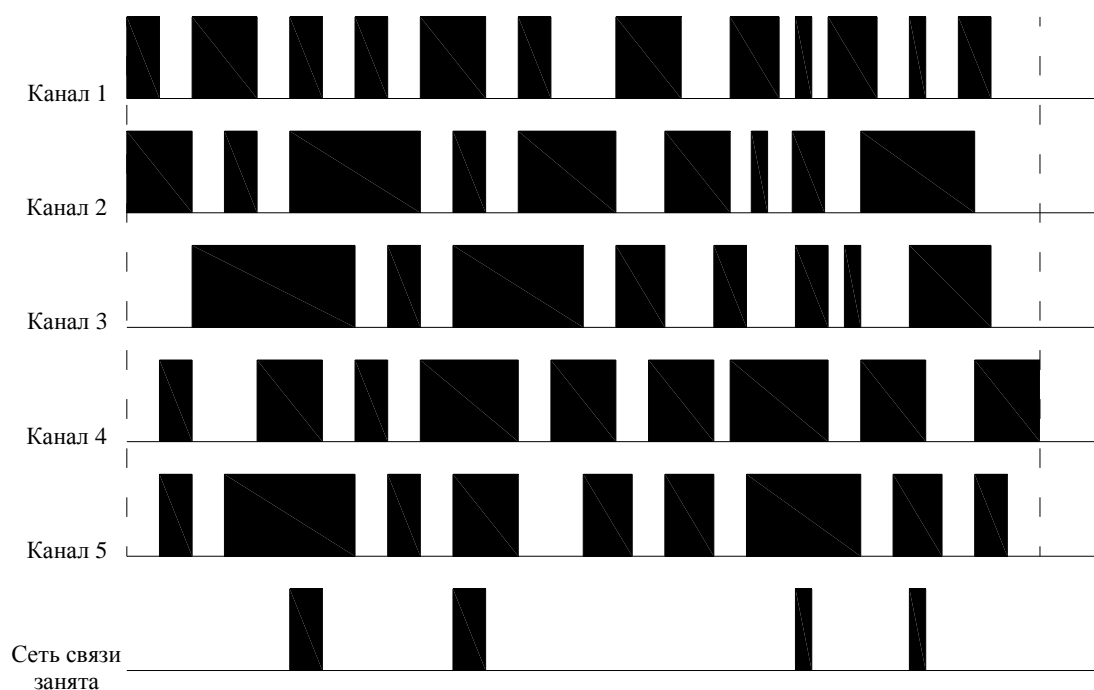


Рис. 85. Диаграммы часового графика пятиканальной транкинговой системы связи

Если бы абонент фиксированно закреплялся за отдельным каналом связи, то вероятность немедленного доступа составила бы менее 50 %, в то время как при транкинговом методе подключения к любому свободному каналу вероятность такого доступа резко возрастает (практически до 80 – 90 %).

Упрощенная структура транкинговой системы мобильной связи показана на рис. 86. В транкинговых системах связи реализуются два основных метода выделения канала конкретному абоненту.

При первом методе выделения поиск свободного канала и подачу сигнала вызова производит мобильная абонентская станция, которая осуществляет сканирующий последовательный автоматический поиск вызываемого канала (АПВК). В этом случае перед установлением связи, когда мобильная станция ведет сканирующий поиск свободного канала с применением устройства АПВК, на каждом определенном канале произво-

дится попытка вхождения в связь с базовой станцией с установкой тактовой и циклической синхронизации. Вследствие этого длительность цикла установления канала связи возрастает на несколько порядков по сравнению с длительностью при фиксированном закреплении каналов за определенными мобильными абонентами. Поэтому использование профессиональных транкинговых систем связи с АПВК эффективно при работе с 5 – 10 частотными каналами.

При втором методе построения транкинговой системы поиск свободного канала связи возлагается на подсистему управления базовой станции ПСПС. В этом случае для поиска свободного связного канала используется специальный канал управления базовой станции, через который обеспечивается контроль работы всей сети, включая процедуры установления, обеспечения и прекращения связи.

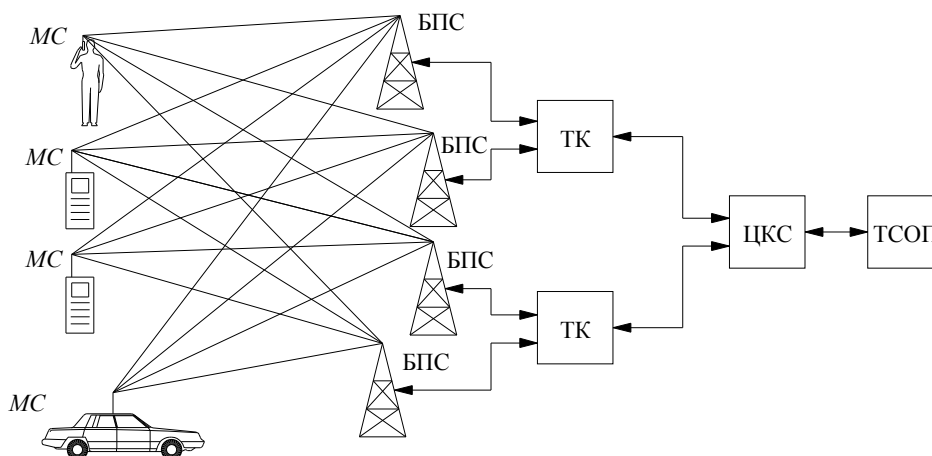


Рис. 86. Упрощенная структура транкинговой системы мобильной связи

Важным аспектом для сети связи считается возможность, а скорее необходимость оперативного переключения канала связи на другую несущую частоту при появлении помех высокого уровня. Кроме того, для повышения надежности системы связи предусмотрено автоматическое переключение на исправный канал при выходе из строя работающего канала связи или снижении его выходной мощности.

Системы персонального радиовызова

Системы персонального радиовызова (пейджинговые системы связи) обеспечивают одностороннюю передачу ограниченного по объему сообщения мобильному абоненту по радиоканалу в пределах определенной зоны. По принципу действия системы персонального радиовызова (СПРВ) – однонаправленная (симплексная) система связи, предназначенная для вызова подвижного абонента на двустороннюю (отложенную на некоторое время) связь по принципу «в любое время, в любое место, любому человеку». Здесь, естественно, «любое место» ограничено зоной обслуживания сети подвижной связи.

Работу пейджинговой сети связи упрощенно можно описать следующим образом. Мобильные абоненты системы связи всегда имеют при себе малогабаритный приемник персонального вызова (пейджер), находящийся в режиме дежурного приема. Вся обслуживаемая территория охватывается сетью маломощных передатчиков в соответствии с известной сотовой моделью их размещения (см. рис. 82). Эти передатчики с помощью проводной или радиоканальной связи подключены к выходу пейджингового терминала, который, в свою очередь, связан с телефонной сетью общего пользования. По сетям персонального радиовызова могут быть переданы различные виды информации: тональные (звуковые) сигналы, речевые, цифровые, буквенные и буквенно-цифровые сообщения. Тональные сигналы используются, как правило, с другими видами сигналов для привлечения внимания вызываемого абонента. Вызов может быть подан на пейджинговый терминал от телефонной сети либо через многоканальный телефон с многочастотным набором номера, либо (что пока чаще) через диспетчера центра обслуживания, который фиксирует передаваемое сообщение и вводит его в терминальный компьютер. Сообщение может также поступить непосредственно на пейджинговый терминал от сетевого компьютера, подключенного к телефонной сети через проводной модем.

Пейджинговый терминал преобразует поступившее сообщение в формат соответствующего кода СПРВ, переводит его в буферную память компьютера и ставит в очередь к ранее поступившим сообщениям. Далее закодированное сообщение через сеть всех передатчиков системы излучается («выстреливается») в эфир. Включенные на прием абонентские пейджеры непрерывно анализируют адреса поступающих вызовов. При совпадении поступившего адреса с его собственным сообщение принимается,

записывается в буфер памяти и высвечивается на дисплее пейджера. При этом о принятом сообщении абонент извещается звуковым и световым сигналами или вибрацией корпуса приемника.

Большинство современных систем персонального радиовызова для передачи различных сообщений абонентам используют известный международный цифровой код (кодовый радиовывоз абонента) POCSAG. Данный код позволяет обеспечить передачу тональных (звуковых) сигналов, буквенных, цифровых и буквенно-цифровых сообщений и другой информации, следующих со скоростями 1200 и 2400 бит/с. Практически все цифровые СПРВ имеют идентичное построение и выпускаются в ряде стран в различных модификациях.

В качестве примера рассмотрим обобщенную структурную схему одного из современных абонентских приемников, представленную на рис. 87. Абонентский пейджер, имеющий размеры карманного калькулятора (50 x 65 x 20 см), работает на несущей частоте порядка 150 МГц и принимает ограниченные по объему буквенные, цифровые и буквенно-цифровые сообщения. Миниатюрные размеры пейджера достигаются благодаря применению в тюнере (т.е. в блоке настройки приемника на требуемый канал радиосвязи, частотной селекции сигнала, демодуляции и усиления) прямого преобразования радиосигнала в тональный сигнал, а также использованию активных фильтров и новейших радиотехнологий. Для приема информационных и служебных радиосигналов, передаваемых базовыми станциями, в абонентском пейджере используется встроенная широкополосная рамочная антенна (один или нескольких плоских витков провода, образующих рамку круглой или прямоугольной формы) 1, непосредственно соединенная с усилителем радиочастоты 2. Понижение частоты радиосигнала до значения тональной (звуковой) осуществляется в двухканальном квадратурном преобразователе 3, на выходе которого включены фильтры тональных частот 4 и усилители-ограничители 5. Квадратурные (сдвинутые относительно друг друга по фазе на 90°) гетеродинные высокочастотные напряжения подаются на преобразователь частоты с кварцевого генератора 6 через удвоитель частоты 7 и фазовращатель 8. Далее преобразованные сигналы тональной частоты подаются на общий канал обработки 9, включающий в себя элемент аналоговой обработки, компаратор с фильтром и аналого-цифровой преобразователь (АЦП) двоичного кода.

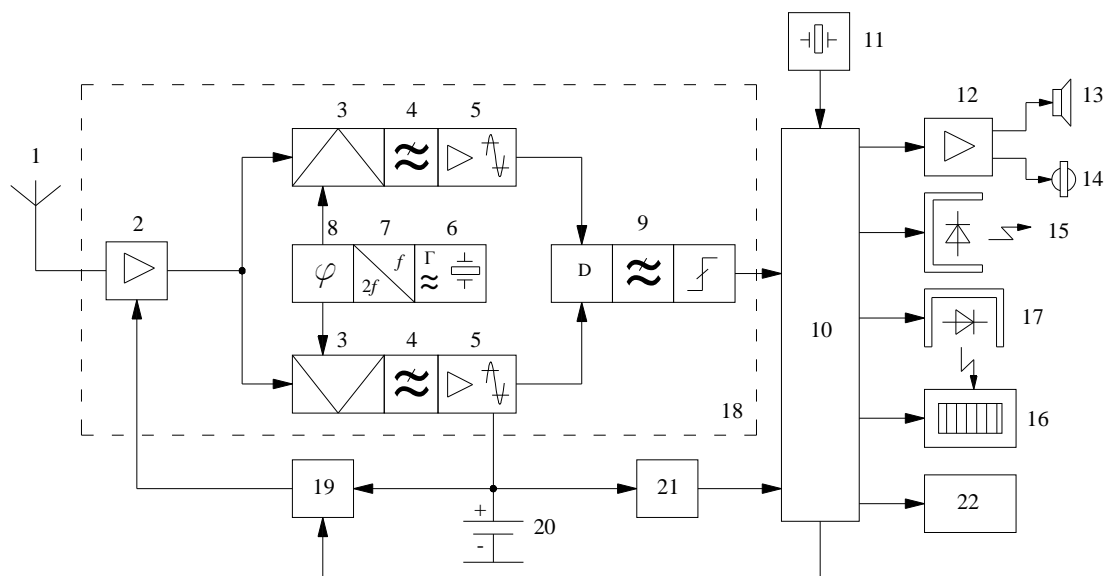


Рис. 87. Обобщенная структурная схема абонентского приемника цифровой СПРВ

Декодер и процессор с модулем памяти *10* содержат таймер (часы), тактовая частота колебаний которого стабилизирована кварцем *11*. Код номера абонента, содержащийся в полученных данных, сравнивается с собственным кодом номера абонента, хранящимся в памяти процессора, и при их совпадении приемник переходит в режим приема сообщения. При этом в приемнике пейджера генерируется тональный сигнал вызова, который через усилитель *12* подается на акустический преобразователь *13* и тактильный (вибрирующий) сигнализатор *14*. Светодиод *15* обеспечивает визуальную сигнализацию вызова абонента системой связи. Буквенно-цифровой дисплей *16* на жидких кристаллах отражает принятое сообщение и время его приема. Кроме того, на дисплее может быть указано текущее время суток и календарная дата. При считывании сообщения в темноте можно использовать подсветку дисплея путем включения светодиода *17*.

Для включения и выключения тюнера *18* пейджера по программе ждущего режима используется специальный переключатель *19*. Питание пейджера постоянным током обеспечивается батарейным элементом *20*. Для сигнализации абоненту о необходимости смены или подзарядки питающего элемента применен пороговый обнаружитель разряда *21*. Абонент управляет приемником с помощью переключателя режимов воспроизведения сообщения и звуковой сигнализации *22*.

Наряду с традиционными пейджерами разработаны и начинают внедряться малогабаритные двусторонние пейджеры – твейджеры, или трансиверы (приемопередатчики), передающие подтверждение приема сооб-

щения и краткую ответную информацию на базовую станцию. В такие абонентские приемники вводится ряд дополнительных сервисных услуг.

В последние годы широкое распространение получила идея создания глобальных международных систем персонального радиовызова и оповещения с передачей кодированных сообщений абонентам в любую точку земного шара. Эта идея воплощается в спутниковых системах персонального радиовызова. Первая спутниковая система подвижной радиосвязи была разработана в США и получила название *Sky-Tel*. Основным элементом этой системы является спутник-ретранслятор, расположенный на геостационарной орбите (порядка 36000 км над поверхностью Земли). Поскольку такой спутник находится практически всегда над одной точкой Земли, то это позволяет охватывать лучом ДН антенны ретранслятора определенную зону обслуживания. Система персонального радиовызова *Sky-Tel* обслуживает более 750 городов в США и Сингапуре. Спутниковый канал системы работает на одной несущей частоте 931 МГц.

Системы подвижной спутниковой связи

Эти системы предназначены для организации переговоров между абонентами телефонных сетей общего пользования и мобильными станциями, устанавливаемыми на подвижных объектах (автомобилях, кораблях, самолетах и т.д.), а также осуществления персональной подвижной радиосвязи на базе сотовых сетей. При использовании персональной связи обеспечивается соединение перемещающегося в пространстве абонента по его неизменному (подобно телефонному) номеру, закодированному определенным образом.

В основу организации спутниковой системы радиосвязи заложена достаточно простая идея. На искусственном спутнике Земли (ИСЗ) или, проще, спутнике (иногда называемом сателлитом) располагается активный ретранслятор СПСС. Спутник находится на заданной орбите и движется над Землей длительное время, получая электропитание от солнечных батарей, установленных на его платформах, или от малогабаритных ядерных электростанций.

На спутнике-ретрансляторе расположены специальная антенная система и приемопередающая радиоаппаратура, осуществляющие прием, преобразование, обработку (например, усиление, изменение частоты несущей и пр.) и передачу сигналов в направлении земных станций (ЗС) – станций радиосвязи, расположенных на земной поверхности и предназначенных для обеспечения собственно связи. Следует отметить, что в спут-

никовых системах радиосвязи аналогичные станции радиосвязи называются наземными. На рис. 88 приведена общая упрощенная структура построения современной системы подвижной спутниковой связи, работающей непосредственно с телефонной станцией общего пользования (ТСОП).

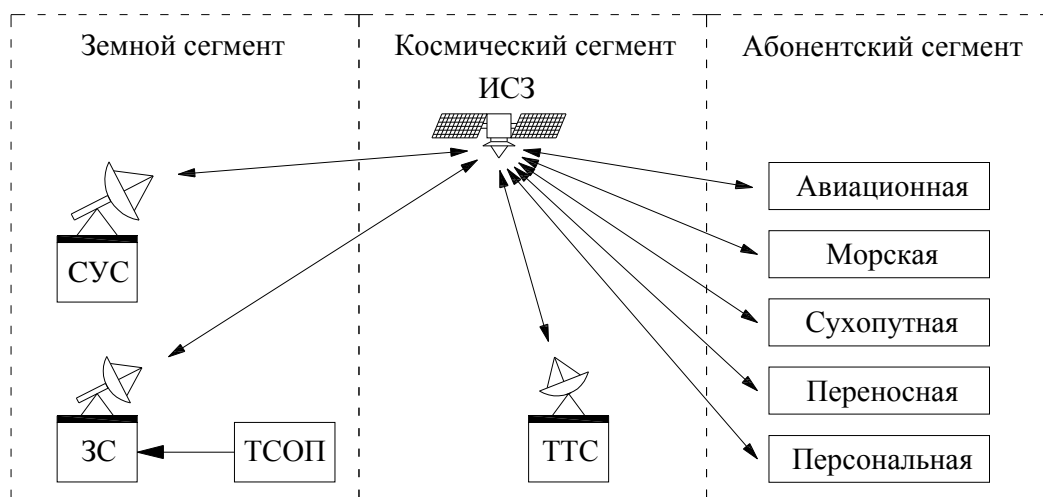


Рис. 88. Общая структура построения СПСС

Системы мобильной спутниковой связи классифицируют по двум признакам: а) типу используемых орбит; б) различию в зонах обслуживания и размещения ЗС.

В состав любой сети спутниковой связи входят земные станции (земной и абонентские сегменты) трех видов:

- абонентские станции (АС) – авиационная, морская, сухопутная, переносная, персональная;
- земные стационарные станции сопряжения (ЗСС);
- станции управления сетью (СУС).

Очень часто земные станции ЗСС и СУС объединяют и обозначают как СУС. Кроме собственно космического (спутникового) сегмента комплекс содержит устройства, условно названные терминалом телеуправления спутником (ТТС), обеспечивающим эксплуатацию, телеуправление и контроль за работой систем спутника связи.

По типу используемых орбит различают СПСС со спутниками, расположенными на геостационарных, высокоэллиптических, промежуточных и низких земных орбитах (англ. *Low Earth Orbit – LEO*). Последние называются системами связи на низкоорбитальных спутниках (высота орбит 200 – 700 км). Системы подвижной связи на низкоорбитальных спут-

никах позволяют создать на поверхности Земли плотность потока, достаточную для работы с легкими абонентскими станциями размером с портативную телефонную трубку, и дополняют сотовые сети. Наиболее распространенной международной системой подвижной спутниковой связи является глобальная сеть связи *Inmarsat*. Среди ряда стандартов этой СПСС следует выделить сеть *Inmarsat-M*, предназначенную для обслуживания подвижных абонентских станций. В ней для сухопутных подвижных объектов (легковой автомобиль, мотоцикл, передвигающийся человек) используется МС с малогабаритной ФАР, встроенной в крышку портфеля-дипломата массой порядка 2 кг. Спутниковая система *Inmarsat-M* обеспечивает связь практически из любой точки мира, позволяет подключить компьютерную сеть *Internet*, факс и ряд других устройств передачи цифровых данных. Космический сегмент этой системы связи базируется на геостационарных спутниках, расположенных над Атлантическим, Тихим и Индийским океанами.

В последние годы спутниковая связь все более переводится в плоскость персонального обслуживания подвижных абонентов. Энергетический баланс линий спутниковой связи до последнего времени не позволял уменьшить абонентскую станцию до размеров сотового телефона. Однако применение низкоорбитальных спутников создает преимущества перед геостационарными и высокоорбитальными и позволяет разрабатывать СПСС с персональными радиотелефонами типа сотового, снабженными ненаправленными антеннами. При этом существенно уменьшаются затухание сигнала на трассах «Земля – спутник» и «спутник – Земля» и его запаздывание в каналах связи. Для сравнения отметим, что время задержки сигнала у геостационарных систем спутниковой связи составляет около 300 мс (это особенно заметно по переговорам корреспондентов на телевизионном экране, когда они ведут репортаж через спутниковую систему связи), а у низкоорбитальных – не более 200 мс. Такое запаздывание сигналов соответствует двухскачковому (двукратному) методу передачи сигналов через спутники.

СПСС с низкоорбитальными спутниками обеспечивают достаточно широкие функции в обслуживании абонентов. Прежде всего, они позволяют организовать телефонную персональную связь с подвижным абонентом, находящимся вне зоны действия телефонных сетей (сотовых и прочих). Кроме того, они широко внедрены в морских службах спасения для радиоопределения местоположения объекта, пейджинга, электронной почты и т.д.

Разработка ряда СПСС с низкоорбитальными спутниками ведется и за рубежом и в России. Из зарубежных сетей персональной подвижной спутниковой связи распространены глобальные системы *Inmarsat* и *Globalstar*.

Современные спутниковые проекты основаны на широком международном сотрудничестве, в котором участвуют и российские компании. В орбитальной группировке практически любой спутниковой системы связи используется до 70 спутников-ретрансляторов, расположенных на 4 – 8 орбитах. Любой спутник орбитальной группировки своими лучами формирует несколько наземных сот связи. В совокупности один ретранслятор создает на Земле подспутниковую зону диаметром примерно 4500 км. Полная орбитальная группировка формирует практически сплошную спутниковую зону связи, покрывающую всю поверхность Земли. Из отечественных сетей космической связи наиболее перспективной является вводимая в действие система *Сигнал*. Космический сегмент системы связи *Сигнал* включает «созвездие» из 45 – 55 спутников-ретрансляторов, находящихся на орбитах высотой 700 – 1500 км. Спутники расположены небольшими группами (3 – 5 штук) в определенных плоскостях неба так, что при движении по заданным орбитам они узкими диаграммами направленности своих антенн совокупно формируют сотовую структуру заданной зоны обслуживания.

Системы беспроводных телефонов

Системы беспроводных телефонов (радиоудлинители) стали составлять в последние годы конкуренцию сотовым сетям, особенно при обслуживании абонентов на дальностях 25 – 1000 м. Принцип построения систем беспроводных телефонов (СБТ) во многом аналогичен построению сотовых сетей связи. Внедрение систем беспроводных телефонов позволяет реализовать концепцию персональной связи, обеспечивающую переговоры «всегда и в любом месте» при использовании малогабаритных абонентских станций (телефонных трубок в руке; англ. *hand-held*).

В первый период развития беспроводные телефоны использовались для персонального обслуживания на небольших территориях – в офисах фирм, квартирах, бассейнах и т.д. Связь осуществлялась в диапазонах 25 – 50 МГц с помощью частотной модуляции (как в системах радиовещания на метровых волнах). В системе связи применялось частотное разделение каналов, число которых не превышало десяти, а дальность обслуживания абонентов была менее 300 м. В 1985 г. в Европе был разработан ана-

логовый стандарт СТ1 (произносится «си-ти-1») на 40-канальные дуплексные системы беспроводных телефонов, работающих в диапазоне 900 МГц и использующих метод МДЧР. Переговоры абонентов велись через индивидуальную базовую станцию с использованием персонального идентификационного кода. Затем в Европе был внедрен расширенный аналоговый стандарт беспроводных телефонов СТ1+ , имеющий 80 дуплексных каналов радиосвязи.

В начале 90-х гг. XX в. в Англии был введен в действие цифровой стандарт систем беспроводных телефонов СТ2 диапазона 864 – 868 МГц, обеспечивающий конфиденциальность переговоров и лучшее качество приема речевых сообщений. В стандарте СТ2 наряду с применением МДЧР (40 каналов в сети с полосой частот по 100 кГц на каждый канал) впервые было применено временное дуплексное разделение (ВДР) режимов приема и передачи в каждом канале (рис. 89). При временном дуплексном разделении в канале связи один интервал используют для передачи цифрового пакета сообщений от мобильной станции к базовой станции ($A \rightarrow B$), следующий – для приема пакета сообщений для абонента от базовой станции ($B \rightarrow A$) и т.д.

В 1992 г. рядом зарубежных компаний была разработана общеевропейская цифровая система беспроводных телефонов связи типа DECT (англ. *Digital European Cordless Telecommunication*). В системах связи стандарта DECT используются 10 несущих частот, а также многостанционный доступ с временным разделением каналов в сочетании с временным дуплексным разделением режимов приема и передачи сообщений, т.е. МДВР/ВДР.

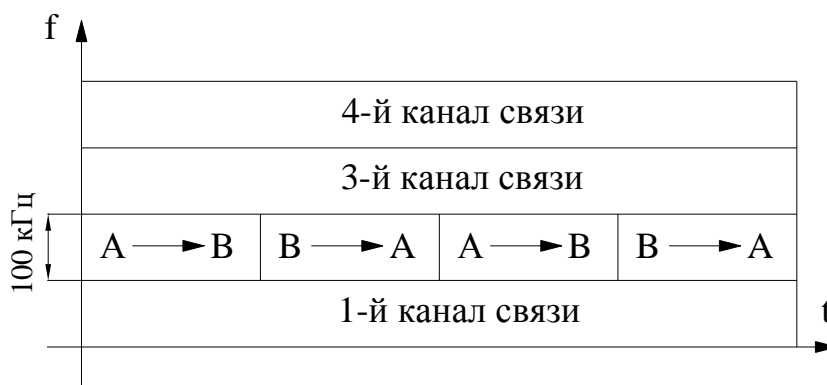


Рис. 89. Принцип передачи сообщений при временном дуплексном разделении

Волоконно-оптические линии связи (ВОЛС)

Широкое освоение современной радиотехникой инфракрасного, оптического и ультрафиолетового диапазонов привело к созданию волоконно-оптических линий связи. В таких системах связи используется цифровая многоканальная связь с временным уплотнением (разделением) каналов и импульсно-кодовой модуляцией оптической несущей. На рис. 90 представлена упрощенная структурная схема ВОЛС.

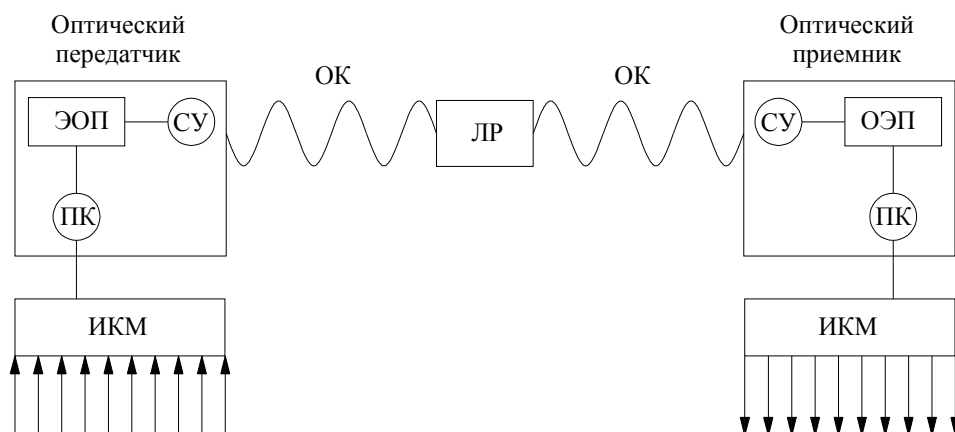


Рис. 90. Упрощенная структурная схема волоконно-оптической линии связи

Сигналы, передаваемые через линию ИКМ и преобразователь кода (ПК), поступают в оптический передатчик, основой которого является электронно-оптический преобразователь (ЭОП) – полупроводниковый лазер. Линия ИКМ и преобразователь кода создают кодовую импульсную последовательность, а согласующее устройство (СУ) согласует ЭОП с оптическим кабелем (ОК). В приемнике системы связи производится обратное преобразование оптоэлектронным преобразователем (ОЭП) оптического сигнала в электрический. В качестве ОЭП используется полупроводниковый фотодиод, в котором под воздействием поступающего через СУ светового потока возникает электрический ток. Важной частью ВОЛС являются линейные регенераторы (ЛР) – магистральные усилители оптического сигнала, включенные в сети ОК.

Глобальные системы связи будущего

В настоящее время под эгидой Международного союза электросвязи (МСЭ) ведутся работы по созданию глобальной международной ССПС третьего поколения, получившей наименование FPLMTS (*Future Public Land Mobil Telephone System* – будущая сухопутная мобильная телефонная система общего пользования).

В этой системе глобальной радиотелефонной связи предполагается разработка наземного и космического сегментов. Архитектура ее построения может включать ряд различных сценариев, один из возможных вариантов построения будущей глобальной системы подвижной связи с использованием космических, сотовых и беспроводных сетей представлен на рис. 91 (для упрощения на рисунке соты обозначены не шестиугольными, а круговыми ячейками).

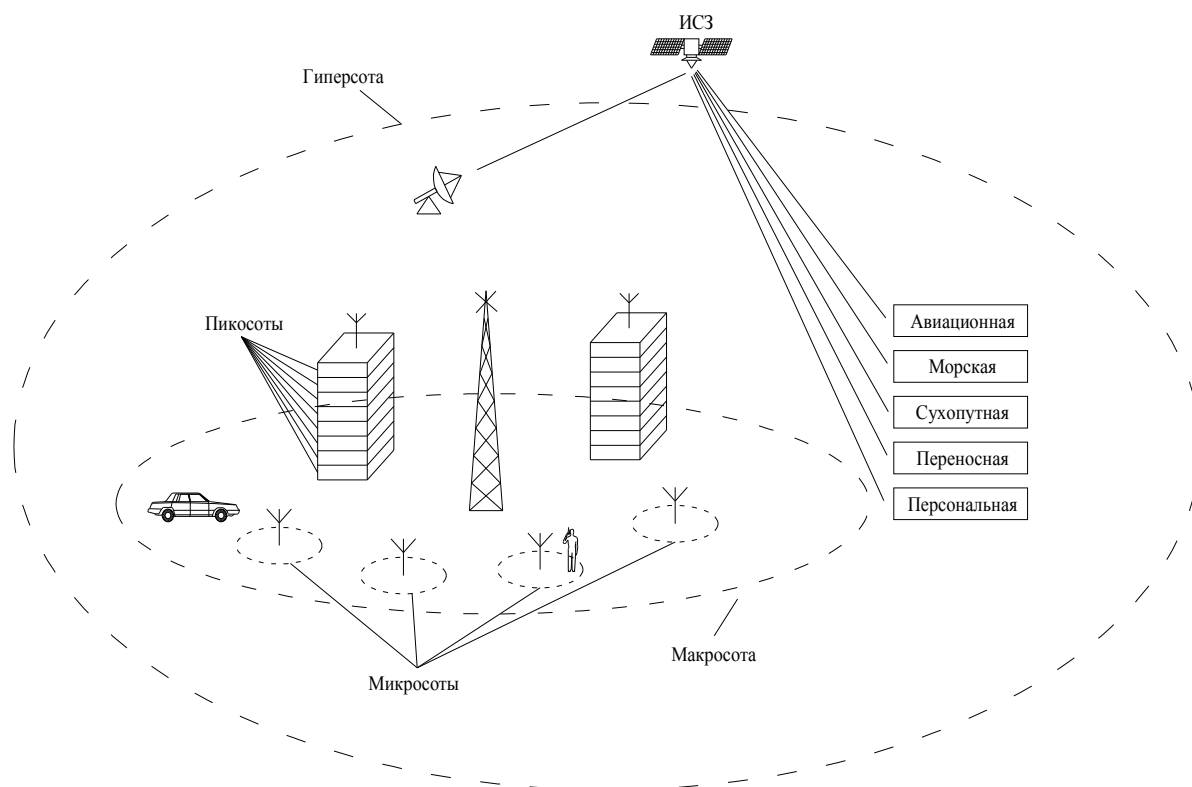


Рис. 91. Архитектура построения будущей системы мобильной связи

Внутри помещений зданий, офисов и т.д. организуются пикосоты с радиусом обслуживания до 100 м с высокой емкостью, определяемой большим количеством абонентов на единицу обслуживаемого объема. В общественных местах (вокзалах, аэропортах, торговых центрах), на улицах для пешеходов создаются микросоты с радиусом действия до 1 км. Для обеспечения связью автомобилистов используются сотовые системы связи, имеющие макросотовую структуру с радиусом обслуживания до 25 – 30 км. Спутниковый сегмент системы обслуживает абонентов воздушных, морских и речных судов, грузового автомобильного и железнодорожного транспорта с развертыванием гиперсотовой структуры радиусом до сотен и тысяч километров.

Начало внедрения наземных компонентов системы связи FPLMTS намечено на 2007 г., ввод спутниковой подсистемы ожидается в 2010 г. Глобальная система подвижной связи третьего поколения будет действовать как единое целое, работающее по принципу установления связи между абонентами «где угодно, когда угодно, с кем угодно».

Подводя краткие итоги, отметим, что переход в более высокие частотные диапазоны, появление новых радиотехнологий, ориентация сетей третьего поколения на использование спутниковых сегментов передачи информации – один из основных аспектов концепции развития систем подвижной радиотелефонной связи общего пользования.

Контрольные вопросы

1. Чем определяется скорость передачи информации (производительность источника) и емкость канала связи?
2. Чем отличаются аналоговые и цифровые системы связи? Назовите преимущества и недостатки тех и других.
3. Как происходит разложение изображения и его восстановление в системах черно-белого телевидения?
4. Приведите временную диаграмму сигнала черно-белого телевидения.
5. Поясните принцип работы совместимых систем цветного телевидения.
6. Поясните принцип получения яркостного и цветоразностных сигналов в совместимых системах цветного телевидения.
7. Как организована работа и распределяются рабочие частоты систем сотовой подвижной связи?
8. Назовите особенности транкинговой системы подвижной связи.
9. Как работают системы персонального радиовызова?
10. Чем характеризуются системы подвижной спутниковой связи с высокоорбитальными и геостационарными орбитами?

5. СИСТЕМЫ РАДИОНАВИГАЦИИ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

5.1. Классификация радионавигационных и радиолокационных систем

Радионавигационные системы (РНС) классифицируются по следующим признакам:

- способу определения местоположения объекта (угломерные, дальномерные, разностно-дальномерные, комбинированные, использующие счисление пути интегрированием скорости и ускорения, основанные на обзорно-сравнительных методах местоопределения);
- виду несущего информацию и измеряемого системой параметра радиосигнала (амплитудные, временные, частотные и фазовые);
- диапазону радиоволн (от декакилометровых, применяемых в сверхдлинноволновых системах, до оптических, используемых в лазерных системах местоопределения);
- дальности действия систем (космические, глобальные, дальней и ближней навигации);
- месту расположения опорных станций (системы наземного и космического базирования, в последнем случае с использованием ИСЗ в качестве опорных станций).

Основные параметры системы составляют ее тактико-техническую характеристику. Тактические и технические требования к РЛС и РНС различны, но основные параметры, составляющие тактико-техническую характеристику системы, могут быть почти одинаковы. Однако при одном и том же названии в характеристики РЛС и РНС вкладывается разный смысл в зависимости от назначения системы. Поэтому целесообразно дать определения основных параметров, составляющих тактико-техническую характеристику.

Тактическими называют характеристики системы, определяющие ее функциональные возможности при практическом, в том числе и военном применении.

К основным тактическим характеристикам РЛС и РНС относят:

- зону (область) действия или рабочую зону системы, заданную сектором обзора (поиска) по измеряемым параметрам объекта;
- время обзора (поиска) заданного сектора или скорость обзора;
- определяемые параметры (координаты), их число и точность измерения;
- разрешающую способность;

- пропускную способность;
- помехозащищенность;
- надежность.

Поскольку эти параметры широко используют для оценки качества функционирования различных систем, следует дать их общие определения, которые в дальнейшем могут быть уточнены применительно к конкретным типам РЛС и РНС.

Зоной действия называют область пространства, в которой система надежно выполняет функции, соответствующие ее назначению. Так, для РЛС обнаружения зоной действия является область пространства, в которой объекты с заданными характеристиками отражения обнаруживаются с вероятностью не меньше заданной.

Для РЛС точного измерения координат и РНС границы рабочей зоны характеризуются допустимыми погрешностями местоопределения объекта при заданном уровне помех.

Почти всегда одним из параметров, определяющих рабочую зону, является дальность действия системы.

Под дальностью действия системы понимают максимальное расстояние, на котором обеспечивается получение заданных показателей системы. Чаще всего максимальная дальность действия системы зависит от допустимой погрешности при измерении координат и параметров движения объектов. Под дальностью действия РЛС обнаружения имеют в виду максимальную дальность, на которой отношение сигнала к шуму еще достаточно для обнаружения сигнала с заданной вероятностью. Иногда зона действия системы ограничена со стороны минимальных значений. В этом случае система характеризуется двумя параметрами: минимальной D_{\min} и максимальной D_{\max} дальностью действия.

Временем обзора (поиска) называют время, необходимое для однократного обзора заданной зоны действия системы. Выбор времени обзора связан с маневренностью наблюдаемых или управляемых объектов, объемом пространства обзора, уровнем сигнала и помех, а также рядом тактических и технических характеристик системы.

Число измеряемых координат, так же как и точность их измерения, определяет возможности системы при ее практическом использовании.

Точность системы характеризуется погрешностями при измерении координат и параметров движения объекта. Причинами погрешностей являются несовершенство применяемого метода измерения и аппаратуры, влияние внешних условий и радиопомех, субъективные качества оператора, если процессы получения и реализации информации не автоматизированы.

Требования к точности системы зависят от ее назначения. Неоправданное завышение требований к точности приводит к усложнению системы, снижению ее экономичности, а иногда и надежности функционирования.

Разрешающей способностью системы называют способность отдельного измерения параметров двух или нескольких близко расположенных в пространстве объектов или отдельного управления ими. Соответственно различают разрешающую способность по дальности и угловым координатам, а также по соответствующим составляющим скорости.

Разрешающую способность количественно принято оценивать минимальной разностью значений измеряемых параметров соседних объектов, при которой они воспринимаются системой отдельно. Для ряда РЛС разрешающая способность является основной характеристикой.

В радионавигации обычно находят собственные координаты объекта (единственные для измерителя), и понятие разрешающей способности часто связывают с возможностью разделения сигнала, несущего полезную информацию о месте объекта, с различными паразитными сигналами (отражениями от ионосферы, местных предметов и т.п.), подобными по форме полезному, но достоверной информации об определяемых координатах не содержащими.

Пропускная способность характеризуется числом объектов, обслуживаемых системой одновременно или в единицу времени. Пропускная способность зависит от принципа действия системы и ряда ее тактических и технических параметров, в частности, рабочей зоны, точности и разрешающей способности. Так, РНС, в которых используется одна линия связи (разностно-дальномерные или угломерные радиомаячного типа), обладают неограниченной пропускной способностью, так как могут одновременно обслуживать любое число объектов.

Пропускная способность дальномерных систем, основанных на принципе запроса и активного ответа (две линии связи), ограничена ответчиком, в котором для формирования ответного сигнала на каждый запрос необходимо некоторое время. В этом случае пропускную способность характеризуют вероятностью обслуживания заданного числа объектов при заданном периоде повторения запросов каждым из объектов, находящихся в рабочей зоне системы.

Помехозащищенность РЛС и РНС – способность надежного выполнения заданных функций в условиях воздействия непреднамеренных и организованных помех. Помехозащищенность определяется скрытностью работы системы и ее помехоустойчивостью.

Под скрытностью системы понимают показатель, характеризующий трудность обнаружения ее работы и измерения основных параметров излучаемого радиосигнала, для чего иногда создают специально организованные (прицельные) помехи. Скрытность также обеспечивается применением остронаправленного излучения, использованием шумоподобных сигналов с низким уровнем мощности, изменением основных параметров сигнала во времени.

Количественной оценкой помехоустойчивости РЛС и РНС является отношение сигнала к помехе на входе приемника, при котором погрешность измерения заданного параметра не превосходит допустимой с требуемой вероятностью; для РЛС обнаружения при этом должно обеспечиваться обнаружение сигнала с заданной вероятностью ($p_{но}$) при допустимых значениях вероятности ложной тревоги ($p_{лт}$). Требуемая помехоустойчивость достигается рациональным выбором параметров радиосигнала системы, а также характеристик ДНА и устройств приема и обработки сигнала.

Надежность – свойство объекта сохранять во времени в установленных пределах значения параметров, характеризующих способность выполнения требуемых функций в заданных режимах и условиях применения, хранения и транспортировки. Это определение надежности по ГОСТ 27002-82 является универсальным и полностью относится к РЛС и РНС и устройствам, из которых они состоят.

В зависимости от причин, вызывающих отказы в работе системы, различают следующие разновидности надежности:

- аппаратную, связанную с состоянием аппаратуры;
- программную, обусловленную состоянием программ вычислительных устройств, используемых в системе;
- функциональную, т.е. надежность выполнения отдельных функций, возлагаемых на систему, и, в частности, извлечения и обработки информации. В этом смысле помехозащищенность также может быть отнесена к функциональной надежности радиосистемы.

Экономические показатели системы, масса и габариты составляющих ее устройств являются важными параметрами, влияющими на совокупную оценку качества системы.

К основным техническим характеристикам радиосистемы относятся параметры, непосредственно определяющие ее тактические характеристики. Применительно к РЛС и РНС основными техническими характеристиками являются:

- метод обзора (поиска) и измерения координат и параметров движения объекта;

- рабочие частоты, стабильность, мощность, вид модуляции, ширина спектра излучаемых колебаний;
- форма, ширина диаграммы направленности и коэффициент усиления антенны;
- чувствительность и полоса пропускания приемного устройства;
- вид и параметры устройств отображения и съема информации;
- габариты и масса устройств, составляющих систему, потребляемая ими энергия от источников питания.

В дальнейшем взаимосвязь тактических и технических характеристик будет рассмотрена для конкретных типов РЛС и РНС.

5.2. Методы определения координат объектов

Измерение координат объектов (целей) радионавигационными (радиолокационными) средствами может осуществляться в сферической или цилиндрической системе.

На рис. 92 точка O расположения РНС (РЛС) принимается за центр системы координат. Сферическими координатами цели (Π) являются радиус-вектор дальности R (дальность), азимут $\varphi_{аз}$, угол места $\varphi_{у.м.}$, дополняющий полярное направление γ_0 до 90° . Цилиндрические координаты цели включают высоту h , координаты $\varphi_{аз}$ и R_r (R_r – горизонтальная дальность, представляющая проекцию прямой $O\Pi$ на плоскость XOY).

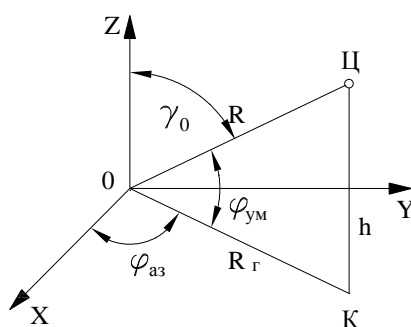


Рис. 92. Применяемые координаты в РЛС и РНС

При определении местоположения воздушных судов и космических аппаратов в пространстве используют три независимых навигационных параметра: дальность, радиальную скорость, угловую координату, измеряемые на борту судна относительно любой опорной точки, или необходимую совокупность указанных координат относительно системы опорных точек, которые связаны с заданной системой координат. Опорные

точки представляют радионавигационные станции, расположенные на поверхности Земли либо на подвижных объектах, например, на искусственных спутниках Земли, координаты опорных точек должны быть точно известны в любой момент времени.

Геометрическое место точек, соответствующее одинаковым значениям навигационного параметра, называют **поверхностью положения**. Пересечение двух поверхностей положения образует **линию положения** – геометрическое место точек пространства, соответствующее двум определенным значениям навигационных параметров. Пересечение трех поверхностей положения или двух линий положения определяет **местоположение объекта** (судна). В зависимости от совокупности измеряемых навигационных параметров различают несколько методов определения местоположения. Рассмотрим эти методы на примере воздушных судов (ВС).

Дальномерный метод основан на измерении трех дальностей R_i судна до трех точек (рис. 93, а) либо двух дальностей и высоты h (см. рис. 93, б). Координаты ВС определяются в результате решения трех навигационных уравнений:

$$R_i = ((x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2)^{1/2}; \quad i = 1, 2, 3. \quad (5.1)$$

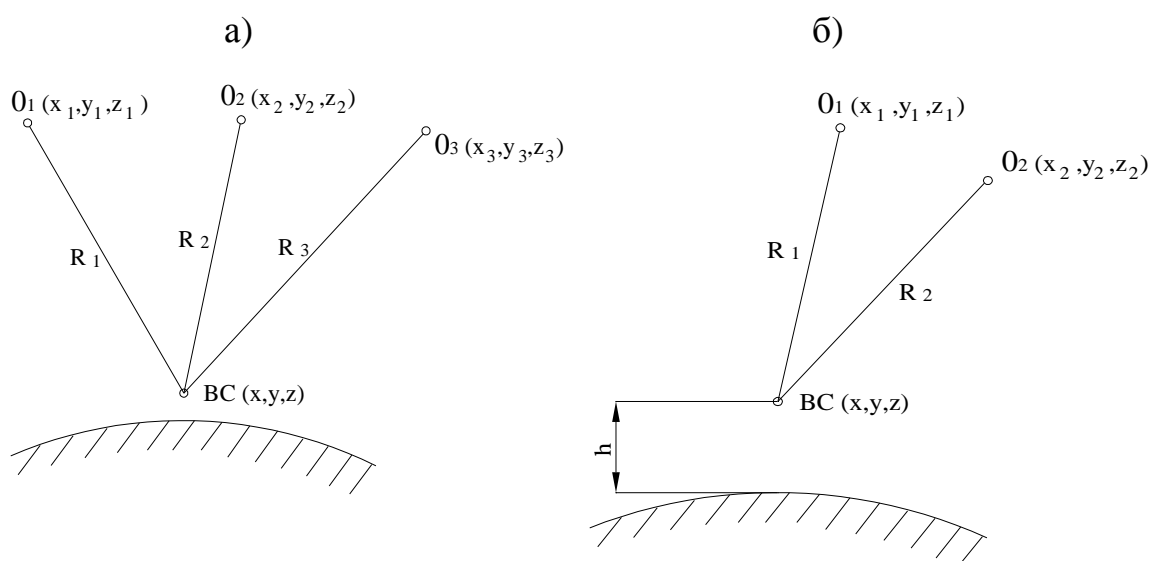


Рис. 93. Определение положения дальномерным методом

Здесь x_i, y_i, z_i – известные координаты опорных точек O_i ; $i = 1, 2, 3$. Поверхности положения представляют три сферы радиусом R_i с центрами в точках O_i . Линии положения на плоскости – это окружности (рис. 94). При использовании искусственных спутников Земли (ИСЗ) могут вычисляться последовательно расстояния R_i до трех различных положений од-

ного ИСЗ либо расстояния до двух положений ИСЗ и высота h ВС. Дальномерный метод обеспечивает высокую точность определения местоположения, не зависящую от относительных расстояний ВС до опорных точек. Реализация дальномерного метода требует применения запросного способа измерения дальности при обслуживании одновременно нескольких ВС. Число обслуживаемых ВС ограничивается пропускной способностью ответчика ИСЗ.

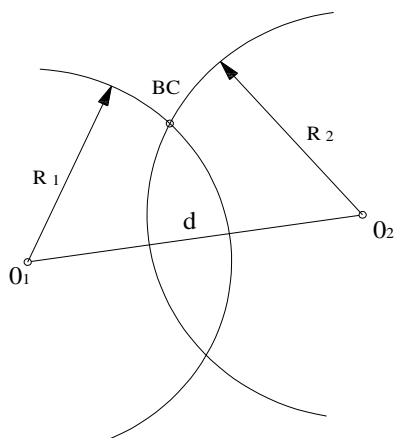


Рис. 94. Поверхности положения при дальномерном методе

Разностно-дальномерный метод использует в качестве навигационных параметров три разности дальностей $\Delta R_{ij} = R_i - R_j$ судна до четырех опорных точек либо две разности трех дальностей и высоту. Координаты ВС определяются из системы трех уравнений:

$$\Delta R_{ij} = ((x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2)^{1/2} - ((x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2)^{1/2}; \quad i, j = 1, 2, 3. \quad (5.2)$$

Поверхности положения представляют поверхности двухполостного гиперболоида вращения, фокусами которого являются координаты опорных точек i и j . Линии положения на плоскости – это гиперболы (рис. 95), определяемые соотношениями: $\Delta R_{12} = \text{const}$; $\Delta R_{23} = \text{const}$. Расстояние между опорными точками d называют **базой**. При $d \ll R_i$ гиперболы практически совпадают со своими асимптотами.

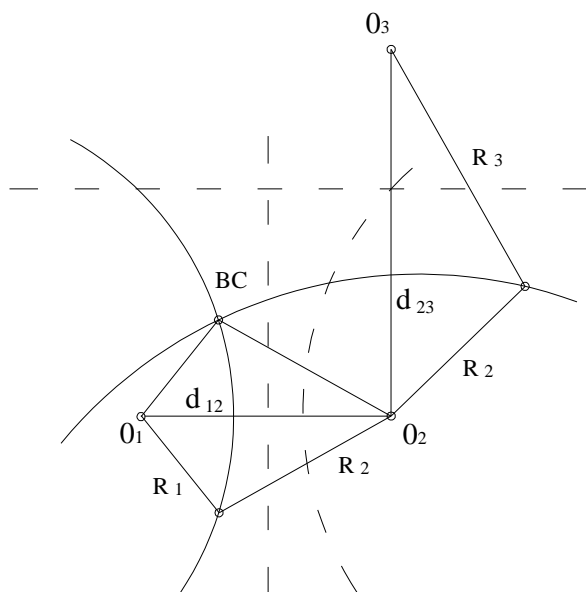


Рис. 95. Поверхности положения при разностно-дальномерном методе

Угломерный метод основан на измерении углов визирования двух различных опорных точек относительно плоскости BC. Поверхности положения имеют вид конусов с вершинами в опорных точках (например, ИСЗ). Линии положения – это прямые, пересечение которых определяет координаты BC (рис. 96).

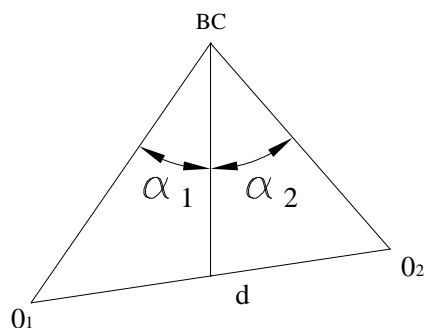


Рис. 96. Линии положения при угломерном методе

Наряду с указанными, существуют и другие методы определения местоположения объектов: **радиально-скоростной (доплеровский)**, основанный на измерении трех радиальных скоростей BC относительно трех опорных точек; **траверсный**, основанный на определении момента прохождения доплеровского сдвига частоты одного из принимаемых сигналов через нуль, и др. Таким образом, реализация любого из методов определения местоположения BC связана с измерением дальности, радиальной скорости и угла прихода радиоволн. Это относится и к другим объектам.

5.3. Спутниковые радионавигационные системы первого поколения

В 1957 г. группа советских ученых под руководством академика В.А. Котельникова экспериментально подтвердила возможность определения параметров движения искусственных спутников Земли (ИСЗ) по результатам измерений доплеровского сдвига частоты сигнала, излучаемого с ИСЗ, в точке приема с известными координатами. Была установлена также возможность решения и обратной задачи нахождения координат точки приема по измеренному доплеровскому сдвигу частоты сигнала, излучаемого с ИСЗ, параметры движения которого известны.

Использование ИСЗ в качестве радионавигационной опорной станции, координаты которой хотя и изменяются, но заранее известны для любого момента времени, позволило создать ряд проектов спутниковых радионавигационных систем (СРНС) первого поколения. Характерной чертой СРНС первого поколения является применение низковысотных (низкоорбитных) ИСЗ и использование для навигационных определений сигнала одного, оказывающегося в зоне радиовидимости наблюдателя ИСЗ.

Искомые координаты рассчитывают с помощью бортового вычислителя. Как и в наземных беззапросных РНС, в спутниковых РНС основным условием является точная привязка результатов измерения РНС к единой шкале времени. Для этого в аппаратуру потребителя вводят высокостабильный эталон частоты, обеспечивающий формирование бортовой шкалы времени. Коррекцию бортовой шкалы времени осуществляют с помощью специальных меток времени в принимаемом радиосигнале. Кроме того, для вычисления текущих пространственных координат ИСЗ на борту потребителя необходимо иметь эфемеридную информацию, т.е. предварительно вычисленные значения координат и вектора скорости ИСЗ.

Эфемеридную информацию в форме параметров орбиты ИСЗ либо его геоцентрических координат передают с борта ИСЗ с помощью модуляции (фазовой или частотной) с непрерывной несущей, используемой для интегральных доплеровских измерений.

Приведенные соображения о возможности применения в СРНС интегрального доплеровского метода носят общий характер и не учитывают ряда важных факторов, влияющих на качественные показатели системы. Для того чтобы составить представление о влиянии этих факторов (интервалов времени между навигационными сеансами, параметров движения

потребителя и др.) на точность определения местоположения потребителя, рассмотрим низкоорбитную СРНС «Транзит». В состав этой СРНС входят пять или шесть ИСЗ, наземный комплекс контроля и парк бортовой аппаратуры потребителей. ИСЗ расположены на круговых полярных орбитах высотой около 1100 км и имеют период обращения около 107 мин. При таких параметрах орбит каждый ИСЗ может находиться в зоне радиовидимости потребителя, радиус которой достигает 2000 км, от 10 до 16 мин. Учитывая, что период передачи навигационной информации (эфемеридная информация, метки времени, служебная информация) равен 2 мин, а время нахождения ИСЗ в зоне радиовидимости 10 – 16 мин, за один пролет ИСЗ можно получить несколько поверхностей положения.

Проведенные работы позволили перейти в 1963 г. к опытно-конструкторским работам над первой отечественной низкоорбитальной системой, получившей в дальнейшем название «Цикада». Навигационный спутник обеспечивал непрерывное в течение всего времени активного существования излучение радионавигационного сигнала на частотах 150 и 400 МГц. Среднеквадратическая погрешность местоопределения по этому спутнику составляла 250 – 300 м.

В 1979 г. была сдана в эксплуатацию навигационная система первого поколения «Цикада» в составе 4-х навигационных спутников (НС), выведенных на круговые орбиты высотой 1000 км, с наклоном 83° и равномерным распределением плоскостей орбит вдоль экватора. Она позволяет потребителю в среднем через каждые полтора – два часа входить в радиоконтакт с одним из НС и определять координаты своего места при продолжительности навигационного сеанса до 5 – 6 мин.

В ходе испытаний было установлено, что основной вклад в погрешность навигационных определений вносят погрешности передаваемых спутниками собственных эфемерид, которые определяются и закладываются на спутники средствами наземного комплекса управления. Поэтому наряду с совершенствованием бортовых систем спутника и приемоиндикаторной аппаратуры потребителей, разработчиками системы серьезное внимание было уделено вопросам повышения точности определения и прогнозирования параметров орбит навигационных спутников.

В результате точность передаваемых в составе навигационного сигнала собственных эфемерид была повышена практически на порядок и составляет в настоящее время на интервале суточного прогноза величину 70 – 80 м, а среднеквадратическая погрешность определения морскими судами своего местоположения уменьшилась до 80 – 100 м.

Для оснащения широкого класса морских потребителей разработаны и серийно изготавливаются комплектации приемоиндикаторной аппаратуры «Шхуна» и «Челн». Последняя имеет возможность работы и по спутникам американской радионавигационной системы «Транзит».

В дальнейшем спутники системы «Цикада» были дооборудованы приемной измерительной аппаратурой обнаружения терпящих бедствие объектов, которые оснащаются специальными радиобуями, излучающими сигналы бедствия на частотах 121 и 406 МГц. Эти сигналы принимаются спутниками системы «Цикада» и ретранслируются на специальные наземные станции, где производится вычисление точных координат аварийных объектов (судов, самолетов и др.).

Дооснащенные аппаратурой обнаружения терпящих бедствие спутники «Цикада» образуют системы «Коспас». Совместно с американо-франко-канадской системой «Сарсат» они образуют единую службу поиска и спасения, на счету которой уже несколько тысяч спасенных жизней.

Успешная эксплуатация низкоорбитальных спутниковых навигационных систем морскими потребителями привлекла широкое внимание к спутниковой навигации. Возникла необходимость создания универсальной навигационной системы, удовлетворяющей требованиям всех потенциальных потребителей: авиации, морского флота, наземных транспортных средств и космических кораблей.

Чтобы выполнить требования в рассматриваемой системе, применяют два высокочастотных сигнала: основной (400 МГц) и вспомогательный (150 МГц), что дает возможность произвести компенсацию ошибки, обусловленной ионосферной рефракцией при доплеровских измерениях. Передачу навигационной информации осуществляют путем фазовой модуляции обеих несущих двоичными посылками + 60°, что сохраняет постоянный уровень несущего колебания и обеспечивает устойчивую работу канала фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) вне зависимости от передаваемой последовательности информационных посылок.

При движении потребителя точность местоопределения зависит от точности оценки скорости объекта. Это объясняется тем, что для нахождения координат потребителя как точки пересечения нескольких поверхностей положения, соответствующих различным моментам времени, необходимо линии положения привести к одному моменту времени. Точное

решение этой задачи возможно лишь при известных параметрах движения потребителя в интервалах между оценками местоопределения. Например, при погрешности измерения скорости объекта 0,5 м/с погрешность местоопределения составляет 500 м, в то время как погрешность местоопределения неподвижного объекта приблизительно равна 50 м.

Кроме того, в рассматриваемых СРНС невозможно непрерывно осуществлять местоопределение потребителей из-за наличия длительных перерывов между наблюдениями (прохождениями спутниками зоны радиовидимости). Средний интервал времени между наблюдениями зависит от географической широты потребителя и колеблется от 35 мин в приполярных районах до 90 мин вблизи экватора. Уменьшение этого интервала путем увеличения числа спутников в данных системах невозможно, так как все ИСЗ излучают сигналы на одних и тех же частотах. При нахождении в зоне радиовидимости нескольких спутников возникают взаимные помехи, что нарушает работоспособность системы.

Таким образом, существующие низкоорбитные СРНС обладают по крайней мере двумя серьезными недостатками: малой точностью определения координат высокодинамичных объектов и большим интервалом времени между наблюдениями.

5.4. Спутниковые радионавигационные системы второго поколения

Несоответствие СРНС первого поколения требованиям высокоточного непрерывного навигационного обеспечения привело к разработке нового, второго, поколения СРНС. Перспективная спутниковая навигационная система должна обеспечивать потребителю в любой момент времени возможность определять три пространственные координаты, вектор скорости и точное время. Характерными особенностями СРНС второго поколения являются применение средневысотных (среднеорбитных) ИСЗ и использование для навигационных определений сигналов нескольких одновременно находящихся в зоне радиовидимости ИСЗ. В состав СРНС входят подсистема ИСЗ, подсистема контроля и управления (наземный командно-измерительный комплекс) и подсистема аппаратуры потребителей.

Для формирования радионавигационных сигналов и навигационных сообщений навигационная аппаратура потребителей (подсистема аппаратуры потребителей) производит выбор состава космической подсистемы, куда

входят 18 – 24 ИСЗ, размещенные равномерно в трех орбитальных плоскостях и разнесенные по долготе на 120° . Высота орбит ИСЗ составляет 20000 км, период обращения 12 ч. В зоне радиовидимости потребителя в любой момент может находиться от 4 до 11 ИСЗ, что обеспечивает возможность непрерывного определения трех координат (долгота, широта, высота). СРНС имеет собственное системное время, хранимое на борту ИСЗ эталонами частоты. Временные шкалы всех ИСЗ согласованы между собой и синхронизируются системой единого времени. Подсистема контроля и управления (наземный командно-измерительный комплекс) осуществляет слежение за ИСЗ и обеспечивает спутники информацией, необходимой для рабочего созвездия ИСЗ, эфемеридной информацией для определения координат и составляющих скорости потребителей, обеспечивает поиск и слежение за сигналами, обработку измеряемых радионавигационных параметров.

В рассматриваемой СРНС ИСЗ излучают двоичный фазоманипулированный сигнал, код которого является индивидуальной принадлежностью каждого ИСЗ. Это позволяет всем ИСЗ работать на общей несущей частоте, не создавая заметных внутрисистемных помех. Изменяемыми радионавигационными параметрами служат время запаздывания и доплеровское смещение частоты принимаемого радионавигационного сигнала относительно его образца, формируемого у потребителя. Фазоманипулированный сигнал, имеющий базу $F_{\text{Э}}T_K = 1000$ ($F_{\text{Э}}$ – эффективная ширина спектра; T_K – период кода), излучается на несущей частоте $f = 1,5 – 1,6$ ГГц, обеспечивая высокую точность измерения обоих параметров. Время запаздывания принятого сигнала относительно шкалы времени потребителя включает начальное расхождение шкал времени потребителя и ИСЗ и задержку распространения сигнала на трассе ИСЗ – потребитель. Если фазы опорных генераторов потребителя и ИСЗ совпадают (расхождение шкал времени равно нулю), то измеряемое время запаздывания пропорционально дальности между ИСЗ и потребителем. В противном случае оно пропорционально квазидальности (псевдодальности), и для оценки координат необходимо использовать квазидальномерные или разностно-дальномерные измерения подобно тому, как это делается в наземных РНС.

Измерение времени запаздывания принимаемого сигнала производится на основе корреляционного метода. Формируемая в приемнике копия сигнала ИСЗ перемножается с принятым сигналом, образуя корреляционную функцию. Выходной сигнал коррелятора достигает максимального значения, пропорционального числу элементов кода, когда формируемая копия (образец) совпадает по времени и частоте с принимаемым сигналом. Получаемый максимум функции корреляции пропорционален времени интегрирования в корреляторе. Выбором достаточно большого времени интегрирования достигается высокая точность измерения.

Поиск максимума функции корреляции на плоскости время – частота тем надежнее, чем меньше уровень боковых лепестков. В связи с тем, что сигналом является двоичная ФМ-последовательность большой длины ($N = 1000$), уровень боковых лепестков сравнительно мал и они практически не влияют на надежность поиска.

Для определения местоположения (координат) объекта необходимо иметь сведения о местоположении ИСЗ на каждый момент времени. В рассматриваемой СРНС, как и в СРНС первого поколения, на борту потребителя следует располагать эфемеридной информацией. Для этого на борту ИСЗ дальномерный ФМ радионавигационный сигнал подвергается дополнительной фазовой манипуляции.

При разработке систем второго поколения основное внимание уделялось вопросам повышения точности навигационных определений, обеспечения глобальности, круглосуточности применения и независимости от погодных условий.

Большой вклад в повышение точности эфемерид навигационных спутников внесли результаты работ по программе геодезических и геофизических исследований с помощью специальных геодезических спутников «Космос-842» и «Космос-911», которые были выведены на навигационные орбиты.

Это позволило уточнить координаты измерительных средств и вычислить коэффициенты согласующей модели геопотенциала, предназначенной специально для определения и прогнозирования параметров навигационных орбит. Для получения потребителями трех пространственных координат беззапросным методом требуется проведение измерений нави-

гационного параметра не менее чем четырьмя спутниками, при этом одновременно с тремя координатами местоположения потребитель определяет и расхождение собственных часов относительно шкалы времени спутниковой системы.

Исходя из принципа навигационных определений, выбрана структура спутниковой системы, которая обеспечивает одновременную в любой момент времени радиовидимость потребителями, находящимися в любой точке Земли, не менее четырех спутников, при минимальном общем их количестве в системе. Это обстоятельство ограничило высоту орбиты навигационных спутников 20 тыс. км (дальнейшее увеличение высоты не ведет к расширению зоны радиообзора, а, следовательно, и к уменьшению необходимого количества спутников в системе). Для гарантированной видимости потребителем не менее четырех спутников их количество в системе должно составлять 18, однако оно было увеличено до 24-х с целью повышения точности определения собственных координат и скорости потребителя путем предоставления ему возможности выбора из числа видимых спутников четверки, обеспечивающей наивысшую точность.

Одной из центральных проблем создания спутниковой системы, обеспечивающей беззапросные навигационные определения одновременно по нескольким спутникам, является проблема взаимной синхронизации спутниковых шкал времени с точностью до миллиардных долей секунды (наносекунд), поскольку рассинхронизация излучаемых спутниками навигационных сигналов в 10 нс вызывает дополнительную погрешность в определении местоположения потребителя до 10 – 15 м.

Решение задачи высокоточной синхронизации бортовых шкал времени потребовало установки на спутниках высокостабильных бортовых цезиевых стандартов частоты с относительной нестабильностью 10^{-10} и наземного водородного стандарта, а также создания наземных средств сличения шкал с погрешностью 3 – 5 нс (наносекунд).

С помощью этих средств и специального математического обеспечения производится определение расхождений бортовых шкал времени с наземной шкалой и их прогнозирование для каждого спутника системы. Результаты прогноза в виде поправок к спутниковым часам относительно наземных закладываются на соответствующие спутники и передаются ими в составе цифровой информации навигационного сигнала. Потребителями, таким образом, устанавливается единая шкала времени. Расхождение этой шкалы с наземной шкалой времени системы не превышает 15 – 20 нс.

Второй проблемой создания высокоорбитальной навигационной системы является высокоточное определение и прогнозирование параметров орбит навигационных спутников.

Достижение необходимой точности эфемерид навигационных спутников потребовало проведения большого объема работ по учету факторов второго порядка малости, таких как световое давление, неравномерность вращения Земли и движение ее полюсов, а также исключение действия на спутник в полете реактивных сил, вызванных негерметичностью двигательных установок и газоотделением материалов покрытий.

Для экспериментального определения параметров геопотенциала на орбиты навигационных спутников были запущены два пассивных ИЗС «Эталон» («Космос-1989» и «Космос-2024»), предназначенных для измерения параметров их движения высокоточными квантово-оптическими измерительными средствами. Благодаря этим работам достигнутая в настоящее время точность эфемерид навигационных спутников при прогнозе на 30 ч составляет: вдоль орбиты – 20 м; по бинормали к орбите – 10 м; по высоте – 5 м (среднеквадратическая ошибка – СКО).

Летные испытания высокоорбитальной отечественной навигационной системы, получившей название ГЛОНАСС, были начаты в октябре 1982 г. запуском спутника «Космос-1413». В 1995 г. было завершено развертывание СРНС ГЛОНАСС до ее штатного состава (24 навигационных спутника).

5.5. Требования к спутниковым радионавигационным системам

До последнего времени создание СРНС осуществлялось в соответствии с требованиями, определяемыми их первоначальным целевым назначением. Общими при этом были качественные требования глобальности, независимости от гидрометеорологических условий, подстилающей поверхности, рельефа местности, окружающей растительности, застройки, времени суток и года, непрерывности, неограниченной пропускной способности, практической независимости от высоты над поверхностью Земли и других условий движения определяющегося объекта, помехозащищенности и др.

Изучение потребностей гражданских пользователей также указывает на необходимость наличия этих свойств. Однако использование СРНС в интересах местоопределения и навигации гражданских объектов (самолетов и вертолетов, морских и речных судов, автомобилей, топопривязчиков и др.)

выдвигает и новые более высокие требования, вытекающие из необходимости обеспечения безопасности и экономичности движения, а также решения специальных задач (наблюдение, аэрофотосъемка, поиск полезных ископаемых, поиск и спасение терпящих бедствие транспортных средств и людей).

Требования к точностным характеристикам, таким как среднеквадратические ошибки определения навигационных параметров, показатели надежности навигационного обеспечения и др., следующие:

доступность (готовность), мерой которой является вероятность работоспособности радионавигационных систем (РНС) перед выполнением той или иной задачи и в процессе ее выполнения;

целостность, мерой которой является вероятность выявления отказа в течение времени, равного заданному;

непрерывность обслуживания, мерой которой служит вероятность работоспособности системы в течение наиболее ответственных отрезков времени движения (выполнения задачи).

Требования к навигационному обеспечению различных гражданских объектов, осуществляемому, в частности, с помощью СРНС, впервые в нашей стране сформулированы, обобщены и приведены в Российском радионавигационном плане, подготовленном с участием специалистов заинтересованных ведомств и служб. Они учитывают также положения документов таких международных организаций, как ИКАО (Международная организация гражданской авиации), ИМО (Международная морская организация), а также ряда национальных радионавигационных планов других стран, например, США.

Контрольные вопросы

1. Как классифицируются радионавигационные системы?
2. Назовите известные Вам методы и поясните сущность определения координат объектов с приведением формул.
3. Назовите особенности спутниковых навигационных систем первого и второго поколений.
4. Какие требования предъявляются к спутниковым радионавигационным системам?

6. СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИИ. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Радиолокацией называют область науки и техники, объединяющую методы и средства обнаружения, измерения координат и параметров движения, а также определения свойств и характеристик различных объектов (радиолокационных целей), основанных на использовании радиоволн, излучаемых, ретранслируемых либо отражаемых (рассеиваемых) этими объектами. Процесс обнаружения объектов, измерения их координат и параметров движения называют радиолокационным наблюдением (иногда радиолокацией цели), а используемые для этого системы – радиолокационными станциями (РЛС) или радиолокаторами.

Таким образом, радиолокация и радионавигация тесно связаны общностью решаемой ими задачи – определение координат объекта. Во многих случаях РЛС применяют для решения чисто радионавигационных задач.

В зависимости от природы возникновения электромагнитных волн, достигающих антенны РЛС и доставляющих информацию об объекте радиолокационного наблюдения, различают активную, полуактивную, активную с активным ответом и пассивную радиолокацию.

При активной радиолокации сигнал, излучаемый антенной РЛС, называют прямым или зондирующим, а принимаемый приемной антенной РЛС – отраженным или радиолокационным. Таким образом, при активной радиолокации применяют передатчик в составе РЛС и работают с отраженным (рассеянным) сигналом.

При полуактивной радиолокации носителем информации также является сигнал, отраженный объектом, но источник облучающих объект радиоволн вынесен относительно приемника РЛС и может действовать независимо от него. Передающее устройство, облучающее цель, может быть расположено, например, на земле или корабле, а приемное, использующее отраженный сигнал, – на ракете, направленной на цель.

Возможность обнаружения объектов, не являющихся источниками радиоизлучения, – достоинство активного и полуактивного методов радиолокации.

При активной радиолокации с активным ответом применяют сигнал, ретранслируемый (переизлучаемый) специальным приемопередатчиком (ответчиком), установленным на объекте. Приемник ответчика принимает сигнал РЛС, который вызывает генерирование и излучение ответного

сигнала. Ответный сигнал может иметь мощность, значительно большую, чем отраженный, поэтому применение активного ответа позволяет существенно повысить дальность действия и помехозащищенность системы. Кроме того, ответный сигнал может быть использован для передачи дополнительной информации с объекта (например, бортового номера самолета, его высоты и др.). С помощью ответчика решается и задача опознавания объекта, т.е. отличия «своих» самолетов или кораблей от «чужих». Принцип активного ответа широко применяется в радионавигации и радиоуправлении, например, в радиосистемах ближней навигации (РСБН), системах управления воздушным движением (УВД), в радиоспасательных системах и т.д.

В пассивной радиолокации сигналом, принимаемым РЛС, является естественное излучение объектов в радиодиапазоне преимущественно теплового происхождения, поэтому пассивную радиолокацию называют также радиотеплолокацией. Таким образом, в этом случае, так же как и в активной радиолокации, для обнаружения объектов и определения их координат применяют радиосигнал. Однако природа сигнала при этом иная – зондирование (облучение) объекта отсутствует, и поэтому одна РЛС может определить лишь направление (*пеленг*) на объект, т.е. осуществить *радиопеленгование* последнего. Поэтому пассивная радиолокация тесно связана с *радиопеленгацией* – отраслью радионавигации, основанной на использовании методов и средств определения направления на объекты, имеющие источники радиоизлучения.

Таким образом, основой радиолокационного обнаружения, определения координат и их производных, а возможно, и некоторых других характеристик (размеров, формы, физических свойств) объектов является радиосигнал, отраженный, переизлученный или излученный объектами наблюдения. В активной радиолокации источник электромагнитных колебаний – передающее устройство РЛС. Но электромагнитные колебания зондирующего сигнала становятся носителем информации об объекте, т.е. радиолокационным сигналом, лишь после их отражения (рассеяния) объектом наблюдения. Однако от вида и параметров зондирующего сигнала (энергии, несущей частоты, длительности и ширины спектра) зависят основные характеристики РЛС: дальность действия, точность определения координат и скорости объектов, разрешающая способность, т.е. тот объем информации, который может быть получен при обработке радиолокационного сигнала. Под зондирующим обычно понимают сигнал, излучаемый антенной, поэтому его модуляция оказывается связанной также с параметрами антенной системы и ее движением. Так, при повороте оси диаграм-

мы направленности антенны (ДНА) относительно направления на объект амплитуда сигнала изменяется, т.е. появляется дополнительная амплитудная модуляция, параметры которой зависят от ширины и формы ДНА, а также скорости ее поворота. Антенная система определяет также поляризацию зондирующего сигнала. В современных РЛС применяют линейную и круговую поляризацию. Если отражающий объект попадает в зону облучения РЛС, например, характерного для данной местности рельефа, целесообразно сравнить параметры этого поля с соответствующими параметрами, хранящимися в запоминающем устройстве РНС. Это дает информацию о местности и предметах, находящихся в данный момент на этой местности. Преимуществами этого метода являются автономность, малое влияние помех и отсутствие накапливающихся погрешностей при определении местоположения объекта.

6.1. Классификация радиолокационных систем, их тактические и технические характеристики

Радиолокационные станции классифицируют по следующим признакам:

- происхождению радиосигнала, принимаемого приемником РЛС, – активные РЛС (с активным и пассивным ответом), полуактивные и пассивные РЛС;
- используемому диапазону радиоволн (РЛС декаметрового, метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов);
- виду зондирующего сигнала (РЛС с непрерывным (немодулированным или частотно-модулированным) и импульсным (некогерентным, когерентно-импульсным с большой и малой скважностью, с внутриимпульсной частотной или фазовой модуляцией) излучением;
- числу применяемых каналов излучения и приема сигналов (одноканальные и многоканальные с частотным или пространственным разделением каналов);
- числу и виду измеряемых координат (одно-, двух- и трехкоординатные);
- способу измерения, отображения и съема координат объекта;
- месту установки РЛС (наземные, корабельные, самолетные, спутниковые);
- функциональному назначению РЛС (от малогабаритных переносных РЛС измерения скорости автомобилей до огромных наземных РЛС систем противовоздушной (ПВО) и противоракетной (ПРО) обороны).

Перечислим основные типы наземных, корабельных и самолетных РЛС различного назначения.

Основные типы наземных РЛС:

- обнаружения воздушных целей и наведения на них истребителей;
- управления воздушным движением (обзорные и диспетчерские);
- обнаружения и определения координат баллистических ракет (БР) и искусственных спутников Земли (ИСЗ);
- целеуказания станциям управления зенитной артиллерией и наведения зенитных управляемых ракет (ЗУР);
- управления зенитной артиллерией и ЗУР;
- обнаружения минометов;
- метеорологические;
- обзора акватории порта;
- обзора летного поля;
- обнаружения и определения скорости наземных движущихся объектов.

Основные типы корабельных РЛС:

- обеспечения кораблевождения;
- обнаружения надводных объектов и низколетящих летательных аппаратов, определения их координат;
- обнаружения и определения координат высоколетящих самолетов;
- управления ЗУР и зенитной артиллерией;
- обнаружения и определения координат БР и ИСЗ.

Основные типы самолетных РЛС:

- радиолокационные;
- радиовысотомеры;
- дальномеры;
- доплеровские измерители путевой скорости и угла сноса самолета;
- РЛС обнаружения самолетов и предотвращения столкновений;
- панорамные РЛС обзора земной поверхности;
- РЛС бокового обзора (в том числе и с синтезированным раскрытием антенны);
- РЛС перехвата и прицеливания;
- РЛС наведения управляемых ракет;
- радиолокационные взрыватели.

Приведенная классификация включает далеко не все используемые типы РЛС. Однако и перечисленных типов достаточно для характеристики широты и многообразия применения радиолокационных средств.

6.2. Радиотехнические системы обнаружения и измерения

Радиотехнические системы обнаружения и измерения (системы извлечения информации) выделяют полезную информацию из принятых сигналов. Это имеет место в системах радиолокации, радионавигации и радиотелеметрии. К радиотехническим системам обнаружения и измерения относятся также так называемые пассивные радиосистемы, когда радиопередатчик вообще отсутствует, а информация извлекается радиоприемным устройством от каких-либо естественных источников электромагнитных колебаний. Приемники сигналов радиотепловых источников, называемые радиометрами, используют в пассивной локации, астрономии, технике измерений и т.д.

Радиолокационные системы позволяют обнаруживать, распознавать объекты, определять пространственные координаты, направление и скорость движения самолетов, кораблей, ракет и пр. На рис. 97, а показана структурная схема простейшей импульсной радиолокационной станции (РЛС), способной обнаруживать объекты и измерять дальность их расположения от пункта обнаружения.

Основными устройствами импульсной РЛС являются: генератор импульсов, передатчик, состоящий из генератора несущей частоты и модулятора, антенный переключатель (АП), остронаправленная антенна, приемник и измеритель. Принцип действия такой РЛС поясняется с помощью упрощенных временных диаграмм, показанных на рис. 97, б.

Генератор импульсов вырабатывает достаточно короткие (доли микросекунды) импульсы (обозначены цифрой 1 на рис. 97, б), которые определяют частоту посылок радиосигналов РЛС. В передатчике с помощью модулятора из несущего колебания формируются высокочастотные импульсы 2 (осуществляется импульсная модуляция), называемые *радиоимпульсами*, которые излучаются в окружающее пространство. Антенный переключатель подключает антенну к передатчику во время излучения радиоимпульсов и к приемнику – в интервалах между ними. Уловленные антенной, отраженные от объекта, радиоимпульсы 3 попадают в приемник. Отраженные радиоимпульсы располагаются в интервалах между излученными импульсами (на рис. 97, б обозначены соответственно как «О» и «И»), небольшая часть мощности которых через антенный переключатель также проникает в приемник. После усиления и детектирования в приемнике отраженные импульсы 4 поступают в измеритель.

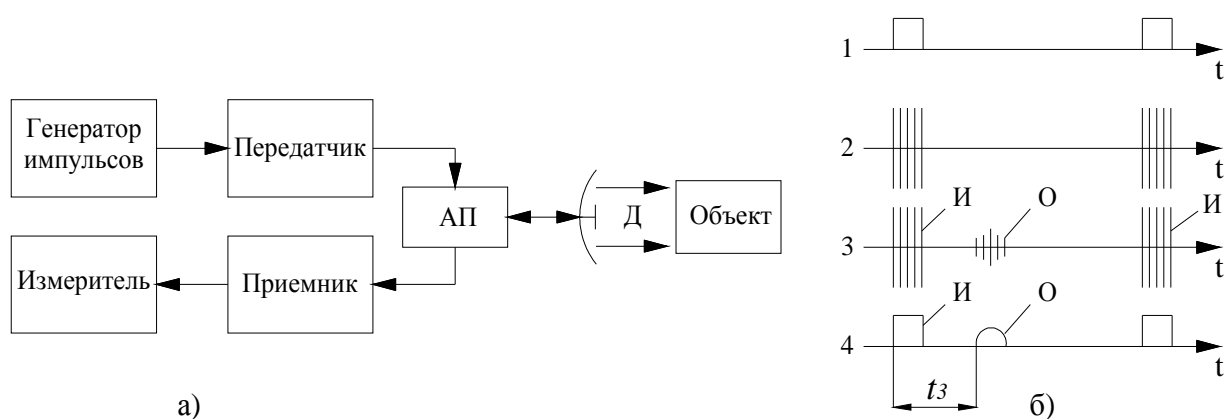


Рис. 97. Принцип действия простейшей РЛС

Сравнение в измерителе отраженного импульса с его излученной копией, поступающей с генератора импульсов, позволяет получить информацию об объекте. В частности, дальность до объекта определяется по времени задержки сигнала t_3 в соответствии с известной формулой:

$$D = ct_3/2. \quad (6.1)$$

РЛС работают обычно в диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн, так как в этом случае удастся создать узкие (игольчатые) диаграммы направленности при приемлемых габаритах антенн. В последние годы в радиолокации в качестве антенн чаще всего применяют фазированные антенные решетки (ФАР).

6.3. Системы радиотелеуправления

Подобные системы обеспечивают движение летательных аппаратов по заданной траектории в автоматическом режиме. В последние годы такие системы широко применяют для решения проблем дистанционного управления полетом космических объектов. Для примера рассмотрим задачу коррекции околоземной орбиты космического корабля (КК), осуществляемой с помощью системы радиотелеуправления.

На траекторию движения КК в пространстве в основном действует сила взаимного тяготения его массы и массы Земли.

Очевидно, что требуемые значения параметров орбиты КК не могут быть реализованы точно, поэтому реальная орбита всегда имеет отклонения от расчетной. Измерение параметров реальной орбиты, выработку ко-

манд на коррекцию ее траектории, а также контроль над работой многочисленных устройств КК выполняет система радиотелеуправления, схематически представленная на рис. 98. Она объединяет в своем составе Центр управления полетом (ЦУП) и наземные или морские измерительные пункты. Все технические звенья, входящие в систему радиотелеуправления, связаны линиями радиосвязи, обеспечивающими их взаимодействие как между собой, так и с КК. Данные о реальной орбите системы КК, полученные всеми измерительными пунктами, передаются по линиям радиосвязи в ЦУП. Там они обрабатываются на мощном компьютере совместно с данными других измерений и сопоставляются с расчетными параметрами. Если возникли отклонения от расчетной орбиты, то вырабатываются радиокоманды по коррекции движения. По этим командам происходит включение двигателей бортовой установки, корректирующей направление движения КК в пространстве.

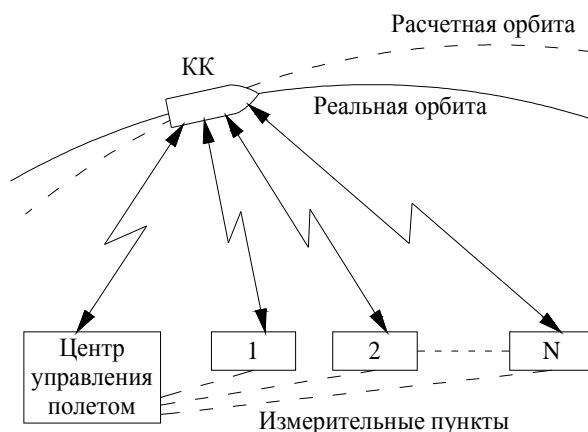


Рис. 98. Структурная схема системы радиотелеуправления

Контрольные вопросы

1. По каким признакам классифицируются радиолокационные системы?
2. Поясните принцип работы импульсной радиолокационной системы.
3. Расскажите о системах радиотелеуправления и задачах, решаемых этими системами.

7. ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОРГАНИЗМ ЧЕЛОВЕКА

Важным фактором, определяющим разработку и внедрение систем подвижной связи, стало обеспечение безопасности пользователей от воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ). До сих пор никто категорически не утверждает, что вредного воздействия от радиотелефонов нет, равно как никто не может утверждать, что это воздействие в определенной мере вредно. Развитие систем подвижной радиосвязи сопряжено с облучением населения небезвредным электромагнитным полем, создаваемым антеннами и передающими устройствами. Проблема защиты человека от ЭМИ состоит в том, что излучающие устройства находятся в густонаселенных районах городов: антенны базовых станций, установленные на крышах, углах зданий; мобильные станции, находящиеся на автомобилях, – все они облучают и вышедших на связь абонентов, и прохожих на улицах. Люди, пользующиеся ручными радиостанциями и радиотелефонами на улицах и в общественных местах, также подвергают электромагнитному облучению как себя, так и окружающих. Хотя мощности этих аппаратов невелики, но их излучающие антенны расположены в непосредственной близости от тела, и в частности, от головы человека. Очевидно, что пользователи мобильных станций находятся в ближней зоне (поле индукции) излучения антенн, а из-за пониженного (по отношению к свободному пространству) характеристического сопротивления среды в поле индукции величина поглощаемой (поглощаемой) человеком мощности излучения возрастает.

В результате многочисленных исследований установлено, что реакция организма человека зависит не только от величины мощности излучения, но и от таких параметров, как частота, вид модуляции, ширина спектра излучаемого сигнала, поляризация, время облучения и т.д. Выявить однозначную связь между каким-либо одним параметром излучения и явно выраженным эффектом его действия пока не удалось. Проявление биологической активности параметров электромагнитного поля в значительной степени зависит от взаимного расположения антенны и облучаемого человека, наличия в районе их размещения отражающих предметов и заземления, что характерно для мобильных станций.

Анализируя вопросы обеспечения электромагнитной безопасности МС, расположенных на подвижных объектах (автомобильные, портативные и ручные радиостанции и радиотелефоны), следует отметить ряд особенностей структуры ЭМИ, воздействующего на пользователя:

- расположение абонента в ближнем поле излучения;
- соизмеримость размеров органов человека с длиной излучаемых волн;
- высокая степень влияния металлических предметов на формирование ЭМИ;
- отсутствие достаточно надежного экранирования подвижного абонента от непосредственного воздействия излучения антенн.

Зависимость поглощения энергии ЭМИ и его распределения внутри тела человека определяется не только электрическими свойствами тканей, но и формой и размерами объекта (органа), а также соотношением этих размеров с длиной волны излучения. Детальный анализ показал, что для частот 0,03 – 10 ГГц характерно наличие ряда максимумов поглощения, при которых тело человека как бы впитывает в себя поле ЭМИ и поглощает энергии больше, чем приходится на его поперечное сечение. В этом случае резко проявляются интерференционные картины, приводящие к сильной корреляции общей величины поглощенной энергии и ее распределения в зависимости от полей конкретных длин волн, размеров и анатомического строения органов и электрических свойств тканей человека. Локальные максимумы поглощения телом человека («горячие точки») имеют место на частотах 750 – 2500 МГц, а максимум, обусловленный резонансом с общим размером тела, лежит в диапазоне частот 50 – 300 МГц.

При всесторонних биологических исследованиях установлено, что наиболее чувствительны к воздействию ЭМИ центральная нервная система, глаза, гонады (эндокринные железы половых органов). В результате такого воздействия может нарушаться деятельность сердечно-сосудистой, кроветворной, нейроэндокринной, иммунной систем и обменных процессов. При рассмотрении принципов определения предельно допустимых уровней (ПДУ) электромагнитного излучения следует иметь в виду то обстоятельство, что в качестве нормируемого параметра принята энергия поля, падающая на единицу поверхности тела человека при рабочей частоте передатчика, соответствующей наиболее выраженной реакции организма.

В большинстве зарубежных стран ПДУ электромагнитного излучения при воздействии на человека более 6 мин составляет 1 – 5 мВт/см² площади тела. Этот разброс связан как с различиями в методологических подходах к регламентации и критериях оценки вредности фактора, так и с недостаточной изученностью его биологического действия на различные органы человека. Стандарты США, на которые ориентировано большинство национальных стандартов других стран, а также международные рекомендации исходят из повреждающего теплового действия электромагнитного фактора. Конкретные значения ПДУ для частот выше 10 МГц рассчитаны по показателю удельного поглощения мощности, который не должен превышать 2 мВт/г массы тела. При этом допускается усреднение на массу всего тела или его часть на время воздействия, ширину импульса излучения, период модуляции. Отечественные нормативы ПДУ не всегда имеют под собой четкие критериальные оценки, поэтому для ряда условий являются неоправданно жесткими. Тем не менее следует отметить, что, согласно этим нормативам, ПДУ на облучение пользователей антеннами радиотелефонов составляет 0,1 мВт/см².

Основной причиной, влияющей на различие стандартов разных стран, следует считать недостаточную изученность биологического воздействия ЭМИ на человека. В частности, это зависимость биологических эффектов от параметров излучения (частота, характер и мощность генерации) и условий воздействия на организм (систематическое, прерывистое, эпизодическое и т.д.).

В последние годы в нашей стране ПДУ ЭМИ систем подвижной радиосвязи регламентируются специальным нормативным документом. Принципиальным его моментом является то, что вводятся две категории облучения – профессиональное и непрофессиональное воздействия. При этом последнее делится на облучение населения, проживающего на прилегающей к антеннам БПС селитебной территории, и облучение пользователей радиотелефонов (мобильных радиостанций). Такая классификация связана с особенностями полей электромагнитного излучения.

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

Лабораторный практикум предназначен для достижения эффективности усвоения теоретического материала. Работы основываются в основном на устройствах, имитирующих реальные изделия. Однако это обстоятельство не вызывает снижения эффекта усвоения учебного материала и позволяет уверенно изучить ту или иную систему.

Лабораторная работа № 1

Характеристики обнаружения импульсных сигналов

1. *Цель работы:* экспериментальное определение характеристик обнаружения одиночного импульса, получение практических навыков работы с пороговыми устройствами, закрепление теоретических сведений о характеристиках случайных процессов.

2. *Принципы построения устройства*

Прием радиотехнических сигналов сопровождается наличием помех. Помехи бывают очень разнообразны как по своим свойствам и происхождению, так и по характеру взаимодействия с сигналом.

Наиболее распространенной помехой являются собственные шумы приемного устройства. Так как шумы обычно складываются с принятыми сигналами, то они являются аддитивной помехой.

Шумовая аддитивная помеха при обнаружении полезного сигнала может привести к ошибочным решениям: к пропуску сигнала от цели или ложной тревоге. Ложная тревога при наличии шума может быть вызвана отдельными шумовыми выбросами, имеющими достаточно большую амплитуду. Пропуск цели обуславливается тем, что полезный сигнал и шумовой сигнал имеют различные (случайные) фазы. Начальная фаза шума на выходе приемного устройства является сравнительно медленно изменяющейся функцией времени. Скорость изменения начальной фазы (интервал корреляции) так же, как и скорость изменения амплитуды (огоняющей) шума, обратно пропорциональна полосе пропускания приемного устройства. Если полезный сигнал и шум находятся в фазе (для элемента

дальности, где имеется цель), то сумма сигнала и шума, естественно, больше полезного сигнала. Наоборот, шум, находящийся в противофазе, приводит к уменьшению амплитуды сигнала, и это, в свою очередь, может привести к пропуску сигнала. Решение о наличии или отсутствии сигнала может приниматься или оператором (визуально), или с помощью автоматического устройства.

Для автоматизации процедуры обнаружения и повышения производительности часто прибегают к использованию в качестве решающего элемента порогового устройства («ограничитель снизу»), т.е. устройства, пропускающего сигналы, превышающие некоторый постоянный уровень напряжения, называемый пороговым. Такое пороговое устройство может быть достаточно эффективным и в реальных системах, если принимаемый сигнал имеет вид одиночного импульса. Однако на практике чаще полезный сигнал имеет вид «пачки» импульсов. В этом случае необходимо суммировать энергию, получаемую с каждым импульсом «пачки» полезного сигнала; устройство съема информации в этом случае может существенно усложниться.

В данной работе исследуются характеристики обнаружения одиночного импульса, известные в литературе под названием «кривых обнаружения».

Кривые обнаружения одиночного импульса очень часто используются при расчетах характеристик обнаружения импульсных последовательностей («пачек импульсов»), а простейшее пороговое устройство является необходимым элементом современных автоматических устройств съема радиолокационной информации.

Следует отметить, что в большинстве случаев случайный характер имеют не только помеховые, но и полезные сигналы. Причиной этого является случайный характер эффективной отражающей поверхности цели и наличие «замираний» отраженного сигнала при распространении.

Изменение отражающей поверхности цели обусловлено тем, что в большинстве случаев размер цели существенно больше длины волны зондирующего сигнала (сложная цель). В этом случае цель можно представить совокупностью «блестящих точек». Отраженный сигнал является суммой сигналов, отраженных от различных «блестящих точек». При движении цели (при повороте относительно центра тяжести) эти «блестящие» точки перемещаются, изменяется разность фаз сигналов, отражен-

ных от различных точек, следовательно, амплитуда суммарного сигнала изменяется. Такой отраженный сигнал называется флюктуирующим. Аналогичное воздействие на сигнал оказывает и изменение во времени условий распространения. Иногда флюктуацию отраженного полезного сигнала считают мультипликативной помехой, так как при сильных «замираниях» сигнала также возможно ошибочное решение – пропуск цели. Ошибочные решения, упомянутые выше, характеризуются вероятностью пропуска цели \hat{D} и вероятностью ложной тревоги F . Обе эти вероятности условные, т.к. вероятность пропуска цели определяется при условии наличия цели в данной точке (данном «элементе дальности»), а вероятность ложной тревоги – при условии отсутствия цели. Определяются эти вероятности отдельно для каждого момента времени («элемента дальности»).

Если взять конечную реализацию шума за интервал T_u , то суммарная вероятность ложной тревоги будет больше вероятности ложной тревоги для одного момента времени. При увеличении длительности реализации шума суммарная вероятность ложной тревоги будет увеличиваться (в пределе до единицы). Для определения суммарной вероятности ложной тревоги можно разбить реализацию шума на интервале T_u на участки, равные длительности интервала корреляции шума τ_u .

Шумы на различных участках будут некоррелированы друг с другом. Тогда суммарную вероятность ложной тревоги можно определить через обратную вероятность:

$$1 - F_\Sigma = (1 - F)^n,$$

где F – вероятность ложной тревоги в одной точке (на одном участке), F_Σ – суммарная вероятность ложной тревоги, n – количество участков (элементов) дальности.

Если n не очень велико, получим $F_\Sigma \approx nF$.

При очень большом F вместо «суммарной вероятности ложной тревоги» пользуются понятием «уровня ложных тревог за единицу времени» – N :

$$N = F \frac{T_u}{\Delta\tau_u}.$$

Интервал корреляции шума $\Delta\tau_{ш}$ определяется полосой пропускания приемного устройства Δf :

$$\Delta\tau_{ш} = \frac{1}{\Delta f}.$$

Как известно из теории оптимального приема сигналов, полоса пропускания приемного устройства для простого радиоимпульса (неширокополосного) определяется длительностью импульса:

$$\Delta f \approx \frac{1}{\tau_u}.$$

Очевидно, что $\Delta\tau_{ш} \approx \tau_u$. Отсюда следует, что для определения вероятности ложной тревоги надо взять достаточно длинную реализацию шума $T_{ш}$, определить количество интервалов корреляции в этой реализации:

$$n = \frac{T_{ш}}{\Delta\tau_{ш}} = \frac{T_{ш}}{\tau_u},$$

подать эту реализацию на пороговое устройство и сосчитать количество ложных тревог на этой реализации – m . Тогда вероятность ложной тревоги

$$F = \frac{m}{n}.$$

Так как обычно вероятность ложной тревоги F очень мала ($10^{-4} - 10^{-10}$), то реализацию шума необходимо брать достаточно большой.

Аналогично определяется и вероятность правильного обнаружения и вероятность пропуска цели. На вход порогового устройства подается импульс полезного сигнала в смеси с шумом в течение периодов повторения. Чтобы исключить влияние шума на элемент дальности, где нет полезного сигнала, импульсы сигнала стробируются. Если за k периодов произойдет m_1 превышений порогового уровня, то вероятность правильного обнаружения

$$D = \frac{m_1}{k}.$$

Соответственно вероятность пропуска цели $\hat{D} = 1 - D$.

Для некоторых практически важных случаев характеристики обнаружения можно определить аналитически. Собственный шум приемного устройства (и активная широкополосная помеха) имеет на выходе УПЧ нормальное распределение. Соответственно огибающая шума имеет релевское распределение (рис. 1.1)

$$P = P(A_{ш}) = \frac{A_{ш}}{\sigma_{ш}^2} \cdot e^{-\frac{A_{ш}^2}{2\sigma_{ш}^2}},$$

где $P(A_{ш})$ – плотность вероятности огибающей шума; $\sigma_{ш}^2$ – дисперсия шума (см. рис. 1.1).

Если после УПЧ поставить линейный детектор и пороговое устройство, то вероятность ложной тревоги определяется выражением:

$$F = \int_{U_{пор}}^{\infty} \frac{A_{ш}}{\sigma_{ш}^2} \cdot e^{-\frac{A_{ш}^2}{2\sigma_{ш}^2}} dA_{ш} = e^{-\frac{U_{пор}^2}{2\sigma_{ш}^2}},$$

где $U_{пор}$ – пороговое напряжение.

Определим вероятность правильного обнаружения флюктуирующего сигнала. Если распределение полезного сигнала также нормальное (в большинстве случаев это условие выполняется), то для огибающей сигнала имеем:

$$P(A_c) = \frac{A_c}{\sigma_c^2} \cdot e^{-\frac{A_c^2}{2\sigma_c^2}},$$

где $P(A_c)$ – плотность вероятности огибающей полезного сигнала; σ_c^2 – дисперсия полезного сигнала.

Так как и полезный сигнал, и шум имеют нормальное распределение, то сумма сигнала и шума также будет распределена по нормальному закону, а для огибающей смеси сигнала и шума (рис. 1.2) получим:

$$P(A_{c ш}) = \frac{A_{c ш}}{\sigma_{c ш}^2} \cdot e^{-\frac{A_{c ш}^2}{2\sigma_{c ш}^2}},$$

где $P(A_{c ш})$ – плотность вероятности сигнала с шумом; $\sigma_{c ш}^2 = \sigma_c^2 + \sigma_{ш}^2$ – дисперсия сигнала с наложенным шумом.

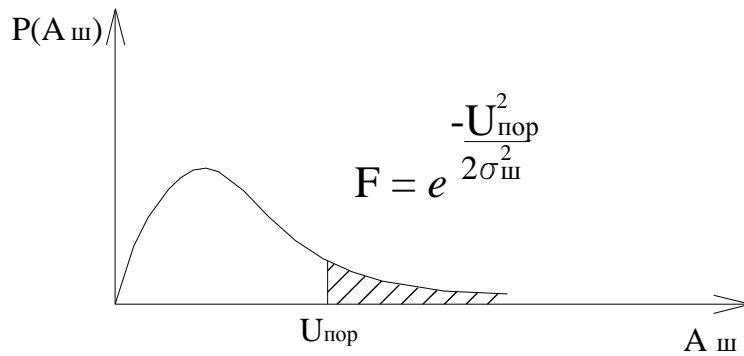


Рис. 1.1

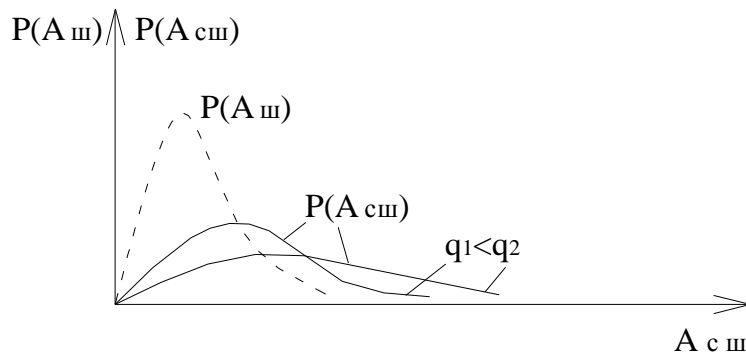


Рис. 1.2

Отсюда вероятность правильного обнаружения

$$D = \int_{U_{пор}}^{\infty} \frac{A_{с ш}}{\sigma_{с ш}^2} \cdot e^{-\frac{A_{с ш}^2}{2\sigma_{с ш}^2}} dA_{с ш} = e^{-\frac{U_{пор}^2}{2\sigma_{с ш}^2}}.$$

Найдем соотношение между вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги.

Пусть отношение сигнал/шум по мощности $q^2 = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{ш}^2}$.

Тогда $D = e^{-\frac{U_{пор}^2}{2\sigma_{ш}^2(1+q^2)}}.$

Возьмем отношение натуральных логарифмов вероятности ложной тревоги и вероятности правильного обнаружения:

$$\frac{\ln F}{\ln D} = \frac{\left(\frac{U_{nop}^2}{2\sigma_{ш}^2} \right)}{\left(\frac{U_{nop}^2}{2\sigma_{ш}^2 (1+q^2)} \right)} = 1 + q^2,$$

откуда следует, что потребное отношение сигнал/шум равно

$$q^2 = \frac{\ln F}{\ln D} - 1$$

и что F и D связаны соотношением $D = F^{\frac{1}{1+q^2}}$.

Так как обычно используется критерий Неймана – Пирсона (т.е. $F = \text{const}$), то по полученным соотношениям можно построить кривые обнаружения флюктуирующего сигнала, т.е. зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум при заданном уровне ложных тревог.

Кривые обнаружения нефлюктуирующего сигнала аналитически определяются аналогично.

Вероятность правильного обнаружения для нефлюктуирующего сигнала определяется интегралом Райса – Релея:

$$D_n = \int_{U_{nop}}^{\infty} \frac{A_{cш}}{\sigma_{cш}^2} \cdot e^{-\frac{A_{cш}^2 + U_c^2}{2\sigma_{ш}^2}} \cdot I_0 \left(\frac{A_{cш} U_c}{\sigma_{cш}^2} \right) dA_{cш},$$

где U_c – амплитуда полезного сигнала; I_0 – модернизированная функция Бесселя нулевого порядка.

Значение вероятности правильного обнаружения может быть вычислено на ЭВМ. Величина U_{nop} определяется по заданной вероятности ложной тревоги в соответствии с ранее полученными зависимостями:

$$U_{nop} = j\sqrt{2\sigma_{ш}^2 \ln F}.$$

Кривые обнаружения для флюктуирующего и нефлюктуирующего сигнала приведены на рис. 1.3.

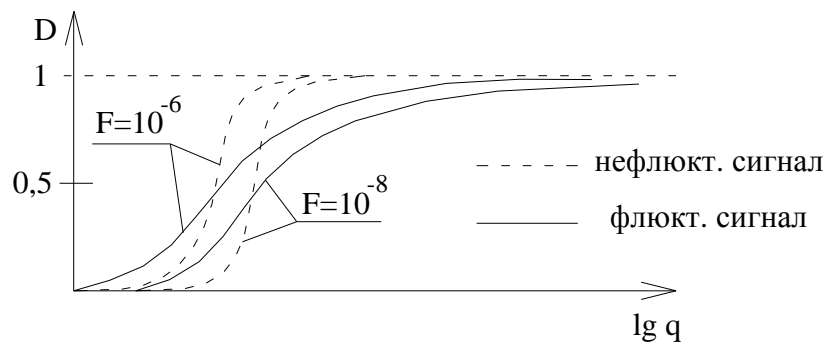


Рис. 1.3

3. Описание лабораторного стенда

Стенд для снятия характеристик с обнаружения состоит из трех функциональных частей:

- имитатор радиолокационных сигналов;
- пороговое устройство со счетчиком импульсов;
- измерительная аппаратура.

Схема стенда приведена на рис. 1.4.

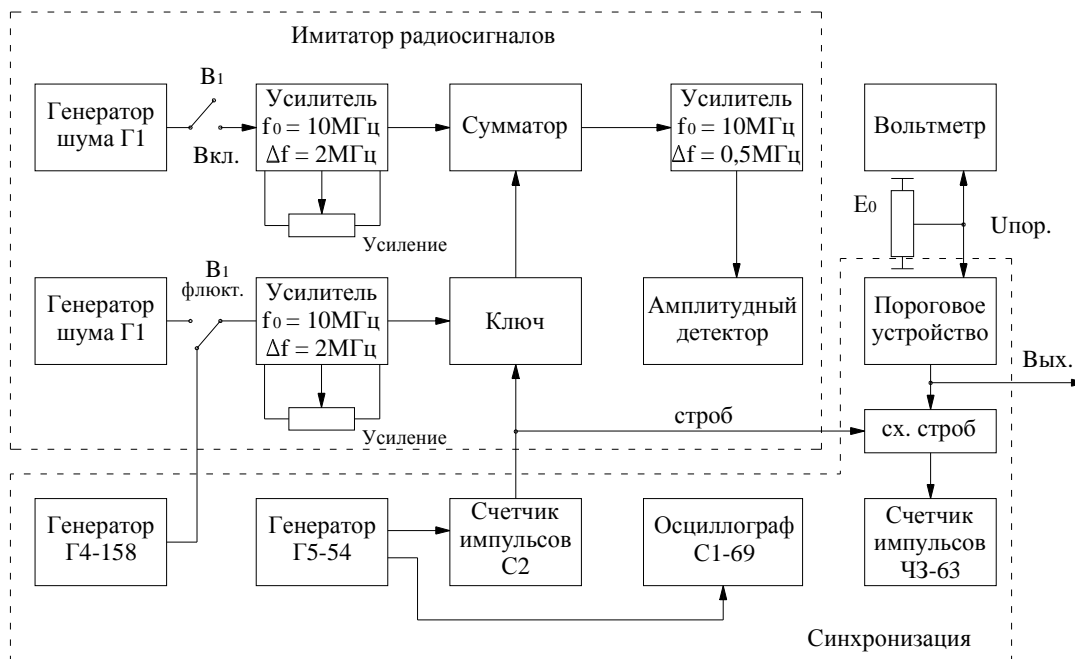


Рис. 1.4

Имитатор радиолокационных сигналов, в свою очередь, состоит из двух генераторов шума, ключа, полосового усилителя и амплитудного детектора.

С помощью одного генератора (Г1) имитируется помеха, вырезки (импульсы) сигнала с выхода второго генератора (Г2) имитируют флюктуирующий полезный сигнал. Полезным сигналом постоянной амплитуды являются вырезки (импульсы) сигнала с генератора Г4-158. Сложение полезных сигналов с помехой производится на радиочастоте (с учетом случайной фазы сигналов). Поэтому шум с выхода генераторов шума – узкополосный ($\Delta f = 2\text{МГц}$, $\Delta f = 10\text{МГц}$). В качестве генератора шума служит полосовой усилитель с шумящим стабилитроном на входе.

В качестве ключа используют полевой МОП-транзистор КП-305, принципиальная схема ключа приведена на рис. 1.5.

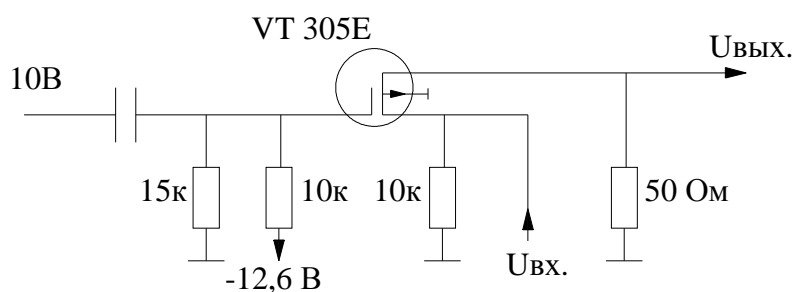


Рис. 1.5

Усилитель после ключа выполняет функцию согласованного фильтра и имеет полосу пропускания порядка 0,5 МГц. Такая полоса необходима для заваливания фронтов импульса с выхода усилителя, чтобы обеспечить сходство этого импульса с сигналами с выхода приемного устройства. Схема усилителя и амплитудного детектора – на рис. 1.6.

Коэффициент усиления может изменяться за счет изменения смещения на затворе транзисторе. Усилитель одновременно служит сумматором и «полезного» сигнала, и помехи.

Амплитудный детектор выполнен на эмиттерном повторителе, что обеспечивает большой динамический диапазон, т.е. выходная характеристика такого детектора достаточно линейная при малой амплитуде сигнала. На транзисторе Т4 выполнен видеоусилитель. Диод Д1 служит для восстановления постоянной составляющей выходного сигнала.

Пороговое устройство (компаратор) выполнено на операционном усилителе К140УД1Б (рис. 1.7)

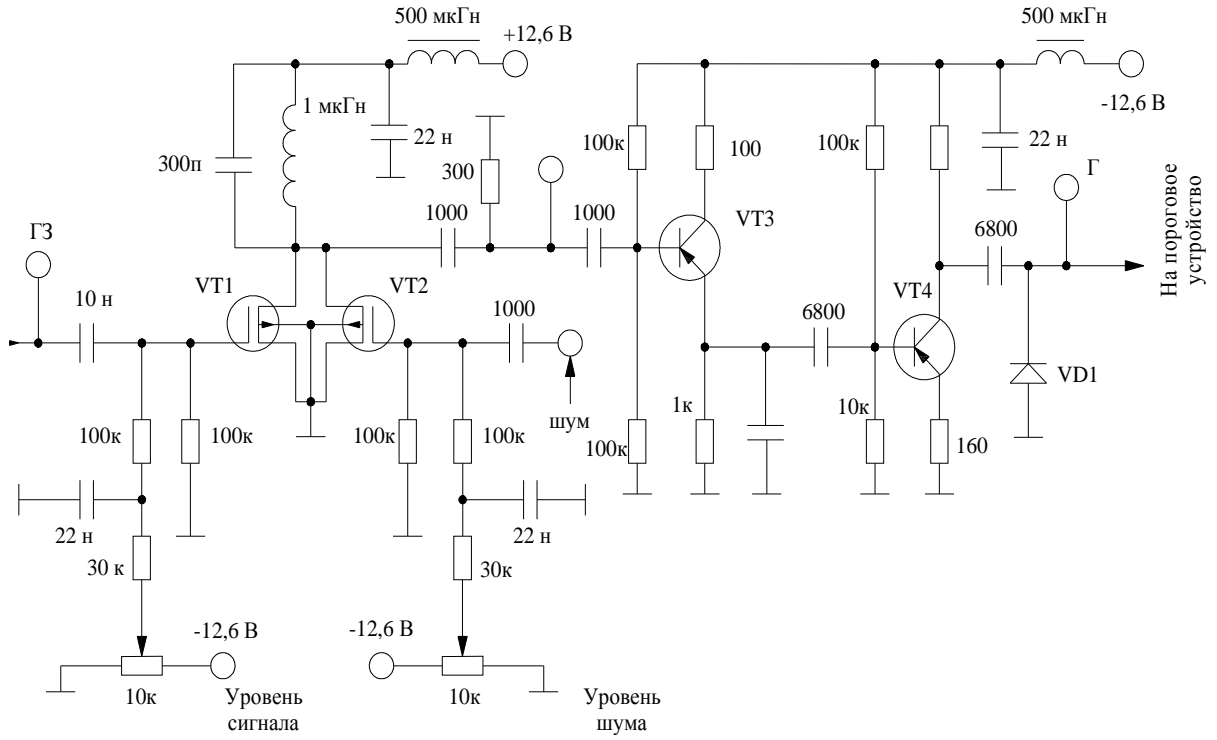


Рис. 1.6

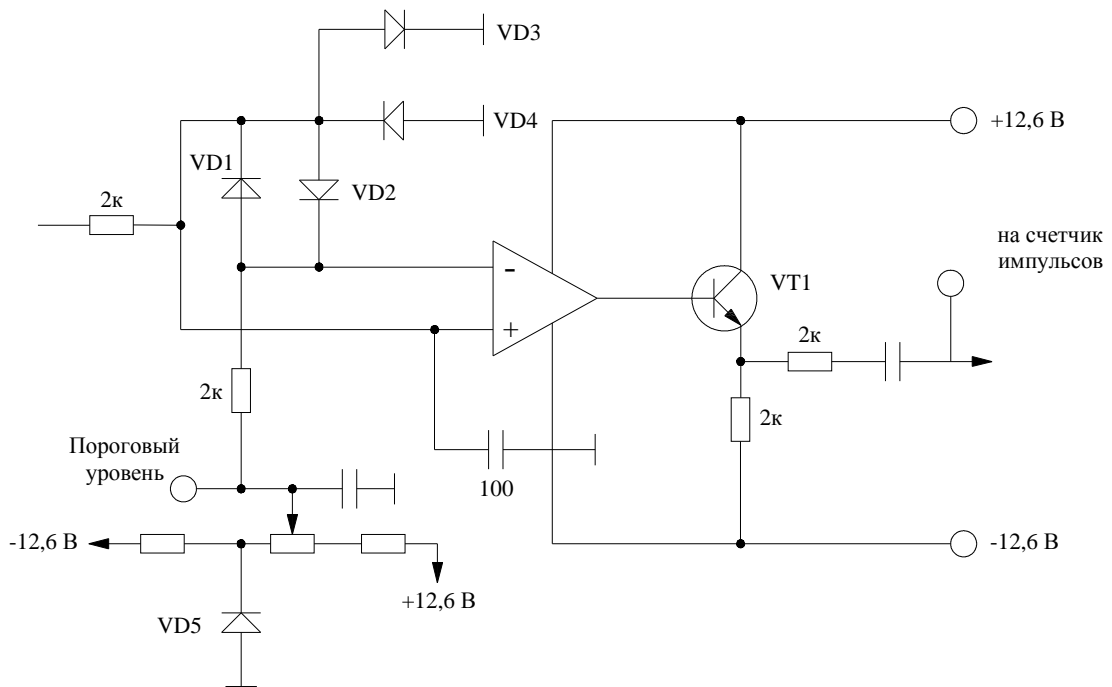


Рис. 1.7

Счетчик импульсов при нажатии на кнопку «Пуск» разрешает прохождение запускающих импульсов с генератора Г5-54 на ключ в количестве, определяемом положением галетного переключателя «10⁵», «10⁴», «10³», «10²» или «10», и собран на микросхемах 155-й серии.

Схема стробирования обеспечивает возможность снятия вероятности правильного обнаружения импульсных сигналов только при наличии запускающих импульсов и собрана также на логической микросхеме К155 ЛАЗ.

4. Задание и порядок выполнения работы

4.1. Ознакомиться со структурой и электрической схемой лабораторной установки, изучить работу макета и уяснить назначение органов управления, изучить работу измерительных приборов по их описаниям.

4.2. Собрать схему эксперимента в соответствии со структурной схемой, включить приборы и дать им прогреться в течение 15 мин.

4.3. С помощью осциллографа С1-69 снять осциллограммы сигналов на контрольных гнездах при нефлюктуирующем и флюктуирующем сигнале при минимальном и максимальном уровне шумов. Параметры импульсов на Г5-54: $\tau = 2$ мс, $U = 4$ В, $f = 0,1$ МГц. На Г4-158: $f = 10$ МГц, «55дБ».

4.4. При максимальном уровне шумов снять зависимость вероятности ложных тревог от величины порогового напряжения. Для снятия зависимости вероятности ложных тревог F от величины порогового напряжения выключите полезный сигнал от генератора Г4-158, установите напряжение порога 0 В. С помощью осциллографа убедитесь в наличии ложных тревог на выходе порогового устройства и отключите его. Вход частотомера ЧЗ-63 в режиме «сумм» «ручн» подключите к выходу стробирующего устройства. Нажмите кнопку «Сброс». При нажатии на кнопку «Пуск» стенда частотомер подсчитает количество ложных тревог на ожидаемое количество интервалов корреляции в соответствии с положением переключателя счетчика импульсов. Рекомендуется «10⁵». Каждое измерение надо повторить не менее 3-х раз, усредняя показатели счетчика. Измерения повторяются для различных уровней напряжения порога: 0; 0,1 В; 0,2 В и т.д. При этом F должно уменьшаться. При малых значениях F подсчет ложных тревог необходимо производить на нестробированном выходе обнаружителя за большой интервал времени: 1; 5; 10 мин. При этом количество интервалов корреляции рассчитывается как

$$m = \frac{t \text{ (вр наблюдения)}}{2 \text{ мкс (длит. имп)}}.$$

F рассчитывается по формуле $F = \frac{N}{m}$, где N – подсчитанное количество ложных тревог за интервал наблюдения.

По полученным точкам постройте калибровочную кривую. Для уточнения $U_{нор}$ для интересующих точек с $F = 0,1; 10^{-2}; 10^{-4}; 10^{-6}$ можно повторить предыдущие измерения в окрестностях необходимой величины $U_{нор}$.

4.5. При фиксированных значениях вероятности ложных тревог $F = 0,1; 10^{-2}; 10^{-4}; 10^{-6}$ снимите зависимость вероятности правильного обнаружения нефлюктуирующих сигналов от отношения сигнал/шум. Установите величину $U_{нор}$ в положение, соответствующее $F = 0,1$ по результатам выполнения п. 4.4. Для калибровки $q = P_c/P_{ш} = 1$. Подключите осциллограф к выходу АД. Манипулируя ручками «D», «mV/cm», «множитель», добейтесь изображения шумового напряжения, укладываемого в 3 больших деления. При этом дисперсия шума будет равна одному большому делению. Выключите шумы и подайте на обнаружитель полезные нефлюктуирующие импульсы. С помощью аттенюатора Г4-158 добейтесь амплитуды полезных импульсов на выходе АД, равной одному большому делению. При этом аттенюатор генератора покажет уровень сигнала, при котором $P_c/P_{ш} = 1$ (примерно от – 55 до – 65 дБ). Включите генератор шума. Подсчет количества правильно обнаруженных импульсов производится частотомером на стробированном выходе обнаружителя, для чего нажмите кнопку «Сброс» частотомера и «Пуск» – стенда. Изменение $P_c/P_{ш}$ осуществляется изменением полезного сигнала с выхода Г4-158 (3 дБ – 2 раза).

Для каждого значения F для построения графиков $D = f(q)$ необходимо измерение не менее 5 – 6 точек вероятности правильного обнаружения, причем необходимо по возможности точнее определить точки перегиба характеристик при $D \rightarrow 0$ и $D \rightarrow 1$.

4.6. Повторить п. 4.5. для флюктуирующего сигнала в пределах допустимой регулировки соответствующих уровней. Измерения проводятся аналогично п. 4.5. Изменение $P_c/P_{ш}$ осуществляется изменением флюктуирующей амплитуды полезного сигнала ручкой «Уровень сигнала» стенда. При $P_c/P_{ш} = 1$ фиксирующая амплитуда полезного сигнала на выходе АД укладывается в 3 больших деления экрана осциллографа, аналогично шумам.

Отношение $P_c/P_{ш}$ изменяется в 2 раза при изменении амплитуды в 1,41 раза (3 дБ).

Содержание отчета

1. Структурная схема.
2. Снимаемые осциллограммы и таблицы измерений.
3. График зависимости уровня ложных тревог от $U_{пор}$.
4. Семейство кривых обнаружения для флюктуирующего и нефлюктуирующего импульсов.
5. Выводы по проделанной работе.

Контрольные вопросы

1. Охарактеризуйте назначение и функции всех устройств структурной схемы используемого макета.
2. Чем определяется F в реальных обнаружителях?
3. Чем определяется D в реальных обнаружителях?
4. Объясните механизм возникновения флюктуаций амплитуды отраженного сигнала в РЛС.
5. В чем отличие весового критерия оптимальности обнаружителей сигналов от критерия Неймана – Пирсона?
6. Назовите условия согласования фильтра с сигналом.
7. Дайте понятие квазисогласованного фильтра.
8. Докажите, что усилитель сигнала с выхода сумматора является квазисогласованным фильтром.
9. Чем объяснить снижение F при увеличении $U_{он}$?
10. Почему при увеличении F вероятность D также возрастает?
11. Объясните ход кривых обнаружения для нефлюктуирующего сигнала.
12. Объясните ход кривых для флюктуирующего сигнала.
13. Почему $D(q)$ флюктуирующего сигнала при малых q (больших q) больше (меньше), чем $D(q)$ нефлюктуирующего сигнала?

Лабораторная работа № 2

Исследование импульсного следящего дальномера

1. Цель работы

Экспериментальное определение характеристик следящего импульсного дальномера, получение практических навыков работы с системами автоматического регулирования, закрепление теоретических знаний об оценке временного положения импульсных сигналов следящим дальномером.

2. Общие сведения

Радиолокационное измерение дальности импульсным методом состоит в определении временной задержки между моментами излучения зондирующего и приема отраженного сигналов. Так как скорость распространения электромагнитного колебания можно считать постоянной, то дальность до объекта можно определить по формуле:

$$R = \frac{c\tau_z}{2},$$

где $c = 300000$ км/с – скорость света; τ_z – временная задержка.

Измерение дальности чаще всего производится не однократно, а непрерывно на определенном временном интервале. В этом случае определяется закон изменения дальности, цель «сопровождается» радиолокатором на требуемом интервале дальностей. Необходимость использования систем сопровождения обусловлена тем, что отраженных от объекта сигналов даже на небольшом временном интервале приходит достаточно большое количество и система производит оптимальную обработку – «суммирование» информации от всех импульсов на этом интервале.

По степени автоматизации системы сопровождения (иногда их называют «следящими системами») могут быть разделены на 3 вида:

- системы ручного сопровождения, широко применявшиеся в период ВОВ (в настоящее время ручное сопровождение может использоваться при наличии помех большой интенсивности);
- системы полуавтоматического сопровождения (в настоящее время практически не используются);
- системы автоматического сопровождения, которые чаще всего используются в современных радиолокационных станциях.

Кроме того, системы сопровождения могут классифицироваться по виду зондирующего сигнала (импульсные, частотные, фазовые), по элементной базе (электромеханические, электронные, цифровые), по виду координаты (дальность, азимут, угол места), по порядку астатизма и т.д.

На рис. 2.1 изображена функциональная схема одного из вариантов следящего радиодальномера. Автоматическое измерение дальности сводится к автоматическому изменению задержки «стробов» сопровождения с помощью управляющего напряжения, пропорционального временному рассогласованию положений импульса цели и стробов сопровождения (они же являются и селекторными импульсами).

Напряжение рассогласования U_{δ} вырабатывается временным дискриминатором и обычно называется сигналом ошибки, т.к. оно пропорционально временному рассогласованию (ошибке) в совмещении сигнального и селекторных импульсов (стробов сопровождения).

Пусковые импульсы от синхронизатора одновременно с запуском модулятора передатчика подаются на схему управляемой задержки. На выходе схемы управляемой задержки формируются стробы сопровождения, задержка которых определяется управляющим напряжением, зависящим от напряжения сигнала ошибки. На дискриминатор подаются сигнальный импульс от приемника и стробы сопровождения со схемы управляемой задержки. Если линия раздела первого и второго стробов сопровождения смещена относительно середины импульса отраженного сигнала, то на выходе дискриминатора появится напряжение сигнала ошибки U_{δ} (рис. 2.2), величина и полярность которого определяется временным рассогласованием Δt . Напряжение U_{δ} после усиления и преобразования схемой управления воздействует на схему управляемой задержки таким образом, чтобы свести рассогласование Δt к нулю. Следовательно, время задержки стробов сопровождения автоматически поддерживается равным задержке отраженного сигнала, а соответствующая этому времени информация о дальности может быть введена в вычислительное устройство или в виде постоянного (точнее, медленно меняющегося) напряжения, которое подается на схему управляемой задержки, или непосредственно в виде синхронизирующего импульса начала цикла зондирования и одного из селекторных импульсов, временной сдвиг между которыми пропорционален дальности до цели. В настоящее время чаще всего этот сдвиг преобразуется в код с помощью несложного цифрового устройства. Следует отметить, что использование такого цифрового устройства для прямого преобразования временного сдвига между синхронизирующим импульсом и им-

пульсом, отраженным от цели, в код чаще всего затруднено из-за наличия выбросов шумового мешающего сигнала.

Следует также отметить, что схема управления обеспечивает не только усиление напряжения U_{δ} , но и его усреднение на некотором временном интервале, т.е. она является инерциальным элементом следящего дальномера.

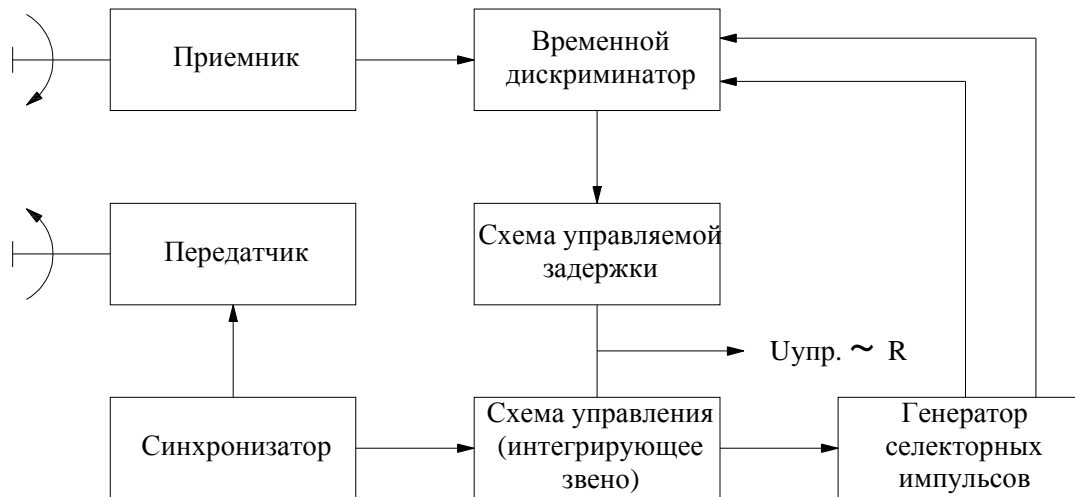


Рис. 2.1 Функциональная схема следящего радиодальномера

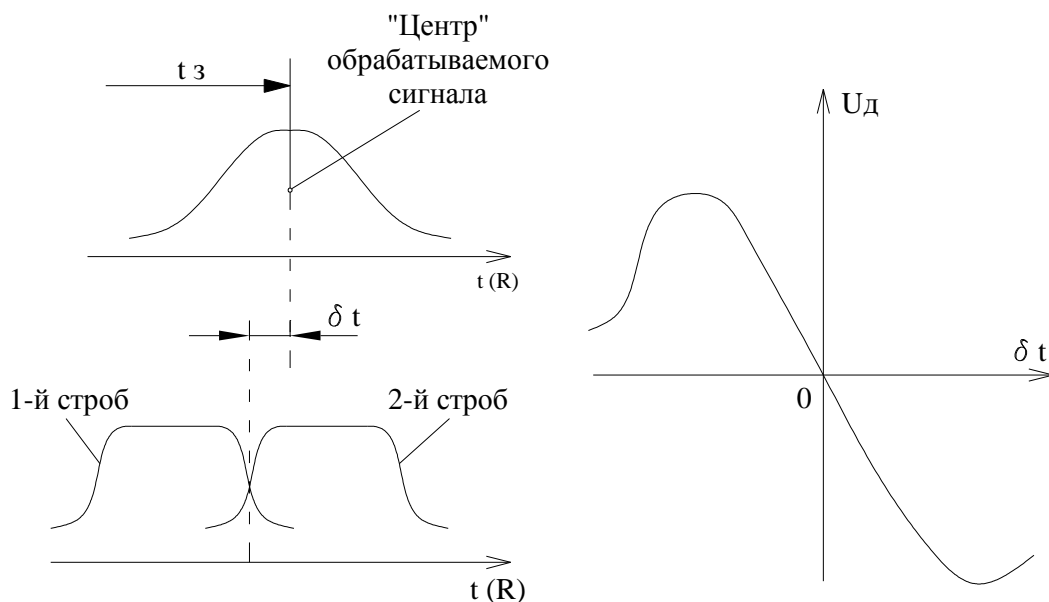


Рис. 2.2 Принцип действия временного дискриминатора

Необходимость введения инерционности обусловлена наличием шума в сигнале, поступающем от приемника. При отсутствии сглаживающего устройства в случае малого отношения сигнал/шум задержка селекторных импульсов изменялась бы в широких пределах за счет наличия в напряжении U_δ случайной составляющей, обусловленной шумом. Это означало бы наличие большой флуктуационной ошибки измерения. Инерционные свойства схемы управления позволяют отфильтровать (сгладить) случайную составляющую U_δ , чем обеспечивается уменьшение флуктуационных ошибок.

Однако инерционность схемы задержки имеет и отрицательные последствия. Так как цель перемещается в пространстве, то за счет инерционности схемы стробы сопровождения будут совмещаться с целью с некоторым опозданием, что эквивалентно наличию в системе динамической ошибки измерения дальности. Чем инерционней система, тем больше динамическая ошибка.

Для обеспечения достаточно малого значения динамической ошибки дальномера в состав схемы управления вводят интегрирующие звенья. Примером интегрирующего звена является малоинерционный двигатель, на валу которого (через редуктор) установлено переменное сопротивление. Напряжение с выхода сопротивления подается на схему управляемой задержки. Если подать на двигатель напряжение, то двигатель будет перемещать движок сопротивления до тех пор, пока задержка стробов сопровождения не станет равной задержке отраженного сигнала, после чего напряжение U_δ станет равным нулю и двигатель остановится. Это означает, что динамическая ошибка для неподвижной цели у системы с одним интегрирующим звеном равна нулю. Для цели, двигающейся с постоянной радиальной скоростью, система с астатизмом первого порядка обеспечивает постоянное значение динамической ошибки, т.к. в этом случае стробы сопровождения должны перемещаться с постоянной скоростью. Это означает, что ротор двигателя должен вращаться с постоянной скоростью, для чего необходимо постоянное значение напряжения U_δ . На рис. 2.3, а приведена зависимость изменения показаний дальномера при «линейно-ломаном» изменении дальности до цели.

Здесь R_φ – дальность до цели, $R_{\text{вых}}$ – измеренная дальность, $R_{\text{дин}}$ – динамическая ошибка.

При установке в схеме управления двух интегрирующих звеньев, включенных последовательно, при постоянном значении радиальной скорости цели можно получить нулевую динамическую ошибку в установившемся режиме.

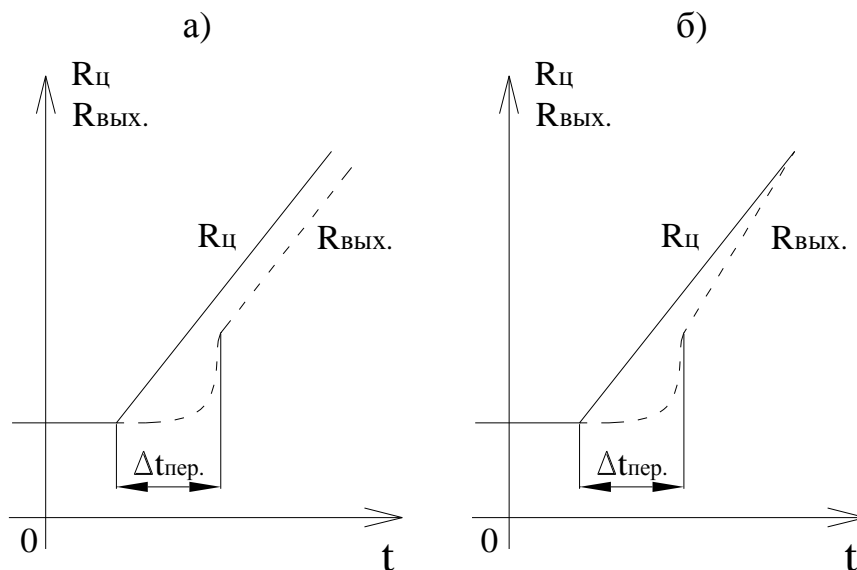


Рис. 2.3. Изменение выходной координаты дальномера с астатизмом первого (а) и второго (б) порядка. Входная координата – линейно-ломаная кривая

Действительно, напряжение U_0 будет не равным нулю лишь до тех пор, пока напряжение на выходе первого интегрирующего звена (переменного сопротивления) не станет равным величине, необходимой для заданной скорости изменения напряжения на выходе второго интегрирующего звена (скорости изменения задержки селекторных импульсов).

Система с двумя интегрирующими звеньями называется системой с астатизмом второго порядка. Примерный вид изменения выходной дальности для этого случая приведен на рис. 2.3, б.

Динамическая ошибка здесь имеется лишь в переходном режиме $\Delta t_{пер.}$. Очевидно, что для цели, движущейся с постоянным ускорением, система с астатизмом второго порядка обеспечит в установившемся режиме постоянное значение динамической ошибки, для сопровождения без динамической ошибки в этом случае потребовалась бы система с астатизмом третьего порядка. Однако на практике очень редко используется больше двух интегрирующих звеньев, поскольку введение каждого следующего интегрирующего звена усложняет систему и затрудняет обеспечение ее устойчивой работы.

В структурную схему дальномера, в схему управления кроме интегрирующих входят и другие звенья. В частности, двигатель более точно описывается интегрирующим и инерционным звеньями. Кроме того, в цепь регулирования обычно включаются корректирующие звенья.

В качестве интегрирующего звена в настоящее время вместо двигателя используют обычно или интегратор – для аналоговых схем, или реверсивный счетчик – для цифровых. Интегратор обычно реализуется на операционном усилителе (рис. 2.4).

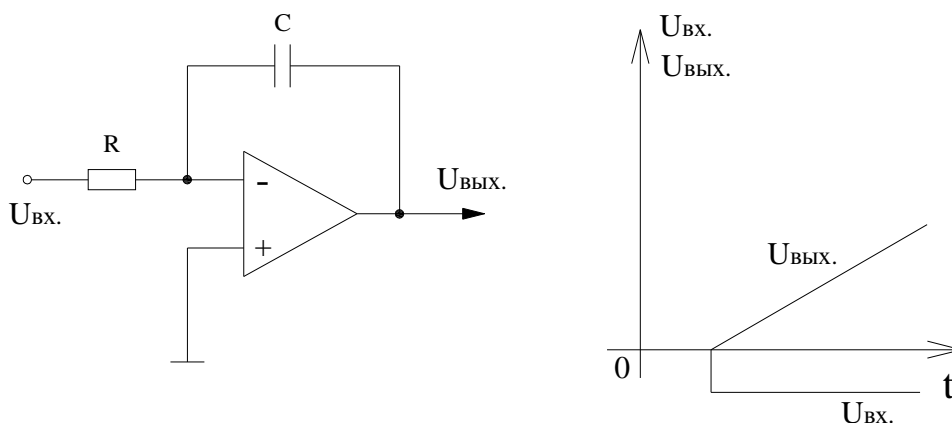


Рис. 2.4. Аналоговый интегратор

Выходное напряжение интегратора пропорционально интегралу входного напряжения на значительно большем временном и амплитудном интервале по сравнению с интегрирующей цепочкой. Дифференциальное напряжение на входе операционного усилителя в линейном режиме практически равно 0, поэтому ток через сопротивление R (или скорость заряда конденсатора C) определяется лишь величиной входного напряжения для большего диапазона изменения $U_{вых.}$

При настройке, наладке дальномера обычно определяется переходной процесс или снимается амплитудно-частотная характеристика системы.

Для определения переходного процесса в режиме сопровождения неподвижной цели имитируется мгновенное перемещение цели по дальности и регистрируется процесс обработки этого перемещения. При этом скачок импульса не должен выходить за пределы линейного участка дискриминаторной кривой. Чем инерционней, узкополосней система, тем дольше длится переходной процесс $h(\tau)$ (рис. 2.5). Часто для определения инерционных свойств линейных фильтров используют понятие импульсной функции системы $k(\tau)$, являющейся реакцией системы на единичный импульс (импульс бесконечно малой длительности и единичной энергии). Известно, что импульсная характеристика является первой производной переходного процесса:

$$k(\tau) = \frac{d}{d\tau} h(\tau).$$

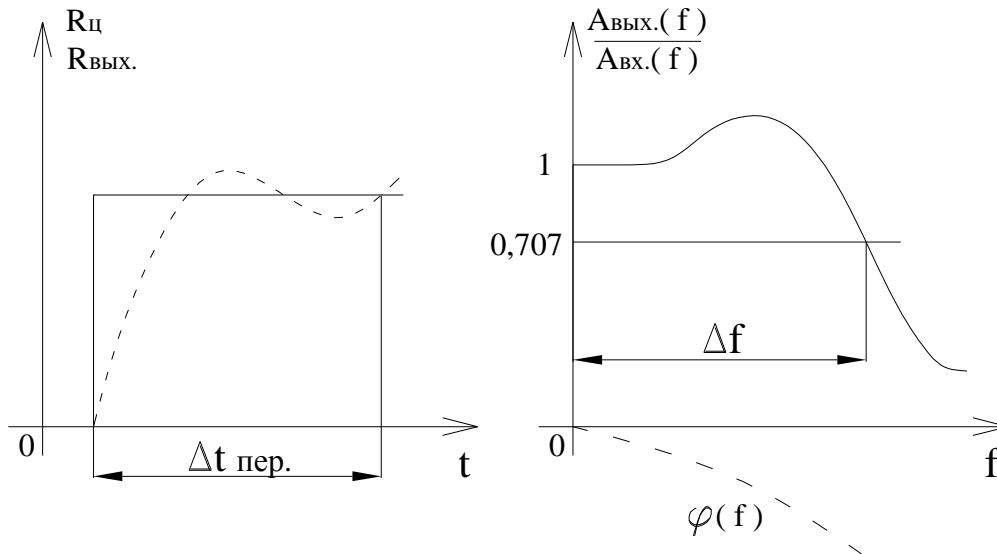


Рис. 2.5. Переходный процесс и АЧХ дальномера

Иногда для описания динамических и инерционных свойств следящего дальномера снимают его амплитудно-частотную (а иногда и фазо-частотную) характеристику.

Для снятия этой характеристики на вход системы подают импульс цели с синусоидальным законом изменения задержки (дальности). Амплитуда синусоидального изменения постоянна, а частота медленно изменяется в достаточно большом интервале (обычно от 0,01 – 0,1 Гц до 3 – 10 Гц).

При этом измеряется амплитуда (и фаза) синусоидальной составляющей на выходе дальномера. Примерный вид этой характеристики также приведен на рис. 2.5, на котором Δf – полоса пропускания системы.

Как известно, определение амплитудно-частотной характеристики имеет смысл лишь для линейного фильтра (четырёхполюсника). В первом приближении следящий дальномер можно считать линейным фильтром по обработке радиальной дальности. Следящий дальномер будет линейным фильтром, если сигнал ошибки не выходит за пределы линейного участка дискриминаторной кривой. Поэтому амплитуда синусоидального перемещения сигнального импульса не должна быть больше раствора дискриминаторной кривой.

Известно, что амплитудно-частотная характеристика $A(\omega)$ и фазо-частотная характеристика $\varphi(\omega)$ линейной системы однозначно связаны с импульсной характеристикой системы – $k(\tau)$:

$$A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} = \int_0^{\infty} k(\tau) \cdot e^{j\omega\tau} d\tau.$$

На практике часто используют более простую зависимость:

$$t_{nep} \approx \frac{1}{\Delta f}.$$

Знание полосы пропускания системы (или длительности переходного процесса – Δt_{nep}) позволяет рассчитать величину флуктуационной ошибки, обусловленной шумом:

$$\sigma_{\phi} = \frac{c\tau_u}{2\sqrt{q^2 F_n / \Delta F}}.$$

где σ_{ϕ} – среднеквадратичное значение флуктуационной ошибки, м; τ_u – длительности импульса, с; q^2 – отношение сигнал/шум в импульсе (по мощности); F_n – частота посылок импульсов, Гц; ΔF – полоса пропускания системы, Гц; c – скорость света, м/с.

Для определения величины динамической ошибки обычно используют понятие коэффициента ошибки.

Если закон изменения дальности представляется полиномом n -ой степени

$$R(t) = A_0 + A_1 t + A_2 t^2 + \dots + A_n t^n,$$

то динамическая ошибка может быть представлена в виде ряда

$$\delta R_{\text{дин}}(t) = R(t)C_0 + R'(t)C_1 + \dots + R^{(n)}(t)C_n.$$

Очевидно, что для системы, обладающей астатизмом первого порядка, с $C_0 = 0$, и ошибка по положению равна 0.

Для системы с астатизмом второго порядка $C_0 = C_1 = 0$, т.е. отсутствуют ошибки по положению и по скорости.

Величина коэффициентов ошибок может быть определена расчетным путем по логарифмическим амплитудно-частотным характеристикам и экспериментально по отношению динамической ошибки к скорости цели при постоянном значении этой скорости.

Действительно, если в законе изменения входной дальности имеется лишь первая производная, то для системы с астатизмом первого порядка

$$C_1 = \frac{\delta R_{\text{дин}}}{R'(t)} = \frac{\delta R_{\text{дин}}}{V_R},$$

где $R'(t) = V_R$ – радиальная скорость цели. Иногда в литературе встречается понятие «добротность системы по скорости» $K_V = 1/C_1$.

Точность измерения дальности по цели помимо динамической и флуктуационной ошибок зависит также и от ошибок съема координаты (приборных ошибок). В частности, при съеме координаты дальности в виде напряжения со схемы управления приборная ошибка определяется степенью линейности задержки выходного импульса от напряжения задержки.

Часто для снижения приборных ошибок используют двухшкальные системы. Грубая шкала обеспечивает однозначное измерение в большом диапазоне дальностей, точная – высокую линейность (точность) на сравнительно малом участке. Наиболее современным методом съема координаты является цифровой метод. Можно показать, что он эквивалентен многошкальному методу (число шкал равно числу разрядов). Приборная ошибка в этом случае определяется младшим разрядом – шумом квантования и начальной ошибкой установки дальности.

Суммарную ошибку измерения дальности можно определить по формуле:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{\phi}^2 + \sigma_{дин}^2 + \sigma_{пр}^2,$$

где σ_{Σ}^2 – суммарная среднеквадратичная ошибка; $\sigma_{дин}^2$ – дисперсия динамической ошибки; σ_{ϕ}^2 – дисперсия флуктуационной ошибки; $\sigma_{пр}^2$ – дисперсия приборной ошибки.

К числу основных характеристик радиодальномера помимо точности следует отнести:

- а) максимальную и минимальную измеряемые дальности;
- б) максимальную скорость движения цели;
- в) количество целей (каналов) в дальномере;
- г) разрешающую способность.

3. Описание лабораторного стенда

Функциональная схема стенда, приведенная на рис. 2.6, может быть разделена на 3 части: имитатор сигнала, отраженного от движущейся цели, и сигнала помехи; следящий дальномер; измерительная аппаратура.

Имитатор сигналов заменяет для исследуемого дальномера аппаратуру всего радиолокатора, в состав которого дальномер может входить. Состоит имитатор из узла имитации траектории движения цели по дальности, схемы управляемой задержки, генератора радиоимпульса и генератора шума.

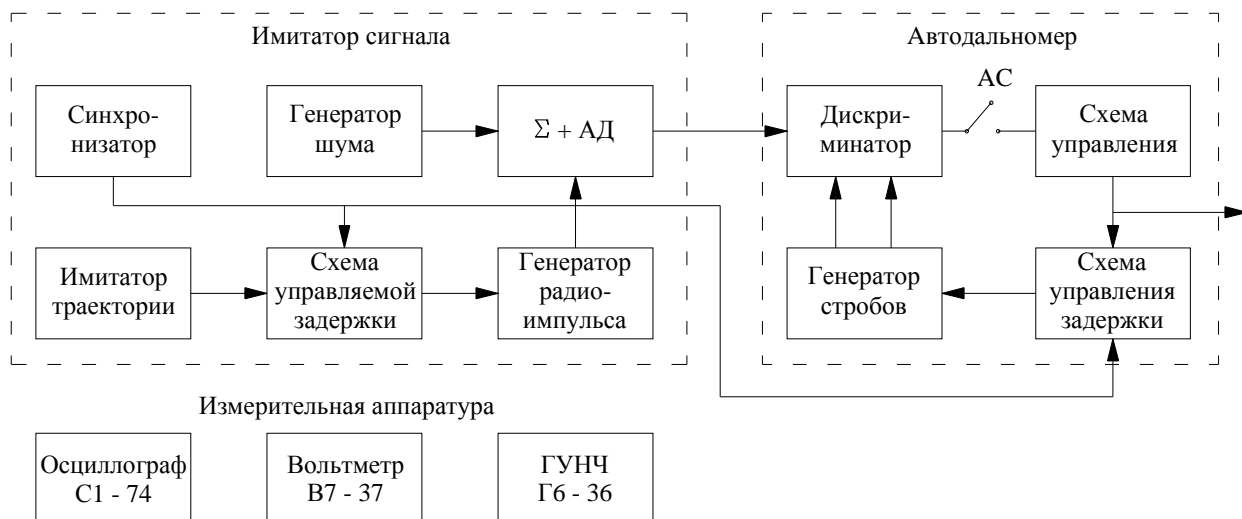


Рис. 2.6. Функциональная схема стенда

Принципиальная схема имитатора траектории, синхронизатора и схема управляемой задержки приведены на рис. 2.7.

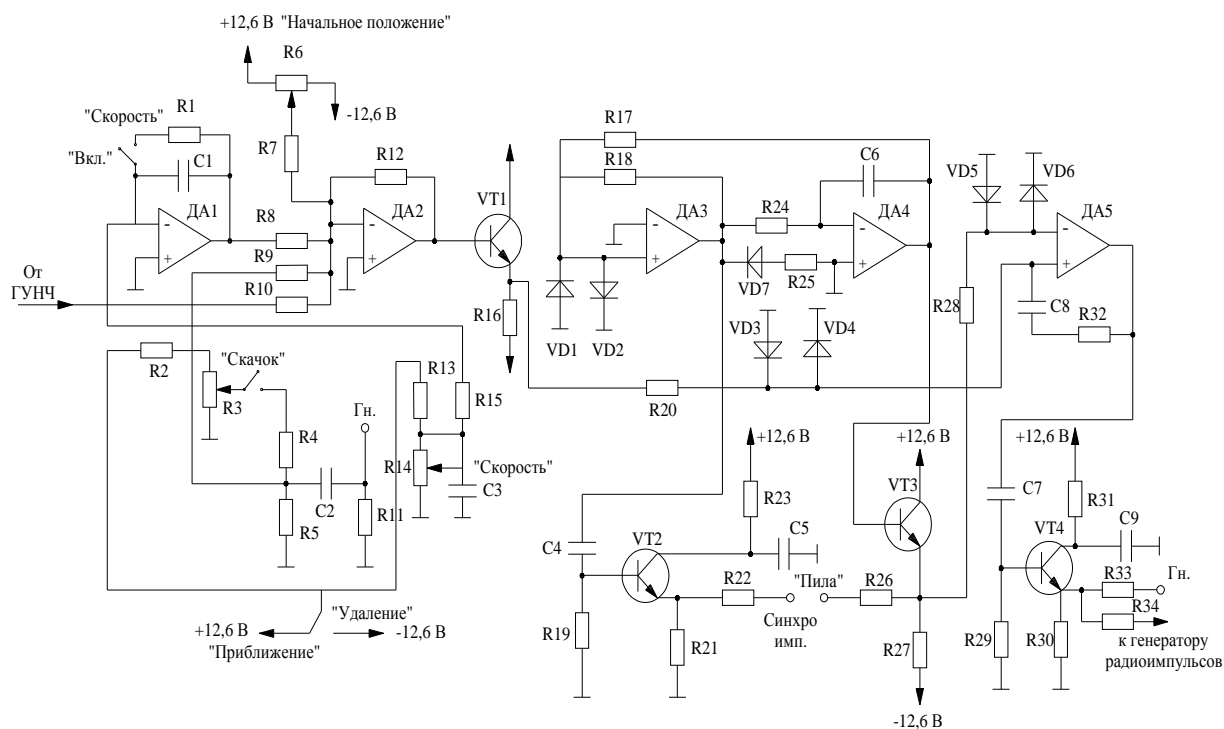


Рис. 2.7. Принципиальная схема имитатора траектории, синхронизатора и схемы управляемой задержки

На микросхемах А3 и А4 реализован мультивибратор синхронизации. С выхода микросхемы А3 снимаются прямоугольные импульсы, а с выхода микросхемы А4 – пилообразные. Колебания мультивибратора не-

симметричные, отрицательный импульс примерно в 10 раз короче положительного. Соответственно и пилообразное напряжение несимметричное, отрицательная пила соответствует развертке дальности, положительная пила – обратному ходу.

Положительный прямоугольный импульс после дифференцирующей цепочки эмиттерного повторителя используется в качестве синхронизирующего импульса на запуск развертки осциллографа, который используется в качестве индикатора дальности.

Пилообразное напряжение с выхода эмиттерного повторителя на транзисторе Т2 используется в схемах управляемой задержки имитатора и дальномера.

В качестве схемы управляемой задержки используется компаратор на микросхеме А5. Здесь пила синхронизатора сравнивается с управляющим напряжением, которое поступает с имитатора траектории, выполненного на микросхемах А1 и А2. В момент выравнивания напряжения пилы и напряжения задержки напряжение с выхода компаратора резко изменяет полярность. Положительный перепад напряжений после дифференцирующей цепочки и эмиттерного повторителя на транзисторе Т4 используется в качестве импульса, отраженного от цели. Положение этого импульса относительно синхронизирующего импульса определяется величиной напряжения задержки.

Напряжение задержки может изменяться вручную с помощью переменного сопротивления «Начальное положение» или автоматически с помощью интегратора, выполненного на микросхеме А1. Скорость и характер изменения напряжения с выхода интегратора регулируются переменным сопротивлением «Скорость» и переключателем «Удаление – приближение».

На микросхеме А2 выполнен сумматор напряжения начального положения, скорости, «скачка» и синусоидального напряжения с генератора ультранизкой частоты (ГУНЧ). «Скачок» напряжения используется для снятия переходного процесса. Напряжение с ГУНЧ используется при снятии амплитудно-частотной характеристики дальномера.

На рис. 2.8 приведена схема генератора радиоимпульса, сумматора радиоимпульса и шума и амплитудного детектора. Генератор радиоимпульса необходим для того, чтобы полярный сигнал с шумом складывались на радиочастоте, т.е. с учетом фазовых соотношений.

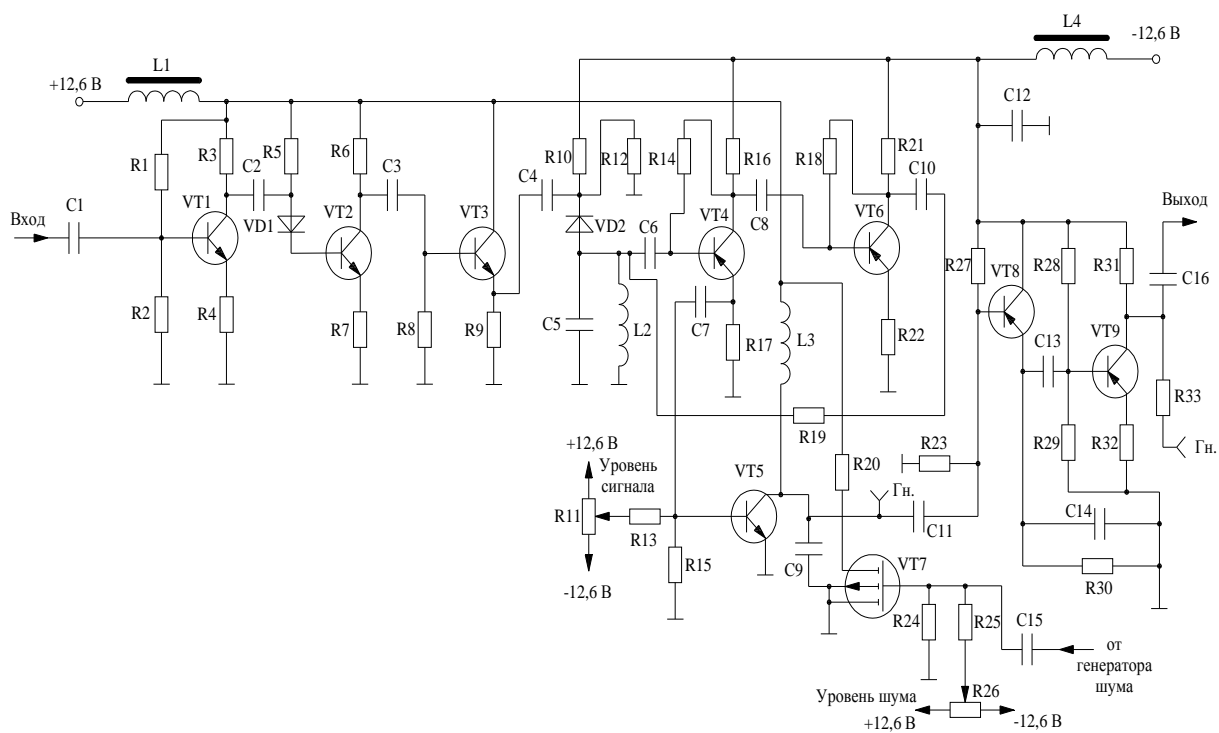


Рис. 2.8. Схема генератора радиоимпульса, сумматора, амплитудного детектора

Собственно генератор радиоимпульсов выполнен на транзисторах VT4 и VT5. Положительная обратная связь обеспечивается за счет двух каскадов усиления. Частота колебаний определяется резонансной частотой контура L1C2, т.к. только на этой частоте положительная обратная связь больше единицы. Величина обратной связи определяется делителем R2 и эквивалентным сопротивлением контура. Параллельно контуру через диод VD1 подключено сопротивление R2. Когда диод открыт, сопротивление контура мало, мала положительная обратная связь и колебания отсутствуют. Диод VD1 закрывается положительным импульсом с эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторе VT3. Длительность и амплитуда положительного импульса определяются одновибратором, выполненным на транзисторах VT1 и VT2. Изменяя величину емкости C1, можно регулировать длительность импульса. Номинальное значение длительности 1,5 – 2 мкс.

Колебания генератора радиоимпульса начинаются сразу же после поступления положительного импульса за счет энергии, запасенной в кон-

туре при протекании через индуктивность постоянного тока. Изменением величины сопротивления можно регулировать характер изменения амплитуды колебаний на интервале, равном длительности импульса. Если энергия, накопленная в индуктивности, мала, то колебания будут нарастающими, если, наоборот, она очень велика, то колебания будут несколько затухать.

На транзисторах VT6 и VT7, работающих на общую резонансную нагрузку, осуществляется сложение радиоимпульсов с шумами, поступающими с генератора шума (рис. 2.9). Крутизна и, следовательно, коэффициент усиления транзисторов VT7 (КП-305) может регулироваться изменением смещения на затворе. Полоса пропускания данного сумматора согласована с эффективной шириной спектра отраженного сигнала.

На транзисторах VT8 и VT9 выполнены соответственно амплитудный детектор и видеоусилитель. Напряжение с выхода видеоусилителя поступает на вход дискриминатора.

Генератор шума, выполненный на отдельной экранированной плате, представляет собой трехкаскадный усилитель с шумящим диодом на выходе. Два каскада усилителя апериодические (VT1 и VT3), один каскад (VT2) – резонансный. Полоса пропускания усилителя 1 – 2 МГц, несущая частота 10 МГц, коэффициент усиления порядка 100 – 300. Уровень шума с выхода – 100 – 300 мВ (рис. 2.9).

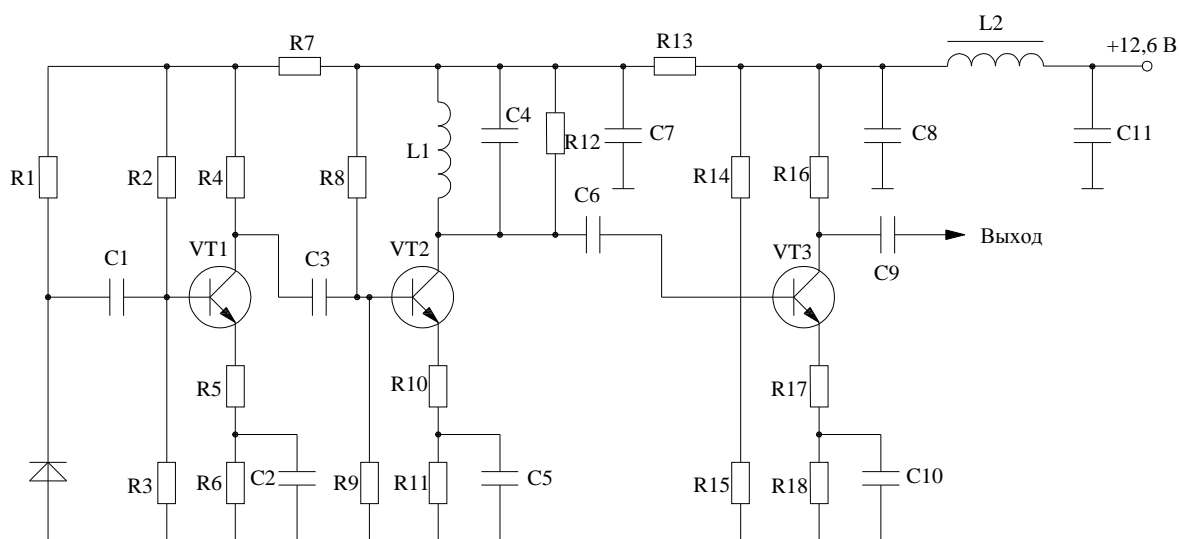


Рис. 2.9. Схема генератора шума

Схема дискриминатора с генератором стробирующих импульсов приведена на рис. 2.10. Генератор стробирующих импульсов представляет собой два одновибратора (VT1–VT4). Первый одновибратор (T1, T2) является генератором первого строба.

Одновибраторы первого (T1, T2) и второго (T3, T4) стробов питаются напряжением $\pm 12,6$ В, что обеспечивает достаточно большую амплитуду этих импульсов (15 – 20 В). Длительность стробов определяется постоянной времени RC цепочки на входах транзисторов T2 и T4. Положительные импульсы («стробы сопровождения») поступают в качестве отпирающих сигналов на ключи (T6, T7). Ключи выполнены на полевых транзисторах КП-305. При отсутствии импульсов ключи заперты постоянными напряжениями – (5 – 6) В. На вход ключей поступает смесь полезного сигнала с шумом с выходов фазоинвертора (T5). Сигналы с выходов фазоинвертора разной полярности: положительной – с коллектора транзистора и отрицательной – с эмиттера.

Положительный и отрицательный импульсы с выходов ключей складываются на микросхеме А1. Постоянная времени сглаживающего фильтра – порядка 0,01 с. Напряжение с выхода дискриминатора – порядка $\pm 1,5$ В, что соответствует длительности стробов, равной 2 мкс. Крутизна дискриминаторной кривой – порядка 10 мВ/м.

Выходной каскад дискриминатора является инерционным звеном с постоянной времени $T = 0,01$ с.

Схема устройства управляемой задержки приведена на рис. 2.11. В состав схемы входят: корректирующее звено (R1, C1, C2, R2), интегратор (A1), сумматор (A2) и компаратор (A3). Собственно схемой управляемой задержки является компаратор, где напряжение задержки сравнивается с пилообразным напряжением, поступающим с синхронизатора (см. рис. 2.7). В момент, когда напряжения на входе компаратора равны, происходит резкое изменение полярности напряжения с выхода компаратора.

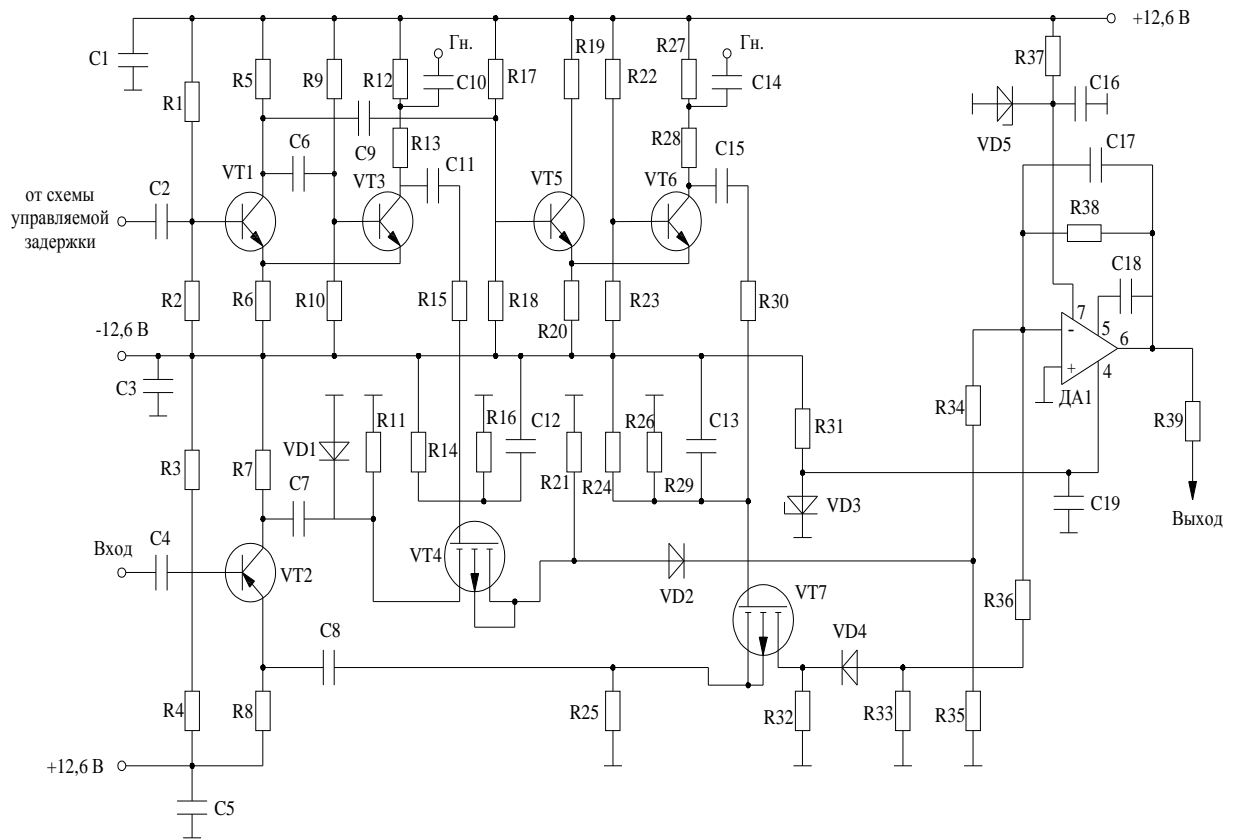


Рис. 2.10. Схема дискриминатора с генератором стробирующих импульсов

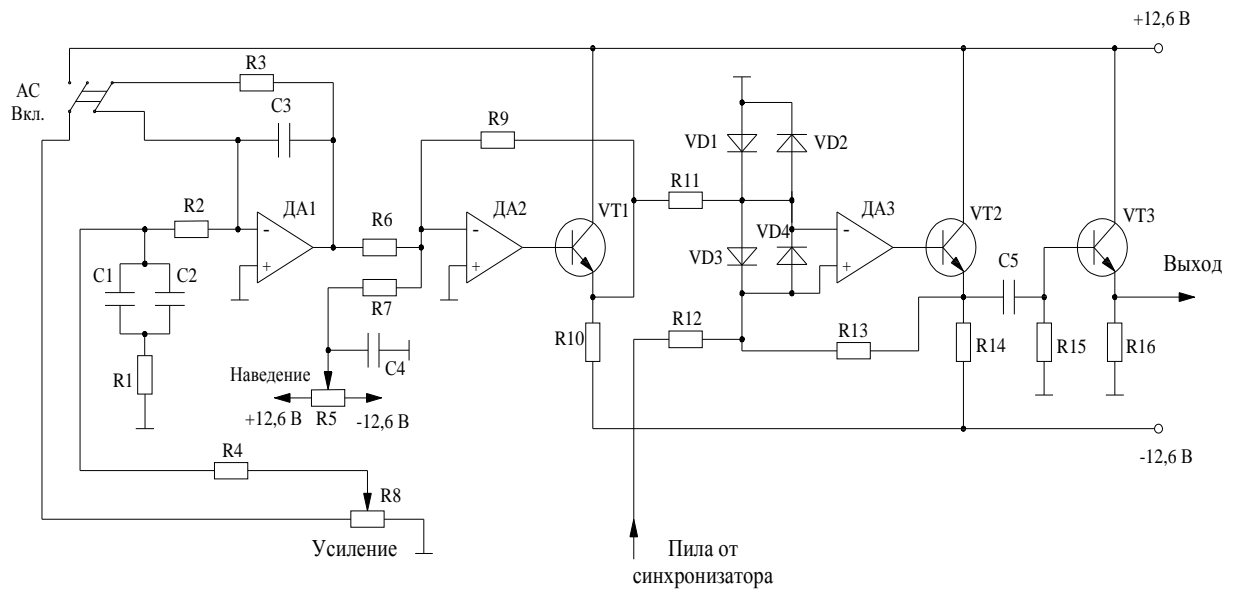


Рис. 2.11. Схема устройства управляемой задержки

4. Задание и порядок выполнения работы

4.1. Ознакомиться со структурной и электрической схемой лабораторной установки, изучить работу макета и уяснить назначение различных органов управления, изучить работу измерительных приборов по их описанию.

4.2. Подключить измерительные приборы, кроме ГУНЧ, к лабораторному стенду в соответствии со структурной схемой, включить приборы и дать им прогреться в течение 15 мин.

4.3. С помощью сдвоенной задержанной развертки двухлучевого осциллографа С1-74, позволяющей изучение коротких импульсов на фоне протяженных процессов, снять осциллограммы на контрольных гнездах лабораторного макета «Пила», « Σ », «АД», «Стр 1», «Стр 2». При этом синхронизировать осциллограф следует в режиме «Внеш», «1/10» от гнезд «синхронизация» синхронизатора имитатора радиосигнала при режиме развертки А «Ждуш». Задержанная развертка Б используется для снятия осциллограмм « Σ », «АД», «Стр 1», «Стр 2» в режиме «Авт», синхронизация «Внутр». Поиск коротких импульсов (луч 2) на фоне протяженного сигнала «Пила» (луч 1) осуществляется в режиме развертки «А+Б» перемещением засвеченного участка развертки Б с помощью ручки «Задержка». Скорость развертки А – «0,5» мс/дел, развертки Б – «2» или «1» мкс/дел. При снятии осциллограмм тумблеры «Скорость» имитатора и «АС» автодальномера должны быть в положении «Выкл.», необходимо обратить внимание на временное положение всех сигналов относительно момента излучения зондирующего импульса, производящегося в момент начала линейно спадающего участка пилообразного напряжения синхронизатора.

4.4. Проверка работы автодальномера в режиме «АС» производится по следующей методике:

4.4.1. Убедиться в наличии сигнала «АД» приблизительно в середине линейно спадающего участка пилообразного напряжения «Пила», что соответствует средней дальности до целей, обнаруживаемых имитированной в работе РЛС. В случае необходимости положение отраженного сигнала можно подкорректировать потенциометром «Нач. положение» имитатора.

4.4.2. Режим «Поиск» автодальномера в работе выполняется вручную. Для этого, наблюдая одновременно сигналы «АД» и «Стр 1» по двум лучам на экране осциллографа, необходимо добиться временного совмещения указанных сигналов вращением потенциометра «Ручное наведение» автодальномера.

4.4.3. Установить тумблер «АС» в положение «Вкл.», при этом наблюдать процесс захвата и вхождения автодальномера в режим автосопровождения по совмещению заднего фронта «Стр 1» с серединой сигнала «АД».

4.4.4. Убедитесь в автосопровождении строба «Стр 1» сигналом «АД» при включенной скорости на имитаторе траектории в режимах «Удален.» и «Прибл.», наблюдая синхронное смещение сигналов «АД» и «Стр 1» по экрану осциллографа вправо и влево соответственно.

4.5. При выключенном положении тумблера «АС» с помощью вольтметра В7-37 снимите зависимость выходного напряжения дискриминатора автодальномера от временной задержки заднего фронта импульса «Стр 1» от середины сигнала «АД». Временной сдвиг «Стр 1» осуществляется с помощью потенциометров «Ручное наведение» – грубо и дополнительным потенциометром «Плавно» на передней панели макета.

4.6. Используя осциллограммы по п. 4.3., рассчитайте слепую дальность, максимальную дальность и разрешающую способность по дальности, имитируемой макетом РЛС. Постройте сечения двумерной автокорреляционной функции зондирующего сигнала в осях $(0, \tau)$ и $(\omega, 0)$.

4.7. Включите режим автосопровождения и снимите АЧХ дальномеров для двух крайних значений потенциометра «Усиление» устройства управления автодальномера по следующей методике:

4.7.1. Подключите к входу «ГУНЧ» имитатора траектории генератор Гб-36 и подайте от него сигнал частотой 0,1 Гц (100 МГц) с напряжением 0,03 В. Убедитесь в синхронном качании сигналов «АД» и «Стр 1» по экрану осциллографа. Измерьте амплитуду качаний сигналов (мкс).

4.7.2. Увеличивая частоту модулирующего напряжения от ГУНЧ через 0,1 Гц для минимального усиления и через 1 Гц для максимального

усиления, произведите измерение амплитуды качания сигнала «Стр 1». Увеличение частоты производить до момента, когда амплитуда качаний «Стр 1» уменьшится до величины 0,1 от начального уровня.

4.7.3. Постройте АЧХ дальномера для двух значений усиления и определите полосу пропускания для этих режимов.

4.7.4. Рассчитайте среднеквадратическую величину флуктуационной ошибки автодальномера для двух режимов усиления и двух значений $q = 1$ и $q = 10$, используя результаты предыдущих измерений.

4.8. Снимите переходную характеристику автодальномера для двух крайних положений потенциометра «Усиление» по следующей методике:

4.8.1. Нажав кнопки «Скачок» и «Пуск» на имитаторе траектории, наблюдайте скачкообразное изменение временного положения импульса «АД», при этом сигнал «Стр 1» с некоторым опозданием (динамической ошибкой) также займет новое положение, соответствующее середине нового положения сигнала «АД». Отпустив кнопку «Пуск», можно наблюдать обратный процесс.

4.8.2. Повторив несколько раз п. 4.8.1., оцените качественно ход кривой переходного процесса и зарисуйте его в осях дальность – время, ориентировочно отметив время задержки переходного процесса, обратно пропорциональное ширине полосы пропускания, измеренной по п. 4.7.

Содержание отчета

1. Структурная схема.
2. Осциллограммы по п. 4.3.
3. Характеристика дискриминатора.
4. R_{\max} , R_{\min} , разрешающая способность – расчет, 2 сечения двумерной автокорреляционной функции зондирующего сигнала.
5. АЧХ (2 графика).
6. Переходная характеристика (2 графика).
7. Расчет R_{ϕ_l} (4 значения).
8. Выводы из проделанной работы.

Контрольные вопросы

1. Охарактеризуйте назначение и функции всех устройств структурной схемы используемого макета.
2. Каким образом обеспечивается оптимальность процедуры оценки дальности до цели в исследуемом автодальномере?
3. Какое устройство макета определяет разрешающую способность имитируемого радиолокатора по дальности?
4. Назовите пути повышения разрешающей способности импульсного радиолокатора.
5. Перечислите возможности имитатора по имитации маневров цели по дальности.
6. Назовите цели, для которых необходимы перечисленные в п. 5 возможности имитатора.
7. В чем состоит главное отличие следящих дальномеров от измерения дальности обзорных РЛС?
8. Чем определяется астатизм системы автоматического регулирования?
9. Из каких составляющих складывается суммарная ошибка измерения дальности автодальномера?
10. Какими параметрами или характеристиками должны отличаться автодальномеры слежения за «медленными» (бомбардировщиками) или «быстрыми» (ракетами) целями для достижения минимальных ошибок?
11. Можно ли построить статический импульсный автодальномер?
12. В каком режиме автодальномера снимается дискриминаторная характеристика и почему?

Лабораторная работа № 3

Система селекции движущихся целей

1. Цель работы

Изучение системы селекции движущихся целей (СДЦ) импульсной радиолокационной станцией (РЛС).

2. Общие сведения о методах СДЦ

Одной из важных задач современной радиолокации является обнаружение движущихся целей на фоне различного рода пассивных помех, которые представляют собой мешающие отражения от неподвижных или медленно перемещающихся объектов. Такими предметами являются местные предметы, земная и водная поверхности, гидрометеоры (облака, дождь, град, снег) и облака дипольных отражателей – пассивных полуволновых вибраторов, изготовляемых из металлизированных лент, металлизированного стекловолокна или фольги.

В связи с тем, что пассивные помехи являются протяженными (земная или водная поверхность) или объемно расположенными (гидрометеоры и облака помех), эффективная площадь рассеяния (ЭПР) помехи существенно больше ЭПР обнаруживаемой цели, и мощность помехи может превышать мощность полезного сигнала на 60 – 80 дБ. В этом состоит главная энергетическая проблема СДЦ. Обнаружение столь слабых сигналов на фоне сильных мешающих отражений становится практически невозможным без применения специальных систем СДЦ.

Методы борьбы с помехами основаны на различении характеристик сигналов, отраженных целью и мешающими отражателями, обусловленных их протяженностью и положением в пространстве, скоростью движения и отражающими свойствами.

3. Качественные отличия сигналов, отраженных от подвижных целей

В импульсных РЛС частота повторения импульсов F_n (или период повторения импульсов $T_n = 1/F_n$) выбирается из условия однозначного измерения дальности:

$$F_n = 1/T_n \leq c/2R_{\max},$$

где c – скорость распространения радиоволн; R_{\max} – максимальная дальность действия РЛС.

Как известно, разрешающая способность РЛС δR определяется длительностью излучаемого импульса τ_u :

$$\delta R = \frac{c \cdot \tau_u}{2}.$$

Так как обычно R_{\max} много больше δR , то отношение R_{\max} к δR много больше единицы. Это отношение обычно называют скважностью Q :

$$Q = \frac{T_n}{\tau_u}.$$

В РЛС с высокой разрешающей способностью обычно $Q \geq 1000$. По этой причине их часто называют РЛС с высокой скважностью. Таким образом, а импульсных РЛС с высокой разрешающей способностью по дальности используется второй метод СДЦ.

Сигналы, отраженные от подвижных целей и пассивных помех, являются случайными. Однако существуют качественные различия между ними. Как указывалось выше, сигналы-помехи по мощности существенно превышают сигналы, отраженные от подвижной цели, что затрудняет селекцию (выделение) их на фоне мешающих отражений.

Основное качественное различие сигналов, отраженных от подвижных целей, возникает за счет эффекта Доплера. Спектральные составляющие сигнала движущейся цели будут смещены на частоту

$$F_d = \pm \frac{2v_r}{c} f_0 = \pm \frac{2v_r}{\lambda},$$

где: v_r – радиальная составляющая скорости цели; f_0 – несущая частота передатчика; $\lambda = \frac{c}{f_0}$ – длина волны передатчика.

Из последней формулы следует, что даже при радиальной скорости цели $v_r = 300$ м/с относительное значение доплеровского сдвига частоты $F_d/f_0 = 2 \cdot 10^{-6}$, следовательно, радиоприемное устройство РЛС не может по этому признаку разделить (селектировать) сигналы. Иными словами, и те и другие сигналы будут практически одинаково усиливаться радиоприемным устройством обычной РЛС.

Для того чтобы заметить столь небольшое различие по частоте, используется метод биений. Сущность метода биений заключается в следующем.

Образуют сумму – аддитивную смесь двух сигналов: опорного с постоянной амплитудой U_{on} , неизменной частотой f_0 и начальной фазой φ_{on} ; U_c – сигнала с неизменной частотой $f = f_0 \pm F_d$, амплитудой $U_c \ll U_{on}$ и начальной фазой φ_c .

На рис. 3.1 приведена векторная диаграмма, поясняющая процесс образования суммарного сигнала.

$$U_{\Sigma} = U_{on} \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{on}) + U_c \cdot \cos(2\pi(f_0 \pm F_d)t + \varphi_c) = \\ = U_{on} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_{on}) + U_c \cdot \cos((\omega_0 \pm \Omega_d)t + \varphi_c).$$

Из векторной диаграммы (см. рис. 3.1) видно, что суммарный сигнал получается сложным, так как он одновременно модулируется по амплитуде и фазе. При $U_c \ll U_{on}$ коэффициент амплитудной модуляции $m \approx U_c/U_{on}$, а фазовое отклонение (девиация фазы) $\Delta\varphi \approx m$.

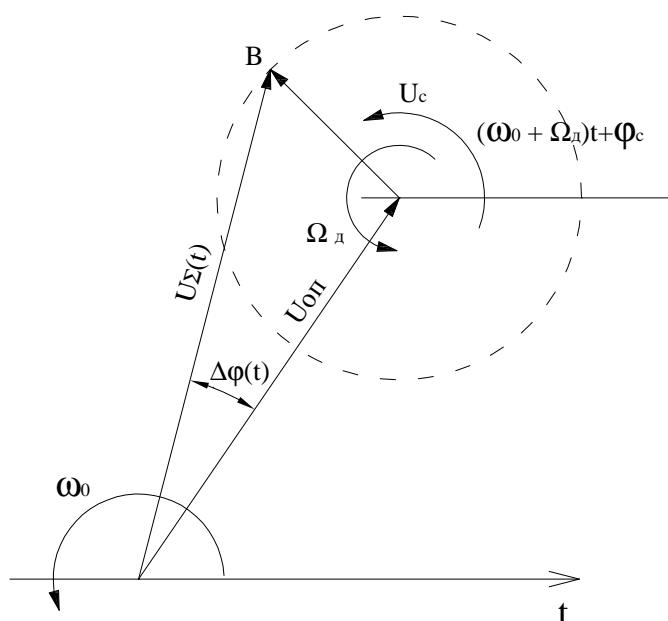


Рис. 3.1

Один цикл изменения амплитуды или фазы суммарного сигнала соответствует одному периоду доплеровской частоты. Следовательно, для выделения доплеровской частоты можно поступить двояко. После усиления суммарного сигнала линейным усилителем (или приемником) подаем его на обычный амплитудный детектор (АД). Первая гармоника выходного напряжения детектора будет равна частоте Доплера. Можно использовать и фазовый детектор (ФД), при этом суммарный сигнал до ФД подвергают ограничению по амплитуде. Уровень ограничения выбирают ниже $U_{on} - U_c$. Ограничение суммарного сигнала исключает влияние амплитудной модуляции на выходное напряжение ФД.

В современных РЛС с СДЦ биения образуются как на высокой (несущей) частоте f_0 , так и на промежуточной частоте f_{np} . Наиболее часто биения используются на промежуточной частоте.

Если цель неподвижна, частота сигнала U_c совпадает с частотой опорного напряжения U_{on} , и амплитуда суммарного сигнала U_{Σ} и его фаза φ_{Σ} будут неизменными. Следовательно, на выходе АД и ФД не будет переменных составляющих (с частотой Доплера), а будут только постоянные составляющие.

Метод биений позволяет зафиксировать сколь угодно малое (без наличия помех) различие по частоте двух сигналов практически при любом значении частоты.

В станциях СДЦ с непрерывным излучением в качестве опорного сигнала используется ослабленный до необходимого уровня сигнал передатчика.

Импульсные РЛС с СДЦ и высокой разрешающей способностью по дальности могут быть выполнены в двух вариантах: с внешней когерентностью и внутренней – в зависимости от способа получения опорного когерентного напряжения.

В станциях с внешней когерентностью в качестве опорного сигнала используется отраженный сигнал фона или неподвижного объекта вблизи движущейся цели. Достоинством такого метода является его простота, так как в этом случае не требуется когерентный гетеродин и нет необходимости в компенсации собственного движения РЛС относительно местности. Однако существенным недостатком этого метода является пропадание обнаруживаемой цели в отсутствие неподвижного фона.

Использование внешней когерентности целесообразно в РЛС обзора земной поверхности, поскольку в этом случае всегда имеется опорный сигнал Земли.

В импульсных РЛС с внутренней когерентностью для формирования опорного напряжения применяется когерентный гетеродин, который вырабатывает напряжение, когерентное с зондирующим импульсом передатчика. Такой метод формирования когерентного напряжения хотя и требует использования дополнительного генератора (когерентного гетеродина), но и является более надежным и эффективным. На рис. 3.2 приведена структурная схема импульсной РЛС с внутренней когерентностью.

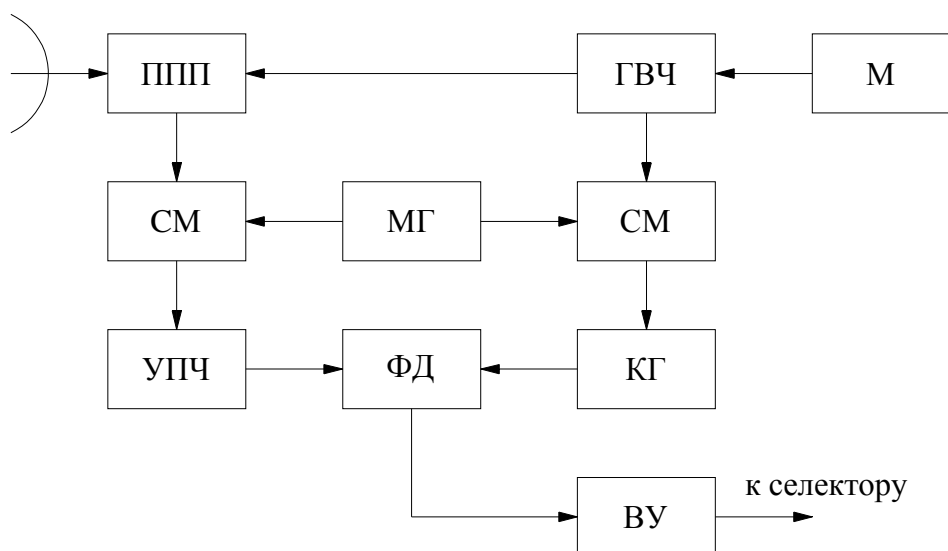


Рис. 3.2

В схеме генератора высокой частоты (ГВЧ) используется магнетрон, работающий в режиме самовозбуждения при модуляции импульсами высокой скважности с использованием модулятора (М). Так как магнетрон является генератором, в котором отсутствует фазовая когерентность между последовательно генерируемыми импульсами, то для каждого передаваемого импульса необходимо обеспечить когерентный опорный сигнал.

Опорный когерентный сигнал формируется когерентным гетеродином (КГ), который в каждом периоде повторения синхронизируется по фазе импульсами ГВЧ, предварительно преобразованными на промежуточную частоту с помощью смесителя (СМ) и стабильного местного гетеродина (МГ). В приемнике РЛС через антенный переключатель прием – передача (ППП) принятые сигналы поступают на СМ и после преобразования на промежуточную частоту и усиления в линейном усилителе промежуточной частоты (УПЧ) сравниваются по фазе с опорным сигналом в ФД. Таким образом, на выходе ФД формируются видеоимпульсы с постоянной амплитудой, являющиеся результатом отражения от неподвижного мешающего фона. Видеоимпульсы с выхода ФД усиливаются видеоусилителем (ВУ) и подаются на селектор.

4. Стробоскопический эффект

При импульсной работе РЛС информация о фазовом сдвиге сигнала по отношению к опорному сигналу или об амплитуде суммарного сигнала поступает не непрерывно, а через дискретные интервалы времени, равные периоду повторения импульсов T_n . Это приводит к появлению так называемого стробоскопического эффекта, из-за которого возникают два нежелательных явления:

- «слепые» скорости;
- нарушается однозначная зависимость между частотой биений (частотой огибающей на выходе детектора) и частотой Доплера.

Рассмотрим эти явления более подробно.

Будем полагать, что на выходе детектора присутствует аддитивная смесь полезного сигнала и помехи:

$$U(t) = U_c(t) + U_n(t) = U_{mc} \cdot \cos(\omega_{np}t + \Omega_\delta \cdot (n-1) \cdot T_n - \varphi_c) + U_{mn} \cdot \cos(\omega_{np}t - \varphi_n),$$

где Ω_δ – доплеровское смещение частоты полезного сигнала; φ_c – начальная фаза сигнала; φ_n – начальная фаза помехи; n – порядковый номер импульса.

Определим напряжение на выходе фазового детектора с учетом того, что сигнал когерентного гетеродина имеет вид:

$$U_{кз}(t) = U_{mkз} \cdot \cos(\omega_{np}t - \varphi_{кз}),$$

где $\varphi_{кз}$ – начальная фаза когерентного гетеродина.

Рассматривая ФД как перемножитель и отбрасывая гармоники высокой частоты (составляющие с частотой ω_{np} , $2\omega_{np}$), напряжение на выходе ФД представим в виде:

$$U_{фд}(t) = \frac{1}{2} \cdot K_{фд} \cdot (U_{mc} \cdot \cos(\varphi_\delta - \varphi_p) + U_{mkз} \cdot U_{mn} \cdot \cos \varphi'_p),$$

где $K_{фд}$ – коэффициент передачи ФД; $\varphi_\delta = \Omega_\delta \cdot (n-1) \cdot T_n$; $\varphi_p = \varphi_c - \varphi_{кз}$; $\varphi'_p = \varphi_n - \varphi_{кз}$; n – текущий номер импульса.

Таким образом, сигналы, отраженные от движущихся целей, представляют собой амплитудно-модулированную последовательность импульсов, а сигналы помехи имеют постоянные амплитуды. На рис. 3.3 показаны качественные различия между сигналами подвижной (см. рис. 3.3, а) и неподвижной (см. рис. 3.3, б) целей.

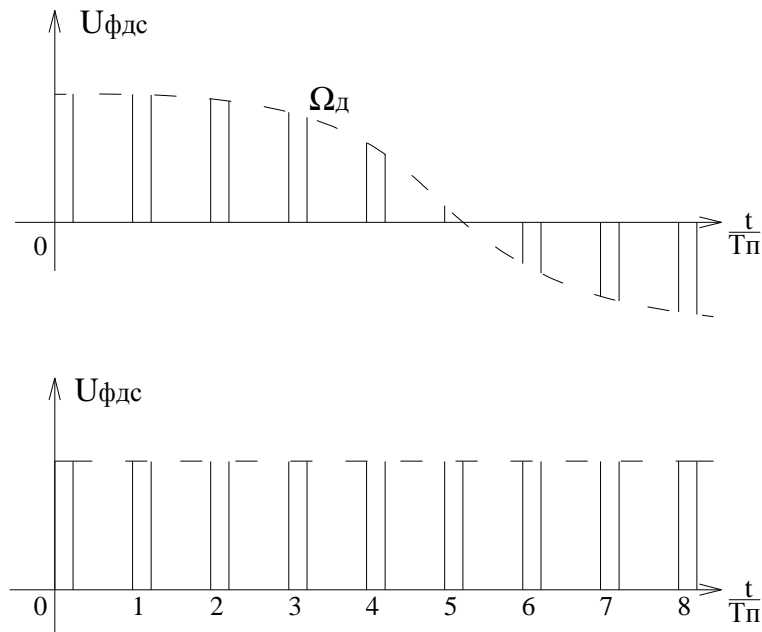


Рис. 3.3

Радиальные скорости, при которых пропадает качественное различие между сигналами подвижных и неподвижных целей, называют «слепыми» скоростями. Значения этих скоростей могут быть вычислены из соотношения

$$\Delta\varphi_{\partial} = \Omega_{\partial} \cdot T_n = 2\pi k$$

или

$$(v_{зк})_{сл} = \frac{k \cdot \lambda}{2 \cdot T_n},$$

где λ – длина волны, на которой работает РЛС.

Например, при $\lambda = 3$ см и $T_n = 1,0$ мс первое значение «слепой» скорости будет равно $(v_{зк})_{сл} = 15$ м/с, второе – 30 м/с, третье – 45 м/с и т.д.

При «слепых» скоростях частота Доплера кратна частоте повторения импульсов F_n , а частота огибающей последовательности импульсов от подвижной цели на выходе ФД будет равна нулю, так как импульсы будут иметь одинаковую амплитуду. Из-за стробоскопического эффекта линей-

ная зависимость между частотой огибающей и частотой Доплера будет соблюдаться при условии:

$$F_{\text{dmax}} \leq 0,5 F_n,$$

при этом на один период доплеровской частоты приходится всего два импульса. Последнее условие называется условием однозначного измерения радиальной скорости. При $F_d > 0,5F_n$ частота огибающей будет линейно убывать, а при $F_d = F_n$ станет равной нулю. Аналогичная зависимость будет наблюдаться в каждом последующем интервале доплеровских частот от $(n + 1)F_n$ до $(n + 2)F_n$, ($n = 0, 1, 2...$). На рис. 3.4 приведена зависимость частоты огибающей последовательности на выходе ФД от частоты Доплера когерентно-импульсной РЛС. Такая зависимость объясняется неоднозначностью косинусоидальной функции в выражении для сигнала на выходе ФД. Напомним, что

$$\cos \varphi = \cos(-\varphi) = \cos(2\pi k \pm \varphi).$$

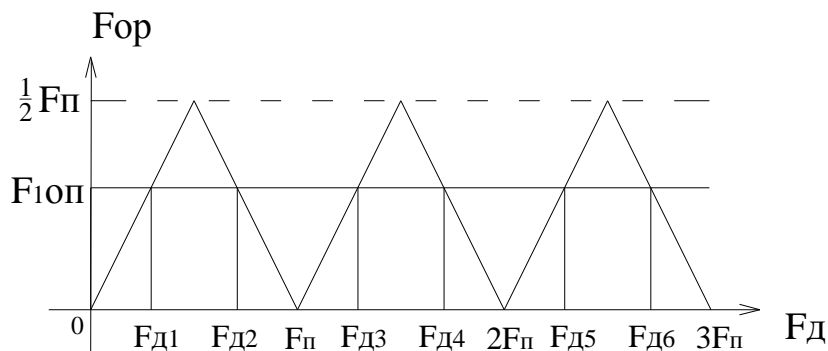


Рис. 3.4

Наличие «слепых» скоростей является существенным недостатком импульсных РЛС с системами СДЦ. Для улучшения наблюдаемости целей,двигающихся со «слепыми» или близкими к ним скоростями, могут использоваться два способа: изменение рабочей длины волны λ или изменение периода повторения импульсов T_n .

5. Системы СДЦ с использованием селекторов дальности и фильтров

На рис. 3.5 показано детальное изображение спектра сигнала на выходе ФД когерентно-импульсной РЛС с СДЦ. Мощность сигнала подвижной цели сосредоточена в $2Q = 2 \cdot T_n / \tau_u$ дискретных боковых полос, разнесенных на частоты повторения импульсов F_n и занимающих полосу час-

тот, определяемую шириной спектра излучаемого сигнала $\Delta f_c \approx 1/\tau_u$. Средние значения частоты в этих полосах смещены относительно гармоник частоты повторения на $\pm F_d$. Спектр шума занимает всю полосу пропускания приемника, имея среднюю спектральную плотность $N_0 = P_{ш}/\Delta f_c$. Мощность сигнала неподвижной цели (фона) сосредоточена в Q дискретных полос, также разнесенных на частоту повторения импульсов F_n и занимающих всю полосу пропускания приемника.

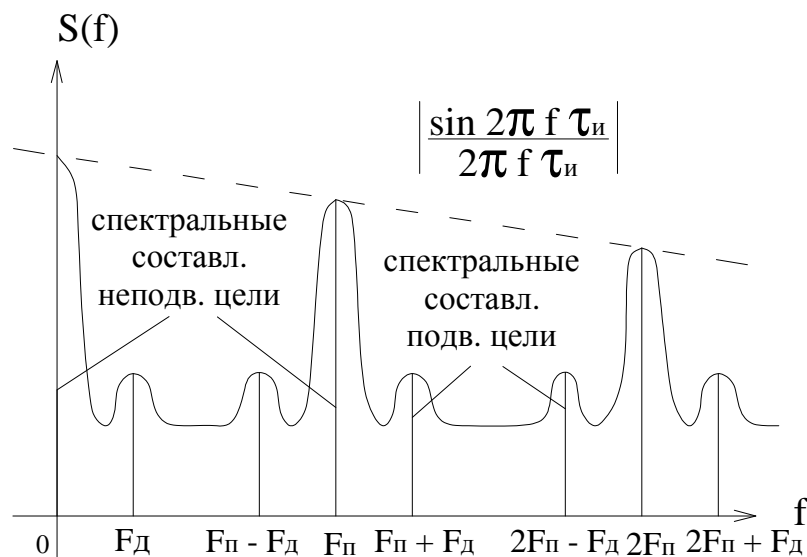


Рис. 3.5

Среднее значение частоты этих полос совпадает с гармониками частоты повторения. Ширина полос спектров сигналов подвижных и неподвижных целей зависит от вида подвижных и неподвижных целей, параметров РЛС и способа обзора заданной области пространства. Из рис. 3.5 видно, что система СДЦ должна иметь амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) с максимально возможным коэффициентом передачи в интервале частот от $n F_n + f_n$ до $(n + 1)F_n - f_n$, где $n = 0, 1, 2, \dots$; f_n – ширина спектра помехи фона на уровне 0,5 по мощности и нулевой коэффициент передачи в окрестности гармоник частоты повторения импульсов F_n .

Устройства, имеющие подобную АЧХ, получили название режекторных гребенчатых фильтров (РГФ). На рис. 3.6 показана желаемая АЧХ РГФ. Полоса режекции РГФ должна быть согласована с шириной спектра помехи Δf_n .

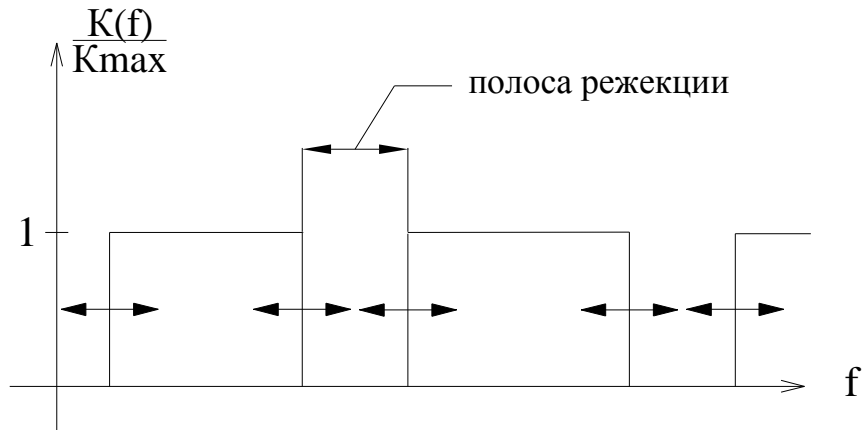


Рис. 3.6

РЛС с СДЦ, в которой использованы селекторы дальности и полосовые фильтры, позволяет получить достаточно хорошее приближение АЧХ к желаемой, приведенной на рис. 3.6.

Функциональная схема устройства СДЦ подобной РЛС изображена на рис. 3.7. Весь рабочий интервал РЛС по дальности от R_{\max} до R_{\min} разбивается на небольшие участки δR . Этот процесс называется стробированием по дальности. Число таких участков или число каналов в системе СДЦ:

$$N = \frac{(R_{\max} - R_{\min})}{\delta R}.$$

Все каналы идентичны.

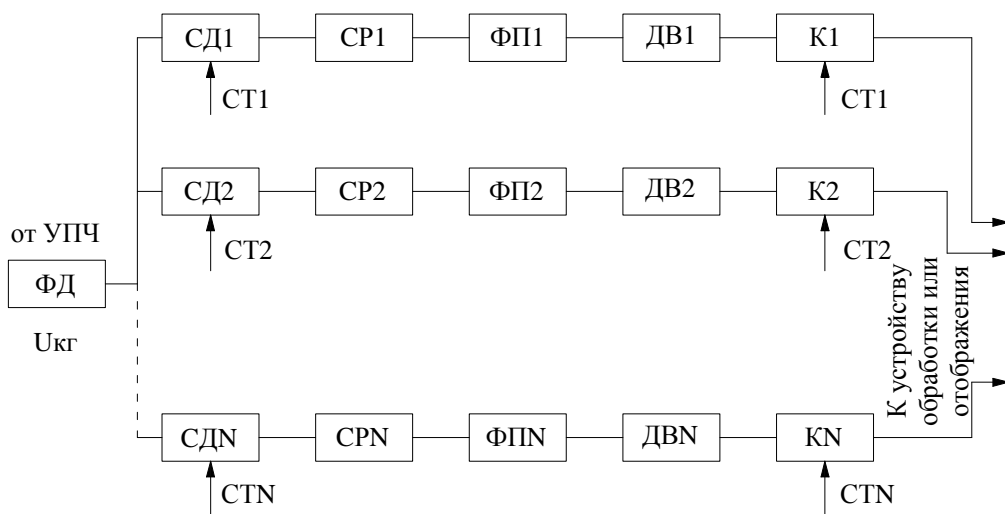


Рис. 3.7

Сигналы с выхода ФД подаются на N селекторов дальности (селектор движущихся целей – СДК, $k = 1, 2, \dots, N$). На вторые входы СДК подаются стробы дальности или, как часто говорят, «гребенка стробов». Эти стробы вырабатываются синхронизатором РЛС. Длительность стробов дальности обычно равна длительности импульсов, излучаемых РЛС с тем, чтобы не ухудшить разрешающую способность по дальности. Время задержки строб-импульса СТ1 по отношению к зондирующему импульсу РЛС равно $\tau_{31} = 2R_{\min}/c$, второго $\tau_{32} = 2(R_{\min} + R)/c$, последнего $\tau_{3N} = 2R_{\max}/c$. Каждый селектор дальности открывается в установленном порядке на время, достаточное для приема видеосигнала, соответствующего данному интервалу дальности (от 1 до N). Селектор дальности действует подобно переключателю или клапану, открывающемуся и закрывающемуся в соответствующий момент времени. Каждый селектор дальности отпирается один раз за период повторения импульсов. Выходной сигнал селектора дальности при неподвижной цели представляет собой последовательность импульсов постоянной амплитуды. Сигнал, отраженный от движущейся цели, создает последовательности импульсов, изменяющихся по амплитуде в соответствии с доплеровской частотой. Выходной сигнал селекторов дальности удлиняется (расширяется) в схеме расширения (СР), предназначенной для улучшения процесса фильтрации и обнаружения в результате подчеркивания первой гармоники частоты модуляции и устранения гармоник частоты повторения импульсов.

На рис. 3.8 показаны графики напряжений на входе и выходе схемы расширения, а спектр выходного сигнала – на рис. 3.9.

Фильтр подавления отражений от неподвижных объектов (ФП) представляет собой полосовой фильтр, ширина полосы пропускания которого зависит от ширины спектра отражений от неподвижных объектов, но имеет величину, меньшую $F_n/2$, где F_n – частота повторения импульсов (см. рис. 3.4 и рис. 3.5). Нижняя предельная частота может быть отрегулирована на разные значения в зависимости от характеристик спектра отражений от неподвижных объектов.

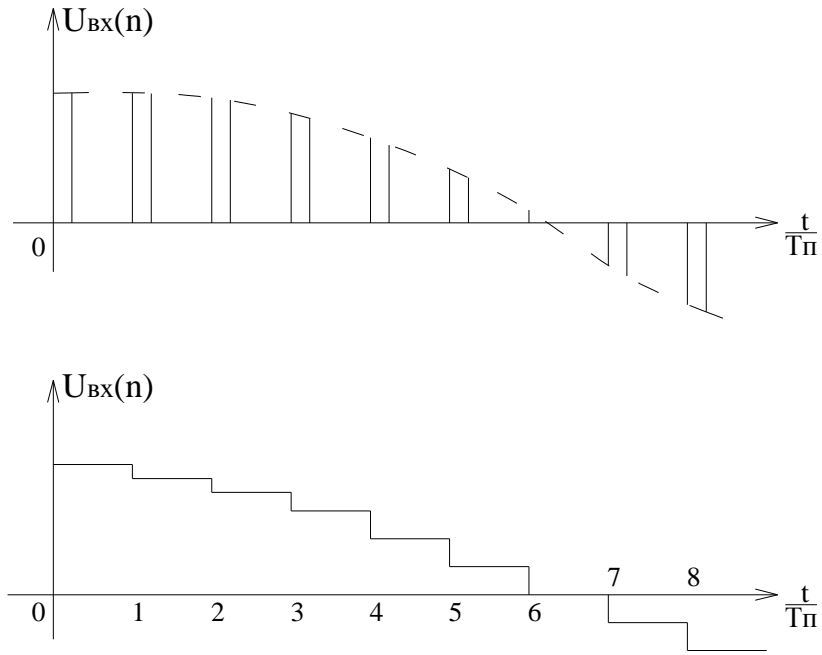


Рис. 3.8

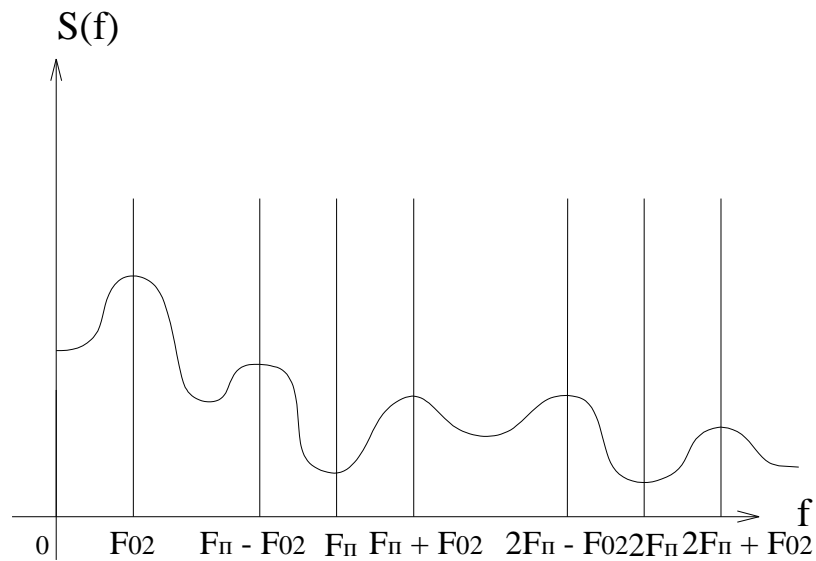


Рис. 3.9

За фильтром подавления следует двухполупериодный выпрямитель с фильтром нижних частот (ДВ). Выпрямитель предназначен для преобразования переменного сигнала с частотой огибающей в сигнал постоянного тока. Выходной сигнал выпрямителя подается на электронный коммутатор (К), на который поступает тот же строб дальности, что и на селектор дальности. Следовательно, если в данном элементе разрешения по дальности

сти находится подвижная цель, то на выходе этого канала появится видеоимпульс, амплитуда которого будет пропорциональна отношению $U_c/U_{к2}$. Если в данном элементе разрешения по дальности нет подвижной цели, то амплитуда выходного импульса будет пропорциональна примерно $\sigma_m/U_{к2}$, где σ_m – среднеквадратическое значение амплитудных флюктуаций видеоимпульсов, обусловленное наличием шумов приемника РЛС.

Выходные сигналы N каналов дальности одновременно практически в течение каждого периода повторения импульсов поступают на устройство обработки данных и отображения информации. Сигналы подвижной цели переходят из канала в канал по мере перемещения цели в пространстве. Дальность до подвижной цели определяется по номеру канала. Информация о радиальной скорости может быть получена путем дифференцирования дальности с помощью ЦВМ по двум измерениям дальности, разделенным периодом повторения импульсов (или большим интервалом времени):

$$v_r = \frac{(R(n) - R(n-1))}{T_n},$$

где $R(n)$ – текущее значение дальности; n – номер принятого импульса; T_n – период повторения импульсов.

Основное достоинство рассмотренной РЛС заключается в возможности применения одного узкополосного фильтра с сохранением высокой разрешающей способности по дальности. АЧХ фильтра доплеровских частот может быть достаточно близко приближена к желаемой (см. рис. 3.6). Технически достаточно просто регулировать полосу режекции в соответствии с шириной спектра помехи.

Потери на дополнительный прием шумов отсутствуют, так как нет флюктуационного шума, соответствующего другим интервалам дальности. В данных РЛС нет компенсирующего устройства на линиях задержки, следовательно, нет необходимости обеспечения жесткой регулировки линий задержки и периодов повторения импульсов.

Радиолокатор со схемой СДЦ, использующий стробы дальности и фильтры, обычно белее сложен, чем радиолокатор со схемой фильтрации частот (СФЧ), в котором используется компенсирующее устройство на одной линии задержки. В данной РЛС система СДЦ является многоканальной по дальности.

6. Описание экспериментальной установки

В экспериментальной установке используется один реальный видео-канал (ВК) РЛС со схемой СДЦ, в которой используется несколько подобных каналов. Структурная схема экспериментальной установки приведена на рис. 3.10, а графики напряжений в контрольных местах приведены на рис. 3.11.

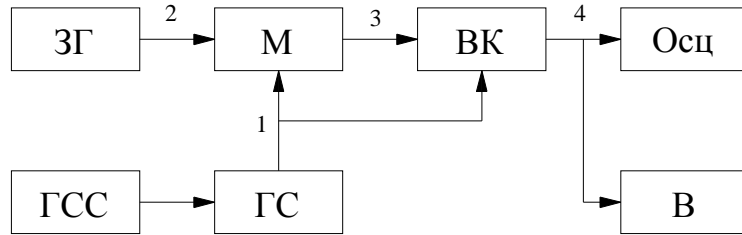


Рис. 3.10

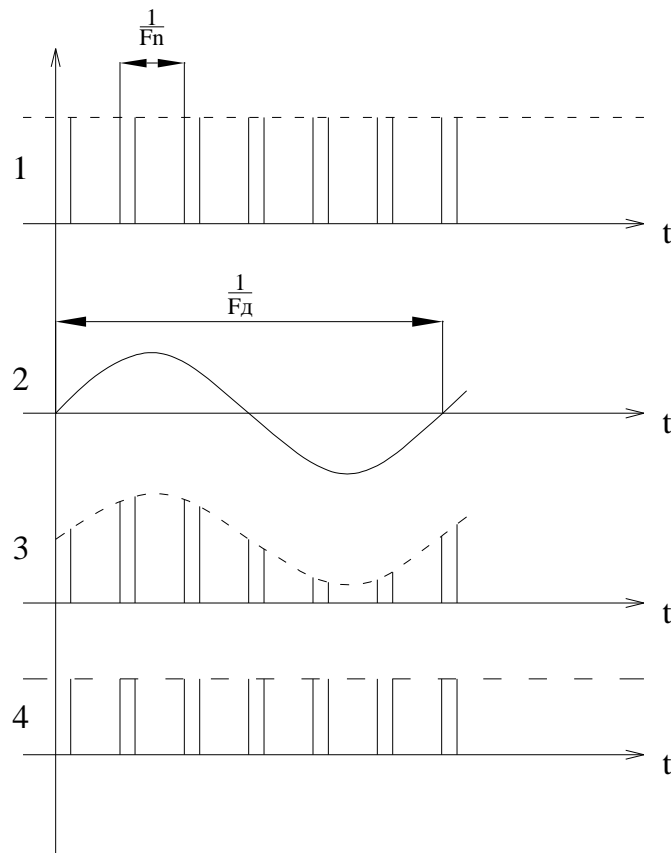


Рис. 3.11

Сигналы с выхода видеоусилителя приемника РЛС имитируются с помощью модулятора (М), в качестве которого используется каскад МДК линейки ВК. На М поступают импульсы 1 (см. рис. 3.11) с генератора стробов с частотой повторения импульсов F_n и напряжения 2 звукогенератора (ЗГ), имитирующие доплеровскую частоту. С выхода М снимаются видеоимпульсы 3, модулированные по амплитуде частотой ЗГ. Глубину модуляции импульсной последовательности можно изменять путем изменения амплитуды выходного напряжения ЗГ. При нулевом выходном напряжении на вход ВК поступают импульсы 4 постоянной амплитуды, имитирующие сигналы неподвижных целей.

Если на выходе 3 ВК имеется модулированная последовательность импульсов, имитирующая подвижную цель в данном элементе разрешения по дальности, частота модуляции попадает в полосу пропускания фильтра доплеровских частот и коэффициент модуляции превышает некоторое пороговое значение, то на выходе 4 ВК появятся стандартные импульсы, совпадающие по времени с сигналом подвижной цели.

Функциональная схема ВК соответствует одному каналу дальности (см. рис. 3.7). Наибольший интерес представляет способ формирования АЧХ фильтра подавления (ФП) сигналов, отраженных от неподвижных целей. Как указывалось выше, нижняя граница полосы пропускания фильтра $F_{d\min}$ должна быть согласована с шириной спектра мешающих отражений, а верхняя не должна превышать $F_n/2$. Желаемый вид АЧХ ФП приведен на рис. 3.12.

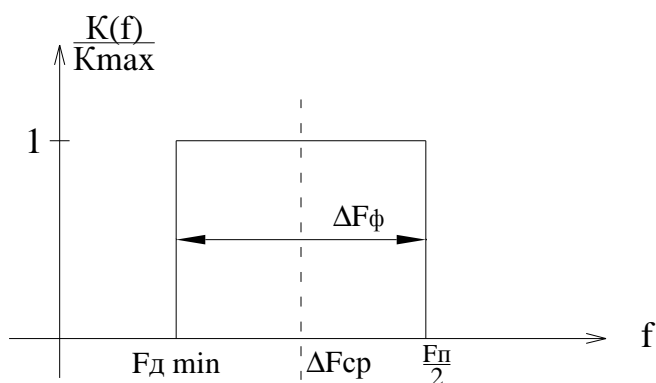


Рис. 3.12

Реализация такой АЧХ в области низкой частоты весьма затруднительна, поэтому в данном видеоканале используется электромеханический фильтр (ЭМФ) с требуемой полосой F_ϕ , с достаточной степенью приближения реальной АЧХ к желаемой, но имеющий среднюю частоту f_0 , значительно превышающую среднюю частоту ФП, равную

$$F_{cp} \approx (F_{\phi \min} + F_n/2)/2 \ll f_0.$$

Упрощенная функциональная схема ВК показана на рис. 3.13. Сигналы с выхода имитатора цели поступают на селектор дальности, выполненный в виде мостового диодного ключа (МДК). МДК замыкается только на длительность строба по дальности, и напряжение с данного элемента разрешения по дальности поступает на схему расширения (СР). СР представляет собой небольшую емкость, которая успевает зарядиться через ключ полностью до мгновенного значения напряжения. Далее, через интегрирующую цепочку, необходимую для подавления гармоник частоты повторения импульсов, напряжение с «запоминающего» (расширяющего) конденсатора подается на балансный модулятор (БМ). БМ и вспомогательный высокостабильный гетеродин (Γ) осуществляют перенос спектра огибающей последовательности видеоимпульсов (см. рис. 3.11) в окрестность средней частоты f_0 ЭМФ. Частоту f_0 в дальнейшем будем называть промежуточной. Промежуточная частота обычно имеет порядок 100 кГц. Среднее значение частоты огибающей F_{cp} примерно равно $F_n/4$ и имеет порядок 100 Гц. Следовательно, частота гетеродина $f_z = f_0 - f_{cp} \approx f_0$. Поэтому для того, чтобы исключить прямое просачивание сигнала гетеродина через ЭМФ, применяется балансная модуляция, при которой происходит подавление частоты гетеродина f_z , а за БМ следует кварцевый режекторный фильтр (РФ). На рис. 3.14 приведены АЧХ ЭМФ и РФ. После подавления частоты гетеродина сигнал поступает на усилитель промежуточной частоты (УПЧ), АЧХ которого определяется АЧХ ЭМФ (см. рис. 3.14).

УПЧ имеет большой коэффициент усиления. Выходной сигнал появляется только в том случае, когда входной сигнал имеет частоту от $f_0 - F_n/2$ до $f_0 + F_n/2$. Это условие будет соблюдаться только для целей, движущихся в определенном диапазоне радиальных скоростей.

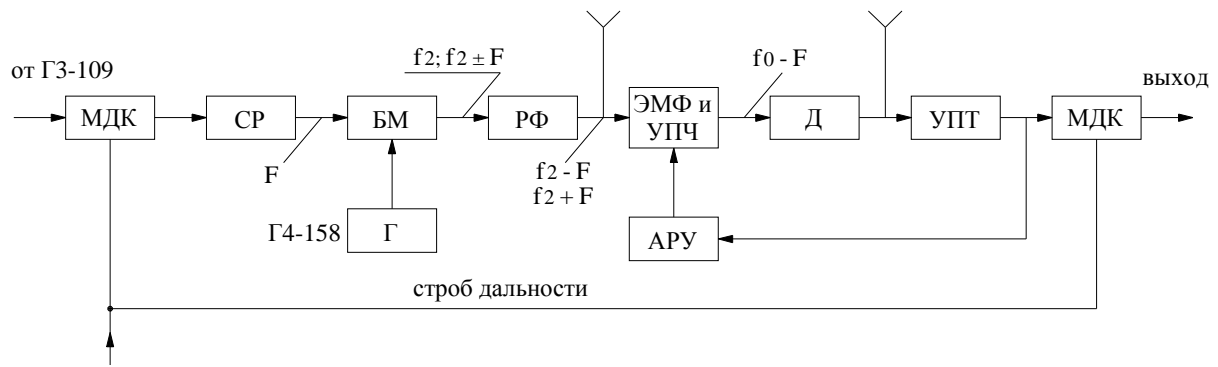


Рис. 3.13

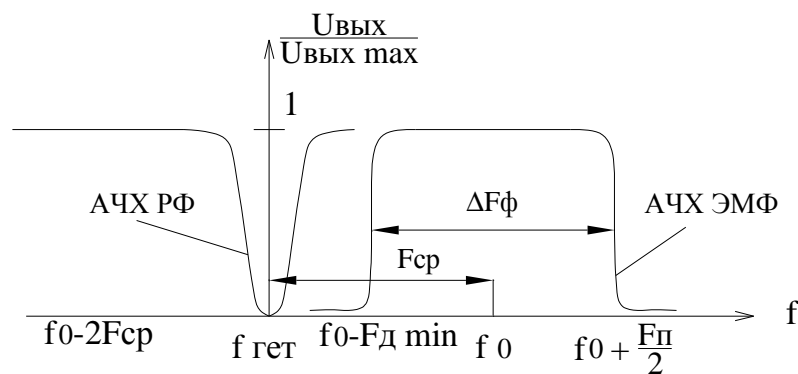


Рис. 3.14

Выходной сигнал выпрямляется детектором (Д) и усиливается до определенного уровня усилителем постоянного тока (УПТ). Для поддержания этого уровня используется эффективная усиленно-задержанная система автоматической регулировки усиления (АРУ). Поэтому при большом динамическом диапазоне изменения амплитуды и частоты огибающей входной последовательности видеоимпульсов на выходе УПТ поддерживается почти постоянный уровень напряжения постоянного тока. Из выходного напряжения УПТ с помощью МДК, аналогичного входному, который замыкается тем же стробом, что и МДК на входе, формируется стандартный импульс, свидетельствующий о том, что в данном элементе разрешения по дальности имеется подвижная цель. Операции формирования стандартных импульсов иногда называют нормировкой сигналов. В данном случае это достигается применением эффективной системы АРУ.

7. Порядок проведения эксперимента

7.1. Ознакомиться со структурой и электрической схемой лабораторного стенда, изучить стандартную измерительную аппаратуру по техническим описаниям.

7.2. Собрать электрическую схему стенда в соответствии с рис. 3.13, включить питание приборов и дать им прогреться в течение 16 минут.

7.3. Настроить частоту гетеродина Г4-158 на частоту режекторного фильтра, для чего, контролируя осциллографом сигнал на входе УПЧ, добиться его минимума, перестраивая частоту Г4-158 на величину приблизительно 100 кГц при входном уровне – 26 дБ.

7.4. Установить сигнал с выхода ЗГ на уровне 500 мВ частотой 1 кГц и убедиться в наличии напряжения + 1,0 В с выхода детектора с помощью вольтметра В7-37.

7.5. Изменяя частоту с выхода ЗГ, снять АЧХ системы СДЦ с АРУ, измеряя напряжение с выхода АД. По АЧХ определить и рассчитать возможные скорости цели при $f_0 = 500$ МГц.

7.6. Изменяя уровень сигнала с выхода ЗГ при $f_{32} = 1$ кГц, снять амплитудную характеристику СДЦ и определить пороговый уровень флюктуаций амплитуды видеоимпульсов с выхода детектора РЛС, достаточный для обнаружения движущейся цели.

7.7. Манипулируя кнопками «Установка выхода», «Откл.» на генераторе Г4-158, снять переходную характеристику системы СДЦ. Рассчитать полосу пропускания системы АРУ.

Содержание отчета

Отчет должен содержать: структурную схему видеоканала; таблицы измеряемых величин; графики АЧХ, амплитудной и переходной характеристик, а также соответствующие им расчеты и выводы.

Выполнить следующие действия: открытый вход осциллографа подключить к гнезду «АД», развертка в режиме «0,1s» «*1». Включить сигнал с генератора. При появлении луча осциллографа нажать кнопку «Откл.» на генераторе Г4-158. Полученную осциллограмму зарисовать в отчет. Измерить время установления напряжения АД. Объяснить ход полученной осциллограммы.

Контрольные вопросы

1. Чем отличаются сигналы движущихся и неподвижных целей?
2. Зачем нужен опорный сигнал?
3. Каковы достоинства и недостатки систем СДЦ с внешней когерентностью?
4. Как выбирается частота повторения импульсов в когерентно-импульсных РЛС с измерением дальности и скорости?
5. При каких условиях проявляется стробоскопический эффект и на чем он сказывается?
6. Нарисуйте сигналы на выходе амплитудного и фазового детектора когерентно-импульсной РЛС.
7. Назовите основные достоинства и недостатки системы СДЦ с селекторами дальности и фильтрами.
8. Каково значение элементов функциональной системы видеоканала (см. рис. 3.13)?
9. Почему в видеоканале применен электромеханический фильтр?
10. Из каких соображений выбирается полоса пропускания и форма АЧХ электромеханического фильтра?
11. Почему применяется балансная модуляция при переносе спектра сигнала огибающей?
12. Назначение системы АРУ с видеоканала.
13. От чего зависит коэффициент подавления сигналов неподвижных целей?
14. Как формируются стандартные импульсы подвижных целей на выходе видеоканала?

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакулев, П. А. Радиолокация движущихся целей / П. А. Бакулев. – М. : Сов. радио, 1984.
2. Горностаев, Ю. М. Перспективные спутниковые системы связи / Ю. М. Горностаев, В. В. Соколов, Л. М. Невдяев. – М. : Горячая линия – Телеком, 2000.
3. Громаков, Ю. Н. Стандарты и системы подвижной радиосвязи / Ю. Н. Громаков. – М. : Мобильные телесистемы, 1977.
4. Дымова, А. И. Радиотехнические системы / А. И. Дымова [и др.]. – М. : Сов. радио, 1975.
5. Ефимчик, М. К. Основы радиоэлектроники / М. К. Ефимчик, С. С. Шушкевич. – 2-е изд-во, перераб. и доп. – Мн. : Изд-во «Университетское», 1986.
6. Казаринов, Ю. М. Радиотехнические системы / Ю. М. Казаринов. – М. : Высш. шк., 1990.
7. Лезин, Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем / Ю. С. Лезин. – М. : Радио и связь, 1988.
8. Окунь, Е. Л. Радиопередающие устройства / Е. Л. Окунь. – 4-е изд., перераб. и доп. – М. : Сов. радио, 1973.
9. Пестряков, В. Б. Радиотехнические системы / В. Б. Пестряков, В. Д. Кузенков. – М. : Сов. радио, 1975.
10. Радиотехнические цепи и сигналы / под ред. К. А. Самойло. – М. : Радио и связь, 1982.
11. Сколник, М. Введение в технику радиолокационных систем : пер. с англ / М. Сколник. – М. : Мир, 1985.
12. Теоретические основы радиолокации / под ред. В. Е. Дулевича. – М. : Сов. радио, 1987.
13. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : справочное руководство : пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк ; под ред. д.т.н. А. Г. Алексенко. – М. : Мир, 1982.
14. Финкельштейн, М. П. Гребенчатые фильтры / М. П. Финкельштейн. – М. : Сов. радио, 1969.
15. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы / В. А. Чердынцев. – Мн. : Высш. шк., 1988.

Учебное издание

**РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА
И КОМПЛЕКСЫ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС
для студентов специальности 1-39 02 01
«Моделирование и компьютерное проектирование РЭС»

Составитель
КАПРАЛОВ Михаил Егорович

Редактор *Т. В. Булах*

Дизайн обложки *И. С. Васильевой*

Подписано в печать 27.12.06 Формат 60x84/16 Бумага офсетная Гарнитура Таймс
Печать трафаретная Усл.-печ. л. 11,6 Уч.-изд. л. 10,8 Тираж 55 экз. Заказ 1691

Издатель и полиграфическое исполнение:
Учреждение образования «Полоцкий государственный университет»
ЛИ № 02330/0133020 от 30.04.04 ЛП № 02330/0133128 от 27.05.04
211440 г. Новополоцк, ул. Блохина, 29