

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра метрологии и стандартизации

В. Г. Басов

**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ
И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА
ИХ ОБРАБОТКИ**

В 3-х частях

Часть 3

**ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области
информатики и радиоэлектроники
для специальности 1-54 01 04 «Метрологическое обеспечение
информационных систем и сетей»
в качестве учебно-методического пособия*

Минск БГУИР 2013

УДК [621.391.24+621.3.011.72](076)
ББК 32.811.3я73
Б27

Рецензенты:

кафедра связи учреждения образования «Военная академия
Республики Беларусь» (протокол №61 от 28.01.2012);

доцент кафедры ядерной физики Белорусского государственного университета,
кандидат технических наук М. В. Комар

Басов, В. Г.

Б27 Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки :
учеб.-метод. пособие. В 3 ч. Ч. 3 : Функциональные устройства обработки
измерительных сигналов / В. Г. Басов. – Минск : БГУИР, 2013. – 131 с. : ил.
ISBN 978-985-488-965-8 (ч. 3).

В третьей части пособия рассматриваются функциональные устройства, предназна-
ченные для генерации измерительных сигналов, их фильтрации, преобразования и
обработки с использованием нелинейных устройств.

Часть 1 «Измерительные сигналы» издана в БГУИР в 2013 г.

Часть 2 «Прохождение измерительных сигналов через радиоэлектронные цепи»
издана в БГУИР в 2013 г.

УДК [621.391.24+621.3.011.72](076)
ББК 32.811.3я73

ISBN 978-985-488-965-8 (ч. 3)
ISBN 978-985-488-758-6

© Басов В. Г., 2013
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2013

Содержание

1	ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ.....	6
1.1	Устройства фильтрации и коррекции линейных искажений измерительных сигналов.....	6
1.1.1	Классификация фильтров.....	6
1.1.2	Основные параметры фильтров.....	9
1.1.3	Одиночный параллельный резонансный <i>LC</i> -контур.....	10
1.1.4	Одиночный последовательный резонансный <i>LC</i> -контур.....	12
1.1.5	Система двух связанных параллельных контуров.....	13
1.1.6	Цепочка связанных параллельных контуров.....	16
1.1.7	Лестничные фильтры.....	16
1.1.8	Параллельная работа <i>LC</i> -фильтров.....	19
1.1.9	Типовые схемы и параметры <i>RC</i> -фильтров.....	22
1.1.10	Активные <i>RC</i> -фильтры.....	23
1.1.11	Электроакустические фильтры.....	24
1.1.12	Устройство фильтра с линией задержки в цепи обратной связи четырехполюсника.....	27
1.1.13	Цифровые фильтры.....	29
1.1.14	Дискретные фильтры.....	33
1.2	Коррекция линейных (частотных) искажений измерительного сигнала.....	34
1.2.1	Назначение устройств коррекции частотных искажений и их классификация.....	34
1.2.2	Нерегулируемые амплитудные корректоры.....	35
1.2.3	Частотно-зависимые амплитудные корректоры.....	36
1.2.4	Переменные амплитудные корректоры и их классификация.....	39
1.2.5	Особенности реализации универсальных амплитудных корректоров.....	40
2	УСТРОЙСТВА ГЕНЕРАЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ.....	42
2.1	Назначение генераторов.....	42
2.2	Условия самовозбуждения задающего генератора.....	43
2.3	Режим «мягкого» самовозбуждения задающего генератора.....	45
2.4	Режим «жёсткого» самовозбуждения задающего генератора.....	47
2.5	Схемы построения задающих генераторов.....	49
2.5.1	Двухточечная (трансформаторная) схема задающего генератора...	49
2.5.2	Принцип построения трёхточечных однокаскадных схем задающих генераторов.....	49
2.6	Задающие генераторы на элементах с отрицательным дифференциальным сопротивлением.....	52
2.7	Задающие генераторы с задержкой в цепи обратной связи.....	53
2.8	Задающий генератор с <i>RC</i> -цепью обратной связи.....	55
2.9	Релаксационные генераторы.....	58

2.9.1 Мультивибраторы.....	58
2.9.2 Блокинг-генератор.....	60
2.9.3 Генератор сигналов пилообразной формы.....	62
2.10 Стабилизация работы задающего генератора.....	63
2.11 Синхронизация задающего генератора.....	65
3 НЕЛИНЕЙНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ.....	66
3.1 Преобразователи частоты измерительных сигналов.....	66
3.1.1 Назначение, принцип работы и классификация преобразователей частоты.....	66
3.1.2 Схемы построения преобразователей частоты.....	70
3.1.2.1 Пассивные диодные преобразователи частоты.....	70
3.1.2.2 Транзисторные (активные) преобразователи частоты.....	73
3.2 Умножители частоты.....	76
3.2.1 Умножители частоты на основе генератора гармоник и полосовой фильтрации.....	76
3.2.2 Умножители частоты на основе «захвата» частоты вспомогательного генератора.....	77
3.2.3 Умножители частоты на основе устройства автоподстройки фазы и частоты.....	78
3.3 Делители частоты.....	79
3.3.1 Регенеративные делители частоты.....	79
3.3.2 Цифровые делители частоты.....	79
3.4 Устройства модуляции измерительных сигналов.....	80
3.4.1 Назначение устройств модуляции.....	81
3.4.2 Амплитудная модуляция и способы ее получения.....	81
3.4.2.1 Схема базового модулятора и его характеристики.....	82
3.4.2.2 Балансный модулятор.....	85
3.4.2.3 Однополосная модуляция.....	86
3.4.3 Модуляторы угловой модуляции сигнала.....	88
3.4.3.1 Прямые методы осуществления частотной и фазовой модуляции.....	88
3.4.3.2 Косвенные методы получения угловой модуляции сигналов.....	90
3.4.4 Метод преобразования амплитудной модуляции в фазовую модуляцию.....	91
3.4.5 Частотная манипуляция.....	92
3.5 Устройства демодуляции измерительных сигналов.....	93
3.5.1 Назначение устройств демодуляции.....	93
3.5.2 Детектирование амплитудно-модулированных колебаний.....	93
3.5.3 Диодное детектирование.....	94
3.5.4 Диодное детектирование в режиме малых сигналов.....	97
3.5.5 Детектирование сигналов с угловой модуляцией.....	98

3.5.5.1	Частотные детекторы на принципе преобразования частотно-модулированного сигнала в амплитудно-модулированный.....	99
3.5.5.2	Частотный детектор с расстроенными контурами.....	99
3.5.5.3	Фазочастотный дискриминатор.....	100
3.5.5.4	Детектор отношений.....	102
3.5.5.5	Квадратурный детектор.....	103
3.5.5.6	Детектор частотно-модулированных сигналов на основе фазовой автоподстройки частоты.....	104
3.5.6	Амплитудное ограничение.....	104
3.5.7	Детектирование фазомодулированных сигналов.....	106
3.5.8	Синхронное детектирование.....	108
3.6	Источники электропитания.....	109
3.6.1	Назначение, классификация и основные параметры источников электропитания.....	109
3.6.2	Схемы выпрямителей.....	110
3.6.3	Сглаживающие фильтры.....	113
3.6.4	Стабилизаторы напряжения.....	115
4	АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ.....	117
4.1	Принцип работы и классификация акустоэлектронных устройств.....	117
4.2	Линии задержки.....	119
4.2.1	Недисперсионные линии задержки.....	119
4.2.2	Дисперсионные линии задержки.....	119
4.3	Фильтры на объемных и поверхностных акустических волнах...	120
4.3.1	Фильтры растяжения и сжатия.....	123
4.3.2	Согласованный фильтр фазокодированного сигнала.....	125
4.4	Нелинейные акустоэлектронные устройства.....	128
4.5	Области применения акустоэлектронных устройств.....	129
	Литература.....	130

1 ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

1.1 Устройства фильтрации и коррекции линейных искажений измерительных сигналов

Частотно-избирательные цепи, содержащие частотно-зависимые элементы и предназначенные для формирования электрических сигналов с заданными свойствами, коррекции их частотных (линейных) искажений и выделения определённой области спектра сигналов, называются **фильтрами**.

Фильтры являются важным частотно-избирательным (селективным) элементом устройств СИ.

1.1.1 Классификация фильтров

По виду типовых АЧХ для нормированного коэффициента передачи K_{Φ} и затухания $a_{\Phi} = 20\lg(1/K_{\Phi})$ (условные графические изображения фильтров приведены на рисунке 1.1) фильтры делятся на:

– фильтры нижних частот (ФНЧ) (рисунок 1.1, а);

– фильтры верхних частот (ФВЧ) (рисунок 1.1, б);

– полосовые фильтры (ПФ) (рисунок 1.1, в). ПФ можно получить, например, путём последовательного включения фильтров НЧ и ВЧ (рисунок 1.2, а). При этом затухание ПФ будет равно сумме затухания ФНЧ и ФВЧ $a_{\text{ПФ}}(f) = a_{\text{НЧ}}(f) + a_{\text{ВЧ}}(f)$ (рисунок 1.2, б);

– заграждающие (режекторные) фильтры (ЗФ) (рисунок 1.1, г). Заграждающий фильтр можно получить, например, параллельным соединением ФНЧ и ФВЧ (рисунок 1.3, а), при этом коэффициент передачи ЗФ равен сумме коэффициентов передачи ФНЧ и ФВЧ $K_{\text{ЗФ}}(f) = K_{\text{НЧ}}(f) + K_{\text{ВЧ}}(f)$ (рисунок 1.3, б);

– гребенчатые (многополосные) фильтры (ГФ) (рисунок 1.1, д).

По своему назначению различают:

– канальные фильтры – предназначены для выделения одной боковой полосы частот из спектра амплитудно-модулированного канального сигнала или группового сигнала;

– групповые фильтры – предназначены для выделения определённой области частот в процессе группового преобразования сигналов на стороне передачи и приёма. Групповые и канальные фильтры обычно являются полосовыми;

– направляющие фильтры (НФ) – разделяют различные частотные полосы, которые используются в двухполосных системах для передачи сигналов в противоположных направлениях;

– линейные фильтры (ЛФ) – предназначены для разделения областей частот, принадлежащих разным системам передачи, использующим общую ли-

нию связи. ЛФ подобны НФ и выполняются, как правило, по схеме ФНЧ или ФВЧ (рисунок 1.4);

– вспомогательные фильтры – используются для выделения одной частоты или узкой полосы частот (фильтры несущих, контрольных, вызывных частот).

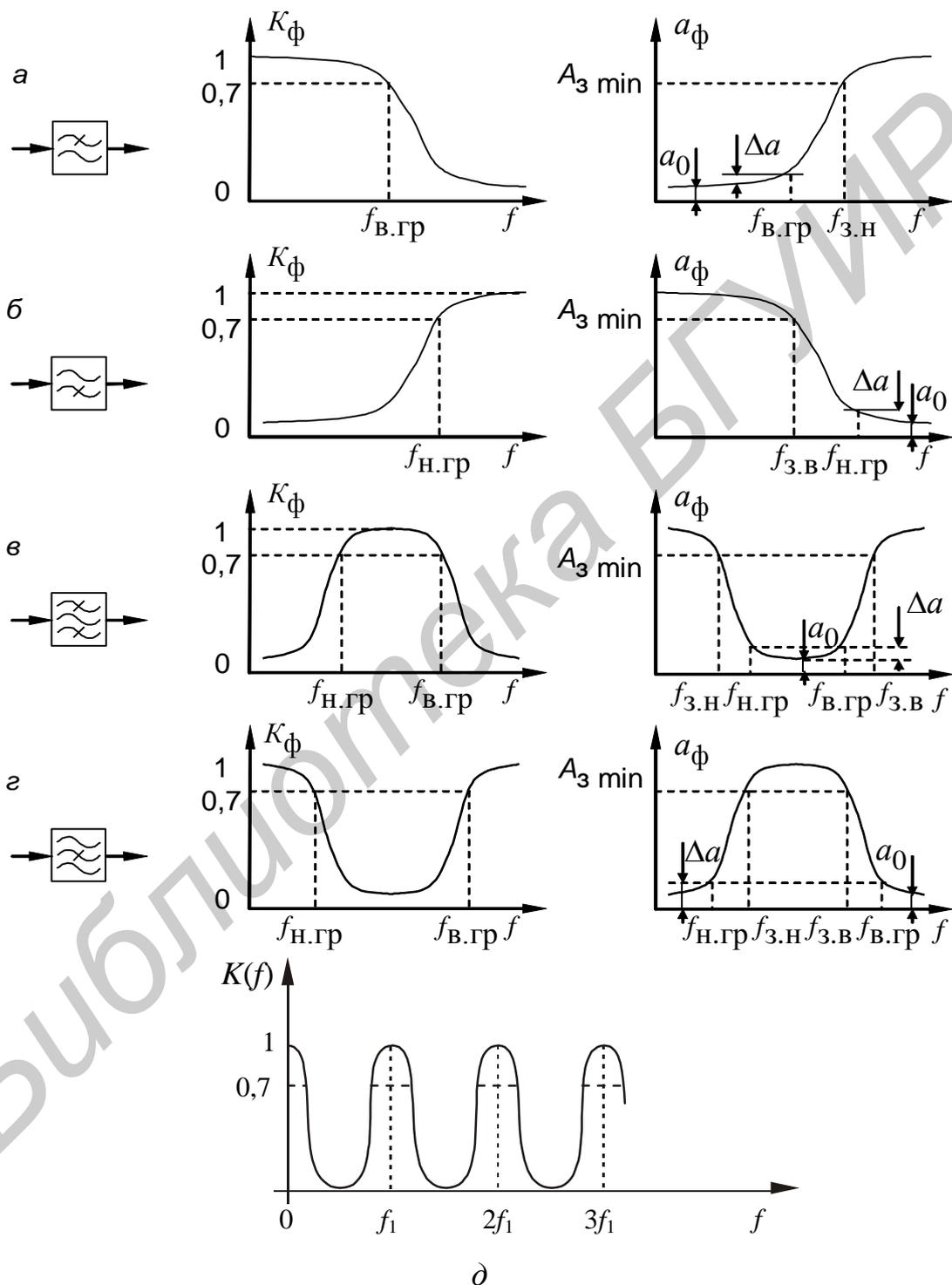


Рисунок 1.1

По типу элементов, применяемых в фильтрах:

- LC-фильтры (на LC-элементах);
- RC-фильтры (на RC-элементах);
- пьезоэлектрические фильтры (на элементах, использующих пьезоэлектрический эффект);
- магнитострикционные фильтры (на элементах, использующих магнитострикционный эффект).

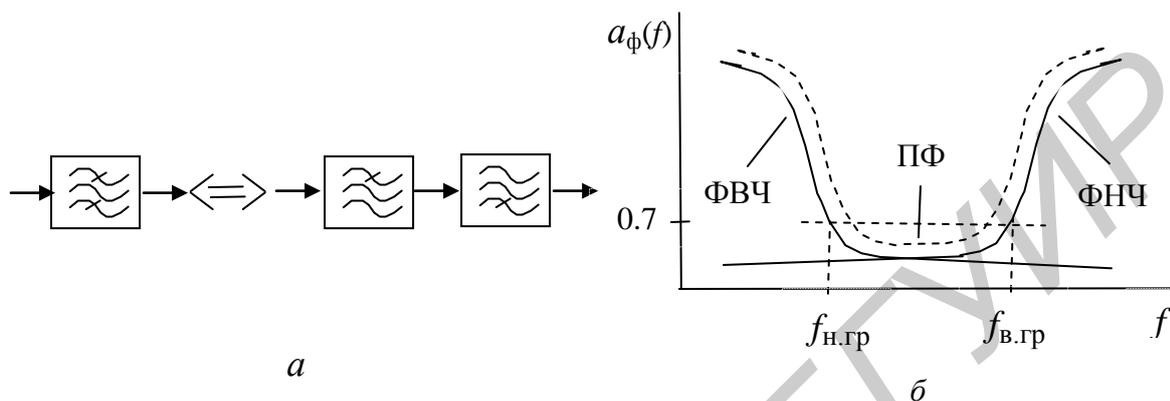


Рисунок 1.2

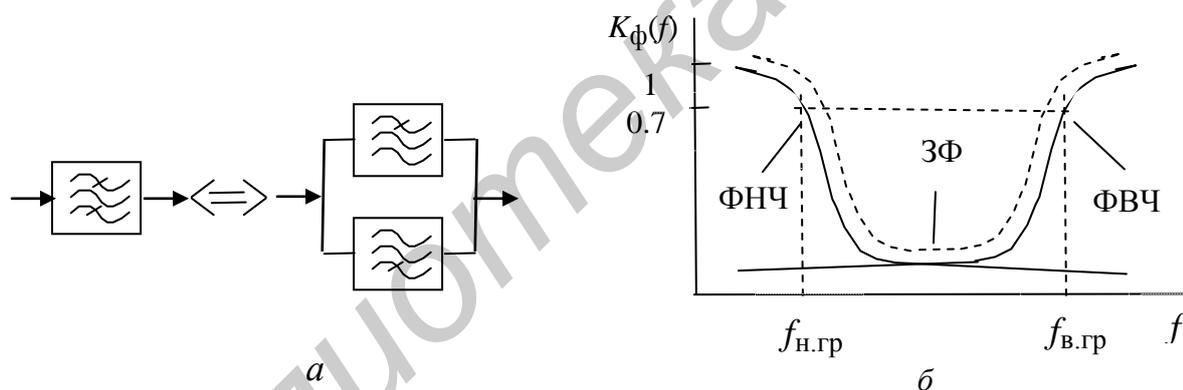


Рисунок 1.3

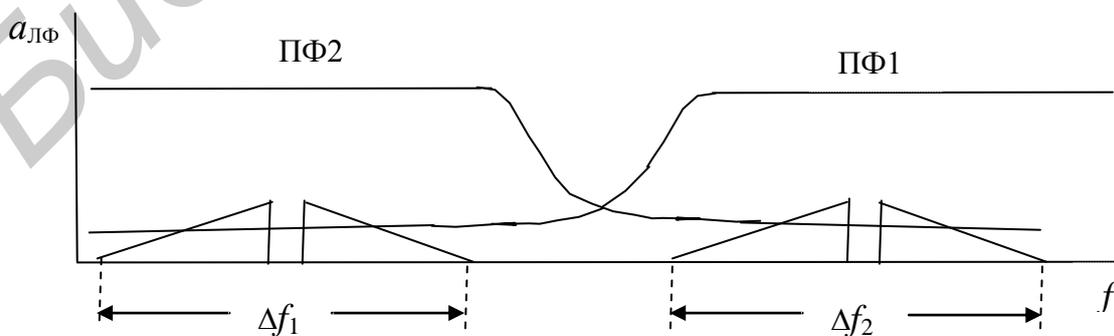


Рисунок 1.4

1.1.2 Основные параметры фильтров

Основные параметры фильтра рассмотрим на примере характеристики затухания ПФ как более общего (рисунок 1.5). Для фильтра задают следующие основные параметры:

- граничные значения частот для области пропускания фильтра (f_1, f_2);
- граничные значения частот для области задерживания ($0, f_3$) и (f_4, ∞);
- граничные значения частот для переходных областей (f_3, f_1) и (f_2, f_4).

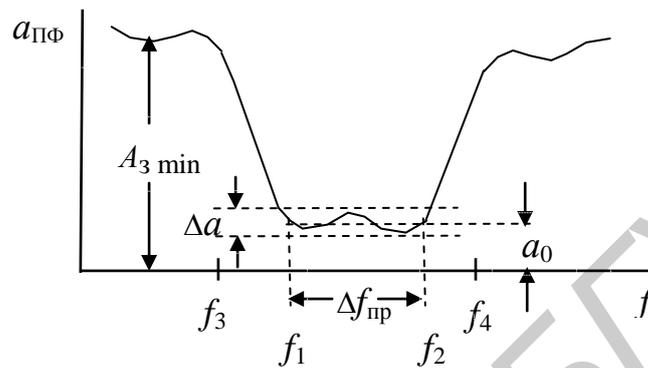


Рисунок 1.5

Для полосы пропускания задают значения среднего затухания a_0 и максимально допустимое отклонение затухания от среднего значения Δa или задают поле допустимого отклонения затухания, а в ряде случаев задаются и требования к ФЧХ или ГВЗ. Граничная частота (f_1, f_2) – это такая частота, для которой значение затухания больше, чем в области пропускания a_0 на заданную величину Δa (обычно $\Delta a = 3$ дБ).

Область задерживания задаётся минимально допустимым значением затухания A_{min} и соответствующей ей граничной частотой (f_3, f_4).

Переходная область частот (f_3, f_1 и f_2, f_4) характеризуется крутизной характеристики фильтра S_{Φ} , которая определяется следующим выражением:

$$S_{\Phi} = (A_{min} - a_0) / (f_1 - f_3).$$

Для сравнения избирательных свойств фильтров также используется коэффициент прямоугольности АЧХ –

$$N \left| \frac{a_2}{a_1} = \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \geq 1, \right.$$

где Δf_1 – полоса пропускания фильтра на уровне $a_1 = 0,7$ раза (затухание = 3 дБ);

Δf_2 – полоса частотного интервала, определяемая по заданному уровню a_2 (обычно принимают 0,1(–20 дБ); 0,01(–40 дБ); 0,001(–60 дБ)).

При описании параметров фильтров употребляются термины октава – изменение частоты в два раза и декада – изменение частоты в десять раз (например, 6 дБ на октаву или 20 дБ на декаду).

1.1.3 Одиночный параллельный резонансный LC-контур

Параллельный резонансный контур (рисунок 1.6) представляет собой параллельное включение индуктивности L и конденсатора C , потери энергии в котором обычно учитываются последовательным включением с индуктивностью резистора R_{Π} . Такой контур используется в качестве избирательной нагрузки, подключенной параллельно к источнику сигнала с большим внутренним сопротивлением R_i (источник тока), а также к достаточно большому сопротивлению нагрузки $R_{\text{н}}$.

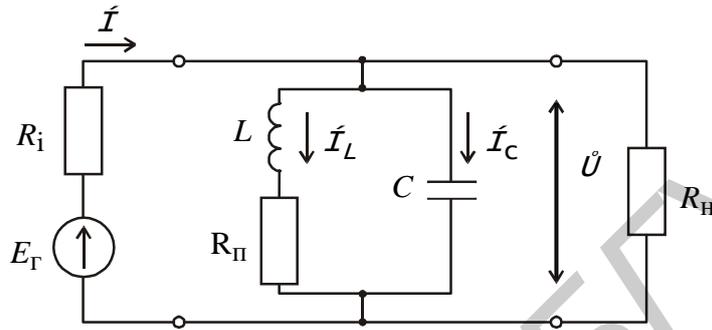


Рисунок 1.6

Комплексная функция входного сопротивления параллельного контура равна

$$Z_{\text{вх}}(j2\pi f) = \frac{R_0}{1 + j\xi(f)}, \quad (1.1)$$

где $R_0 = L / (CR_{\Pi}) = \rho^2 / R_{\Pi} = \rho Q$ – активное сопротивление контура на резонансной частоте f_0 ;

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \quad (1.2)$$

$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}$ – характеристическое сопротивление контура на частоте f_0 ;

Q – собственная добротность резонансного контура $Q = \rho / R_{\Pi}$;

$\xi(f)$ – обобщённая расстройка, которая при текущем значении частоты $f \cong f_0$ равна

$$\xi(f) \cong 2Q(f - f_0) / f_0. \quad (1.3)$$

АЧХ входного сопротивления (рисунок 1.7, а) равно

$$Z_{\text{вх}}(f) = \frac{R_0}{\sqrt{1 + \xi(f)^2}}, \quad (1.4)$$

а ФЧХ (рисунок 1.7, б) имеет следующий вид:

$$\varphi_{\text{вх}}(f) = -\arctg[\xi(f)]. \quad (1.5)$$

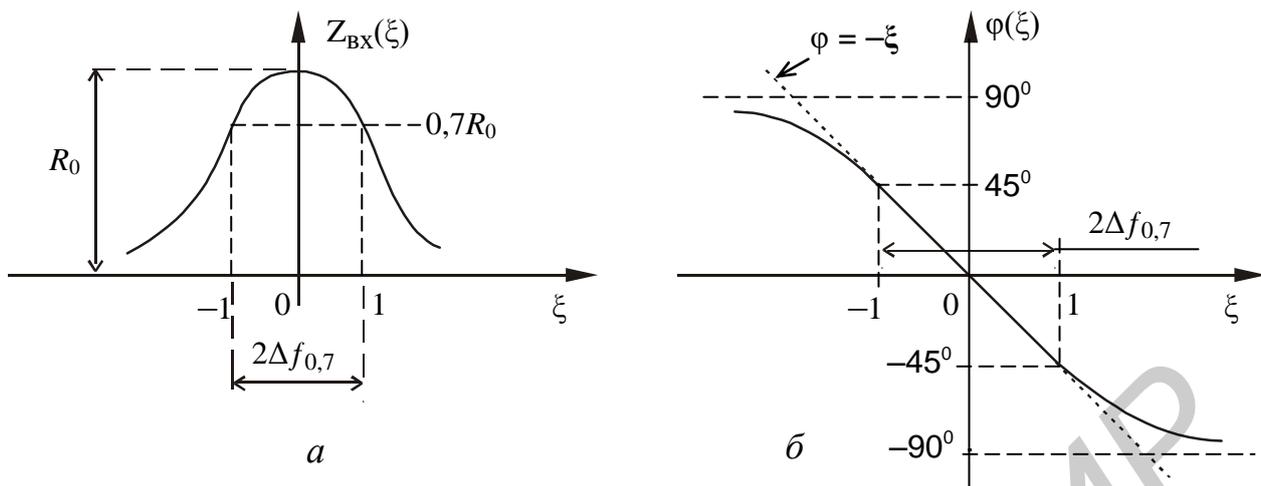


Рисунок 1.7

Полоса пропускания определяется как

$$2\Delta f_{0,7} = f_0 / Q. \quad (1.6)$$

Перестройку контура по частоте обычно осуществляют изменением ёмкости контура, используя переменный конденсатор. При этом необходимо учитывать, что полоса пропускания изменяется пропорционально резонансной частоте.

Если источник сигнала является источником тока $I(f) = \text{const}$, то напряжение на контуре $U(f)$ зависит от частоты, так же как $Z_{\text{BX}}(f)$.

На резонансной частоте ток I_c в Q раз больше входного тока I (резонанс тока), то есть этот контур является **трансформатором тока**.

С учётом сопротивлений R_i и R_H эквивалентное значение R_0 определяется как $R_{0\text{ЭКВ}} = 1 / (1 / R_0 + 1 / R_i + 1 / R_H)$, и эквивалентная добротность контура равна

$$Q_{\text{ЭКВ}} = Q(R_{0\text{ЭКВ}} / R_0). \quad (1.7)$$

В случае если не выполняется условие, что $R_i \gg R_0$ и $R_H \gg R_0$, происходит уменьшение $Q_{\text{ЭКВ}}$, приводящее к увеличению полосы пропускания. Если это нежелательно, то используется частичное (неполное) включение R_i или R_H в контур либо со стороны индуктивности (рисунок 1.8, а), либо со стороны ёмкости (рисунок 1.8, б). **Коэффициент включения** (p) определяет отношение части сопротивления контура (к которому подключается R_i или R_H) к его полному сопротивлению, и вычисляется как

$$p = L_2 / (L_1 + L_2) \quad \text{и} \quad p = C_1 / (C_1 + C_2). \quad (1.8)$$

При неполном включении сопротивление контура $R_0' = p^2 R_0$ становится меньше и, подбирая соответствующий коэффициент включения, можно выполнить условия $R_H \gg R_0'$ и $R_i \gg R_0'$.

По отношению к узлам неполного включения в контур его правая ветвь (рисунок 1.8, *а*) и левая ветвь (рисунок 1.8, *б*) представляют собой последовательные контуры, которые на резонансных частотах $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L1C})$ или $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC1})$ имеют малое сопротивление и обеспечивают дополнительное фильтрующее свойство.

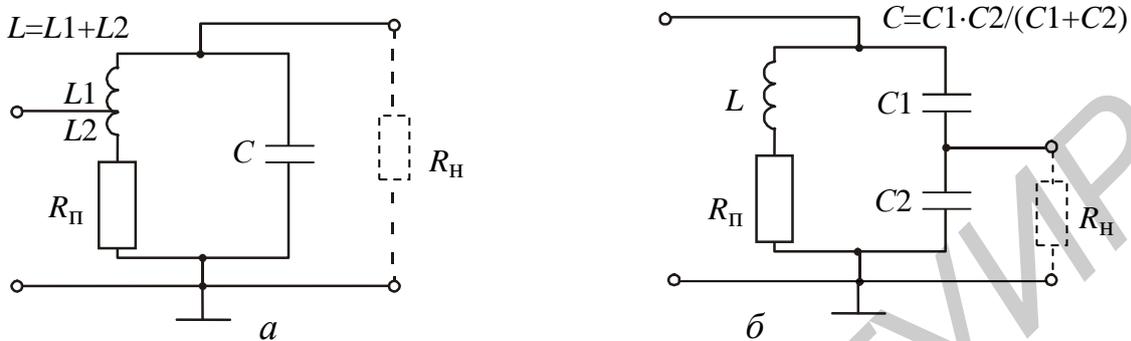


Рисунок 1.8

1.1.4 Одиночный последовательный резонансный LC-контур

Схему соединения элементов параллельного LC-контура можно преобразовать в последовательную. Причём, если Q намного больше 1, значения L и C практически не изменятся (рисунок 1.9, *а*). Последовательное соединение R_n и пересчитанного значения сопротивления нагрузки R_n' обозначим

$$R_n' = R_n + R_n'.$$

Тогда входное сопротивление контура определяется выражением

$$Z_{вх}(j2\pi f) = R_n' + j(2\pi fL - 1/2\pi fC) = R_n'[1 + j\xi(f)]. \quad (1.9)$$

АЧХ по напряжению U_c , измеряемому на конденсаторе (рисунок 1.9, *б*), равна

$$K_u(f) \cong Q / \sqrt{1 + \xi(f)^2}, \quad (1.10)$$

а ФЧХ (рисунок 1.9, *в*)

$$\varphi(f) = -(\pi/2) - \arctg[\xi(f)]. \quad (1.11)$$

Зависимость $K_u(f)$ показывает, что в последовательном LC-контуре на резонансной частоте f_0 напряжение U_c в Q раз больше E_r (резонанс напряжения), то есть этот контур является трансформатором напряжения.

Чтобы получить высокую добротность последовательного контура, он должен подключаться к источнику сигнала с малым R_i , а если $R_i \gg R_n'$, то его удобно использовать как режекторный фильтр (рисунок 1.10, *а, б*).

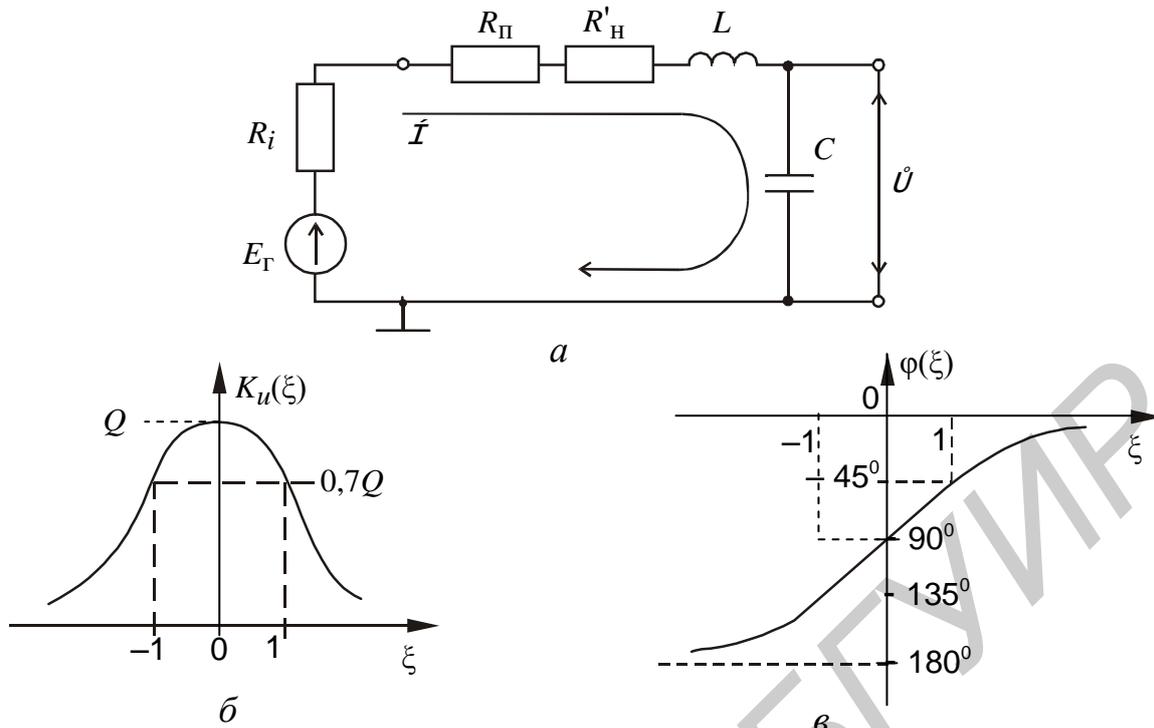


Рисунок 1.9

Для одиночного параллельного и последовательного LC -контуров коэффициент прямоугольности $N \Big|_{0,01}^{0,7} \cong 99$, что характеризует их низкую избирательность.

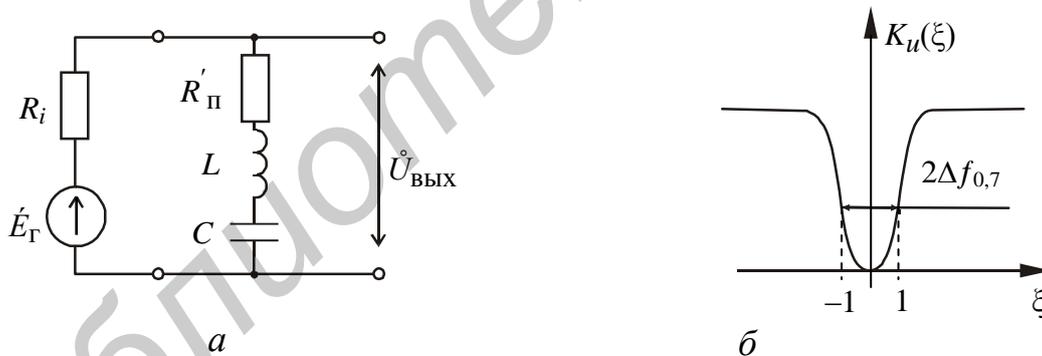


Рисунок 1.10

1.1.5 Система двух связанных параллельных контуров

Рассмотрим наиболее часто используемую систему двух одинаковых контуров с **внешней ёмкостной связью** ($C_{св}$) между ними (рисунок 1.11, а), которую можно представить в виде обобщённой эквивалентной Π -образной схемы (рисунок 1.11, б).

Для количественной оценки степени связи между **связанными контурами** (СК) используется **коэффициент связи**

$$k_{св} = \sqrt{K_{12}K_{21}}, \quad (1.12)$$

где K_{12} и K_{21} – соответственно, коэффициенты передачи напряжения из первого контура во второй и из второго в первый.

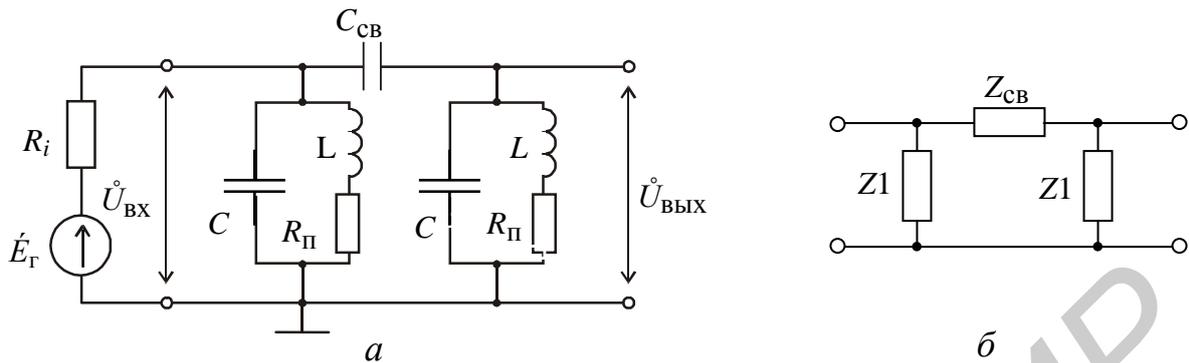


Рисунок 1.11

Для рассматриваемой схемы $K_{12} = K_{21} = C_{СВ} / (C + C_{СВ})$ и $k_{СВ} = C_{СВ} / (C + C_{СВ})$, а при слабой связи $k_{СВ} \cong C_{СВ} / C$.

Степень взаимного влияния контуров друг на друга определяет вид ЧХ и зависит как от величины связи, так и от начальной добротности Q . Это влияние оценивается **фактором связи**

$$\eta = k_{СВ} Q. \quad (1.13)$$

АЧХ двух СК определяется как

$$K_u(f) = U / E_r = Q\eta / \sqrt{[\eta^2 + 1 - \xi(f)^2]^2 + 4\xi(f)^2}. \quad (1.14)$$

Из графиков АЧХ для различных значений η (рисунок 1.12) видно, что когда $\eta \leq 1$, система двух СК имеет только одну резонансную частоту при $\xi(f) = 0$. При $\xi(f) = 0$, когда $\eta = 1$, значение $K_u(f)$ максимально, так как выполняется условие согласования между контурами (вносимое в контур активное сопротивление равно сопротивлению потерь в контуре $R_{вн}(f) = R_{П}$), и имеет место **случай критической связи**. Когда $\eta > 1$ система имеет три резонанса: при $\xi(f) = 0$, а также при $\xi(f)_{1,2} = \pm\sqrt{\eta^2 - 1}$.

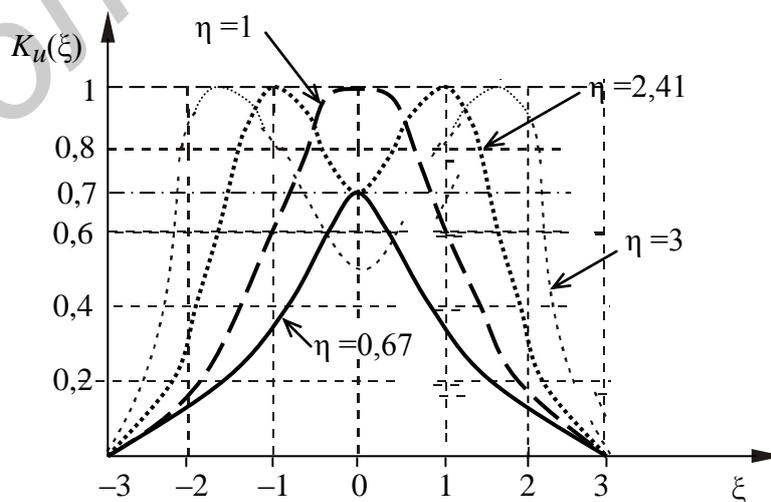


Рисунок 1.12

Значения $\xi(f)_{1,2}$ определяют так называемые **частоты связи**, на которых всегда выполняется вышеуказанное условие согласования, и АЧХ становится **двугорбой**. Когда $\eta > 2,41$ при $\xi(f) = 0$ в полосе пропускания наблюдается провал АЧХ более 3 дБ, что недопустимо. С увеличением значения η полоса пропускания $2\Delta f_{0,7}$ увеличивается и коэффициент прямоугольности уменьшается (таблица 1.1). При $\eta = 2,41$ $N \Big|_{0,01}^{0,7} \cong 7,1$ и $2\Delta f_{0,7}$ в 3,1 раза больше, чем у каждого из исходных контуров. Следовательно, СК позволяет получить более высокую избирательность.

Таблица 1.1

η	$\ll 1$	0,67	1	2,41
$2\Delta f'_{0,7}/2\Delta f_{0,7}$	0,64	1	1,41	3,1
$N \Big _{0,01}^{0,7}$	16	11,7	10	7,1

Сопротивления связи для других вариантов схем связанных контуров (рисунок 1.13) определяются как:

$X_{CB} = 1 / j2\pi f C_{CB}$ – емкостное (рисунок 1.13, а);

$X_{CB} = j2\pi f L_{CB}$ – индуктивное автотрансформаторная (рисунок 1.13, б);

$X_{CB} = j2\pi f M_{CB}$ – индуктивное трансформаторная (рисунок 1.13, в);

$Z_{CB} = R_{CB}$ – резистивное (рисунок 1.13, г);

$X_{CB} = j(2\pi f M_{CB} - 1 / 2\pi f C_{CB})$ – комбинированное (рисунок 1.13, д).

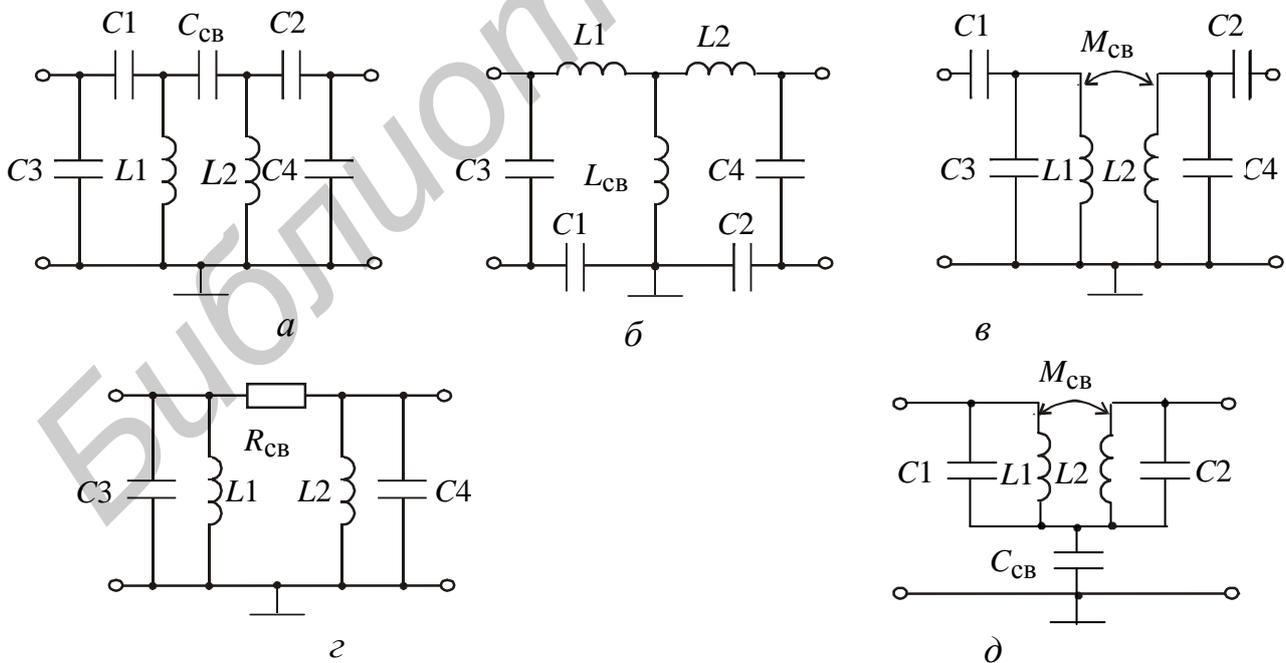


Рисунок 1.13

1.1.6 Цепочка связанных параллельных контуров

Используя цепочку СК (рисунок 1.14), можно создать избирательную систему, у которой коэффициент прямоугольности АЧХ стремится к 1. Такие устройства называются **фильтрами сосредоточенной селекции (ФСС)**. Однако при увеличении количества СК возрастают вносимые потери в полосе пропускания ФСС и это ограничивает число используемых в цепочке контуров.

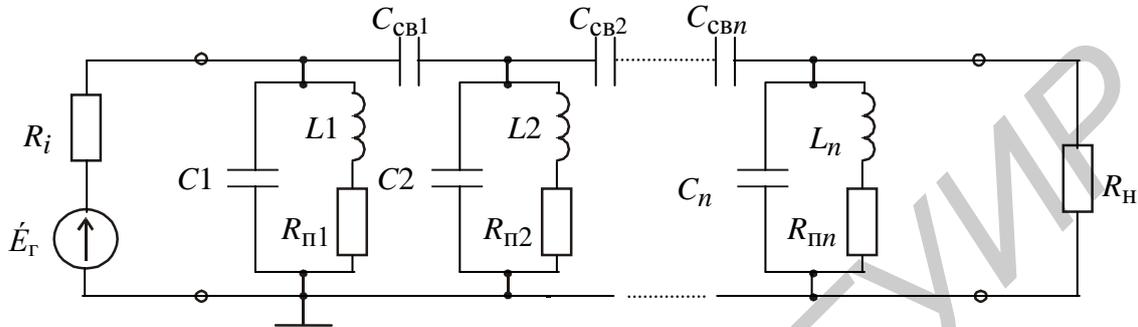


Рисунок 1.14

1.1.7 Лестничные фильтры

В качестве цепочки связанных контуров используются соединения симметричных и одинаковых Т- или П-образных звеньев (рисунок 1.15, а, б).



Рисунок 1.15

Типовыми звеньями **LC-фильтра низких частот (ФНЧ)** являются П- и Т-звенья типа «т» (рисунок 1.16, а, б). При выбранных значениях номинального характеристического сопротивления R_0 и граничной частоты характеристической полосы пропускания ω_0 параметры этих звеньев фильтра определяются из соотношений: элемент звена $C_0 = 1 / \omega_0 R_0$; $L_0 = R_0 / \omega_0$; характеристические сопротивления П- и Т-звена

$$Z_{\Pi} = R_0 / \sqrt{1 - \Omega^2} ; Z_{\Gamma} = R_0 \sqrt{1 - \Omega^2} , \quad (1.15)$$

где $\Omega = \omega / \omega_0$ – нормированная частота.

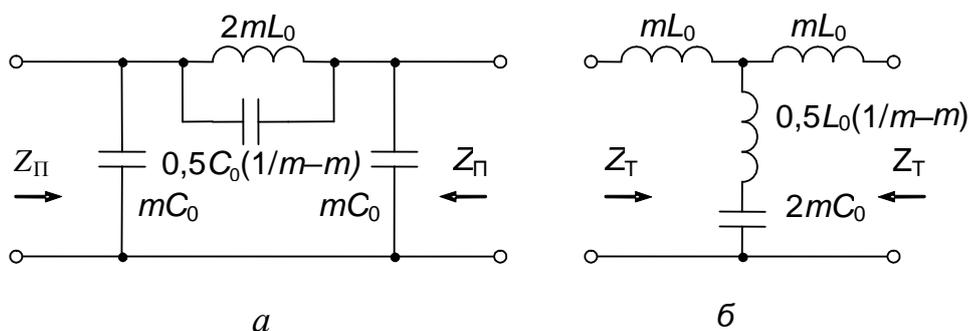


Рисунок 1.16

Частотные зависимости характеристических сопротивлений Z_{II} и Z_{TI} показывают (рисунок 1.17, а), что они в полосе пропускания ($0 < \Omega < 1$) вещественны, а в полосе задерживания ($\Omega > 1$) – чисто мнимые, при этом Z_{II} имеет емкостной характер, а Z_{TI} – индуктивный. Характеристическое затухание a_c и фаза b_c (рисунок 1.17, б) в отличие от Z_{II} и Z_{TI} зависят от коэффициента « m », который определяет частоту всплеска затухания:

$$\Omega_{в.з} = 1/\sqrt{1-m^2} \quad (1.16)$$

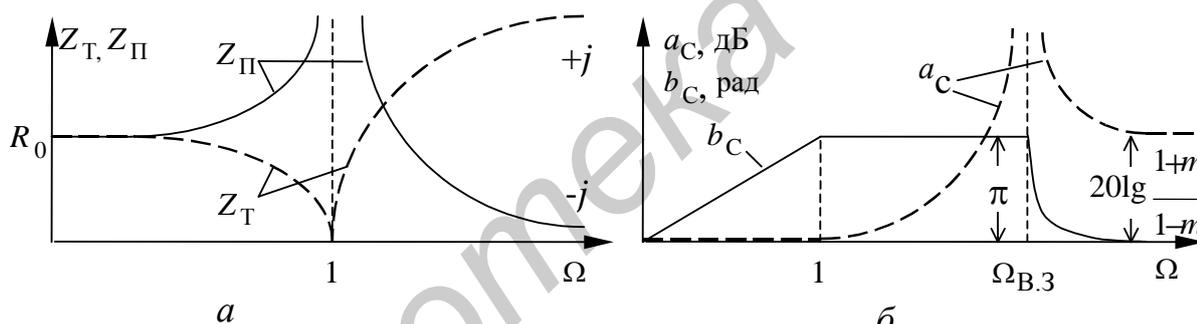


Рисунок 1.17

При $m \rightarrow 1$ частота всплеска стремится к бесконечности, при этом П- и Т-звенья типа « m » вырождаются в звенья типа « k » (рисунок 1.18, а, б).

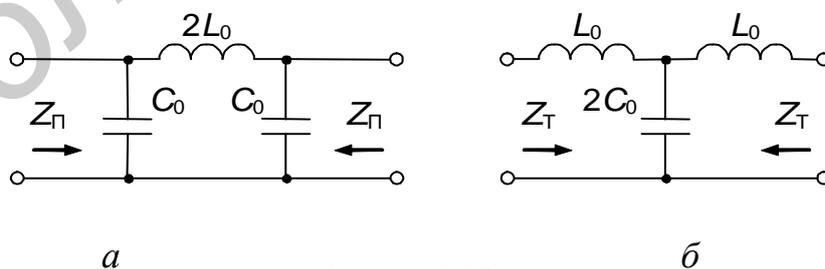


Рисунок 1.18

Для таких фильтров (рисунок 1.18) произведение $X_1 X_2 = k^2$ является постоянной величиной, независимой от частоты. Полоса пропускания фильтра, состоящего из чисто реактивных сопротивлений, определяется из соотношения

$$-1 < X_1 / 4X_2 < 0. \quad (1.17)$$

Многозвенные фильтры образуются путём каскадно-согласованного соединения типовых звеньев, когда соединяемые звенья имеют одинаковые значения R_0 , ω_0 и характер частотной зависимости Z_{Π} и Z_T .

Фильтры верхних частот (ФВЧ) можно получить из ФНЧ путём реактансного преобразования частоты вида $\Omega = -\omega_0 / \omega$. Исходный ФНЧ-прототип преобразуется в ФВЧ переводом индуктивности L_0 в ёмкость C_0 , а ёмкости C_0 – в индуктивность L_0 (рисунок 1.19, а). У ФВЧ преобразованная характеристика затухания будет иметь вид, показанный на рисунке 1.19, б, при этом частота $\omega_{В.3.1} = \omega_0 / \Omega_{В.3.1}$.

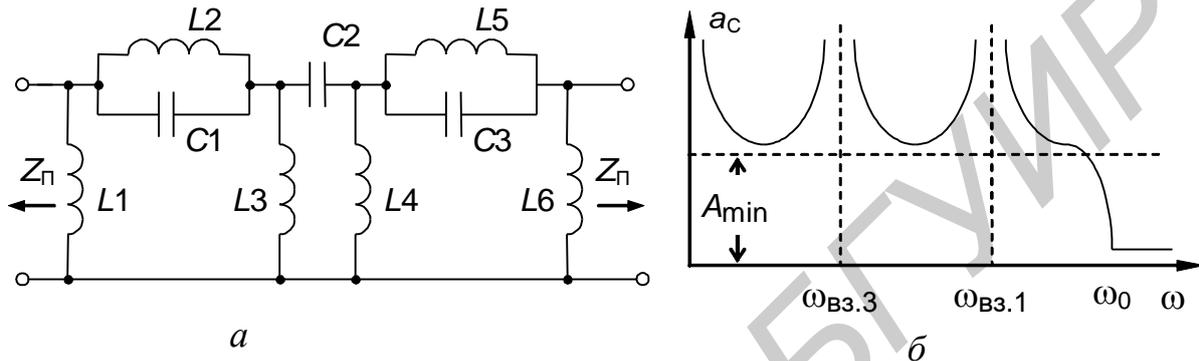


Рисунок 1.19

Полосовой фильтр (ПФ) с симметричными характеристиками затухания образуется из ФНЧ-прототипа путём реактансного преобразования частоты

$$\Omega = (\omega^2 - \omega_{-1}\omega_{+1}) / [\omega(\omega_{+1} - \omega_{-1})]. \quad (1.18)$$

При этом каждая индуктивность xL_0 ФНЧ-прототипа переводится в последовательный Lx -, Cx -контур, а каждая ёмкость yC_0 – в параллельный Ly -, Sy -контур, причём:

$$\begin{aligned} Lx &= xL_0; & Cx &= 1 / (\omega_{-1}\omega_{+1}xL_0); & L_0 &= R_0 / (\omega_{-1} - \omega_{+1}); \\ Sy &= yC_0; & Ly &= 1 / (\omega_{-1}\omega_{+1}yC_0); & C_0 &= 1 / [R_0(\omega_{+1} - \omega_{-1})]. \end{aligned} \quad (1.19)$$

П- или Т-звенья ПФ (рисунок 1.20, а, б), полученные из П- или Т-звеньев ФНЧ-прототипа «*m*»-типа (рисунок 1.16, а, б), имеют (рисунок 1.21, а, б) в полосе пропускания от ω_{-1} до ω_{+1} вещественные характеристические сопротивления (пунктирная зависимость соответствует Т-звену, а сплошная – П-звену), а в полосе задерживания – чисто мнимые. Всплеск затухания ПФ имеет место на частотах $\omega_{В.3+} = \omega_{+1}\Omega_{В.3}$ и $\omega_{В.3-} = \omega_{-1} / \Omega_{В.3}$, где $\Omega_{В.3}$ – нормированная частота всплеска затухания ФНЧ-прототипа.

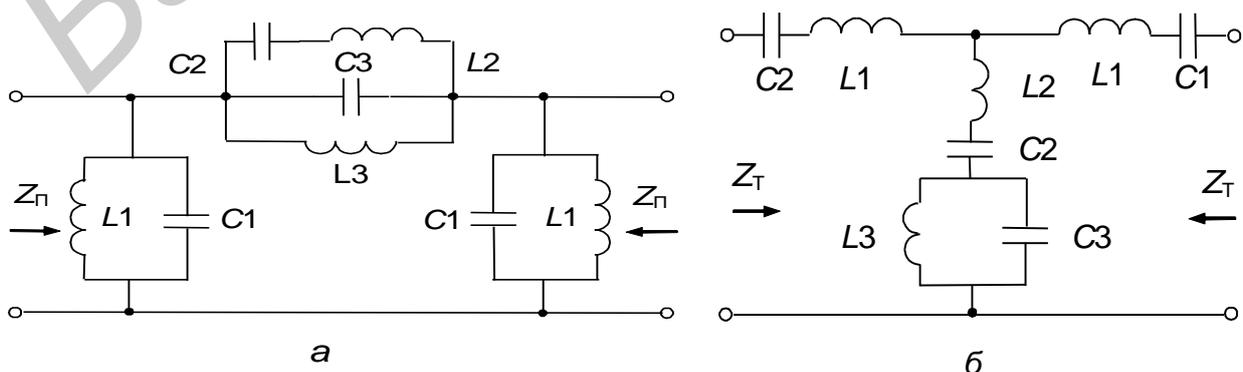


Рисунок 1.20

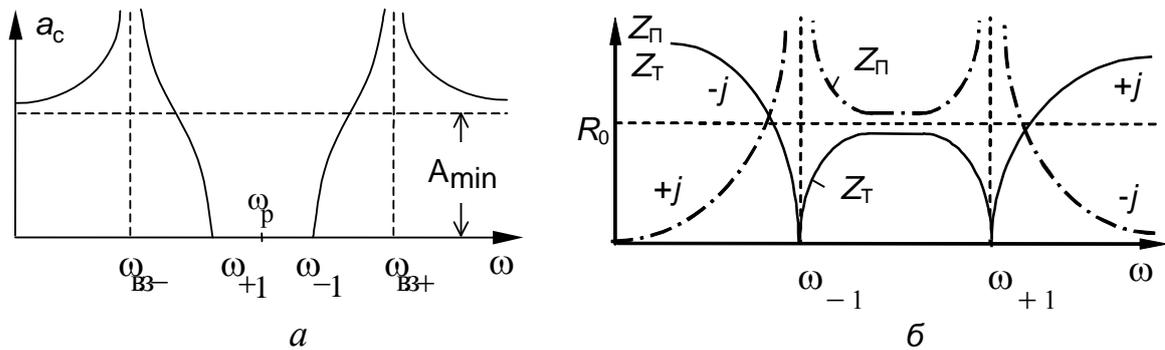


Рисунок 1.21

При последовательном соединении П- и Т-звеньев ПФ, которые могут отличаться коэффициентом « m », должны иметь одинаковые значения R_0 , ω_{-1} , ω_{+1} . Для согласования сопротивлений между ними надо обязательно включить полувзвено « k »-типа.

Реактансное преобразование частоты применяется также для перевода ФНЧ-прототипа в **заграждающий (режекторный) фильтр**. При этом каждая индуктивность xL_0 прототипа переводится в параллельный Lx -, Cx -контур, а каждая ёмкость yC_0 – в последовательный Ly -, Sy -контур. Схема ЗФ (рисунок 1.22, а), полученная из ФНЧ-прототипа (см. рисунок 1.16, а, б), имеет на частоте $\omega_p = \sqrt{\omega_{-1}\omega_{+1}}$ максимум затухания (рисунок 1.22, б).

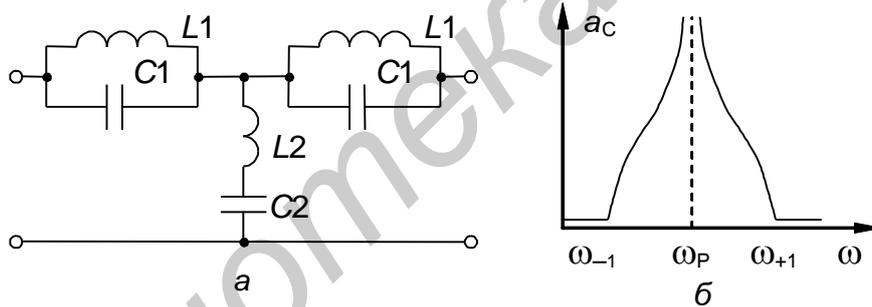


Рисунок 1.22

Рассмотренные схемы позволяют построить сравнительно простые и, как правило, неоптимальные по своим показателям фильтры.

1.1.8 Параллельная работа LC-фильтров

Параллельная работа фильтров встречается при разделении сигналов на каналные, при построении двухполосных двухпроводных систем передачи и в ряде других случаев (рисунок 1.23, а).

Параллельно включенные фильтры влияют на работу друг друга за счёт шунтирующего действия, зависящего от значений характеристического (входного или выходного) сопротивления фильтра j в полосе пропускания фильтра k , что приводит к искажениям частотных характеристик фильтров и к увеличению их рабочего затухания (рисунок 1.23, б).

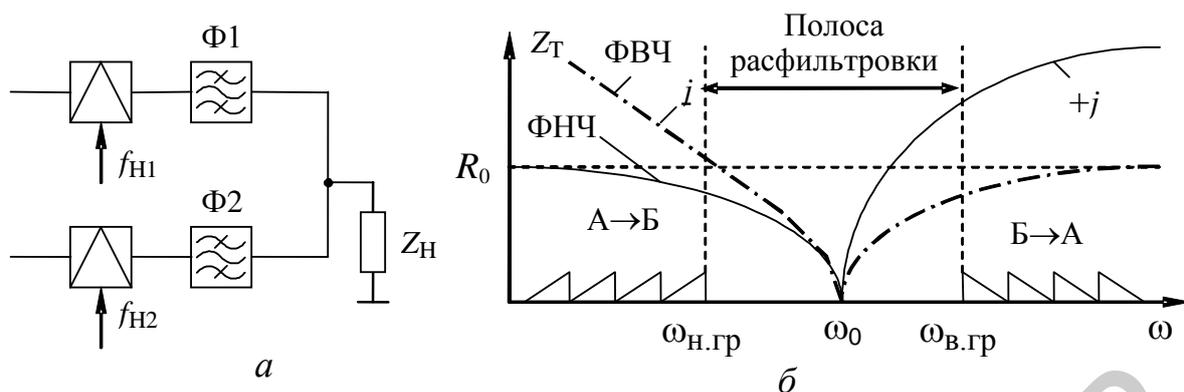


Рисунок 1.23

Для устранения этого влияния применяется так называемый метод x -окончаний, когда последовательно с последним элементом каждого фильтра вводят элементы L_x и C_x (рисунок 1.24). Подбирая значения L_x и C_x , добиваются того, чтобы с использованием «внутренних» элементов параллельного фильтра на выходе каждого фильтра оказалось бы включенным согласованное полузвено.

При параллельной работе нескольких ПФ реактивные сопротивления соседних фильтров (см. рисунок 1.17) имеют разные знаки и компенсируют друг друга. Наибольшее шунтирующее воздействие испытывают крайние по частоте фильтры. С целью компенсации шунтирующих реактивностей корректирующий контур (КК) включают параллельно фильтрам.

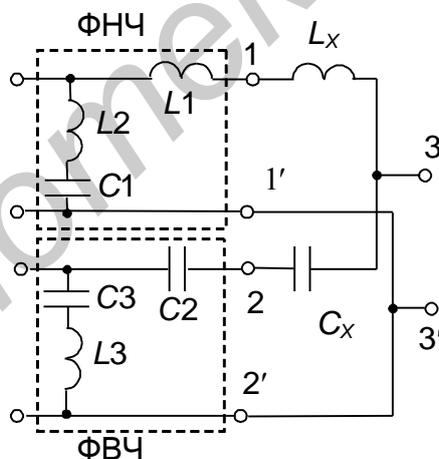


Рисунок 1.24

В тех случаях, когда полосы пропускания соседних фильтров примыкают друг к другу, используют развязывающие дифсистемы (ДС) (рисунок 1.25, а, б), которые могут выполняться по-разному.

Пример возможного построения n -входовой ДС, выполненной на отдельных трансформаторах с коэффициентами трансформации 1:1, показан на рисунке 1.25, в.

Одним из наиболее простых способов решения проблемы параллельного включения фильтров является использование резистивных развязывающих уд-

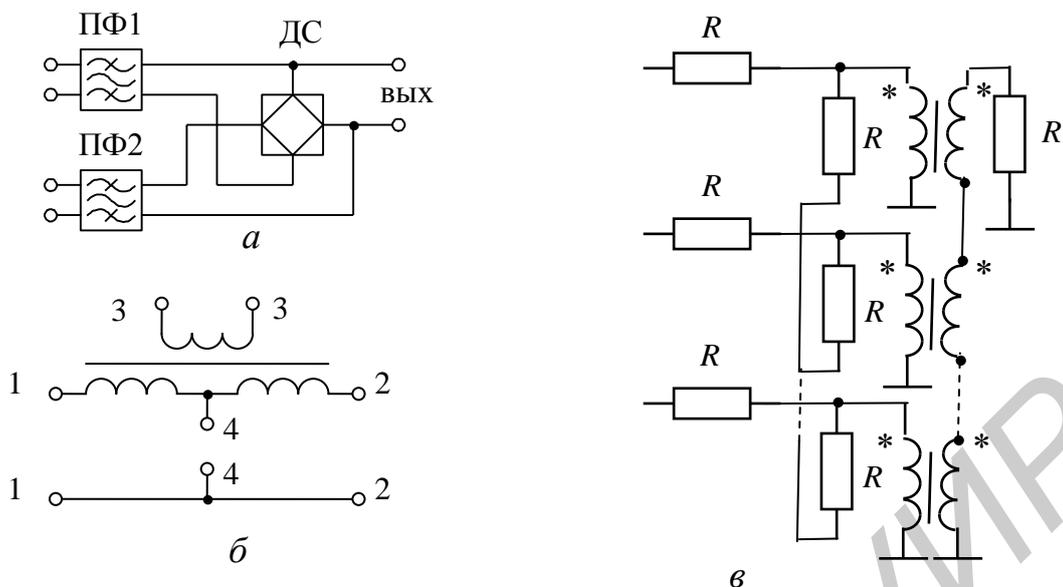


Рисунок 1.25

линителей (рисунок 1.26). Подключение входов каждого из фильтров Φ_i ($i = 1, \dots, n$) производится через цепочку $R_i - R$. Сопротивление R_i выбирают равным характеристическому сопротивлению фильтра, при этом $R_i \gg R$. Использование резистивных удлинителей приводит к уменьшению уровня сигнала на выходе. Если это недопустимо, тогда применяют объединение фильтров с помощью канальных усилителей, работающих на общую нагрузку (рисунок 1.27). Это почти идеальное решение, так как усилитель – однонаправленное устройство.

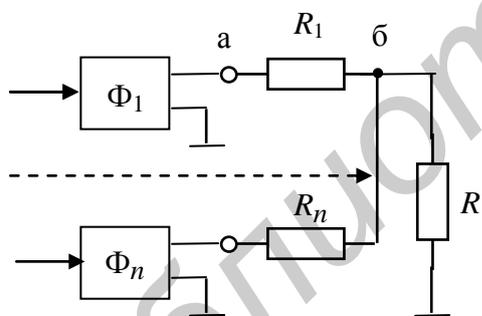


Рисунок 1.26

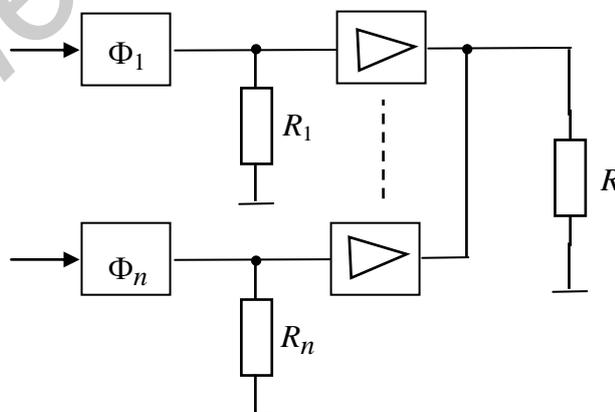


Рисунок 1.27

Более эффективным решением является использование одного операционного усилителя, охваченного параллельной ООС по напряжению (рисунок 1.28). Сопротивления R_1, \dots, R_n выбирают равными характеристическим сопротивлениям фильтров (обычно $R_1 = R_n = R_0$). Влияние выходного сопротивления каждого фильтра в этом случае будет ослаблено через делитель, образуемый R_n и $Z_{\text{вх}} \beta$, где $Z_{\text{вх}} \beta$ – очень большое входное сопротивление усилителя.

В рассмотренных LC-фильтрах используются катушки индуктивности с однослойной или многослойной намоткой тонкого изолированного провода на

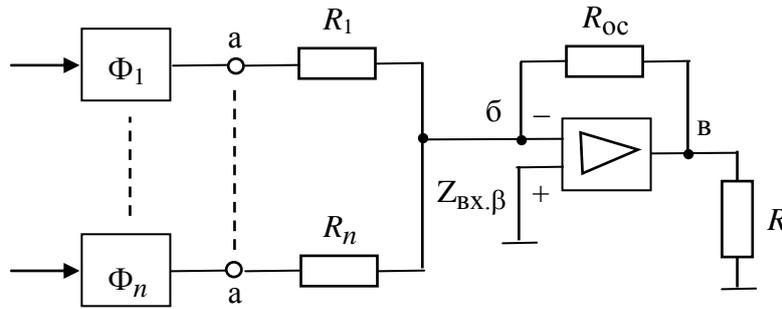


Рисунок 1.28

каркас или непосредственно на магнитный сердечник. Как правило, LC-фильтры весьма громоздки и зачастую не могут обеспечить качественных показателей, поскольку добротность катушек индуктивности мала. Основным достоинством LC-фильтров является их дешевизна и простота изготовления.

1.1.9 Типовые схемы и параметры RC-фильтров

RC-фильтры широко используются на частотах до нескольких сотен кГц, на которых катушки индуктивностей громоздки, обеспечивая приемлемую избирательность. RC-фильтры бывают **пассивными** и **активными**. Активными считаются RC-фильтры, которые содержат усилительные элементы (например транзисторы).

АЧХ **пассивных** RC-фильтров (рисунок 1.29) и их ФЧХ определяются по формулам:

– ФНЧ (рисунок 1.29, а) –

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_{ГРВ})^2}}; \quad \varphi(f) = -\arctg(f/f_{ГРВ}); \quad f_{ГРВ} = \frac{1}{2\pi RC}; \quad (1.20)$$

– ФВЧ (рисунок 1.29, б) –

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_{ГРН}/f)^2}}; \quad \varphi(f) = \arctg(f_{ГРН}/f); \quad f_{ГРН} = \frac{1}{2\pi RC}; \quad (1.21)$$

– ПФ (рисунок 1.29, в) –

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{9 + \xi^2(f)}}; \quad \varphi(f) = \arctg[(\xi(f)/3)]; \quad \xi(f) = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right); \quad (1.22)$$

$$f_0 = 1/2\pi RC;$$

– двойной Т-образный мост (рисунок 1.29, г), представляющий параллельное соединение Т-образных звеньев ФНЧ и ФВЧ –

$$K(f) = \frac{\xi(f)}{\sqrt{16 + \xi^2(f)}}; \quad \varphi(f) = \arctg\left(\frac{4}{\xi(f)} \right). \quad (1.23)$$

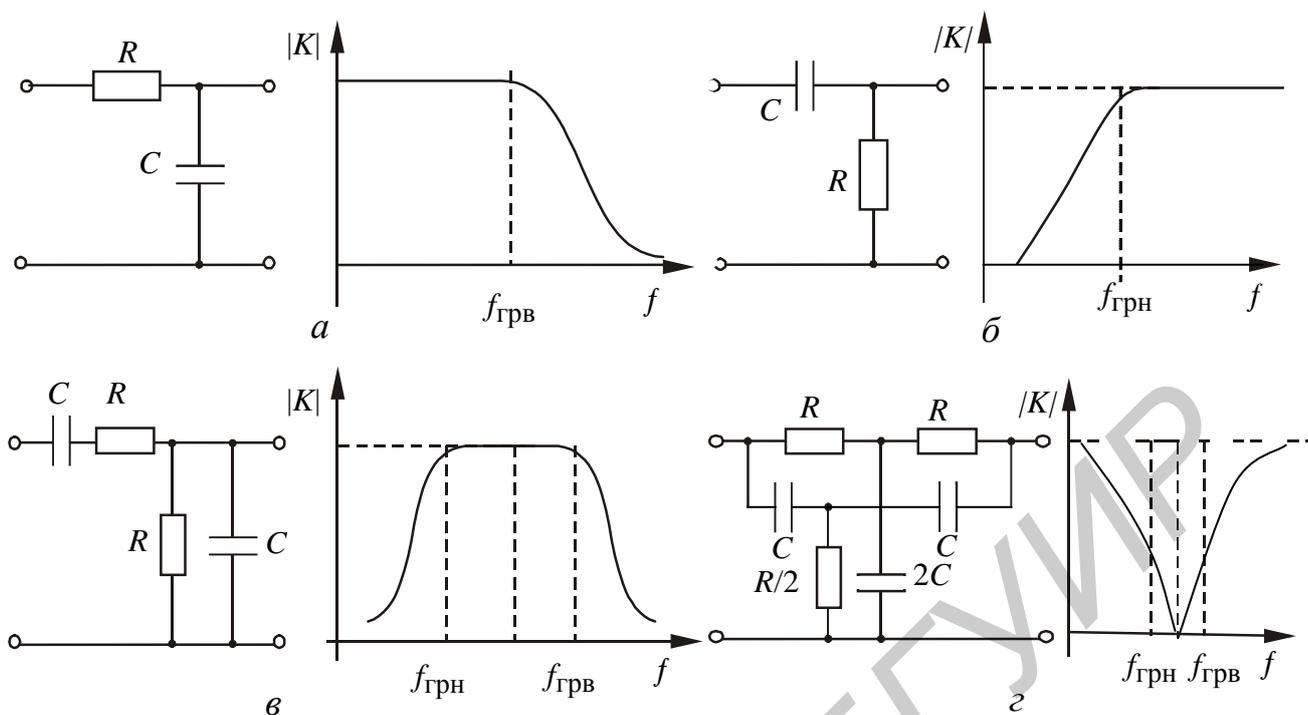


Рисунок 1.29

1.1.10 Активные RC-фильтры

Под **активными** фильтрами обычно понимают электронные усилители, содержащие RC-фильтры, включенные так, что у усилителя появляются избирательные свойства. В качестве усилительного элемента таких фильтров используются операционные усилители (ОУ), охваченные частотно-зависимой отрицательной обратной связью. Обладая высоким входным сопротивлением, они не нагружают частотно-задающие RC-цепи (рисунок 1.30, а).

Коэффициент передачи активного RC-фильтра при сильной отрицательной обратной связи равен

$$K(j\omega) = K_y / [1 + K_y K_\phi(j\omega)] \cong 1 / K_\phi(j\omega), \quad (1.24)$$

где $K_\phi(j\omega)$ – комплексный коэффициент передачи фильтра (ФНЧ, ФВЧ, ПФ, двойного Т-образного моста);

K_y – коэффициент усиления ОУ без обратной связи.

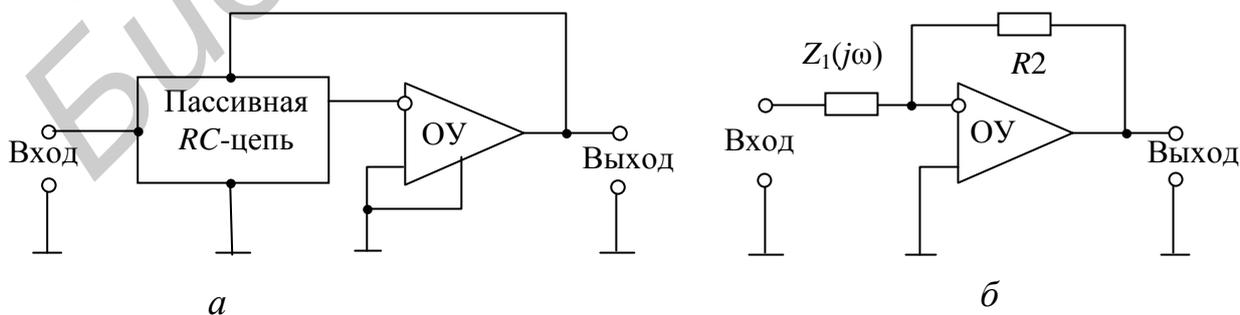


Рисунок 1.30

Для активного RC-фильтра первого порядка (рисунок 1.30, б) коэффициент усиления ОУ на частотах значительно ниже верхней граничной частоты

ты с неинвертирующим входом и равен

$$K_y = \frac{R1 + R2}{R1}, \quad (1.25)$$

а с инвертирующим

$$K_y = -\frac{R2}{R1}, \quad (1.26)$$

где $R1$ и $R2$ – сопротивления делителя отрицательной обратной связи; то есть не зависит от частоты.

Таким образом, АЧХ активного RC -фильтра полностью определяется примененной схемой пассивного RC -фильтра (см. рисунок 1.29), АЧХ $K_{\phi}(f)$ которых описываются формулами 1.20–1.23. Активный RC -фильтр с двойным Т-образным мостом образует фильтр второго порядка, в котором сочетание пассивной RC -цепи и ОУ позволяет получать фильтры с самыми разнообразными частотными характеристиками.

1.1.11 Электроакустические фильтры

Они представляют пьезоэлектрические фильтры (на элементах, использующих пьезоэлектрический эффект) и магнитострикционные фильтры (на элементах, использующих магнитострикционный эффект). Пьезоэлектрические и магнитострикционные фильтры являются устройствами **акустоэлектроники**.

Пьезоэлектрические фильтры основаны на использовании прямого и обратного пьезоэффекта. Их элементом является пьезоэлектрический резонатор (ПР), представляющий пластину 1 (в виде прямоугольника или диска) из пьезоэлектрического материала (пьезокварц, пьезокерамика и т. п.), на противоположных поверхностях которой нанесены электроды 2, которые имеют выводы 3 (рисунок 1.31, а). ПР может быть представлен в виде электрической эквивалентной схемы двухполюсника (рисунок 1.31, б), где C_d , L_d , R_d – эквивалентные ёмкость, индуктивность и активное сопротивление, а C_0 – ёмкость конденсатора, образованного электродами, нанесёнными на пьезопластину.

ПР имеет частоту последовательного и параллельного резонанса, которые равны

$$f_s = 1/(2\pi\sqrt{L_d C_d}) \quad \text{и} \quad f_p = 1/(2\pi\sqrt{L_d C_d C_0 / (C_d + C_0)}). \quad (1.27)$$

Добротность ПР равна

$$Q = 2\pi f_s L_d / R_d \quad (1.28)$$

и достигает десятков и сотен тысяч (у реальных LC -контуров не превышает 100...200). Поэтому можно пренебречь активными потерями и ЧХ реактивного сопротивления ПР (рисунок 1.31, в) примет вид

$$X(f) = (X_{L_d} + X_{C_d})X_{C_0} / (X_{L_d} + X_{C_d} + X_{C_0}). \quad (1.29)$$

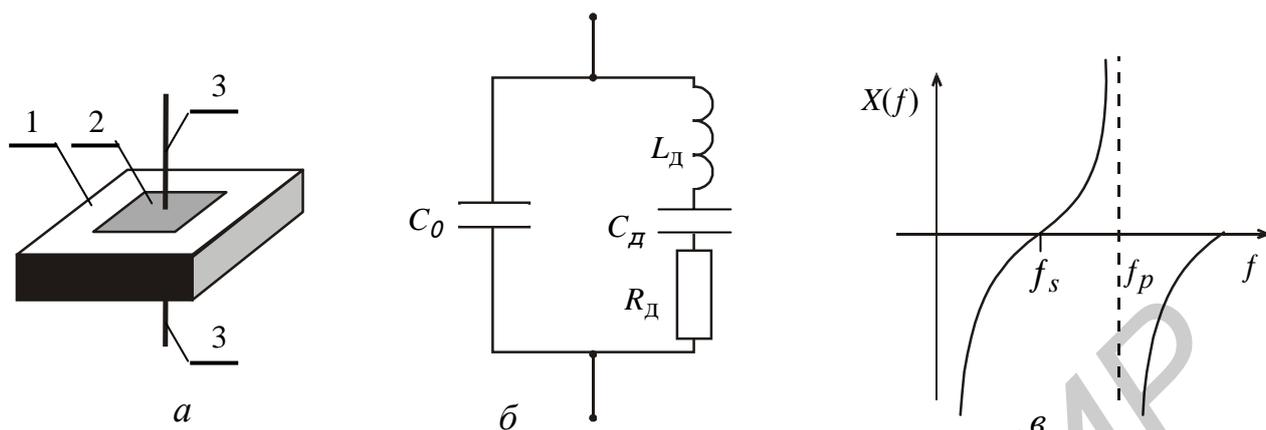


Рисунок 1.31

Включая ПР в поперечные и продольные ветви лестничных схем (рисунок 1.32, а), можно создавать фильтры с параметрами, практически не достижимыми в LC-фильтрах. Такие фильтры обладают малыми потерями, весьма высокой стабильностью, избирательностью (рисунок 1.32, б), устойчивостью к внешним механическим и климатическим воздействиям, малыми габаритами, весом и не требуют настройки.

Фильтры, образованные двумя и более ПР с использованием механической связи (рисунок 1.33) между ними, называются **пьезомеханическими** фильтрами (ПМФ).

Пьезоэлектрические фильтры хорошо работают на частотах от десятков кГц до сотен МГц.

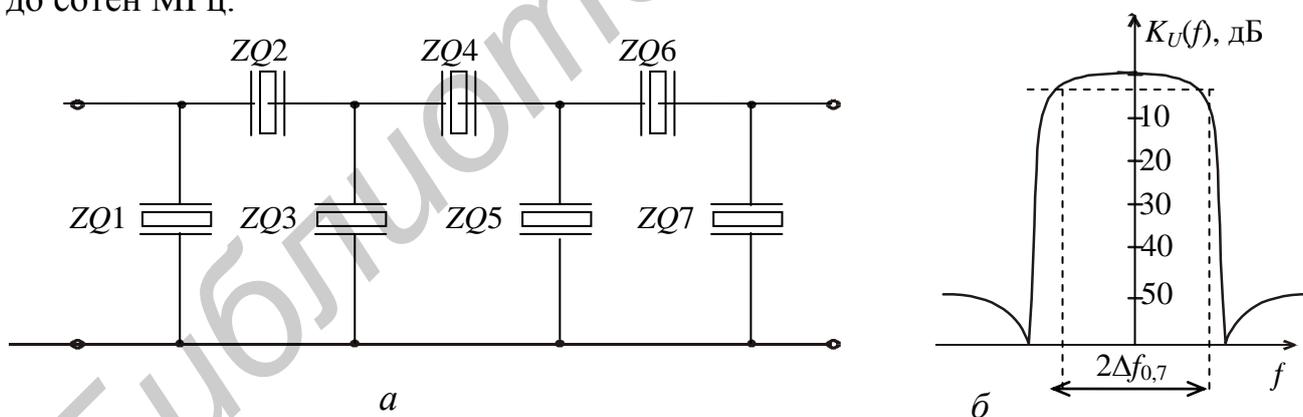


Рисунок 1.32

Магнестрикционные фильтры (МСФ) содержат элементы, использующие магнестрикционный эффект, и в случае механической связи между элементами называются **электромеханическими** фильтрами (ЭМФ).

ЭМФ содержит (рисунок 1.34) ферритовый стержень 1, имеющий круглую, прямоугольную или переменную форму поперечного сечения. Один конец стержня помещается в постоянное (создаваемое магнитом 2) и переменное (создаваемое катушкой $L_{вх}$ за счёт подаваемого входного сигнала $U_{вх}(t)$) маг-

нитное поле – это входной преобразователь 3. В стержне возникают механические колебания, которые передаются на другой его конец – выходной преобразователь 5. Переменное магнитное поле, образуемое в поле постоянного магнита 4, индуцирует в катушке $L_{\text{ВЫХ}}$ переменное выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}(t)$.

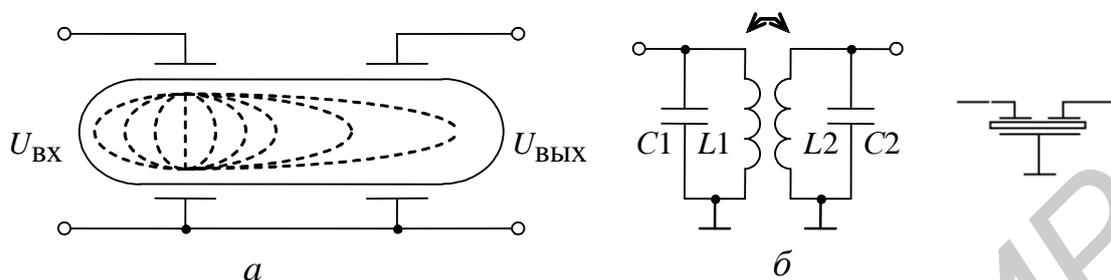


Рисунок 1.33

ЭМФ строятся по такой же схеме, как и пьезомеханический фильтр. Они хорошо работают на частотах от десятков до сотен кГц. В выше рассмотренных фильтрах используются объёмные акустические колебания (волны) (ОАВ).

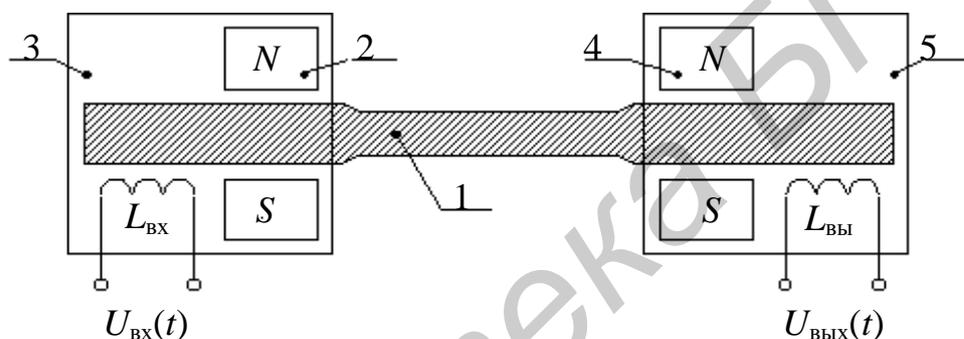


Рисунок 1.34

Пьезоэлектрические фильтры, которые используют сложные структуры пьезопреобразователей, возбуждающие и принимающие поверхностные акустические волны, называются фильтрами ПАВ. Они содержат встречно-штыревые преобразователи (ВШП1 и ВШП2) (рисунок 1.35, а), нанесённые с помощью фотолитографии на пьезоэлектрическую подложку – звукопровод. ВШП представляют собой набор металлических электродов, подсоединённых к контактным шинам.

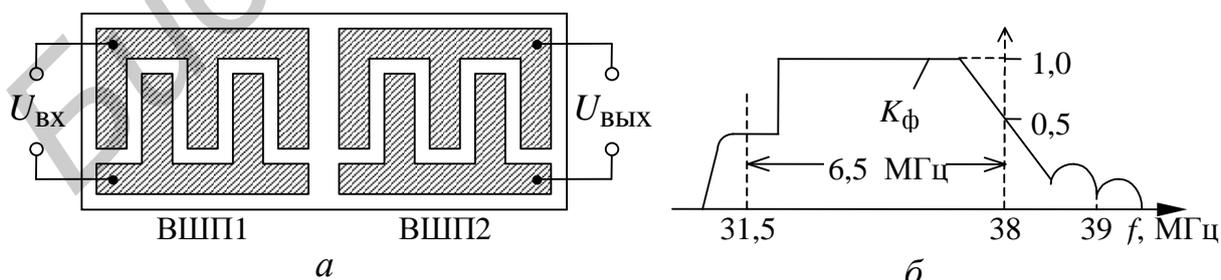


Рисунок 1.35

Изменяя число электродов ВШП, перекрытие соседних электродов по их длине (ширине звукопровода) и порядок подключения к контактным шинам

(рисунок 1.35, а), можно сформировать различные формы АЧХ и ФЧХ фильтров на ПАВ. На рисунке 1.35, б показана АЧХ фильтра ПАВ для усилителя промежуточной частоты (УПЧ) телевизионного приемника.

1.1.12 Устройство фильтра с линией задержки в цепи обратной связи четырехполюсника

Рассмотрим систему, состоящую из линейного ЧП с передаточной характеристикой $K(j\omega)$ и подключенной к его выходу линией задержки (ЛЗ) с временем задержки τ_3 , независящим от частоты (рисунок 1.36). Передаточная функция ЛЗ равна $e^{-j\omega\tau_3}$, и затухание сигнала в ней учитывается в функции $K(j\omega)$, то есть $\beta = 1$.

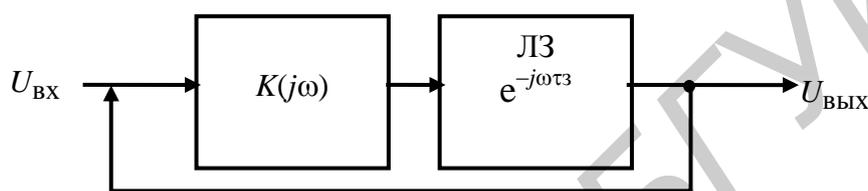


Рисунок 1.36

С выхода ЛЗ напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ подаётся на вход ЧП, куда подключен источник сигнала с напряжением $U_{\text{ВХ}}$. Передаточная функция прямой цепи равна

$$K(j\omega)e^{-j\omega\tau_3} = K(\omega)e^{-j[\varphi_K(\omega) - \omega\tau_3]}. \quad (1.30)$$

Передаточная функция всего устройства равна

$$K_\beta(j\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K(j\omega)e^{-j\omega\tau_3}}{1 - K(j\omega)e^{j\omega\tau_3}}. \quad (1.31)$$

При достаточно большом значении τ_3 для изменения фазы на 180° требуется относительно малое изменение частоты. В случае широкой полосы пропускания ЧП обязательно будут частоты, на которых обратная связь будет отрицательной или положительной. ОС будет отрицательной на частотах

$$|\varphi_K(\omega) - \omega\tau_3| = (2n + 1)\pi, \quad (1.32)$$

а положительной на частотах

$$|\varphi_K(\omega) - \omega\tau_3| = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.33)$$

Вблизи частот, соответствующих ООС, модуль $K(j\omega)$ может быть очень большим, а на частотах, соответствующих ПОС, для устранения самовозбуждения модуль $K(j\omega)$ должен быть меньше 1.

АЧХ и ФЧХ функции $K_\beta(j\omega)$ равны

$$K_\beta(\omega) = \frac{K(\omega)}{\sqrt{1 - 2K(\omega)\cos[\varphi_K(\omega) - \omega\tau_3] + K^2(\omega)}}; \quad (1.34)$$

$$\varphi_{\beta}(\omega) = \varphi_K(\omega) - \omega\tau_3 + \operatorname{arctg} \left[\frac{K(\omega) \sin[\varphi_K(\omega) - \omega\tau_3]}{1 - K(\omega) \cos[\varphi_K(\omega) - \omega\tau_3]} \right]. \quad (1.35)$$

Допустим в выражении (1.34) $K(j\omega) = \text{const} = K$ и $\varphi_K(\omega) = 0$ в диапазоне $0 < \omega < \infty$, тогда при ООС на частотах, когда $\cos(\omega\tau_3) = -1$, коэффициент $K_{\beta}(\omega)$ проходит через минимумы, а при ПОС – через максимумы.

Минимальные значения АЧХ будут равны

$$K_{\beta}[(2n+1)\omega] = \frac{K}{1+K}, \quad (1.36)$$

а максимальные

$$K_{\beta}(2n\omega) = \frac{K}{1-K}. \quad (1.37)$$

Частотный интервал между двумя соседними максимумами или минимумами равен $\Delta\omega_1 = 2\pi/\tau_3$ или $\Delta f_1 = 1/\tau_3$. АЧХ имеет вид «гребёнки», и такие фильтры называются **гребенчатыми**. АЧХ таких фильтров показана на рисунке 1.37.

Ширину полосы пропускания $2\Delta\omega_{0,7}$ каждого «зубца гребёнки» можно определить как

$$\cos(\Delta\omega_{0,7}\tau_3) = 1 - \frac{(1-K)^2}{2K}. \quad (1.38)$$

При $K < 1$ значение

$$2\Delta\omega_{0,7} = 2 \frac{1-K}{\tau_3}. \quad (1.39)$$

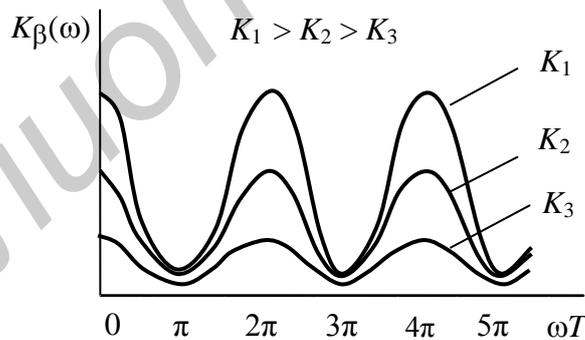


Рисунок 1.37

Гребенчатые фильтры широко применяются при обработке (фильтрации) смеси конечной последовательности импульсных сигналов одинаковой формы («пачки» импульсов) и шума. Они позволяют повысить отношение сигнал/помеха на выходе фильтра. Пиковые значения спектра последовательности, имеющего также гребенчатую структуру, при этом должны совпадать с максимумами АЧХ фильтра, то есть интервал между смежными пиками спектра должен быть равен частотному интервалу $\Delta\omega_1$. Следовательно, период повторения им-

пульсных сигналов должен совпадать с временем τ_3 в цепи обратной связи фильтра.

1.1.13 Цифровые фильтры

Обобщённая структурная схема устройства цифровой обработки непрерывных сигналов показана на рисунке 1.38.

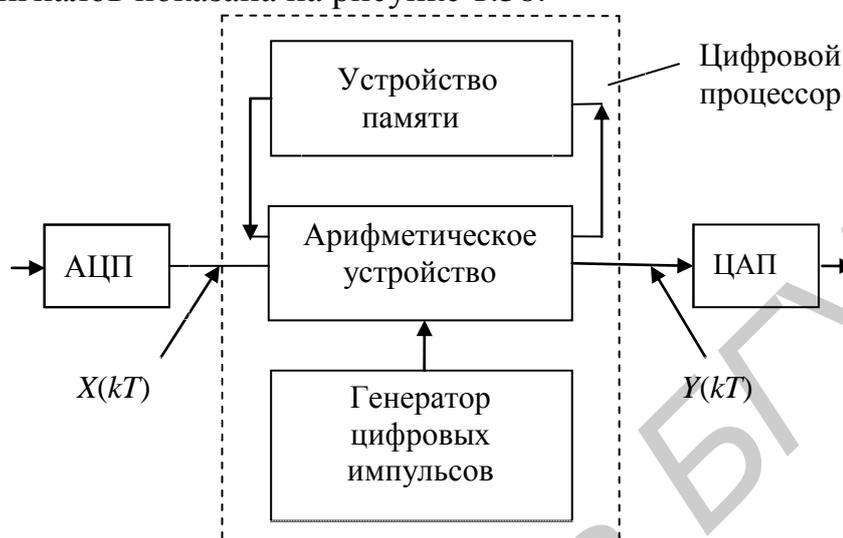


Рисунок 1.38

Аналоговый входной сигнал $X(t)$ (рисунок 1.39, а) поступает в аналого-цифровой преобразователь (АЦП). На выходе АЦП возникает сигнал, отображающий мгновенное значение входного сигнала в виде двоичного числа с фиксированным количеством разрядов, который поступает в так называемый цифровой процессор (ЦП), состоящий из арифметического устройства и устройства памяти.

ЦП преобразует поступающие в него числа в соответствии с заданным алгоритмом обработки и создаёт на выходе последовательность двоичных чисел, представляющих выходной сигнал.

Алгоритмы обработки сигналов ЦП могут быть очень разнообразными как по характеру, так и по степени сложности. Если в дальнейшем необходима информация в аналоговой форме $Y(t)$, то используется цифроаналоговый преобразователь (ЦАП).

АЦП, ЦАП и ЦП управляются генератором синхронизирующих импульсов, задающим частоту дискретизации, восстановления и обработки сигнала.

Цифровые устройства, производящие линейную обработку сигнала, называют цифровыми фильтрами (ЦФ).

Основной техникой показатель ЦФ – его быстродействие, оно зависит как от скорости протекания переходных процессов в микроселектронных компонентах, так и от сложности алгоритма фильтрации. Предельные частоты сигналов, обрабатываемых с помощью ЦФ, составляют десятки мегагерц, и достижения современной микроселектроники непрерывно расширяют этот диапазон.

При теоретическом анализе процессов ЦФ при малых ошибках квантования для упрощения анализа обычно пренебрегают эффектами квантования, то есть вместо цифровых сигналов рассматривают дискретные.

Практически каждому методу математического описания непрерывного сигнала соответствует свой аналог в теории дискретных сигналов. Преобразованию Фурье непрерывных сигналов соответствует дискретное преобразование Фурье, преобразованию Лапласа соответствуют дискретное z -преобразование, интегралу Дюамеля – дискретная свёртка.

ЦФ есть дискретная система (физическое устройство или программа для ЭВМ), которая преобразует последовательность числовых отсчётов входного сигнала X_k в последовательность отсчётов выходного сигнала Y_k .

На вход ЦФ подаётся входной сигнал $X(kT)$ в виде последовательности числовых значений, следующих с интервалом T (рисунок 1.39, б), полученный в результате преобразования некоторого аналогового сигнала $X(t)$ с помощью АЦП в дискретный.

Для каждого значения $X(kT)$ в ЦФ производится расчёт очередного значения выходного сигнала $Y(kT)$. В процессе расчёта, кроме очередного значения входного сигнала $X(kT)$, могут использоваться предыдущие значения входного и выходного сигналов:

$$X(kT - T), X(kT - 2T), \dots Y(kT - T), Y(kT - 2T), \dots$$

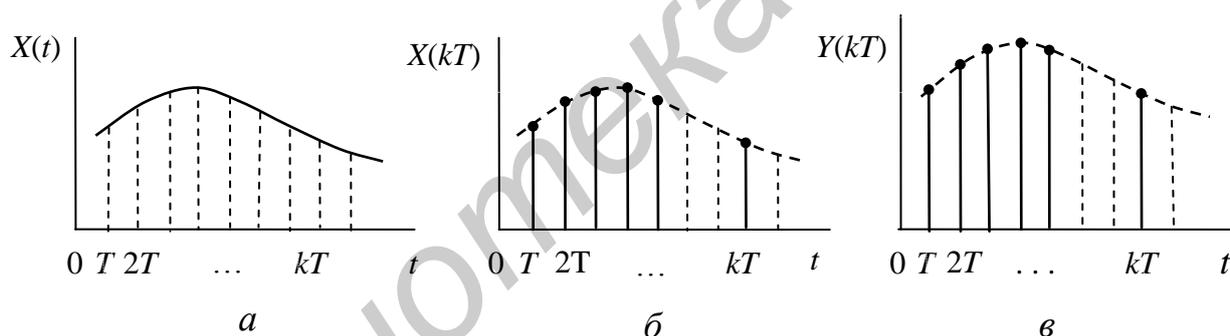


Рисунок 1.39

Тогда сигнал на выходе ЦФ $Y(kT)$ (рисунок 1.39, в) также представляет собой последовательность числовых значений, следующих с интервалом T , который является единым для всего устройства. Поэтому если на вход ЦФ подать простейший сигнал в виде единичного импульса (рисунок 1.40, а), то на выходе получим сигнал в виде дискретной последовательности числовых значений, следующих с интервалом T .

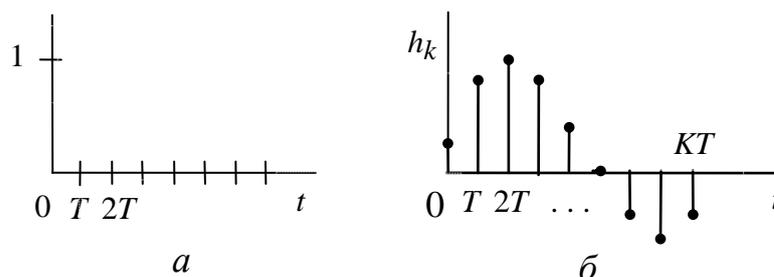


Рисунок 1.40

Этот ответный сигнал можно считать безразмерной импульсной характеристикой фильтра $h(kT)$ (рисунок 1.40, б).

Если входной сигнал представляет собой набор дискретных значений $X(0)$, $X(T)$, $X(2T)$, ..., то на выходе получим последовательность $Y(kT)$, причём

$$\begin{aligned} Y(0) &= h(0)X(0); \\ Y(T) &= h(T)X(0) + h(0)X(T); \\ Y(2T) &= h(2T)X(0) + h(T)X(T) + h(0)X(2T); \\ Y(nT) &= \sum_{k=0}^n X(nT - kT)h(kT) . \end{aligned} \quad (1.40)$$

Формула (1.40) представляет собой алгоритм цифровой фильтрации.

Таким образом, выходной сигнал определяется как дискретная свёртка входного сигнала и импульсной характеристики, аналогично обычным цепям. Если ИХ $h(kT)$ фильтра описывается последовательностью с конечным числом членов, то ЦФ может быть реализован в виде схемы алгоритма трансверсального (*transverse* – поперечный) **нерекурсивного** (не используются предыдущие значения $Y(kT)$ выходного сигнала) фильтра n -го порядка (рисунок 1.41, а).

Сдвиг числовых значений сигнала на интервал T при использовании преобразования Лапласа означает e^{-pT} , а при переходе на язык z -преобразований e^{-pT} обозначают символом z^{-1} . Коэффициентами $a_0 - a_n$ обозначены масштабные (весовые) блоки, выполняющие в цифровой форме операции умножения на соответствующие коэффициенты.

Если ИХ $h(kT)$ содержит бесконечное число членов, но они быстро убывают по величине, то можно ограничиться конечным числом членов.

В случае если члены $h(kT)$ не убывают по величине, алгоритм нерекурсивного ЦФ оказывается нереализуемым и необходимо использовать алгоритм **рекурсивного** ЦФ (рисунок 1.41, б).

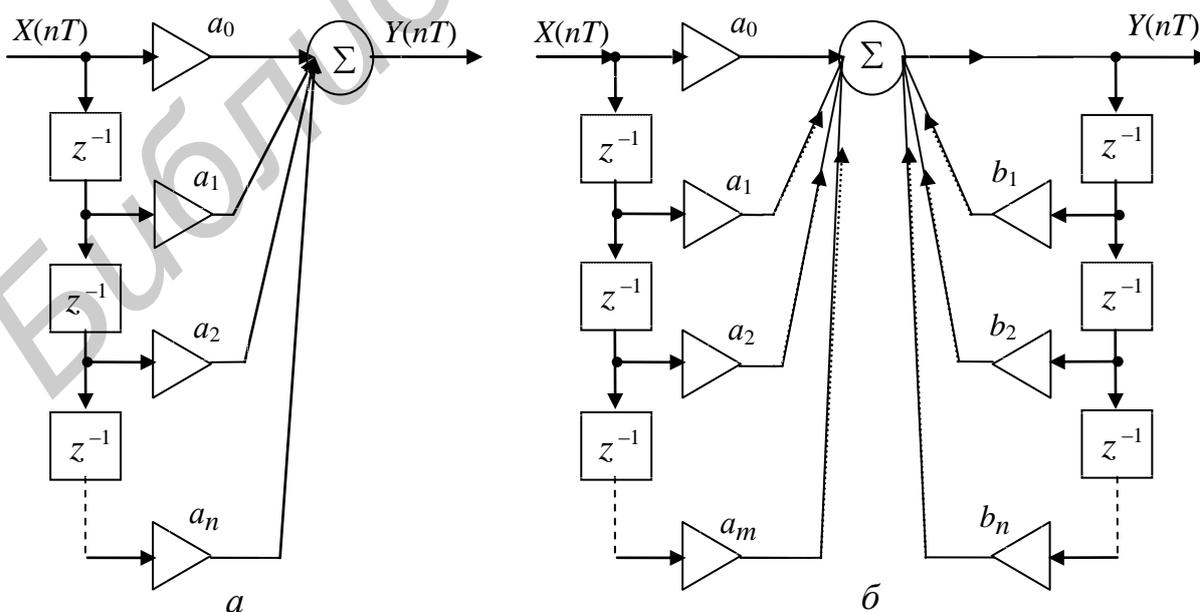


Рисунок 1.41

Рекурсивные фильтры позволяют для убывающих ИХ производить обработку сигнала с более высокой точностью, так как ИХ не ограничивается.

Одним из важных показателей ЦФ является **частотный коэффициент передачи**. Выборки непрерывного гармонического сигнала $S(t) = \cos \omega t$, взятые с интервалом дискретизации T , описываются дискретной последовательностью (рисунок 1.42, а):

$$s_k = \cos \omega kT = e^{j\omega kT}. \quad (1.41)$$

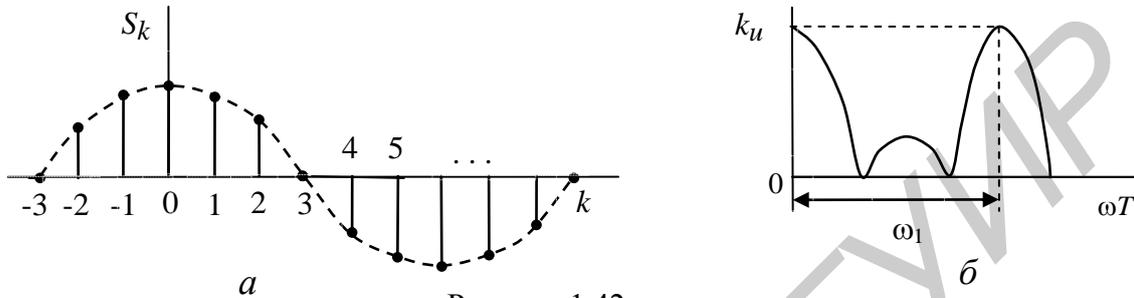


Рисунок 1.42

Если на вход линейного ЦФ подать дискретную гармоническую последовательность (1.41), бесконечную во времени (то есть $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$), то на выходе получим выходной сигнал в виде

$$y_m = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_k h_{m-k} = e^{j\omega mT} \sum_{n=0}^{\infty} h_{m-k} e^{-j\omega nT}, \quad (1.42)$$

где $n = m - k$.

Частотный коэффициент передачи ЦФ $k_u(\omega)$ определится как

$$k_u(\omega) = \frac{y_m}{s_m} = \sum_{n=0}^{\infty} h_n e^{-j\omega nT}. \quad (1.43)$$

Из соотношения (1.43) следует, что частотный коэффициент передачи $k_u(\omega)$ ЦФ, как и спектр дискретного сигнала, имеет периодическую структуру (рисунок 1.42, б) с периодом по оси частот, равным частоте дискретизации $\omega_1 = 2\pi / T$. Периодическая структура частотного коэффициента передачи ЦФ позволяет либо выделять, либо подавлять отдельные составляющие спектра дискретного сигнала.

ЦФ обладают рядом существенных преимуществ – высокая стабильность параметров, возможность получать самые разнообразные формы АЧХ и ФЧХ. Цифровые фильтры не требуют настройки и легко реализуются в виде алгоритмов и программ для ЭВМ.

Точность обработки сигнала ЦФ определяется точностью выполняемых расчётов, которая может быть несоизмеримо выше точности обработки сигнала аналоговыми фильтрами.

В цифровых фильтрах появляются специфические погрешности, вызванные дискретизацией, квантованием сигнала и округлением значений обрабатываемого сигнала в процессе вычислений. Недостатком ЦФ по сравнению с аналоговыми является их большая сложность и более высокая стоимость. Когда

алгоритм обработки сигналов несложен и не требуется высокой точности, целесообразнее применять дискретные фильтры. Они проще и дешевле, чем цифровые фильтры.

1.1.14 Дискретные фильтры

Аналоговые устройства, которые могут производить обработку не квантованных дискретных сигналов по алгоритмам, аналогичным алгоритмам цифровой фильтрации, называют дискретными фильтрами.

Дискретные фильтры могут быть реализованы в виде некоторой аналоговой схемы, состоящей из линий задержки, сумматоров и перемножающих элементов. Практическое применение такого построения фильтров ограничено.

Более перспективны дискретные фильтры на приборах с зарядовой связью (ПЗС). ПЗС используют как точно регулируемую и независимую от частоты входного дискретного аналогового сигнала линию задержки. Они пригодны для построения фильтров рекурсивного и трансверсального типов.

Из дискретизации непрерывных сигналов следует, что реальные сигналы могут быть описаны выборками как в спектральной, так и во временной области. И дискретный спектр, и дискретный сигнал полностью описывают исходный непрерывный сигнал.

Непрерывный сигнал конечной длительности T_c с числом степеней свободы, равным N , можно записать в виде дискретного сигнала, представленного рядом Котельникова:

$$S_d(\Delta tk) = \sum_{k=0}^N S(\Delta tk) \frac{\sin[\omega_B(t - \Delta tk)]}{\omega_B(t - \Delta tk)}, \quad (1.44)$$

где ω_B – верхняя частота, ограничивающая спектр;

$\Delta tk = t_k$ – временной отсчёт выборки сигнала;

Δt – интервал дискретизации;

k – номер выборки.

Спектр дискретного сигнала можно найти с помощью обычного прямого преобразования Фурье:

$$S_d(j\omega) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} S_d(\Delta tk) e^{-j\omega k \Delta t} \quad \text{при } (\omega_H < \omega < \omega_B). \quad (1.45)$$

Чтобы перейти к дискретному спектру, необходимо вычислять значения $S_d(j\omega)$ для дискретных значений частоты (частотных выборок):

$$\omega_n = n \frac{2\pi}{T_c} = n\Omega. \quad (1.46)$$

В результате получим формулу для дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$S_d(j\omega_n) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} S_d(\Delta tk) e^{-jnk2\pi/N}. \quad (1.47)$$

Свойства ДПФ во многом аналогичны свойствам обычного преобразования Фурье. Но ДПФ (аналогично свойству периодичности спектра дискретизированных сигналов) является периодической функцией частоты с периодом, равным $N\Omega$.

Для определения значений дискретного сигнала $S_d(\Delta tk)$ существует и обратное ДПФ:

$$S_d(\Delta tk) = \frac{1}{T_c} \sum_{n=0}^{N-1} S(jn\Omega) e^{jnk2\pi/N}. \quad (1.48)$$

ДПФ применяется для вычисления спектров функций, заданных графически или таблично, когда необходимо найти энергетический спектр по корреляционной функции сигнала. Важным является применение ДПФ для вычисления сигнала на выходе фильтра без ограничений на вид его частотной характеристики. Например, частотная характеристика может быть идеальной прямоугольной формы, что невозможно реализовать с помощью обычных фильтров.

Недостатком ДПФ является большое количество математических операций, которые необходимо произвести. Если число степеней свободы сигнала равно N , то для расчёта по формулам ДПФ необходимо выполнить N^2 умножений и N^2 сложений комплексных чисел, то есть всего $2N^2$ арифметических операций. При большом N такая обработка сигналов оказывается слишком трудоёмкой.

Для облегчения вычисления ДПФ применяют специальные алгоритмы, которые позволяют во много раз сократить объём необходимых вычислений.

Существует несколько различных алгоритмов, которые называют быстрым преобразованием Фурье (БПФ). Наиболее простые алгоритмы получаются, если N является степенью числа 2.

При применении алгоритма, основанного на так называемом прореживании по времени, для вычисления ДПФ последовательности из N точек требуется выполнить $\text{Mog}_2 N$ сложений и не более $0,5 \text{Mog}_2 N$ умножений. При использовании обычной формулы ДПФ необходимо выполнить $2N^2$ арифметических операций. Применение БПФ при $N > 1000$ позволяет сократить объём вычислений более чем в 100 раз.

1.2 Коррекция линейных (частотных) искажений измерительного сигнала

1.2.1 Назначение устройств коррекции частотных искажений и их классификация

Для устранения линейных искажений измерительного сигнала, вызванных АЧХ и ФЧХ тракта передачи, в средство измерения включают специальные устройства корректирующие эти искажения, соответственно называемые амплитудными (АК) и фазовыми (ФК) корректорами. Такие корректоры можно реализовать в виде пассивных RLC -цепей, активных ARC -цепей, а также на основе аналого-цифрового преобразования сигналов и их цифровой обработки.

Устройства АК и ФК делят на следующие типы:

– нерегулируемые (постоянные) – которые обладают фиксированной ЧХ затухания (ЧХЗ) $a_{кор}(\omega)$ или ФЧХ. Они предназначены для формирования ЧХЗ и ФЧХ линейных усилителей с целью выравнивания регулярных искажений трактов передачи, неравномерности ЧХЗ и ФЧХ фильтров и т. п.;

– регулируемые (переменные) – которые рассчитаны на воспроизведение набора отдельных ЧХЗ или ФЧХ в заданном интервале значений.

Регулируемые корректоры в свою очередь можно разделить на:

– регулируемые с дискретно изменяющимися ЧХЗ или ФЧХ;

– регулируемые с плавно изменяющимися ЧХЗ или ФЧХ. ЧХЗ или ФЧХ этих корректоров могут изменяться вручную или автоматически (используя управляющие элементы: термистор, мемистор и др.).

1.2.2 Нерегулируемые амплитудные корректоры

По виду ЧХЗ нерегулируемые амплитудные корректоры (НАК) делятся на 2 класса:

– 1-й – с частотно-независимой ЧХЗ (НАК, называемый удлинителем)

$$a_{кор}(\omega) = \text{const};$$

– 2-й – с частотно-зависимой ЧХЗ $a_{кор}(\omega) = f(\omega)$.

Частотно-независимые НАК состоят из активных сопротивлений и характеризуются затуханием $a_{кор}(\omega) = \text{const} = a$, а также активными сопротивлениями $R_{вх}$ и $R_{вых}$ (рисунок 1.43, а, б).

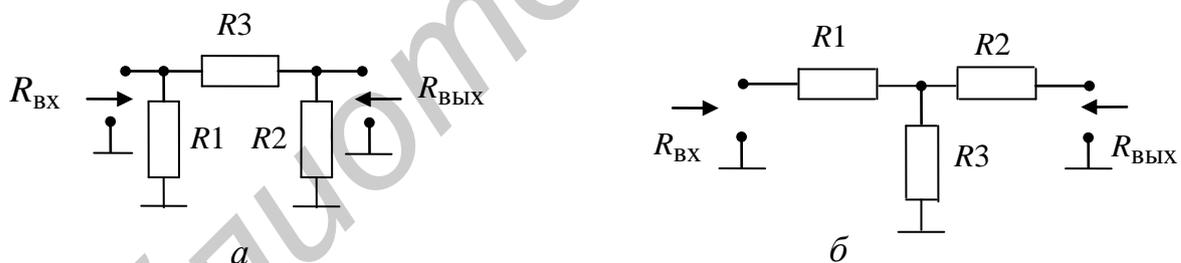


Рисунок 1.43

Параметры НАК-удлинителя при согласовании по входу и выходу, считая сопротивления $R_{вх}$, $R_{вых}$ и величину затухания в неперах $a_{кор} = a^*$ ($1 \text{ Нп} \approx 8,7 \text{ дБ}$) заданными, вычисляются с помощью выражений, полученных из режимов ХХ и КЗ соответственно, для П-образной эквивалентной схемы (см. рисунок 1.43, а):

$$R1 = R3R_{вх} \text{th}(a^*) / [R3 - R_{вх} \text{th}(a^*)]; \quad (1.49)$$

$$R2 = R3R_{вых} \text{th}(a^*) / [R3 - R_{вых} \text{th}(a^*)]; \quad R3 = \sqrt{R_{вх} R_{вых}} \text{sh}(a^*); \quad (1.50)$$

и Т-образной (см. рисунок 1.43, б):

$$R1 = R_{\text{ВХ}} / \text{th}(a^*) - R3; \quad R2 = R_{\text{ВЫХ}} / \text{th}(a^*) - R3; \quad (1.51)$$

$$R3 = \sqrt{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВЫХ}}} / \text{sh}(a^*). \quad (1.52)$$

Подобные нерегулируемые амплитудные корректоры (удлинители) применяются для согласования сопротивлений двух участков цепи таким образом, чтобы минимальное значение затухания удлинителя a_{min} , при котором заданное изменение сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ относительно номинального $R_{\text{с2}}$ приводит к изменению входного сопротивления удлинителя в заданных пределах относительно номинального значения $R_{\text{с1}}$.

1.2.3 Частотно-зависимые амплитудные корректоры

Для коррекции постоянных амплитудно-частотных искажений используются частотно-зависимые НАК, представляющие собой Т-образные мостовые или Г-образные четырёхполюсники (рисунок 1.44, а, б, в), содержащие двухполюсники $Z_1(j\omega)$ и $Z_2(j\omega)$, которые состоят из активных сопротивлений и одного или нескольких реактивных элементов и являются взаимнообратимыми. При этом НАК имеют постоянные активные характеристические сопротивления

$$Z_{c1} = Z_{c2} = \sqrt{Z_1(j\omega)Z_2(j\omega)} = R_0. \quad (1.53)$$

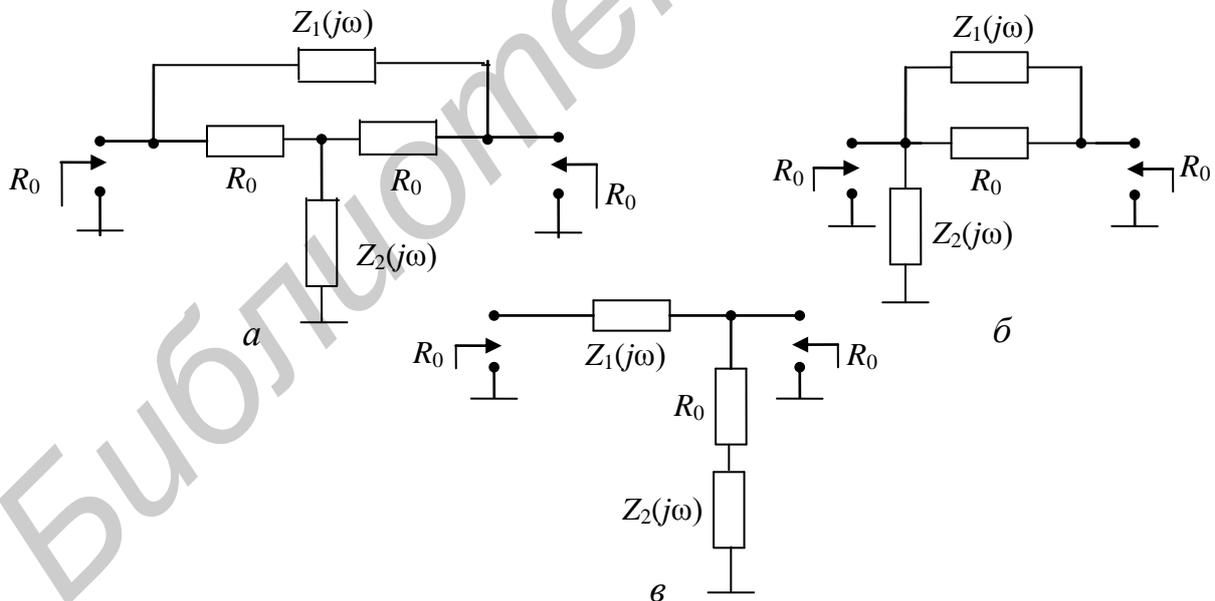


Рисунок 1.44

Схемы звеньев НАК первого порядка (с одноэлементными реактивными сопротивлениями) показаны на рисунке 1.45, а, б.

Для НАК (см. рисунок 1.45, а) имеем $Z_2(j\omega) = R2 + j\omega L2$, тогда вносимое звеном затухание в зависимости от частоты равно в децибелах

$$a(x) = (a_0 / 2) + 10 \lg \left(\frac{k + x^2}{1 + kx^2} \right); \quad (1.54)$$

где $x = \omega / \omega_0$;

$$\omega_0 = \sqrt{k} R_2 / L_2;$$

$$a_0 = 20 \lg(k);$$

$$k = 1 + R_1 / R_0 = 1 + R_0 / R_2.$$

Затухание, вносимое АК на частоте $\omega = 0$, максимально равно a_0 и при $\omega \gg \omega_0$ стремится к нулю.

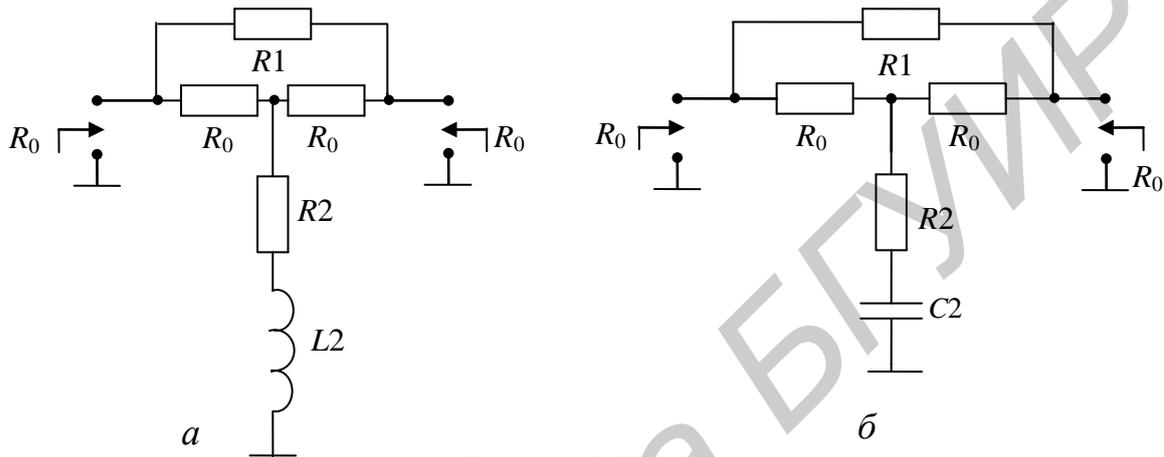


Рисунок 1.45

Для НАК (см. рисунок 1.45, б) имеем $Z_2(j\omega) = R_2 + 1 / j\omega C_2$, а вносимое им затухание определяется как

$$a(x) = (a_0 / 2) + 10 \lg \left(\frac{1 + kx^2}{k + x^2} \right); \quad (1.55)$$

где $x = \omega / \omega_0$;

$$\omega_0 = 1 / (\sqrt{k} R_2 C_2);$$

$$a_0 = 20 \lg(k);$$

$$k = 1 + R_1 / R_0 = 1 + R_0 / R_2.$$

На частоте $\omega = 0$ затухание, вносимое АК, минимально и равно $a(\omega = 0) = 0$, а при $\omega = \infty$ равно a_0 .

Частотные характеристики затухания в зависимости от нормированной частоты x показаны на рисунке 1.46, причем кривая 1 соответствует корректору, показанному на рисунке 1.45, а, а кривая 2 – корректору на рисунке 1.45, б.

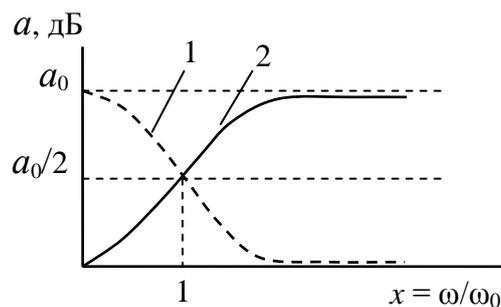


Рисунок 1.46

Типовые схемы звеньев НАК второго порядка показаны на рисунке 1.47, а, б, когда $Z_1(j\omega)$ и $Z_2(j\omega)$ содержат по два реактивных элемента.

Для схемы (см. рисунок 1.47, а)

$$Z_1(j\omega) = \frac{j\omega L1R1}{R1 - \omega^2 L1C1R1 + j\omega L} \quad (1.56)$$

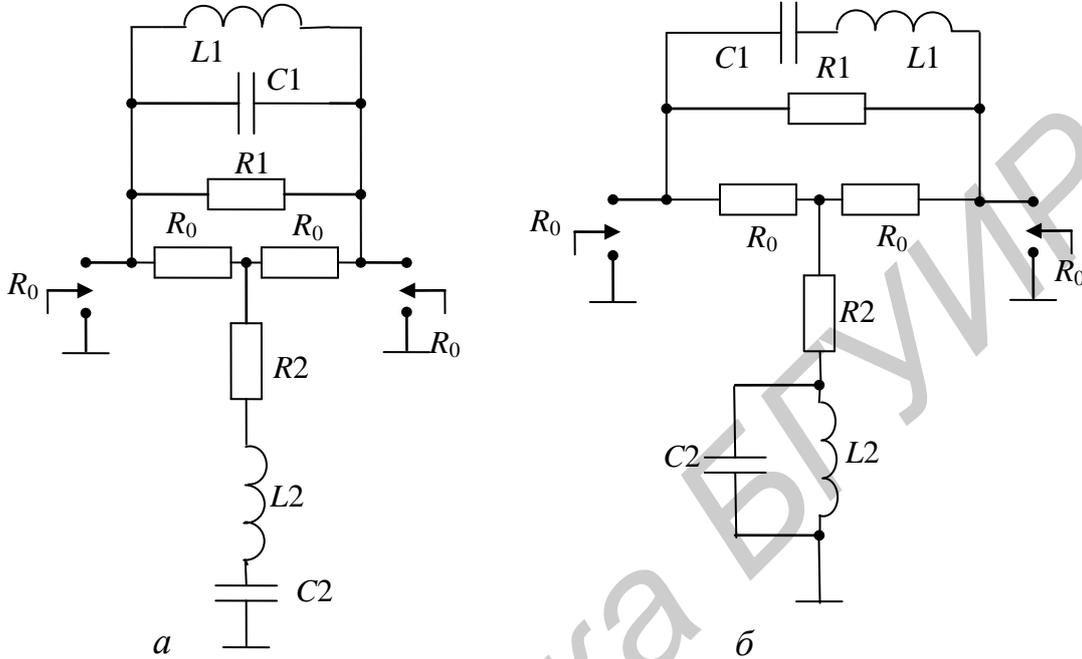


Рисунок 1.47

Если принять, что $\omega_0 = 1/\sqrt{L1C1}$, $x = \omega / \omega_0$, $k = 1 + R1/R_0$, и известна одна из двух возможных частот $\omega_{0,5}$, на которой затухание звена равно половине максимального $a(\zeta) = a_0/2$, где $\zeta = \omega_{0,5} / \omega_0$, то вносимое звеном затухание

$$a(x) = 10\lg \left[1 + (k^2 - 1) / \left(1 + k \frac{(x - 1/x)^2}{(\zeta - 1/\zeta)^2} \right) \right] \quad (1.57)$$

На частотах $\omega \ll \omega_0$ и $\omega \gg \omega_0$ затухание звена стремится к нулю, а на частоте ω_0 имеет величину $a(\omega_0) = 20\lg(k)$, то есть звено ведёт себя как **режекторный** фильтр.

Для схемы (см. рисунок 1.47, б)

$$Z_1(j\omega) = \frac{R1 - \omega^2 L1C1R1}{1 + j\omega C1R1 - \omega^2 L1C1} \quad (1.58)$$

а вносимое звеном затухание

$$a(x) = 10\lg \left[1 + (k^2 - 1) / \left(1 + k \frac{(\zeta - 1/\zeta)^2}{(x - 1/x)^2} \right) \right] \quad (1.59)$$

На частотах $\omega \ll \omega_0$ и $\omega \gg \omega_0$ затухание звена максимально и равно $a_0 = 20\lg(k)$, а на частоте ω_0 оно равно нулю, то есть звено ведёт себя как **полосовой** фильтр.

При большом числе звеньев НАК и сложной ЧХЗ расчёт элементов ведётся, как правило, методом последовательных приближений с использованием ПЭВМ.

Влияние потерь в элементах НАК на ЧХЗ при современных высокочастотных деталях не учитывается.

1.2.4 Переменные амплитудные корректоры и их классификация

Изменение затухания в переменных амплитудных корректорах (ПАК) в общем случае имеет вид

$$a_{\text{кор}}(\omega) = a_0(\omega) + a_{\text{.}}(\omega), \quad (1.60)$$

где $a_0(\omega)$ – начальная (средняя) ЧХЗ ПАК;

$a_{\text{.}}(\omega)$ – частотно-зависимая переменная составляющая затухания.

По виду ЧХЗ ПАК делятся на:

– $a_0(\omega) = \text{const}$; $a_{\text{.}}(\omega) = \text{const}$ – ПАК плоской регулировки;

– $a_0(\omega) = \text{const}$; $a_{\text{.}}(\omega) = f(\omega)$ – частотно-зависимые ПАК.

Такие корректоры нашли широкое применение как наиболее простые и позволяющие получать характеристики переменных корректоров различных типов.

Частотно-независимый ПАК (рисунок 1.48), осуществляющий изменения затухания одинаково на всех частотах, содержит переменные резисторы $R1$ и $R2$, изменяемые так, чтобы не нарушалось равенство $R1R2 = R_0^2$ (тогда $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$ всегда равны R_0). Затухание изменяется плавно и равно

$$a_{\text{кор}} = 20 \lg(1 + R_1 / R_0). \quad (1.61)$$

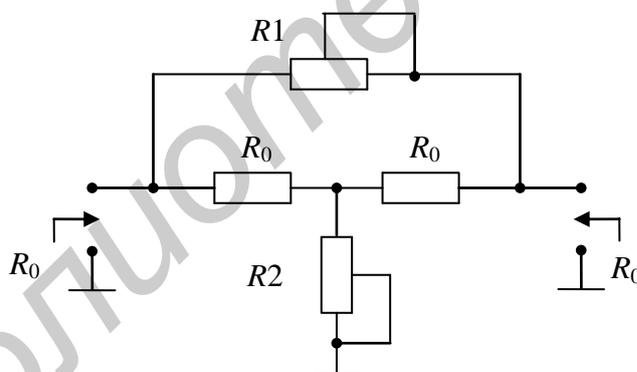


Рисунок 1.48

Примером ПАК 2-го класса служит полный корректор Боде, выполненный по T-образной мостовой схеме (рисунок 1.49). Такой ПАК содержит симметричные дополнительные ЧП (ДЧ) $Q1$ и $Q2$, нагруженные на управляющие резисторы R_A , R_B . Корректор Боде обладает переменной ЧХЗ при условии баланса моста, когда

$$Z_1(j\omega)Z_2(j\omega) = R_0^2, \quad (1.62)$$

где $Z_1(j\omega)$, $Z_2(j\omega)$ – сопротивления продольного и поперечного плеч ПАК;

R_0 – характеристическое сопротивление корректора, которое имеет постоянные сопротивления $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$, равные R_0 .

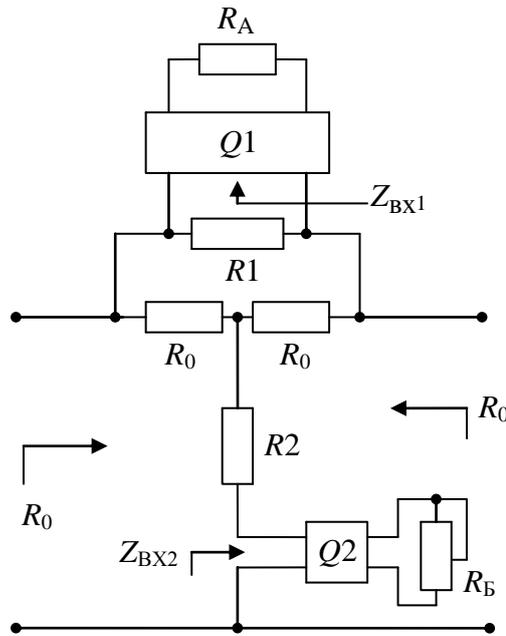


Рисунок 1.49

Характеристические сопротивления ДЧ R_{c1} и R_{c2} , а также управляющие резисторы R_A , R_B и резисторы R_1 , R_2 должны удовлетворять условиям: $R_B = R_0^2 / R_A$; $R_1 = R_0^2 / R_2$; $R_{c2} = R_0^2 / R_{c1}$. При этом ДЧ Q_1 и Q_2 должны иметь определённые ЧХ передачи. Тогда условие баланса моста имеет вид

$$Z_1(j\omega)Z_2(j\omega) = 1, \quad (1.63)$$

из которого определяется связь ЧХ ДЧ Q_1 и Q_2 . ДЧ должны иметь одинаковые характеристические затухания, а регулируемые сопротивления R_A и R_B должны одновременно изменяться в разные стороны: когда R_A возрастает относительно R_{c1} , то R_B уменьшается относительно R_{c2} . Выбирая параметры ДЧ соответствующим образом, можно получить различные законы изменения ЧХЗ корректора. Затухание звена корректора Боде равно постоянной величин a_0 на тех частотах, где выполняется условие $R_A = R_{c1}$.

1.2.5 Особенности реализации универсальных амплитудных корректоров

Допустим, что ПАК формируется из N звеньев корректора Боде, тогда для заданной ЧХЗ в виде

$$a_{\text{кор}}^*(\omega) = S_0 - \sum_{n=1}^N S_n \cos(n\omega\tau_1), \quad (1.64)$$

где $\tau_1 = \pi / (\omega_B - \omega_H)$ – имеет смысл времени задержки;

S_n – коэффициент передачи в неперях.

ДЧ такого ПАК должен представлять собой линию задержки (ЛЗ), у которой в полосе частот $\omega_H \dots \omega_B$ выполняется условие $\tau_n(\omega) = n\tau_1 / 2 = \text{const}$. Часто ЛЗ строят на звеньях типа k (рисунок 1.50, *а*), имеющих монотонную зависимость $\tau(\omega)$ (рисунок 1.50, *б*). ПАК, построенный по такому принципу, получил название косинусного АК.

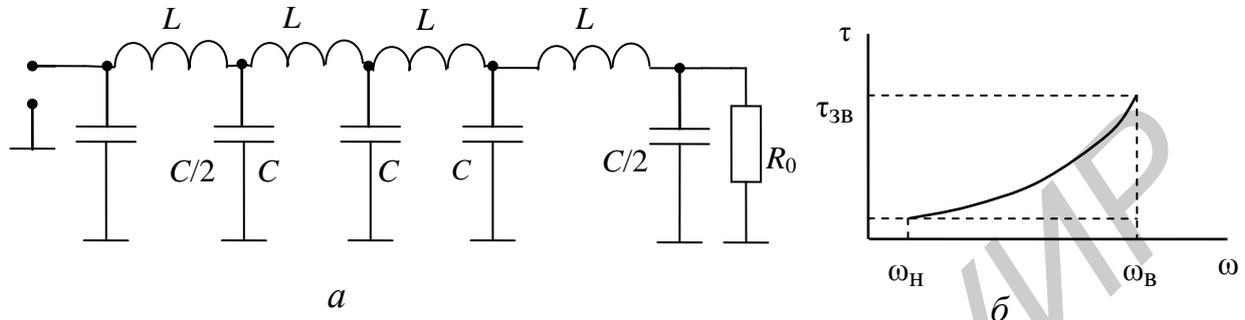


Рисунок 1.50

Другой вариант корректора, в котором также может быть реализована та же ЧХЗ, получил название гармонического корректора. Он содержит $2N$ -секций ЛЗ, от каждой секции имеется отвод сигнала (рисунок 1.51), величина и полярность которого регулируется с помощью соответствующего ослабителя C_i . С выходов ослабителей все сигналы объединяются в сумматоре Σ .

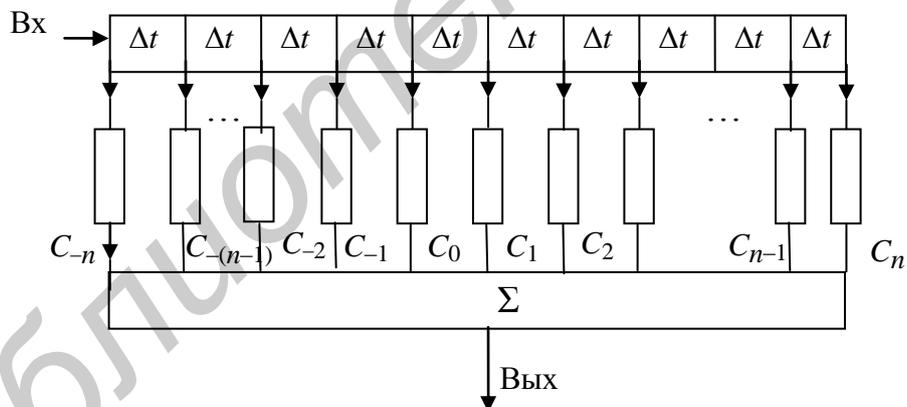


Рисунок 1.51

2 УСТРОЙСТВА ГЕНЕРАЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

2.1 Назначение генераторов

Генераторы – это устройства СИ, предназначенные для генерации различного вида сигналов, которые используются в процессе формирования и преобразования измерительных сигналов (отдельных или сетки опорных, контрольных и несущих частот, стандартных сигналов, сигналов развёртки, синхронизации и т. д.).

В генераторах источником возникновения сигналов являются схемы, называемые автогенераторами, или задающими генераторами (ЗГ).

Классификация генераторов:

1) по типу используемого усилительного элемента (УЭ) различают ламповые и транзисторные, а также на отрицательном дифференциальном сопротивлении (например на туннельном диоде) и параметрические;

2) по числу УЭ – одно- и двухкаскадные;

3) по виду β -цепи обратной связи (ОС) – с внешней и внутренней;

4) по типу β -цепи – LC-, RC-, кварцевые и камертонные (электромеханические);

5) по схеме подключения β -цепи к УЭ различают двухточечные и трёхточечные схемы;

6) по диапазону рабочих частот: НЧ, ВЧ, СВЧ.

Важнейшими требованиями, которые предъявляются к генераторам, являются высокая стабильность частоты и уровня генерируемых сигналов.

Первый параметр оценивают по величине абсолютной нестабильности генератора

$$\Delta f_{\Gamma} = f_{\Gamma} - f_{\Gamma.\text{НОМ}},$$

где f_{Γ} – текущая частота;

$f_{\Gamma.\text{НОМ}}$ – номинальная (задаваемая) частота.

На практике более удобным показателем является относительная нестабильность частоты генератора $\delta f_{\Gamma} = \Delta f_{\Gamma} / f_{\Gamma.\text{НОМ}}$.

Основным элементом генераторных устройств СИ является ЗГ (автогенератор). ЗГ – это электрическая цепь, называемая автоколебательной цепью (системой), так как в ней устанавливаются незатухающие электрические колебания без всякого периодического воздействия извне.

С энергетической точки зрения ЗГ представляет собой схему, преобразующую энергию постоянного тока (источника питания) в энергию создаваемых ею незатухающих колебаний (автоколебаний). Обобщённая структурная схема ЗГ содержит (рисунок 2.1) источник постоянного тока, колебательную систему и нелинейный усилительный элемент управления поступлением энергии от источника тока в колебательную систему для поддержания незатухающих колебаний. Этот элемент согласован с процессами в колебательной системе посредством внешней положительной обратной связи или за счёт внутренней ПОС элемента управления.

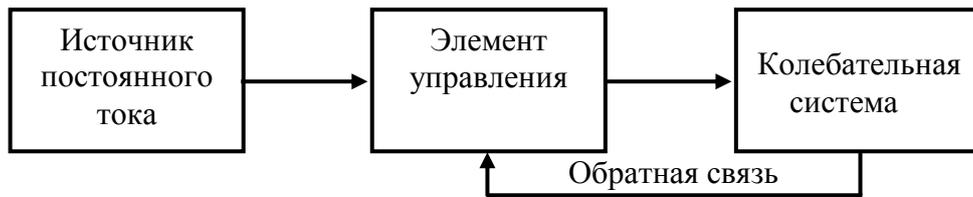


Рисунок 2.1

Механизм возникновения колебаний в такой замкнутой системе можно упрощенно пояснить следующим образом. В момент включения источника питания, замыкания цепей, электрическими флуктуациями и так далее возникают свободные колебания в колебательном контуре. Благодаря положительной обратной связи (β) эти первоначальные колебания усиливаются в k раз и растут по амплитуде. В начальный момент усиление сигнала происходит в линейном режиме, а затем, по мере роста амплитуды, существенную роль начинают играть нелинейные свойства усилительного элемента. В результате амплитуда выходных колебаний автогенератора достигает некоторого установившегося уровня и потом становится практически неизменной. Энергия, отбираемая от источника постоянного тока усилителем схемы за один период, оказывается равной энергии, расходуемой за то же время в колебательной системе. В этом случае говорят о **стационарном режиме** работы автогенератора.

Для возникновения автоколебаний необходимо, чтобы в замкнутой схеме выполнялись условия самовозбуждения, которые в общем случае записываются как

$$k\beta > 1, \quad (2.1)$$

а для постоянства уровня автоколебаний в стационарном режиме необходимо, чтобы $k\beta = 1$, что выполняется за счёт нелинейности элемента управления.

2.2 Условия самовозбуждения задающего генератора

Рассмотрим условия самовозбуждения на примере схемы LC -автогенератора (рисунок 2.2), который представляет собой нелинейный резонансный усилитель с индуктивной (трансформаторной) ПОС.

Усилитель, выполненный на транзисторе VT , обеспечивает компенсацию потерь в схеме так, чтобы поддерживалась постоянная амплитуда колебаний.

Резонансный контур LC включён в коллекторную цепь транзистора VT . ПОС обеспечивается за счёт индуктивной связи контура с катушкой связи $L_{св}$.

Работа усилителя должна быть согласована с процессами в колебательной системе (LC -контур) путём введения между ними цепи ПОС за счёт взаимной индуктивности M между $L_{св}$ и L (напряжение ОС $U_{ос}$ сдвинуто по фазе относительно напряжения на коллекторе $U_{кэ}$ на 180°).

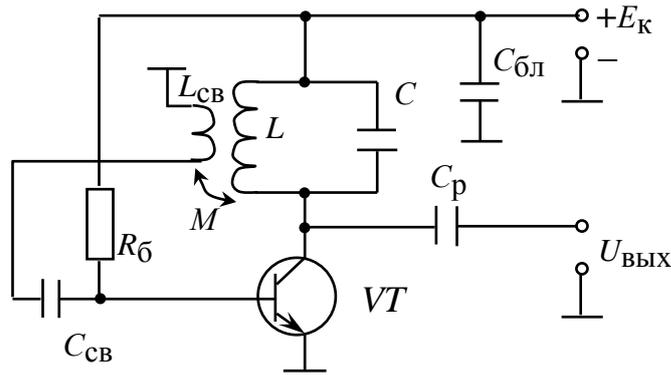


Рисунок 2.2

Процессы в рассматриваемой схеме описываются нелинейным дифференциальным уравнением, так как внутреннее сопротивление R_i и крутизна характеристики S_0 транзистора в общем случае являются функциями напряжения U_{oc} . Полагая, что напряжение на контуре с высокой добротностью, а следовательно, и напряжение на базе транзистора изменяются во времени по гармоническому закону, согласно квазилинейной теории, вместо обычной крутизны $S(U_B)$, которая является функцией мгновенного напряжения на базе, можно воспользоваться средней крутизной $S_{cp}(U_B) = S_{cp}$.

Так как коэффициент усиления резонансного усилителя равен

$$k = S_{cp} Z_K(\omega_r), \quad (2.2)$$

то с учетом выражения (2.1) условия самовозбуждения можно записать в виде

$$k = S_{cp} Z_K(\omega_r) \beta(\omega_r) \geq 1. \quad (2.3)$$

Соотношение (2.3) можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} S_{cp} Z_K(\omega_r) \beta(\omega_r) &\geq 1; \\ \pi + \varphi_\beta(\omega) + \varphi_s(\omega) + \varphi_K(\omega) &= 2\pi n, \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$.

Первое условие в (2.4) называется балансом амплитуд и устанавливает энергетические соотношения в автогенераторе. Необходимо помнить, что знаку «больше» соответствует крутизна S_0 в начальной рабочей точке, а знаку равенства – средняя крутизна стационарного состояния.

Второе условие в (2.4) устанавливает связь между фазовыми соотношениями в элементах автогенератора и поэтому называется условием баланса фаз. Оно утверждает, что в установившемся (стационарном) режиме сумма всех фазовых сдвигов при обходе системы по замкнутому пути должна быть равна целому числу 2π . Частота, при которой это требование выполняется, и является частотой возможных автоколебаний ω_r . В частном случае, когда генератор генерирует на резонансной частоте $\omega_r = \omega_K$ колебательного контура $\varphi_K(\omega_K) = 0$

и если предположить, что граничная частота транзистора $\omega_{гр}$ значительно выше рабочей частоты генератора $\omega_{гр} \gg \omega_r$, то в этом случае можно считать $\varphi_s(\omega_r) = 0$. Тогда баланс фаз в (2.4) примет вид

$$\pi + \varphi_\beta(\omega) = 2\pi n. \quad (2.5)$$

Так как усилительный каскад с общим эмиттером создает фазовый сдвиг выходного напряжения на коллекторе относительно входного на базе на π , то для выполнения равенства (2.5) необходимо, чтобы цепь ОС обеспечивала фазовый сдвиг, равный $\varphi_\beta(\omega) = \pi$, что можно сделать подбором соответствующей полярности включения катушки обратной связи $L_{св}$ (см. рисунок 2.2).

Установление стационарной амплитуды напряжений и токов автоколебаний в ЗГ происходит за счёт нелинейности ВАХ транзистора, при этом условие стационарности колебаний в автогенераторе аналитически представляется в виде двух равенств в (2.4).

Стационарная амплитуда в автогенераторе оказывается устойчивой, если выполняется условие $\frac{dS_{ср}}{dU_B} < 0$.

2.3 Режим «мягкого» самовозбуждения задающего генератора

Для трансформаторной обратной связи (см. рисунок 2.2) коэффициент обратной связи β равен

$$\beta = \frac{M}{L}, \quad (2.6)$$

где M – коэффициент взаимной индукции;

L – индуктивность параллельного колебательного контура.

Эквивалентное сопротивление параллельного контура $Z_k(\omega_r)$ на резонансной частоте, равной частоте генерации ω_r , определяется по формуле

$$Z_k(\omega_r) = \frac{\rho^2}{r} = \frac{L}{Cr}. \quad (2.7)$$

Подставив формулы (2.7) и (2.6) в (2.4), получим, что

$$S_{ср} = \frac{rC}{M}. \quad (2.8)$$

Из соотношения (2.8) следует, что средняя крутизна $S_{ср}$ ВАХ и взаимная индуктивность M связаны между собой, и эта связь определяется законом изменения средней крутизны. Вид функции $S_{ср}(U_B)$ зависит от положения начальной рабочей точки на ВАХ транзистора $I_K = f(E_B)$.

Если рабочая точка A , заданная напряжением смещения $E_{см}$, находится на середине линейного участка этой характеристики (рисунок 2.3, а), то $S_{ср}(U_B)$ с

ростом переменного напряжения на базе U_B непрерывно уменьшается (рисунок 2.3, б). Из соотношения (2.8) следует, что для нахождения амплитуды напряжения на базе в стационарном состоянии, необходимо построить на этом же графике прямую, параллельную оси абсцисс с ординатой $\frac{rC}{M}$, так называемую прямую обратной связи. Точка пересечения кривой $S_{cp}(U_B)$ с указанной прямой, как видно, удовлетворяет условию (2.3). Следовательно, абсцисса этой точки определяет для заданной величины обратной связи стационарную амплитуду напряжения $U_{ст}$ на базе транзистора. По мере увеличения коэффициента M прямая обратной связи опускается, и амплитуда колебаний увеличивается (точка пересечения движется по кривой $S_{cp}(U_B)$ вправо). Если же коэффициент обратной связи уменьшается, амплитуда автоколебаний также уменьшается. На рисунке 2.3, б прямым 2 и 3, для которых $M_1 < M_2$, соответствуют $U_{ст}^1 < U_{ст}^{11}$.

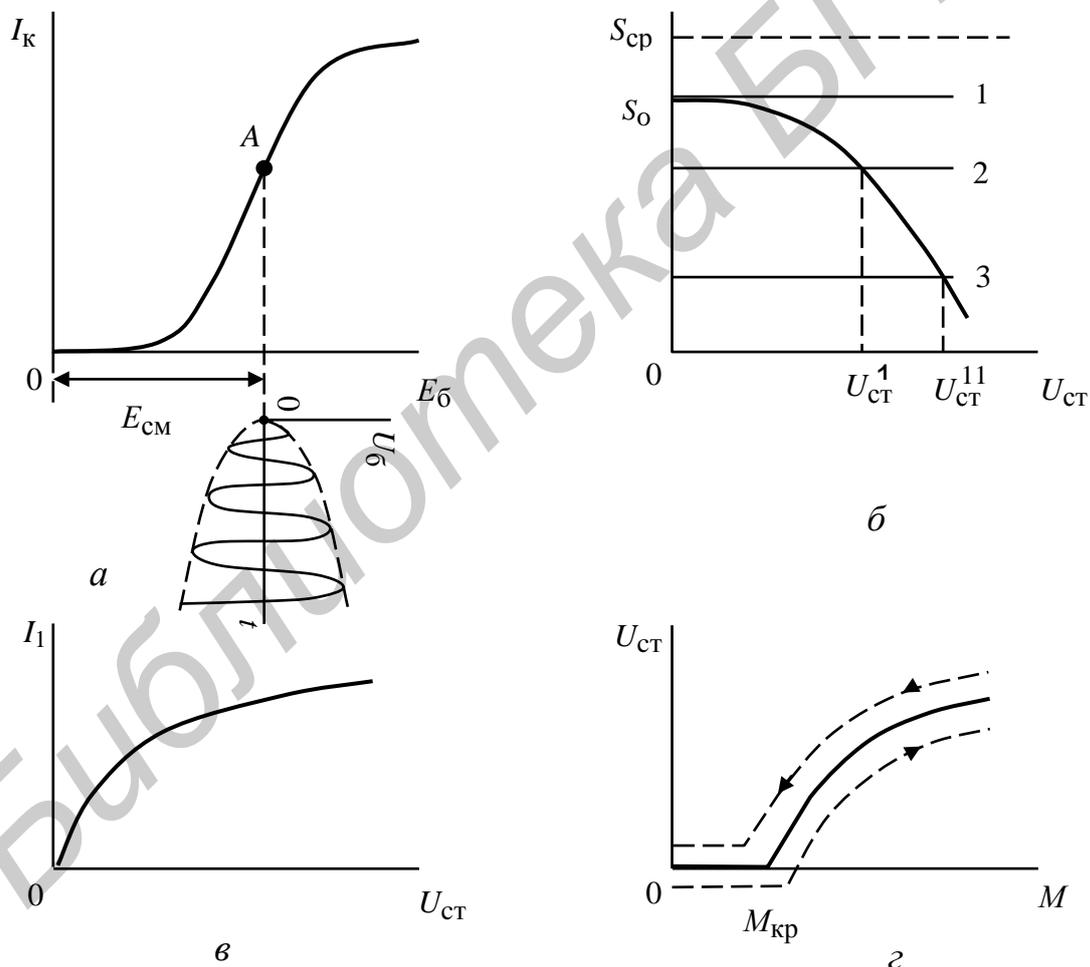


Рисунок 2.3

В случае малых значений взаимной индуктивности M прямая обратной связи может вообще не пересекать кривую $S_{cp}(U_B)$. Это значит, что при такой величине обратной связи установившиеся колебания в системе не существуют, то

есть автогенератор не возбуждается. На рисунке 2.3, б подобная прямая показана пунктиром. Таким образом, амплитуда стационарных автоколебаний в установившемся режиме является функцией величины обратной связи. Для такого режима работы автогенератора амплитуда первой гармоники тока в контуре будет быстро изменяться от нуля до некоторого максимального значения, определяемого режимом насыщения транзистора (рисунок 2.3, в).

Зависимость амплитуды $U_{ст}$ от величины M (или β) показана на рисунке 2.3, г. Из рисунка видно, что установившиеся колебания в генераторе имеют место, если $M > M_{кр}$. Здесь $M_{кр}$ – критическая взаимоиндуктивность, величина

которой удовлетворяет соотношению $S_{ср}(U_B=0) = \frac{r \cdot C}{M_{кр}}$, то есть $M_{кр}$ соответствует прямой обратной связи 1, проходящей через точку $S_{ср}(U_B=0) = S_0$ (см. рисунок 2.3, б).

Условие самовозбуждения схемы требует, чтобы значение коэффициента обратной связи β было больше критического $\beta_{кр}$. В этом случае автоколебания устанавливаются за счёт колебаний, появившихся на базе транзистора, например, вследствие тепловой флуктуации электронов с частотой ω_0 . Такой режим самовозбуждения называется «мягким», так как изменение стационарной амплитуды колебаний от коэффициента β происходит плавно, и она обращается в нуль при одном и том же коэффициенте обратной связи $\beta_{кр}$.

2.4 Режим «жесткого» самовозбуждения задающего генератора

Если начальная рабочая точка смещена влево (точка A на рисунке 2.4, а), то колебательная характеристика будет иметь иной вид (рисунок 2.4, б). При малых амплитудах базового напряжения коллекторный ток I_k , а вместе с ним и ток первой гармоники в контуре I_1 (рисунок 2.4, в) растут очень медленно. Затем при достаточно больших амплитудах напряжения на базе транзистора скорость нарастания I_k увеличивается. В области «насыщения» нарастание тока, как и в предыдущем случае, прекращается. Средняя крутизна $S_{ср}(U_B)$ с ростом U_B сначала увеличивается, а потом начинает монотонно убывать (см. рисунок 2.4, б).

В этом случае автогенератор обладает двумя стационарными состояниями и характеризуется двумя критическими коэффициентами обратной связи: $\beta_{кр1} = M_{кр1}$ – соответствует скачкообразному установлению автоколебаний, а $\beta_{кр2} = M_{кр2}$ – их срыву. Такой режим называется «жестким», так как для самовозбуждения необходим внешний «толчок» или увеличение обратной связи до значения, большего $\beta_{кр1}$.

«Жёсткий» режим характеризуется работой усилительного элемента с отсечкой коллекторного тока. При этом угол отсечки θ может быть в пределах $\theta = 70 \dots 120^\circ$, и выбор последнего зависит от необходимости получения заданного КПД генератора. Поэтому для получения на выходе генератора гармонического колебания с минимальными нелинейными искажениями необходимо применять фильтр, настроенный на первую гармонику тока, в качестве которого является колебательный контур (см. рисунок 2.2) с высокой добротностью.

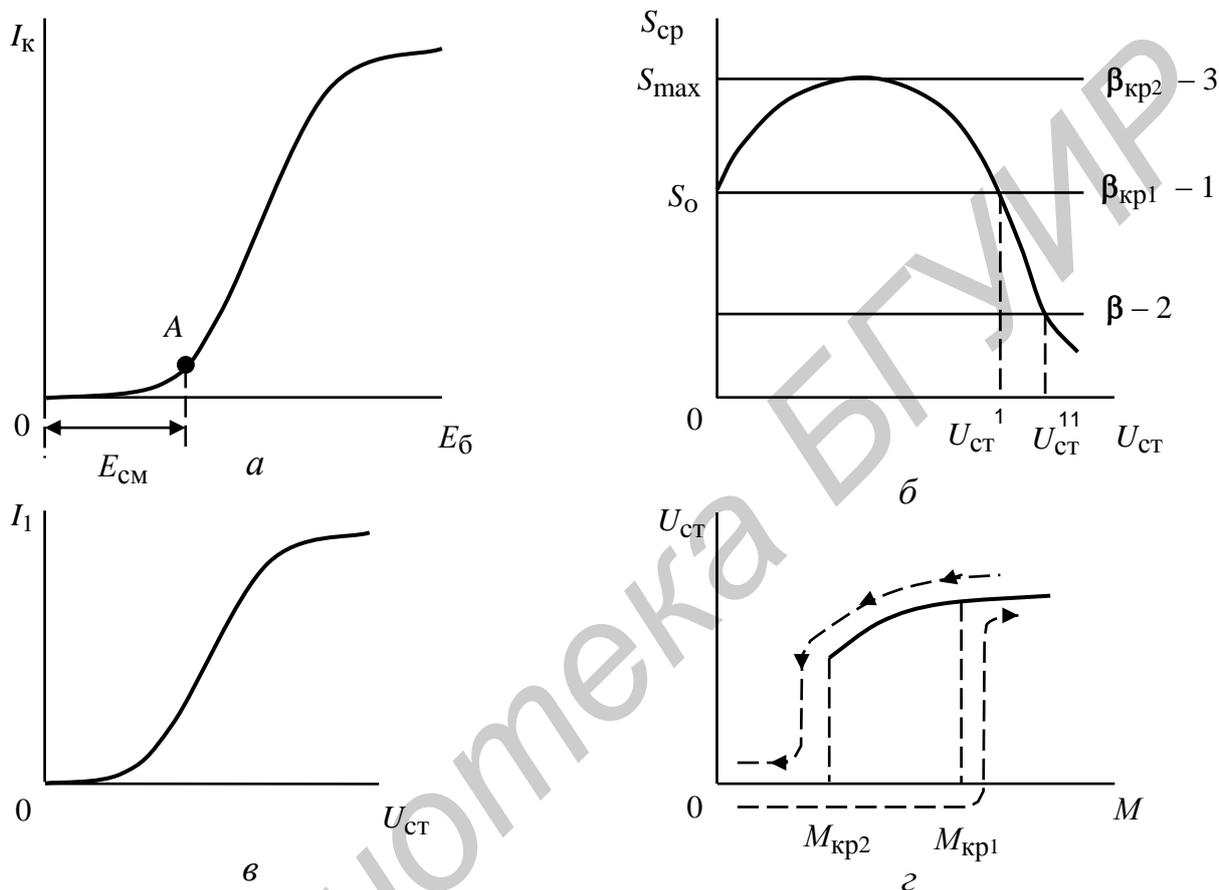


Рисунок 2.4

Установление стационарных колебаний в автогенераторе зависит от начальных условий, которые создаются на входе усилительного элемента.

Если, например, в начальный момент $U_B(0) = U_{ст}$, то $U_m(t) = U_{ст}$, это значит, что в системе сразу же, без всякого переходного процесса, устанавливается стационарное состояние. График изменения напряжения на базе транзистора для этого случая показан на рисунке 2.5, а.

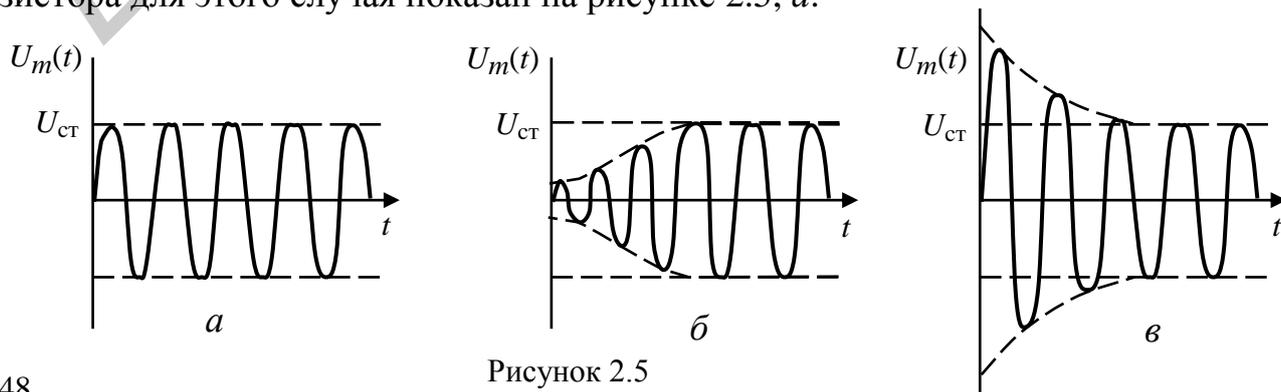


Рисунок 2.5

Если же начальная амплитуда напряжения $U_B(0)$ меньше стационарной амплитуды, в генераторе, как следует из формулы (2.7), наблюдается нарастание колебаний (рисунок 2.5, б).

При $U_B(0) > U_{CT}$ амплитуда колебаний с течением времени уменьшается, стремясь в пределе к значению U_{CT} (рисунок 2.5, в).

Полученные соотношения характеризуют установление автоколебаний в мягком режиме самовозбуждения.

2.5 Схемы построения задающих генераторов

2.5.1 Двухточечная (трансформаторная) схема задающего генератора

Резонансный контур L_K, C_K (рисунок 2.6) включён в коллекторную цепь транзистора VT. ПОС обеспечивается за счёт взаимоиндуктивной связи M контура с катушкой связи L_{CB} и емкости связи C_{CB} . Элементы $R_{б1}, R_{б2}, R_3$ совместно с блокировочным конденсатором $C_{бл}$, C_3 обеспечивают необходимый режим транзистора по постоянному току и его стабилизацию. Разделительный конденсатор C_p предназначен для связи с нагрузкой.

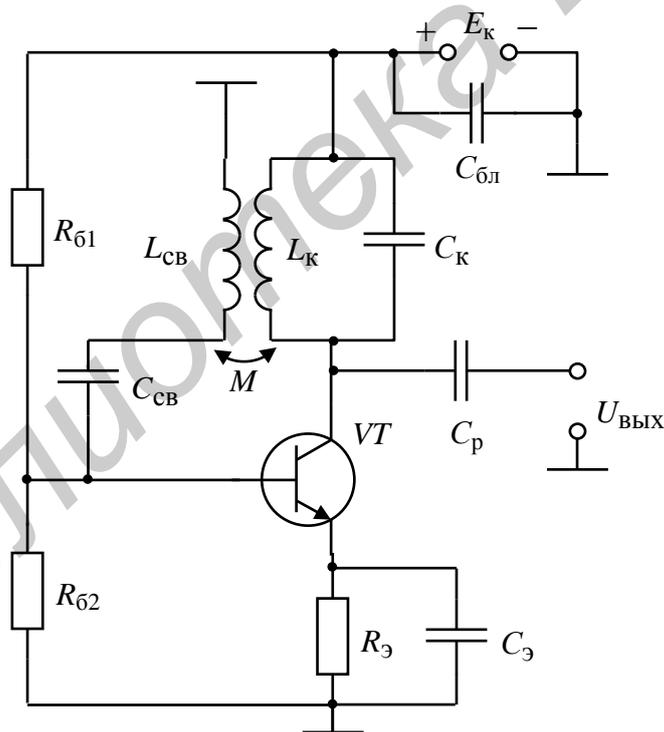


Рисунок 2.6

2.5.2 Принцип построения трёхточечных однокаскадных схем задающих генераторов

В общем виде такие схемы (рисунок 2.7) содержат реактивные двухполюсники $Z_1(j\omega)$, $Z_2(j\omega)$ и $Z_3(j\omega)$, причём $Z_1(j\omega_0) + Z_2(j\omega_0) + Z_3(j\omega_0) = 0$.

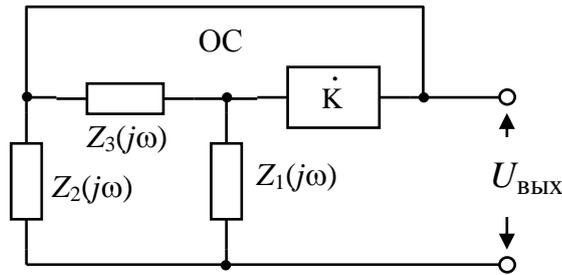


Рисунок 2.7

Для выполнения условия баланса фаз необходимо, чтобы с учётом инверсии фазы в транзисторе напряжения на сопротивлениях ОС Z_2 и Z_3 были противофазные, то есть Z_1 и Z_3 должны иметь реактивность одного знака.

При этом коэффициент β равен

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3}. \quad (2.9)$$

Возможны два варианта набора параметров Z_1 , Z_2 и Z_3 , обеспечивающих генерацию:

1) первый – индуктивной или автотрансформаторной трёхточки (рисунок 2.8, а). В этом случае $Z_1 = j\omega L1$; $Z_2 = 1 / j\omega C$; $Z_3 = j\omega L2$. В зависимости от того, какой из электродов транзистора в этих схемах заземлён по высокой частоте, будем иметь три варианта: с общим эмиттером, общим коллектором или общей базой (на рисунке 2.8, а – схема с общим коллектором). Схема должна содержать элементы, обеспечивающие режим работы транзистора по постоянному току, при этом

$$\omega_0 \approx 1 / \sqrt{(L1 + L2)C}; \quad \beta = L1 / (L1 + L2); \quad (2.10)$$

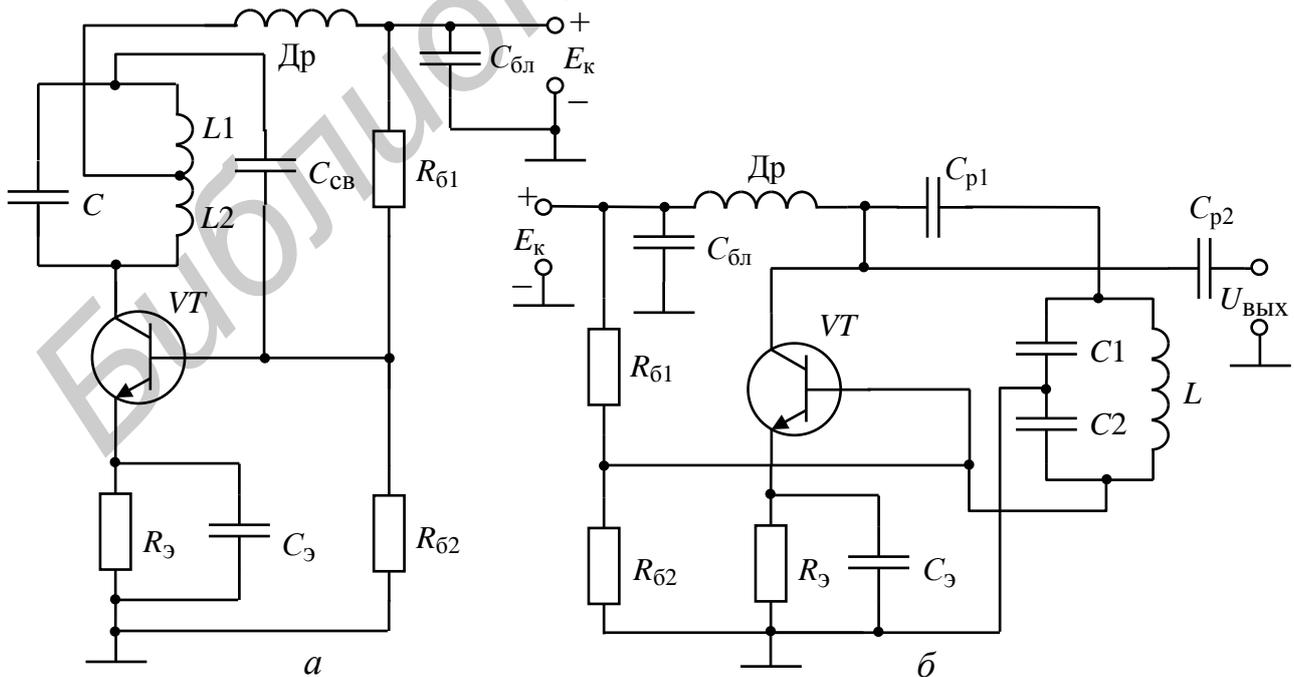


Рисунок 2.8

2) второй – когда $Z_1 = 1 / j\omega C_2$, $Z_2 = j\omega L$ и $Z_3 = 1 / j\omega C_1$, получил название емкостной трёхточки (рисунок 2.8, б). В ней

$$\omega_0 \approx 1 / \sqrt{LC}; \quad \beta = C_2 / (C_1 + C_2), \quad (2.11)$$

где $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$.

Для электронной подстройки частоты в схему (см. рисунок 2.8, б) вместо C_1 может включаться варикап VD . При изменении напряжения смещения на варикапе изменяется его ёмкость C_D и соответственно эквивалентная индуктивность контура L_1' , определяемая из выражения $L_1' = L_1 - 1 / (\omega^2 C_D)$.

В качестве реактивного двухполюсника Z_1 , Z_2 и Z_3 контура, содержащего активный и несколько реактивных элементов, широко применяется кварцевый резонатор (рисунок 2.9, а). Эквивалентная схема замещения кварцевого резонатора (см. рисунок 2.9, а) содержит: C_0 – ёмкость кварцедержателя (единицы пФ); C_{KB} , L_{KB} и R_{KB} – динамическую ёмкость (сотые доли пФ); индуктивность (десятки – сотни мГн) и сопротивление потерь (десятки Ом). Модуль комплексного сопротивления Z_{KB} имеет два резонанса на частотах (рисунок 2.9, б).

$$f_1 = 1 / (2\pi \sqrt{L_{KB} C_{KB}}) \quad \text{и} \quad f_2 = 1 / (2\pi \sqrt{(L_{KB} C_{KB} C_0) / (C_{KB} + C_0)}) \quad (2.12)$$

Для частот $0 < f < f_1$ и $f_2 < f < \infty$, сопротивление Z_{KB} имеет ёмкостный характер, а для частот $f_1 < f < f_2$ – индуктивный.

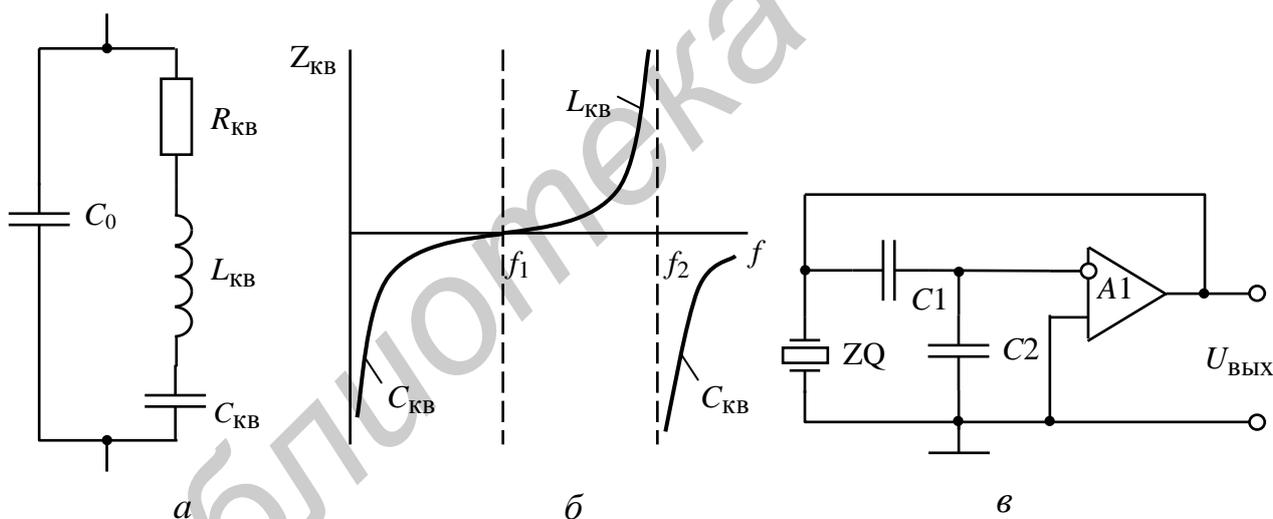


Рисунок 2.9

Для построения ЗГ используется область частот $f_1 \dots f_2$ с очень высокой крутизной изменения Z_{KB} от частоты. Кварцевый резонатор используется в схемах индуктивной трёхточки вместо L_2 , а в емкостной – вместо L либо как частотно-избирательный элемент в цепи ОС. Когда кварц является элементом цепи ОС, в схеме возбуждается та частота, для которой $Z_{KB}(f) \rightarrow 0$, то есть частота вблизи f_1 . При этом частота настройки контура, то есть величины Z_1 , Z_2 и Z_3 – не критичны, что позволяет упростить схему автогенератора, используя инвертирующий усилитель $A1$ (рисунок 2.9, в).

2.6 Задающие генераторы на элементах с отрицательным дифференциальным сопротивлением

Как было отмечено ранее, в колебательном контуре свободные колебания носят затухающий характер из-за наличия потерь, связанных с сопротивлением r , определяющим конечное значение добротности контура Q . Если параллельно контуру включить некоторое сопротивление R_- , имеющее отрицательный характер, которое скомпенсирует активное сопротивление потерь в контуре, то колебания в контуре будут носить незатухающий характер. Существуют электронные приборы, в которых при определенном выборе рабочей точки имеется возможность получать отрицательное дифференциальное сопротивление. Отрицательное дифференциальное сопротивление возникает тогда, когда увеличение напряжения на элементе вызывает уменьшение протекающего через него тока, что эквивалентно положительной внутренней обратной связи.

К элементам, которые имеют ВАХ с падающим участком, соответствующим отрицательному сопротивлению (рисунок 2.10, *a*), относятся туннельные и обращенные диоды, тиристоры, терморезисторы, стабилитроны и др.

На падающем участке ВАХ дифференциальное сопротивление отрицательно и равно

$$R_- = R_{\sim} = -\frac{dU}{dI} = \operatorname{ctg}\alpha, \quad (2.13)$$

где α – угол наклона касательной к ВАХ $I = f(U)$ в рабочей точке U_0 .

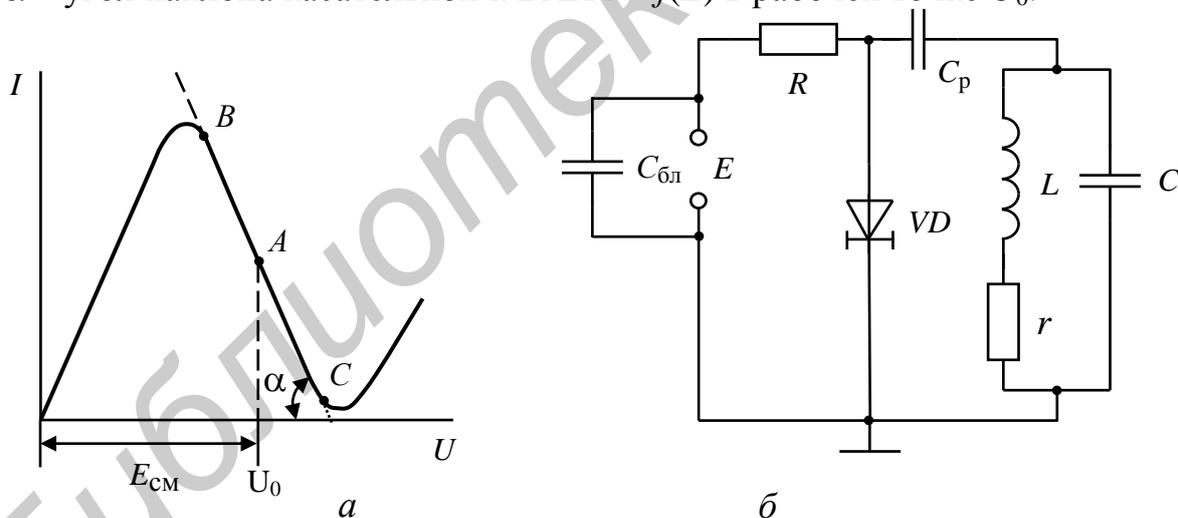


Рисунок 2.10

Подключив R_- , например, параллельно LC -контур, можно скомпенсировать в нём потери и получить усиление, а также самовозбуждение незатухающих колебаний.

Наибольшее распространение получили 3Г гармонических колебаний на туннельных диодах (рисунок 2.10, *б*), которые обладают малыми габаритами и массой, высокой экономичностью и позволяют генерировать частоты до сотен ГГц. Эквивалентная схема такого 3Г представляет собой параллельный LC -контур с индуктивностью L , ёмкостью C и эквивалентным сопротивлением потерь

$r_{\text{ЭК}}$, зашунтированный отрицательным сопротивлением R_- (рисунок 2.11, а). Из эквивалентной схемы следует условие самовозбуждения в виде

$$|R_-| < \frac{L}{rC} = Z_{\text{рк}}, \quad (2.14)$$

где $Z_{\text{рк}}$ – резонансное сопротивление контура.

Сопротивление R_- зависит от амплитуды колебаний $U_{\text{к}}$ и при её увеличении за счёт нелинейности ВАХ увеличивается (рисунок 2.11, б) до выполнения условия стационарного режима

$$|R_-(U_{\text{кст}})| = Z_{\text{рк}}. \quad (2.15)$$

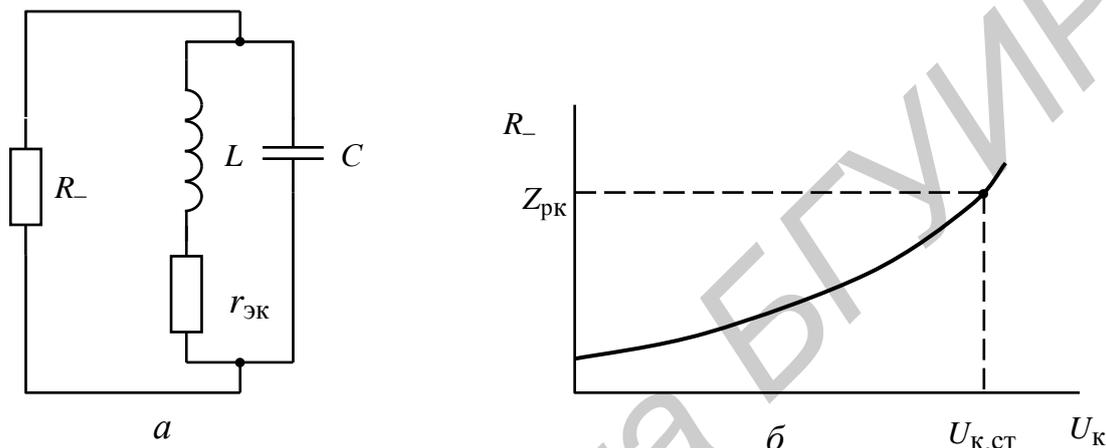


Рисунок 2.11

Отношение $Z_{\text{рк}}/|R_-(U_{\text{кст}})|$ не должно превышать 2...3, иначе колебания будут сильно отличаться от гармонической формы.

Амплитуда генерируемых колебаний примерно равна разности напряжений между точками B и C (см. рисунок 2.10, а) и находится в пределах 0,2...0,35 В. Сравнительно малая амплитуда генерируемых колебаний и нестабильность параметров – основные недостатки таких ЗГ.

Частота генерируемых ЗГ колебаний равна

$$f_{\Gamma} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L(C\|C_{\text{д}})} - \frac{r_{\text{ЭК}}}{L^2}}, \quad (2.16)$$

где $C_{\text{д}}$ – ёмкость диода.

2.7 Задающие генераторы с задержкой в цепи обратной связи

Пусть имеется автогенератор с избирательной нагрузкой и линией задержки (ЛЗ) в цепи обратной связи (ОС), представленный в виде обобщённой схемы (рисунок 2.12). Рассматривая ЛЗ как идеальный четырёхполюсник с передаточной функцией $K(j\omega) = e^{-j\omega\tau} = e^{-j\varphi(\omega)}$, можно представить линейную часть схемы, состоящей из колебательного контура и ЛЗ, в виде одного четырёхполюсника ОС с передаточной функцией:

$$K_{oc}[j(\omega - \omega_p)] = K_K(\omega - \omega_p)e^{j[\varphi_K(\omega) - \varphi(\omega)]} = K_K(\omega - \omega_p)e^{j\varphi_\Sigma(\omega)}, \quad (2.17)$$

где K_K – модуль передаточной функции (АЧХ) контура с резонансной частотой ω_p ; $\varphi_K(\omega)$ – его фазовая характеристика (ФЧХ).

В полосе пропускания контура $\varphi_K(\omega) \approx (\omega - \omega_p)\tau_K$, где τ_K – постоянная времени контура.

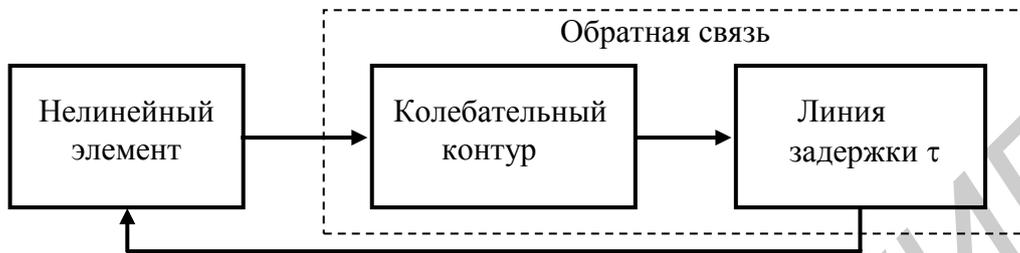


Рисунок 2.12

ЛЗ не влияет на модуль K_K , но существенно влияет на результирующую ФЧХ $\varphi_\Sigma(\omega)$. Причём при достаточно большой задержке τ наклон результирующей ФЧХ может оказаться такой, что в полосе пропускания контура изменение φ_Σ превышает несколько полных оборотов на 2π (рисунок 2.13, а).

На частотах $\omega_{-2}, \omega_{-1}, \omega_1, \omega_2$ и т. д. (см. рисунок 2.13, а) в полосе пропускания контура, при которых ординаты ФЧХ равны $n2\pi$ (n – целое число), выполняется баланс фаз и амплитуд. Это значит, что каждая из этих частот может являться частотой автогенерации, то есть введение в цепь ОС автогенератора достаточно большой задержки придаёт ему, аналогично ранее рассмотренному гребенчатому фильтру, многочастотный характер.

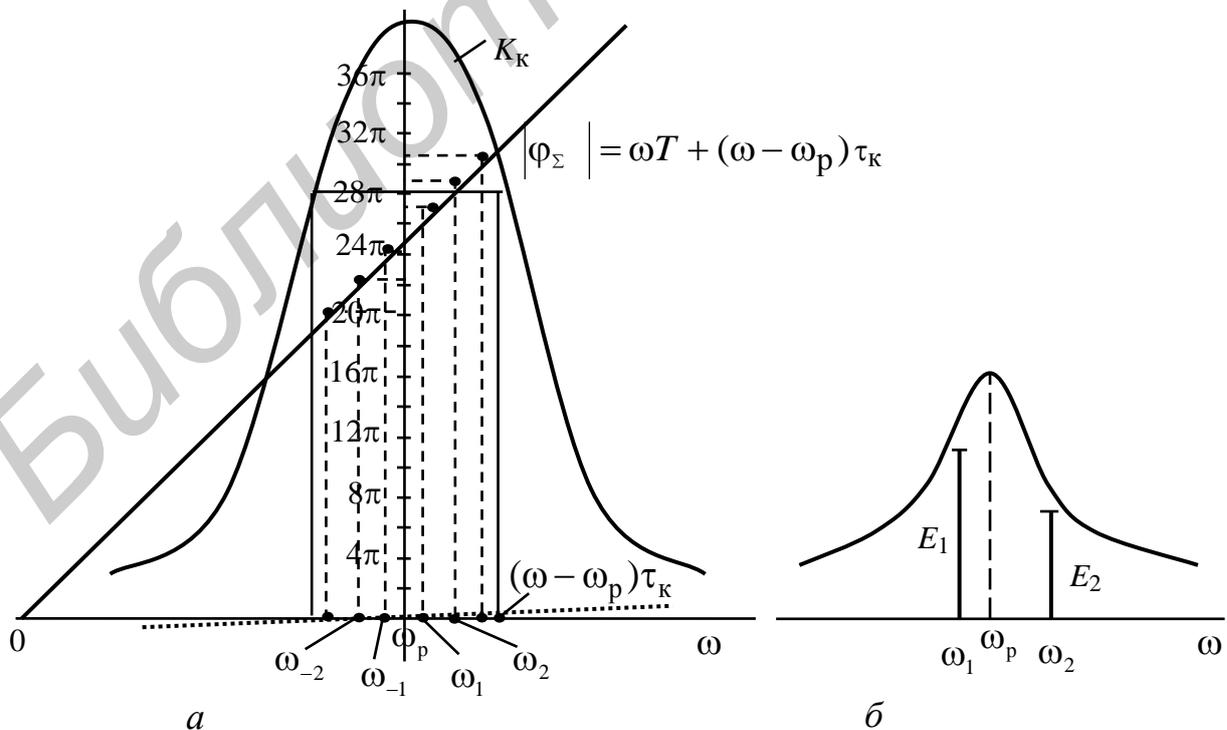


Рисунок 2.13

Рассмотрим случай мягкого режима самовозбуждения ЗГ, когда в полосе пропускания контура имеется всего лишь две частоты, на которых возможна генерация (рисунок 2.13, б).

При каждом прохождении через нелинейный элемент напряжений E_1 и E_2 с частотами ω_1 и ω_2 , в какой-то момент времени после самовозбуждения генератора, амплитуда E_1 напряжения с частотой ω_1 , для которой начальные условия при самовозбуждении более благоприятны по отношению к E_2 , будет увеличиваться. В итоге E_2 полностью подавится, и в ЗГ останется одно колебание с частотой ω_1 . Можно допустить существование совокупности колебаний с частотами $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ и т. д. при амплитудных и фазовых соотношениях, характерных для угловой модуляции. Для устойчивой генерации спектра частот необходимо, чтобы АЧХ избирательной системы обеспечивала сохранение внутриспектральных соотношений и имела неравномерность типа седловины (рисунок 2.14).

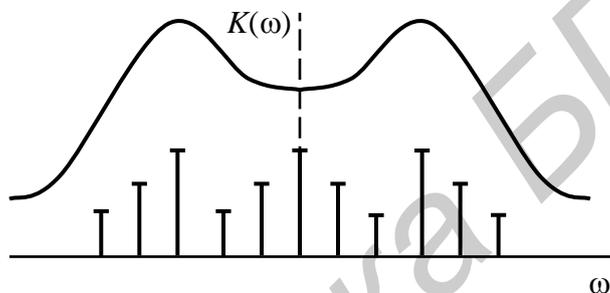


Рисунок 2.14

В автогенераторе с жёстким режимом самовозбуждения, когда для установления автоколебаний требуется запуск от внешнего источника колебаний, в зависимости от выбора его частоты в ЗГ может быть установлен стационарный режим на любой из возможных частот генерации. Такой ЗГ может быть использован как устройство, запоминающее одну из нескольких частот, подаваемых в момент запуска.

ЗГ с ЛЗ в цепи ОС обладает повышенной стабильностью генерируемой частоты, обусловленной большой крутизной ФЧХ.

2.8 Задающий генератор с RC-цепью обратной связи

На НЧ трудно реализовать кварцевый резонатор, а LC-контур имеет большие габариты и малую добротность. Поэтому ЗГ выполняют на RC-элементах.

Если используется инвертирующий усилитель, то RC-цепь ОС содержит минимум три звена RC-цепочки, каждое из которых вращает фазу на частоте генерации f_0 на 60° (рисунок 2.15, а), обеспечивая поворот фазы ОС на 180° . Крутизна ФЧХ такой RC-цепи невелика (рисунок 2.15, б), поэтому стабильность частоты ЗГ невысокая.

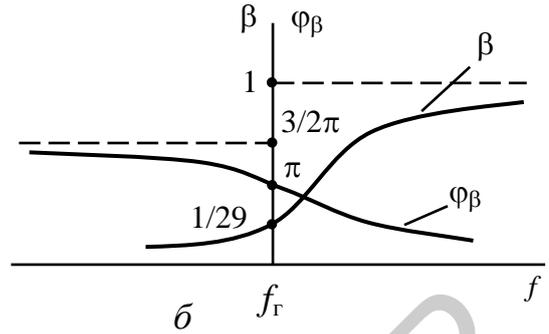
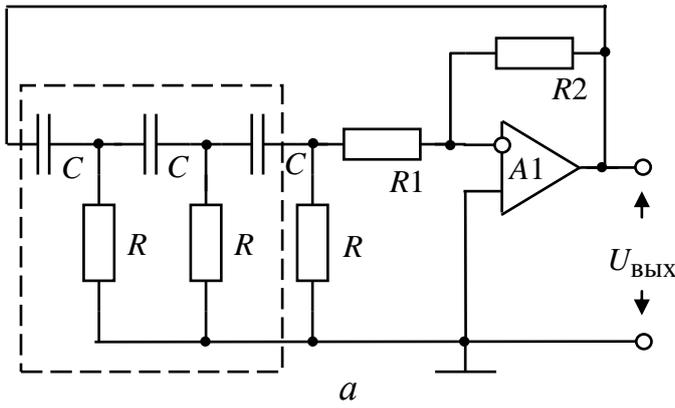


Рисунок 2.15

В цепи ОС могут применяться следующие RC -цепи, образующие ФНЧ или ФВЧ и имеющие некую частоту резонанса (квазирезонанса) f_p , на которой возникает самовозбуждение автогенератора:

– 3-звенная RC -цепь ФВЧ имеет

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \cong \frac{0,065}{RC}, \quad \beta=1/29; \quad (2.18)$$

– 4-звенная RC -цепь ФВЧ

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{10/7}} \cong \frac{0,133}{RC}, \quad \beta=1/18,4; \quad (2.19)$$

– 3-звенная RC -цепь ФНЧ

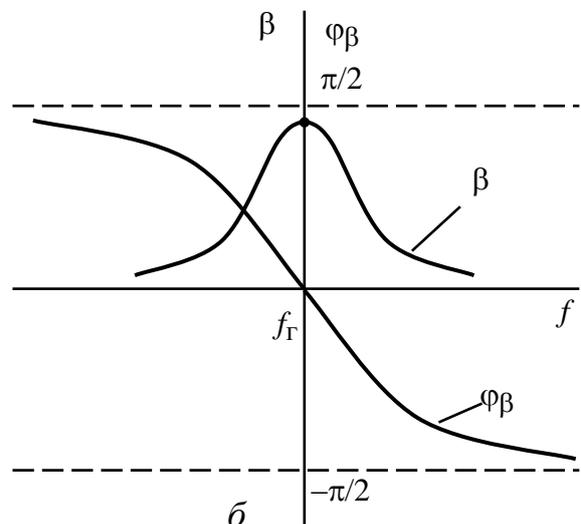
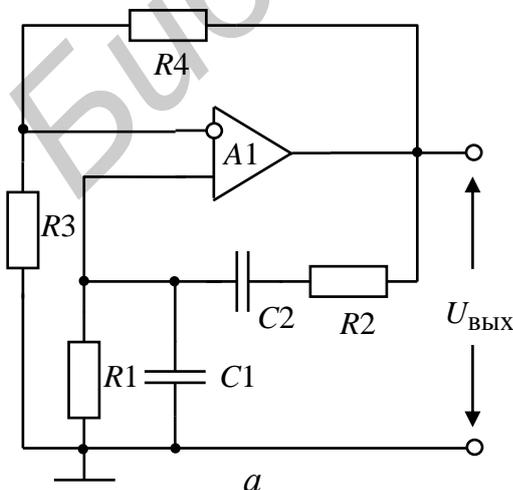
$$f_r = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \cong \frac{0,39}{RC}, \quad \beta=1/29; \quad (2.20)$$

– 4-звенная RC -цепь ФНЧ

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{0,7}} \cong \frac{0,19}{RC}, \quad \beta=1/18,4. \quad (2.21)$$

В случае ЗГ с фазобалансной RC -цепью ОС (рисунок 2.16, а)

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}}, \quad \beta = \frac{1}{1 + \frac{R1}{R2} + \frac{C2}{C1}}. \quad (2.22)$$



Если $C1 = C2 = C$ и $R1 = R2 = R$ (рисунок 2.16, б), то на частоте квазирезонанса

$$f_p \approx 1 / (2\pi RC), \quad \beta = 1 / 3, \quad (2.23)$$

а фазовый сдвиг равен 0. Эта цепь включается между входом и выходом неинвертирующего усилителя (см. рисунок 2.16, а) с коэффициентом усиления более 3, при этом фазовый сдвиг равен 0.

ЗГ может быть построен с использованием двойного Т-моста в цепи ОС (рисунок 2.17). В этом случае коэффициент передачи цепи по напряжению при $C1 = C2 = C$, $R1 = R2 = R$, $R3 = R / 2$ и $C3 = 2C$ имеет $\beta \cong 0$, а частота квазирезонанса

$$f_p \approx 1 / (2\pi RC). \quad (2.24)$$

Двойной Т-мост включают в цепь ОС инвертирующего усилителя (см. рисунок 2.17).

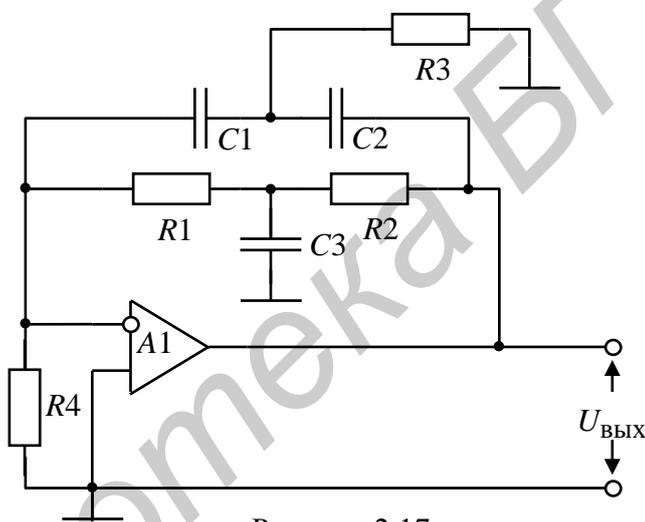


Рисунок 2.17

Недостаток всех схем RC-генераторов состоит в том, что баланс амплитуд (см. формулу 2.2) в автогенераторе устанавливается при значительной амплитуде колебаний, неизбежно ведущей к искажению формы генерируемых колебаний за счет гармоник коллекторного тока (имеем режим «отсечки» тока). В генераторах с LC-контурами последние играют роль фильтров, которые настроены на амплитуду первой гармоники коллекторного тока (I_1) и подавляют высшие гармоники. В RC-генераторах RC-фильтр является широкополосной системой, и подавление высших гармоник плохое (см. АЧХ RC-фильтров на рисунке 1.29), что приводит к значительным нелинейным искажениям генерируемого сигнала. Для устранения этого явления в эмиттерной цепи усилительного каскада транзистора VT2 (рисунок 2.18) применяются инерционные нелинейные элементы (например терморезисторы R_{t0}).

Величина сопротивления терморезистора изменяется в зависимости от степени нагрева проходящим током, то есть от амплитуды генерируемых колебаний, создавая таким образом отрицательную ОС по току и уменьшая ко-

эффицент усиления, а следовательно, и нелинейные искажения. Для устранения влияния усилительного каскада на частоту и амплитуду генерируемых колебаний, а также для связи последнего с RC -фильтром применяется эмиттерный повторитель на транзисторе $VT1$.

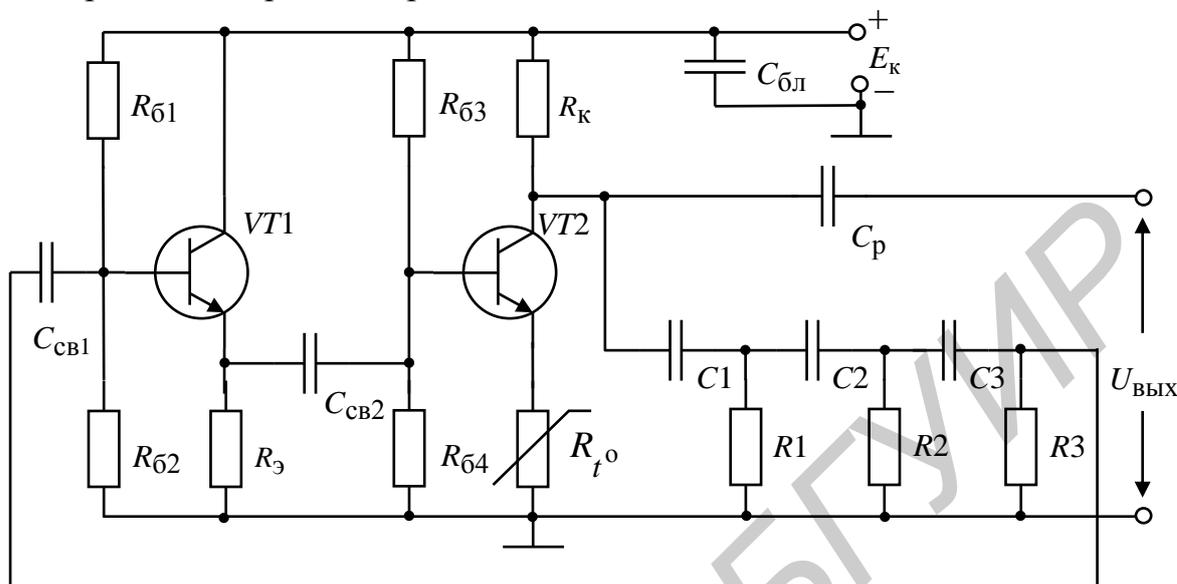


Рисунок 2.18

2.9 Релаксационные генераторы

Наряду с генераторами синусоидальных колебаний в измерительной технике в качестве задающих широкое распространение получили генераторы разрывных колебаний, называемые **релаксационными**. К таким генераторам относятся мультивибраторы, блокинг-генераторы, генераторы сигналов пилообразной формы.

2.9.1 Мультивибраторы

Мультивибраторы применяются в качестве $ЗГ$ импульсов почти прямоугольной формы и сравнительно большой длительности. Недостатком их является невозможность получения импульсов большой скважности.

Мультивибратор в схемном отношении представляет собой двухкаскадный резистивный усилитель, в котором выход одного каскада связан со входом другого каскада, схема которого показана на рисунке 2.19, а.

Пусть в начальный момент времени транзистор $VT1$ насыщен, а транзистор $VT2$ закрыт, что соответствует минимальному коллекторному напряжению $u_{к1}$ на $VT1$ и максимальному $u_{к2}$ на $VT2$ (рисунок 2.19, б). Тогда будет происходить разряд заряженного от источника питания E_k конденсатора $C1$ через коллектор – эмиттер транзистора $VT1$ – источник E_k – резистор R_{62} . Одновременно происходит более быстрый процесс заряда конденсатора $C2$ по цепи база – эмиттер транзистора $VT1$ – источник E_k – резистор $R_{к2}$ – конденсатор $C2$. Как только в

процессе разряда конденсатора $C1$ напряжение на базе транзистора $VT2$ достигнет потенциала отпирания транзистора $VT2$, то его ток коллектора начнет увеличиваться. Это приводит к возникновению отрицательного перепада потенциала на коллекторе $VT2$, который, поступая через конденсатор $C2$ на базу транзистора $VT1$, выведет $VT1$ из насыщения, а затем переведет его в запертое состояние, при этом напряжение $u_{к1}$ на транзисторе $VT1$ будет максимальным, а $u_{к2}$ на $VT2$ – минимальным (см. рисунок 2.19, б).

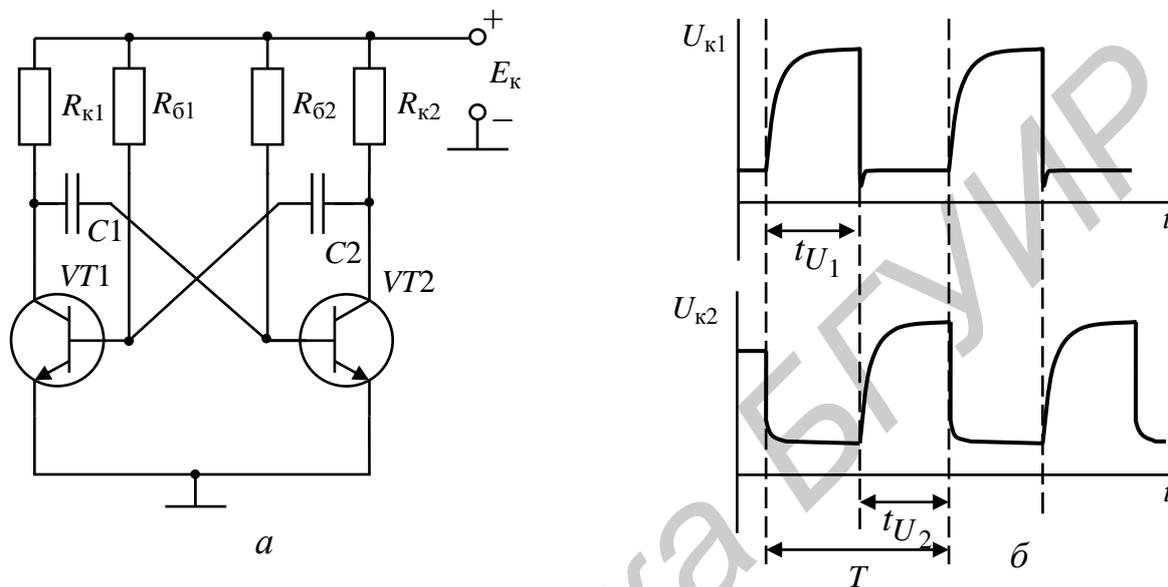


Рисунок 2.19

При этом ток коллектора транзистора $VT1$ уменьшается, а положительный перепад напряжения на коллекторе $VT1$ через конденсатор $C1$ поступает на базу транзистора $VT2$, то есть имеет место коллекторно-базовая положительная ОС. После этого конденсатор $C2$ начинает разряжаться по цепи коллектор – эмиттер транзистора $VT2$ – источник E_k – сопротивление $R_{б1}$ – конденсатор $C2$.

В течение времени разряда конденсатора $C2$ формируется длительность $t_{и1}$ вершины генерируемого импульса, которая равна

$$t_{и1} \cong 0,7R_{б1}C2. \quad (2.25)$$

Аналогично при разряде конденсатора $C1$ формируется импульс длительностью $t_{и2}$, равный

$$t_{и2} \cong 0,7R_{б2}C1. \quad (2.26)$$

Тогда период повторения импульсов мультивибратора T будет равен

$$T = t_{и1} + t_{и2}. \quad (2.27)$$

В частности, для симметричного мультивибратора, когда $R_{б1} = R_{б2} = R_б$, $C1 = C2 = C$, период T определится из соотношения

$$T \cong 1,4R_б C. \quad (2.28)$$

Длительность переднего фронта τ_{ϕ} импульса закрывшегося транзистора зависит от постоянной времени разряда конденсатора C через резистор R_K и определяется по формуле

$$\tau_{\phi} = 3R_K C. \quad (2.29)$$

2.9.2 Блокинг-генератор

Блокинг-генератор представляет собой релаксационный генератор с трансформаторной обратной связью. Такие генераторы дают возможность получать короткие импульсы с крутыми фронтами и большой скважностью, что позволяет использовать их в качестве формирующих устройств, делителей частоты, источников пусковых и синхронизирующих импульсов.

В практических схемах транзисторных блокинг-генераторов транзистор может быть включен по схеме с общей базой либо с общим эмиттером. На рисунке 2.20, а приведена схема блокинг-генератора на транзисторе, включенного по схеме с общим эмиттером.

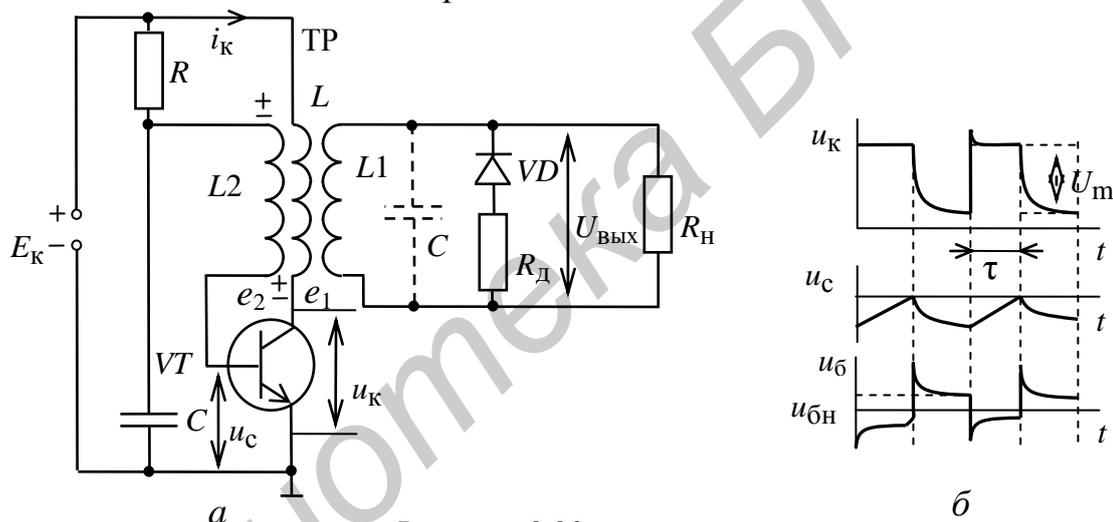


Рисунок 2.20

Предположим, что в начальный момент транзистор VT заперт напряжением u_c на базовом конденсаторе C , и происходит медленный разряд этого конденсатора по цепи конденсатор C – резистор R – источник E_K . В процессе разряда конденсатора напряжение на нем изменяется от $-u_c$ до E_K так, что

$$u_c = E_K - (E_K - u) e^{-\frac{t}{\tau_p}}, \quad (2.30)$$

где $\tau_p = RC$ – постоянная времени цепи разряда конденсатора C .

По мере разряда конденсатора C напряжение на базе транзистора увеличивается, и в какой-то момент времени транзистор отпирается. При этом через транзистор VT и коллекторную обмотку трансформатора Tr начинает проходить ток i_k , вызывающий появление ЭДС самоиндукции e_1 и взаимоиндукции e_2 с полярностями, показанными на рисунке 2.20, а. Под действием этих ЭДС

напряжение на коллекторе $u_k = E_k - e_1$ и напряжение на базе $u_b \cong e_2$ будут более положительными. Это приводит к еще большему отпиранию транзистора, что вызывает увеличение коллекторного тока и уменьшение коллекторного напряжения до U_M (рисунок 2.20, б) и т. д. Этот процесс развивается лавинообразно. В момент, когда транзистор переходит в состояние насыщения, начинает заряжаться конденсатор C по цепи эмиттерный переход – конденсатор C – базовая обмотка трансформатора Тр. При этом конденсатор C заряжается до напряжения u_c с постоянной времени τ_3 , равной

$$\tau_3 \cong \frac{nU_M C}{I_{б\text{cp}}}, \quad (2.31)$$

где n – коэффициент трансформации Тр;

$I_{б\text{cp}}$ – среднее значение тока базы за время заряда конденсатора C .

По мере заряда конденсатора C напряжение на базе транзистора u_b становится менее положительным (см. рисунок 2.20, б), но коллекторный ток из-за того, что транзистор находится в области глубокого насыщения, уменьшается незначительно. Это приводит к формированию почти плоской вершины импульса на уровне $U_{к\text{min}} = \text{const}$ (см. рисунок 2.20, б). Длительность импульса приближенно равна

$$t_{\text{и}} \cong \frac{2nU_M C}{I_{б\text{cp}}}. \quad (2.32)$$

Когда напряжение на базе уменьшается до величины $u_b \cong u_{бн}$, при которой транзистор начинает выходить из насыщения, ток коллектора и ЭДС e_1 и e_2 начинают уменьшаться. В результате этого напряжение на коллекторе $u_k = E_k - e_1$ и напряжение на базе $u_b = u - e_2$ станут менее положительными. Этот процесс нарастает лавинообразно, рабочая точка транзистора перемещается в область отсечки тока, и происходит запираание транзистора. В этот момент магнитный поток начинает убывать, ЭДС e_1 и e_2 меняют полярности, за счет чего в эляторах коллекторного и базового напряжений наблюдаются кратковременные выбросы. После запираания транзистора VT описанный процесс повторяется.

Период генерируемых колебаний определяется из формулы (2.30) при $t = T$, $u_c = 0$ как

$$T \cong RC \ln(1 + u / E_k), \quad (2.33)$$

где $u \cong \frac{I_{б\text{cp}}}{2C} t_{\text{и}}$.

Из формулы (2.33) следует, что T определяется временем разряда конденсатора C и равно

$$T \cong (3 \dots 5)RC. \quad (2.34)$$

Как видно из (2.34), в блокинг-генераторе регулировку частоты следования импульсов удобнее производить путем изменения величины резистора R , определяющего постоянную времени разряда конденсатора C , при этом форма и длительность импульсов $\tau_{и}$, как следует из (2.31) и (2.32), не зависят от величины R . Это свойство блокинг-генератора отличает его от мультивибратора, где изменение сопротивления влияет одновременно как на частоту, так и на длительность импульсов. В практических схемах емкость конденсатора $C \geq T / 3R$, а сопротивление резистора R в цепи базы выбирают из соотношения $R \geq (10 \dots 20)R_{вх}$, где $R_{вх}$ – входное сопротивление насыщенного транзистора, величина которого составляет обычно несколько сотен Ом.

Для устранения возникновения колебательных процессов при резких перепадах коллекторного тока в трансформаторе, имеющего некоторую паразитную емкость $C_{п}$ (показана пунктирными линиями на схеме рисунка 2.20, а) и совместно с индуктивностью $L1$ трансформатора образующего параллельный колебательный контур, эту обмотку шунтируют «демпферным» диодом (VD) и сопротивлением $R_{д}$.

2.9.3 Генератор сигналов пилообразной формы

Генератор пилообразного напряжения (ГПН) применяется в осциллографии, в телевидении и т. д. Простейшей цепью, с помощью которой удается создать пилообразное напряжение, является RC -цепь. Принцип получения пилообразного напряжения заключается в линейном заряде (или разряде) конденсатора через большое сопротивление во время прямого хода и быстром разряде (или заряде) через малое сопротивление во время обратного хода. Для получения линейного изменения во времени напряжения на конденсаторе необходимо обеспечить постоянство тока заряда конденсатора C через стабилизирующий двухполюсник либо применить положительную обратную связь (принцип компенсирующей ЭДС – $E_{э}$). Принцип работы ГПН можно рассмотреть на примере схемы, показанной на рисунке 2.21, а. В исходном состоянии транзистор $VT2$ открыт, транзистор $VT1$ насыщен и конденсатор C заряжен до максимального напряжения

$$u_c = E_k - I_{кн}R_k, \quad (2.35)$$

где $I_{кн}$ – коллекторный ток насыщения транзистора $VT1$.

Когда на базу $VT1$ подается управляющий импульс отрицательной полярности, транзистор $VT1$ запирается на время действия этого импульса $\tau_{и}$. Конденсатор C разряжается через транзистор $VT2$, и напряжение u_c на конденсаторе уменьшится. Разрядный ток конденсатора i_c , равный току коллектора транзистора $VT2$ при постоянном токе эмиттера, изменяется незначительно. В результате этого стабилизируется ток конденсатора i_c . Его стабилизации способствует также отрицательная ОС по току, осуществляемая при помощи ре-

зистора R_3 и постоянного источника E_3 . Благодаря этому разрядный ток i_c во время рабочего хода почти не изменяется, а напряжение $U_c = U_{\text{ВЫХ}} = u_{c0} - u_c$ изменяется по закону, близкому к линейному (рисунок 2.21, б),

$$U_c = \frac{1}{C_0} \int i_c dt = \frac{i_c}{C} t. \quad (2.36)$$

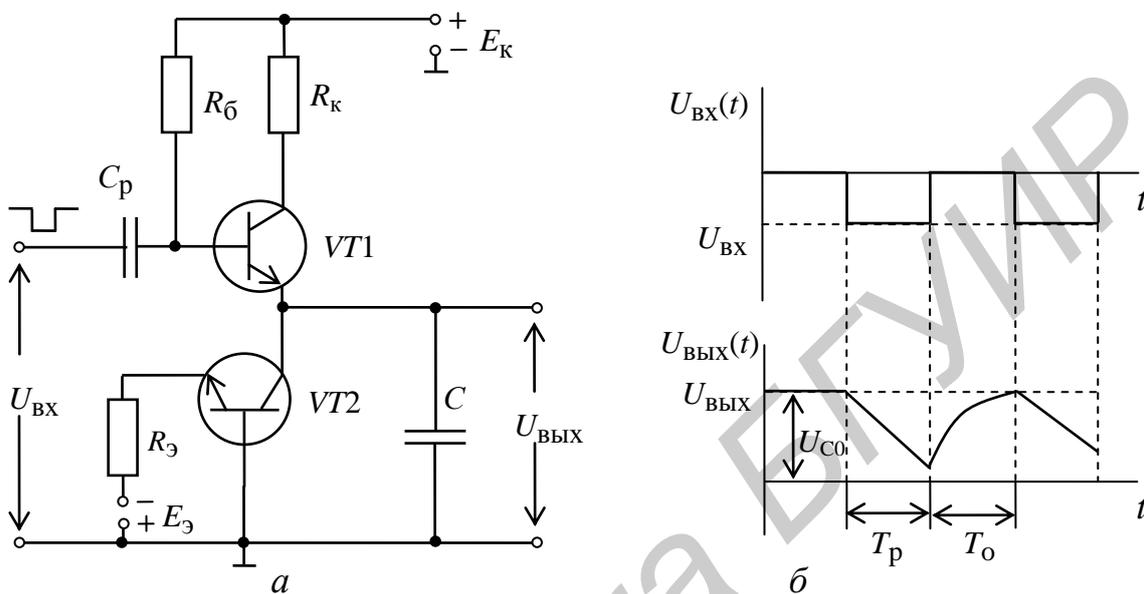


Рисунок 2.21

После окончания управляющего импульса $u_{\text{ВХ}}$ транзистор $VT1$ открывается и переходит в режим насыщения, конденсатор C заряжается через транзистор $VT1$ и резистор R_k , что дает время обратного хода T_o , длительность которого определяется по формуле

$$T_o = 3CR_k. \quad (2.37)$$

Такой генератор на высокоомной нагрузке обеспечивает небольшой коэффициент нелинейности пилы (около 0,5 %), широкий диапазон рабочего хода (от единиц до нескольких тысяч микросекунд) и небольшое время обратного хода.

2.10 Стабилизация работы задающего генератора

Качество работы ЗГ принято оценивать абсолютной и относительной нестабильностью частоты. Абсолютная нестабильность представляет собой разность Δf между текущим f и номинальным f_T значениями частоты. Относительная нестабильность частоты определяется коэффициентом нестабильности для LC -генераторов:

$$\Delta f / f_T = -0,5(\Delta L / L + \Delta C / C), \quad (2.38)$$

а для RC -генераторов:

$$\Delta f / f_r = - (\Delta C / C + \Delta R / R), \quad (2.39)$$

где ΔL , ΔC , ΔR – величины изменений индуктивностей катушек, емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов от номинальных значений.

Указанные изменения параметров могут быть вызваны воздействием дестабилизирующих факторов: температуры, механических воздействий и т. д.

Устранение этих факторов путем термостатирования, применения печатного монтажа и т. д. позволяет получить относительную нестабильность частоты порядка 10^{-5} .

Для генерации, согласно (2.4), необходимо выполнение условий: $|K(j\omega)\beta(j\omega)| = 1$ – баланс амплитуд; $\varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 2\pi n$, где $n = 0, 1, 2, \dots$ – баланс фаз. Генерация возникает на частоте ω_0 , для которой выполняются эти условия.

Фазовый сдвиг в цепи усилителя и в цепи ОС зависит от частоты ω и дестабилизирующих факторов (изменение питающих напряжений, разброс параметров, старение элементов, температура окружающей среды и т. д.), которые обозначим параметром a . Тогда суммарный фазовый сдвиг $\varphi_s(\omega, a) = \varphi_K(\omega, a) + \varphi_\beta(\omega, a)$, откуда относительная нестабильность частоты ЗГ

$$\delta\omega_0 = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = - \frac{(d\varphi_s / da)\Delta a}{(d\varphi_s / d\omega)\omega_0}, \quad (2.40)$$

где $\Delta\omega$ – абсолютная нестабильность.

Как известно, фазовая характеристика LC -контура имеет вид, показанный на рисунке 2.22. Чтобы уменьшить $\delta\omega_0$, необходимо уменьшать Δa (то есть внешнее влияние) и увеличивать крутизну ФЧХ петлевого усиления $d\varphi_s / d\omega$ вблизи ω_0 (см. рисунок 2.22), при этом должно выполняться условие, что

$$\left. \frac{\partial\varphi_K(\omega)}{\partial\omega} \right|_{\omega_r} < 0. \quad (2.41)$$

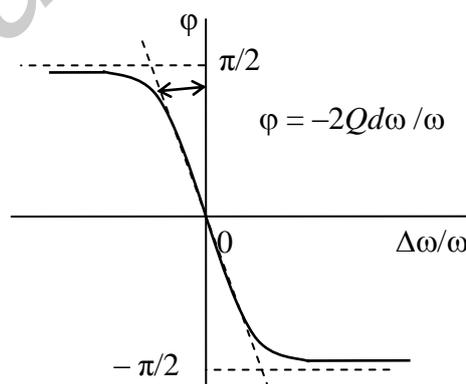


Рисунок 2.22

Для увеличения крутизны ФЧХ необходимо использовать высокодобротные контуры. Добротность LC -контуров составляет $Q = 50 \dots 200$, что позволяет получить $\delta\omega_0 = 10^{-3} \dots 10^{-4}$. Если этого недостаточно, применяют кварцевые ре-

зонаторы с добротностью порядка $10^4 \dots 10^5$, при этом $\delta\omega_0 = 10^{-6} \dots 10^{-7}$.

Кроме стабильности частоты важным параметром является стабилизация мощности ЗГ. На изменения выходной мощности ЗГ влияют изменения питающих напряжений, сопротивления нагрузки и температуры, а также старение элементов. Влияние температуры устраняют термостатированием ЗГ, а изменения $U_{\text{пит}}$ ослабляют схемами стабилизации источников питания.

Уменьшение влияния сопротивления нагрузки на $U_{\text{вых}}$ осуществляют путем использования буферного каскада (БК), в качестве которого может применяться резонансный усилитель или эмиттерный повторитель (рисунок 2.23).

Буферный резонансный усилитель – усилитель, работающий в нелинейном режиме, когда его $U_{\text{вых}}$ изменяется меньше, чем $U_{\text{вх}}$.

Для стабилизации мощности ЗГ может также использоваться регулируемая цепь ОС, которая выполняется как непосредственно в ЗГ, так и в буферном усилителе (рисунок 2.24). Стабилизация мощности осуществляется за счет применения схемы автоматической регулировки усиления (АРУ), содержащей детектор АРУ, с помощью которого создается отрицательная ОС в цепях напряжения смещения ЗГ или БК.

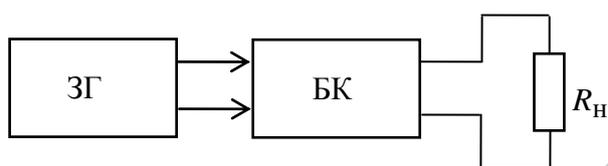


Рисунок 2.23

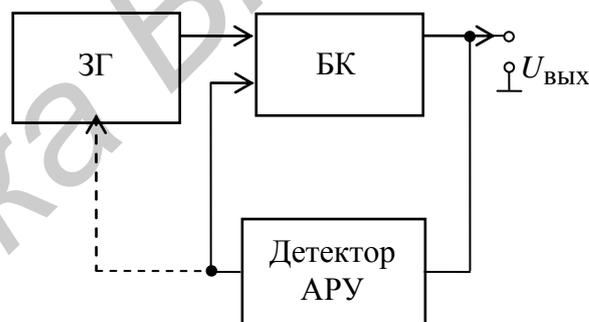


Рисунок 2.24

2.11 Синхронизация задающего генератора

Синхронизация ЗГ применяется с целью согласования фазы и частоты генерируемого колебания с обрабатываемым сигналом или для повышения их долговременной стабильности. Сигналы синхронизации могут передаваться как в спектре измерительных сигналов, так и вне их, минуя все преобразования. Они осуществляют синхронизацию ведомого ЗГ с помощью систем автоподстроек или путём использования эффекта «захвата» частоты. Сам ведущий ЗГ может получать сигнал от первичных стандартов частоты с нестабильностью не более 10^{-12} .

При использовании автоматической подстройки частоты (АПЧ) или фазы (ФАПЧ) измерительным элементом (ИЭ) для сравнения частот $F_{\text{Г}}$ и $F_{\text{оп}}$ служит частотный детектор (ЧД), а для сравнения фаз $\varphi_{\text{Г}}$ и $\varphi_{\text{оп}}$ – фазовый детектор (ФД), на который одновременно подается сигнал опорной частоты f_0 (показан пунктирной линией на рисунке 2.25). На их выходе получается напряжение, которое после усиления в усилителе постоянного тока (УПТ) подаётся на

управляющий элемент (обычно варикап), включенный в LC -контур ЗГ и подстраивающий частоту или фазу колебаний ЗГ. Если используется АПЧ, то ошибка подстройки частоты $\Delta f = F_{\Gamma} - F_{оп}$ мала, но не равна нулю, а если ФАПЧ в ней $\Delta f = 0$, то есть небольшая ошибка по фазе.

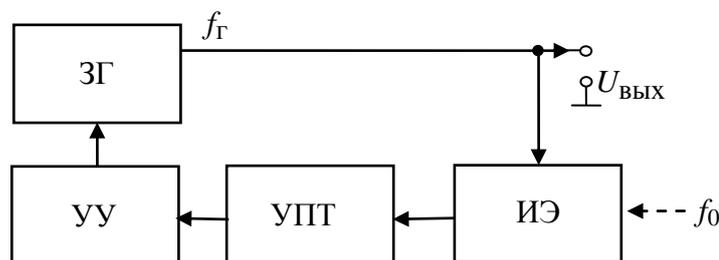


Рисунок 2.25

3 НЕЛИНЕЙНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

3.1 Преобразователи частоты измерительных сигналов

3.1.1 Назначение, принцип работы и классификация преобразователей частоты

Преобразователем частоты (ПЧ) называется устройство, предназначенное для переноса спектра частот исходного сигнала из одной области частот в другую без изменения соотношения между составляющими спектра.

ПЧ широко применяются в различных блоках СИ для получения требуемого набора несущих частот, процесса амплитудной модуляции сигнала и др.

ПЧ состоит из нелинейного или параметрического преобразовательного элемента (ПЭ) (диод, транзистор, варикап и т.п.), генератора вспомогательного гармонического сигнала с частотой f_{Γ} , называемого гетеродином (Γ), и полосового фильтра (ПФ) (рисунок 3.1).

В качестве ПЭ используется электрический двухполюсник или четырёхполюсник, параметры которого – входное и выходное сопротивления, коэффициент передачи – меняются при изменении напряжения гетеродина $U_{\Gamma}(t)$. Нелинейность (или параметричность) ПЭ достигается за счёт нелинейной вольт-амперной (диоды, транзисторы) или, что реже, вольт-фарадной (варикапы) характеристики.

Принцип работы ПЧ основан на том, что при подаче на ПЭ напряжения полезного сигнала $U_c(t)$ частотой F_c и гетеродина (накачки для параметрического ПЭ) $U_{\Gamma}(t)$ с частотой f_{Γ} на выходе ПЭ образуются комбинационные продукты с частотами $kf_{\Gamma} \pm nF_c$, где $k = 1, 2, \dots$, $n = 1, 2, \dots$.

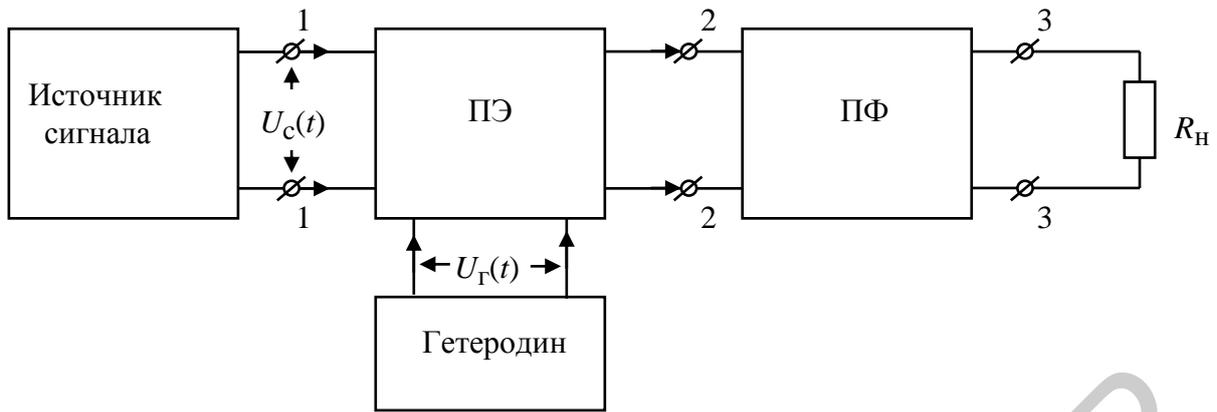


Рисунок 3.1

Из последних с помощью ПФ выделяется колебание требуемой частоты. При $k = 1$ имеем преобразование на основной гармонике генератора с частотой f_{Γ} , при $k > 1$ – на его высших гармониках. При этом если $F_c > f_{\Gamma}$, то перенос спектра вниз или вверх по частоте не изменяет порядок его составляющих (рисунок 3.2, а), если $F_c < f_{\Gamma}$, то происходит выворачивание спектра (рисунок 3.2, б).

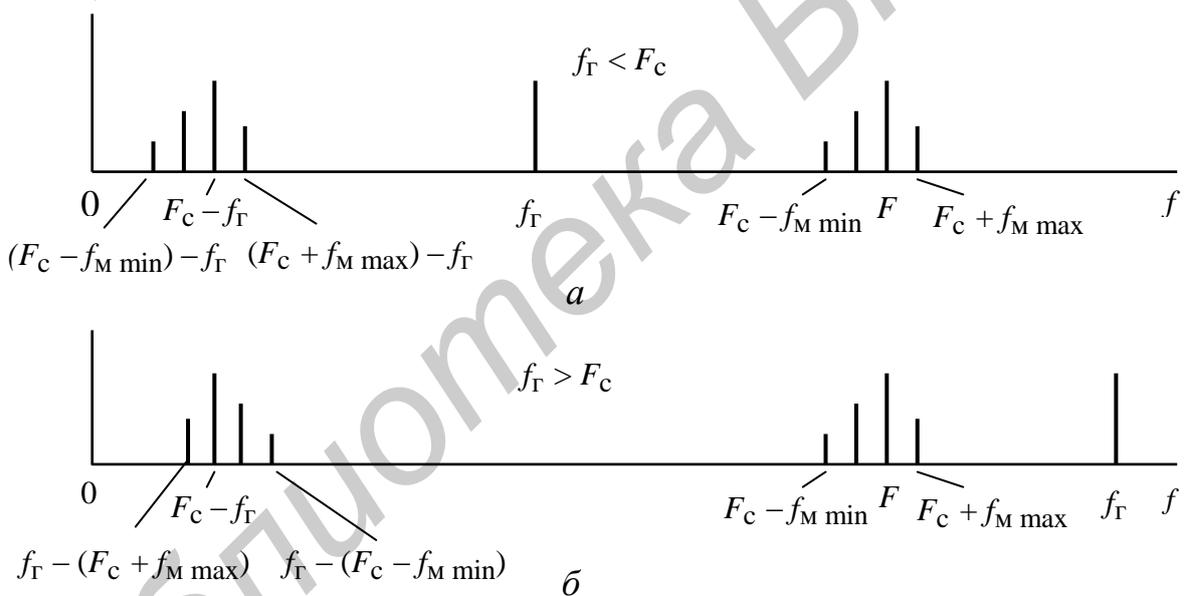


Рисунок 3.2

Классификация преобразователей частоты следующая:

- по виду входного (преобразуемого) сигнала $U_c(t)$ различают индивидуальные и групповые ПЧ;
- по характеру сопротивления ПЭ – резистивные (с нелинейной ВАХ) и реактивные (как правило ёмкостные);
- по типу ПЭ различают транзисторные (активные) и диодные (пассивные) ПЧ;
- по способу включения ПЭ – одноконтурные, двухконтурные (балансные), кольцевые (двойные балансные);
- по конструкции ПЭ – дискретные и интегральные ПЧ.

К ПЧ предъявляются следующие требования:

1) обеспечение максимально возможного коэффициента преобразования (передачи) по мощности $K_{\text{пр.м}}$ и напряжению $K_{\text{пр.н}}$, определяемых по формулам

$$K_{\text{пр.м}} = P_3 / P_1; K_{\text{пр.н}} = U_3 / U_1, \quad (3.1)$$

где P_3 и U_3 – мощность и действующее напряжение преобразованного сигнала на частоте $f_{\Gamma} + F_c$ или $f_{\Gamma} - F_c$ (см. рисунок 3.2, а, б);

P_1 и U_1 – то же для входного сигнала на частоте F_c .

Часто оценивают затухание преобразования по мощности $a_{\text{пр.м}}$ и напряжению $a_{\text{пр.н}}$ в децибелах:

$$a_{\text{пр.м}} = 10\lg(P_1 / P_3); a_{\text{пр.н}} = 20\lg(U_1 / U_3) = a_{\text{пр.м}} - 10\lg(R_{\text{вх}} / R_{\text{н}}), \quad (3.2)$$

где $R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление (со стороны зажимов 1-1) ПЧ на частоте F_c ;

$R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки, подключаемое к ПЧ со стороны зажимов 3-3 (см. рисунок 3.1).

Если $R_{\text{вх}} = R_{\text{н}}$, то

$$a_{\text{пр.м}} = a_{\text{пр.н}} = p_1 - p_3 = 10\lg(P_3 / P_{\text{эт}}) - 10\lg(P_1 / P_{\text{эт}}), \quad (3.3)$$

где p_1 и p_3 – уровни мощностей сигнала на входе и выходе ПЧ в децибелах по мощности относительно некоторой заданной $P_{\text{эт}}$;

2) обеспечение максимально возможного подавления побочных продуктов преобразования оценивается коэффициентом подавления по мощности $K_{\text{под.м}}$ и напряжению $K_{\text{под.н}}$:

$$K_{\text{под.м}} = P_3^{(kn)} / P_3; K_{\text{под.н}} = U_3^{(kn)} / U_3, \quad (3.4)$$

где $P_3^{(kn)}$, $U_3^{(kn)}$ – мощность или напряжение побочного продукта на частоте $kf_{\Gamma} \pm nF_c$, $k \neq 1$, $n \neq 1$, выделяющиеся на выходе ПЧ (см. рисунок 3.2, б);

3) обеспечение требуемой равномерности ЧХ затухания преобразования $a_{\text{пр}}$ при изменении частоты сигнала в пределах $F_c \in [F_{\text{с.н}}, F_{\text{с.в}}]$. В идеальном случае $a_{\text{пр}} = \varphi(F_c) = \text{const}$ (пунктирная прямая на рисунке 3.3, а). Отклонение от пунктирной линии на $\Delta a_{\text{пр}}$ задает поле допуска для изменения $a_{\text{пр}} = \varphi(F_c)$;

4) обеспечение требуемой линейности АХ ПЧ, которая оценивается функцией $p_3 = \varphi(p_1)$ (рисунок 3.3, б). В пределах заданного динамического диапазона $p_{1\text{max}} \dots p_{1\text{min}}$ угол наклона АХ должен быть равен 45° .

Коэффициент нелинейных искажений ПЧ определяется в виде

$$K_{\text{Г.пр.н}} = U_3^{(n)} / U_3, \quad (3.5)$$

где $U_3^{(n)}$ – амплитуда (действующее значение) напряжения на частоте $f_{\Gamma} \pm nF_c$, $n > 1$;

U_3 – напряжение основного продукта преобразования на частоте $f_{\Gamma} \pm F_c$.

Нижняя граница $p_{1\text{min}}$ ($p_{3\text{min}}$) характеризует допустимое ухудшение отношения сигнал/шум на выходе ПЧ и определяется величиной помехозащищённости $A_{3.\text{ш. min}} = p_{3\text{min}} - p_{3\text{ш}}$, где $p_{3\text{ш}}$ – уровень собственных шумов, измеренный

на выходе ПЧ при отсутствии полезного сигнала $U_c(t)$. Как правило, $A_{3,ш \min} = 20\text{дБ}$.

Подавление побочных продуктов преобразования и равномерность ЧХ затухания определяются параметрами фильтра и схемным построением ПЧ.

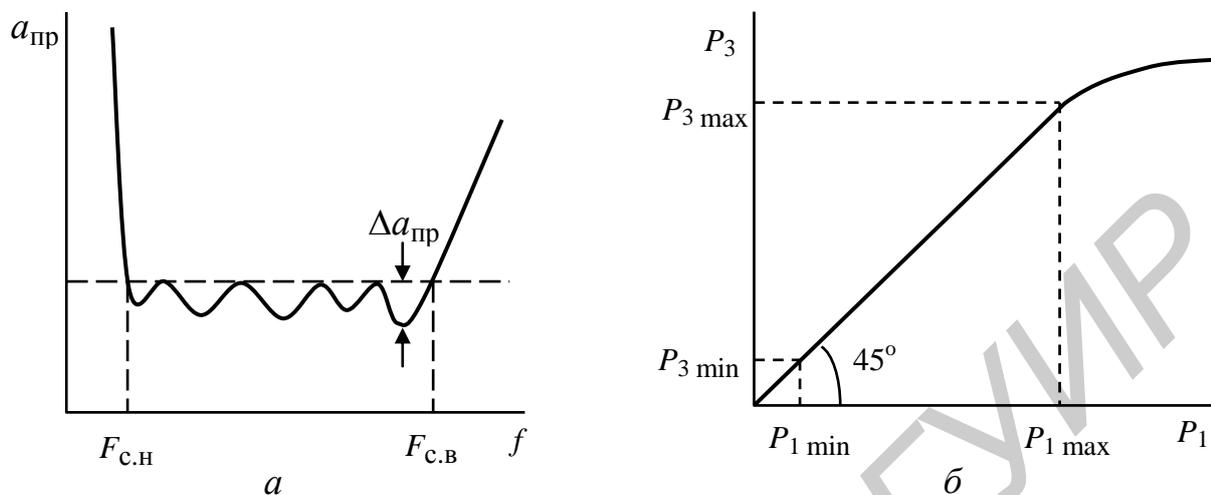


Рисунок 3.3

Затухание преобразования и линейность АХ определяются схемным выполнением ПЧ, видом нелинейного ПЭ и напряжением гетеродина $U_r(t)$.

Как показывают экспериментальные и аналитические исследования, для обеспечения малых нелинейных искажений целесообразно напряжение сигнала $U_c(t)$ и гетеродина $U_r(t)$ выбирать в пределах $U_c \leq 0,03 \dots 0,1 \text{ В}$, $U_r \geq 1,0 \dots 3,0 \text{ В}$, то есть будем иметь $U_c \ll U_r$. При таких условиях ПЧ для сигнала U_c является квазилинейным устройством, а для генератора – существенно нелинейным. Если условно объединить ПЭ и генератор в одно устройство, у которого вход – сечение 1-1, выход – сечение 2-2, (см. рисунок 3.1), то для сигнала оно может считаться линейным ЧП.

Это объясняется тем, что если рассматривать ПЭ как нелинейный элемент, в котором рабочая точка выбрана на нелинейном участке ВАХ (рисунок 3.4), то крутизна ее будет меняться линейно по закону

$$S(t) = S_0(1 + m \cos \omega_r t), \quad (3.6)$$

где S_0 – среднее значение крутизны в рабочей точке A ;

$m < 1$ – постоянный коэффициент, зависящий от амплитуды гетеродина $U_r(t)$ и характеризует модуляцию крутизны.

Тогда ток на выходе ПЭ будет равен

$$i(t) = S(t)u_{вх} = S_0(1 + m \cos \omega_r t)U_c \cos \omega_c t = S_0 U_c \cos \omega_c t + \\ + 0,5 S_0 U_c \cos(\omega_c + \omega_r)t + 0,5 S_0 U_c \cos(\omega_c - \omega_r)t. \quad (3.7)$$

Полосовой фильтр (ПФ), настроенный на $(\omega_c - \omega_r)$ или на $(\omega_c + \omega_r)$, выделяет необходимую полосу частот, занимаемую сигналом (см. рисунок 3.2, а, б). Такой ЧП является параметрическим, потому что его параметры

(входное и выходное сопротивления, крутизна, коэффициент передачи) являются периодическими функциями от напряжения гетеродина, а следовательно, функциями времени.

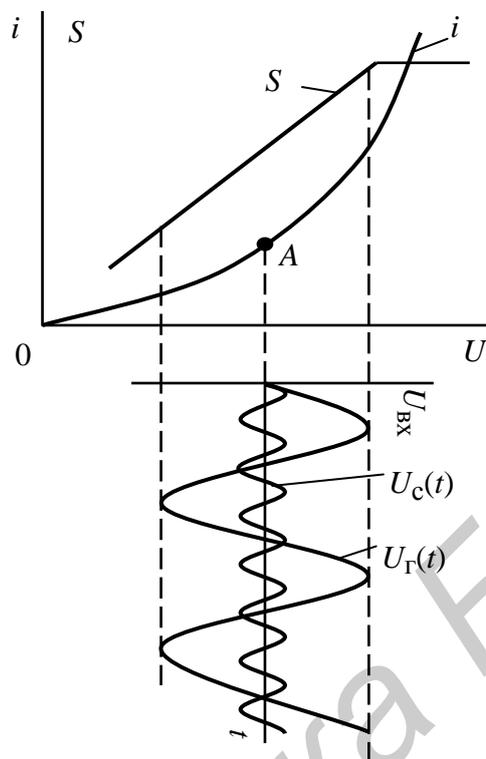


Рисунок 3.4

3.1.2 Схемы построения преобразователей частоты

3.1.2.1 Пассивные диодные преобразователи частоты

Однотактный диодный преобразователь частоты

Для однотактного диодного преобразователя частоты (ПЧ) (рисунок 3.5) форма сигнала $U_{\text{ПЧ}}(t)$ (рисунок 3.6, а) может быть определена на основании электромеханического аналога, где диод VD выполняет роль ключа (Кл), коммутирующего прохождение сигнала $U_c(t)$ с частотой гетеродина f_{Γ} .

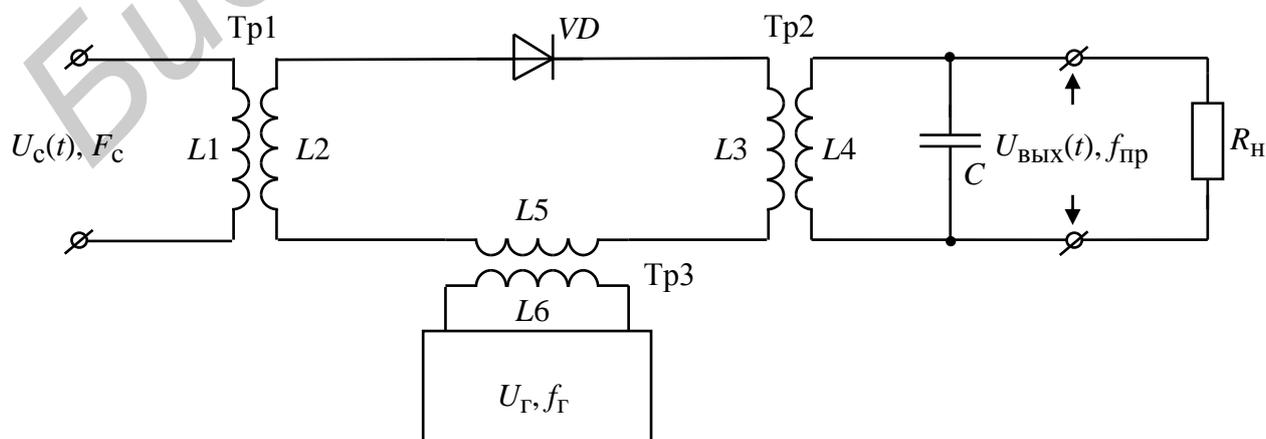


Рисунок 3.5

Недостаток такого ПЧ большая «засорённость» побочными продуктами преобразования $S_{\text{ПЭ}}(f)$, то есть гармониками частоты nF_c , kf_Γ и комбинационных частот $kf_\Gamma \pm nF_c$ (рисунок 3.7, а), избавиться от которых с помощью фильтра не всегда удаётся.

Диодный балансный преобразователь частоты

Балансный преобразователь частоты (БПЧ) можно представить в виде двух однотактных ПЧ, ПЧ1 и ПЧ2, нагруженных на общую нагрузку (рисунок 3.8).

Форма сигнала $U_{\text{ПЭ}}(t)$ в такой схеме ПЧ может быть качественно определена из схемы электромеханического аналога, где диодные ключи Кл1 и Кл2 работают в фазе (рисунок 3.6, б).

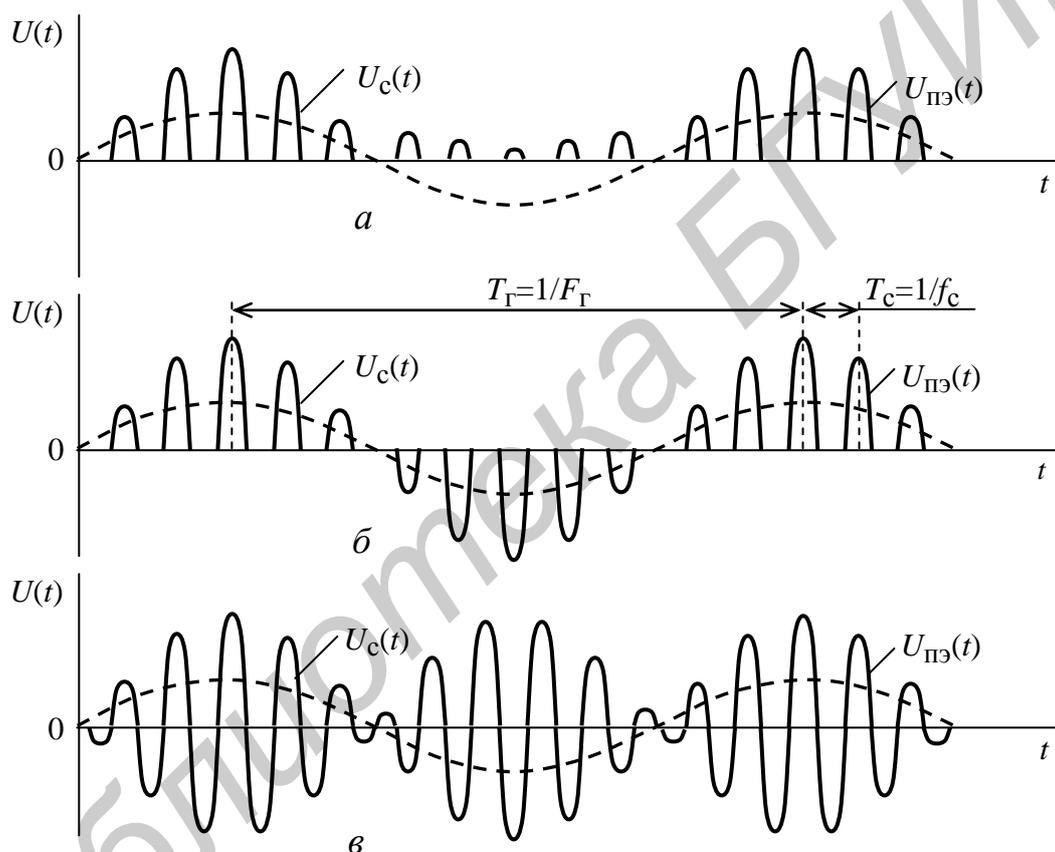


Рисунок 3.6

При симметрии полуобмоток трансформаторов $\text{Tr}1$, $\text{Tr}2$ (рисунок 3.8) и идентичных параметрах диодов $VD1$, $VD2$ в выходной обмотке $\text{Tr}2$ напряжение генератора $U_\Gamma(t)$ наводиться не будет, так как токи i_1 , i_2 взаимно компенсируются для частот kf_Γ ($k = 1, 2, \dots$). В спектре $S_{\text{ПЭ}}(f)$ гармоники kf_Γ будут подавлены (рисунок 3.7, б).

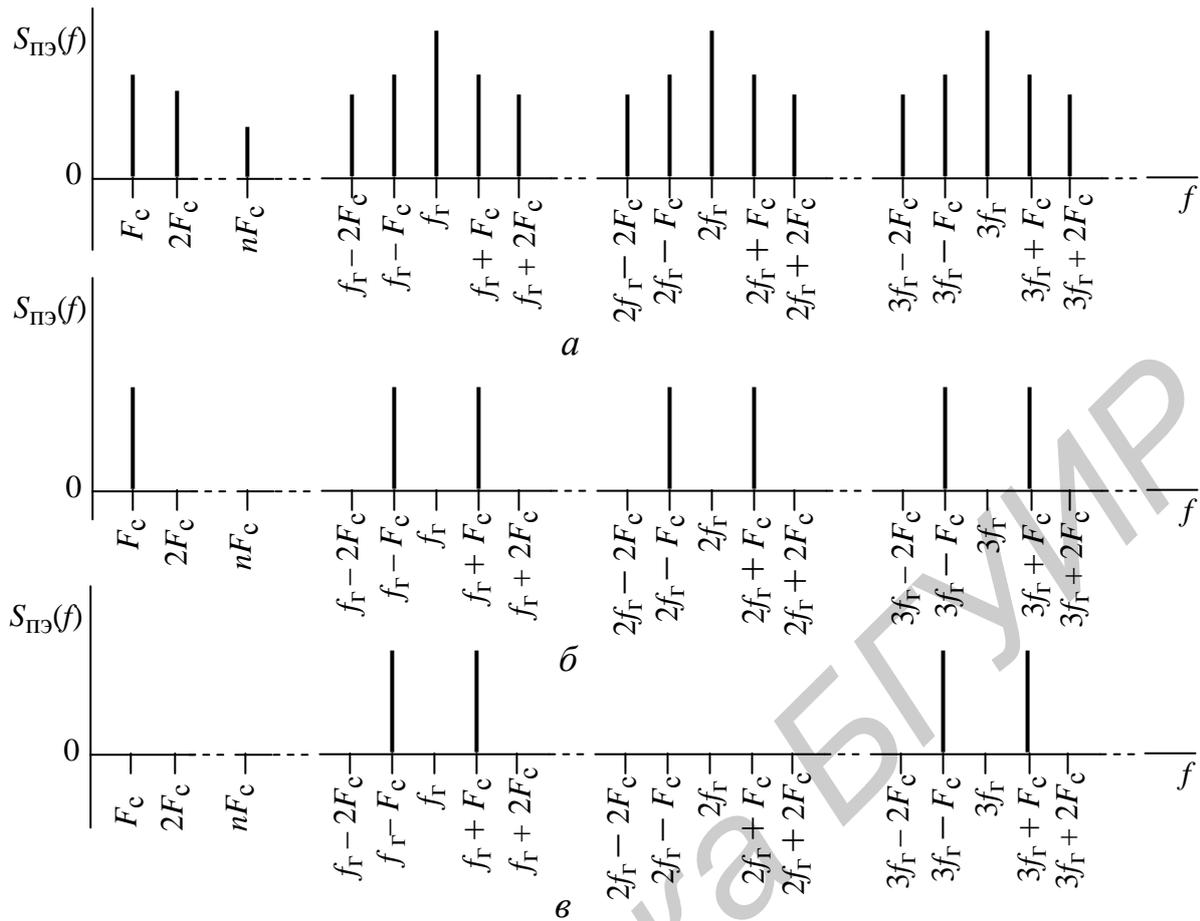


Рисунок 3.7

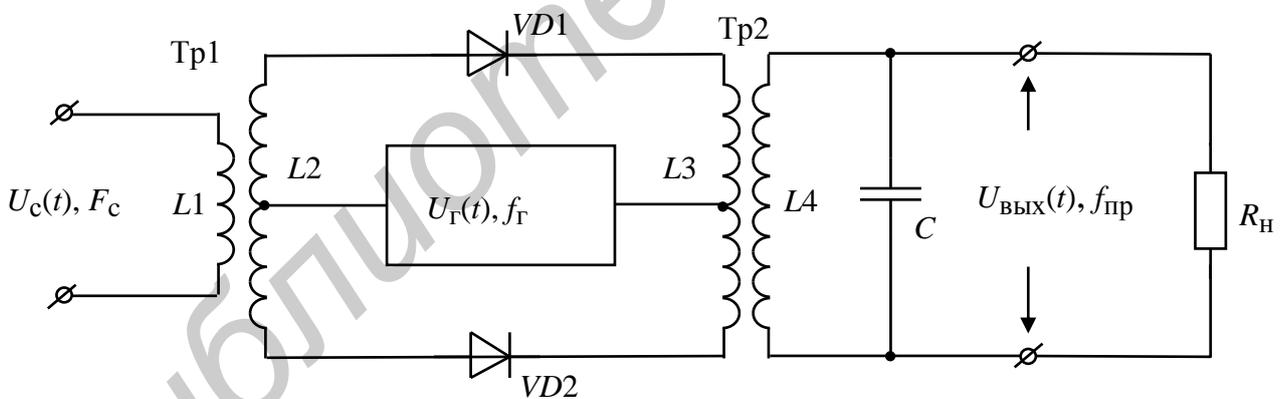


Рисунок 3.8

Кольцевой (двойной балансный) преобразователь частоты

Кольцевой ПЧ является наиболее совершенной схемой (рисунок 3.9). Форма сигнала $U_{ПЭ}(t)$ в такой схеме ПЧ (рисунок 3.6, в) получается с учётом того, что ключи Кл3, Кл4 (VD3, VD4) осуществляют коммутацию полярности сигнала $U_c(t)$. Спектр сигнала $S_{ПЭ}(f)$ (рисунок 3.7, в) содержит только комбинационные частоты $kf_r \pm F_c$ для нечётного k , остальные компоненты, в том числе гармоники nF_c , подавляются за счёт балансной схемы ПЧ.

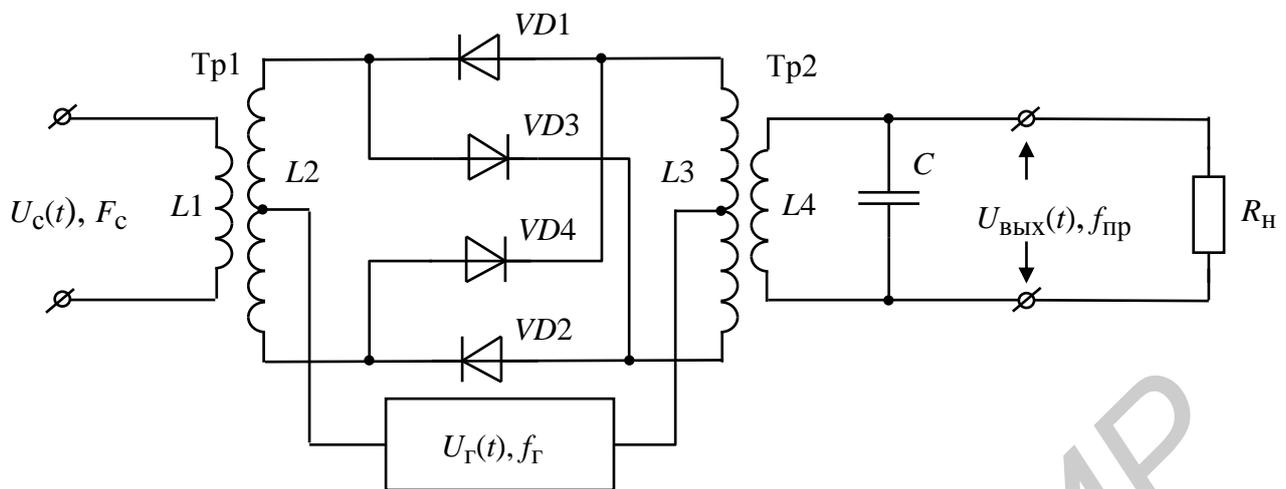


Рисунок 3.9

Затухание полезного сигнала в ОПЧ даже в идеальном случае не менее 10 дБ. Такое же затухание у всех вариантов БПЧ. Для идеального диодного КПЧ коэффициент преобразования по напряжению больше в 2 раза (на 6 дБ), и его затухание преобразования не может быть меньше 4 дБ. В реальных условиях полупроводниковые диоды вызывают дополнительные потери мощности 0,6–1 дБ, каждый трансформатор вносит затухание 0,5–0,7 дБ, ЭФ в полосе пропускания имеет затухание передачи 1,5–2,5 дБ. Для устранения амплитудно-частотных искажений и лучшего согласования ПЧ с внешними цепями (фильтром и источником сигнала) приходится подключать их через согласующие резистивные делители, имеющие затухание 5–7 дБ. В результате общее затухание ОПЧ и БПЧ схем на диодах составляет 20–30 дБ, а КПЧ на 6 дБ меньше.

3.1.2.2 Транзисторные (активные) преобразователи частоты

С целью уменьшения вносимого затухания широко используются транзисторные (или активные) ПЧ. Они позволяют обеспечить усиление преобразуемого сигнала ($a_{\text{пр}} < 0$), проще осуществить согласование с внешними цепями и балансировку в балансных схемах ПЧ, так как можно изменять режим смещения каждого транзистора. Принцип работы транзисторных ПЧ практически не отличается от работы диодных ПЧ. Несущественные различия связаны с обеспечением режима работы транзистора по постоянному и переменному токам, а также с возможностями подачи напряжений сигнала и генератора на различные электроды транзистора.

Однотактный преобразователь частоты

Напряжение сигнала через трансформатор Tr1 подаётся на базу транзистора VT, а генератора – через Tr2 на эмиттер (рисунок 3.10). Напряжение комбинационных продуктов, образующихся вследствие нелинейности ВАХ транзистора, снимается с выходной обмотки Tr3 и фильтруется ЭФ, состоящим

из $L6C4$. Спектр такого ПЧ совпадает по составу со спектром одноконтурного двуконтурного ПЧ (см. рисунок 3.7, а).

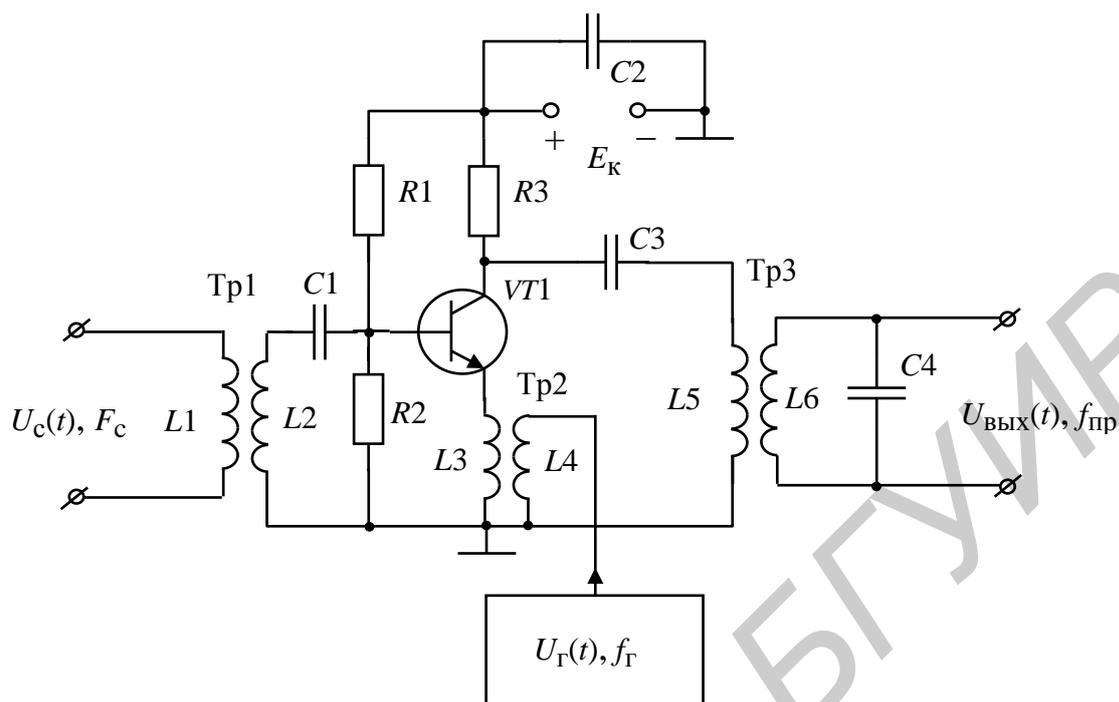


Рисунок 3.10

Балансный преобразователь частоты на дифференциальной паре транзисторов

Трансформаторы со средней точкой, используемые в схемах БПЧ, ухудшают их массогабаритные характеристики, а также снижают их надёжность. Поэтому используют схемы БПЧ, где роль трансформатора выполняет дифференциальная пара транзисторов.

Схема КПЧ состоит из трёх дифференциальных пар (рисунок 3.11). Дифференциальная пара на транзисторах $VT5$ и $VT6$ выполняет роль дифференциального трансформатора $Tr2$, дифференциальные пары на $VT1$, $VT2$ и $VT3$, $VT4$, коллекторы которых соединены перекрёстно, выполняют роль нелинейных элементов и одновременно дифференциальных трансформаторов $Tr1$ и $Tr3$.

При малых входных сигналах U_1 и U_2 напряжение на выходе будет равно

$$U_{\text{вых}} = -R_H I_0 U_1 U_2 / (2\phi_T)^2, \quad (3.8)$$

где ϕ_T — температурный потенциал, равный $\phi_T = 25$ мВ при $T = 300$ °К;
 I_0 — ток генератора тока.

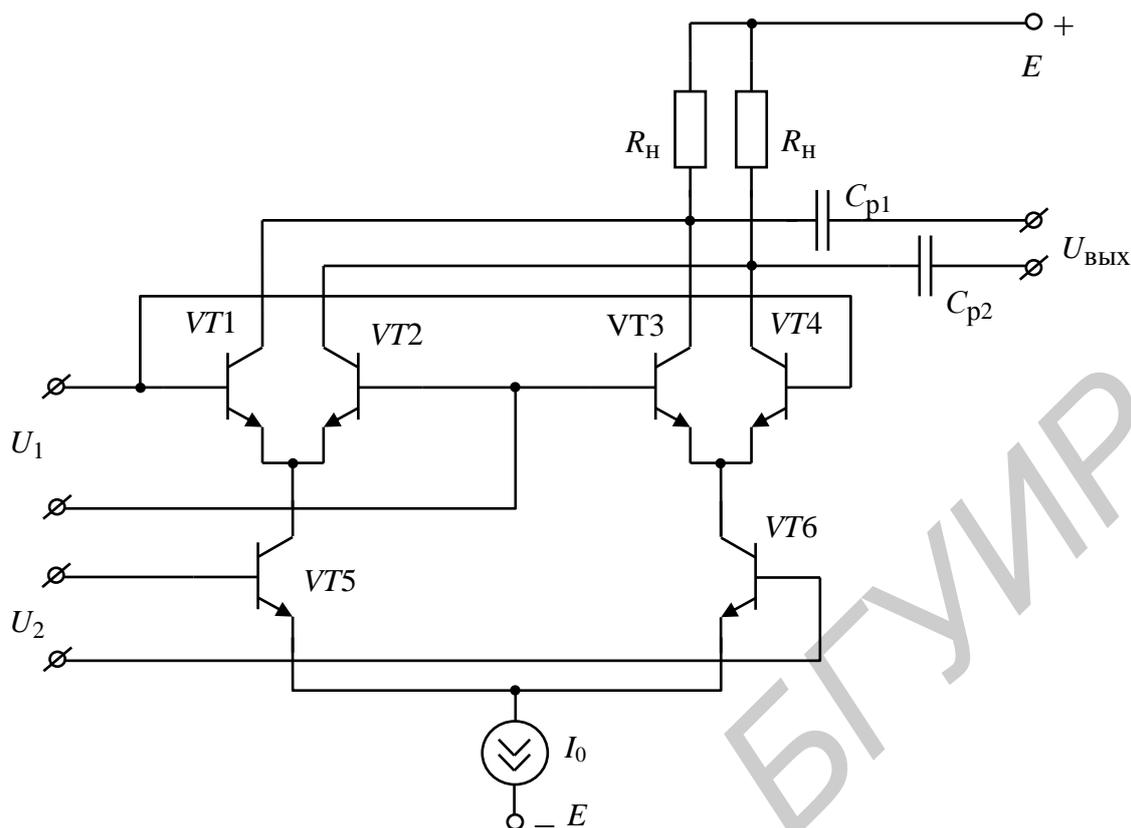


Рисунок 3.11

Из (3.8) следует, что выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ пропорционально произведению входных сигналов U_1 и U_2 , результатом чего является появление комбинационных частот. На основе такой схемы разработаны и серийно выпускаются интегральные микросхемы типа К526ПС1, К140МА1 и др., которые получили название аналоговых перемножителей. На рисунке 3.12 показана структурная схема ПЧ на микросхеме типа К140МА1.

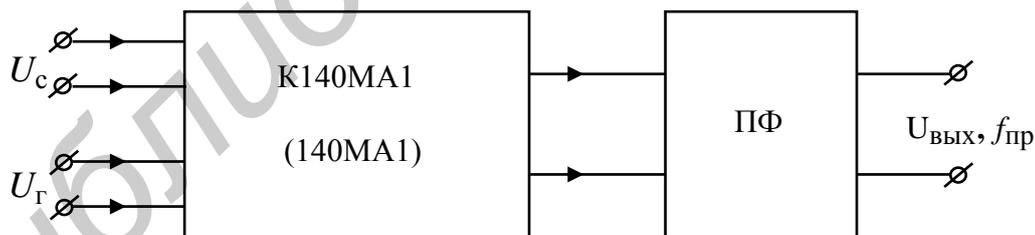


Рисунок 3.12

В транзисторных ПЧ для уменьшения нелинейных продуктов можно использовать цепи ООС, влияние которых учитывается так же, как и в усилителях.

На практике в качестве ПЧ для индивидуальных сигналов применяют диодные мостовые ПЧ, как наиболее дешёвые и не требующие дифференциальных трансформаторов. При этом требуемое подавление гармоник генератора дополнительно обеспечивается за счёт высокоизбирательных канальных полосовых фильтров. В аппаратуре группового преобразования в основном ис-

пользуются кольцевые диодные ПЧ и балансные транзисторные ПЧ. В области СВЧ применяются диодные ПЧ, обладающие меньшим уровнем собственных шумов.

3.2 Умножители частоты

Умножители частоты (УЧ) предназначены для умножения частоты ЗГ в заданное число раз. Используется несколько способов построения умножителей частоты:

- с помощью генератора гармоник и полосовой фильтрации;
- с помощью «захвата» частоты вспомогательного генератора;
- с помощью устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), а также их комбинации.

3.2.1 Умножители частоты на основе генератора гармоник и полосовой фильтрации

Структурная схема УЧ, использующая генератор гармоник, показана на рисунке 3.13. Генератором гармоник (ГГ) называется устройство, искажающее форму и спектр входного синусоидального сигнала (рисунок 3.13) таким образом, чтобы в спектре $S_{\text{ВЫХ}}$ выходного сигнала (рисунок 3.14, в) появились новые гармоники с примерно равными мощностями, из которых выделяют с помощью полосового фильтра (ПФ) необходимую гармонику (рисунок 3.14, г). Простейшим ГГ является усилитель-ограничитель (УО) (см. рисунок 3.13).

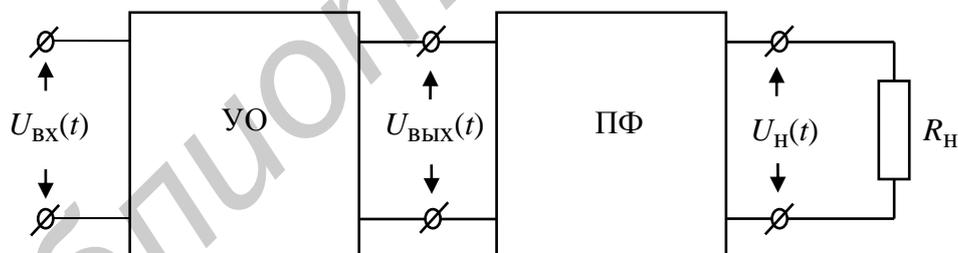


Рисунок 3.13

Как известно, режим ограничения в усилителе наступает в случае работы его при больших входных сигналах (режим «отсечки» тока). Получаемые на выходе усилителя импульсы тока (рисунок 3.14, а) при разложении в ряд Фурье образуют бесконечное число гармоник тока I_n , амплитуды которых определяются как

$$I_n = S_{\text{ср}} U_{\text{ВХ}} \alpha_n(\theta), \quad (3.9)$$

где $S_{\text{ср}}$ – средняя крутизна ВАХ;

$\alpha_n(\theta)$ – коэффициенты гармоник (Берга), зависящие от угла отсечки;

$U_{\text{ВХ}}$ – амплитуда входного сигнала.

Основным недостатком такого УЧ является малое затухание соседних составляющих j -й гармоники на выходе полосового фильтра. Исключить данный недостаток позволяет второй способ построения УЧ путем «захвата» частоты вспомогательного генератора.

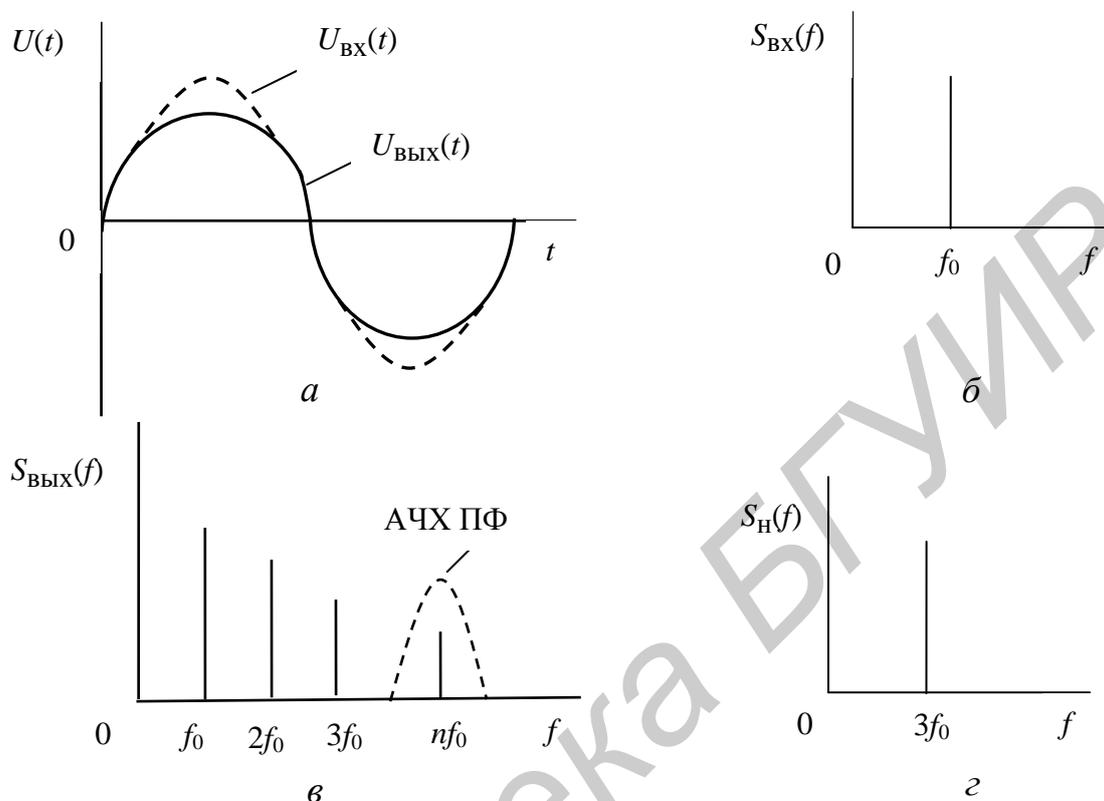


Рисунок 3.14

3.2.2 Умножители частоты на основе «захвата» частоты вспомогательного генератора

Эффект захвата частоты заключается в том, что если на автоколебательный генератор, работающий на частоте f_0 , подать сигнал с близкой частотой $f_{ВХ}$, то генератор «перескакивает» на нее и генерирует эту частоту (рисунок 3.15, а). Такое слежение за частотой входного воздействия осуществляется только в пределах достаточно узкой зоны захвата $f_{ВХ} \in [f_0 - \Delta f; f_0 + \Delta f]$ и при сравнительно большом входном напряжении $U_{ВХ}$. При невыполнении этих условий частота автогенератора скачком возвращается к первоначальному значению f_0 .

Схема УЧ, построенная на использовании этого эффекта, показана на рисунке 3.15 б. Здесь автогенераторы Г1 и Г2 настроены соответственно на частоты f_p и f_k , которые близки частотам p -й и k -й гармоник входной частоты f_0 : $f_p \approx pf_0$; $f_k \approx kf_0$. При подаче на входы этих генераторов многочастотных колебаний с выходов полосовых фильтров ПФ _{p} и ПФ _{k} и при условии, что амплитуды компонентов на частотах pf_0 и kf_0 являются преобладающими, происходит захват частоты автогенераторов (синхронизация частоты). Каждый из них

начинает генерировать частоту захватывающего колебания. В результате на выходе УЧ получается очень «чистый» спектр, который невозможно получить при типовом применении ГГ и полосовых фильтров.

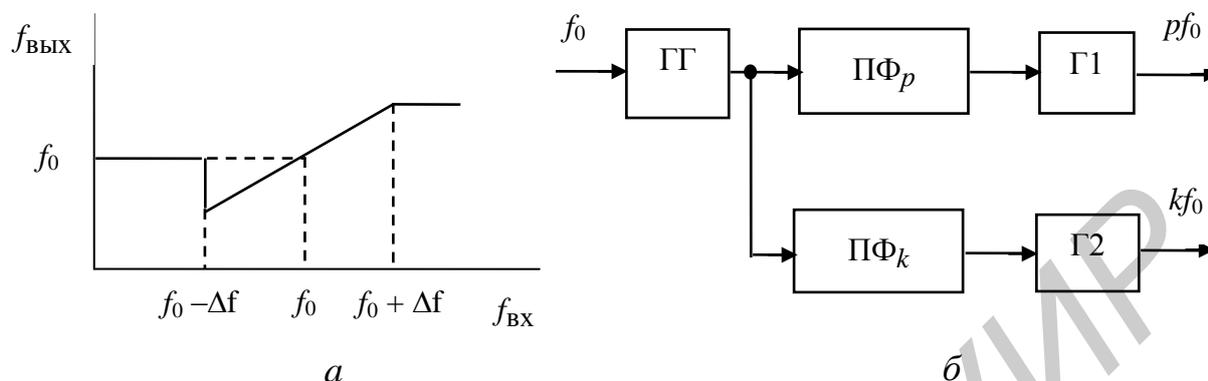


Рисунок 3.15

3.2.3 Умножители частоты на основе устройства автоподстройки фазы и частоты

Такой УЧ основан на применении вспомогательного генератора, управляемого напряжением (ГУН) и синхронизируемого с помощью схемы автоматической подстройки фазы и частоты (ФАПЧ или ФАП). Структурная схема УЧ, построенная при помощи такого устройства, показана на рисунке 3.16. В установившемся режиме частота f_{Γ} вспомогательного генератора ГУН точно в q раз отличается от частоты f_0 задающего генератора (ЗГ), то есть $f_{\Gamma} = qf_0$. При этом на обоих входах фазового детектора (ФД) частоты колебаний с точностью до фазы равны, поскольку делитель частоты (ДЧ) уменьшает частоту генератора ровно в q раз. При «уходе» частоты f_{Γ} или f_0 от своих номинальных значений на выходе ФД возникает напряжение, которое проходит фильтр нижних частот (ФНЧ), усиливается в усилителе постоянного тока (УПТ) и поступает на управляемый элемент (обычно варикап) автогенератора (ГУН), изменяя частоту этого генератора до тех пор, пока не восстановится равенство $f_{\Gamma} = qf_0$.

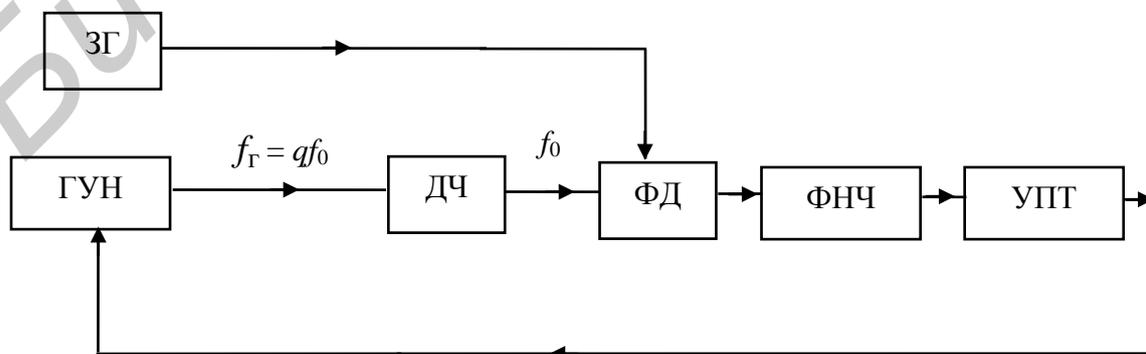


Рисунок 3.16

3.3 Делители частоты

Делители частоты (ДЧ) предназначены для деления частоты в заданное число раз. Различают три основных класса ДЧ:

- регенеративного типа;
- цифровые счетчикового типа.

3.3.1 Регенеративные делители частоты

Структурная схема регенеративных ДЧ показана на рисунке 3.17 и содержит блок преобразователя частоты (БПЧ), умножитель частоты (УЧ) в n раз, полосовые фильтры ПФ1 и ПФ2, выходной усилитель (ВУ).

Уравнение для частоты установившихся колебаний имеет вид

$$f_2 = \pm \kappa f_1 \pm p f_3 = \pm \kappa f_1 \pm p n f_2, \quad (3.10)$$

где κ, p – целые числа.

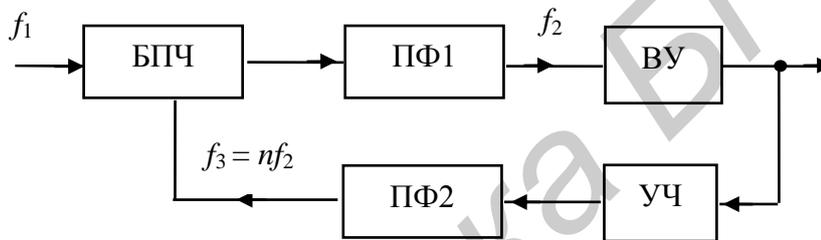


Рисунок 3.17

Соответственно коэффициент деления равен

$$\kappa_{\text{д}} = f_1 / f_2 = (1 \pm p n) / (\pm \kappa). \quad (3.11)$$

Возможны следующие варианты знаков в выражении (3.11) для $\kappa_{\text{д}}$:

1) $\kappa > 0, p n > 0$. В этом случае $\kappa_{\text{д}} = (1 - p n) / \kappa$. Видно, что $\kappa_{\text{д}} \leq 0$, поэтому этот вариант неприемлем;

2) $\kappa < 0, p n > 0$. В этом случае $\kappa_{\text{д}} = (p n - 1) / \kappa$. Такой режим можно использовать в случае, когда $p n > 1$;

3) $\kappa > 0, p n < 0$. В этом случае $\kappa_{\text{д}} = (1 + p n) / \kappa$. Этот вариант наиболее распространен, так как при любых значениях n и p получаем $\kappa_{\text{д}} > 1$.

Большим достоинством регенеративных делителей частоты является возможность получать не только целые, но и дробные значения $\kappa_{\text{д}}$.

3.3.2 Цифровые делители частоты

ДЧ, построенные на основе триггерных ячеек, называют делителями счетчикового типа (рисунок 3.18, а). Из временной диаграммы (рисунок 3.18, б), показанной для отдельных точек этой схемы, видно, что каждый триггер делит частоту на два. Общий коэффициент деления равен $\kappa_{\text{д}} = 2^n$, где n – число триггеров.

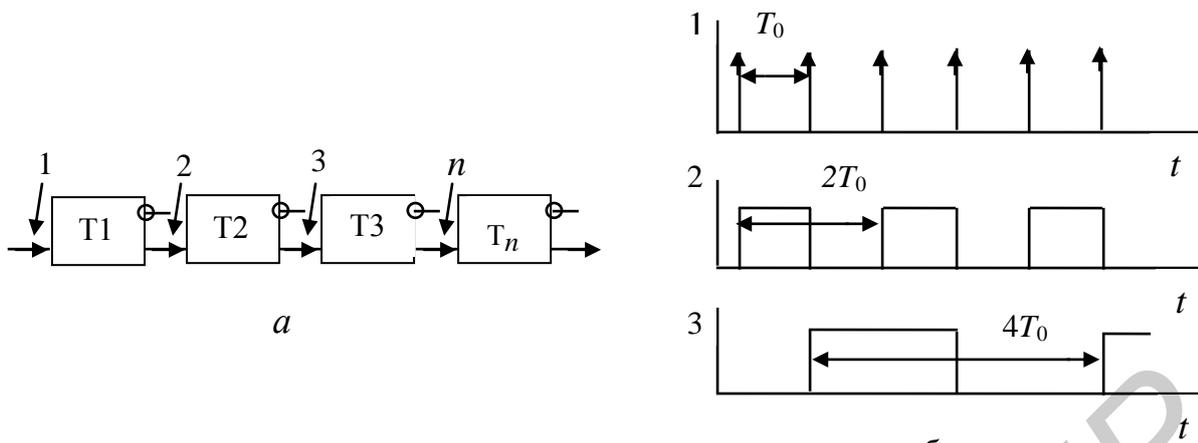


Рисунок 3.18

Для получения любого заданного значения κ_d (но только целого) в цепочку триггеров вводят выбранные определенным образом обратные связи (рисунок 3.19).

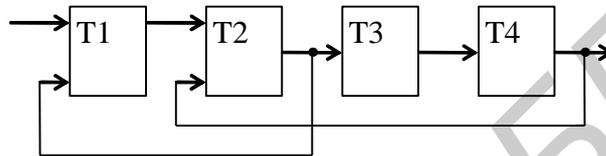


Рисунок 3.19

Коэффициент деления такой схемы рассчитывается по формуле

$$\kappa_d = 2^n \left(1 - \sum_{j=1}^N 2^{a_j - b_j - 1} \right), \quad (3.12)$$

где N – общее число цепей обратной связи;

n – общее число триггеров;

a_j – номер каскада, на вход которого заводится ОС;

b_j – номер каскада, с выхода которого снимается ОС.

Для построения ДЧ с произвольным целым коэффициентом деления κ_d используют дешифраторы кода (ДШ) (рисунок 3.20). ДШ имеет n входов и один выход, причем сигнал 1 на его выходе появляется только при условии поступления в счетчик строго определенного числа κ_d входных импульсов, которое в счетчике записывается в виде определенного двоичного числа в параллельном коде. На выходах счетчика образуется именно то число, на которое «настроен» дешифратор.

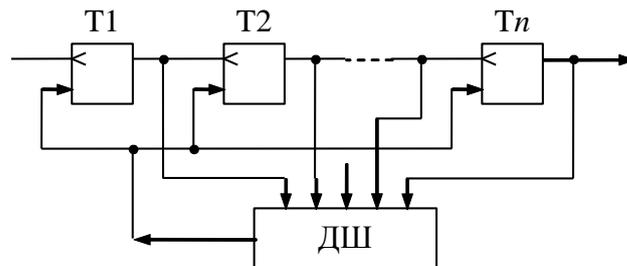


Рисунок 3.20

3.4 Устройства модуляции измерительных сигналов

3.4.1 Назначение устройств модуляции

Модуляция – это процесс изменения одного или нескольких параметров высокочастотного модулируемого колебания под воздействием относительно низкочастотного модулирующего сигнала, содержащего определенную информацию. Из выражения, описывающего высокочастотные колебания тока, следует, что такими параметрами являются амплитуда I_m , частота ω_0 и фаза φ .

$$I(t) = I_m \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (3.13)$$

Поэтому можно осуществлять **амплитудную, частотную** или **фазовую** модуляции. В результате модуляции спектр управляющего сигнала переносится в область высоких частот, где передача электромагнитных сигналов в свободном пространстве посредством излучения более эффективна. Роль переносчика информации выполняет высокочастотное колебание, называемое **несущим**. Устройства, предназначенные для получения модулированных колебаний, называются **модуляторами**. Обобщенная структурная схема модулятора показана на рисунке 3.21.

На вход модулятора подаются сигналы несущего колебания $U_H(t)$ и модулирующего $U_M(t)$. Модулирующий сигнал определенным образом воздействует на параметры модулятора (М), создавая амплитудную, частотную или фазовую модуляцию, и затем полосовым фильтром (ПФ) выделяется необходимый спектр частот для того или иного вида модуляции.

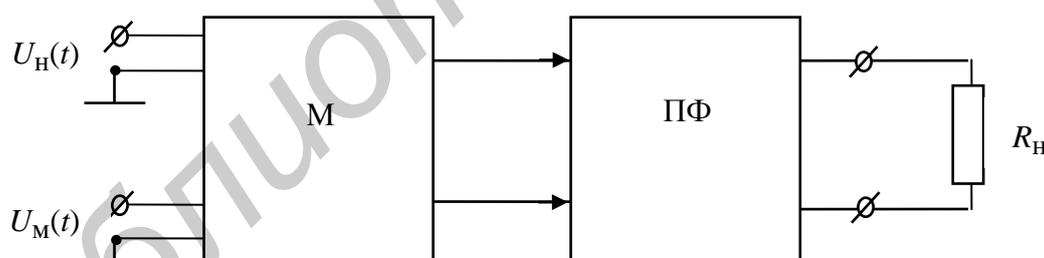


Рисунок 3.21

3.4.2 Амплитудная модуляция и способы ее получения

Для получения АМ в качестве модулятора используются нелинейные четырехполюсники, которыми на практике служат транзисторы и электронные лампы. Рассмотрим получение АМ-колебаний в транзисторном модуляторе. Для получения неискаженной модуляции необходимо выбрать напряжение смещения E_0 рабочей точки A так, чтобы она располагалась на середине квадратического участка проходной характеристики транзистора (рисунок 3.22). В

этом случае, как известно, при аппроксимации ВАХ степенным полиномом будем иметь член полинома $a_2 u_{\text{ВХ}}^2$, где a_2 – коэффициент степенного полинома; $u_{\text{ВХ}}$ – амплитуда на входе нелинейного элемента, который дает необходимые составляющие для спектра АМ-колебания, равная

$$u_{\text{ВХ}} = U_{\text{Н}}(t) + U_{\text{М}}(t). \quad (3.14)$$

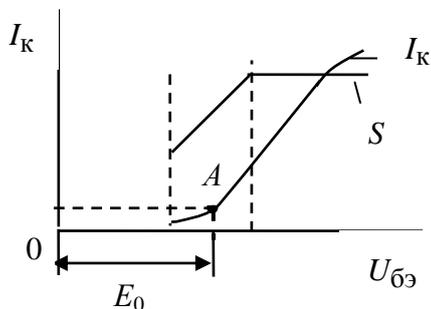


Рисунок 3.22

Одновременно нелинейный четырехполюсник можно рассматривать и как параметрический элемент, у которого крутизна S изменяется линейно под воздействием управляющего (модулирующего) напряжения $U_{\text{М}}(t)$ (см. такой случай преобразования частоты в разделе 3.1). В результате, если на вход модулятора поданы несущее колебание $U_{\text{Н}}(t)$ и однотональное модулирующее напряжение $U_{\text{М}}(t)$, спектры которых $U_{\text{Н}}(\omega)$ и $U_{\text{М}}(\omega)$ показаны на рисунке 3.23, а, б, соответственно, то на выходе модулятора (см. рисунок 3.21) после ПФ получим АМ-колебание, спектр которого показан на рисунке 3.23, в.

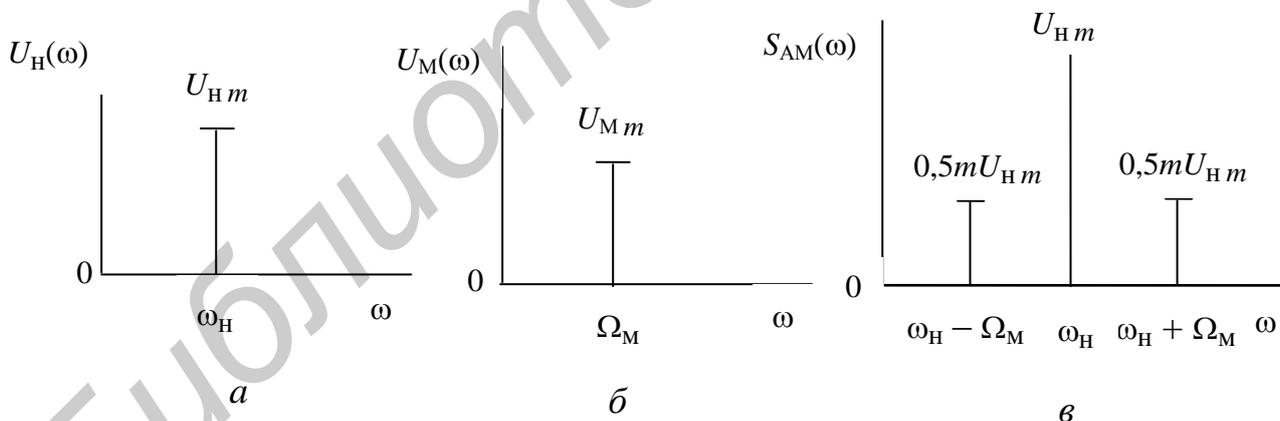


Рисунок 3.23

3.4.2.1 Схема базового модулятора и его характеристики

АМ может осуществляться в ЗГ, но в основном в предоконечном или выходном каскадах генераторов передающих устройств путем изменения напряжения на одном или нескольких электродах электронного прибора. В соответствии с этим в транзисторных генераторах различают базовую, эмиттерную и коллекторную модуляции. Базовая и эмиттерная модуляция осуществляется в

предварительных, а коллекторная – в предоконечных каскадах генераторов. Полученные АМ-колебания усиливаются в последующих каскадах, работающих с углом отсечки меньше 90° .

Схема базового модулятора приведена на рисунке 3.24, которая содержит в цепи базы два трансформатора $Tr1$ – высокочастотный (Вх. ВЧ), с помощью которого подается на базу транзистора VT сигнал несущего колебания $U_H(t)$, а $Tr2$ – низкочастотный (Вх. НЧ), служащий для связи с источником модулирующего сигнала $U_M(t)$. С помощью сопротивлений $R1$ и $R2$ задается положение рабочей точки на нелинейном участке ВАХ, в результате чего осуществляется перемножение модулируемого и модулирующего сигналов. Конденсатор $C1$ устраняет влияние ВЧ-колебания на источник НЧ-колебания, а $C2$ – влияние источника модулирующего колебания на цепи смещения по постоянному току.

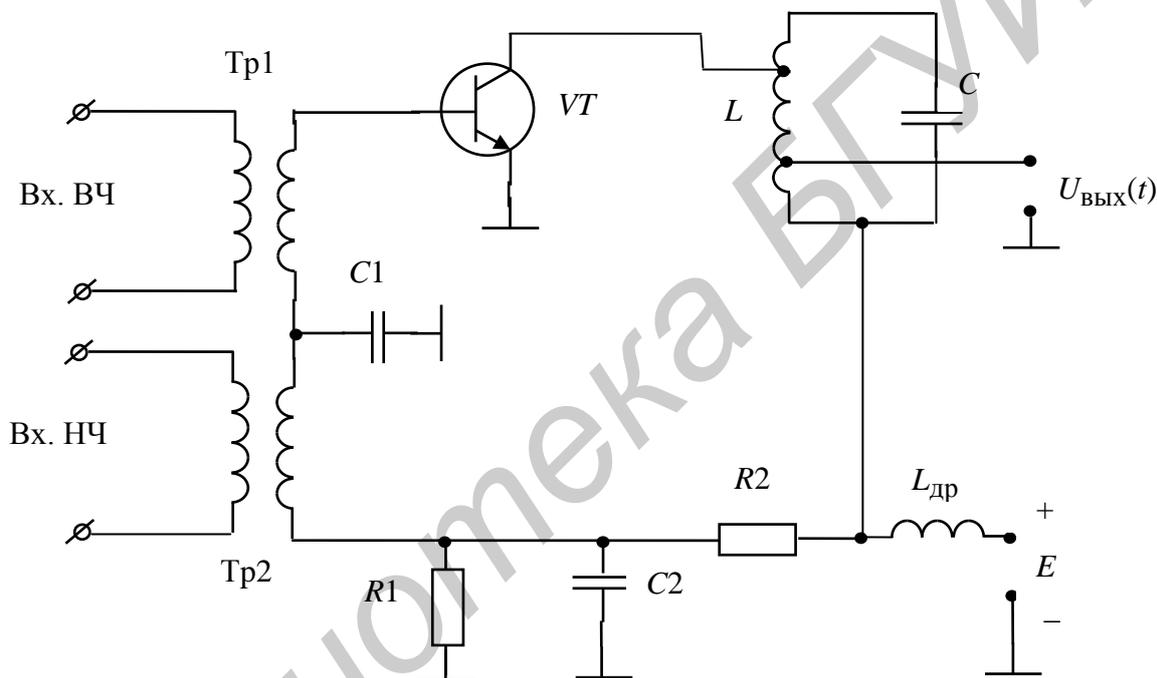


Рисунок 3.24

Для оценки качества работы АМ вводятся так называемые модуляционные характеристики: статическая, динамическая и частотная.

Статическая модуляционная характеристика (СМХ) представляет зависимость амплитуды выходного несущего колебания на контуре модулятора $U_{ВЫХ}(t)$ от величины напряжения смещения на базе транзистора E_0 при постоянной амплитуде несущего колебания $U_H(t) = \text{const}$ на входе модулятора, то есть $U_{ВЫХ} = f(E_0)$ (рисунок 3.25, а).

Для работы модулятора без искажений необходимо выбирать рабочую точку A на середине линейного участка ВС (см. рисунок 3.25, а), что соответствует середине квадратического участка ВАХ, при этом максимальная амплитуда модулирующего напряжения $U_{M \max}$ не должна выходить за пределы линейного

участка. Максимальный коэффициент модуляции m_{\max} АМ-сигнала в этом случае определится как

$$m_{\max} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}, \quad (3.15)$$

где U_{\max} и U_{\min} – максимальная и минимальная величины напряжения $U_{\text{вых}}$, определяемые из рисунка 3.25, а.

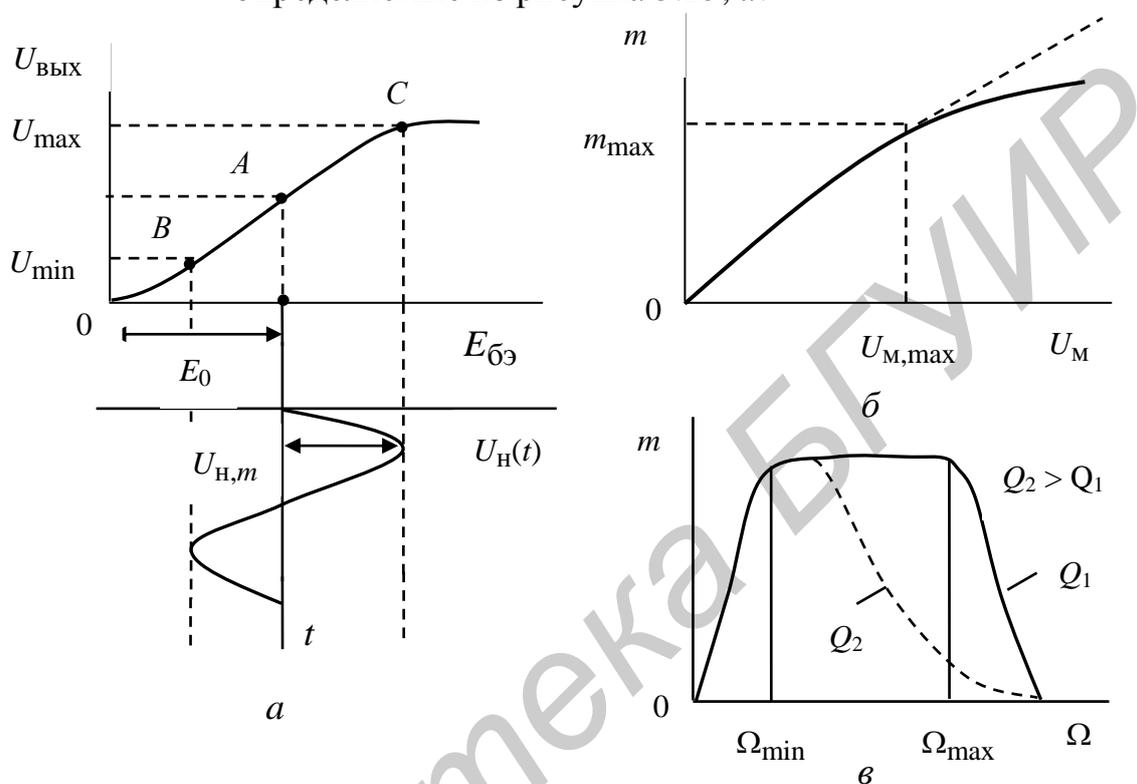


Рисунок 3.25

Динамическая модуляционная характеристика (ДМХ) определяет зависимость коэффициента модуляции m выходного сигнала от амплитуды модулирующего колебания $U_M(t)$, то есть $m = f(U_M)$ при заданных смещении E_0 и амплитуде несущего колебания $U_H(t)$. На рисунке 3.25, б показан примерный график ДМХ, из которого можно определить максимальную величину амплитуды модулирующего колебания $U_{M \max}$, соответствующую линейной зависимости ДМХ. При $U_M \leq U_{M \max}$ модуляция происходит без искажений.

Частотная модуляционная характеристика (ЧМХ) устанавливает зависимость коэффициента модуляции m от частоты модулирующего сигнала Ω , то есть $m = f(\Omega)$ (рисунок 3.25, в). Она имеет спад в области низких частот из-за свойств модуляционного трансформатора $\text{Tr}2$, а в области высоких частот – из-за избирательных свойств колебательного LC -контура (см. рисунок 3.24). При этом, чем меньше добротность контура Q , тем более равномерную ЧМХ имеем. Зависимость m от частоты модулирующего напряжения определяет степень **линейных частотных искажений** модулятора.

3.4.2.2 Балансный модулятор

Как известно, в спектре АМ-сигнала амплитуда несущей частоты информации не несет и может не передаваться. АМ-сигнал с подавленной несущей содержит только сумму двух составляющих с комбинационными частотами $\omega_H \pm \Omega_M$ (рисунок 3.26, а) и определяется соотношением

$$U_{\text{ам}}(t) = \frac{mU_{\text{H}m}}{2} \cos(\omega_H + \Omega_M)t + \frac{mU_{\text{H}m}}{2} \cos(\omega_H - \Omega_M)t. \quad (3.16)$$

Временная функция этого сигнала имеет вид, показанный на рисунке 3.26, б.

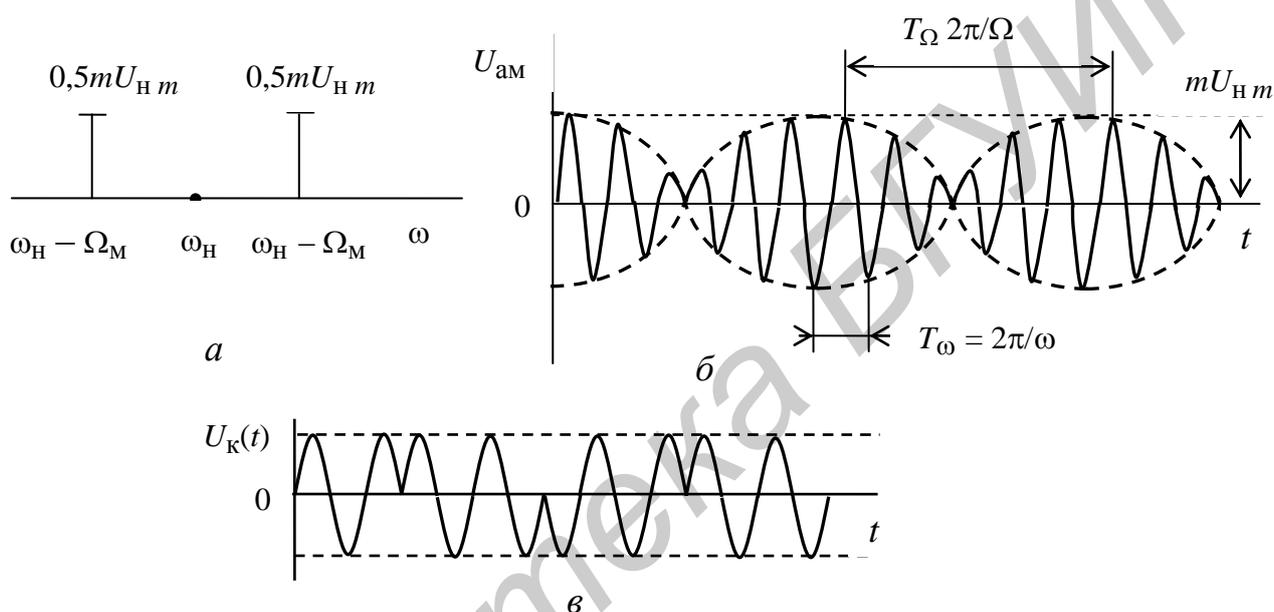


Рисунок 3.26

Такой АМ-сигнал передается с меньшими энергетическими затратами. Для осуществления АМ-модуляции с подавленной несущей используется схема **балансного модулятора** (БМ) (рисунок 3.27), представляющая собой параллельное соединение двух обычных схем модуляторов. Балансировка схемы на высокой частоте осуществляется изменением взаимных индуктивностей M_1 и M_2 , а на низкой частоте – переменным резистором $R1$. В БМ можно осуществлять либо режим линейной модуляции (см. рисунок 3.26, б), либо режим коммутации (переключений) (рисунок 3.26, в). Режим коммутации легко осуществить, применяя в балансном модуляторе диоды (рисунок 3.28).

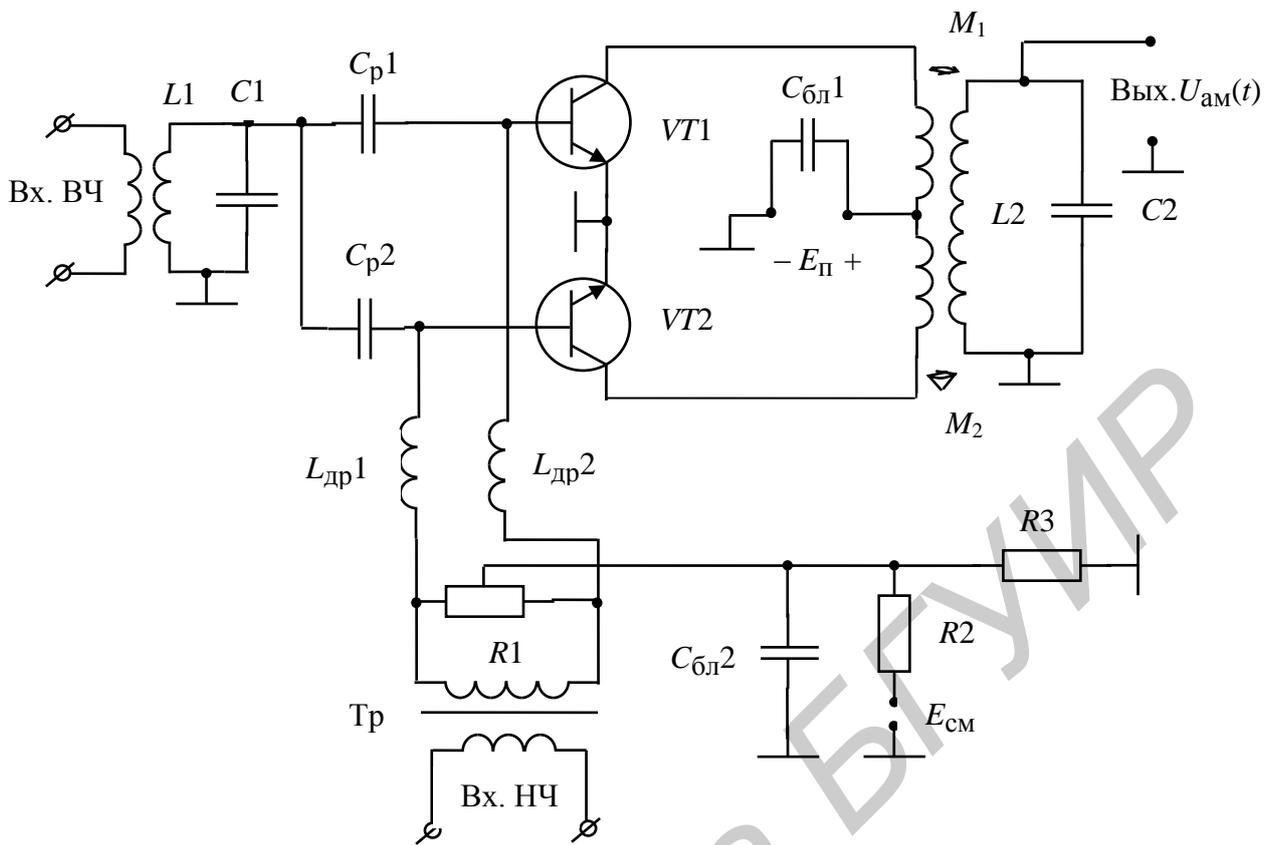


Рисунок 3.27

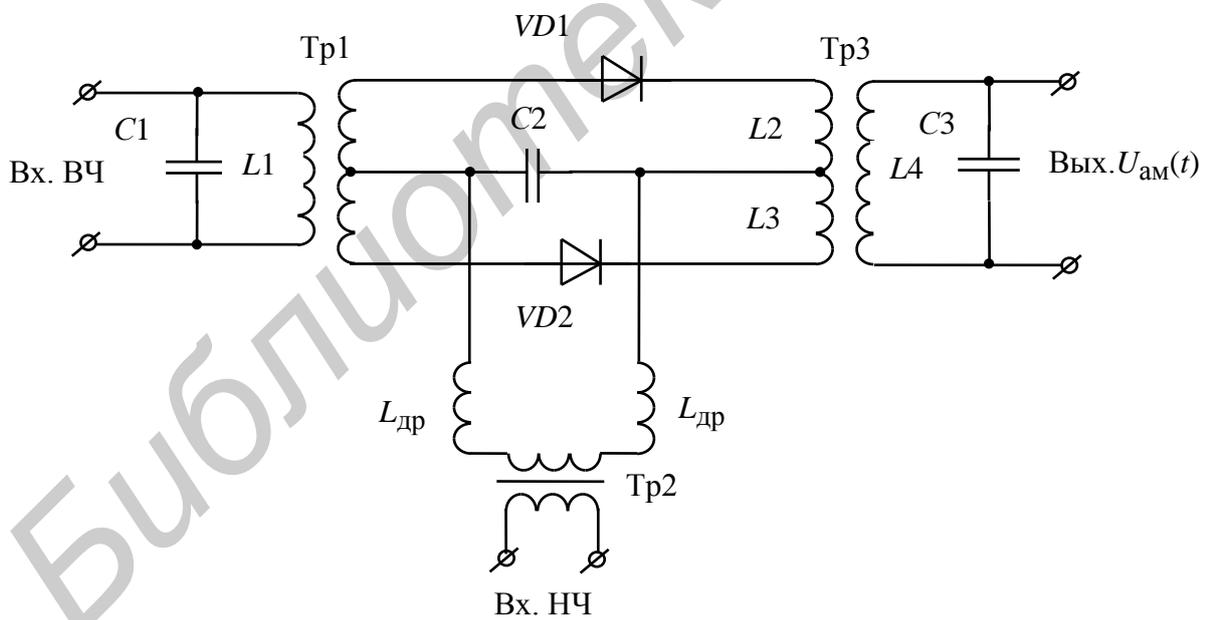


Рисунок 3.28

3.4.2.3 Однополосная модуляция

Учитывая, что нижняя и верхняя боковые составляющие спектра АМ-колебания одинаково зависят от модулирующего напряжения $U_M(t)$, можно переда-

вать только одну из них. Это позволяет уменьшить ширину спектра передаваемого АМ-колебания. При этом возможны два варианта АМ-сигнала.

Передается несущая и одна из боковых гармоник АМ-сигнала с подавленной другой боковой. Спектр и временная функция такого сигнала показаны на рисунке 3.29, а, б.

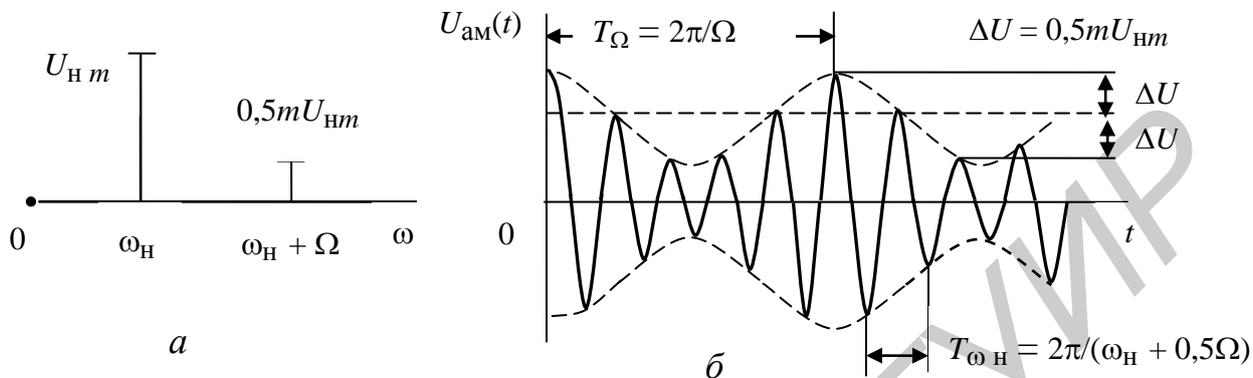


Рисунок 3.29

Временная функция определяется выражением

$$U_{\text{ам}}(t) = U_{\text{нм}} \cos \omega_{\text{н}} t + 0,5mU_{\text{нм}} \cos(\omega_{\text{н}} + \Omega)t. \quad (3.17)$$

Может передаваться только одна из боковых гармоник АМ-сигнала с подавленной несущей и одной боковой. Спектр и временная функция данного сигнала приведены на рисунке 3.30, а, б.

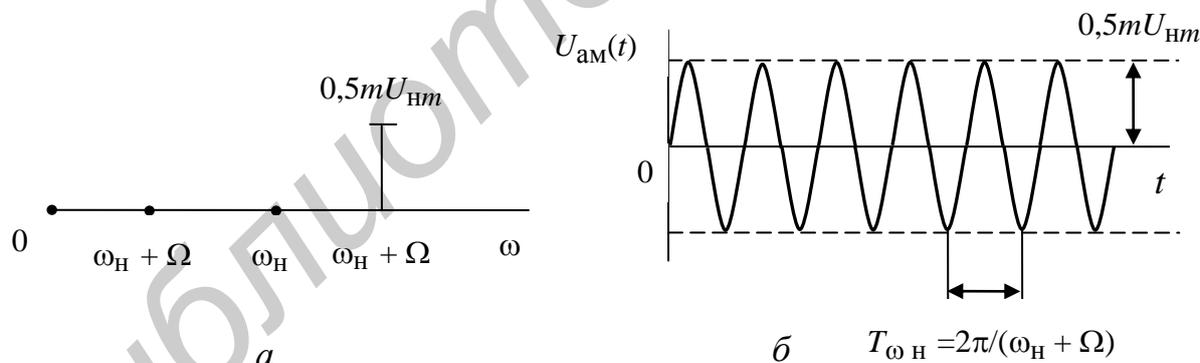


Рисунок 3.30

Временная функция в этом случае примет вид

$$U_{\text{ам}}(t) = 0,5mU_{\text{нм}} \cos(\omega_{\text{н}} + \Omega)t. \quad (3.18)$$

На рисунке 3.31 показана структурная схема устройства для получения АМ-колебания с одной боковой частотой.

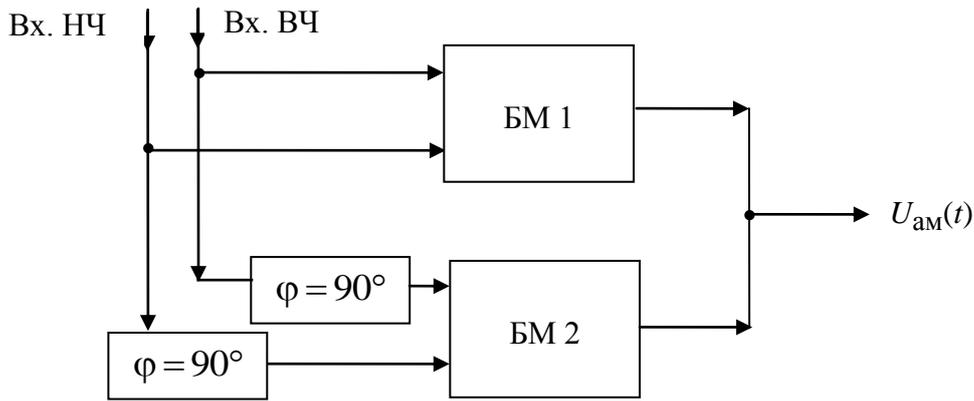


Рисунок 3.31

На выходе балансного модулятора 1 (БМ1) имеем

$$\begin{aligned}
 u_{\text{БМ1}} &= U_{\text{нм}} m \cos \Omega t \cos \omega_{\text{н}} t = \\
 &= 0,5mU_{\text{нм}} \cos(\omega_{\text{н}} - \Omega)t + 0,5mU_{\text{нм}} \cos(\omega_{\text{н}} + \Omega)t,
 \end{aligned} \quad (3.19)$$

а на выходе балансного модулятора 2 (БМ2) из-за наличия на входе его фазовращателей, сдвигающих входные сигналы на $\varphi = 90^\circ$, получим

$$\begin{aligned}
 u_{\text{БМ2}} &= U_{\text{нм}} m \sin \Omega t \sin \omega_{\text{н}} t = \\
 &= -0,5mU_{\text{нм}} \cos(\omega_{\text{н}} - \Omega)t + 0,5mU_{\text{нм}} \cos(\omega_{\text{н}} + \Omega)t.
 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Сложение напряжений от двух модуляторов дает результирующее напряжение

$$U_{\text{вых.АМ}} = u_{\text{БМ1}} + u_{\text{БМ2}} = mU_{\text{нм}} \cos(\omega_{\text{н}} + \Omega)t. \quad (3.21)$$

Аналогично можно осуществить выделение колебания разностной частоты.

3.4.3 Модуляторы угловой модуляции сигнала

Методы осуществления угловой модуляции (УМ) можно разделить на две группы: прямые и косвенные.

При ЧМ прямой метод означает непосредственное управление частотой колебаний генерируемых ЗГ (автогенератором).

При ФМ прямой метод реализуется воздействием на электрические цепи (усилители сигнала, умножители частоты) определяющие фазу несущего колебания.

Косвенные методы осуществляют преобразования ФМ в ЧМ или ЧМ в ФМ.

3.4.3.1 Прямые методы осуществления частотной и фазовой модуляции

ЧМ можно осуществить непосредственным воздействием на частоту ЗГ изменением индуктивности или ёмкости контура автогенератора.

Структурная схема в этом случае (рисунок 3.32) содержит ЗГ, управляемый модулирующим сигналом $U_{\text{м}}(t)$ от модулятора (М).

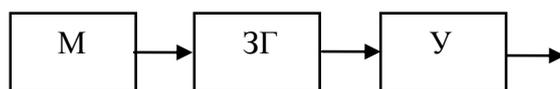


Рисунок 3.32

На рисунке 3.32 показана упрощенная схема ЗГ с частотной модуляцией. Модулирующий сигнал подаётся на варикап, включенный в LC -контур ЗГ и перестраивает его резонансную частоту, за счёт чего изменяется частота генерируемого несущего сигнала.

Ёмкость варикапа зависит от приложенного запирающего напряжения. Начальная ёмкость варикапа определяется постоянным запирающим напряжением E и изменяется за счёт подачи модулирующего напряжения $U_M(t)$ через разделяющий НЧ- и ВЧ-сигналы дроссели L_d (рисунок 3.33).

Величина емкости $C_{\text{вар}}$ определяется соотношением

$$C_{\text{вар}} = \frac{C_H}{\left(1 + \frac{|U|}{\phi_0}\right)^\gamma}, \quad (3.22)$$

где $\phi_0 = 0,5 \dots 0,7$ В (для кремния) – контактная разность потенциалов;

$\gamma = 0,5$ – коэффициент перехода;

C_H – начальная емкость.

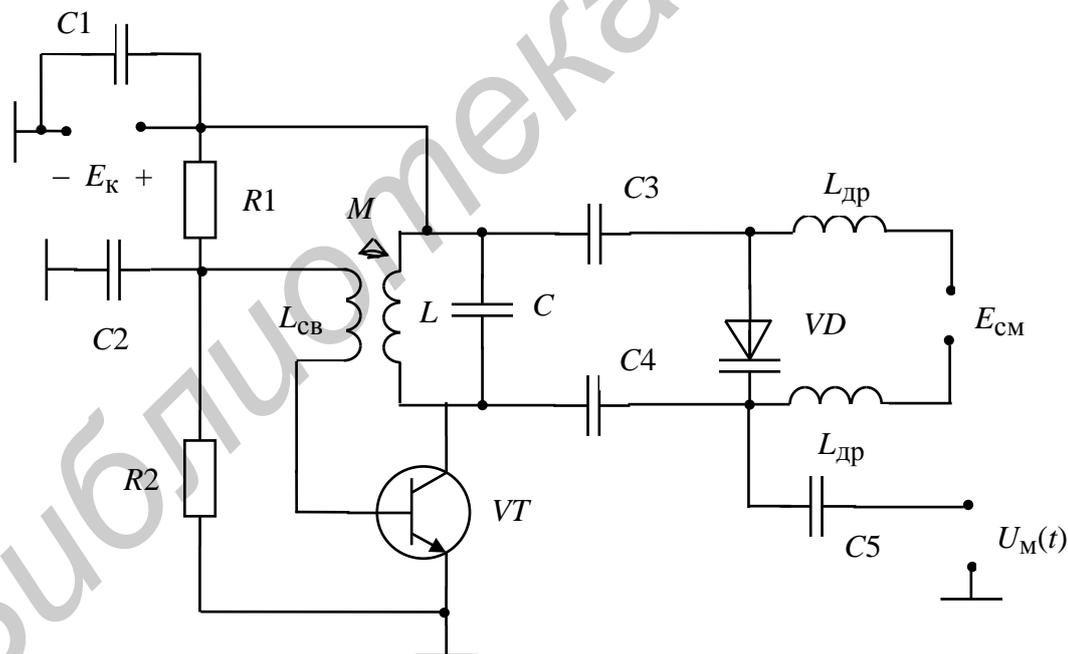


Рисунок 3.33

График зависимости $C_{\text{вар}} = f(U)$ приведен на рисунке 3.34. Варикап подключается параллельно к LC -контур автогенератора (см. рисунок 3.33), и частота генерации f_Γ будет определяться как

$$f_\Gamma = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_{\text{вар}})}}. \quad (3.23)$$

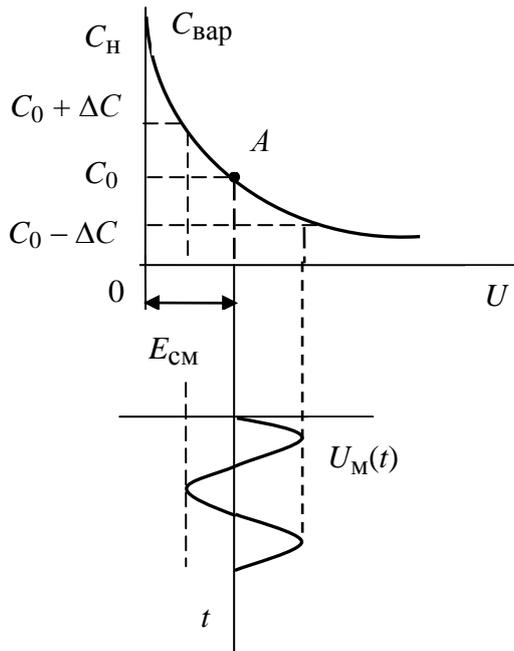


Рисунок 3.34

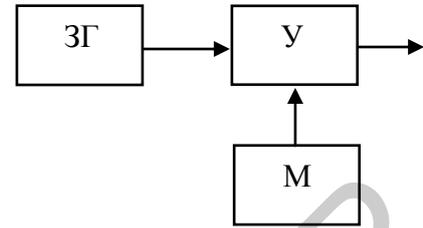


Рисунок 3.35

Структурная схема модулятора ФМ-сигнала (рисунок 3.35) содержит ЗГ и резонансный усилитель (У) несущего колебания, управляемый модулирующим сигналом (М). Модулирующий сигнал подаётся на варикап, включенный в LC-контур усилителя (подобно тому, как при получении ЧМ), и перестраивает его резонансную частоту, за счёт чего изменяется фаза усиливаемого несущего сигнала.

3.4.3.2 Косвенные методы получения угловой модуляции сигналов

Для преобразования фазовой модуляции в частотную на входе фазового модулятора включается интегратор, а для преобразования частотной в фазовую на входе частотного модулятора – дифференцирующая цепь.

Сказанное поясняется с помощью структурных схем, представленных на рисунке 3.36, на котором приняты обозначения: ЗГ – автогенератор, У – усилитель, ЧМ – модулятор частотный, ФМ – модулятор фазовый, И – интегратор.

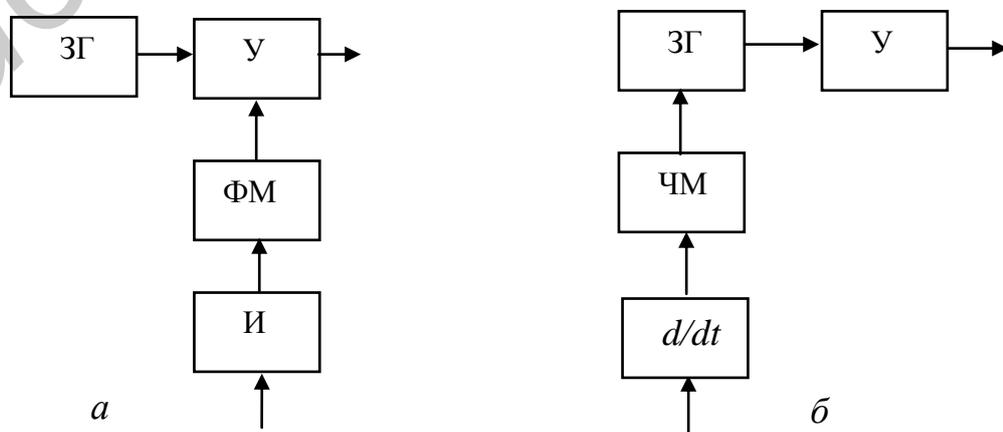


Рисунок 3.36

Структурная схема модулятора для ЧМ-сигнала на основе модулятора ФМ-сигнала (см. рисунок 3.36, а) содержит ЗГ, фазовый модулятор на резонансном усилителе и интегратор модулирующего сигнала.

Структурная схема модулятора для ФМ-сигнала на основе модулятора ЧМ-сигнала (см. рисунок 3.36, б) содержит частотный модулятор на ЗГ и дифференциатор модулирующего сигнала.

3.4.4 Метод преобразования амплитудной модуляции в фазовую модуляцию

Фазовую модуляцию можно осуществить, сложив два колебания постоянной частоты под некоторым углом, близким к 90° . Если одно или оба колебания модулированы по амплитуде, то результирующее колебание является фазомодулированным (ФМ). На рисунке 3.37, а показано суммирование двух векторов: A и B . Если вектор B модулирован по амплитуде, то результирующий вектор C соответствует колебанию, модулированному по амплитуде и фазе.

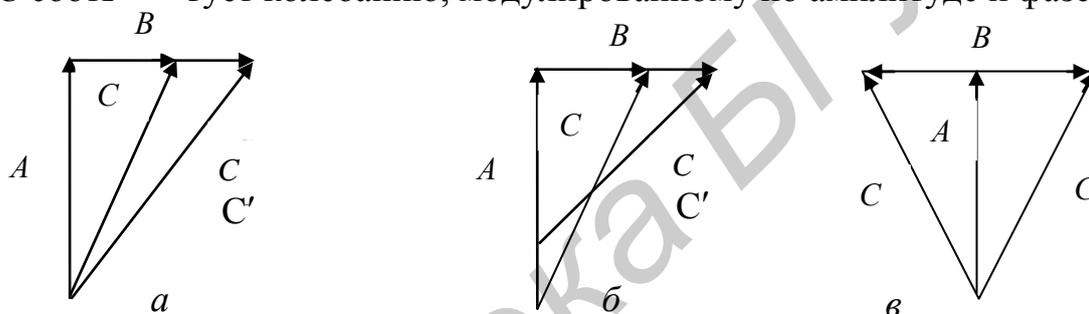


Рисунок 3.37

Устранить паразитную амплитудную модуляцию результирующего вектора C можно с помощью амплитудной модуляции векторов A и B (см. рисунок 3.36, б). При этом можно добиться того, чтобы суммарный вектор практически не изменял своей длины.

Для получения фазовой модуляции Армстронг предложил использовать сложение под углом 90° незатухающего и балансно-модулированного колебаний (рисунок 3.37, в). В этом случае результирующий вектор C будет модулирован по фазе. Чтобы изменение угла было пропорционально модулирующему напряжению, индекс модуляции должен быть малым (не более 0,5). Последующим многократным умножением частоты можно довести индекс модуляции до необходимого значения. Структурная схема ЗГ, в которой фазовая модуляция по методу Армстронга эквивалентна частотной с применением предсказывающей цепи, показана на рисунке 3.38.

Предсказывающая цепь преобразует спектр модулирующего колебания таким образом, что напряжение на выходе цепи обратно пропорционально частоте входного сигнала в некотором диапазоне частот. Если к входу такой цепи приложить модулирующее напряжение $u_{\text{вх}} = U_M \cos \Omega t$, то на выходе получим $u_{\text{вых}} \cong (U_M / \Omega) \sin \Omega t$.

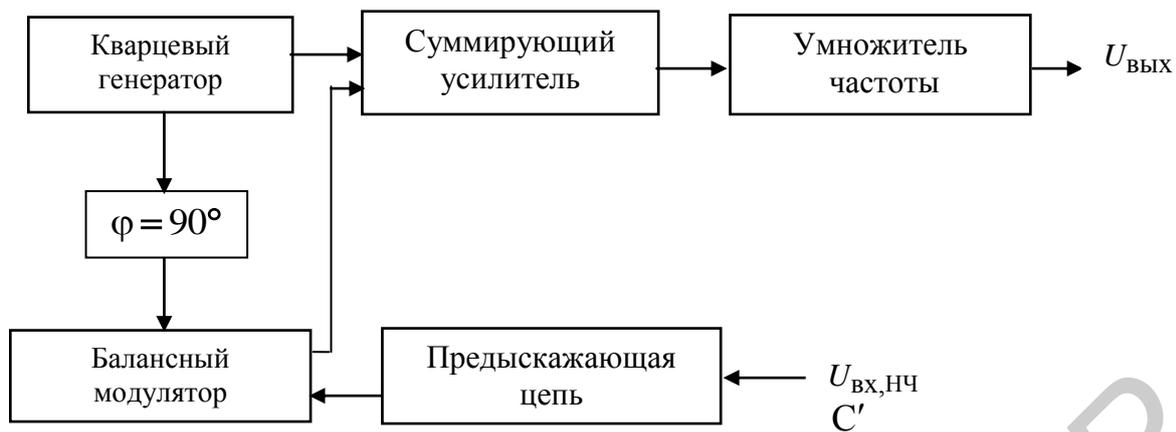


Рисунок 3.38

Фазовый угол модулированного колебания пропорционален напряжению $U_{\text{ВЫХ}}$ и равен

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_M \sin \Omega t, \quad (3.24)$$

где $\varphi_M = k(U_M / \Omega)$;

k – коэффициент пропорциональности.

Тогда

$$\omega(t) = \varphi'(t) = \omega_0 + kU_M \cos \Omega t. \quad (3.25)$$

Таким образом, изменение мгновенной частоты совпадает с модулирующим напряжением, что эквивалентно частотной модуляции.

3.4.5 Частотная манипуляция

Для передачи телеграфного и других кодированных сигналов применяется частотная манипуляция, заключающаяся в попеременной передаче колебаний то одной, то другой частоты. Структурная схема ЗГ с частотной манипуляцией показана на рисунке 3.39.

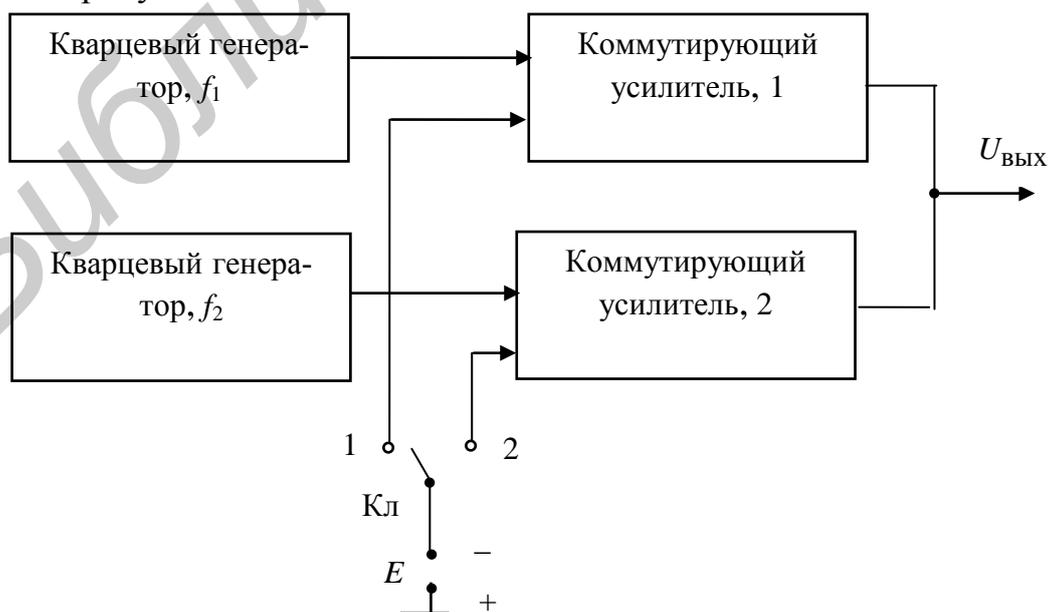


Рисунок 3.39

С помощью ключа (Кл) запирающее напряжение от источника питания E подается поочередно на коммутирующие усилители (1 или 2). В результате на выходе будем иметь $U_{\text{ВЫХ}}$ той или частоты (f_1 или f_2).

3.5 Устройства демодуляции измерительных сигналов

3.5.1 Назначение устройств демодуляции

Демодуляцией (детектированием) называют процесс восстановления модулирующего напряжения из модулированных колебаний, то есть процесс обратный модуляции. В зависимости от вида модуляции напряжение на выходе детектора должно воспроизводить закон изменения амплитуды, частоты или фазы детектируемого колебания. Детектирование сопровождается преобразованием спектра высокочастотного сигнала (ВЧ), содержащего несущее колебание и колебания боковых частот. На выходе демодулятора выделяется напряжение с низкочастотным спектром (НЧ) передаваемого измерительного процесса. Так как при детектировании происходит трансформация частотного спектра, то такой процесс не может быть осуществлен без применения нелинейных элементов (НЭ) или линейных, но с переменными параметрами, а также фильтра (Ф) для выделения необходимого спектра частот. Структурная схема демодулятора показана на рисунке 3.40.



Рисунок 3.40

3.5.2 Детектирование амплитудно-модулированных колебаний

При детектировании АМ-колебаний (рисунок 3.41, а) необходимо получить колебания, совпадающие по форме с огибающей модулированного сигнала (рисунок 3.41, б).

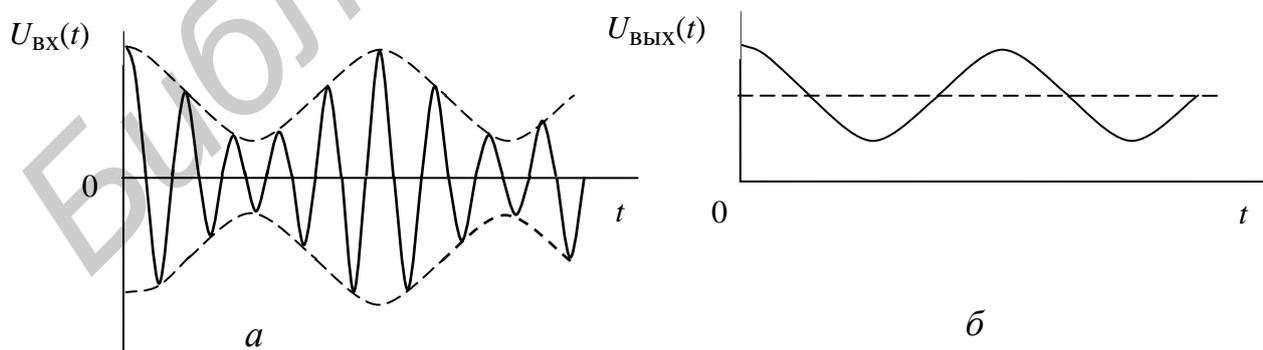


Рисунок 3.41

Это соответствует тому, что из спектра АМ-колебания (рисунок 3.42, а), состоящего из несущей (ω_0) и боковых составляющих ($\omega_0 \pm \Omega_j$), необходимо выделить модулирующие частоты Ω_j (рисунок 3.42, б).

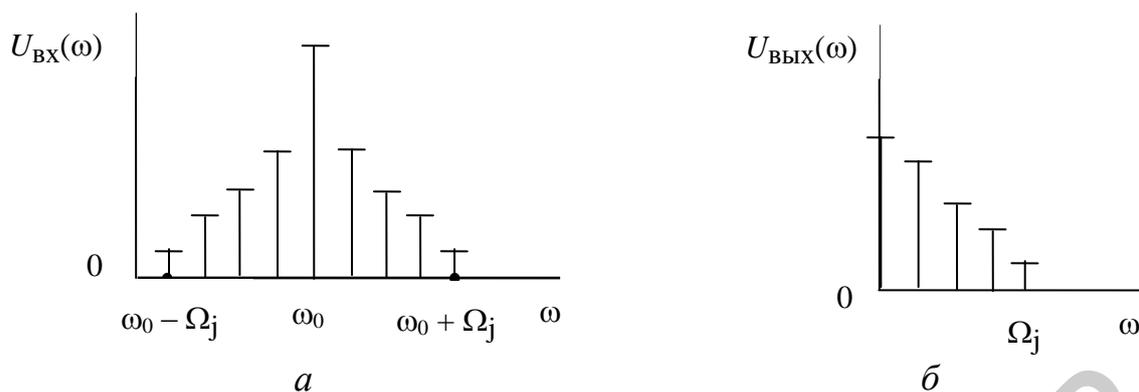


Рисунок 3.42

Элементом, в котором осуществляется преобразование частоты, может быть как управляемое (транзистор, триод), так и неуправляемое (диод) нелинейное сопротивление или линейное сопротивление с переменными параметрами. В качестве фильтра используется ФНЧ в виде RC -цепи, который выделяет все составляющие протектированного сигнала и не пропускает высокочастотные составляющие. Элементы ФНЧ выбираются такие, чтобы выполнялись неравенства

$$\frac{1}{\Omega_{j \max} C} \geq R, \quad (3.26)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C} \leq R, \quad (3.27)$$

где $\Omega_{j \max}$ — максимальная частота модулирующего колебания;
 ω_0 — частота несущего колебания.

При выполнении неравенства (3.26) отсутствуют частотные искажения, а при выполнении неравенства (3.27) выходное напряжение не содержит высокочастотной составляющей.

3.5.3 Диодное детектирование

Детектирование, где нелинейным элементом (рисунок 3.43) служит диод, называется **диодным**. По способу включения различают схемы последовательного (см. рисунок 3.43, *а*) и параллельного (см. рисунок 3.43, *б*) диодного детектора. Причем схему рисунка 3.43, *а* называют схемой с открытым входом (по постоянному току имеет малое входное сопротивление), а схему рисунка 3.43, *б* — с закрытым входом (по постоянному току имеем бесконечное входное сопротивление). Последовательная схема диодного детектора применяется в случае, когда входное напряжение не содержит постоянной составляющей. Принцип работы обеих схем почти одинаков. Рассмотрим работу последовательной схемы диодного детектора.

Такой детектор образован последовательным соединением диода VD и параллельной RC -цепи, которая выполняет роль ФНЧ. Элементы последней выбираются из условия (3.26) и (3.27).

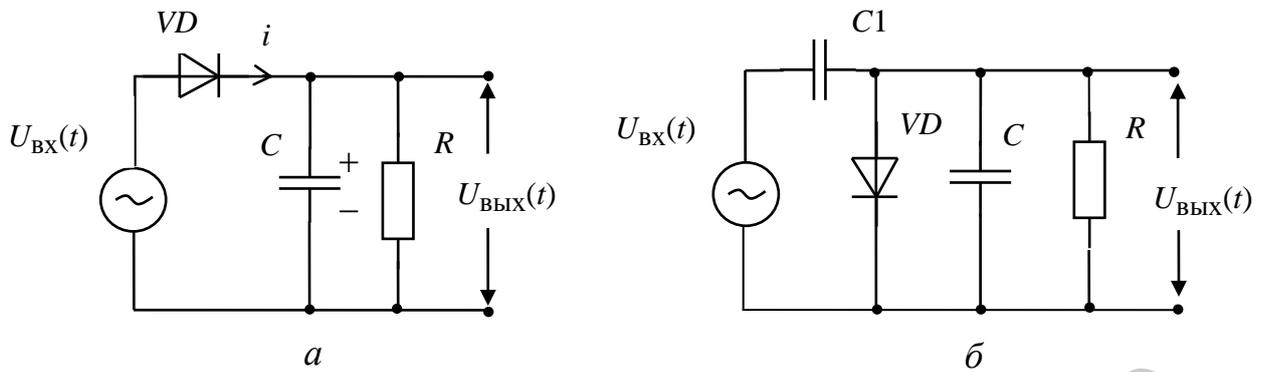


Рисунок 3.43

Полагаем, что диод имеет ВАХ, показанную на рисунке 3.44, *а*. Зависимость тока диода i от напряжения u на диоде может быть задана равенством

$$i = \begin{cases} Su & \text{при } u \geq 0; \\ 0 & \text{при } u < 0, \end{cases} \quad (3.28)$$

где S – крутизна характеристики диода.

Пусть на диодный детектор действует модулированное высокочастотное колебание (рисунок 3.44, *б*). В первый момент во время положительного полупериода входного напряжения диод открыт и через него протекает ток i , заряжающий конденсатор C с постоянной времени $\tau_3 = R_d C$, где R_d – сопротивление открытого диода. Когда напряжение на конденсаторе C больше мгновенного значения входного напряжения, диод закрыт, ток через диод не проходит и конденсатор C разряжается через резистор R (рисунок 3.44, *в*).

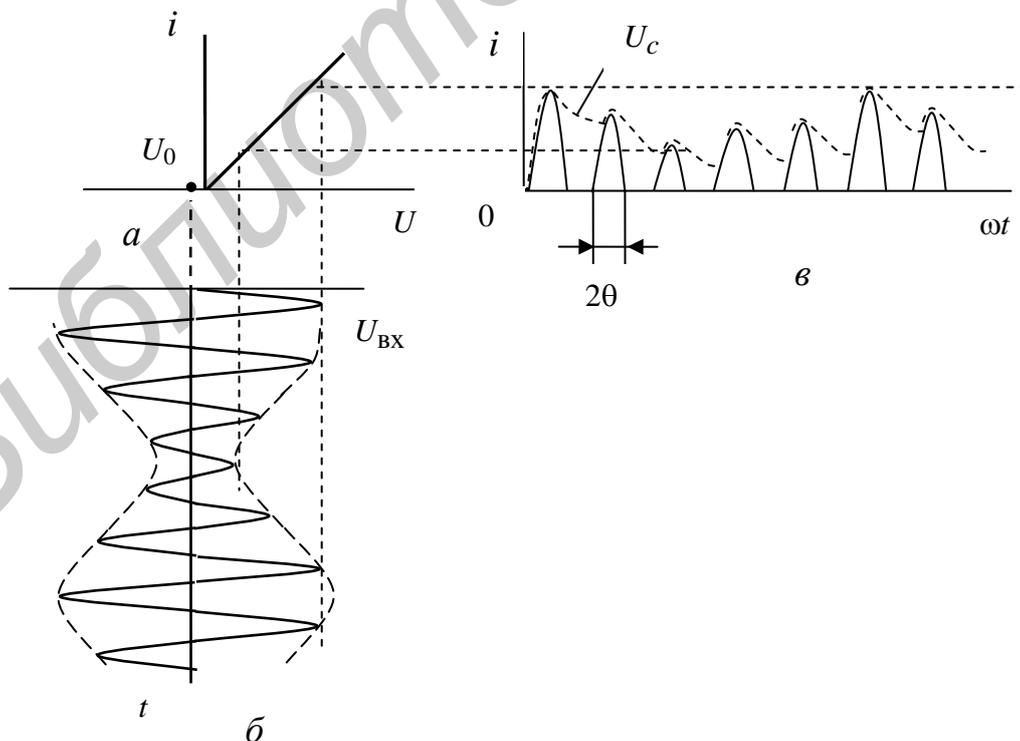


Рисунок 3.44

Постоянная времени разряда $\tau_p = RC \gg \tau_3$.

После окончания переходного процесса в схеме устанавливается режим, при котором среднее значение тока диода i равно среднему значению тока i_R . Напряжение u , приложенное к диоду, складывается из входного напряжения $u_{вх}$ и напряжения смещения U_0 , то есть

$$u = -U_0 + U_m \cos \omega t, \quad (3.29)$$

где U_m – амплитуда входного немодулированного высокочастотного колебания.

При аппроксимации ВАХ диода двумя отрезками прямых (см. рисунок 3.44, а) постоянная составляющая тока равна

$$I_0 = (SU_m / \pi) (\sin \theta - \theta \cos \theta), \quad (3.30)$$

где θ – угол отсечки (см. рисунок 3.44, в), который определяется из соотношения

$$\cos \theta = \frac{U_0}{U_m}. \quad (3.31)$$

Поскольку $U_0 = I_0 R$, то из соотношения (3.31) следует, что

$$I_0 = \frac{U_m}{R} \cos \theta. \quad (3.32)$$

Приравняв правые части в (3.30) и (3.32), получим

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{RS}. \quad (3.33)$$

Из равенства (3.33) следует, что угол отсечки θ определяется только сопротивлением нагрузки R и крутизной S ВАХ открытого диода VD и не зависит от амплитуды приложенного напряжения U_m .

Если обе части уравнения (3.32) умножить на R , получим

$$U_{\text{вых}} = I_0 R = U_m \cos \theta. \quad (3.34)$$

Зависимость $U_{\text{вых}} = f[U_m]$ называется **характеристикой детектирования**, которая является линейной.

Коэффициент передачи диодного детектора по постоянному току $k_{д=}$ определяется отношением постоянного напряжения на выходе детектора $U_0 = U_{\text{вых}}$ к амплитуде переменного напряжения U_m на его входе и с учетом (3.34) равен

$$k_{д=} = U_0 / U_m = \cos \theta. \quad (3.35)$$

При больших сопротивлениях нагрузки, когда $R \gg r_d$, угол отсечки θ мал и при $R \rightarrow \infty$ $k_{д=} \rightarrow 1$.

Коэффициент передачи диодного детектора по переменному току $k_{д\approx}$ определяется отношением

$$k_{д\approx} = \Delta U_0 / \Delta U_m, \quad (3.36)$$

и при $R \rightarrow \infty$ $k_{д\approx} \rightarrow 1$.

Входное сопротивление $R_{\text{вх}\approx}$ диодного детектора определяется как отношение амплитуды напряжения U_m , приложенного к детектору, к амплитуде первой гармоники тока I_{m1} , протекающего через детектор:

$$R_{\text{вх}\approx} = U_m / I_{m1}. \quad (3.37)$$

Поскольку ток первой гармоники тока определяется как

$$I_{m1} = \frac{SU_m}{\pi} (\theta - \sin\theta\cos\theta), \quad (3.38)$$

то входное сопротивление будет равно

$$R_{\text{вх}\approx} = \frac{\pi r_d}{\theta - \sin\theta\cos\theta}, \quad (3.39)$$

где $r_d = 1/S$.

Если угол отсечки $\theta \ll 90^\circ$, и $R \gg r_d$, то

$$R_{\text{вх}\approx} \cong R / 2. \quad (3.40)$$

Рассмотренная выше работа диодного детектора с отсечкой тока является **линейным режимом**, так как характеристика детектирования является линейной, при этом амплитуда входного сигнала U_m должна быть большой и на практике выбирается $U_m \approx 1$ В.

3.5.4 Диодное детектирование в режиме малых сигналов

В случае малых амплитуд U_m АМ-колебаний следует применять аппроксимацию ВАХ нелинейного элемента степенным полиномом. Это соответствует так называемому **квадратическому режиму детектирования**. В этом случае нулевая составляющая тока I_0 определяется по формуле

$$I_0 = a_0 + 0,5a_2U_m^2(t). \quad (3.41)$$

При подаче на вход детектора АМ-колебания $U_m(t)$ равно

$$U_m(t) = U_m(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_0 t. \quad (3.42)$$

Подставив (3.42) в формулу (3.41), получим, что амплитуда первой гармоники частоты модуляции Ω , которая является полезным результатом детектирования, равна

$$I_{\Omega 1} = a_2 m U_m^2, \quad (3.43)$$

а амплитуда второй гармоники частоты Ω , которая является продуктом нелинейных искажений, равна

$$I_{\Omega 2} = 0,25 a_2 m^2 U_m^2. \quad (3.44)$$

Отношение $I_{\Omega_2} / I_{\Omega_1}$ дает величину коэффициента нелинейных искажений при квадратическом режиме детектирования АМ-колебаний, модулированных одной частотой, который равен $k_{н.и} = m / 4$.

При $m = 1$ $k_{н.и} = 25 \%$. Наличие больших нелинейных искажений является недостатком квадратического режима детектирования.

Нелинейные искажения зависят также от выбора постоянной времени RC -фильтра. Если выполняются условия (3.26) и (3.27), то процесс детектирования осуществляется без искажений, как показано на рисунке 3.45, *а*.

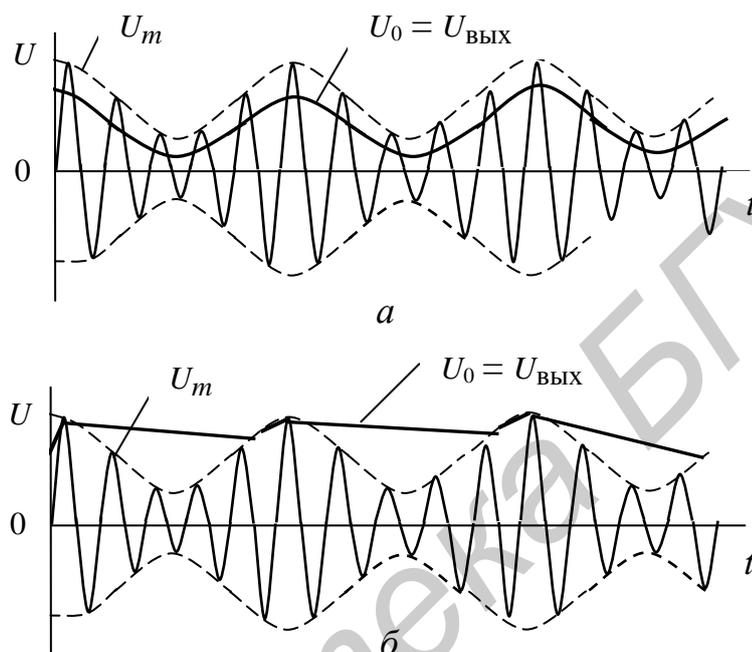


Рисунок 3.45

В случае выбора постоянной времени RC -фильтра слишком большой для данной частоты модуляции, что приводит к нарушению неравенства (3.26), конденсатор C не успевает разряжаться через большое сопротивление R , и напряжение U_0 на RC -цепи не успевает следить за амплитудой входного сигнала (рисунок 3.45, *б*). При этом угол отсечки изменяется в широких пределах, так что детектирование становится нелинейным, и возникают искажения.

3.5.5 Детектирование сигналов с угловой модуляцией

При детектировании ЧМ- и ФМ-сигналов они предварительно преобразуются в колебания с неглубокой амплитудной модуляцией и затем детектируются амплитудным детектором. Подобное преобразование необходимо потому, что нелинейные элементы реагируют на изменение только амплитуды, а не частоты или фазы колебаний.

3.5.5.1 Частотные детекторы на принципе преобразования частотно-модулированного сигнала в амплитудно-модулированный

Преобразовать ЧМ-колебание в сигнал с АМ возможно, если использовать резонансный усилитель, контур которого расстроен относительно средней частоты подаваемого колебания, при этом напряжение для средней частоты f_0 на выходе должно быть примерно в два раза меньше напряжения на резонансной частоте f_k контура (рисунок 3.46), такой, чтобы спектр ЧМ-сигнала не выходил за пределы линейного участка склона резонансной характеристики.

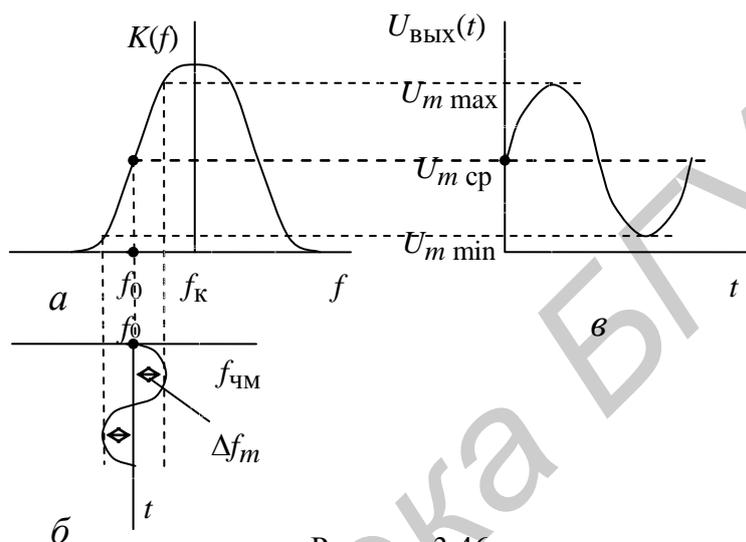


Рисунок 3.46

В этом случае выходное напряжение усилителя окажется промодулированным по амплитуде (рисунок 3.46, в). Подав это напряжение на амплитудный детектор, получим на его выходе напряжение с частотой модулирующего сигнала. Недостаток такого метода детектирования – весьма ограниченный линейный участок на склоне резонансной кривой контура, что приводит к нелинейным искажениям. Для отсутствия искажений необходимо, чтобы в пределах линейного участка склона резонансной кривой лежали не только изменения частоты, но и все существенные по амплитуде составляющие спектра ЧМ-колебания.

3.5.5.2 Частотный детектор с расстроенными контурами

Значительно лучшие результаты можно получить, если применить схему частотного детектора с расстроенными контурами (частотный дискриминатор), показанную на рисунке 3.47. В этой схеме колебательные контуры $C4L1$ и $C5L2$ расстроены относительно средней частоты f_0 ЧМ-колебания на $\pm \Delta f$, как показано на рисунке 3.48. Результирующая частотная характеристика (кривая 3) получается в результате вычитания резонансных кривых 1 и 2, сдвинутых относительно друг друга на Δf . Напряжение на выходе дискриминатора является разностью напряжений на колебательных контурах и определится как

$$|U_1| - |U_2| = |Z_1| \cdot |I_{K1}| - |Z_2| \cdot |I_{K2}|, \quad (3.45)$$

где Z_1 и Z_2 – сопротивления колебательных контуров;

I_{K1} и I_{K2} – коллекторные токи транзисторов $VT1$ и $VT2$, протекающие через соответствующие резонансные контуры.

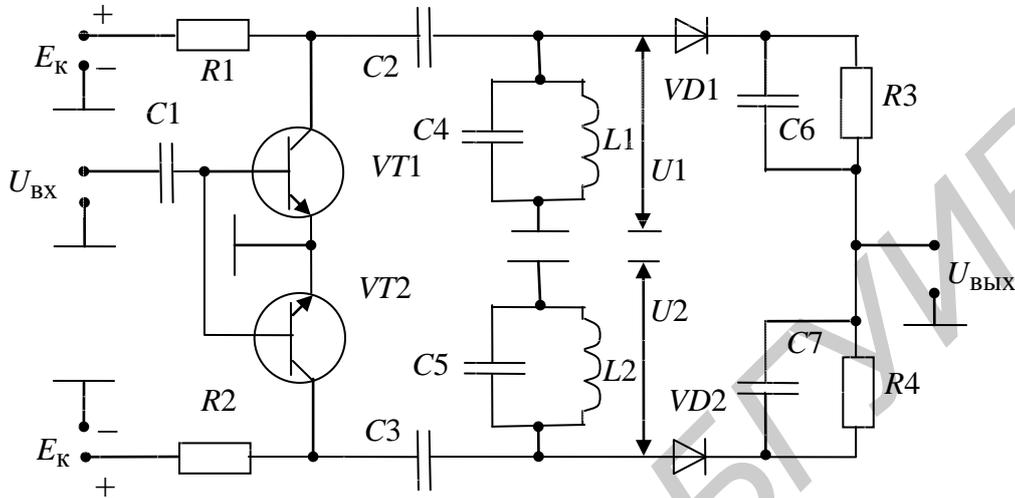


Рисунок 3.47

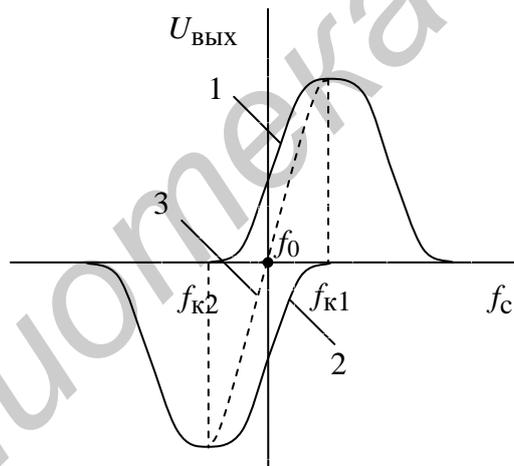


Рисунок 3.48

3.5.5.3 Фазочастотный дискриминатор

Частотные детекторы, использующие зависимость фазового сдвига от частоты, называемые фазочастотными дискриминаторами, строятся по схеме, показанной на рисунке 3.49. Такой детектор содержит два колебательных контура $L1C1$ и $L2C2$, настроенные на одну частоту f_0 . С помощью ёмкости связи $C_{св}$ и катушки индуктивности $L3$ напряжение первого контура прикладывается через среднюю точку индуктивности $L2$ к обоим диодам $VD1$ и $VD2$. Таким образом, напряжение высокой частоты на каждом из диодов равно векторной сумме напряжений U_1 первого контура $L1C1$ и $0,5 \cdot U_2$ второго контура $L2C2$,

сдвинутых на угол 90° . На рисунке 3.50, а показана векторная диаграмма сложения этих двух напряжений на частоте f_0 в отсутствии модуляции, и напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}}$ будет равно $U_{\text{ВЫХ}} = |U_{\text{ВЫХ1}}| - |U_{\text{ВЫХ2}}| = 0$.

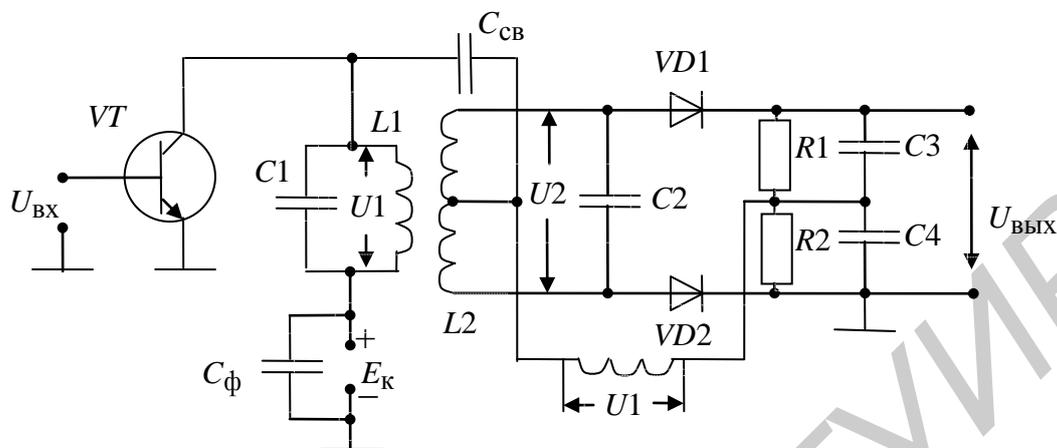


Рисунок 3.49

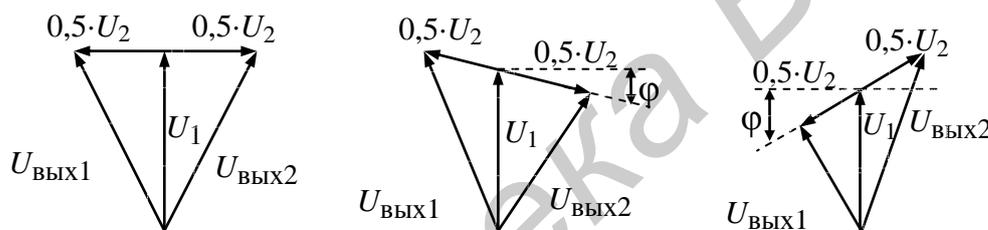


Рисунок 3.50

При отклонении частоты ЧМ-сигнала от резонансной f_0 на Δf в напряжении U_1 появляется дополнительный фазовый сдвиг, который будет определяться ФЧХ первого контура. Соответственно появляется фазовый сдвиг в токе второго контура, и половинки векторного напряжения U_2 будут отклоняться, как показано на рисунке 3.50, б, в. В результате длины векторов $U_{\text{ВЫХ1}}$ и $U_{\text{ВЫХ2}}$ будут меняться в зависимости от изменения Δf . Тогда результирующее напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ будет равно $U_{\text{ВЫХ}} = |U_{\text{ВЫХ1}}| - |U_{\text{ВЫХ2}}|$.

График зависимости $U_{\text{ВЫХ}} = f(\Delta f)$ показан на рисунке 3.51 и называется **дискриминаторной характеристикой дискриминатора**.

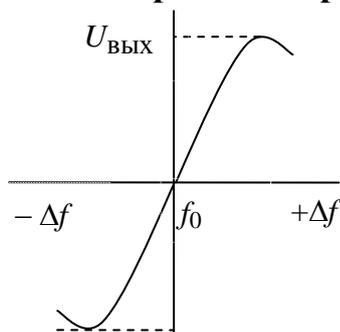


Рисунок 3.51

Максимальная линейность среднего участка характеристики получается при одинаковой добротности обоих контуров.

3.5.5.4 Детектор отношений

В измерительных приемниках ЧМ-колебаний наряду с фазочастотным дискриминатором применяется детектор отношений, схема которого приведена на рисунке 3.52. Контур $C1L1$ и $C2L2$ настроены в резонанс на частоту f_0 и коэффициент связи $k_{св}$ между ними, осуществляемый взаимной индуктивностью M_1 , выбирается меньше критической величины $k_{св.кр}$ и равен

$$k_{св} \cong 0,5 k_{св.кр} . \quad (3.46)$$

С индуктивностью $L1$ связана дополнительная индуктивность $L3$, причем эта связь, создаваемая взаимной индуктивностью M_2 , выбирается очень сильной. При изменении частоты входного сигнала $U_{вх}$ напряжения U_1 и U_2 на диодах $VD1$ и $VD2$ изменяются так же, как и в фазочастотном дискриминаторе (см. рисунок 3.50), с той лишь разницей, что выпрямленное этими диодами суммарное напряжение $|U_{вых1}| + |U_{вых2}|$ не может меняться быстро из-за наличия конденсатора большой емкости $C5$ ($\approx 2...10$ мкФ), включенного параллельно сопротивлениям нагрузки $R3$ и $R4$. Сопротивления $R1$ и $R2$ применяются для улучшения амплитудного ограничения.

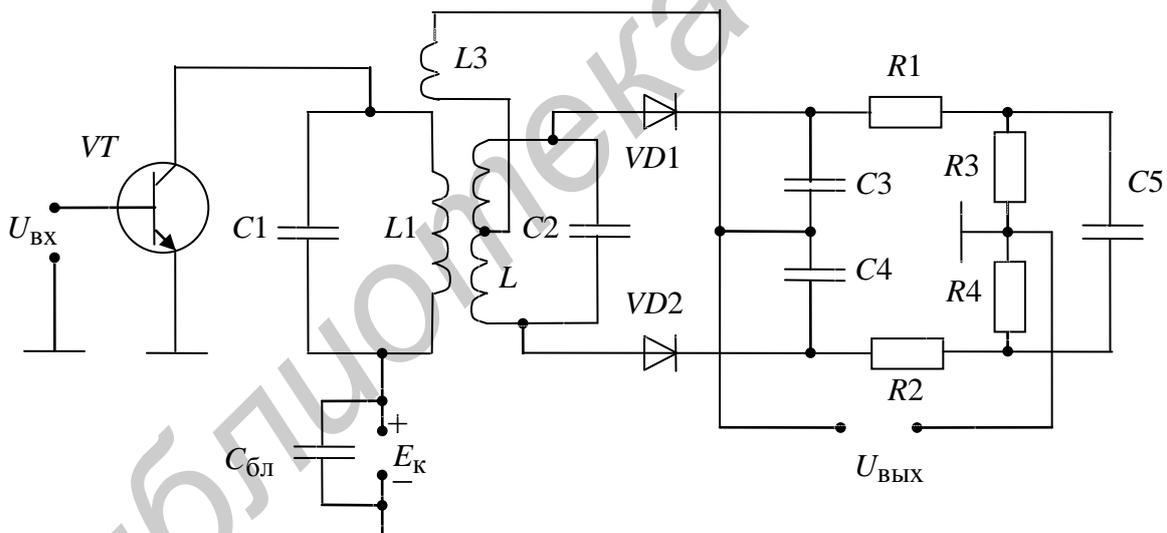


Рисунок 3.52

Напряжение на выходе детектора отношений равно

$$U_{вых} = |U_{вых2}| - \frac{|U_{вых1}| - |U_{вых2}|}{2} = \frac{|U_{вых2}| - |U_{вых1}|}{2}. \quad (3.47)$$

Это напряжение в два раза меньше выходного напряжения фазочастотного дискриминатора. Однако, так как в последнем не устраняется амплитудная модуляция, то перед ним необходимо применять каскад амплитудного ограничителя для устранения «паразитной» амплитудной модуляции в входном ЧМ-сигнале. В детекторе отношений совмещено ограничение и детектирование ЧМ-сигнала.

3.5.5.5 Квадратурный детектор

Структурная схема квадратурного детектора показана на рисунке 3.53.

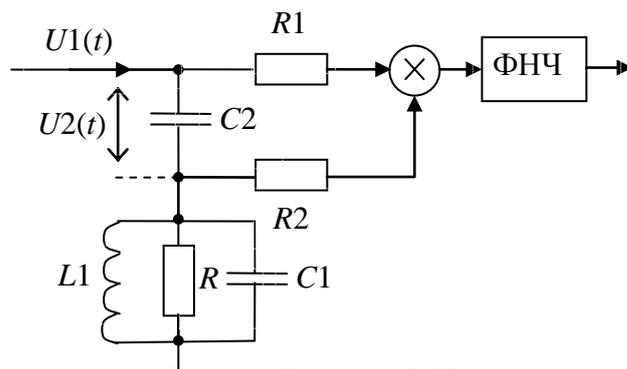


Рисунок 3.53

Если взять емкость $C2$ очень малой величины, то можно выполнить условие

$$X_{C2} \gg Z, \quad (3.48)$$

где Z – сопротивление колебательного контура $L1C1$.

На резонансной частоте $Z = R_{\text{экв}}$. В этом случае ток через емкость $C2$ сдвинут по фазе на 90° , то есть находится в квадратуре к напряжению $U_1(t)$. Тогда и напряжение $U_2(t)$ также сдвинуто по фазе на 90° относительно $U_1(t)$. Отклонение частоты от резонансной на величину Δf приводит к тому, что напряжение $U_2(t)$ получает дополнительный фазовый сдвиг:

$$\Delta\varphi(t) = \text{arctg} \left[\frac{2Q\Delta f(t)}{f_0} \right]. \quad (3.49)$$

При выполнении условия

$$Q \ll \frac{f_0}{2\Delta f(t)} \quad (3.50)$$

имеем

$$\Delta\varphi(t) \cong \frac{2Q\Delta f(t)}{f_0}. \quad (3.51)$$

Для частотной модуляции

$$\Delta f(t) = \Delta f_m F(t), \quad (3.52)$$

где Δf_m – девиация частоты;

$F(t)$ – функция времени, соответствующая передаваемому сигналу, например $F(t) = \cos \Omega t$.

Если положить $U_1(t) = \cos\varphi(t)$, а $U_2(t) = \sin[\varphi(t) + \Delta\varphi(t)]$, то произведение этих сигналов (рисунок 3.52) дает следующие составляющие:

$$\begin{aligned} U_1(t)U_2(t) &= \cos\varphi(t)[\sin\varphi(t)\cos\Delta\varphi(t) + \cos\varphi(t)\sin\Delta\varphi(t)] \cong \\ &\cong 0,5\sin 2\varphi(t) + 0,5\sin\Delta\varphi(t)\cos 2\varphi(t) + 0,5\sin\Delta\varphi(t). \end{aligned} \quad (3.53)$$

Первые две составляющие отфильтровываются фильтром НЧ, а последняя составляющая, равная $U_{\text{ВЫХ}} = 0,5\sin\Delta\varphi(t)$, характеризует модулирующее напряжение на выходе, соответствующее частотному детектированию.

Квадратурное детектирование широко применяется в современных приемных устройствах. В качестве перемножителя используется дифференциальный усилитель в интегральном исполнении.

3.5.5.6 Детектор частотно-модулированных сигналов на основе фазовой автоподстройки частоты

Структурная схема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) показана на рисунке 3.54. Схема содержит перемножитель напряжения сигнала $U_c(t)$ на частоте ω_c с сигналом перестраиваемого гетеродина $U_r(t)$ на частоте ω_r . При совпадении частоты сигнала ω_c с частотой гетеродина ω_r , то есть $\omega_c = \omega_r$, на выходе ФНЧ напряжение $U_{\text{ВЫХ}}(t) = 0$. Отклонение частоты сигнала от частоты гетеродина создает между ними фазовый сдвиг, и на выходе появляется напряжение, пропорциональное этому сдвигу.

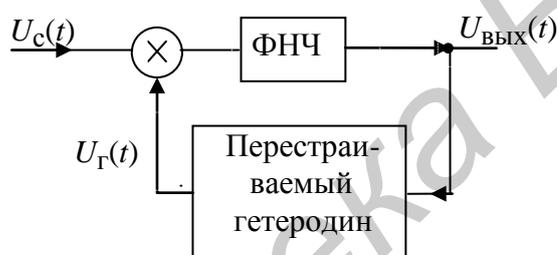


Рисунок 3.54

Напряжение на выходе ФНЧ, управляющее частотой перестраиваемого гетеродина, используется в качестве выходного сигнала, соответствующего частотному детектированию.

3.5.6 Амплитудное ограничение

Частотный детектор должен реагировать только на изменение мгновенной частоты. Наличие на входе в ЧМ-сигнале «паразитной» амплитудной модуляции приводит к искажению передаваемой информации. Поэтому подавление амплитудной модуляции и изменение амплитуды вследствие действия помех должны осуществляться либо в самом частотном детекторе, либо с помощью амплитудного ограничителя, включаемого перед ним.

Амплитудная модуляция может появляться в результате:

- возникновения паразитной амплитудной модуляции в передатчике;
- прохождения колебания через каскады резонансных усилителей в передатчике и приемнике, усиление которых в пределах полосы пропускания всегда неравномерно.

На рисунке 3.55 показана амплитудная модуляция, возникающая при прохождении ЧМ-колебаний через колебательные цепи с неравномерностью

усиления в пределах полосы пропускания 3 дБ. Видно, что частота амплитудной модуляции в два раза выше, чем вызывающая ее модулирующая частота ЧМ-сигнала.

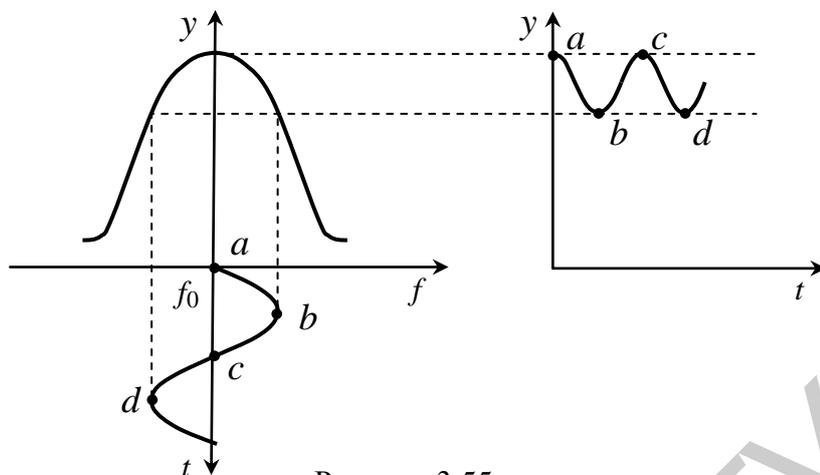


Рисунок 3.55

В качестве амплитудного ограничителя чаще всего используются схемы диодного ограничения. Применяют два вида диодного ограничения: последовательное и параллельное. Принцип одностороннего ограничения иллюстрируется на рисунках 3.56 и 3.57, при этом на рисунке 3.56, а показана электрическая схема последовательного ограничителя и переменное напряжение на его выходе (см. рисунок 3.56, б), а на рисунке 3.57, а – электрическая схема параллельного ограничителя и переменного напряжения на его выходе (см. рисунок 3.57, б).

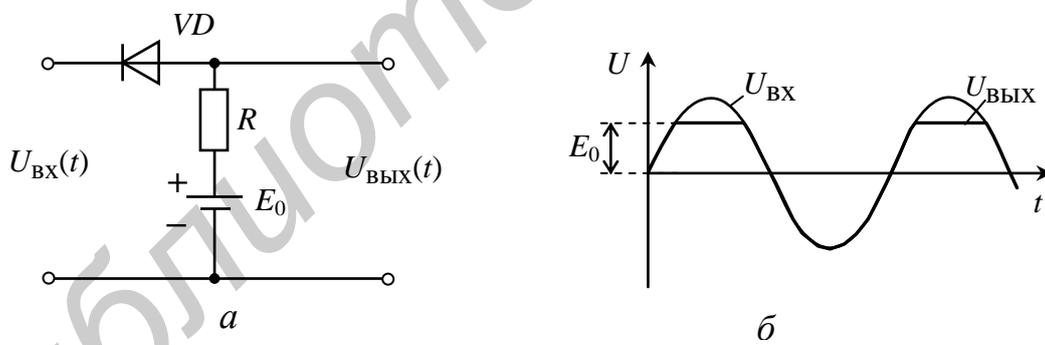


Рисунок 3.56

Источник постоянного напряжения E_0 предназначен для установки уровня ограничения.

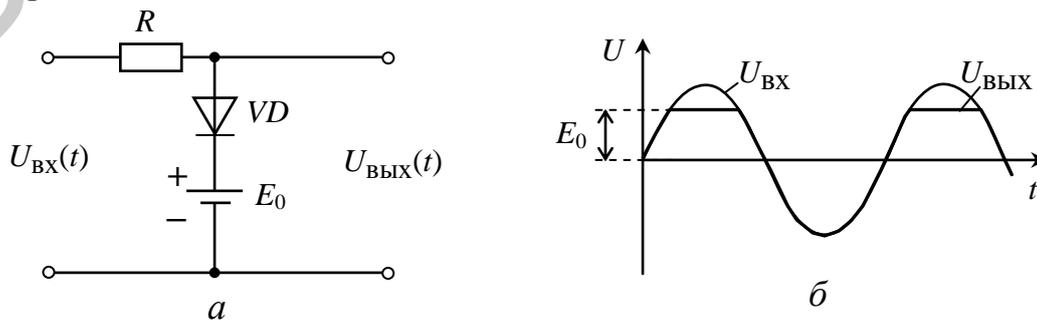


Рисунок 3.57

Двустороннее ограничение можно осуществить с помощью кремниевых диодов в схеме параллельного ограничения (рисунок 3.58). На рисунке 3.58, а показана схема включения ограничивающих диодов, а выходное напряжение ограничителя – на рисунке 3.58, б.

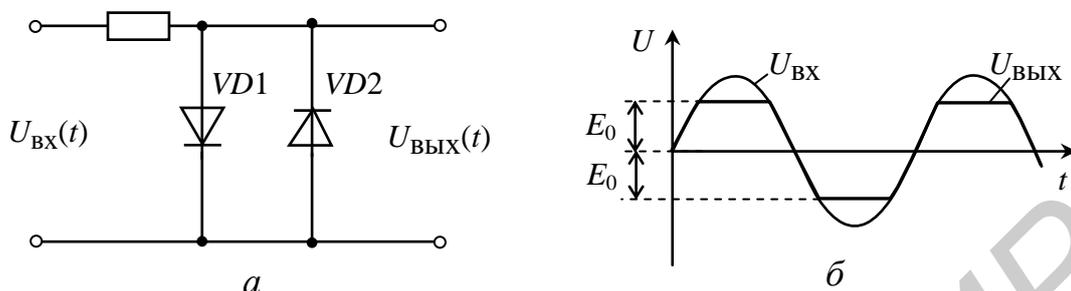


Рисунок 3.58

Уровни ограничения в этой схеме равны пороговым напряжениям диодов (0,5–0,6) В. Для увеличения уровня ограничения вдвое можно включить последовательно по два диода в каждом плече. Двустороннее ограничение с порогом ограничения в несколько вольт можно осуществить, включая навстречу два стабилитрона, как показано на рисунке 3.59.

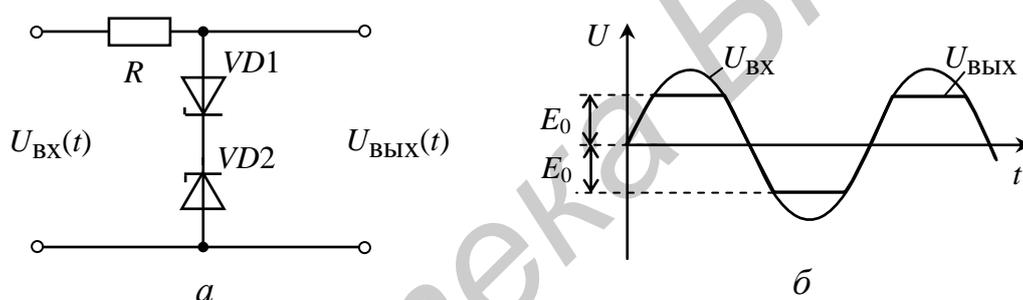


Рисунок 3.59

Уровни ограничения в данной схеме равны напряжению пробоя – напряжению стабилизации каждого из диодов. Ограничитель должен «срезать» не только амплитудную паразитную модуляцию, но и выбросы, вызываемые шумами и импульсными помехами. Длительность импульсов помех $\tau_{п} = 1 / \Delta f$, где Δf – полоса усилителя промежуточной частоты. При обычной полосе пропускания усилителя промежуточной частоты приемника ЧМ-сигнала $\Delta f = (200–250)$ кГц, длительность импульсов помех $\tau_{п} = (4–5)$ мкс. Помеха создает с сигналом биеения и может вызвать как увеличение, так и уменьшение амплитуды результирующих колебаний. Поэтому необходимо, чтобы ограничение наступало уже при достаточно малых амплитудах сигнала.

3.5.7 Детектирование фазомодулированных сигналов

Фазовым детектором называется устройство, напряжение на выходе которого зависит от разности фаз двух сравниваемых напряжений одной частоты или очень близких частот. Фазовые детекторы применяются в широком диапазоне частот (от герц до мегагерц). Схема фазового детектора показана на рисунке 3.60.

На вход 1 (Вх.1) подается сигнал от генератора опорного напряжения, а на вход 2 (Вх.2) – сигнал с фазовой модуляцией. Напряжение на диоде VD1 равно

$$U_{д1} = U_1 + 0,5U_2, \quad (3.54)$$

а на диоде VD2

$$U_{д2} = U_1 - 0,5U_2. \quad (3.55)$$

Тогда выходное напряжение детектора будет равно разности модулей напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$:

$$U_{\text{ВЫХ}} = |U_{д1}| - |U_{д2}|. \quad (3.56)$$

Напряжение на выходе будет зависеть от разности фаз между напряжениями U_1 и U_2 . По аналогии с фазочастотным дискриминатором векторная диаграмма при фазовом сдвиге $\varphi^{\circ} = 90^{\circ}$ имеет вид, показанный на рисунке 3.61, а, и если схема симметрична относительно средних точек, то $U_{\text{ВЫХ}} = 0$.

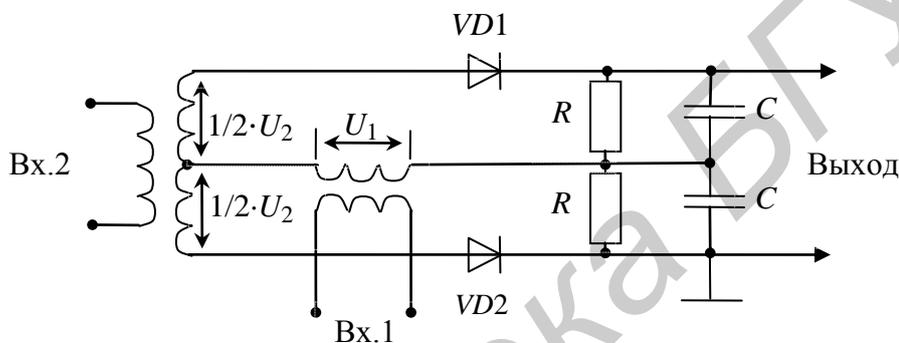


Рисунок 3.60

Зависимость выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от фазового сдвига φ между сигналом, подаваемым на вход 2 (Вх.2) и «опорным» сигналом, подаваемым на вход 1 (Вх.1) (см. рисунок 3.59), показана на рисунке 3.61, б. Из этого рисунка следует, что характеристика детектирования фазового детектора в пределах от 30° до 150° почти линейная. Следовательно, детектирование ФМ-сигналов будет проходить без нелинейных искажений.

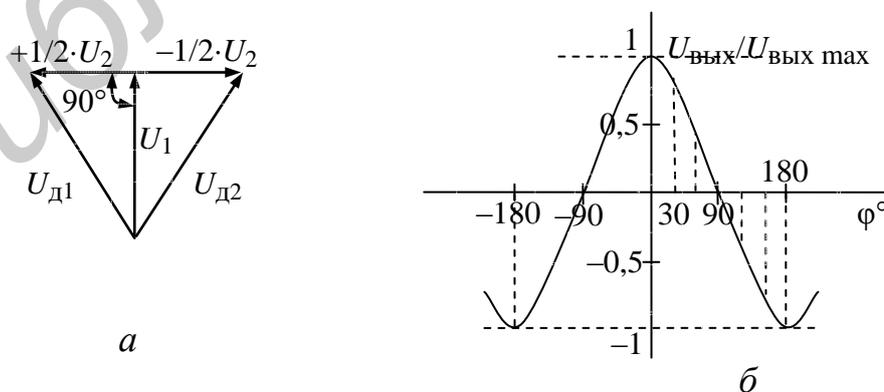


Рисунок 3.61

3.5.8 Синхронное детектирование

Синхронным детектированием называется амплитудное детектирование высокочастотных (или низкочастотных) колебаний при одновременной подаче на детектор напряжения сигнала и опорного напряжения, совпадающих по фазе и частоте. Подобное детектирование реализуют при помощи линейной системы с переменными параметрами (рисунок 3.62). В качестве нелинейного сопротивления может быть диод, транзистор и т. д., рабочая точка у которых выбирается на середине квадратического участка ВАХ. В этом случае, как известно из теории преобразования спектров, приращение тока $\Delta i(t)$ на выходе нелинейного сопротивления определяется как

$$\Delta i(t) \cong e_1 S(t) = E_0 \cos(\omega_c t + \varphi_c) S_0 (1 + m_s \cos \omega_c t), \quad (3.57)$$

где $e_1 = E_0 \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ – принимаемый немодулированный высокочастотный сигнал с амплитудой E_0 , частотой ω_c и фазой φ_c ;

$S(t) = S_0 (1 + m_s \cos \omega_c t)$ – переменная во времени крутизна нелинейного сопротивления $S(t)$, имеющего некоторое среднее значение S_0 при $\omega_c = 0$.

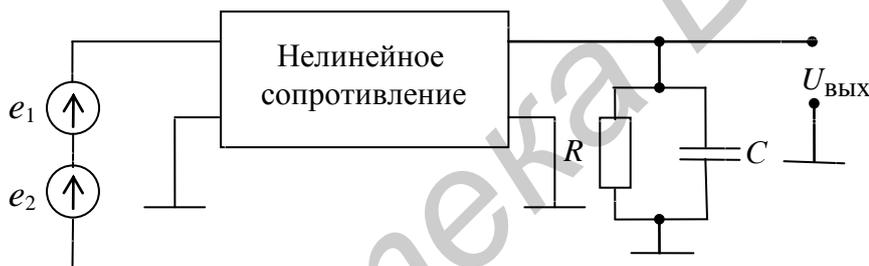


Рисунок 3.62

Средняя крутизна S_0 изменяется в зависимости от коэффициента модуляции крутизны m_s , которая является функцией от опорного напряжения e_2 на частоте ω_c . Преобразовав соотношение (3.57), получим

$$\Delta i(t) = S_0 E_0 \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 m_s S_0 E_0 \cos(2\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 m_s S_0 E_0 \cos(\varphi_c). \quad (3.58)$$

После ФНЧ на сопротивлении R получим

$$U_{\text{вых}}(t) = R \Delta i(t) = 0,5 m_s S_0 E_0 R \cos(\varphi_c). \quad (3.59)$$

Из выражения (3.59) следует, что выходное напряжение в таком детекторе зависит от фазового сдвига φ_c между опорным напряжением и принимаемым сигналом.

Амплитуда высокочастотного колебания $E_c(t)$ может быть модулирована по закону

$$E_c(t) = E_0(1 + m_{\text{ам}} \sin \Omega t), \quad (3.60)$$

где $m_{\text{ам}}$ – коэффициент амплитудной модуляции с частотой модуляции Ω .

Подставив (3.60) в (3.59), получим после фильтра

$$U_{\text{вых}}(t) = 0,5 m_s S_0 E_0 R \cos(\varphi_c) (1 + m_{\text{ам}} \sin \Omega t), \quad (3.61)$$

то есть на выходе такого преобразователя возникает составляющая с частотой Ω . Из выражения (3.61) следует, что характеристика детектирования $U_{\text{вых}}(t) = f[E_c(t)]$ имеет линейную зависимость и пропорциональна амплитуде $E_c(t)$ и косинусу сдвига фаз ($\cos(\varphi_c)$) между АМ-сигналом и сигналом опорного (синхронного) напряжения. Если сдвиг фаз $\cos(\varphi_c)$ равен 90° , то напряжение на выходе детектора отсутствует. Следовательно, синхронный детектор обладает избирательностью по фазе. Это свойство повышает помехозащищенность синхронного детектора.

Недостатком такого детектирования является необходимость создания синхронного и синфазного опорного напряжения.

3.6 Источники электропитания

3.6.1 Назначение, классификация и основные параметры источников электропитания

Источники электропитания предназначены для питания радиоэлектронных устройств и средств измерений. Они подразделяются на первичные и вторичные источники электропитания.

Первичными источниками электропитания обычно является промышленная сеть переменного тока 220 В, 380 В 50 Гц либо автономные источники переменного (генераторы на 36 В 400 Гц) или постоянного (аккумуляторы, химические батареи и т. д. на 12 В) тока.

Однако указанные значения напряжения источников питания не всегда соответствуют как диапазону напряжения питания, так и стабильности уровня напряжения, необходимого для нормального функционирования отдельных узлов и блоков измерительной аппаратуры и измерительных систем. Поэтому применяются вторичные источники электропитания, которые преобразуют энергию первичного источника электропитания в электрическую энергию необходимого уровня напряжения и заданной стабильности, которые требуются для тех или иных конкретных электронных устройств и измерительных систем.

К основным параметрам вторичных источников электропитания относятся:

1) номинальные уровни входного $U_{\text{вх.ном}}$ и выходного $U_{\text{вых.ном}}$ напряжений, при этом выходное напряжение может быть как переменным действующим ($U_{\text{вых.ном}} = U$), так и постоянным ($U_{\text{вых.ном}} = U_0$);

2) ток $I_{\text{н}}$ в сопротивлении нагрузке $R_{\text{н}}$;

3) коэффициент стабилизации по напряжению

$$k_{уст} = \frac{\Delta U_{вх} / \Delta U_{вх.ном}}{\Delta U_{вых} / \Delta U_{вых.ном}}; \quad (3.62)$$

4) коэффициент пульсации

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{ном}}, \quad (3.63)$$

где U_{m1} – амплитуда первой гармоники составляющей пульсирующего выходного напряжения.

Обобщенная структурная схема вторичного источника электропитания (рисунок 3.63) содержит устройство преобразования напряжения (УПН), выпрямитель (В), фильтр низкой частоты (Ф) и стабилизатор напряжения (СН), на выходе которого подключается сопротивление нагрузки (Н).

Входящее в схему рисунка 3.63 УПН предназначено для преобразования напряжения промышленной сети 220 В, 50 Гц в необходимый уровень. Эта задача решается обычно с помощью трансформатора напряжения. Переменное преобразованное напряжение с помощью выпрямителя (В) на полупроводниковых диодах и фильтра (Ф) преобразуется в постоянное U_0 и при необходимости стабилизируется стабилизатором напряжения (СН) для получения заданного коэффициента стабилизации.

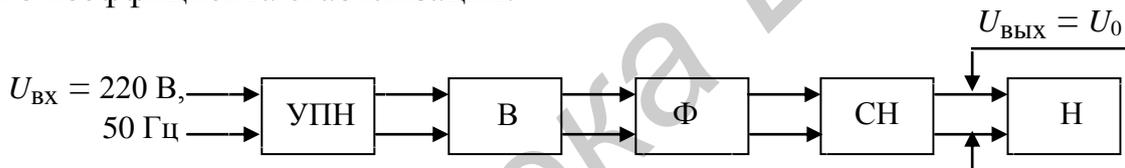


Рисунок 3.63

Постоянная составляющая выпрямленного тока в нагрузке определяется как

$$I_0 = \frac{U_0}{R_H} \quad (3.64)$$

и задается при расчете источника питания.

3.6.2 Схемы выпрямителей

Схемы выпрямителей подразделяются на однополупериодные, двухполупериодные со средней точкой трансформатора и мостовые.

Однополупериодная схема выпрямителя с резистивной нагрузкой показана на рисунке 3.64.

На первичную (входную) обмотку трансформатора (L_1) обычно подается напряжение $U_{вх1}$ от сети переменного тока. Величина напряжения $U_{вх2}$ на вторичной обмотке трансформатора (L_2) определяется как

$$U_{вх2} = n_{тр} U_{вх1}, \quad (3.65)$$

где $n_{тр}$ – коэффициент трансформации трансформатора.

Преобразованное напряжение $U_{вх2}$ поступает на полупроводниковый диод. Временные диаграммы работы однополупериодного выпрямителя приведены

на рисунке 3.64, в. В течение положительной полуволны напряжения $U_{\text{ВХ2}}$ диод открыт, напряжение на нагрузке $U_{\text{Н}}$ равно по величине $U_{\text{ВХ2}}$ и совпадает с ним по форме. При отрицательной полуволне $U_{\text{ВХ2}}$ диод закрыт, и напряжение на нагрузке близко к нулю. Среднее значение U_0 определится по формуле

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\pi}, \quad (3.66)$$

где U_m – амплитуда входного напряжения.

Коэффициент пульсации для такой схемы равен

$$\varepsilon = U_{m1} / U_0 = 1,57. \quad (3.67)$$

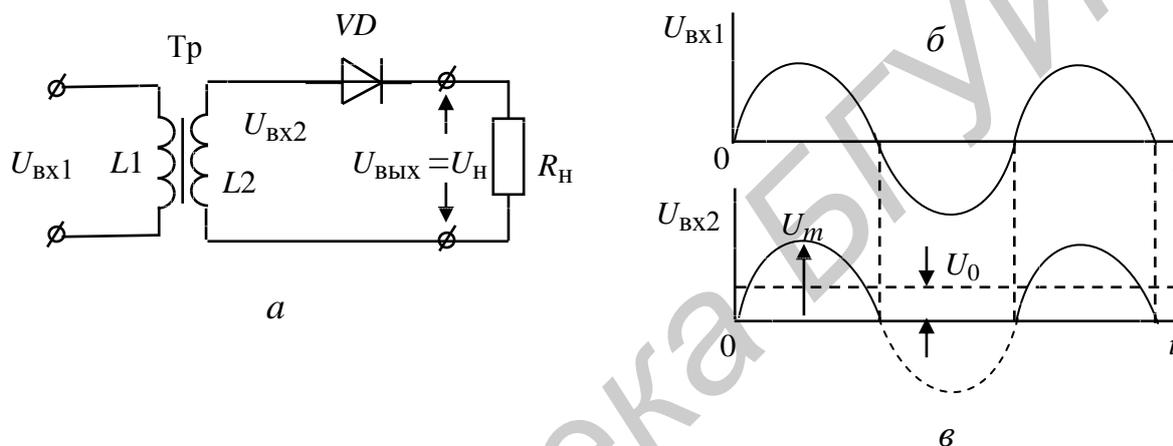


Рисунок 3.64

Как следует из рисунка 3.64, в и соотношения (3.67), однополупериодное выпрямление имеет низкую эффективность из-за высокой пульсации выпрямленного напряжения и сопровождается подмагничиванием сердечника трансформатора постоянным током. Указанных недостатков лишены двухполупериодные схемы выпрямителя.

Двухполупериодная схема выпрямления, работающая на активную нагрузку, показана на рисунке 3.65. Эта схема состоит из двух однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку, при этом трансформатор должен иметь вывод от середины вторичной обмотки, который обычно заземляется (см. рисунок 3.65, а). Временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя показаны на рисунке 3.65, б–г. В течение положительного полупериода синусоидального входного напряжения $U_{\text{ВХ1}}$ переменный потенциал верхнего вывода вторичной обмотки трансформатора положителен относительно средней заземленной точки и совпадает по фазе с напряжением $U_{\text{ВХ1}}$, а потенциал нижнего вывода отрицателен и противоположен по фазе с $U_{\text{ВХ1}}$. В этом случае диод $VD1$ открыт и пропускает ток i_1 , а диод $VD2$ закрыт (см. рисунок 3.65, в). При изменении полярности полуволны входного напряжения закрытым оказывается диод $VD1$, а диод $VD2$ открыт и пропускает ток i_2 .

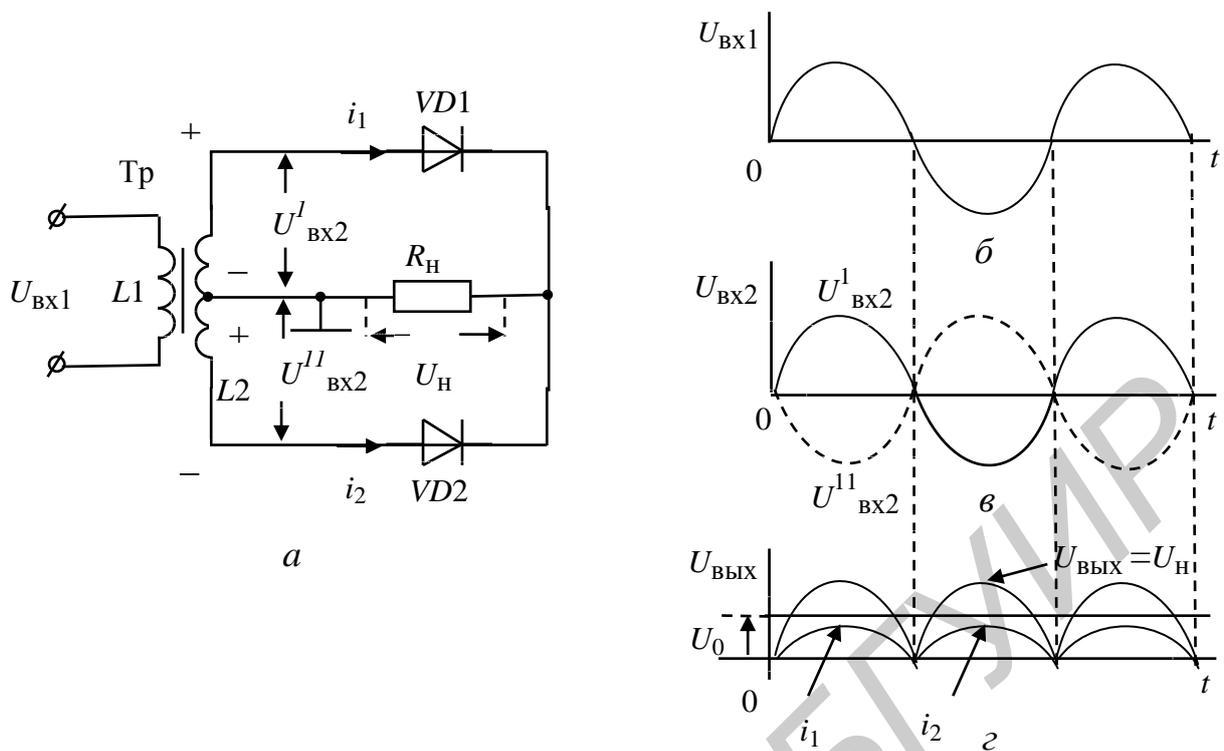


Рисунок 3.65

Поскольку токи i_1 и i_2 протекают через нагрузку R_H в одном направлении, то $U_H = (i_1 + i_2)R_H$ представляет собой пульсирующее напряжение (см. рисунок 3.65, z), достигающее своего максимального значения два раза за период. В этом случае постоянная составляющая выходного напряжения будет равна

$$U_0 = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi \frac{U_{BX2}}{2} \sin \omega t dt = \frac{U_{BX2}}{\pi} = \frac{2U_H}{\pi}. \quad (3.68)$$

Коэффициент пульсации для такой схемы меньше по сравнению со схемой однополупериодного выпрямителя и равен $\varepsilon > 0,67$.

В двухполупериодной схеме отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора постоянной составляющей, так как постоянные составляющие токов i_1 и i_2 направлены навстречу и взаимно компенсируются. Отсутствие подмагничивания сердечника позволяет уменьшить размеры трансформатора.

Широкое распространение получила мостовая схема выпрямителя, в которой вторичная обмотка трансформатора (рисунок 3.66, a) подключена к одной из диагоналей моста, собранного из четырех диодов, к другой – подключается нагрузочное сопротивление R_H .

Временные диаграммы работы мостовой схемы выпрямителя приведены на рисунке 3.66, $б-г$. При положительном полупериоде входного напряжения U_{BX1} , а соответственно и U_{BX2} открыты диоды $VD1$ и $VD3$, и через сопротивление нагрузки R_H протекает ток i_{13} , а при отрицательном полупериоде открыты диоды $VD2$ и $VD4$, при этом через нагрузку R_H протекает в том же направлении ток i_{24} . Поэтому диаграмма напряжения на нагрузке определяется как

$U_H = (i_{13} + i_{24})R_H$ и будет такой же, как и для двухполупериодной схемы выпрямления (рисунок 3.66, з).

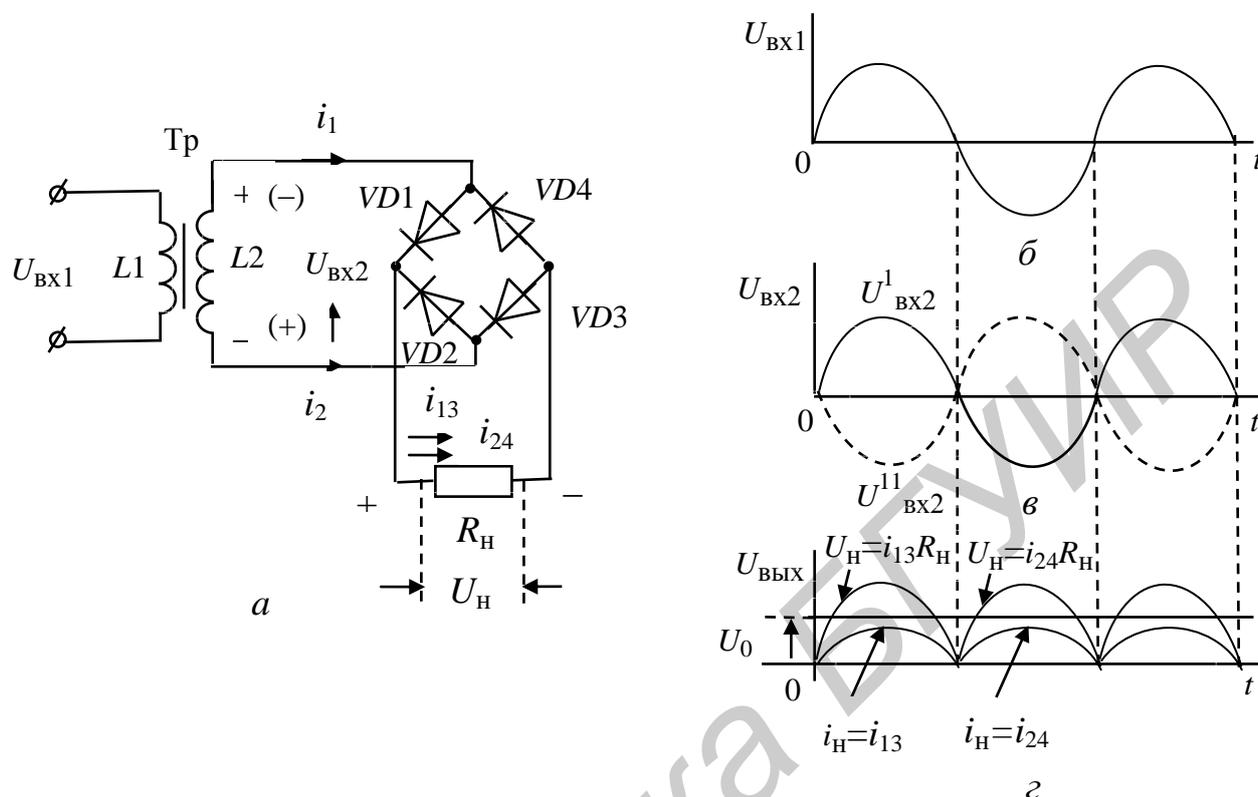


Рисунок 3.66

В результате постоянная составляющая и коэффициент пульсации будет такой же, как в двухполупериодной схеме выпрямления. В мостовой схеме отсутствует подмагничивание сердечника, так как во вторичной обмотке отсутствует постоянная составляющая тока (см. рисунок 3.66, в). Недостатком этой схемы является большое количество диодов.

3.6.3 Сглаживающие фильтры

Рассмотренные схемы выпрямителей характеризуются большим коэффициентом пульсаций, что недопустимо для качественной работы большинства устройств радиоэлектроники, для которых этот параметр должен быть меньше $\varepsilon \leq 0,1$.

Поэтому для снижения коэффициента пульсации между нагрузкой и выходом выпрямителя (см. рисунок 3.63) обычно включается сглаживающий фильтр, возможные схемы которого показаны на рисунке 3.67.

Для схемы 3.67, а емкость фильтра C_ϕ , необходимую для обеспечения заданного коэффициента сглаживания (k_c), можно определить как

$$C_\phi = k_c / (\omega_1 R_H), \quad (3.69)$$

где ω_1 – частота основной (первой) гармоники пульсирующего тока.

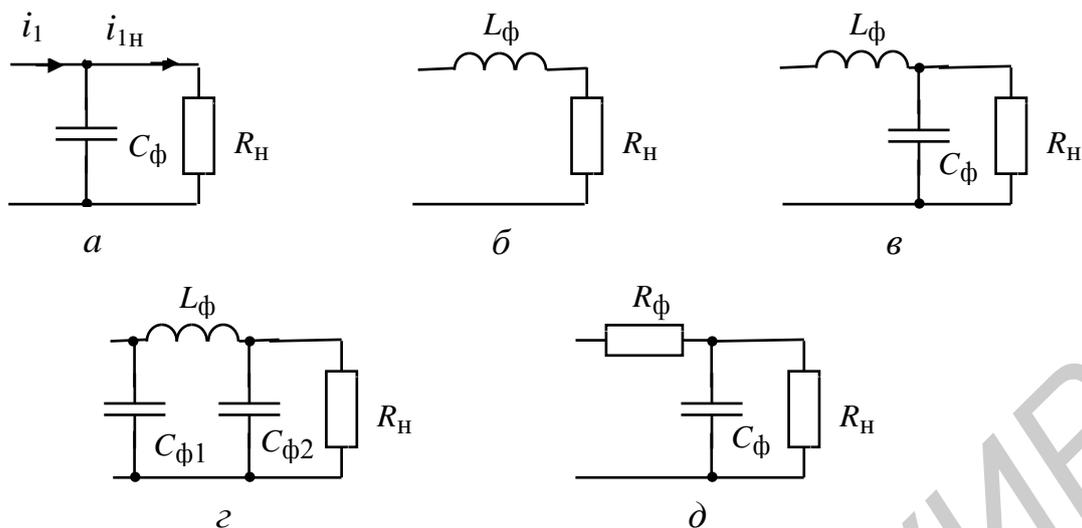


Рисунок 3.67

Для схемы 3.67, б индуктивность фильтра определяется из соотношения

$$L_{\phi} = k_c R_H / \omega_1. \quad (3.70)$$

Из формул (3.69) и (3.70) следует, что емкость фильтра целесообразно применять при больших сопротивлениях нагрузки выпрямителя, а индуктивность – при малых.

Для Г-образной схемы LC-фильтра (см. рисунок 3.67, в) необходимо выполнение условия

$$L_{\phi} C_{\phi} = (k_c + 1) / \omega_1^2. \quad (3.71)$$

Такой фильтр целесообразно применять при больших токах нагрузки, так как потери мощности в индуктивности (дросселе) фильтра незначительны. При малых значениях выпрямленного тока ($I_H \leq 30$ мА) можно использовать Г-образную схему RC-фильтра, приведенную на рисунке 3.67, д. Коэффициент пульсации в этом случае определяется по формуле

$$k_c = \omega_1 R_{\phi} C_{\phi} R_H / (R_H + R_{\phi}). \quad (3.72)$$

На практике R_{ϕ} выбирают в пределах $(0,2 \dots 0,4)R_H$, чтобы снизить потери мощности в сопротивлении R_{ϕ} .

Для получения больших коэффициентов сглаживания применяются многозвенные фильтры (см. рисунок 3.67, з). В этом случае коэффициент сглаживания равен

$$k_c = \omega_1 C_{\phi 1} R_H / (\omega_1^2 L_{\phi} C_{\phi 2} - 1), \quad (3.73)$$

и максимальное значение получается в случае $C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$.

3.6.4 Стабилизаторы напряжения

При разработке различных схем измерительных преобразователей и мостовых измерительных схем предъявляются высокие требования к стабильности питающего напряжения. Причинами нестабильности могут быть колебания напряжения и частоты питающей сети, изменения нагрузки, пульсации выпрямленного напряжения, колебания температуры и влажности окружающей среды.

Например, для питания измерительных устройств, работающих с точностью 0,1 %, требуется стабильность напряжения питания не хуже 0,01 %.

Стабилизаторы напряжения характеризуются следующими основными параметрами:

1) коэффициент полезного действия (η), определяемый отношением мощности, выделяемой в нагрузке (P_H) к входной мощности ($P_{ВХ}$), то есть

$$\eta = P_H / P_{ВХ}; \quad (3.74)$$

2) коэффициент стабилизации ($k_{СТ}$), равный отношению относительного приращения напряжения на входе стабилизатора к относительному приращению напряжения на выходе при постоянной нагрузке:

$$k_{СТ} = (\Delta U_{ВХ} / U_{ВХ}) / (\Delta U_H / U_H) |_{\text{при } R_H = \text{const}}; \quad (3.75)$$

3) выходное сопротивление, показывающее во сколько раз изменится напряжение на выходе стабилизатора при изменении тока нагрузки и равное отношению

$$R_{ВЫХ} = \Delta U_H / \Delta I_H |_{U_{ВХ} = \text{const}}. \quad (3.76)$$

Высокую стабильность напряжения питания возможно получить в схемах стабилизаторов напряжения, использующих нелинейные элементы, вольт-амперная характеристика которых содержит участок, где напряжение слабо зависит от тока. Такую ВАХ имеют стабилитроны, работающие при обратном напряжении в области пробоя (рисунок 3.68, а). Схема простейшего стабилизатора напряжения, использующего свойства стабилитрона, показана на рисунке 3.68, б. Такие стабилизаторы называются параметрическими.

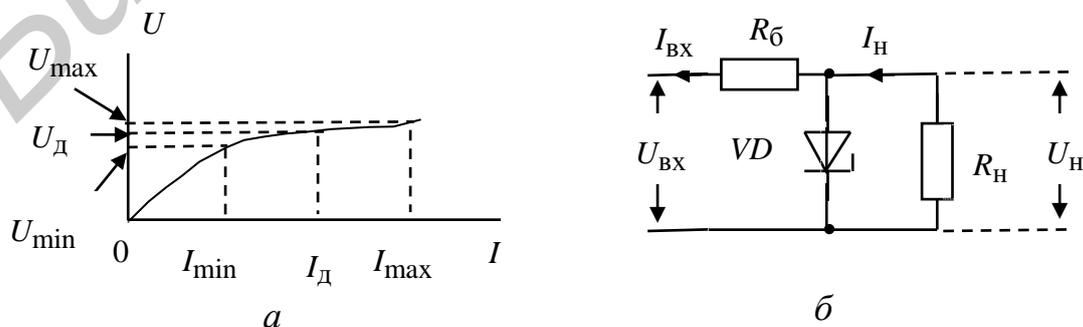


Рисунок 3.68

В этой схеме колебания входного напряжения или тока в нагрузке приводят только к изменению тока, протекающего через стабилитрон, а напряжение на стабилитроне, подключенном параллельно нагрузке, остается почти неизменным. Для такой схемы коэффициент стабилизации равен

$$k_{\text{СТ}} = (\Delta I_{\text{д}} R_{\text{б}} / U_{\text{вх}}) / (\Delta I_{\text{д}} R_{\text{н}} / U_{\text{н}}) = (U_{\text{н}} / U_{\text{вх}}) (R_{\text{б}} / R_{\text{н}}), \quad (3.77)$$

а выходное сопротивление

$$R_{\text{ввых}} = \Delta U_{\text{д}} / \Delta I_{\text{д}} = (U_{\text{д max}} - U_{\text{д min}}) / (I_{\text{д max}} - I_{\text{д min}}). \quad (3.78)$$

Параметрические стабилизаторы напряжения просты и надежны, однако имеют существенные недостатки, главными из которых являются малое значение коэффициента стабилизации и невозможность регулировки выходного напряжения.

Значительно лучшими характеристиками обладают компенсационные стабилизаторы напряжения, представляющие собой систему автоматического регулирования, в которой фактическое значение выходного напряжения $U_{\text{н}}$ сравнивается с заданным значением эталонного $U_{\text{оп}}$ (опорного) напряжения (рисунок 3.69, а), создаваемого источником опорного напряжения (ИОН). Возникающий при этом сигнал рассогласования в устройстве сравнения (УС) усиливается усилителем (У) и действует на регулирующий элемент (РЭ) таким образом, чтобы выходное напряжение стремилось вернуться к заданному уровню. В качестве ИОН обычно используется параметрический стабилизатор, работающий с малыми токами нагрузки. Регулирующий элемент может включаться последовательно относительно сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ или параллельно.

Пример схемы компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа показан на рисунке 3.69, б. Роль регулирующего элемента в этой схеме играет транзистор $VT1$. При изменении $U_{\text{вх}}$ выходное напряжение $U_{\text{н}}$ изменяется по абсолютному значению, создавая сигнал рассогласования

$$\Delta U = U_{\text{н}} - U_{\text{оп}}. \quad (3.79)$$

При увеличении $U_{\text{вх}}$ выходное напряжение $U_{\text{н}}$ возрастает по абсолютному значению, создавая сигнал рассогласования $\Delta U > 0$, который приводит к увеличению напряжения $U_{\text{эб2}}$ на входе транзистора $VT2$, являющегося усилителем постоянного тока. В результате коллекторный ток транзистора $VT2$ увеличивается, а потенциал транзистора $VT2$ относительно земли уменьшается, что приводит к возрастанию внутреннего сопротивления транзистора $VT1$ и увеличению падения напряжения на нем. Выходное напряжение при этом уменьшается, стремясь к прежнему значению. Наоборот, при уменьшении $U_{\text{вх}}$ напряжение рассогласования будет $\Delta U < 0$, что приводит к уменьшению внутреннего сопротивления $VT1$ и увеличению выходного напряжения до исходной величины.

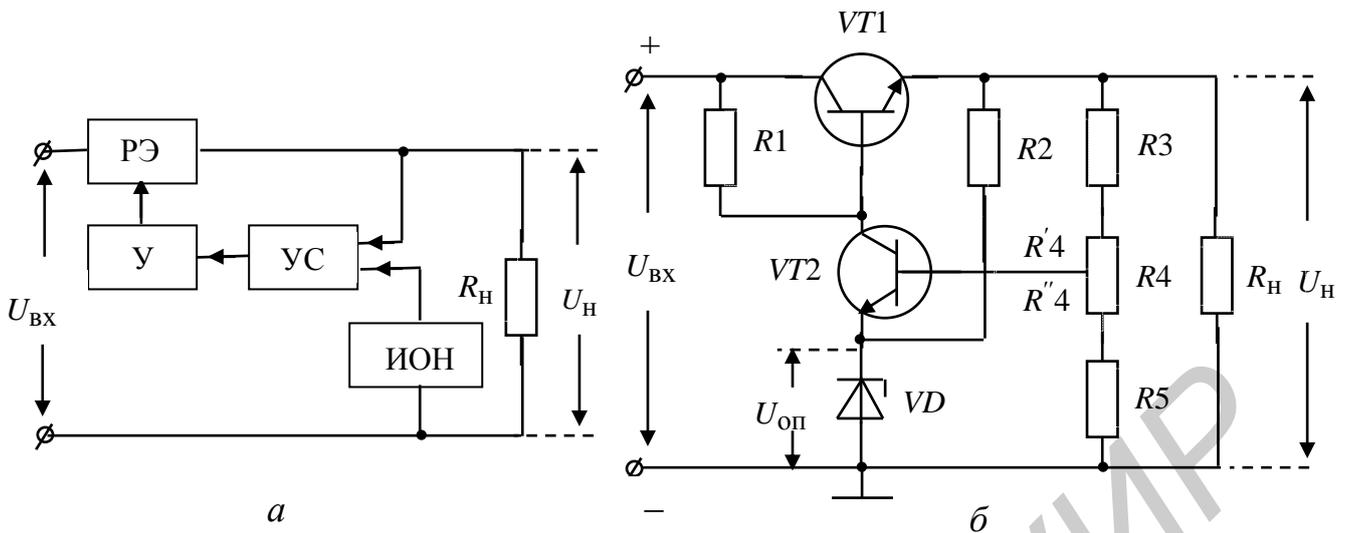


Рисунок 3.69

Использование в схеме составного транзистора позволяет увеличить коэффициент стабилизации на величину коэффициента усиления по току дополнительного транзистора. Применение на выходе стабилизатора делителя напряжения из сопротивлений $R3$, $R4$, $R5$ позволяет осуществлять плавную регулировку выходного напряжения потенциометром $R4$, и напряжение на выходе будет равно

$$U_H = U_{оп} \left(1 + \frac{R3 + R'4}{R5 + R''4} \right). \quad (3.80)$$

Коэффициент стабилизации такой схемы определяется из соотношения

$$k_{ст} = \frac{U_H}{U_{вх}} \frac{r_{к1}}{R_d + h_{11,62}}, \quad (3.81)$$

где $r_{к1} = dU_{к6} / di_k$ – дифференциальное сопротивление коллекторного перехода транзистора с общим эмиттером (транзистор $VT1$);

$h_{11,62}$ – входное сопротивление транзистора с общей базой (транзистор $VT2$).

4 АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

4.1 Принцип работы и классификация акустоэлектронных устройств

Акустоэлектронные устройства (АЭУ) основаны на использовании пьезоэффекта в монокристаллических (ниобат лития, танталат лития, пьезокварц и др.), поликристаллических (пьезокерамика) или пленочных (на основе ZnO , CdS и т. д.) материалах.

Если к твердому материалу той или иной формы, обладающему пьезоэффектом, прикладывать переменное электрическое поле, то в нем возникают

(возбуждаются) упругие механические колебания (называемые акустическими), которые распространяются в том или ином направлении. Направление распространения зависит как от способа возбуждения и возбуждающей электродинамической структуры, так и от кристаллической структуры пьезоматериала (пьезоподложки).

В настоящее время АЭУ разработаны и применяются в широком частотном диапазоне (от единиц МГц до единиц ГГц).

В зависимости от того, какие типы волн используются для работы АЭУ, различают устройства на объемных (ОАВ) (рисунок 4.1, а) и поверхностных акустических волнах (ПАВ) (рисунок 4.1, б).

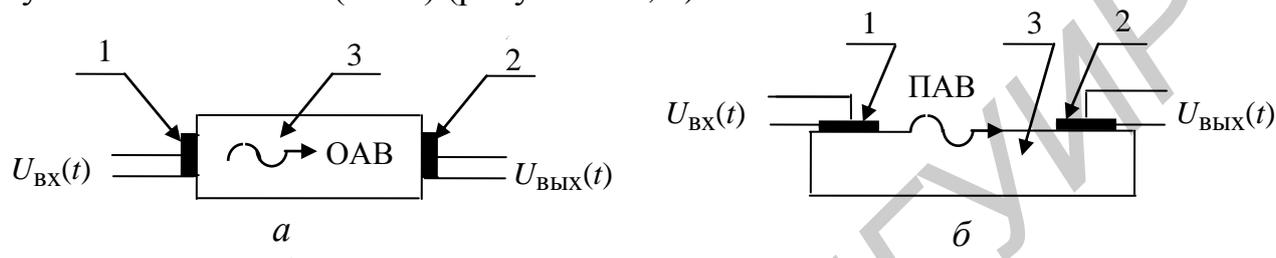


Рисунок 4.1

В общем виде АЭУ содержит один или несколько преобразователей 1, 2 (см. рисунок 4.1), задача которых состоит в преобразовании электрического сигнала в ОАВ или ПАВ и затем обратного преобразования акустической волны в электрический сигнал. Если для возбуждения и приема используются два отдельных преобразователя, то один называют входным, а другой – выходным. Возбужденная акустическая волна распространяется в звукопроводе 3. Если звукопровод изготовлен из пьезоматериала, то его поверхность участвует в процессе возбуждения тех или иных акустических волн. В случае, когда звукопровод является изотропным материалом, не обладающим пьезоэффектом, преобразователи (1 и 2) содержат пьезопленки или тонкие пьезопластины, с помощью которых возбуждаются акустические волны.

Высокочастотные акустические волны характеризуются очень малой скоростью распространения (1...10 км/с), которая примерно на пять порядков ниже скорости распространения электромагнитных волн, что позволяет создавать АЭУ обработки измерительной информации в интегральном исполнении и использовать при их изготовлении технологию интегральных микросхем.

Высокая повторяемость фотолитографического процесса их изготовления обеспечивает идентичность характеристик таких устройств при массовом производстве. Это исключает необходимость настройки в процессе изготовления и выгодно отличает, например, фильтры ПАВ или ОАВ от их электрических аналогов, а конструкция АЭУ позволяет легко сопрягать их с электронными интегральными схемами. В настоящее время разработан, а в некоторых областях электроники (например, в технике мобильной связи, телевидении и т. д.) используется в массовом производстве широкий класс функциональных элементов и устройств на высокочастотных акустических волнах.

Все АЭУ в зависимости от режима и условий работы делятся на два больших класса: линейные и нелинейные.

Линейные АЭУ характеризуются тем, что они работают при сравнительно небольших амплитудах входного сигнала, что обеспечивает линейную зависимость амплитуды выходного сигнала от входного и при этом не возникают кратные или комбинационные составляющие в спектре выходного сигнала. К линейным устройствам относятся широко применяемые в электронной технике для разных целей линии задержки, фильтры, пьезорезонаторы.

4.2 Линии задержки

4.2.1 Недисперсионные линии задержки

В технике обработки измерительных сигналов широко применяются линии задержки (ЛЗ). Так в измерителях временных интервалов в осциллографии и фазометрах необходимы ЛЗ с фиксированной или регулируемой задержкой сигнала. Все указанные разновидности ЛЗ могут быть изготовлены с использованием ОАВ или ПАВ. Они характеризуются высокими техническими параметрами и малыми габаритами. Конструкция недисперсионных ЛЗ, в которых задержка сигнала τ не зависит от частоты, показана на рисунке 4.2, а для ОАВ, а на рисунке 4.2, б для ПАВ.

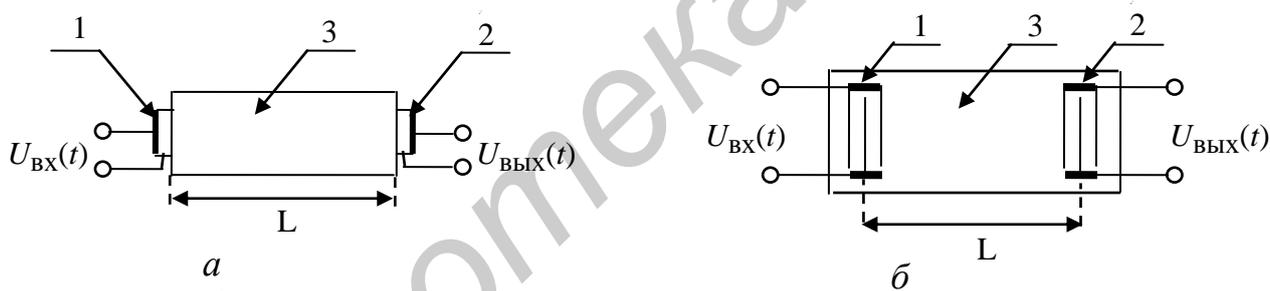


Рисунок 4.2

Как в одном, так и в другом случае конструкция ЛЗ содержит входной 1 и выходной 2 пьезопреобразователи и определенной длины звукопровод 3. Длина звукопровода L задает время задержки τ , которая определяется как

$$L = v \cdot \tau, \quad (4.1)$$

где v – скорость акустических волн.

В зависимости от диапазона рабочих частот используются ОАВ или ПАВ. На частотах выше 1 ГГц преимущество имеют ЛЗ на ОАВ.

4.2.2 Дисперсионные линии задержки

Дисперсия – это зависимость скорости акустических волн от частоты. Дисперсионные ЛЗ (ДЛЗ) можно осуществить двумя способами:

– использование физической дисперсии некоторых типов акустических волн в слоистых структурах или в материалах. Однако этот способ не нашел широкого применения из-за сложности устройств;

– использование частотно-селективного преобразователя, то есть получение дисперсионных свойств за счет геометрии конструкции возбуждающих ПАВ электродинамических элементов.

ДЛЗ содержит один преобразователь 1 с переменным шагом $L(x)$, а другой – с постоянным L_{cp} и широкополосным, расположенными на звукопроводе 3 из материалов SiO_2 , $LiNbO_3$ и др. (рисунок 4.3, а), в которых физическая дисперсия практически отсутствует ($v(f) = const$).

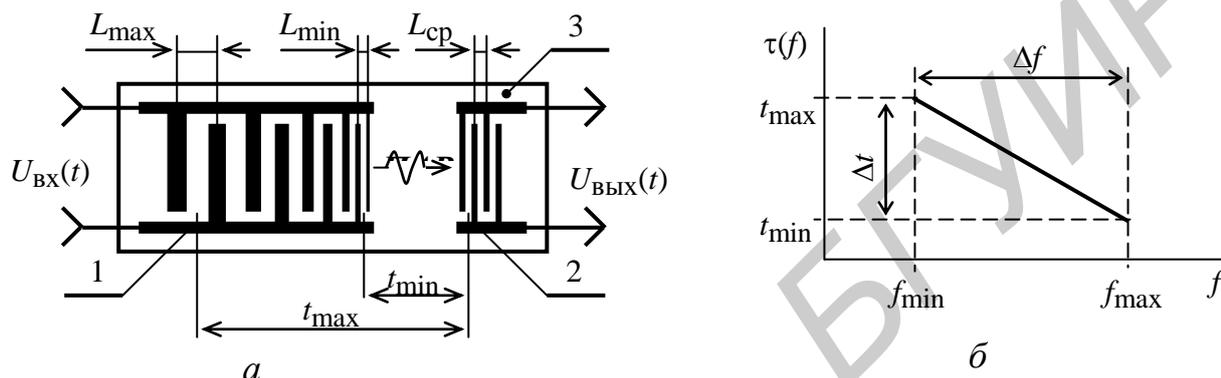


Рисунок 4.3

Требуемая дисперсионная зависимость задержки от частоты достигается лишь путем соответствующего размещения участков многоэлектродного преобразователя 1, настроенных на разные частоты. Так как $L = \lambda / 2$, где λ – длина акустической волны, то, меняя шаг электродов от L_{max} до L_{min} , получим преобразователь, который будет возбуждать частоты от f_{min} до f_{max} , то есть

$$L_{max} = v / 2f_{min}, \quad L_{min} = v / 2f_{max}, \quad (4.2)$$

где f_{min} и f_{max} – нижняя и верхняя частоты диапазона девиации.

Таким образом, дисперсия создается за счет топологии преобразователя встречно-щтыревого типа (ВШП). Наибольшее распространение получили ДЛЗ с линейной дисперсионной характеристикой (рисунок 4.3, б). Такие ДЛЗ широко применяются для корреляционной обработки сигналов, для построения Фурье-процессоров, панорамных приемников и т. д.

4.3 Фильтры на объемных и поверхностных акустических волнах

В основе построения фильтров на ОАВ лежит использование резонаторов. Последние представляют собой пьезопластины 2 толщиной h , различной конфигурации (диски, прямоугольные или квадратные), зависящей от типа возбуждаемых в них объемных механических колебаний подводимым переменным

напряжением $U(t)$ к электродам 1, расположенным на противоположных поверхностях пластины (рисунок 4.4).

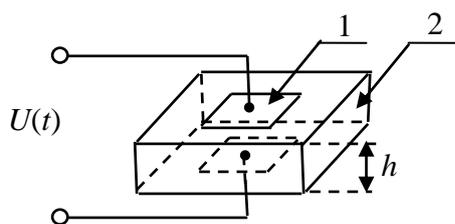


Рисунок 4.4

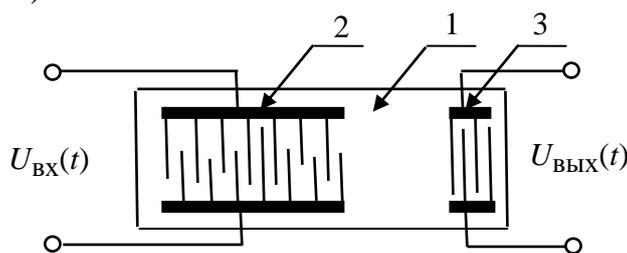


Рисунок 4.5

На определенных частотах в таких пластинах возникает механический резонанс, когда $h = \lambda / 2$, и частота резонанса f_p будет равна

$$f_p = v / 2h. \quad (4.3)$$

Такие резонаторы характеризуются высокой добротностью ($Q = 1000$ – $10\,000$) и стабильностью частоты. Они широко применяются в частотном диапазоне от единиц МГц до 3–5 ГГц, причем до нескольких сотен МГц используются резонаторы на ОАВ, а выше – резонаторы на ПАВ. Эти резонаторы применяются для построения генераторов тактовой частоты в компьютерах, цифровых измерителях частоты и т. д.

Включая последовательно n количество таких резонаторов, можно формировать различные частотные характеристики полосовых фильтров (см. пункт 1.1.2).

Фильтры на ПАВ получают путем использования нескольких ВШП, расположенных на поверхности пластины пьезоэлектрика 1, причем для формирования требуемой АЧХ один, например, ВШП1, аподизован 2, то есть имеет переменное перекрытие электродов, а второй (ВШП2) – постоянное перекрытие 3 (рисунок 4.5).

Фильтры ПАВ по способу формирования АЧХ относятся к **трансверсальным**, в которых селекция частоты осуществляется за счет процессов, анализируемых во временной области. Если рассматривать входной сигнал $u_{ВХ}(t)$ как распространяющуюся волну (рисунок 4.6, а), то фильтрация осуществляется по мере прохождения сигнала через ряд линий задержки $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ и суммирования соответствующих сигналов с определенными амплитудами, зависящими от взвешивающих амплитудных коэффициентов a_1, a_2, \dots, a_n , в сумматоре (Σ). При определенных условиях все задержанные сигналы складываются синфазно и формируется полоса пропускания $f_1 \dots f_2$ или противофазно, что создает полосу задерживания $f_3 \dots f_4$ (рисунок 4.6, б).

Напряжение на входе можно представить в виде

$$u_{ВХ}(t) = U_{ВХ}(f) \exp(-j2\pi ft), \quad (4.4)$$

где $U_{ВХ}(f)$ характеризует амплитуду и фазу входного сигнала, а показатель степени определяет изменение во времени.

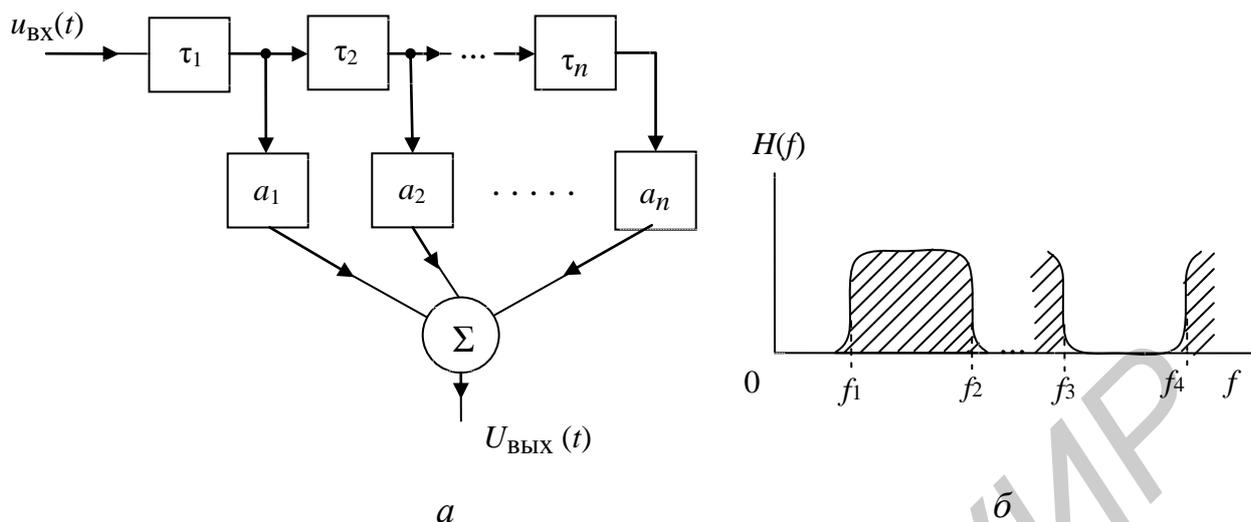


Рисунок 4.6

Тогда напряжение на выходе в результате суммирования n задержанных сигналов с амплитудами a_n будет равно

$$U_{\text{ВЫХ}}(f) = U_{\text{ВХ}}(f) \sum_{n=1}^N a_n \exp(-j2\pi f \tau_n). \quad (4.5)$$

Показатель степени $2\pi f \tau_n$ характеризует фазовый угол непрерывного сигнала частотой f на n -м отводе. Частотная характеристика $H(f)$ (ЧХ) определится из (4.5) как

$$H(f) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(f)}{U_{\text{ВХ}}(f)} = \sum_{n=1}^N a_n \exp(-j2\pi f \tau_n). \quad (4.6)$$

Из выражения (4.6) видно, что трансверсальный фильтр характеризуется двумя наборами переменных: весовым коэффициентом a_n и временем задержки между отводами τ_n , изменением которых как вместе (a_n и τ_n), так и по отдельности (a_n или τ_n), можно менять ЧХ.

Реализация трансверсальных фильтров достаточно просто может быть осуществлена с помощью устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ), в которых для возбуждения ПАВ применяются ВШП (см. рисунок 4.5).

Изменяя число электродов ВШП, располагая их с постоянным ($\tau_n = \text{const}$) или переменным ($\tau_n = \text{var}$) интервалом по длине звукопровода, изменяя перекрытие соседних электродов ($a_n = \text{var}$) по их длине (ширине звукопровода) и порядок подключения к контактным шинам, можно сформировать различные формы АЧХ и ФЧХ фильтров на ПАВ. На рисунке 1.35, б показана АЧХ фильтра ПАВ для усилителя промежуточной частоты (УПЧ) телевизионного приемника.

Наиболее эффективно применение таких фильтров в диапазоне частот от 10 до 1000 МГц.

4.3.1 Фильтры растяжения и сжатия

Развитие методов радиолокации и телеметрии показало, что работа с большими пиковыми мощностями не является необходимой для увеличения дальности и разрешающей способности радиотехнических и измерительных систем. Вместо этого можно использовать сложную форму сигнала со значительно меньшей пиковой мощностью и большей длительностью. Линейный фильтр, который на выходе обеспечивает отношение мощности принятого сигнала к шуму максимальным, называется **согласованным фильтром**. Выбор формы радиосигнала и соответствующего согласованного фильтра является основой для разработки измерительных систем с оптимальной (согласованной) обработкой сигналов. Для этих целей широко применяются сигналы с частотной модуляцией или манипуляцией (ЧМ).

Согласованные фильтры для ЛЧМ-сигнала простейшим образом можно реализовать в виде фильтра ПАВ с использованием **дисперсионных** встречно-штыревых преобразователей (ДВШП).

Как следует из принципа действия оптимальной измерительной системы, для её работы необходимо два согласованных фильтра. Первый – кодирующий, который преобразует очень короткий видеоимпульс $S_{вх}(t)$ ($t_{и} \rightarrow 0$ – дельта-импульс $\delta(t)$) в значительно протяжённый радиоимпульс $S_{лчм}(t)$ с ЛЧМ, то есть **фильтр растяжения** (рисунок 4.7, а); второй – преобразует ЛЧМ-сигнал в сигнал $S_{св}(t)$, содержащий так называемый центральный узкий острый лепесток (рисунок 4.7, б), который называется **фильтром сжатия**. Основными характеристиками фильтров растяжения и сжатия являются **дисперсионные характеристики** (ДХ) $\tau(f)$ (рисунок 4.7, в, г), описывающие зависимость времени групповой задержки от частоты и отличающиеся противоположным характером изменения задержки.

В фильтре растяжения полоса частот $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$, которая будет возбуждаться ДВШП, зависит от изменения шага структуры L преобразователя от L_{\max} до L_{\min} , как

$$L_{\max} = \frac{v_{\text{пав}}}{2f_{\min}}; \quad L_{\min} = \frac{v_{\text{пав}}}{2f_{\max}}, \quad (4.7)$$

где $v_{\text{пав}}$ – скорость ПАВ в звукопроводе.

Так как расстояние от пары электродов (см. рисунок 4.7, а) с шагом $L_{\max} \dots L_{\min}$ ДВШП 1 до приёмного преобразователя 2 различно, то парциальные акустические волны, возбуждаемые каждой парой электродов на частотах от f_{\min} до f_{\max} , проходят в пьезозвукопроводе 3 разные пути и приобретают разную задержку, что отражается ДХ (см. рисунок 4.7, в, г).

Возбуждение ПАВ осуществляется коротким $\delta(t)$ импульсом, обладающим бесконечным равномерным спектром. Так как каждую пару электродов можно рассматривать как полуволновой пьезорезонатор, настроенный на определённую частоту, то ДВШП будет выделять из спектра $\delta(t)$ импульса учас-

сток частотного диапазона Δf от f_{\min} до f_{\max} , на который рассчитан преобразователь.

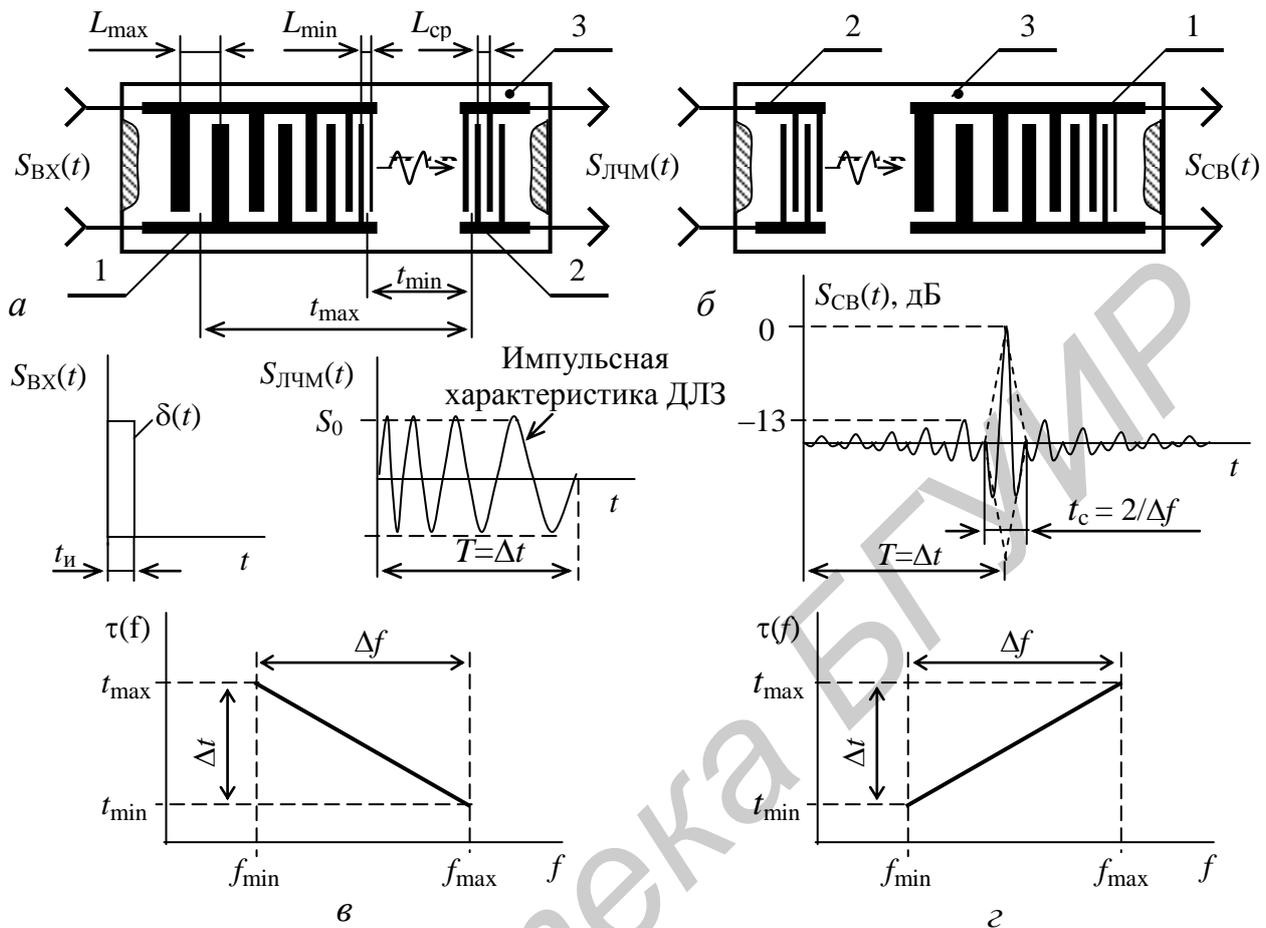


Рисунок 4.7

При линейном изменении шага структуры ДВШП от L_{\max} до L_{\min} на выходе фильтра получим сигнал с ЛЧМ, длительность которого T (при незначительной протяжённости приёмного ВШП) будет определяться протяжённостью структуры ДВШП, а девиация (диапазон изменения) частоты будет равна Δf .

Приёмный ВШП 2 является широкополосным с полосой пропускания больше Δf и имеет постоянный шаг структуры $L_{\text{cp}} = (L_{\max} + L_{\min})/2$, то есть настроен на среднюю частоту f_{cp} .

Полученный с помощью фильтра растяжения ЛЧМ-сигнал после прохождения канала связи поступает в приёмное устройство, в котором обязательным элементом является согласованный фильтр сжатия (см. рисунок 4.7, б), расположение преобразователей которого должно быть «зеркальным» относительно их расположения в фильтре растяжения.

Если на вход согласованного фильтра поступает ЛЧМ-сигнал $S_{\text{ЛЧМ}}(t)$, то на выходе получим сигнал свёртки $S_{\text{СВ}}(t)$ в следующем виде:

$$S_{\text{СВ}}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{ЛЧМ}}(t) h_{\text{С}}(t - \tau) d\tau, \quad (4.8)$$

где $h_{\text{С}}(t - \tau)$ – импульсная характеристика (ИХ) фильтра сжатия $h_{\text{С}}(t)$.

Для уменьшения максимумов боковых лепестков применяют взвешивание (аподизацию) одного или обоих преобразователей по определённым функциям: Хэмминга, Блэкмана, Бартлетта и др.

Ширина центрального лепестка функции свёртки, то есть длительность сжатого сигнала $t_{\text{С}}$, будет равна

$$t_{\text{С}} = 2 / \Delta f. \quad (4.9)$$

Отношение длительности импульса T , сформированного фильтром растяжения, к длительности сжатого импульса $t_{\text{С}}$ даёт **коэффициент сжатия** $K_{\text{С}}$, который равен

$$K_{\text{С}} = T / t_{\text{С}}. \quad (4.10)$$

4.3.2 Согласованный фильтр фазокодированного манипулированного сигнала

В системах связи и радиолокации для передачи цифровых сигналов с расширением спектра используют кодированные сигналы с целью улучшения приёма, подавления интерференции и обеспечения невозможности несанкционированного доступа к передаваемой информации. В общем случае при дискретном кодировании для интервала $0 \leq t \leq N\tau_{\text{д}}$ сигнал $S(t)$ описывается выражением

$$S(t) = \sum_{n=1}^N a_n S_n(t) \cos[(2\pi f_0 + 2\pi f_n)t + \varphi_n], \quad (4.11)$$

где $S_n(t)$ – импульс единичной амплитуды и фиксированной длительности $\tau_{\text{д}}$;

N – количество дискретов;

a_n – амплитудный коэффициент n -го дискрета;

f_0 – частота несущего колебания;

f_n – частота n -го дискрета;

φ_n – фазовый сдвиг n -го дискрета,

причём

$$S_n(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } (n-1)\tau_{\text{д}} \leq t \leq n\tau_{\text{д}}, \\ 0 & \text{при других значениях } t. \end{cases} \quad (4.12)$$

Для кодов с **манипуляцией по фазе** $a_n = 1$ и $f_n = 0$. Тогда

$$S_{\text{ФМ}}(t) = \sum_{n=1}^N S_n(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_n). \quad (4.13)$$

Большинство дискретных кодов относится к классу **двухфазных**, имеющих фазы 0 или π , что может соответствовать сигналам с уровнями 1 и -1 (или 0). К таким дискретным двоичным кодам с изменением фазы относятся

коды **Баркера**, которые могут содержать число элементов N , равное 2, 3, 4, 5, 7, 11, 13 (таблица 4.1).

На рисунке 4.8, *а* приведен 7-элементный код Баркера φ_7 и его видеосигнал, длительность которого $T = N\tau_d$, то есть $T = 7\tau_d$, где τ_d – длительность одного дискрета фазы.

Автокорреляционная функция $C_n(t)$ дискретного кода Баркера может быть определена из соотношения

$$C_n(t) = \sum_{i=0}^{N-1} S_n(t) S_{n-i}(t - \tau_d i) \quad (4.14)$$

и показана на рисунке 4.8, *б* для семиэлементного кода Баркера.

Таблица 4.1

Число элементов N	Код изменения фазы
2	$0^0 \ 0^0$
2	$0^0 \ 180^0$
3	$0^0 \ 0^0 \ 180^0$
4	$0^0 \ 0^0 \ 180^0 \ 0^0$
4	$0^0 \ 0^0 \ 0^0 \ 180^0$
5	$0^0 \ 0^0 \ 0^0 \ 180^0 \ 0^0$
7	$0^0 \ 0^0 \ 0^0 \ 180^0 \ 180^0 \ 0^0 \ 180^0$
11	$0^0 \ 0^0 \ 0^0 \ 180^0 \ 180^0 \ 180^0 \ 0^0 \ 180^0 \ 180^0 \ 0^0 \ 180^0$
13	$0^0 \ 0^0 \ 0^0 \ 0^0 \ 0^0 \ 180^0 \ 180^0 \ 0^0 \ 0^0 \ 180^0 \ 0^0 \ 180^0 \ 0^0$

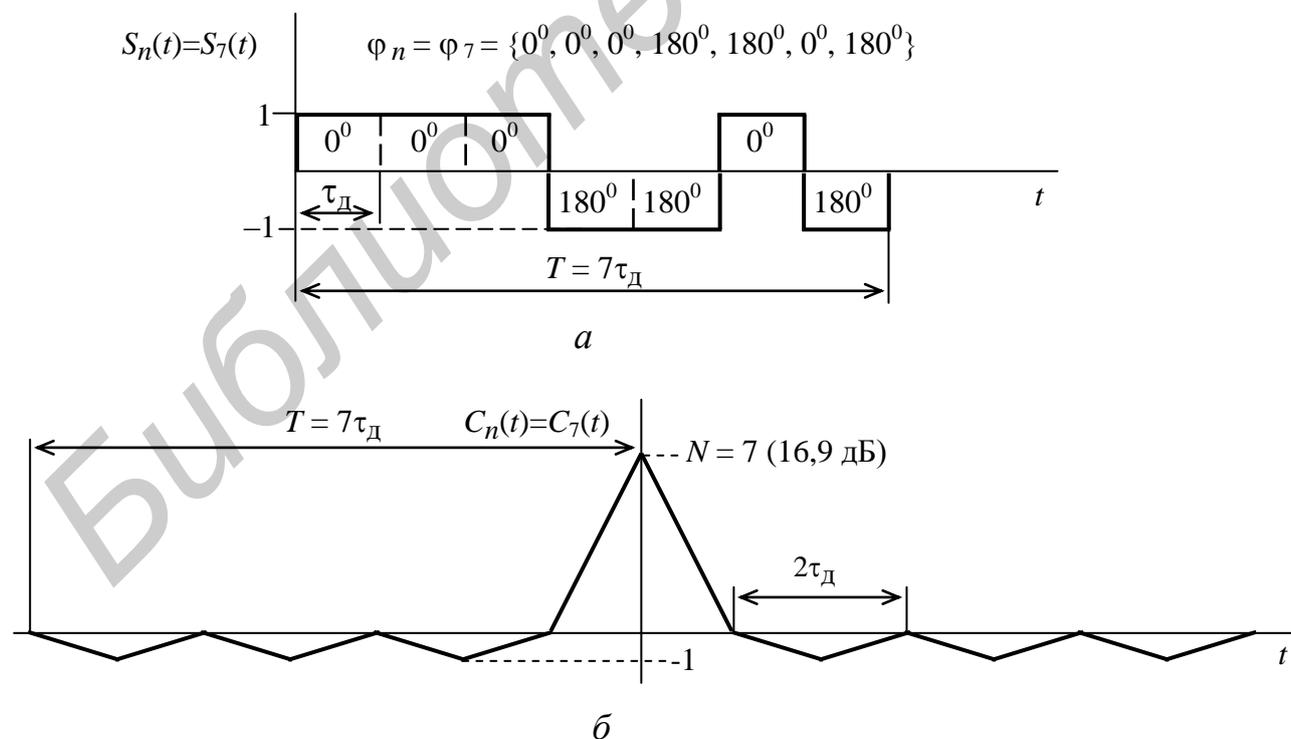


Рисунок 4.8

Последовательности кодов Баркера относятся к весьма немногочисленной группе сигналов, для которых **отношение уровня центрального пика сигнала к уровню бокового лепестка** (см. рисунок 4.8, б) **равно N** , или в децибелах $20\lg N$ [дБ]. Для передачи кодовых последовательностей через радиоканал необходимо преобразовать видеосигнал $S_n(t)$ (см. рисунок 4.8, б) в радиосигнал $S_{\text{ФКМ}}(t)$ с фазовой манипуляцией. Для этих целей используют согласованные фильтры на ПАВ. На передающей стороне применяют кодирующий фильтр ПАВ (см. рисунок 4.9, а). Принцип его работы состоит в том, что на его вход подаётся короткий импульс $\delta(t)$, который входным узкополосным ВШП 1 возбуждает ПАВ на частоте f_0 , определяемой шагом структуры $L = V_{\text{ПАВ}} / (2f_0)$. Выходной ВШП 2 представляет собой широкополосную многоотводную линию задержки (МЛЗ), в которой сигналы, снимаемые каждым отводом, суммируются с помощью общих шин. Расстояния между отводами такой МЛЗ должны быть равными протяжённости входного ВШП 1, а полярность включения отводов – соответствовать заданному коду Баркера (например 1 и -1). На выходе такого кодирующего фильтра (рисунок 4.9, а) получается **фазокодоманипулированный** сигнал $S_{\text{ФКМ}}(t)$ (рисунок 4.9, б) длительностью $T = 7\tau_d$ с несущей частотой f_0 .

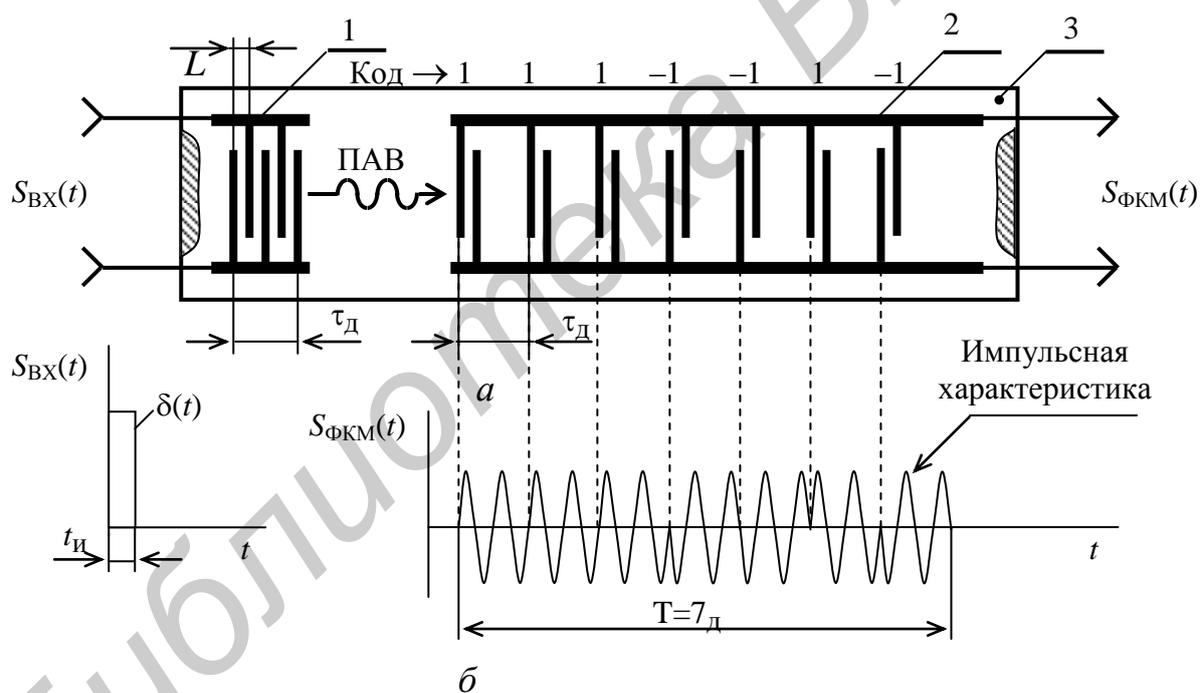


Рисунок 4.9

На приёмной стороне для обработки сгенерированного ФКМ-сигнала $S_{\text{ФКМ}}(t)$ применяется фильтр сжатия (рисунок 4.10, а). Радиосигнал $S_{\text{СВ}}(t)$ на выходе этого фильтра представляет собой результат свёртки радиосигнала $S_{\text{ФКМ}}(t)$ и комплексно-сопряжённой импульсной характеристики фильтра сжатия $h_c^*(\tau - t)$, и определяется как

$$S_{\text{СВ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ФКМ}}(t) h_c^*(\tau - t) dt. \quad (4.15)$$

Из формулы (4.15) следует, что для получения сигнала свёртки $S_{CB}(t)$ импульсная характеристика фильтра сжатия $h_c(t)$ (рисунок 4.10, *a*) должна быть инвертированной (обратной) во времени по отношению к сигналу $S_{ФКМ}(t)$, сгенерированному кодирующим фильтром (см. рисунок 4.9). Огибающая радиосигнала свёртки (рисунок 4.10, *б*) будет соответствовать автокорреляционной функции дискретного видеосигнала (см. рисунок 4.8, *б*).

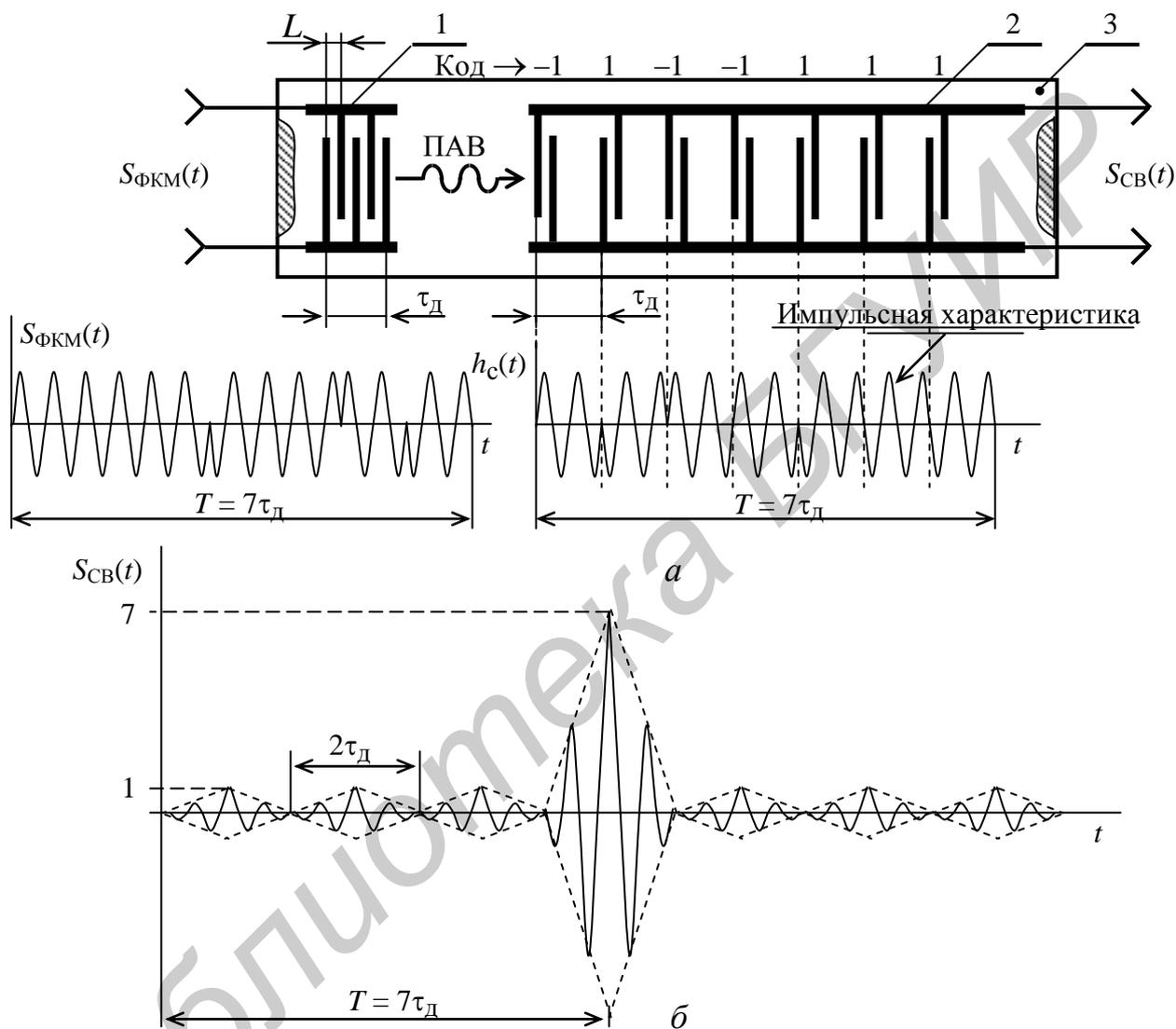


Рисунок 4.10

4.4 Нелинейные акустоэлектронные устройства

Нелинейные АЭУ основаны на взаимодействии двух и более акустических волн в нелинейном режиме работы пьезоподложки. В таких устройствах обычно используется взаимодействие ПАВ, так как нелинейное преобразование ОАВ характеризуется большим затуханием. При подаче на входы $u_{ВХ1}$ и $u_{ВХ2}$ двух сигналов определенной величины (рисунок 4.11) с помощью ВШП 1 и 2, расположенных на пьезозвукопроводе 3, возбуждаются две волны ПАВ, распространяющиеся навстречу друг другу. При определенных амплитудах этих

волн, необходимых для возникновения нелинейности в области интегрирующего электрода 4, они взаимодействуют. В результате на выходе устройства снимаемый с интегрирующего электрода 4 сигнал будет пропорционален

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-L/2}^{L/2} u_1(t - x/v)u_2(t + x/v)dx, \quad (4.16)$$

где L – протяженность интегрирующего электрода (рисунок 4.11);
 v – скорость акустических волн.

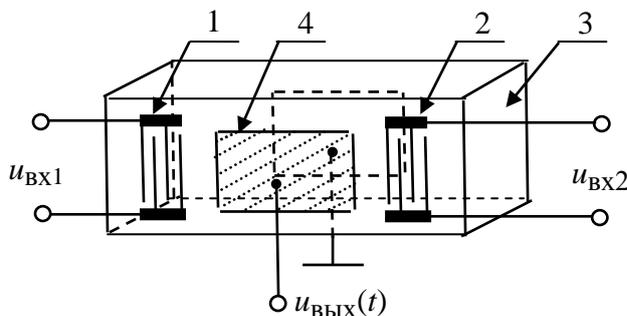


Рисунок 4.11

Из формулы (4.16) следует, что выходной сигнал пропорционален свертке двух сигналов. Используя этот принцип, такие устройства широко применяются для построения систем с корреляционной обработкой измерительной информации.

4.5 Области применения акустоэлектронных устройств

Взаимодействие акустических волн (ПАВ или ОАВ) с оптическим излучением позволяет строить акустические дефлекторы, которые осуществляют управление оптическим излучением, что широко используется в системах лазерного телевидения, системах поиска и слежения за движущимися объектами, в блоках оптической памяти ЭВМ и т. д.

На этом же принципе строятся оптические модуляторы света. От величины амплитуды возбужденного акустического колебания меняется интенсивность оптического излучения, что приводит к модуляции светового потока.

Принципы и методы обработки измерительной информации с помощью акустических волн широко используются в медицинской диагностике (УЗИ, ультразвуковые томографы). Здесь исследуемым объектом являются биологические тела. Диапазон частот, в котором работают такие устройства, лежит в пределах $1 \dots 100$ МГц. Эти же методы применяются и в машиностроении при ультразвуковой дефектоскопии, но используемые для этих целей рабочие частоты значительно ниже ($10 \dots 100$ кГц).

Акустические волны широко применяются в гидролокации (эхолоты, гидролокаторы и т. д.) для измерения глубины водных бассейнов, обнаружения и визуализации подводных объектов. Диапазон рабочих частот лежит в пределах $1 \dots 100$ кГц. На частотах ниже 1 МГц обычно применяются устройства на ОАВ.

Очень широкое применение АЭУ нашли для построения различных датчиков: давления, скорости, ускорения, влажности, вибрации, температуры, анализаторов различных газов, толщиномеров, микровзвешивания и т. д. В основе их лежит использование ЛЗ или пьезорезонатора. При том или ином внешнем воздействии на указанные пьезоустройства в них происходит изменение физических параметров пьезоматериала, что приводит к изменению скорости акустических волн в пьезосреде. В результате этого изменяется либо частота генерируемых колебаний в автогенераторе, составным элементом которого является пьезорезонатор, либо время задержки, если в основе измерительного устройства используется ЛЗ.

Литература

- 1 Денисенко, А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника: справ. пособие / А. Н. Денисенко. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 704 с.
- 2 Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. пособие для вузов / Д. В. Васильев [и др.] ; под ред. К. А. Самойло. – М. : Радио и связь, 1982. – 527 с.
- 3 Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / С. И. Баскаков. – 5-е изд. стер. – М. : Высш. шк., 2005. – 462 с.
- 4 Кириллов, В. И. Частотные корректоры систем телекоммуникаций : учеб. пособие / В. И. Кириллов, Н. В. Тарченко. – Минск : БГУИР, 1966. – 102 с.
- 5 Нефедов, В. И. Основы радиоэлектроники и связи : учеб. пособие для вузов / В. И. Нефедов. – М. : Высш. шк., 2006. – 258 с.
- 6 Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 320 с.
- 7 Басов, В. Г. Акустоэлектроника : учеб. пособие / В. Г. Басов. – Минск : БГУИР, 1999. – 199 с.
- 8 Стеценко, О. А. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / О. А. Стеценко. – М. : Высш. шк., 2007. – 432 с.
- 9 Бабич, Н. П. Основы цифровой схемотехники / Н. П. Бабич, И. А. Жуков. – М. : Киев : Додэка – ХХ1: МК – Пресс, 2007. – 480 с.
- 10 Динамика радиоэлектроники ; под общ. ред. Ю. И. Борисова. – М. : Техносфера, 2007. – 406 с.
- 11 Каганов, В. И. Колебания и волны в природе и технике : компьютеризированный курс : учеб. пособие / В. И. Каганов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2008. – 336 с.
- 12 Бакалов, В. П. Основы теории цепей : учебник для вузов / В. П. Бакалов, В. Ф. Дмитриков, Б. И. Крук ; под ред. В. П. Бакалова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия – Телеком, 2009. – 596 с.
- 13 Травин, Г. А. Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие для вузов / Г. А. Травин. – 2-е изд., испр. – М. : Горячая линия – Телеком, 2009. – 592 с.

14 Харкевич, А. А. Основы радиотехники / А. А. Харкевич. – 3-е изд., стер. – М. : Физматлит, 2007. – 512 с.

15 Котоусов, А. С. Оптимальная фильтрация сигналов и компенсация помех / А. С. Котоусов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2008. – 166 с.

16 Тихонов, В. И. Случайные процессы. Примеры и задачи. Оценка сигналов, их параметров и спектров. Основы теории информации : учеб. пособие для вузов. В 5 т. Т. 5 / В. И. Тихонов, Б. И. Шахтарин, В. В. Сизых. – М. : Горячая линия – Телеком, 2009. – 400 с.

17 Марченко, А. Л. Основы преобразования информационных сигналов : учеб. пособие для вузов / А. Л. Марченко, Е. А. Марченко. – М. : Горячая линия – Телеком, 2010. – 286 с.

18 Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. пособие / И. С. Гоноровский. – 5-е изд. – М. : Дрофа, 2010. – 719 с.

Библиотека БГУМР

Учебное издание

Басов Владимир Георгиевич

**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ
И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ИХ ОБРАБОТКИ**

В 3-х частях

Часть 3

**ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. И. Герман*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *В. М. Задоя*

Подписано в печать . Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. 8,0. Тираж 100 экз. Заказ 52.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП № 02330/0494175 от 03.04.2009.
2200013, Минск, П. Бровки, 6