

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

***ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ  
И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ИХ ОБРАБОТКИ.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ***

В 3-х частях

Часть 3

**В. Г. Басов, М. М. Касперович**

**АНАЛИЗ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ  
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

*Рекомендовано УМО вузов Республики Беларусь  
по образованию в области информатики и радиоэлектроники  
в качестве учебно-методического пособия  
для студентов учреждений, обеспечивающих получение  
высшего образования по специальности  
«Метрологическое обеспечение информационных систем и сетей»*

Минск БГУИР 2011

УДК 621.3.011.71(076.5)

ББК 32.811.3я73

ИЗ7

**Рецензенты:**

кафедра связи учреждения образования «Военная академия  
Республики Беларусь» (начальник кафедры полковник С. А. Манько);

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

**ИЗ7** **Измерительные** сигналы и функциональные устройства их обработки.  
Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие. В 3 ч. Ч. 3 : Анализ функ-  
циональных устройств обработки измерительных сигналов / В. Г. Басов,  
М. М. Касперович. – Минск : БГУИР, 2011. – 88 с. : ил.  
ISBN 978-985-488-581-0 (ч. 3).

Включены четыре лабораторные работы, в которых приведены краткие тео-  
ретические сведения по анализу частотно-избирательных цепей, условий возбуж-  
дения в автогенераторе и режимах его работы, физических процессов, происходя-  
щих в преобразователях и умножителях частоты, в модуляторах и демодуляторах  
измерительных сигналов. Указаны цели работ, описана методика их выполнения с  
применением ПЭВМ.

**УДК 621.3.011.71(076.5)**

**ББК 32.811.3я73**

Часть 1 «Анализ измерительных сигналов» издана в БГУИР в 2006 г.

Часть 2 «Анализ прохождения измерительных сигналов» издана в БГУИР в  
2010 г.

**ISBN 978-985-488-581-0 (ч. 3)**

**ISBN 978-985-444-940-1**

**ISBN 985-444-940-8**

© Басов В. Г., Касперович М. М., 2011

© УО «Белорусский государственный  
университет информатики  
и радиоэлектроники», 2011

## СОДЕРЖАНИЕ

### Лабораторная работа №1

<b>ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ</b> .....	6
Цель работы.....	6
1.1 Краткие теоретические сведения.....	6
1.1.1 Одиночный резонансный <i>LC</i> -контур.....	8
1.1.2 Система двух связанных параллельных контуров.....	13
1.1.3 Цепочка связанных параллельных контуров.....	16
1.1.4 Лестничные фильтры.....	17
1.1.5 Электромеханические фильтры.....	20
1.1.6 <i>RC</i> -фильтры.....	22
1.1.7 Активные <i>RC</i> -фильтры.....	22
1.2 Краткие сведения о программе МСАР-5.....	23
1.3 Порядок выполнения работы.....	24
1.3.1 Анализ частотных характеристик параллельного резонансного <i>LC</i> -контура.....	24
1.3.2 Анализ частотных характеристик двух связанных параллельных <i>LC</i> -контуров.....	25
1.3.3 Анализ характеристик четырёхконтурного полосового фильтра сосредоточенной селекции.....	26
1.3.4 Анализ характеристик четырёхзвенного $\Pi$ -фильтра нижних частот.....	27
1.3.5 Анализ характеристик четырёхзвенного $T$ -фильтра верхних частот.....	27
1.3.6 Анализ частотных характеристик заградительного фильтра в виде двойного $T$ -образного моста.....	28
1.3.7 Анализ частотных характеристик активного полосового <i>RC</i> -фильтра на операционном усилителе с двойным $T$ -образным мостом.....	29
1.4 Контрольные вопросы.....	29
Литература.....	30

### Лабораторная работа №2

<b>ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ</b> .....	31
Цель работы.....	31
2.1 Краткие теоретические сведения.....	31
2.1.1 <i>LC</i> -генераторы.....	32
2.1.2 «Мягкий» режим самовозбуждения.....	34
2.1.3 «Жёсткий» режим самовозбуждения.....	35
2.1.4 <i>RC</i> -генераторы.....	39
2.1.5 Генераторы пилообразного напряжения.....	42
2.2 Краткие сведения о программе МСАР-5.....	44
2.3 Порядок выполнения работы.....	44
2.3.1 Анализ работы и характеристик <i>LC</i> -автогенератора с индуктивной (трансформаторной) обратной связью.....	44

2.3.2 Анализ работы и исследование схемы <i>RC</i> -автогенератора.....	46
2.3.3 Анализ работы и исследование схемы генератора пилообразного напряжения.....	47
2.4 Контрольные вопросы.....	48
Литература.....	48

#### Лабораторная работа №3

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ.....**

Цель работы.....	49
3.1 Краткие теоретические сведения.....	49
3.1.1 Преобразователи частоты.....	49
3.1.2 Схемы построения преобразователей частоты.....	53
3.1.3 Умножители частоты.....	57
3.2 Краткие сведения о программе МСАР-5.....	58
3.3 Порядок выполнения работы.....	59
3.3.1 Анализ работы и характеристик однотактного диодного преобразователя частоты.....	59
3.3.2 Анализ работы и характеристик балансного диодного преобразователя частоты.....	60
3.3.3 Анализ работы и характеристик балансного кольцевого диодного преобразователя частоты.....	60
3.3.4 Анализ работы и характеристик транзисторного преобразователя частоты.....	61
3.3.5 Анализ работы и характеристик умножителя частоты.....	63
3.4 Контрольные вопросы.....	64
Литература.....	64

#### Лабораторная работа №4

### **ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ.....**

Цель работы.....	65
4.1 Краткие теоретические сведения.....	65
4.1.1 Назначение устройств модуляции.....	65
4.1.2 Амплитудная модуляция и способы её получения.....	66
4.1.3 Схемы построения модуляторов АМ-колебаний.....	67
4.1.4 Модуляторы ЧМ-сигналов.....	70
4.1.5 Демодуляторы.....	71
4.1.6 Детектирование сигналов с частотной модуляцией.....	77
4.1.7 Амплитудное ограничение.....	80
4.2 Краткие сведения о программе МСАР-5.....	82
4.3 Порядок выполнения работы.....	83
4.3.1 Анализ работы базового модулятора на нелинейном резонансном усилителе.....	83

4.3.2 Анализ схемы балансного амплитудного модулятора.....	84
4.3.3 Анализ работы частотного модулятора.....	84
4.3.4 Анализ работы последовательного АМ-детектора.....	85
4.3.5 Анализ работы фазочастотного дискриминатора.....	86
4.4 Контрольные вопросы.....	87
<b>Литература.....</b>	<b>87</b>

Библиотека БГУИР

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

**Цель работы:** изучить основные типы частотно-избирательных цепей и их характеристики.

### 1.1 Краткие теоретические сведения

Избирательные (селективные) цепи – это цепи, содержащие частотно-зависимые элементы. Они предназначены для выделения из сложного сигнала составляющих его спектра, расположенных в заданной полосе частот, и подавления составляющих с частотами, расположенными вне указанной полосы. Устройства, представляющие эти цепи, называются **электрическими фильтрами**. Согласно элементам, из которых построен фильтр, различают электрические, пьезоэлектрические и электромеханические фильтры. В электрических фильтрах используют элементы цепей – индуктивность, конденсатор, резистор и электронные приборы; в пьезоэлектрических фильтрах – электромеханические резонаторы и пьезопреобразователи, выполненные из материала, обладающего пьезоэлектрическими свойствами (пьезокварц, пьезокерамика и пр.) и связанные электрической связью; в электромеханических фильтрах (ЭМФ) – резонаторы и связи между ними – электромеханические. Пьезоэлектрические и электромеханические фильтры являются устройствами **акустоэлектроники** и находят широкое применение на практике. Акустоэлектронные фильтры, в которых используются сложные структуры пьезопреобразователей, возбуждающие и принимающие поверхностные акустические волны, называются фильтрами ПАВ.

Фильтры бывают пассивными и активными. Активными считаются *RC*-фильтры, которые содержат усилительные элементы (транзисторы, радиолампы и пр.). Фильтры, содержащие *RC*-элементы и активный элемент, у которого сопротивление со стороны любого входа представляет собой величину, обратную сопротивлению, подключенному к другому входу, называются гираторными и обладают свойствами *RLC*-цепей.

Избирательные (частотные) свойства фильтров характеризуются частотной характеристикой (ЧХ) – комплексным коэффициентом передачи напряжения

$$K_u(j2\pi f) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(j2\pi f)}{U_{\text{ВХ}}(j2\pi f)} = K_u(f) \exp(j2\pi f t), \quad (1.1)$$

где  $U_{\text{ВХ}}(j2\pi f)$  и  $U_{\text{ВЫХ}}(j2\pi f)$  – комплексные напряжения соответственно на входе и выходе схемы фильтра;

$f$  – циклическая частота в герцах (колебаний в секунду);

$\omega = 2\pi f$  – круговая частота (радиан / секунда).

Исходя из практического удобства, ЧХ рассматривается в виде двух характеристик: **амплитудно-частотной (АЧХ)** –  $K_u(f)$  (в разгах) или затухания  $S = 20\lg K_u(f)$  (в децибелах) – и **фазочастотной (ФЧХ)**:

$$\varphi(f) = \arctg \left( \frac{\text{Im } K_u(j2\pi f)}{\text{Re } K_u(j2\pi f)} \right) \frac{180^\circ}{\pi} \text{ (в градусах)}. \quad (1.2)$$

По взаимному расположению полос пропускания и подавления (или участка пропускаемых частот) фильтры подразделяются на **фильтры нижних частот (ФНЧ)** (рисунок 1.1, а), **фильтры верхних частот (ФВЧ)** (рисунок 1.1, в), **полосовые пропускающие (ПФ)** (рисунок 1.1, б), **режекторные или заграждающие (РФ)** (рисунок 1.1, г), **многополосные (гребенчатые)** (рисунок 1.1, д).

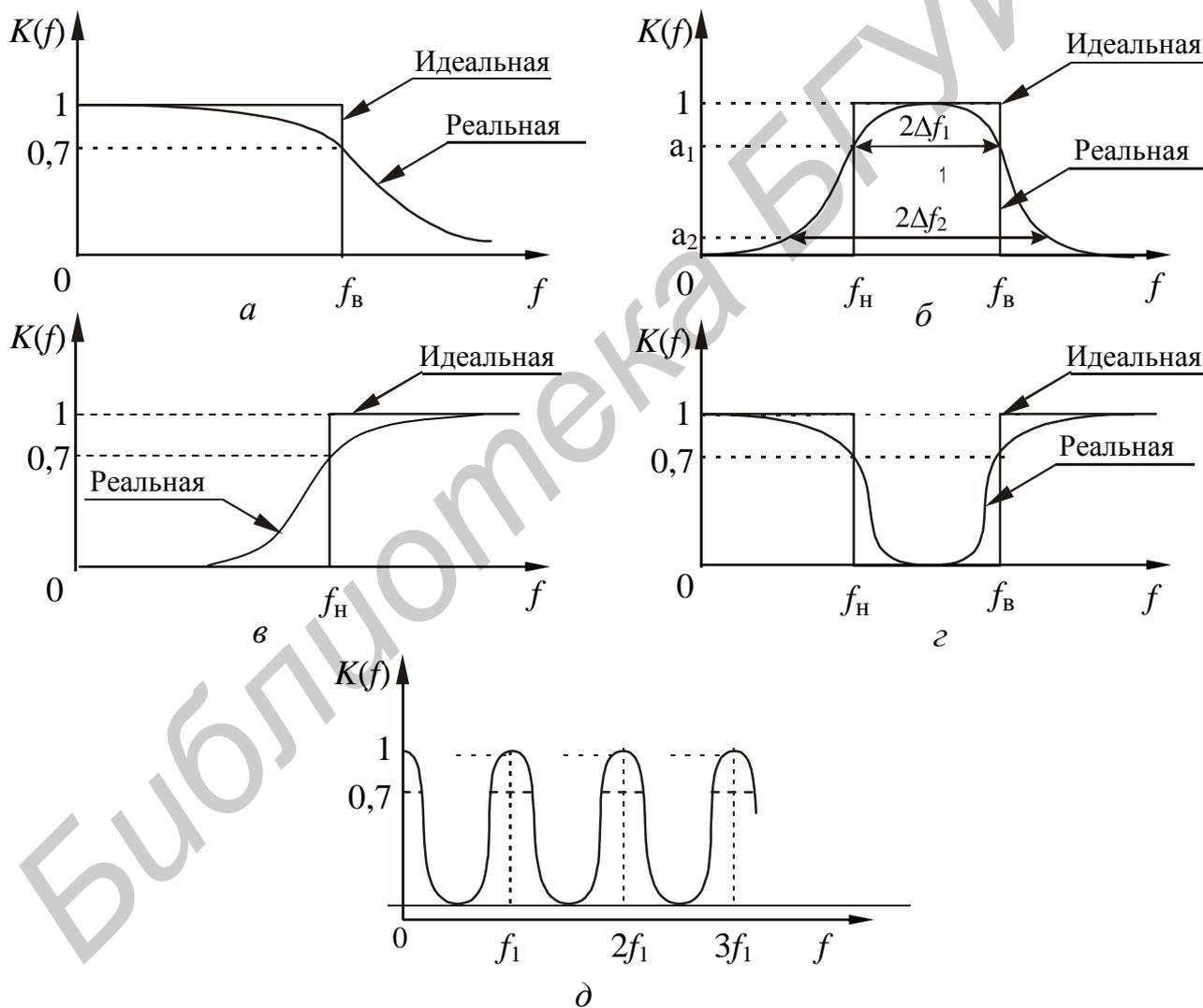


Рисунок 1.1

Важным параметром фильтрующей цепи является **ширина полосы пропускания**  $2\Delta f_{0,7}$  (см. рисунок 1.1, б), то есть интервал частот, в котором коэффициент передачи фильтра уменьшается в  $1/\sqrt{2} \approx 0,7$  раза относительно максимального значения (минус 3 дБ относительно нулевого затухания).

Для сравнения избирательных свойств фильтров используется **коэффициент прямоугольности АЧХ**, равный

$$N|_{a_1}^{a_2} = \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \geq 1, \quad (1.3)$$

где  $\Delta f_1$  – полоса фильтра на уровне  $a_1 = 0,7$  раза (затухание – 3 дБ);

$\Delta f_2$  – ширина частотного интервала, определяемая по заданному уровню  $a_2$  (обычно принимают 0,1 (– 20 дБ); 0,01 (– 40 дБ); 0,001 (– 60 дБ)).

Наиболее распространены фильтры, выполненные с применением реактивных элементов: индуктивностей ( $L$ ), конденсаторов ( $C$ ) и резисторов ( $R$ ). На практике используются фильтры, выполненные по схемам одиночного параллельного или последовательного  $LC$ -контура; системы двух и более связанных параллельных или последовательных  $LC$ -контуров;  $RC$ -фильтры.

### 1.1.1 Одиночный резонансный $LC$ -контур

Параллельный резонансный контур (рисунок 1.2) представляет собой параллельное включение индуктивности  $L$  и конденсатора  $C$ , потери энергии в котором обычно учитываются последовательным включением с индуктивностью резистора  $R_{\Pi}$ . 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  $R_H$ .

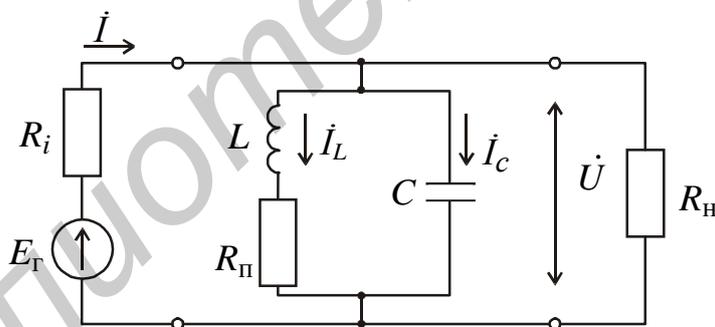


Рисунок 1.2

Комплексная функция входного сопротивления параллельного контура равна

$$Z_{\text{вх}}(j2\pi f) = \frac{R_0}{1 + j\xi} = \frac{R_0}{1 + \xi^2} - j \frac{\xi R_0}{1 + \xi^2} = R_{\text{вх}}(f) - jX_{\text{вх}}(f), \quad (1.4)$$

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

Здесь  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}$  – **характеристическое сопротивление** контура.

Последнее характеризует сопротивление индуктивности  $X_L$  или конденсатора  $X_C$  контура на резонансной частоте, которая при малой величине потерь определяется как

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (1.5)$$

а собственная добротность резонансного контура

$$Q = \rho / R_{\Pi}. \quad (1.6)$$

В (1.4)  $\xi$  – обобщённая расстройка, которая при текущем значении частоты  $f \cong f_0$  равна

$$\xi \cong 2Q(f - f_0)/f_0 \cong 2Q\Delta f / f_0, \quad (1.7)$$

где  $\Delta f$  – абсолютная, а  $\Delta f / f_0$  – относительная расстройка;

$R_{\text{ВХ}}(f)$  и  $X_{\text{ВХ}}(f)$  – соответственно активное и реактивное входное сопротивление.

Модуль ЧХ (АЧХ) входного сопротивления

$$Z_{\text{ВХ}}(f) = \frac{R_0}{\sqrt{1 + \xi^2}} = \frac{R_0}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}}, \quad (1.8)$$

а ФЧХ определяется выражением

$$\varphi_{\text{ВХ}}(f) = -\text{arctg}(\xi). \quad (1.9)$$

АЧХ и ФЧХ приведены на рисунке 1.3, а и б. Как видно, на резонансной частоте  $Z_{\text{ВХ}}(f_0)$  является чисто активным сопротивлением и в  $Q$  раз превосходит характеристическое, а при  $R_{\Pi} \rightarrow 0$  величина  $Z_{\text{ВХ}}(f) \rightarrow \infty$ . Учитывая, что  $Z(f) = 0,7R_0$  при  $\xi = \pm 1$  и абсолютная расстройка  $\Delta f \cong f_0\xi / 2Q$ , полоса пропускания для контура определяется как

$$2\Delta f_{0,7} = f_0 / Q. \quad (1.10)$$

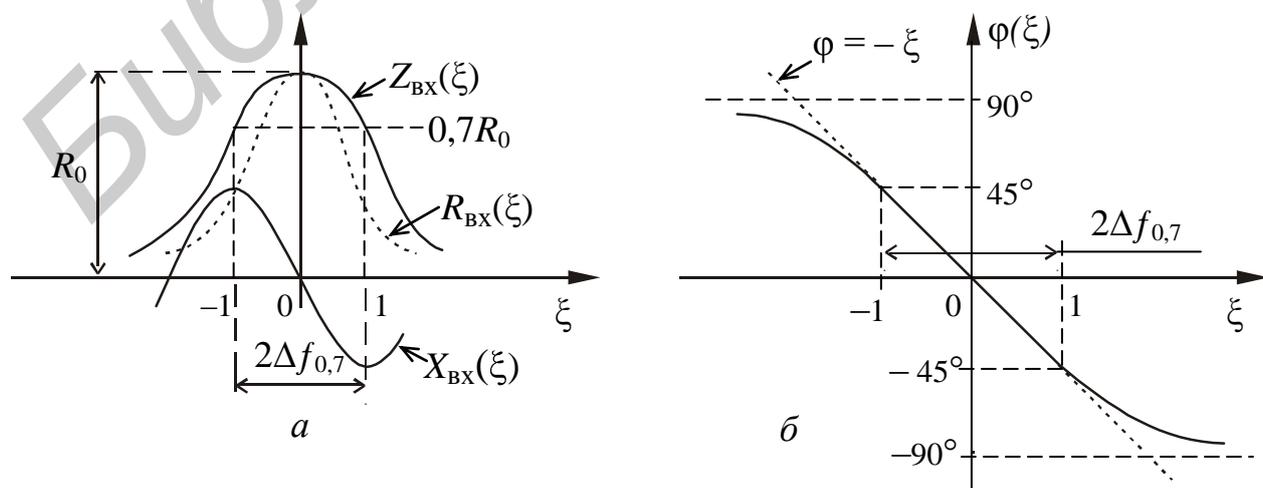


Рисунок 1.3

На границах полосы пропускания  $X_{\text{вх}}(f)$  имеет экстремумы, равные  $\pm 0,5R_0$ , а фазовый сдвиг составляет  $\pm 45^\circ$ .

С учётом сопротивлений  $R_i$  и  $R_{\text{н}}$  эквивалентное значение резонансного сопротивления определяется как  $R_{0\text{ЭКВ}}=1/(1/R_0 + 1/R_i + 1/R_{\text{н}})$ , а эквивалентная добротность связана с собственной выражением

$$Q_{\text{ЭКВ}} = Q(R_{0\text{ЭКВ}} / R_0). \quad (1.11)$$

В случае, если не выполняется условие, что  $R_i \gg R_0$  и  $R_{\text{н}} \gg R_0$ , происходит уменьшение  $Q_{\text{ЭКВ}}$ , приводящее к увеличению полосы пропускания. Если это нежелательно, то используется **частичное (или неполное)** включение  $R_i$  или  $R_{\text{н}}$  в контур либо со стороны индуктивности (рисунок 1.4, а), либо со стороны ёмкости (рисунок 1.4, б). **Коэффициенты включения**, определяющие отношение части сопротивления, к которому подключается нагрузка  $R_{\text{н}}$  и  $R_i$ , к полному сопротивлению контура вычисляются как

$$\begin{aligned} p &= L_2 / (L_1 + L_2) - \text{(см. рисунок 1.4, а)} \text{ и} \\ p &= C_1 / (C_1 + C_2) - \text{(см. рисунок 1.4, б)}. \end{aligned} \quad (1.12)$$

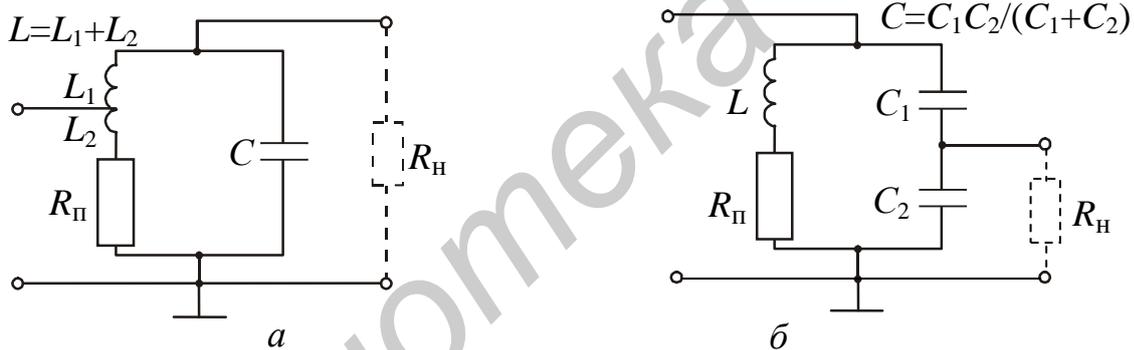


Рисунок 1.4

При неполном включении сопротивление контура  $R'_0 = p^2 R_0$  становится меньше, и, подбирая соответствующий коэффициент включения, можно выполнить условия  $R_{\text{н}} \gg R'_0$  и  $R_i \gg R'_0$ . Анализируя параллельный контур относительно узлов его неполного включения, можно заметить, что его правая ветвь (см. рисунок 1.4, а) и левая ветвь (см. рисунок 1.4, б) представляют собой последовательные контуры, которые на резонансных частотах  $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{L_1 C})$  или  $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{L C_1})$  имеют малое сопротивление и обеспечивают дополнительное фильтрующее свойство.

**Перестройку контура** по частоте наиболее удобно осуществлять изменением ёмкости контура, используя переменный конденсатор. При этом необходимо учитывать, что полоса пропускания изменяется **пропорционально** резонансной частоте.

Из передаточной функции тока

$$K_i(f) = I_c(f) / I(f) = j2\pi f C Z_{\text{вх}}(j2\pi f) = (jQ + f/f_0) / (1 + j\xi) \quad (1.13)$$

следует, что в параллельном контуре на резонансной частоте **ток в контуре  $I_c$  в  $Q$  раз больше входного тока  $I$**  (наблюдается резонанс токов), то есть этот контур является **трансформатором тока**.

ЧХ коэффициента передачи напряжения определяется как

$$K_u(j2\pi f) = U(j2\pi f) / E_r(j2\pi f) = I(j2\pi f) Z_{\text{вх}}(j2\pi f) / E_r(j2\pi f) = Z_{\text{вх}}(j2\pi f) / (R_i + Z_{\text{вх}}(j2\pi f)). \quad (1.14)$$

Если источник сигнала является источником тока  $I(j2\pi f) = \text{const}$ , то напряжение на контуре  $U(j2\pi f)$  зависит от частоты совершенно так же, как входное сопротивление контура (см.  $Z_{\text{вх}}(f)$  на рисунке 1.3, а).

Для одиночного контура  $N \Big|_{0,01}^{0,7} \cong 99$ , что характеризует его **низкую** избирательность.

Известно, что схему параллельного соединения элементов можно преобразовать в последовательную и тем самым получить последовательный резонансный  $LC$ -контур (рисунок 1.5, а). Причём, если  $Q$  много больше 1, значения  $L$  и  $C$  практически не изменяются. Последовательное соединение  $R_{\text{п}}$  и пересчитанного значения сопротивления нагрузки  $R'_n$  обозначим

$$R'_{\text{п}} = R_{\text{п}} + R'_n. \quad (1.15)$$

Входное сопротивление контура определяется выражением

$$Z_{\text{вх}}(j2\pi f) = R'_{\text{п}} + j(2\pi fL - 1/2\pi fC) = R'_{\text{п}}(1 + j\xi), \quad (1.16)$$

а модуль его ЧХ –

$$|Z_{\text{вх}}(j2\pi f)| = R'_{\text{п}} \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (1.17)$$

Активная  $R_{\text{вх}}(f)$ , реактивная  $X_{\text{вх}}(f)$  составляющие входного сопротивления и ФЧХ, которая определяется как

$$\varphi(f) = \arctg(\xi), \quad (1.18)$$

показаны на рисунках 1.5, б и 1.5, в.

Коэффициент передачи напряжения, измеряемого на конденсаторе  $C$  для схемы на рисунке 1.5, а, равен

$$K_u(j2\pi f) = \frac{U_c(j2\pi f)}{E_r(j2\pi f)} = \frac{1}{j2\pi f C Z_{\text{вх}}(j2\pi f)} = -\frac{jQf_0 / f}{1 + j\xi} \cong -\frac{jQ}{1 + j\xi}. \quad (1.19)$$

Из (1.19) следует, что  $K_u(f)$  и  $\varphi(f)$  будут равны

$$|K_u(j2\pi f)| = K_u(f) = Q / \sqrt{1 + \xi^2} \quad \text{и} \quad \varphi(f) = -(\pi/2) - \arctg(\xi), \quad (1.20)$$

графики которых соответственно приведены на рисунках 1.5, з и 1.5, д. Функция  $K_u(f)$  показывает, что в последовательном контуре на резонансной частоте  $f_0$  напряжение  $U_c$  в  $Q$  раз больше  $E_r$  (наблюдается резонанс напряжения), то есть этот контур является **трансформатором напряжения**.

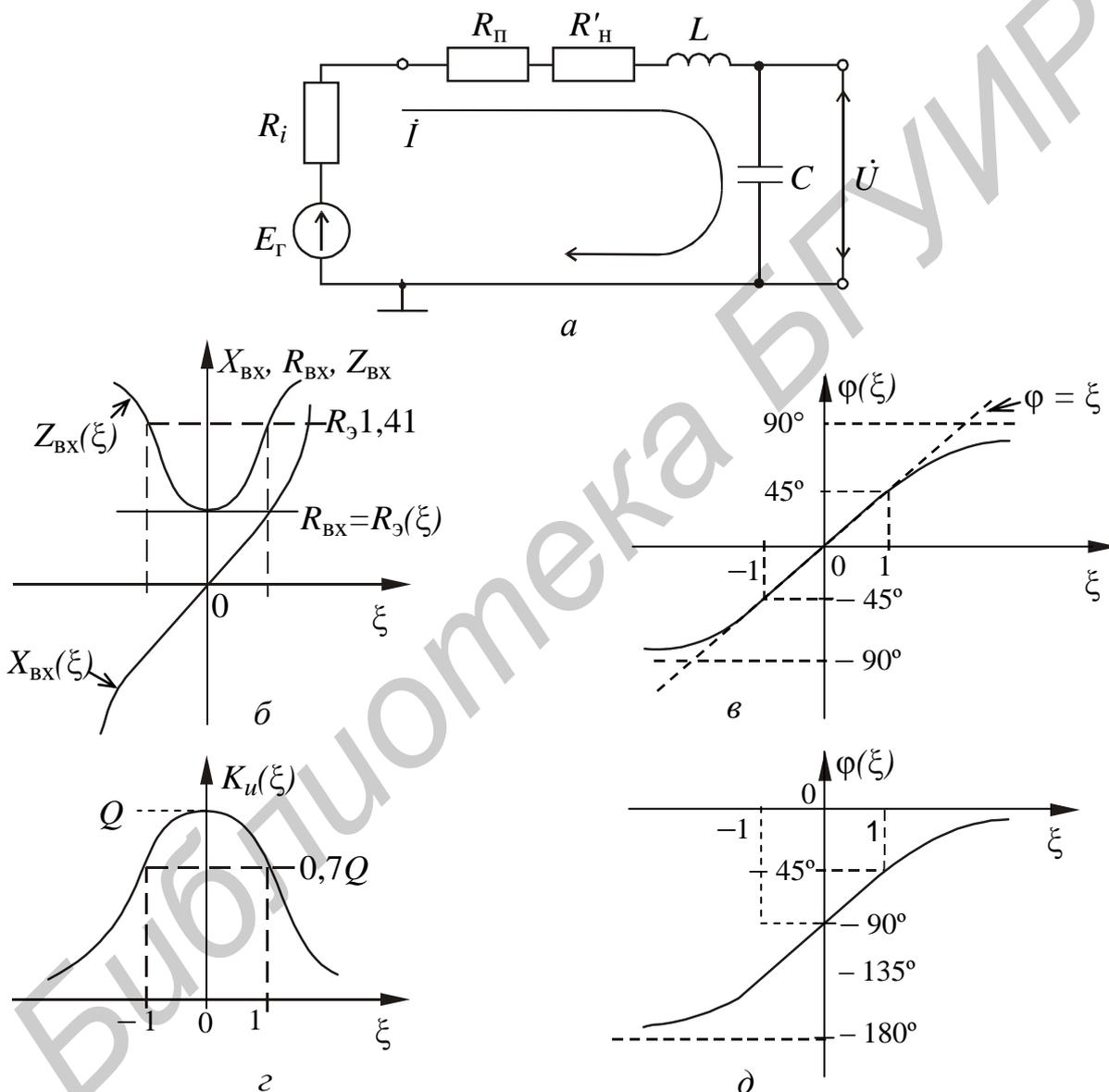


Рисунок 1.5

Чтобы получить высокую добротность последовательного контура, он должен подключаться к источнику сигнала с **малым  $R_i$** , а если  $R_i \gg R'_П$ , его удобно использовать как **режекторный фильтр** (рисунок 1.6, а, б).

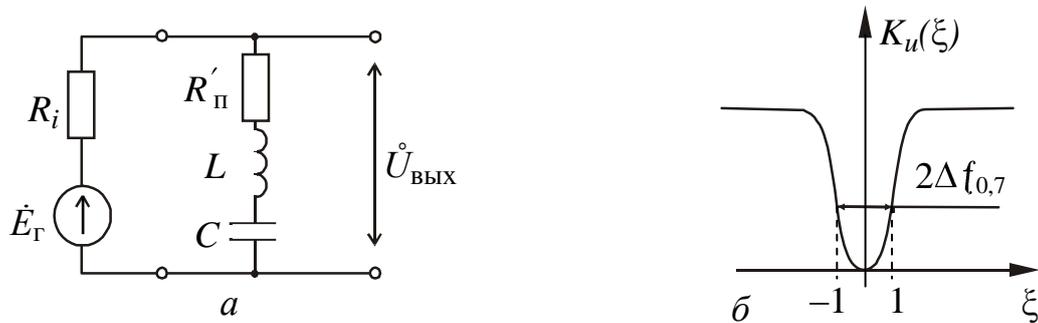


Рисунок 1.6

### 1.1.2 Система двух связанных параллельных контуров

Рассмотрим наиболее часто используемую систему двух одинаковых контуров с **внешней ёмкостной связью** ( $C_{св}$ ) между ними (рисунок 1.7, а).

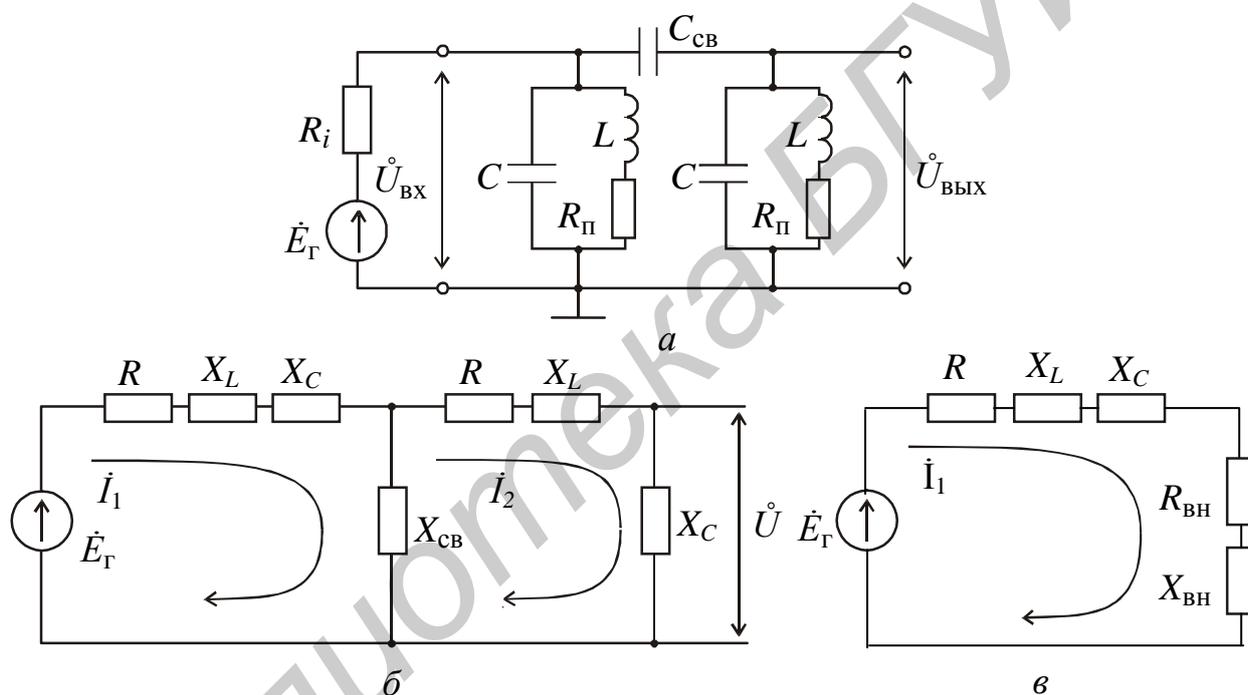


Рисунок 1.7

Для количественной оценки степени связи между контурами используется **коэффициент связи**

$$k_{св} = \sqrt{K_{12}K_{21}} \quad , \quad (1.21)$$

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

Коэффициентом передачи первого контура во второй называют отношение напряжения, передаваемого первым контуром во второй при разомкнутом втором контуре, к напряжению на первом контуре:

$$K_{12} = U_c(j2\pi f) / [U_c(j2\pi f) + U_{с.св}(j2\pi f)].$$

Аналогично определяется коэффициент передачи  $K_{21}$ .

Для рассматриваемой схемы

$$K_{12}=K_{21}=C_{\text{св}}/(C+C_{\text{св}}) \quad \text{и} \quad k_{\text{св}}=C_{\text{св}}/(C+C_{\text{св}}). \quad (1.22)$$

При слабой связи  $k_{\text{св}} \cong C_{\text{св}}/C$ .

Определим сопротивления связи для других вариантов схем связанных контуров:

$X_{\text{св}} = 1/j2\pi f C_{\text{св}}$  – ёмкостное (рисунок 1.8, а);

$X_{\text{св}} = 2\pi f M$  – индуктивно-трансформаторное (рисунок 1.8, б);

$X_{\text{св}} = j2\pi f L_{\text{св}}$  – индуктивно-автотрансформаторное (рисунок 1.8, в);

$Z_{\text{св}} = R_{\text{св}}$  – резистивное (рисунок 1.8, г);

$X_{\text{св}} = j(2\pi f M - 1/2\pi f C_{\text{св}})$  – комбинированное (рисунок 1.8, д).

Степень взаимного влияния контуров друг на друга, определяющая вид ЧХ, форма которого зависит как от величины связи, так и от начальной добротности  $Q$ , оценивается **фактором связи**

$$\eta = k_{\text{св}} Q. \quad (1.23)$$

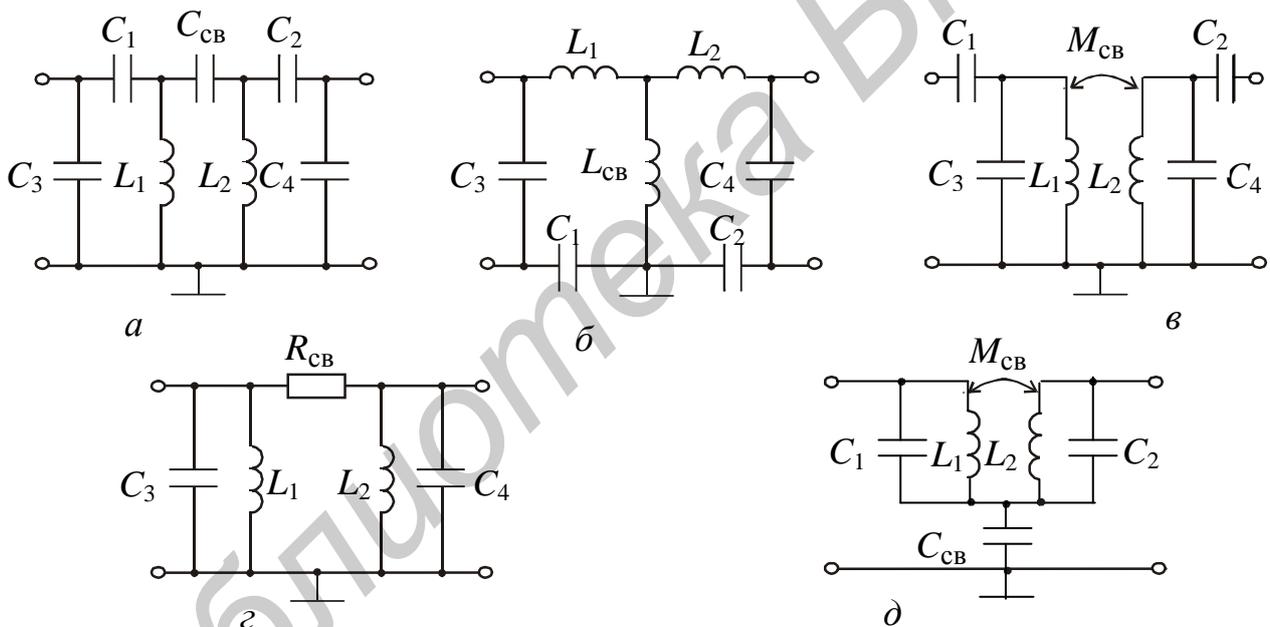


Рисунок 1.8

Для удобства анализа свойств связанных контуров (СК) представим исходную схему (с учётом идентичности контуров) в виде обобщённой Т-образной эквивалентной схемы (см. рисунок 1.7, б). Очевидно, что ток второго контура возникает за счёт активной и реактивной мощностей, которые он получает из первого за счёт связи между ними. Эти мощности можно учесть вносимыми сопротивлениями  $R_{\text{вн}}(2\pi f)$  и  $X_{\text{вн}}(2\pi f)$ , по которым протекает ток первого контура  $I_1$ , и преобразовать схему первого контура к виду, показанному на рисунке 1.7, в. Собственное сопротивление первого контура при разомкнутом втором составит

$$Z_1(j2\pi f) = R_1 + j(X_L(f) - X_C(f) - X_{\text{св}}(f)) = R_1 + jX_1(f) = R_1(1 + j\xi), \quad (1.24)$$

а вносимое в него сопротивление из второго –

$$Z_{\text{BH}}(j2\pi f) = R_{\text{BH}}(f) + jX_{\text{BH}}(f) = -\frac{Z_{\text{CB}}^2(j2\pi f)}{Z_1(j2\pi f)} = -\frac{jX_{\text{CB}}^2}{R(1+\xi^2)} = \frac{X_{\text{CB}}^2(1-j\xi)}{R(1+\xi^2)}. \quad (1.25)$$

Из (1.24) и (1.25) следует, что знаки  $X_1(f)$  и  $X_{\text{BH}}(f)$  при всех значениях  $\xi$  противоположны, а при резонансе ( $\xi = 0$ )  $X_1 = 0$  и  $X_{\text{BH}} = 0$ . На рисунке 1.9, а, б и в представлены частотные зависимости  $R$ ,  $R_{\text{BH}}$ ,  $X_1$  и  $X_{\text{BH}}$ , а также  $X_{\Sigma} = X_1 + X_{\text{BH}}$ , для трёх случаев –  $\eta < 1$ ,  $\eta = 1$  и  $\eta > 1$ . Из графиков видно, что при  $\eta \leq 1$   $X_{\Sigma}$  обращается в нуль, только в случае  $\xi = 0$ , то есть система двух контуров имеет только одну резонансную частоту. При  $\eta > 1$  система имеет три резонанса: при  $\xi = 0$ , а также когда  $\xi_{1,2} = \pm\sqrt{\eta^2 - 1}$ . Значения  $\xi_{1,2}$  зависят от величины фактора связи  $\eta$  и определяют так называемые **частоты связи**. АЧХ двух СК описывается формулой

$$K_u(f) = U / E_r = Q\eta / \sqrt{(\eta^2 + 1 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}. \quad (1.26)$$

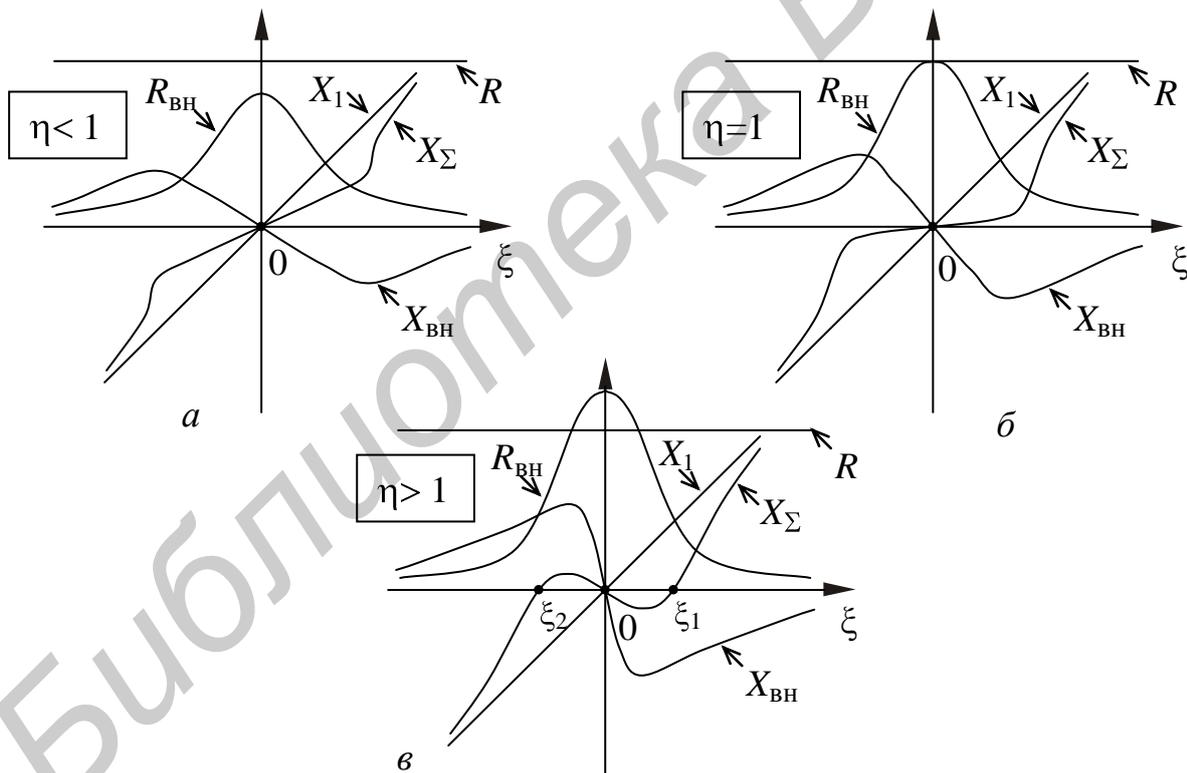


Рисунок 1.9

Семейство АЧХ при различных значениях  $\eta$  представлено на рисунке 1.10. Из рисунка следует, что при  $\xi = 0$  максимальное значение  $K_u(f)$  имеет место, когда  $\eta = 1$  – **случай критической связи**. Это обусловлено тем, что при нулевой расстройке  $\xi = 0$   $R_{\text{BH}}(f) = R$  выполняется условие согласования между контурами, поэтому передаваемая мощность во второй контур максимальна, а следовательно, и напряжение на нём максимальное.

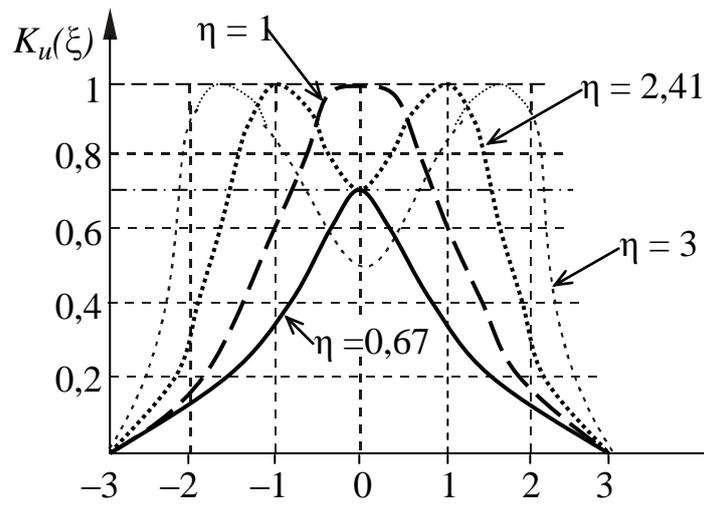


Рисунок 1.10

При  $\eta > 1$  условие согласования всегда выполняется на **частотах связи** и АЧХ становится **двугорбой**. При  $\eta > 2,41$  наблюдается недопустимая неравномерность АЧХ в полосе пропускания. Ценным свойством системы СК является то, что её коэффициент прямоугольности и полоса пропускания  $2\Delta f_{0,7}$  определяются не только полосой пропускания каждого из исходных контуров  $2\Delta f'_{0,7}$ , но и значением  $\eta$  (таблица 1.1).

Таблица 1.1

$\eta$	$\ll 1$	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

Система СК позволяет получить большее ослабление за пределами полосы пропускания и при увеличении  $\eta$  уменьшить величину коэффициента прямоугольности, то есть она обладает лучшей избирательностью, чем одиночный контур.

### 1.1.3 Цепочка связанных параллельных контуров

Используя цепочку связанных контуров (рисунок 1.11), можно создать избирательную систему, у которой коэффициент прямоугольности  $N \rightarrow 1$  и АЧХ имеет вид, показанный на рисунке 1.16, б. Такие устройства называются фильтрами сосредоточенной селекции (ФСС). На практике необходимо учитывать, что при увеличении количества связанных контуров возрастают вносимые потери в полосе пропускания ФСС и это ограничивает число используемых в цепочке контуров.

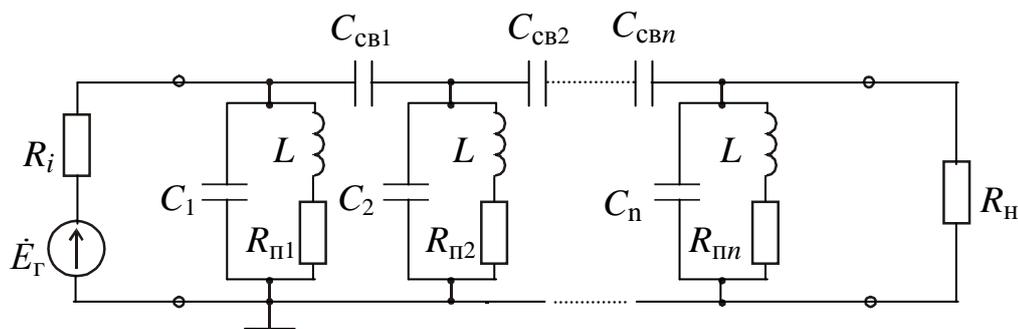


Рисунок 1.11

### 1.1.4 Лестничные фильтры

Наиболее часто в качестве цепочки связанных контуров применяются лестничные фильтры (рисунок 1.12, *а* и *б*), составленные путём соединения элементарных симметричных и одинаковых Т- или П-образных звеньев (рисунок 1.13, *а*, *б*).

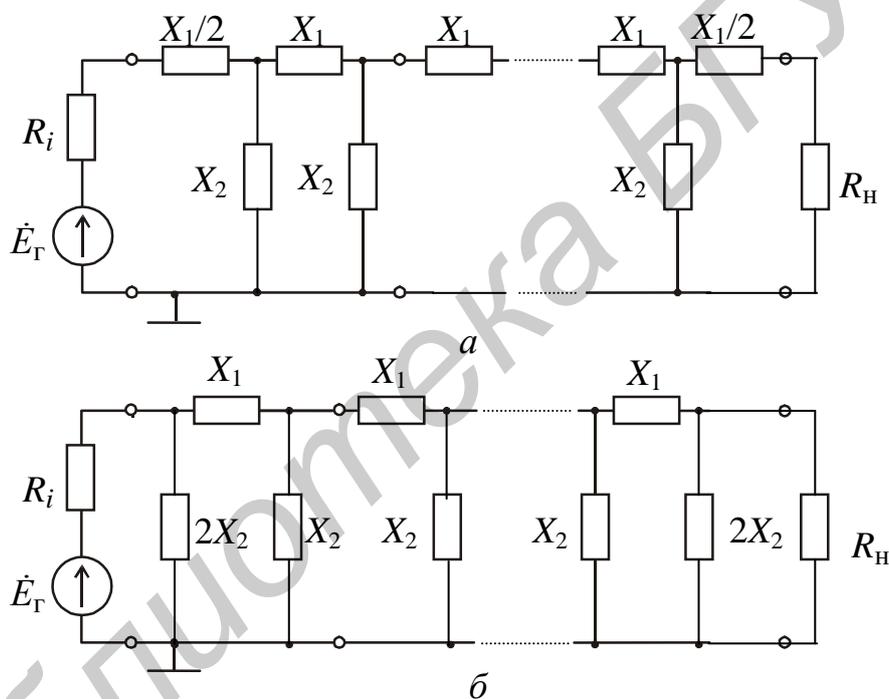


Рисунок 1.12

Элементы  $X_1$  и  $X_2$  представляют собой реактивные сопротивления. Причём, если  $X_1$  – ёмкостное, то  $X_2$  – индуктивное или наоборот, либо  $X_1$  – последовательное соединение  $C$  и  $L$ , а  $X_2$  – параллельное соединение  $C$  и  $L$  или наоборот.

Различают два типа лестничных фильтров: типа  $K$  (или  $\rho$ ) и типа  $M$  (или  $m$ ). Фильтр типа  $K$  является частным случаем фильтров типа  $M$ , у которых расчётный параметр  $m = 1$ . В фильтрах типа  $K$  на любой частоте выполняется условие  $X_1(f) \cdot X_2(f) = \rho^2 = L/C$ , что значительно упрощает их расчёт и реализацию. На рисунках 1.14, *а*, *б*, *в* и *г* показаны схемы Т- и П-образных звеньев фильтров типа  $K$ , а также их АЧХ: *а* – ФНЧ; *б* – ФВЧ; *в* – ПФ; *г* – РФ.

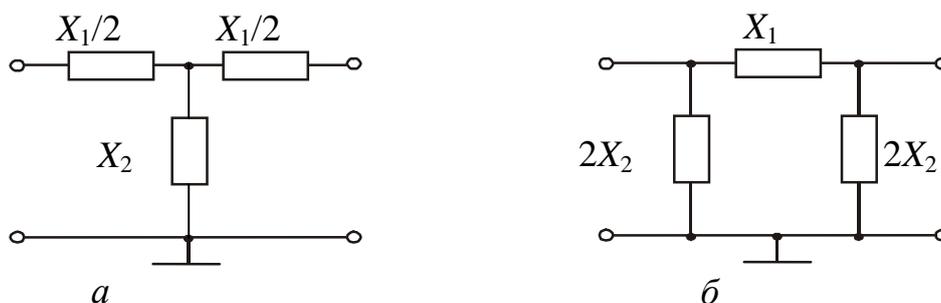


Рисунок 1.13

Входное или выходное сопротивление одного звена называется **характеристическим**. В ФНЧ и ФВЧ они соответственно определяются для Т- и П-образной схемы:

$$\begin{aligned}
 Z_T &= \pm \rho \sqrt{1 - (f / f_{гр1})^2}; & Z_{\Pi} &= \pm \rho / \sqrt{1 - (f / f_{гр1})^2} - \text{ФНЧ}, \\
 Z_T &= \pm \rho \cdot \sqrt{1 - (f_{гр2} / f)^2}; & Z_{\Pi} &= \pm \rho / \sqrt{1 - (f_{гр2} / f)^2} - \text{ФВЧ}.
 \end{aligned}
 \tag{1.27}$$

Если последнее звено фильтра нагружено на сопротивление, равное характеристическому  $Z = \rho$ , то все предыдущие также будут иметь нагрузку с сопротивлением  $\rho$ . Если  $R_i = \rho$ , то фильтр будет согласованным. В этом случае расчёт таких фильтров сравнительно прост, поскольку достаточно проанализировать АЧХ (характеристическое затухание) одного звена, а затем найти общую АЧХ фильтра по формуле

$$K(f) = \prod_{n=1}^N K_n(f), \text{ раз}, \quad K(f) = \sum_{n=1}^N K_n(f), \text{ дБ},
 \tag{1.28}$$

где  $K_n(f)$  – коэффициент передачи  $n$ -го звена.

Из теории следует, что такие фильтры пропускают сигналы тех частот, для которых выполняется условие

$$-1 \leq X_1/4X_2 \leq 0.
 \tag{1.29}$$

Из (1.27) можно определить граничные частоты полосы пропускания фильтров:

$$\text{при } f = f_{гр1} \quad X_1(\omega) = -4X_2(\omega), \text{ а при } f = f_{гр2} \quad X_1(\omega) = 0.
 \tag{1.30}$$

$$\text{Для ФНЧ } f_{гр1} = 1 / (4\pi\sqrt{LC}), \text{ а для ФВЧ } f_{гр2} = 1 / (4\pi\sqrt{LC}).
 \tag{1.31}$$

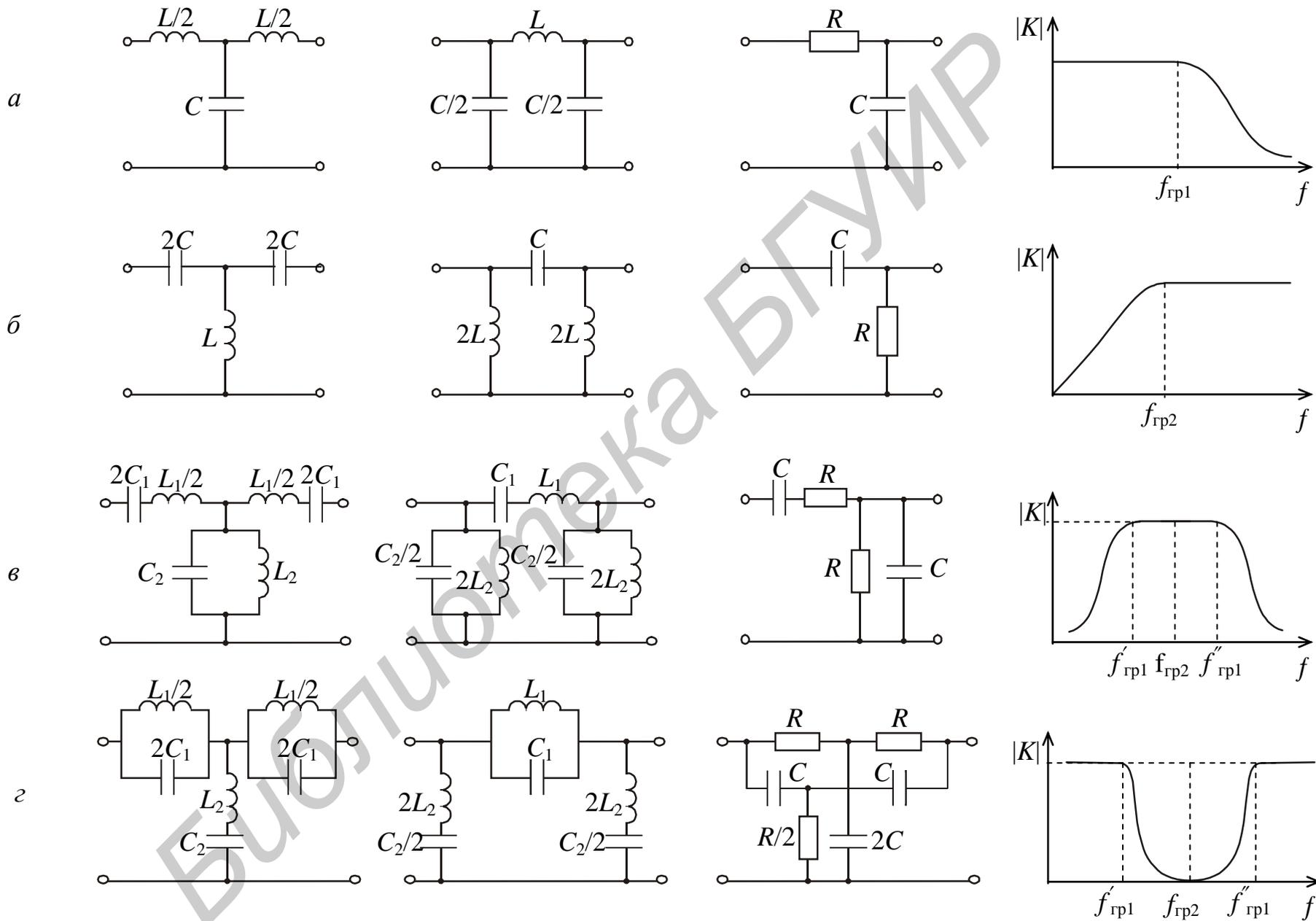


Рисунок 1.14

Так как характеристическое сопротивление (1.27) фильтров типа  $K$  зависит от частоты, согласование с нагрузкой в широкой полосе частот возможно, например для ФНЧ, при условии, что  $R_H = \rho / \sqrt{1 - (f / f_{гр1})^2}$ , а когда  $R_H = \rho$  – практически только вблизи частоты  $f_{гр1}$ . Отсутствие согласования в широком диапазоне частот приводит к сужению полосы пропускания. Кроме этого, такие фильтры вносят значительные фазовые искажения и имеют коэффициент прямоугольности выше 3. Параметры фильтров типа  $K$  можно улучшить за счёт преобразования схемы (с учётом параметра  $m < 1$ ) в тип  $M$ . Однако при значительной расстройке от граничной частоты фильтры типа  $M$  обеспечивают меньшее подавление спектральных составляющих сигнала за пределами полосы пропускания, чем фильтры типа  $K$ . Многозвенные ФНЧ могут использоваться в качестве искусственных линий задержки сигналов на время

$$t_3 = m\sqrt{L_1 C_1} = m / \pi f_{гр1}, \quad (1.32)$$

где  $m$  – число звеньев;

$L_1$  и  $C_1$  – индуктивность и ёмкость одного звена.

### 1.1.5 Электромеханические фильтры

Добротность реальных  $LC$ -контуров не превышает 100 ... 200, а добротность механических резонаторов может достигать десятков и даже сотен тысяч единиц. На их основе строятся электромеханические фильтры с параметрами, практически не достижимыми в  $LC$ -фильтрах. Электромеханические фильтры обладают весьма высокой стабильностью, устойчивостью к внешним механическим и климатическим воздействиям, малыми габаритами, весом и не требуют дополнительной регулировки и настройки.

Пьезоэлектрический резонатор (ПР) выполнен в виде пьезоэлектрической пластины 1, на противоположных сторонах которой нанесены электроды 2, которые имеют выводы 3 (рисунок 1.15, а). Вблизи основного электромеханического резонанса ПР можно рассматривать как двухполюсник с электрической эквивалентной схемой, показанной на рисунок 1.15, б. В данной схеме связь электрических параметров с механическими определяется динамической индуктивностью  $L_d$  – эквивалентная масса, динамической ёмкостью  $C_d$  – упругость или гибкость, сопротивлением потерь  $R_d$  – коэффициент трения в материале, статической ёмкостью  $C_0$  – ёмкость конденсатора, образованного ПР.

Входное сопротивление схемы ПР

$$Z(j2\pi f) = \frac{R_d + j(2\pi f L_d - 1/2\pi f C_d)}{j2\pi f C_0 [R_d + j(2\pi f L_d - 1/2\pi f C_d) + 1/j\omega C_0]} = \frac{R_d(1 + j\xi)}{1 + j2\pi f C_0 R_d(1 + j\xi)}. \quad (1.33)$$

Введём понятия частоты последовательного и параллельного резонанса, которые равны

$$f_s = 1/(2\pi\sqrt{L_d C_d}) \text{ и } f_p = 1/(2\pi\sqrt{L_d C_d C_0 / (C_d + C_0)}), \quad (1.34)$$

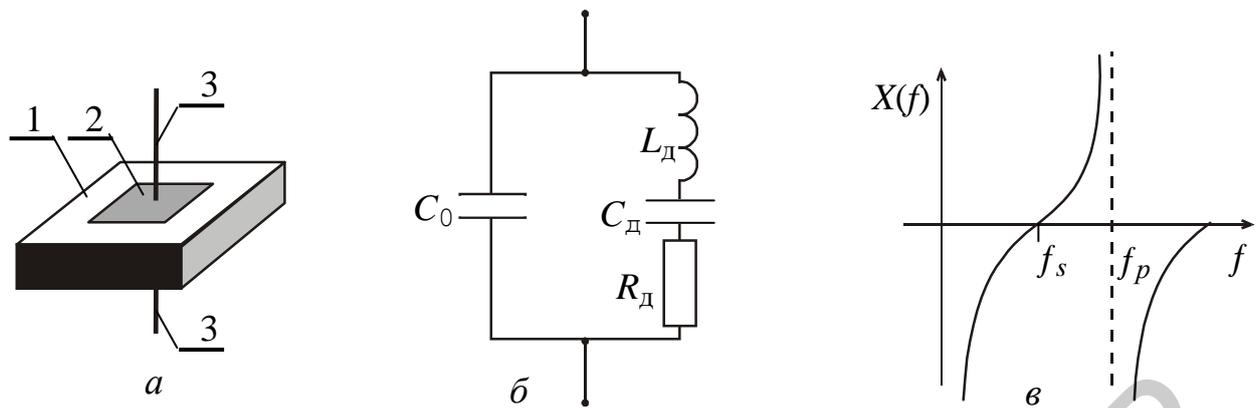


Рисунок 1.15

а также добротности

$$Q = 2\pi f_s L_d / R_d. \quad (1.35)$$

Учитывая высокую добротность ПР, можно пренебречь активными потерями и ЧХ реактивного сопротивления  $X(f) = (X_{L_d} + X_{C_d})X_{C_0} / (X_{L_d} + X_{C_d} + X_{C_0})$  примет вид, показанный на рисунке 1.15, в. Все параметры ПР и его электрической эквивалентной схемы можно определить измерением на очень низкой частоте  $f_s, f_p, R_d$  и ёмкости  $C_d$  ПР по формулам

$$C_0 \cong C_d \left( 1 - \frac{2\Delta f}{f_s} \right); \Delta f = f_p - f_s; C \cong C_d \frac{2\Delta f}{f_s}; L \cong \frac{12,610^6}{f_s \Delta f C_d}; Q \cong \frac{810^7}{\Delta f C_d R_d}. \quad (1.36)$$

Широкое распространение получили ПР в форме диска. Они применяются, в частности, для изготовления ФСС промежуточной частоты радиоприёмника на частоту 465 кГц и имеют диаметр приблизительно 5,25 мм, а значения их эквивалентных параметров находятся в следующих пределах:  $C_0 = 150 \dots 800$  пФ;  $L_d = 2 \dots 20$  мГн;  $C_d = 20 \dots 100$  пФ;  $R_d = 10 \dots 100$  Ом;  $Q = 300 \dots 500$ .

Для реализации таких фильтров используют лестничные схемы, в которых поперечные и продольные ветви заменяются ПР. На рисунке 1.16, а и б показано включение ПР в выпускаемом промышленностью фильтре на 465 кГц и его АЧХ.

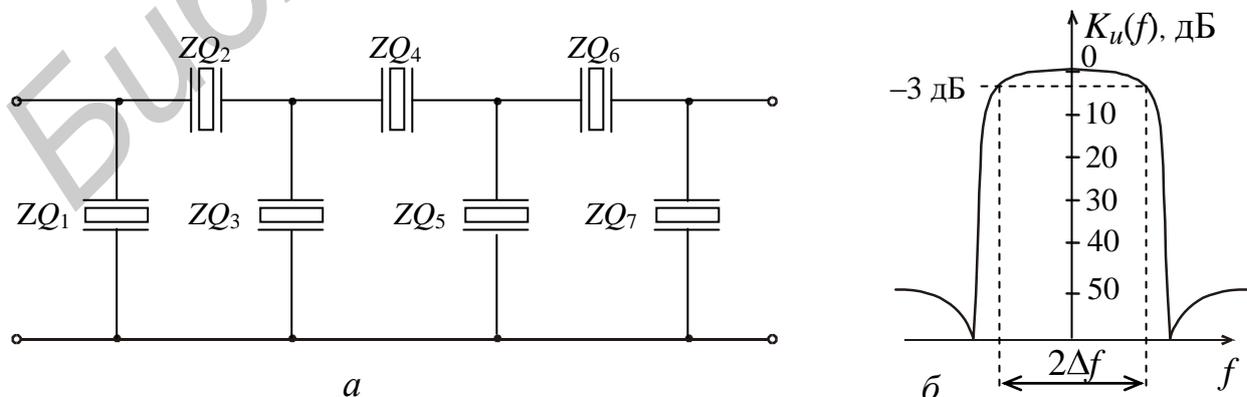


Рисунок 1.16

### 1.1.6 RC-фильтры

На частотах до 150 кГц широко используются RC-фильтры, обеспечивающие приемлемую избирательность. АЧХ и ФЧХ таких фильтров (см. рисунок 1.14) определяются выражениями:

ФНЧ (см. рисунок 1.14, а) –

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_{гр1})^2}}; \quad \varphi(f) = -\arctg(f / f_{гр1}); \quad f_{гр1} = \frac{1}{2\pi RC}; \quad (1.37)$$

ФВЧ (см. рисунок 1.14, б) –

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_{гр2} / f)^2}}; \quad \varphi(f) = \arctg(f_{гр2} / f); \quad f_{гр2} = \frac{1}{2\pi RC}; \quad (1.38)$$

ПФ (см. рисунок 1.14, в) –

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{9 + \xi^2(f)}}; \quad \varphi(f) = \arctg[(\xi(f) / 3)]; \quad \xi(f) = \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \approx \frac{2\Delta f}{f_0}; \quad (1.39)$$

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

двойной Т-образный мост (см. рисунок 1.14, г) –

$$K(f) = \frac{\xi(f)}{\sqrt{16 + \xi^2(f)}}; \quad \varphi(f) = \arctg\left(\frac{4}{\xi(f)}\right). \quad (1.40)$$

### 1.1.7 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, которые, обладая высоким входным сопротивлением, не нагружают частотно-задающие RC-цепи (рисунок 17, а).

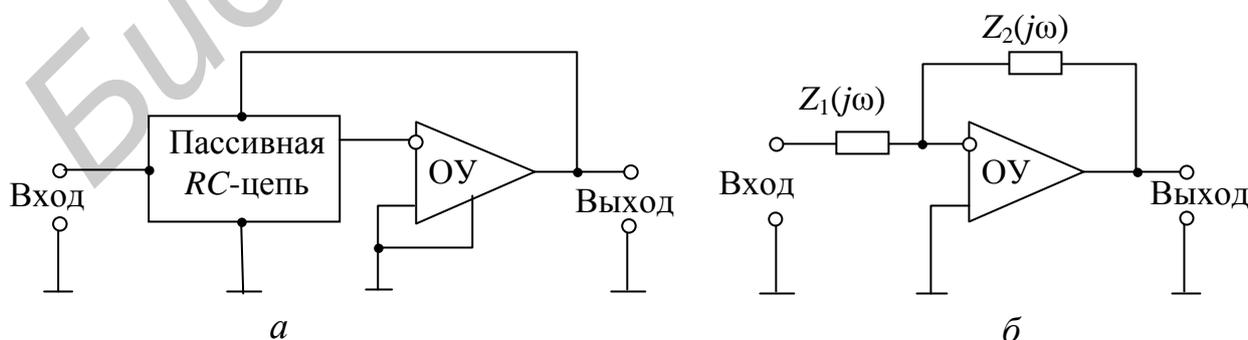


Рисунок 1.17

Коэффициент передачи активного RC-фильтра равен

$$K(j\omega) = \frac{K_y}{(1 + K_y K_\phi(j\omega))}, \quad (1.41)$$

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

$K_y$  – коэффициент усиления ОУ.

Сочетание той или иной RC-цепи, показанной на рисунке 1.14, с инвертирующим каскадом ОУ позволяет получать активные RC-фильтры с необходимыми частотными характеристиками (ФНЧ, ФВЧ, ПФ, ЗФ). Для активного RC-фильтра первого порядка (рисунок 1.17, б) коэффициент усиления  $K(j\omega)$  инвертирующего усилителя равен

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -\frac{\dot{Z}_2(j\omega)}{\dot{Z}_1(j\omega)}, \quad (1.42)$$

где  $\dot{Z}_1(j\omega)$  и  $\dot{Z}_2(j\omega)$  – частотно-зависимые сопротивления RC-цепей.

Для активного RC-фильтра первого порядка (см. рисунок 1.17, б) коэффициент усиления ОУ с неинвертирующим входом на частотах значительно ниже верхней граничной частоты и равен

$$K_y = \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad (1.43)$$

а с инвертирующим входом –

$$K_y = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (1.44)$$

где  $R_1$  и  $R_2$  – сопротивления делителя цепи обратной связи, то есть не зависящие от частоты.

Таким образом, АЧХ активного RC-фильтра полностью определяется применёнными схемами пассивных RC-фильтров (см. рисунок 1.14), АЧХ  $K_\phi(f)$  которых описываются формулами (1.37 – 1.40). Активный RC-фильтр с двойным Т-образным мостом образует фильтр второго порядка, в котором сочетание пассивной RC-цепи и ОУ позволяет получать частотные фильтры с самыми разнообразными частотными характеристиками.

## 1.2 Краткие сведения о программе МСАР-5

Лабораторная работа выполняется с применением программы МСАР-5, которая позволяет осуществлять:

а) для цепей: AC Analysis – анализ АЧХ и ФЧХ, а также характеристик группового времени запаздывания; Transient Analysis – анализ временных характеристик сигналов и временных передаточных характеристик цепей: импульсных и переходных; DC Analysis – анализ характеристик по постоянному току, вольт-амперных характеристик и т. п.;

б) для сигналов: Transient Analysis – анализ временных, спектральных и корреляционных характеристик сигналов.

В данной работе используется AC Analysis и Transient Analysis.

Сведения, необходимые для работы в программе MСАР-5, приведены в ч. 2 приложения А [4].

### 1.3 Порядок выполнения работы

#### 1.3.1 Анализ частотных характеристик параллельного резонансного LC-контура

Для доступа к библиотеке ISiFUiO, содержащей файлы схем, установить курсор на пункт File строки главного меню и нажать левую кнопку мыши. Выделить курсором в появившемся меню опцию Open и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне «Открытие файла», пользуясь полосой прокрутки, найти имя файла схемы **PAR\_RK.CIR**, установить на него курсор и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи. Зарисовать схему цепи.

Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis ... и щелкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне AC Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN. После выполнения расчетов на появившихся графиках отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в килогерцах): первый график – АЧХ передачи  $V(U_{out})/V(I_{in})$  в единицах; второй – ФЧХ напряжения на выходе  $\text{PHV}(U_{out})$  в градусах; третий – ток через конденсатор  $C1$   $I(C1)$  в миллиамперах; четвертый – модуль входного сопротивления  $\text{MAG}(V(2)/I(Ri))$  в килоомах. Зарисовать наблюдаемые графики.

1.3.1.1 Измерить резонансную частоту  $f_0$  и соответствующий ей максимальный коэффициент передачи  $K(f)_{\max}$ . Для этого нажать функциональную клавишу F8. Поместить курсор на поле графика АЧХ и нажать левую клавишу – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами ←, →, установить её в точку максимума АЧХ. Измеряемые значения отображаются в столбце Left (верхняя строка ось Y и нижняя ось X).

Записать измеренные значения частоты  $f_0$  и  $K(f)_{\max}$ . Сравнить измеренное значение  $f_0$  с рассчитанным по формуле (1.5).

1.3.1.2 Измерить на графике АЧХ полосу пропускания  $2\Delta f_{0,7}$  по уровню 0,7 и  $2\Delta f_{0,1}$  – по уровню 0,1.

Для этого, удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию на частоту ниже  $f_0$  и соответствующую уровню  $0,7K(f)_{\max}$ . Нажав правую кнопку мыши и удерживая её, установить правую измерительную линию на частоту выше  $f_0$  и соответствующую уровню  $0,7K(f)_{\max}$ . Значение

$2\Delta f_{0,7}$  взять из столбца Delta, показывающего разность между значениями, снимаемыми правой и левой измерительными линиями.

Записать измеренное значение  $2\Delta f_{0,7}$ . Аналогично измерить и записать значение  $2\Delta f_{0,1}$ . Рассчитать эквивалентную добротность LC-контура  $Q_{\Sigma} = f_0 / 2\Delta f_{0,7}$  и коэффициент прямоугольности  $N \begin{matrix} |0,1 \\ |0,7 \end{matrix}$ .

**1.3.1.3** Измерить значения фазы  $\varphi_0$ , тока  $I_{C1}(f_0)$  и сопротивления  $Z_{ВХ}(f_0)$  на резонансной частоте.

Для этого поочередно помещая курсор на поле графика ФЧХ,  $I_{C1}(f)$  и  $Z_{ВХ}(f)$ , нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами  $\leftarrow$ ,  $\rightarrow$ , установить её на значение частоты  $f_0$ ; измеряемые значения отображаются в столбце Left. Записать измеренные значения  $\varphi_0$ ,  $I_{C1}(f_0)$  и  $Z_{ВХ}(f_0)$ . Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### **1.3.2 Анализ частотных характеристик двух связанных параллельных LC-контуров**

Из главного меню File и опции Open войти в библиотеку ISiFUio, содержащую файлы схем. Установить курсор на имя файла схемы **2CV\_PK.CIR** и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи. Зарисовать схему цепи.

Из главного меню Analysis и опции AC Analysis ... войти в окно AC Analysis Limits и нажать на RUN. На появившихся графиках отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в кГц): первый график – АЧХ передачи  $V(U_{out})/V(In)$  в единицах; второй – ФЧХ напряжения на выходе  $\text{PHV}(U(out))$  в градусах; третий – модуль входного сопротивления  $\text{MAG}(V(2)/I(Ri))$  в килоомах. Зарисовать наблюдаемые графики.

**1.3.2.1** Измерить основную резонансную частоту  $f_0$ , резонансные частоты связи  $f_H$  и  $f_B$ , и соответствующие им коэффициенты передачи  $K(f_0)$ ,  $K(f_H)$  и  $K(f_B)$ . Для этого нажать функциональную клавишу F8. Поместить курсор на поле графика АЧХ и нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами  $\leftarrow$ ,  $\rightarrow$ , поочередно установить ее в соответствующие точки АЧХ. Изменяемые значения отображаются в столбце Left (верхняя строка ось Y и нижняя ось X). Записать измеренные значения частоты  $f_0$ ,  $f_H$ ,  $f_B$  и  $K(f_0)$ ,  $K(f_H)$ ,  $K(f_B)$ .

Сравнить измеренные значения  $f_0$ ,  $f_H$  и  $f_B$  с рассчитанными по формулам:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}, \quad f_{B,H} = f_0 \left( \frac{\pm\sqrt{\eta^2 - 1}}{2Q} - 1 \right), \quad \text{где } \eta = k_{CB}Q \text{ и } k_{CB} = C_{CB}/(C + C_{CB}),$$

приняв  $Q$  равному  $Q_{\Sigma}$ , полученному в подпункте 1.3.2.1.

1.3.2.2 Измерить на графике АЧХ полосу пропускания  $2\Delta f_{0,7}$  по уровню 0,7 и  $2\Delta f_{0,1}$  – по уровню 0,1.

Для этого, удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию на частоту ниже  $f_H$  и соответствующую уровню  $0,7K(f)_{\max}$ . Нажав правую кнопку мыши и удерживая ее, установить правую измерительную линию на частоту выше  $f_B$  и соответствующую уровню  $0,7K(f)_{\max}$ . Значение  $2\Delta f_{0,7}$  взять из столбца Delta, показывающего разность между значениями, снимаемыми правой и левой измерительными линиями. Записать измеренное значение  $2\Delta f_{0,7}$ . Аналогично измерить и записать значение  $2\Delta f_{0,1}$ .

Рассчитать коэффициент прямоугольности  $N \begin{vmatrix} 0,1 \\ 0,7 \end{vmatrix}$ . Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 1.3.3 Анализ характеристик четырёхконтурного полосового фильтра сосредоточенной селекции

Из главного меню File и опции Open войти в библиотеку ISiFUio, содержащую файлы схем. Установить курсор на имя файла схемы **4K\_FSS.CIR** и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи. Зарисовать схему цепи.

Из главного меню Analysis и опции AC Analysis ... войти в окно AC Analysis Limits и нажать на RUN. На появившихся графиках отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в килогерцах): первый график – АЧХ передачи  $V(U_{out})/V(In)$  в единицах; второй – ФЧХ напряжения на выходе;  $\text{PHV}(U(out))$  в градусах. Зарисовать наблюдаемые графики.

1.3.3.1 Измерить на графике АЧХ полосу пропускания  $2\Delta f_{0,7}$  по уровню 0,7 и  $2\Delta f_{0,1}$  – по уровню 0,1.

Для этого, удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию на частоту соответствующую уровню  $0,7K(f)_{\max}$ . Нажав правую кнопку мыши и удерживая ее, установить правую измерительную линию на частоту, соответствующую уровню  $0,7K(f)_{\max}$ . Значение  $2\Delta f_{0,7}$  взять из столбца Delta, показывающего разность между значениями, снимаемыми правой и левой измерительными линиями. Записать измеренное значение  $2\Delta f_{0,7}$ .

1.3.3.2 Аналогично измерить и записать значение  $2\Delta f_{0,1}$ . Рассчитать коэффициент прямоугольности  $N \begin{vmatrix} 0,1 \\ 0,7 \end{vmatrix}$ .

Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### **1.3.4 Анализ характеристик четырёхзвенного П-фильтра нижних частот**

Из главного меню File и опции Open войти в библиотеку ISiFUio, содержащую файлы схем. Установить курсор на имя файла схемы **4Z\_FNH.CIR** и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи. Зарисовать схему цепи.

Из главного меню Analysis и опции AC Analysis ... войти в окно AC Analysis Limits и нажать на RUN. На появившихся графиках отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в килогерцах): первый график – АЧХ передачи  $\text{dB}(V(U_{\text{out}})/V(\text{In}))$  в децибелах; второй – ФЧХ напряжения на выходе  $\text{PHV}(U(\text{out}))$  в градусах; третий – групповое время задержки  $\text{ABS}(\text{GD}(V(U_{\text{out}})))$  в микросекундах; четвертый – модуль входного сопротивления  $\text{MAG}(V(2)/I(\text{Ri}))$  в килоомах. Зарисовать наблюдаемые графики.

**1.3.4.1** Измерить на графике АЧХ верхнюю граничную частоту  $f_{\text{в.гр}}$  по уровню  $0,7K(f)_{\text{ср}}$ , где  $(K(f))_{\text{ср}}$  – среднее значение на частоте 10 кГц, и  $f_{\text{в}}$  по уровню  $0,1K(f)_{\text{ср}}$ .

Для этого, удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию на частоту, соответствующую уровню  $0,7K(f)_{\text{ср}}$ , и записать  $f_{\text{в.гр}}$  из столбца Left. Нажав правую кнопку мыши и удерживая ее, установить правую измерительную линию на частоту, соответствующую уровню  $0,1K(f)_{\text{ср}}$ . Записать значения  $\Delta K(f)$  в децибелах и  $\Delta f$  в килогерцах, отображаемые в столбце Delta, и определить крутизну переходной полосы  $S = \Delta K(f) / \Delta f$  [дБ/кГц]. Сравнить измеренное значение  $f_{\text{в.гр}}$  с рассчитанным по формуле  $f_{\text{в.гр}} = 1 / (\pi \sqrt{LC})$ .

**1.3.4.2** Измерить в полосе пропускания на частоте 10 кГц значения (средние) фазы  $\varphi_0$ , группового времени запаздывания (ГВЗ)  $\tau_3$  и сопротивления  $Z_{\text{вх}}$ .

Для этого, поочередно помещая курсор на поле графика ФЧХ, ГВЗ и  $Z_{\text{вх}}(f)$ , нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами  $\leftarrow$ ,  $\rightarrow$ , установить ее на значение частоты 10 кГц. Измеряемые значения отображаются в столбце Left. Записать измеренные значения  $\varphi_0$ ,  $\tau_3$  и  $Z_{\text{вх}}$ . Сравнить измеренное значение  $\tau_3$  с рассчитанным по формуле  $\tau_3 = m \sqrt{LC} = m / \pi f_{\text{в.гр}}$ , где  $m$  – число звеньев;  $L$  и  $C$  – индуктивность и ёмкость одного звена. Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### **1.3.5 Анализ характеристик четырёхзвенного Т-фильтра верхних частот**

Из главного меню File и опции Open войти в библиотеку ISiFUio, содержащую файлы схем. Установить курсор на имя файла схемы **4Z\_FVH.CIR** и

дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи. Зарисовать схему цепи.

Из главного меню Analysis и опции AC Analysis ... войти в окно AC Analysis Limits и нажать на RUN. На появившихся графиках отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в килогерцах): первый график – АЧХ передачи  $\text{dB}(V(U_{\text{out}})/V(I_{\text{in}}))$  в децибелах; второй – ФЧХ напряжения на выходе  $\text{PHV}(U(\text{out}))$  в градусах; третий – модуль входного сопротивления  $\text{MAG}(V(1)/I(R_i))$  в килоомах. Зарисовать наблюдаемые графики.

**1.3.5.1** Измерить на графике АЧХ нижнюю граничную частоту  $f_{\text{н.гр}}$  по уровню  $0,7K(f)_{\text{ср}}$ , где  $(K(f)_{\text{ср}})$  – среднее значение на частоте 20 МГц, и  $f_{\text{н}}$  по уровню  $0,1K(f)_{\text{ср}}$ .

Для этого, удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию на частоту, соответствующую уровню  $0,7K(f)_{\text{ср}}$ , и записать  $f_{\text{н.гр}}$  из столбца Left. Нажав правую кнопку мыши и удерживая ее, установить правую измерительную линию на частоту, соответствующую уровню  $0,1K(f)_{\text{ср}}$ . Записать значение  $\Delta K(f)$  в децибелах и  $\Delta f$  в мегагерцах, отображаемые в столбце Delta, и определить крутизну переходной полосы  $S = \Delta K(f) / \Delta f$  [дБ/МГц]. Сравнить измеренное значение  $f_{\text{н.гр}}$  с рассчитанным по формуле  $f_{\text{н.гр}} = 1 / (4\pi\sqrt{LC})$ .

**1.3.5.2** Измерить в полосе пропускания на частоте 20 МГц значения (средние) фазы  $\varphi_0$  и сопротивления  $Z_{\text{вх}}$ .

Для этого, поочередно помещая курсор на поле графика ФЧХ и  $Z_{\text{вх}}(f)$ , нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами  $\leftarrow$ ,  $\rightarrow$ , установить ее на значение частоты 20 МГц. Измеряемые значения отображаются в столбце Left. Записать измеренные значения  $\varphi_0$  и  $Z_{\text{вх}}$ . Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### **1.3.6 Анализ частотных характеристик заградительного фильтра в виде двойного T-образного моста**

Из главного меню File и опции Open войти в библиотеку ISiFUio, содержащую файлы схем. Установить курсор на имя файла схемы **2T\_MOST.CIR** и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи. Зарисовать схему цепи.

Из главного меню Analysis и опции AC Analysis ... войти в окно AC Analysis Limits и нажать на RUN. На появившихся графиках отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в килогерцах): первый график – АЧХ передачи  $\text{dB}(V(U_{\text{out}})/V(I_{\text{in}}))$  в децибелах; второй – ФЧХ напряжения на выходе  $\text{PHV}(U(\text{out}))$  в градусах. Зарисовать наблюдаемые графики.

Измерить на графике АЧХ частоту режекции  $f_p$ , соответствующую максимуму ослабления  $K(f)_{\max}$ .

Для этого, удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию на  $K(f)_{\max}$ . Записать значения  $f_p$  и  $K(f)_{\max}$  из столбца Left. Сравнить измеренное значение  $f_p$  с рассчитанным по формуле  $f_p = 1/2\pi RC$ .

Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### **1.3.7 Анализ частотных характеристик активного полосового RC-фильтра на операционном усилителе с двойным T-образным мостом**

Из главного меню File и опции Open войти в библиотеку ISiFUiO, содержащую файлы схем. Установить курсор на имя файла схемы **APF\_OU.CIR** и дважды нажать левую кнопку мыши. В рабочем окне появится электрическая принципиальная схема цепи. Зарисовать схему цепи.

Из главного меню Analysis и опции AC Analysis ... войти в окно AC Analysis Limits и нажать на RUN. На появившихся графиках отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в килогерцах): первый график – АЧХ передачи  $\text{dB}(V(U_{\text{out}})/V(\text{In}))$  в децибелах; второй – ФЧХ напряжения на выходе  $\text{PHV}(U(\text{out}))$  в градусах. Зарисовать наблюдаемые графики.

Измерить на графике АЧХ частоту  $f_0$ , соответствующую максимуму  $K(f)_{\max}$ . Для этого, удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию на  $K(f)_{\max}$ . Записать значения  $f_0$  и  $K(f)_{\max}$  из столбца Left. Сравнить измеренное значение  $f_0$  с рассчитанным по формуле  $f_0 = 1/2\pi RC$ .

Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

## **1.4 Контрольные вопросы**

1 Какие цепи называются избирательными (селективными)? Для чего они предназначены? Какие типы избирательных цепей вы знаете?

2 Что такое АЧХ и ФЧХ линейной цепи?

3 Что такое полоса пропускания одиночного колебательного контура?

4 В каких случаях используется последовательный колебательный контур? Нарисуйте схемы его подключения к генератору и нагрузке, а также АЧХ и ФЧХ.

5 Что такое частичное включение параллельного колебательного контура? Как рассчитывается коэффициент включения со стороны ёмкости?

6 Что такое собственная и эквивалентная добротность колебательного контура? Как определяется добротность по заданной АЧХ?

7 Что такое коэффициент прямоугольности? Как он рассчитывается?

8 Нарисуйте основные схемы двухконтурных связанных систем.

9 Что такое сопротивление связи, коэффициент связи, фактор связи? Что характеризует вносимое сопротивление?

- 10 Что такое критическая связь в двухконтурных схемах?
- 11 Как можно изменять полосу пропускания двухконтурной избирательной цепи?
- 12 Что такое фильтр сосредоточенной селекции, когда он используется?
- 13 Нарисуйте схемы Т- и П-образного звена ФНЧ, ФВЧ, ПФ и заграждающего фильтра. Как определяется полоса пропускания таких звеньев?
- 14 Как определяется время задержки сигнала многозвенных ФНЧ?
- 15 Каков принцип действия электромеханических фильтров? Каковы их основные достоинства?
- 16 На каком принципе строятся активные фильтры и от чего зависят их частотные характеристики?

### **Литература**

- 1 Нефедов, В. И. Основы радиоэлектроники / В. И. Нефедов. – М. : Высш. шк., 2000. – С. 144–152, 192–200.
- 2 Бытовая радиоэлектронная техника : белорус. энцикл. ; под ред. А. П. Ткаченко. – Минск : БелЭн, 1995. – С. 128–131.
- 3 Басов, В. Г. Акустоэлектроника : учеб. пособие / В. Г. Басов. – Минск : БГУИР, 1999.
- 4 Басов, В. Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие для студ. спец. I-54 01 04 «Метрологическое обеспечение информационных систем и сетей» днев. формы обуч. В 3 ч. Ч. 2 : Анализ прохождения измерительных сигналов через линейные и нелинейные цепи / В. Г. Басов, М. М. Касперович. – Минск : БГУИР, 2010. – 84 с.

## ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

**Цель работы :** изучить работу  $LC$ -,  $RC$ -автогенераторов и генераторов пилообразного напряжения и исследовать условия возникновения автоколебаний, режимов самовозбуждения, переходных процессов, стабильности частоты генерируемых колебаний.

### 2.1 Краткие теоретические сведения

В измерительных устройствах в качестве первичных источников гармонических колебаний используются генераторы с самовозбуждением – автогенераторы. В качестве автогенераторов наиболее часто применяются усилители с цепью внешней обратной связи (рисунок 2.1, а).

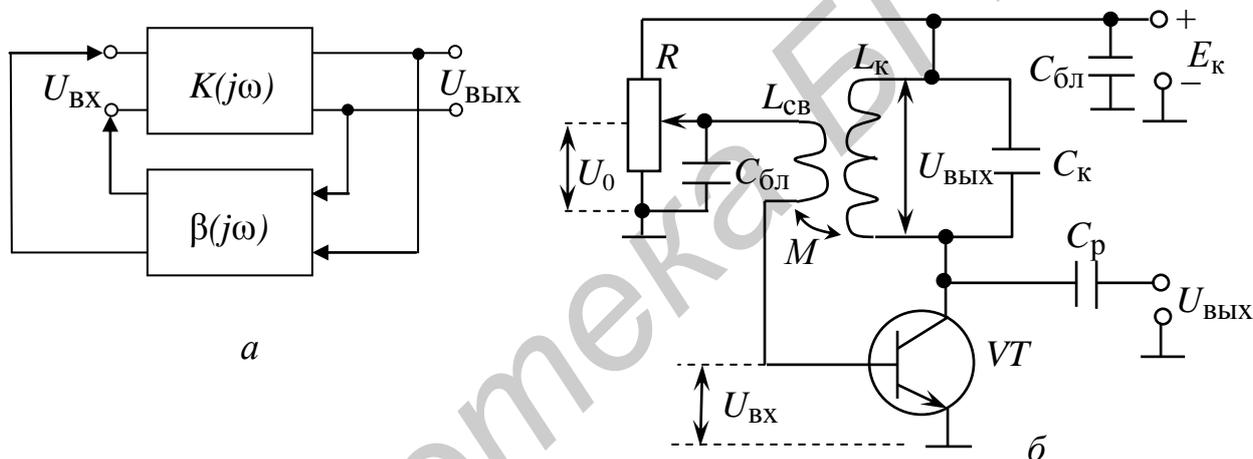


Рисунок 2.1

В такой системе на выходе усилителя будет присутствовать гармоническое колебание частотой  $\omega_0$ , если на его вход подано напряжение

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{K(j\omega_0)}, \quad (2.1)$$

где  $K(j\omega_0)$  – значение передаточной функции усилителя на частоте  $\omega_0$ .

Поскольку в автогенераторе (рисунок 2.1, б) величина входного напряжения усилителя определяется выходным напряжением  $\dot{U}_{\text{вых}}$  и величиной передаточной функции  $\beta(j\omega_0)$

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вых}} \beta(j\omega_0), \quad (2.2)$$

то очевидно, что в системе будет иметь место стационарный режим в случае, если

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{K(j\omega_0)} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}}\beta(j\omega_0), \quad (2.3)$$

откуда следует условие

$$K(j\omega_0)\beta(j\omega_0) = 1. \quad (2.4)$$

Выражение (2.4) может быть представлено в виде двух уравнений: для модуля и аргументов коэффициентов передачи

$$|K(j\omega_0)||\beta(j\omega_0)| = 1; \quad (2.5)$$

$$\varphi_K(\omega_0) + \varphi_\beta(\omega_0) = 2\pi n \quad (n=0; 1; 2; \dots). \quad (2.6)$$

Первое из этих условий (2.5) определяет баланс амплитуд, второе – баланс фаз (2.6). Условие (2.5) также показывает, что в автогенераторе всегда должна иметь место положительная обратная связь.

### 2.1.1 LC-генераторы

Рассмотрим основные процессы, происходящие в автогенераторах, на примере LC-автогенератора с трансформаторной (индуктивной) обратной связью (см. рисунок 2.1, б). Он представляет собой резонансный однокаскадный транзисторный усилитель с цепью положительной обратной связи – катушки  $L_{\text{СВ}}$ , индуктивно связанной с контуром  $L_{\text{к}}C_{\text{к}}$  усилителя.

В момент включения автогенератора на его выходе всегда будут колебания (например за счет шумов), величина которых  $U_{\text{ВЫХ}}(0)$  мала. Поэтому, чтобы выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  после включения автогенератора увеличивалось до необходимого значения, автогенератор рассчитывают таким образом, чтобы при малых значениях выходного напряжения

$$|K(j\omega_0)||\beta(j\omega_0)| > 1. \quad (2.7)$$

Тогда после включения автогенератора будет наблюдаться увеличение выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$ . Однако этот процесс не может продолжаться бесконечно, так как увеличение  $U_{\text{ВЫХ}}$  в соответствии с (2.2) приводит к увеличению входного напряжения на базе транзистора, при этом из-за нелинейности транзистора происходит уменьшение коэффициента усиления  $|K(j\omega_0)|$ . Когда величина  $|K(j\omega_0)|$  уменьшится до значения  $1/|\beta(j\omega_0)|$  (рисунок 2.2, а), станет выполняться условие баланса амплитуд (2.5) и выходное напряжение достигнет стационарного значения  $U_{\text{ВЫХ.СТ}}$  (рисунок 2.2, б). Величина  $1/|\beta(j\omega_0)|$  представляется прямой горизонтальной линией, так как цепь обратной связи линейна и её параметры не зависят от  $U_{\text{ВЫХ}}$ . Эту прямую называют линией обратной связи.

На практике часто необходимо регулировать величину напряжения  $U_{\text{ВЫХ.СТ}}$ . Обычно это осуществляется путём изменения модуля коэффициента передачи

цепи обратной связи. Для схемы на рисунке 2.1,  $\beta$  величина этого коэффициента определяется формулой

$$\beta = |\beta(j\omega_0)| = \frac{M}{L_k}. \quad (2.8)$$

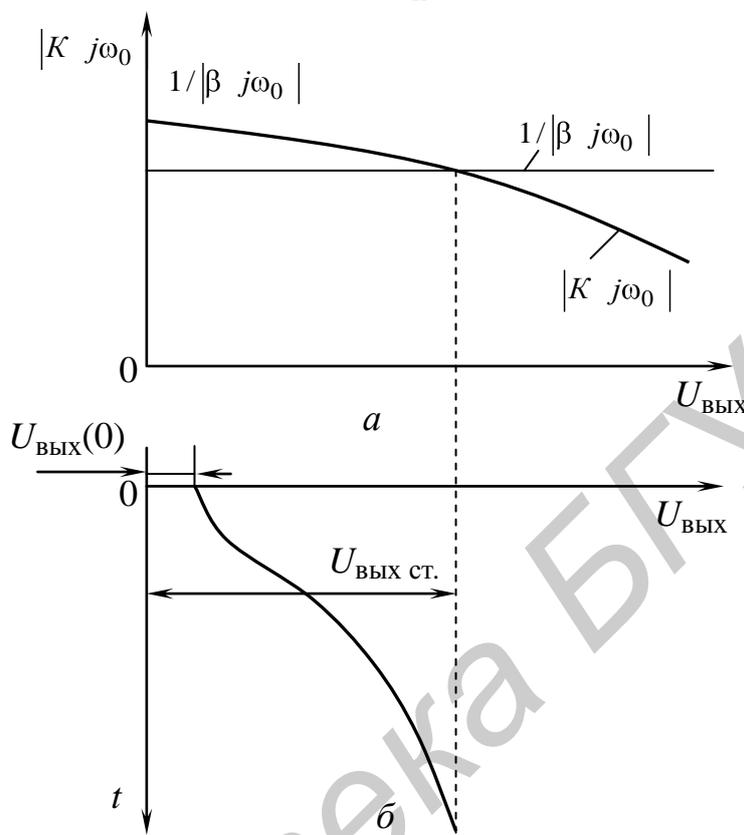


Рисунок 2.2

Поэтому важно знать регулировочную характеристику генератора  $U_{\text{ВЫХ.СТ}} = f(\beta)$ . Эта характеристика необходима также для расчёта цепи обратной связи при проектировании автогенератора.

В зависимости от того, в каком месте проходной характеристики транзистора  $I_{K1} = f(U_{\text{Б.Э}})$  расположена рабочая точка (рисунок 2.3), могут иметь место регулировочные характеристики двух типов, характеризующие так называемые «мягкий» и «жёсткий» режимы самовозбуждения. Рассмотрим в рамках квазилинейной теории эти случаи. Суть квазилинейного метода анализа нелинейных устройств состоит в том, что если в системе имеется узкополосный фильтр (колебательный контур), выделяющий только одну гармонику из спектра тока через нелинейный элемент, и имеет место стационарный режим, то устройство можно анализировать как линейное. При этом нелинейный элемент для данного режима рассматривается как линейный, имеющий так называемые средние параметры. Наиболее важным параметром в нашем случае является средняя крутизна транзистора, определяемая формулой

$$S_{\text{ср}} = \frac{I_{K1}}{U_{\text{ВХ.Т}}}, \quad (2.9)$$

где  $I_{K1}$  – амплитуда первой гармоники коллекторного тока;

$U_{\text{вх.т}} = \sqrt{2}U_{\text{вх}}$  – амплитуда напряжения, подаваемого на вход транзистора.

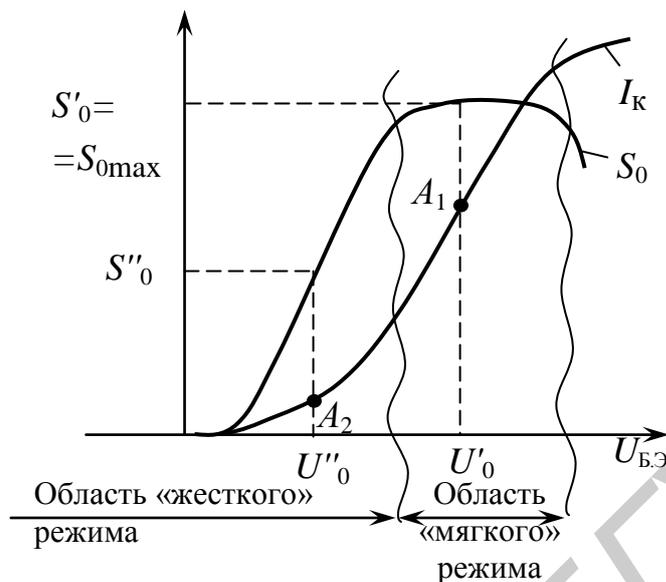


Рисунок 2.3

Средняя крутизна определяет коэффициент усиления усилителя автогенератора:

$$|K(j\omega_0)| \cong S_{\text{ср}} R_{\text{ос}}. \quad (2.10)$$

### 2.1.2 «Мягкий» режим самовозбуждения

Такой режим наблюдается, когда рабочая точка  $A_1$  расположена на участке проходной характеристики с максимальной крутизной  $S_{0\text{max}}$ , (см. рисунок 2.3). В этом случае зависимость  $|K(j\omega_0)|$  от  $U_{\text{вых.ст}}$  будет монотонно уменьшающейся (рисунок 2.4, а) в силу того, что увеличение  $U_{\text{ввых.ст}}$  обусловлено увеличением  $U_{\text{вх}}$ , а последнее приводит к уменьшению средней крутизны  $S_{\text{ср}}$ . Используя зависимость  $|K(j\omega_0)| = f(U_{\text{ввых.ст}})$  (рисунок 2.4, а) и помня, что стационарный режим наступает когда  $|K(j\omega_0)| = \frac{1}{\beta}$ , можно построить график  $U_{\text{ввых.ст}} = f(\beta)$ ,

представленный на рисунке 2.4, б. Стрелки на графике показывают путь изменения  $U_{\text{ввых.ст}}$  при увеличении  $\beta$  от нуля до какого-либо достаточно большого значения (например  $\beta'''$ ) и наоборот, т. е. от  $\beta'''$  до нуля. Отметим некоторые особенности «мягкого» режима самовозбуждения автогенератора:

- зависимость  $U_{\text{ввых.ст}} = f(\beta)$  однозначная, то есть она не определяется направлением изменения  $\beta$ ;

- выходное напряжение генератора при увеличении  $\beta$  плавно нарастает, начиная от нуля при  $\beta = \beta_K$  ( $\beta_K$  – критическая связь), и плавно спадает при уменьшении  $\beta$  до  $\beta_K$ .

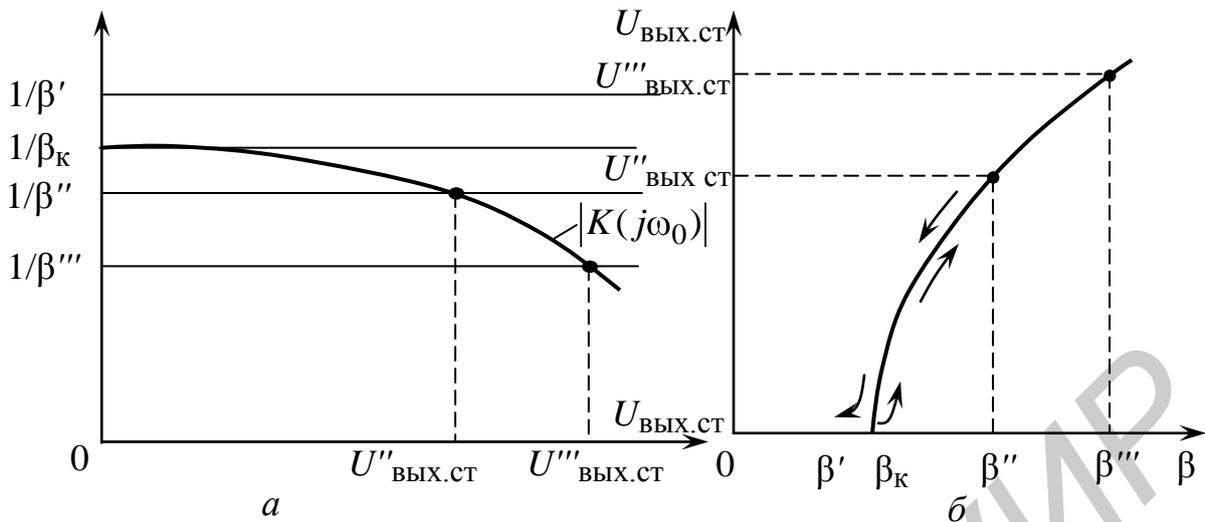


Рисунок 2.4

### 2.1.3 «Жёсткий» режим самовозбуждения

«Жёсткий» режим самовозбуждения имеет место тогда, когда рабочая точка  $A_2$  расположена на участке проходной характеристики транзистора с крутизной  $S_0'' < S_{0\max}$ , как показано на рисунке 2.3. При этом (рисунок 2.5, а) коэффициент усиления в зависимости от  $U_{\text{ВЫХ.СТ}}$  сначала увеличивается, так как увеличивается  $S_{\text{ср}}$  за счёт использования участков характеристики транзистора с большей крутизной, а затем уменьшается за счёт уменьшения средней крутизны  $S_{\text{ср}}$ .

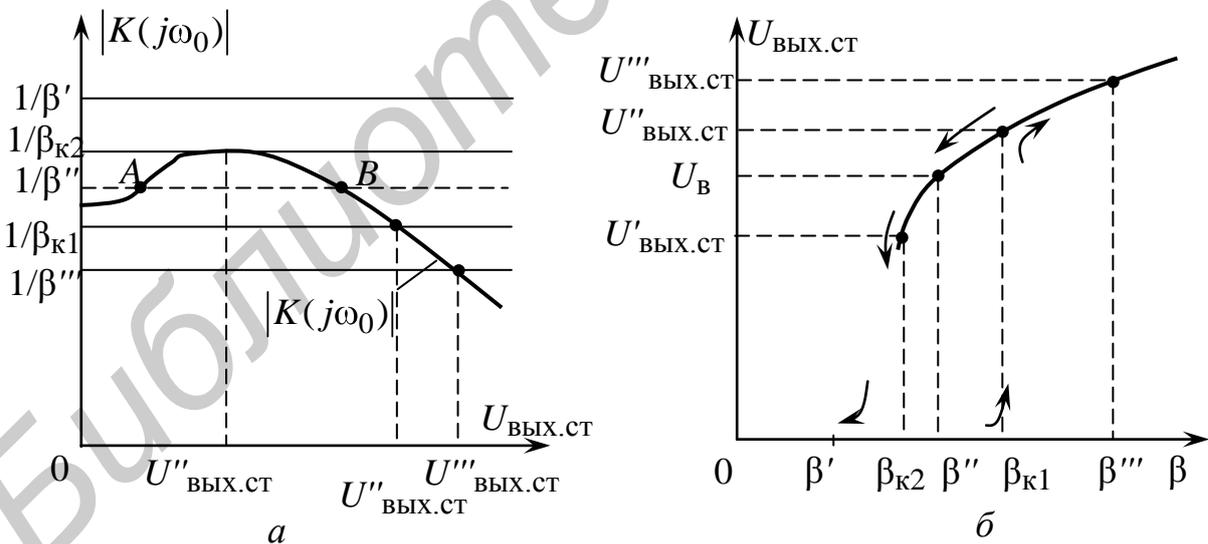


Рисунок 2.5

Построенная по графику рисунка 2.5, а зависимость  $U_{\text{ВЫХ.СТ}}=f(\beta)$  имеет вид, показанный на рисунке 2.5, б. Из графиков следует, что при увеличении коэффициента  $\beta$  от нуля колебания в автогенераторе возникают при  $\beta = \beta_{к1}$ , так как только в этом случае выполняются условия самовозбуждения при  $U_{\text{ВЫХ.СТ}} \cong 0$ , причем на выходе генератора скачком устанавливается выходное напряжение

величиной  $U''_{\text{ВЫХ.СТ}}$ . При уменьшении  $\beta$  срыв колебаний в автогенераторе происходит также скачком, однако, при другом значении  $\beta = \beta_{\text{к2}}$  (минимальное выходное напряжение равно  $U'_{\text{ВЫХ.СТ}}$ ).

Отметим, что при «жестком» режиме возможно возникновение колебаний в автогенераторе и при величине  $\beta < \beta_{\text{к1}}$ , но большей  $\beta_{\text{к2}}$  (например  $\beta''$ ) в том случае, если на него кратковременно подать внешнее воздействие частоты  $\omega_0$  величиной большей, чем абсцисса точки  $A$ . В этом случае на выходе автогенератора устанавливаются колебания величиной  $U_{\text{В}}$ .

Из приведенного качественного анализа следует, что более предпочтительным режимом самовозбуждения является «мягкий». Однако коэффициент полезного действия автогенератора при этом значительно меньше, чем при «жестком» режиме из-за работы усилительного элемента (транзистора) с углом отсечки  $\theta \approx 180^\circ$ . Использовать достоинства, присущие каждому из рассмотренных режимов в отдельности, можно, если применить цепочку автоматического смещения  $R_{\text{Б}}C_{\text{Б}}$  (рисунок 2.6). При этом сопротивление  $R_{\text{Б}}$  выбирают таким, чтобы в отсутствие колебаний рабочая точка транзистора располагалась на участке с максимальной крутизной, то есть самовозбуждение происходило в условиях «мягкого» режима. По мере нарастания  $U_{\text{ВЫХ}}$ , а следовательно, и переменного напряжения на базе транзистора начинают проявляться выпрямляющие свойства эмиттерного  $p$ - $n$ -перехода. Выпрямленное напряжение заряжает конденсатор  $C_{\text{Б}}$ , и происходит перемещение рабочей точки транзистора в область, где его работа происходит с высоким КПД.

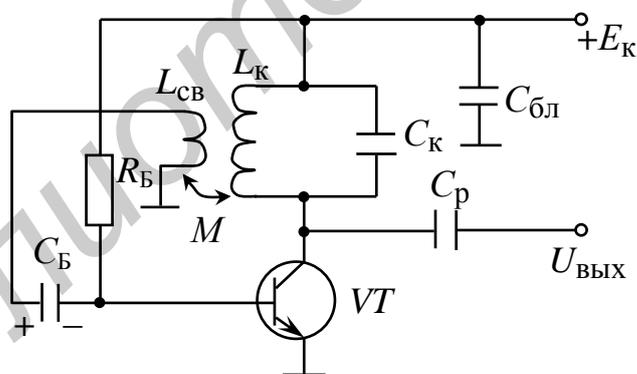


Рисунок 2.6

При конструировании автогенераторов следует помнить, что в случае  $|K(j\omega_0)||\beta(j\omega_0)| \gg 1$  выходной сигнал становится негармоническим и генератор переходит в режим релаксационных колебаний.

Рассмотрим вопросы стабильности частоты генерируемых колебаний на примере  $LC$ -автогенератора. Из условий (2.6) следует, что автогенератор генерирует колебания той частоты, для которой выполняется баланс фаз, т. к. баланс амплитуд в автогенераторах обычно выполняется в достаточно широком интервале частот. Учитывая, что транзистор в усилителе автогенератора вклю-

чѐн по схеме с общим эмиттером, можно записать выражение для коэффициента передачи на частоте  $\omega_0$ :

$$K(j\omega_0) \cong \dot{S}_{\text{cp}} \dot{Z}_{\text{H}} e^{j\pi} = S_{\text{cp}} R_{\text{oc}} e^{j(\varphi_s + \varphi_{\text{H}} + \pi)}, \quad (2.11)$$

где  $\varphi_s$  – фазовый угол  $\dot{S}_{\text{cp}}$ , учитывающий инерционность усилительных приборов и ряд других явлений;

$\varphi_{\text{H}}$  – фазовый угол сопротивления резонансного контура.

Учитывая (2.11), условие баланса фаз (2.6) запишем в виде ( $n=1$ )

$$\varphi_s(\omega_0) + \varphi_{\text{H}}(\omega_0) + \varphi_{\beta}(\omega_0) = \pi. \quad (2.12)$$

Можно указать две основные группы факторов, влияющих на стабильность частоты:

1) изменение резонансной частоты контура под воздействием дестабилизирующих факторов (температура, влажность и т. п.).

Из (2.12) видно, что при  $\varphi_{s|\omega=\omega_0} \cong 0 = \text{const}$  и  $\varphi_{\beta|\omega=\omega_0} \cong \pm\pi = \text{const}$  частота генерируемых колебаний определяется частотой настройки контура, на которой  $\varphi_{\text{H}} = 0$  и

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{к}}C_{\text{к}}}}. \quad (2.13)$$

Если же по каким-либо причинам параметры  $L_{\text{к}}$  и  $C_{\text{к}}$  изменяются, то относительная нестабильность частоты при этом

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L_{\text{к}}}{L_{\text{к}}} + \frac{\Delta C_{\text{к}}}{C_{\text{к}}} \right); \quad (2.14)$$

2) изменение напряжения питания и климатических условий, механические воздействия.

Указанные причины можно свести к изменению  $\varphi_s$  и  $\varphi_{\beta}$ , то есть к внесению дополнительных фазовых сдвигов  $\Delta\varphi_{s;\beta}$  (при этом предполагается, что частота настройки контура постоянна), приводящих к нарушению баланса фаз. Чтобы восстановить условие (2.12), необходимо скомпенсировать дополнительный фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_{s;\beta}$  противоположным по знаку и равным по величине фазовым сдвигом  $-\Delta\varphi_{\text{H}}$ , вносимым контуром. Это возможно, если частота генерируемых колебаний изменится и станет отличаться от частоты настройки контура.

Относительный уход частоты автогенератора можно найти из уравнения фазочастотной характеристики контура:

$$\Delta\varphi_{\text{H}} = -\text{arctg}\left(\frac{2\pi f}{f_0} Q\right), \quad (2.15)$$

где  $Q$  – добротность контура  $L_{\text{к}}C_{\text{к}}$ .

Полагая, что  $\Delta\varphi_{s;\beta} \ll 1$ , запишем

$$\Delta\varphi_H = -\Delta\varphi_{s;\beta} = -\frac{2\Delta f}{f_0} Q \quad \text{или} \quad \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta\varphi_{s;\beta}}{Q}. \quad (2.16)$$

Из (2.16) видно, что влияние дестабилизирующих факторов, приводящих к внесению дополнительных фазовых сдвигов  $\Delta\varphi_{s;\beta}$ , тем меньше, чем больше добротность  $Q$  контура автогенератора.

На частоту генерируемых генератором колебаний могут оказывать влияние также посторонние источники колебаний, частота которых близка к  $\omega_0$ . Так, если к автогенератору подвести сигнал, амплитудное значение которого  $E_m$ , а частота изменяется, то в некотором интервале частот  $\omega' \dots \omega''$  вблизи частоты генерации  $\omega_0$  произойдет так называемое «захватывание». Генератор будет в указанном интервале генерировать колебания с частотой воздействующего сигнала.

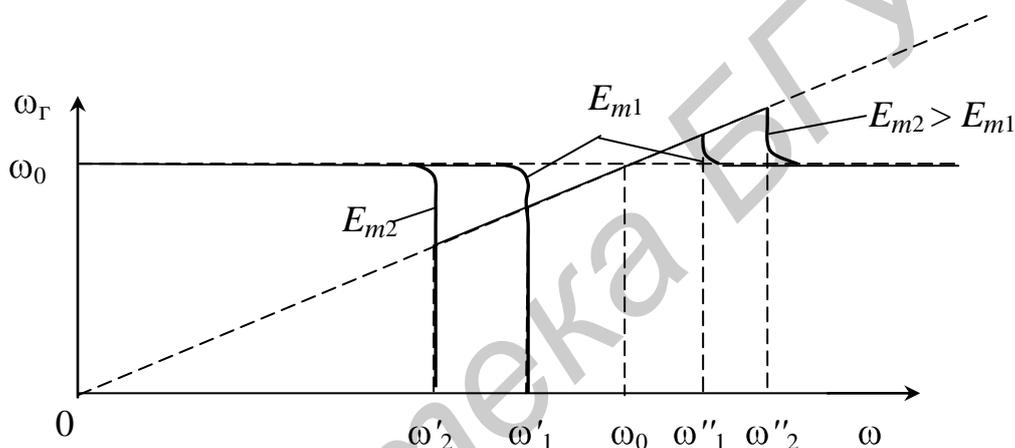


Рисунок 2.7

Ширина полосы захватывания  $2\Delta\omega_3 = (\omega'' - \omega')$  и при  $E_m \ll U_m$

$$2\Delta\omega_3 \approx \omega_0 \frac{E_m}{U_m}, \quad (2.17)$$

где  $U_m$  – амплитуда генерируемых автогенератором колебаний в той точке схемы, к которой подведено напряжение  $E_m$ .

Указанное явление проиллюстрировано на рисунке 2.7. На графике этого рисунка по горизонтальной оси координат отложена частота воздействующего сигнала  $\omega$ , по вертикальной оси – значение частоты генерации  $\omega_G$ .

Рассмотренное явление может нарушать нормальную работу генераторов радиотехнических устройств (например, гетеродинов радиоприемников, задающих генераторов передатчиков и т. п.). Однако оно может быть использовано для синхронизации частоты автогенераторов там, где это необходимо.

### 2.1.4 RC-генераторы

Автогенераторы с резонансным  $LC$ -контуром широко используются в качестве источников высокочастотных (на частотах выше 15 ... 20 кГц) гармонических сигналов. На более низких частотах их использование невыгодно, так как колебательный контур получается слишком громоздким и трудноперестраиваемым. Поэтому в диапазоне частот от долей герца до 150 ... 200 кГц преимущественное распространение получили так называемые  $RC$ -генераторы.

Структурная схема (рисунок 2.1, а) такого генератора, как и других автоколебательных систем с внешней обратной связью, состоит из усилителя и цепи обратной связи.

Для установления в такой системе режима стационарных колебаний на частоте  $\omega_0$  необходимо при включении автогенератора (при малых начальных амплитудах) выполнение условия самовозбуждения (2.5) и (2.6).

В качестве усилителя в  $RC$ -генераторе используется, как правило, одно- либо двухкаскадный аperiodический (с резистивной нагрузкой) усилитель. Задача выполнения условий самовозбуждения только на частоте генерации  $\omega_0$  решается в этом случае путём использования в качестве четырёхполюсника обратной связи фазовращающих цепей. При этом параметры цепи выбираются таким образом, чтобы на частоте генерации выполнялось условие баланса фаз, то есть фазовый сдвиг в цепи обратной связи был

$$\varphi_{\beta}(\omega_0) = 2\pi l - \varphi_{\kappa}(\omega_0). \quad (2.18)$$

Для одного каскада аperiodического усилителя (рисунок 2.8 – транзистор  $VT_2$  включён по схеме с общим эмиттером) в полосе усиливаемых частот фазовый сдвиг  $\varphi_{\kappa} = \pm \pi$ .

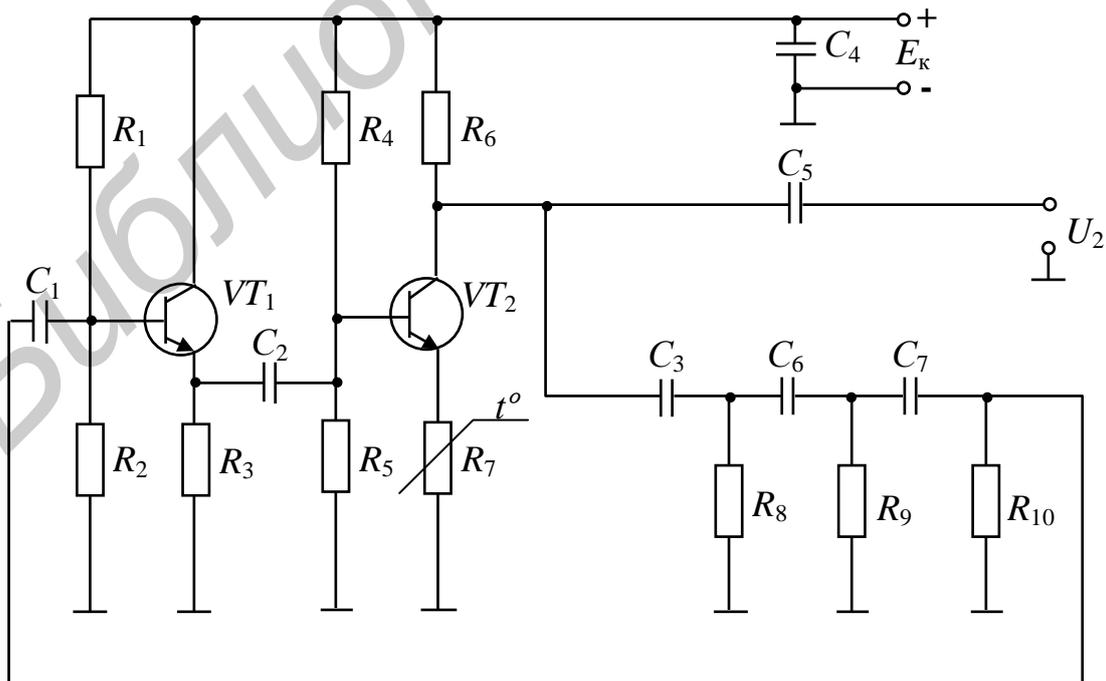


Рисунок 2.8

Следовательно, если в  $RC$ -генераторе усилитель содержит один каскад (в общем случае нечётное число каскадов), то для выполнения условия баланса фаз требуется  $\varphi_{\beta}(\omega_0) = \pm\pi$  или  $\varphi_{\beta}^{\circ}(\omega_0) = \pm 180^{\circ}$ . При этом фазовращающая цепочка содержит несколько обычно одинаковых  $RC$ -звеньев типа ФНЧ или ФВЧ (рисунок 2.9, *а* и 2.9, *б*), каждое из которых обеспечивает фазовый сдвиг

$$\varphi_1^{\circ}(\omega_0) = \frac{180^{\circ}}{m}, \quad (2.19)$$

где  $m$  – число звеньев.

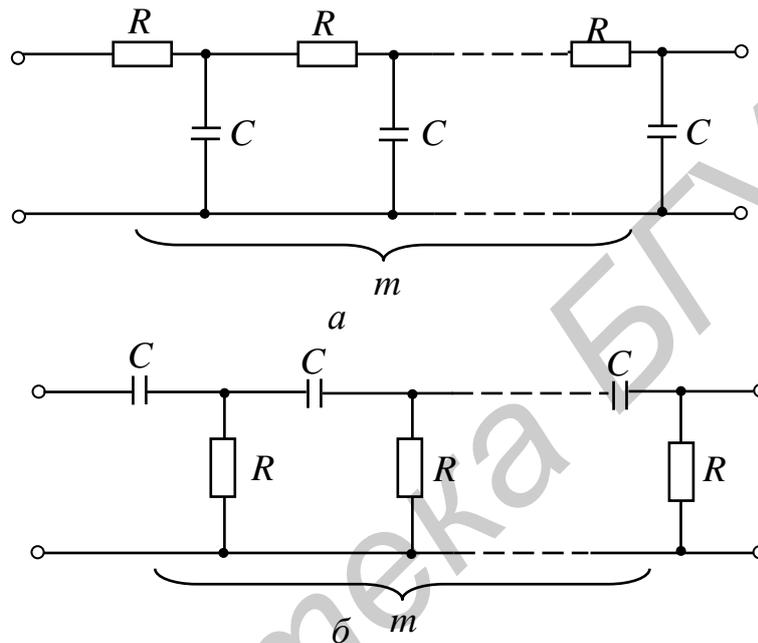


Рисунок 2.9

В связи с тем, что одно подобное звено может изменить фазу на угол от  $\varphi_1^{\circ}(\omega_0) = 0^{\circ}$  до  $\varphi_1^{\circ}(\omega_0) = 90^{\circ}$ , минимальное число звеньев фазовращающей цепочки  $m = 3$ . В практических схемах генераторов с однокаскадным усилителем обычно используют три или четыре звена.

Для устранения шунтирующего влияния достаточно малого входного сопротивления усилительного каскада (порядка 1 кОм) на фазовращающую цепочку применяется эмиттерный повторитель на транзисторе  $VT_1$ .

В таблице 2.1 приведены параметры и расчётные соотношения для таких фазовращающих цепей.

В случае же использования двухкаскадного усилителя (или в общем случае с чётным числом каскадов), имеющего в рабочей полосе  $\varphi_k \approx 0$ , цепь обратной связи должна создавать фазовый сдвиг  $\varphi_{\beta} \approx 0$  на частоте  $f_0$ . Подобная цепь, показанная на рисунке 2.10, носит название «Мост Вина».

Таблица 2.1

Число звеньев $m$	Фазовый сдвиг $\varphi_1(\omega_0)$	Тип звена	Частота генерации	Коэффициент передачи цепи $ \beta(j\omega_0) $	Требуемый коэффициент усиления усилителя $ K(j\omega_0) $
3	60°	ФВЧ	$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = \frac{0,065}{RC}$	$\frac{1}{29}$	$\geq 29$
		ФНЧ	$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0,39}{RC}$		
4	45°	ФВЧ	$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10/7RC}} = \frac{0,133}{RC}$	$\frac{1}{18,4}$	$\geq 18,4$
		ФНЧ	$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,7RC}} = \frac{0,19}{RC}$		

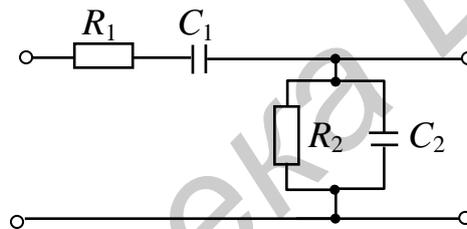


Рисунок 2.10

Частота  $f_0$  равна

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (2.20)$$

Обычно  $R_1 = R_2 = R$ ;  $C_1 = C_2 = C$ . Тогда

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad |\beta(j\omega_0)| = \frac{1}{3}, \quad |K(j\omega_0)| \geq 3. \quad (2.21)$$

Очевидно, что в генераторе с цепью обратной связи в виде моста Вина реализовать условие  $|K(j\omega_0)||\beta(j\omega_0)| \geq 1$  значительно легче, так как усилитель должен обеспечивать коэффициент усиления меньшим, чем в однокаскадном RC-генераторе с многозвенным фильтром.

Рассмотрим особенности работы RC-генератора в установившемся режиме, то есть, когда имеет место «баланс амплитуд»

$$|K(j\omega_0)| = \frac{1}{|\beta(j\omega_0)|}, \quad (2.22)$$

а амплитуда колебаний постоянна. Баланс устанавливается потому, что после включения генератора амплитуда растёт и при этом происходит снижение  $|K(j\omega_0)|$  за счёт перехода усилительных приборов генератора (ламп, транзисторов и т. п.) в нелинейный режим. При этом форма тока, протекающего через усилительный прибор, искажается. Однако в  $LC$ -генераторах, содержащих фильтрующую цепь в виде высокодобротного колебательного контура, происходит выделение лишь первой гармоники и форма выходного сигнала гармоническая. В  $RC$ -генераторах узкополосные фильтрующие системы отсутствуют, поэтому, если допустить нелинейный режим работы усилительных приборов, неизбежно появятся нелинейные искажения генерируемых колебаний. Для устранения этого явления в  $RC$ -генераторах предусматривается снижение  $|K(j\omega_0)|$  при больших амплитудах за счёт использования в схеме генератора внешней нелинейной отрицательной обратной связи, например, в виде «инерционной нелинейности» (терморезистора  $R_7$ ) в цепи эмиттера (см. рисунок 2.8). Величина сопротивления терморезистора изменяется в зависимости от степени нагрева проходящим током, то есть от амплитуды генерируемых генератором колебаний. С увеличением амплитуды колебаний сопротивление терморезистора, оставаясь в пределах одного периода за счёт тепловой инерции практически постоянной величиной, изменяет свою величину таким образом, что коэффициент усиления усилителя уменьшается и усилительный элемент генератора переходит в линейный режим. Возможны и другие способы осуществления нелинейной отрицательной обратной связи.

### 2.1.5 Генераторы пилообразного напряжения

Генераторы пилообразного напряжения (ГПН) применяются в осциллографах, кодирующих устройствах, схемах сравнения, в телевидении. Простейшей цепью, с помощью которой удаётся создать пилообразное напряжение, является  $RC$ -цепь. Основные требования, предъявляемые к генераторам пилообразного напряжения, – высокая линейность прямого хода и большой коэффициент использования напряжения источника питания.

Относительное изменение скорости нарастания (или убывания) напряжения характеризуется коэффициентом нелинейности

$$p = \frac{v_H - v_K}{v_K} = \frac{\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\max} - \left(\frac{dU}{dt}\right)_{\min}}{\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\max}}, \quad (2.23)$$

где  $v_H$  – скорость изменения напряжения в начале прямого хода;

$v_K$  – скорость изменения напряжения в конце прямого хода.

Коэффициент использования напряжения источника питания определяется отношением

$$\xi = \frac{U_m}{E_k}, \quad (2.24)$$

где  $U_m$  – амплитуда пилообразного напряжения;

$E_k$  – напряжение источника питания.

Принцип получения пилообразного напряжения заключается в медленном заряде (или разряде) конденсатора через большое сопротивление во время прямого хода и в быстром его 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. Это можно осуществить, обеспечив заряд или разряд конденсатора  $C$  через токостабилизирующий двухполюсник либо применив положительную обратную связь (принцип компенсирующей ЭДС).

Рассмотрим принцип работы ГПН (рисунок 2.11, а). В исходном состоянии транзистор  $VT_2$  находится в активном режиме, транзистор  $VT_1$  насыщен и конденсатор  $C$  заряжен до максимального напряжения:

$$U_{C \max} \approx E_k - I_{к.н} R_k, \quad (2.25)$$

где  $I_{к.н}$  – коллекторный ток насыщения транзистора  $VT_1$ .

Когда на базу  $VT_1$  подаётся управляющий импульс отрицательной полярности (рисунок 2.11, б), транзистор  $VT_1$  запирается на время действия этого импульса. Конденсатор  $C$  разряжается через транзистор  $VT_2$ , и напряжение  $U_C$  понижается (рисунок 2.11, в). Для повышения линейности пилообразного напряжения используется токостабилизирующий двухполюсник (транзистор  $VT_2$ ).

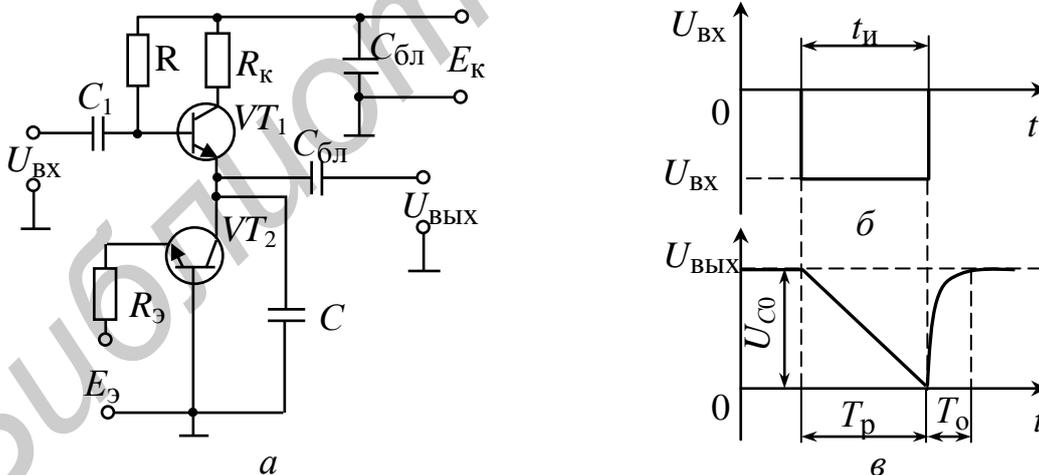


Рисунок 2.11

Транзистор  $VT_2$ , включённый по схеме с общей базой, выполняет роль стабилизатора тока. Так как выходное сопротивление транзистора  $VT_2$  велико (порядка 300 Ом), то разрядный ток конденсатора  $i_c$  равный току коллектора  $VT_2$ , при постоянном токе эмиттера  $i_{э2}$  изменяется незначительно. В результате этого стабилизируется ток конденсатора  $i_c$ . Его стабилизации способствуют также отрицательная обратная связь по току, осуществляемая при помощи

резистора  $R_3$ . Благодаря этому разрядный ток  $i_C$  во время рабочего хода почти не изменяется, а напряжение  $U_C = U_{\text{ВЫХ}}$  изменяется по закону, близкому к линейному

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt = \frac{I_C}{C} t. \quad (2.26)$$

После окончания управляющего импульса  $U_{\text{ВХ}}$  транзистор  $VT_1$  открывается и переходит в режим насыщения, конденсатор заряжается через насыщенный транзистор  $VT_1$  и резистор  $R_K$  за время обратного хода, длительность которого определяется выражением

$$T_0 \approx 3CR_K. \quad (2.27)$$

Рассмотренный генератор обеспечивает при высокоомной нагрузке небольшой коэффициент нелинейности (около 0,5 %), высокий коэффициент напряжения (около 0,9), широкий диапазон рабочего хода (от единиц до нескольких тысяч микросекунд) и небольшое время обратного хода, что является достоинством данного генератора. Его недостатками являются: невысокая нагрузочная способность, необходимость иметь значительный управляющий импульс и отдельный источник питания  $E_3$ .

## 2.2 Краткие сведения о программе МСАР-5

Лабораторная работа выполняется с применением программы МСАР-5, которая позволяет осуществлять:

а) для цепей: AC Analysis – анализ АЧХ и ФЧХ, а также характеристик группового времени запаздывания; Transient Analysis – анализ временных характеристик сигналов и временных передаточных характеристик цепей: импульсных и переходных; DC Analysis – анализ характеристик по постоянному току, вольт-амперных характеристик и т. п;

б) для сигналов: Transient Analysis – анализ временных, спектральных и корреляционных характеристик сигналов.

В данной работе используется AC Analysis и Transient Analysis.

Сведения, необходимые для работы в программе МСАР-5, приведены в ч. 2 приложения А [4].

## 2.3 Порядок выполнения работы

### 2.3.1 Анализ работы и характеристик LC-автогенератора с индуктивной (трансформаторной) обратной связью

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **LC\_GEN.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне электрическую принципиальную и структурную схемы LC-автогенератора.

### 2.3.1.1 Выполнить анализ проходной ВАХ полевого транзистора.

Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию DC Analysis и щёлкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне DC Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN. На появившемся графике вольт-амперной характеристики (ВАХ) по оси Y отображается ток стока в миллиамперах, а по оси X – напряжение на затворе в вольтах в пределах минус 4 ... 1,5 В. Зарисовать график ВАХ.

Выбрать и отметить на середине линейного участка ВАХ рабочую точку  $U_o = U_{g,м}$  для «мягкого» режима самовозбуждения и на начальном участке ВАХ рабочую точку  $U_o = U_{g,ж}$  для «жёсткого» режима самовозбуждения схемы усилителя. Измерить крутизну ВАХ в выбранных рабочих точках.

Процедура измерений характеристик, представленных на графиках, описана в ч. 2 приложения А [4].

### 2.3.1.2 Выполнить анализ АЧХ и ФЧХ схемы резонансного усилителя.

Установить рабочую точку, соответствующую «жёсткому» режиму самовозбуждения схемы (напряжение источника  $U_o = U_{g,ж}$ ).

Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis ... и щёлкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне AC Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN. Появившиеся графики: первый график – амплитудно-частотной характеристики резонансного усилителя –  $\text{dB}(V(U_d)/V(U_g))$  в децибелах, от частоты  $F$  в мегагерцах; второй – фазочастотной характеристики –  $\text{ph}(V(U_d))$  в градусах, от частоты  $F$  в мегагерцах.

Измерить резонансную частоту  $f_p$  и соответствующий ей коэффициент усиления напряжения  $K_u = U_d / U_g$ .

Измерить полосу пропускания  $2\Delta f_{0,7}$  по уровню  $0,7K_u$  и определить нагруженную добротность контура  $Q_H = f_p / 2\Delta f_{0,7}$ .

Процедура измерений характеристик, представленных на графиках, описана в ч. 2 приложения А [4].

Установить рабочую точку, соответствующую «мягкому» режиму самовозбуждения схемы (напряжение источника  $U_o = U_{g,м}$ ).

Далее выполнить анализ аналогично подпункту 2.3.1.2.

По полученным данным в подпунктах 2.3.1.1 и 2.3.1.2 рассчитать коэффициенты усиления резонансного усилителя для «мягкого» и «жёсткого» режимов и сравнить с измеренными значениями.

### 2.3.1.3 Выполнить анализ временных характеристик сигналов.

Для наблюдения графиков установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены.

Нажать на RUN. Полученные графики: верхний график – напряжения  $V(U_g) = U_3$  на затворе VT; нижний – напряжения  $V(U_{out}) = U_{вых}(t)$  в вольтах, для времени от 10 до 2 миллисекунд. Операции измерений описаны в ч. 2 приложения А [4]. Зарисовать графики для исходной схемы.

2.3.1.4 Отсоединить источник сигнала GSS перемещением влево и подсоединить его к общему проводнику (корпусу). Установить значение  $\beta = 0,06 + 1/K_M(f_p)$ . Для этого необходимо дважды щёлкнуть левой кнопкой мыши на значение  $\beta$  на схеме. В появившемся окне задать рассчитанное значение в строке COUPLING. Измерить в стационарном режиме частоту генерации  $f_T$ , размах напряжения  $V(U_g)$  и  $V(U_{out})$ . Определить коэффициент усиления  $K(f_T)$ .

2.3.1.5 Установить время задержки **Delay(.05u)**, дважды щёлкнув левой кнопкой мыши на значение Delay, и записать в появившемся окне требуемое значение. Измерить в стационарном режиме частоту генерации  $f_T$ .

2.3.1.6 Исследовать режим «захвата» (синхронизации) частоты автогенератора. Для этого подсоединить источник внешнего сигнала GSS перемещением вправо. Убрать переключку П1 вверх на две позиции.

Установить напряжение источника  $U_o = U_{g,ж}$ . Измерить частоту генерации  $f_T$  в середине временной области воздействия внешнего источника GSS.

Отсоединить источник внешнего сигнала GSS перемещением влево к общему проводнику. Проверить, что самовозбуждение при установленной величине  $\beta$  невозможно.

Подсоединить источник внешнего сигнала GSS перемещением вправо. Измерить в стационарном режиме размах напряжения  $V(U_g)$  и  $V(U_{out})$ . Определить коэффициент усиления  $K(f_T)$ .

Отсоединить источник внешнего сигнала GSS перемещением влево к общему проводнику. Установить значение  $\beta = 0,15$ . Измерить в стационарном режиме размах напряжения  $V(U_g)$  и  $V(U_{out})$ . Определить коэффициент усиления  $K(f_T)$ .

Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

### 2.3.2 Анализ работы и исследование схемы RC-автогенератора

Пользуясь описанием, приведённом в подпункте 1.3.1, загрузить файл **RC\_GEN.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне электрическую принципиальную и структурную схемы RC-автогенератора.

#### 2.3.2.1 Выполнить анализ АЧХ и ФЧХ схемы.

Снять графики зависимостей от частоты в режиме AC Analysis ... . Полученные в режиме AC Analysis ... графики: верхний – АЧХ RC-цепи обратной связи  $V(U_{out1})/V(U_{in})$  в размах, от частоты  $F$ ; нижний – ФЧХ RC-цепи обратной связи  $\text{ph}(V(U_{out1}))$  в градусах, от частоты  $F$ . Зарисовать полученные графики.

Измерить частоту  $f_T$  для которой фаза равна минус 180 градусов. Измерить на частоте  $f_T$  значение коэффициента  $\beta(f_T)$  (верхний график).

#### *2.3.2.2 Выполнить анализ временных характеристик сигналов.*

Снять графики зависимостей в режиме Transient Analysis ... . Полученные в режиме Transient Analysis ... графики: 1) напряжения на выходе генератора  $V(U_{out})$ , для времени от 3 до 6 миллисекунд; 2) напряжения на входе  $V(U_{1oc})$  цепи обратной связи в вольтах для времени от 3 до 6 миллисекунд; 3) напряжения на выходе  $V(U_{2oc})$  цепи обратной связи в вольтах для времени от 3 до 6 миллисекунд. Зарисовать полученные графики. Измерить в стационарном режиме частоту генерации  $f_T$ .

Измерить в стационарном режиме размах напряжения  $V(U_{1oc})$  и  $V(2U_{oc})$ . Определить коэффициент усиления  $K(f_T)$ .

Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

#### *2.3.3 Анализ работы и исследование схемы генератора пилообразного напряжения*

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **Pil\_GEN.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне электрическую принципиальную и структурную схемы устройства.

#### *2.3.3.1 Выполнить анализ временных характеристик сигналов.*

Снять графики зависимостей в режиме Transient Analysis ... . Зарисовать полученные в режиме Transient Analysis ... графики;

1) напряжения  $V(U_{b1})$  на базе транзистора VT1 в вольтах для времени от 1 до 2 миллисекунд.

2.3.3.2 Измерить длительность импульса, период их повторения и определить частоту  $F_{вх}$  напряжения  $U_{вх}(t)$ ;

2) напряжения  $V(U_{k1})$  на коллекторе VT1 и напряжения  $U_{out}$  ( $U_{вых}(t)$ ) в вольтах для времени от 1 до 2 миллисекунд.

Измерить пределы изменения значения напряжения  $U_{вых}(t)$ .

2.3.3.3 Измерить значения длительности линейного участка («прямого хода») и «обратного хода»  $U_{вых}(t)$ . Определить крутизну линейного участка  $U_{вых}(t)$ ;

3) тока  $I(C2)$  заряда и разряда конденсатор  $C2$  в миллиамперах для времени от 1 до 2 миллисекунд.

2.3.3.4 Измерить значение тока разряда формирующего конденсатора.

Дать анализ полученным результатам и сделать выводы.

## 2.4 Контрольные вопросы

- 1 Какое радиотехническое устройство называется генератором?
- 2 Какое условие должно выполняться в автогенераторе в стационарном режиме?
- 3 Какое условие называется балансом фаз, балансом амплитуд?
- 4 Нарисуйте схему  $LC$ -автогенератора с трансформаторной обратной связью.
- 5 Объясните процесс установления стационарного режима в автогенераторе после его включения.
- 6 Как выбирается рабочая точка на проходной характеристике транзистора для случая «мягкого» и «жёсткого» режимов самовозбуждения? Объясните зависимости  $U_{\text{вых.ст}} = f(\beta)$  для случаев «мягкого» и «жёсткого» режимов самовозбуждения.
- 7 Зачем в  $LC$ -автогенераторах применяют автоматическое смещение?
- 8 Какие факторы влияют на стабильность частоты автогенератора?
- 9 Зачем в стабильных  $LC$ -автогенераторах необходимо использовать высокочастотный контур?
- 10 Что такое «захватывание» частоты, полоса «захватывания»?
- 11 В чём отличие  $RC$ -генераторов от  $LC$ -генераторов?
- 12 Что определяет частоту  $RC$ -генераторов?
- 13 От чего зависят условия самовозбуждения  $RC$ -генераторов?
- 14 Какими способами можно улучшить форму генерируемых  $RC$ -генератором колебаний?
- 15 Для каких целей применяется линейно-изменяющееся напряжение?
- 16 На каком принципе работает генератор линейно-изменяющегося напряжения?
- 17 Нарисовать схему генератора линейно-изменяющегося напряжения и пояснить назначение элементов.

## Литература

- 1 Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / Д. В. Васильев [и др.] ; под ред. К. А. Самойло. – М. : Радио и связь, 1982. – С. 321–334.
- 2 Гусев, В. Т., Гусев, Ю. М. Электроника : учеб. пособие для вузов. – М. : Высш. шк., 1991. – С. 585–607.
- 3 Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 1983. – С. 439–462.
- 4 Басов, В. Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие для студ. спец. I-54 01 04 «Метрологическое обеспечение информационных систем и сетей» днев. формы обуч. В 3 ч. Ч. 2 : Анализ прохождения измерительных сигналов через линейные и нелинейные цепи / В. Г. Басов, М. М. Касперович. – Минск : БГУИР, 2010. – 84 с.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

**Цель работы:** изучить работу и исследовать характеристики диодных однотоковых, балансных и балансных кольцевых преобразователей частоты, а также транзисторных преобразователей и умножителей частоты.

### 3.1 Краткие теоретические сведения

#### 3.1.1 Преобразователи 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  $f_{\Gamma}$ , называемого гетеродином (Г), и электрического фильтра (ЭФ) (рисунок 3.1).

В качестве ПЭ используется электрический двухполюсник или четырёхполюсник, параметры которого – входное и выходное сопротивления, коэффициент передачи – меняются при изменении напряжения гетеродина  $U_{\Gamma}(t)$ .

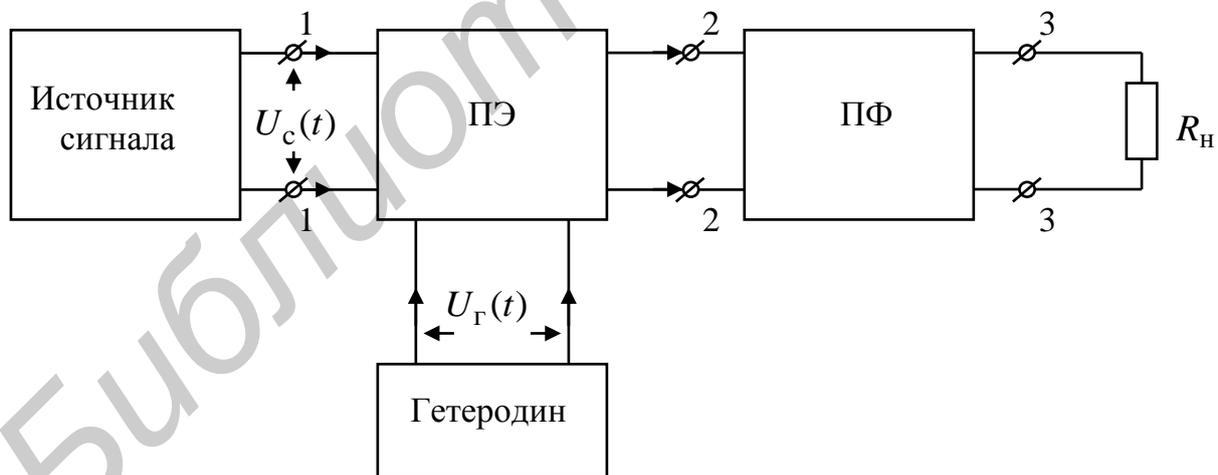


Рисунок 3.1

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)  $U_r(t)$  с частотой  $f_r$  на выходе ПЭ образуются комбинационные продукты с частотами  $kf_r \pm nF_c$ , где  $k = 1, 2, \dots, n = 1, 2, \dots$ . Из последних с помощью ЭФ выделяется колебание требуемой частоты. При  $k = 1$  имеем преобразование на основной гармонике генератора с частотой  $f$ , при  $k > 1$  – на его высших гармониках. При этом, если  $F_c > f_r$ , то перенос спектра вниз или вверх по частоте не изменяет порядок его составляющих (рисунок 3.2, а), если  $F_c < f_r$ , то происходит выворачивание спектра (рисунок 3.2, б).

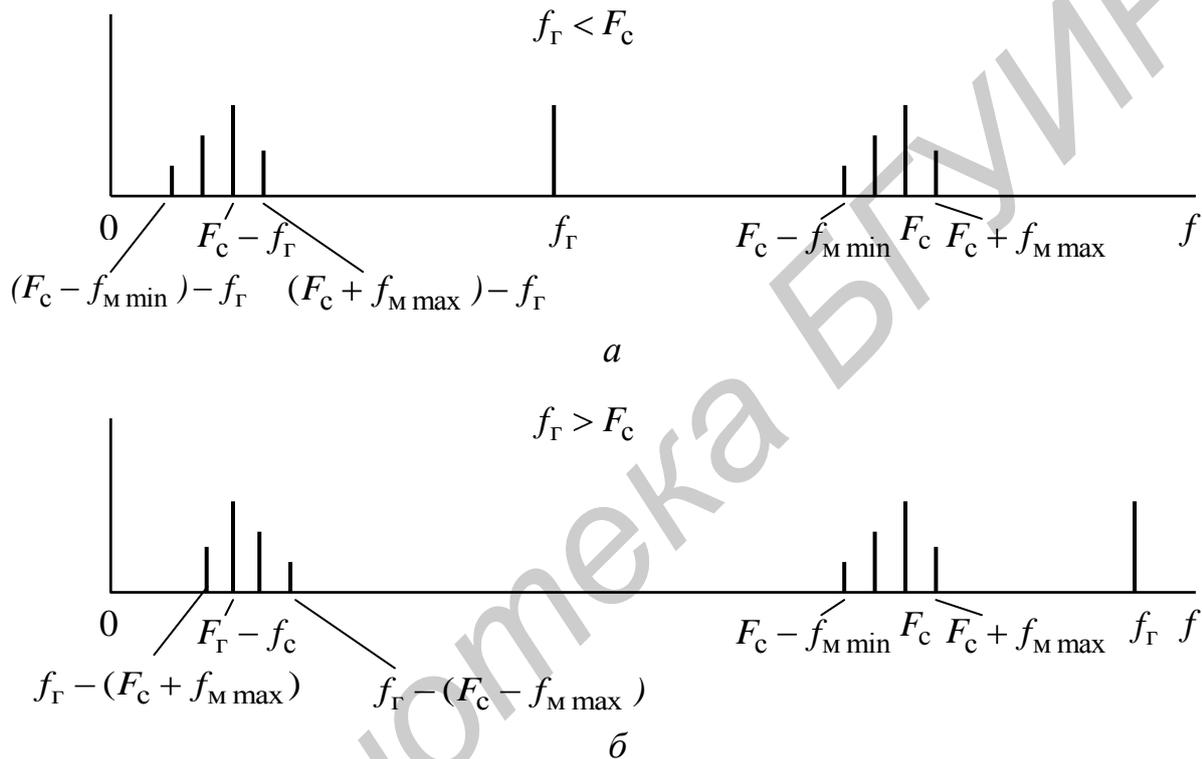


Рисунок 3.2

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 – одноктактные, двухтактные (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  $K_{пр.м}$  и напряжению  $K_{пр.н}$ , определяемых по формулам

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

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:

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

где  $P_1$  и  $P_3$  – уровни мощностей сигнала на входе и выходе ПЧ в децибелах 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  $K_{\text{под.н}}$ :

$$K_{\text{под.м}} = P_3^{(k,n)}/P_3; \quad K_{\text{под.н}} = U_3^{(k,n)}/U_3, \quad (3.3)$$

где  $P_3^{(k,n)}$ ,  $U_3^{(k,n)}$  – 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  $F_c \in [F_{c,\text{н}}, F_{c,\text{в}}]$ .

В идеальном случае  $a_{\text{пр}} = \varphi(F_c) = \text{const}$  (рисунок 3.3, а – пунктирная прямая). Реально указывают определённое поле допуска для изменения  $\Delta a_{\text{пр}} = \varphi(F_c)$ ;

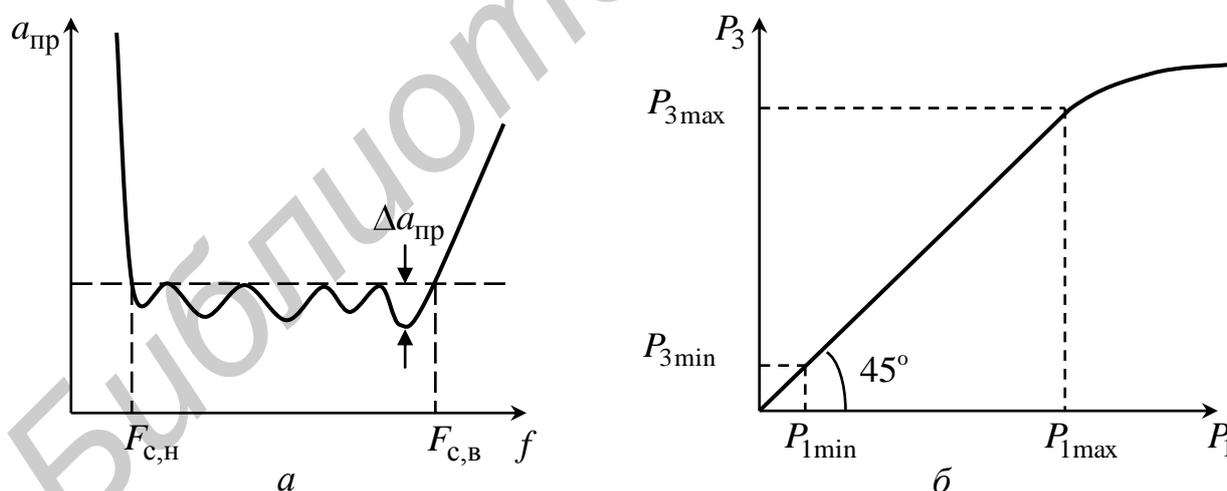


Рисунок 3.3

4. Обеспечение требуемой линейности АХ ПЧ, которая оценивается функцией  $P_3 = \varphi(P_1)$  (рисунок 3.3, б). В пределах заданного динамического диапазона на  $P_{1\text{max}} \dots P_{1\text{min}}$  угол наклона АХ должен быть равен  $45^\circ$ .

Коэффициент нелинейных искажений ПЧ определяется в виде

$$K_{\Gamma.\text{пр.н}} = U_3^{(n)}/U_3, \quad (3.4)$$

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  $P_{1\min}$  ( $P_{3\min}$ ) характеризует допустимое ухудшение отношения сигнал/шум на выходе ПЧ, определяемая величиной помехозащищённости  $A_{3.\text{ш.}\min} = P_{3\min} - P_{3.\text{ш}}$ , где  $P_{3.\text{ш}}$  – уровень собственных шумов, измеренный на выходе ПЧ при отсутствии полезного сигнала  $U_c(t)$ . Как правило,  $A_{3.\text{ш.}\min} = 20$  дБ.

Подавление побочных продуктов преобразования и равномерность ЧХ затухания определяются параметрами фильтра и схемным построением ПЧ. Затухание преобразования и линейность АХ определяются схемным выполнением ПЧ, видом нелинейного ПЭ и напряжением гетеродина  $U_{\Gamma}(t)$ .

Как показывают экспериментальные и аналитические исследования, для обеспечения малых нелинейных искажений целесообразно напряжение сигнала  $U_c(t)$  и гетеродина  $U_{\Gamma}(t)$  выбирать в пределах  $U_c \leq 0,03 \dots 0,1$  В,  $U_{\Gamma} \geq 1,0 \dots 3,0$  В, то есть будем иметь  $U_c \ll U_{\Gamma}$ . При таких условиях ПЧ для сигнала  $U_c$  является квазилинейным устройством, а для генератора – существенно нелинейным.

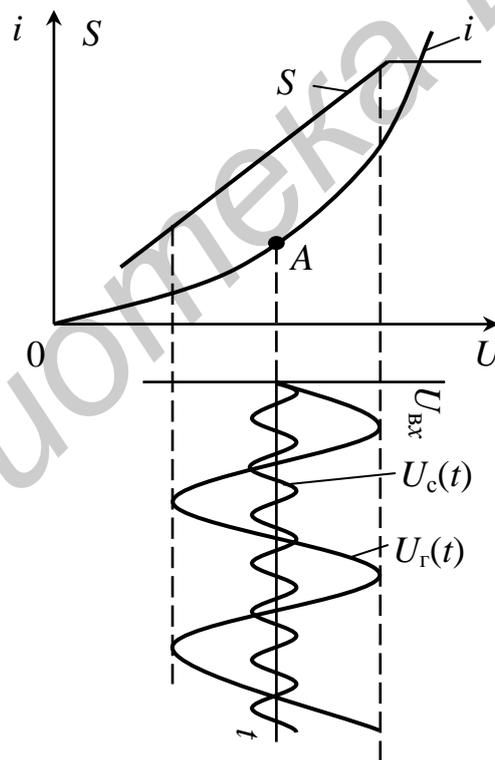


Рисунок 3.4

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  $A$  выбрана на нелинейном участке ВАХ (рисунок 3.4), то крутизна её будет меняться по линейному закону:

$$S(t) = S_{cp}(1 + m \cos(\omega_{\Gamma}t)), \quad (3.5)$$

где  $S_{cp}$  – среднее значение крутизны в рабочей точке  $A$ ;

$m < 1$  – постоянный коэффициент, зависящий от амплитуды гетеродина  $U_{\Gamma}(t)$  и характеризующий модуляцию крутизны.

Тогда ток на выходе ПЭ будет равен

$$\begin{aligned} i(t) &= S(t)u_{вх} = S_{cp}(1 + m \cos\omega_{\Gamma}t)U_c \cos\omega_c t = \\ &= S_0 U_c \cos\omega_c t + 0,5S_{cp} U_c \cos(\omega_c + \omega_{\Gamma})t + 0,5S_{cp} U_c \cos(\omega_c - \omega_{\Gamma})t. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Полосовой фильтр (ПФ), настроенный на  $(\omega_c - \omega_{\Gamma})$  или на  $(\omega_c + \omega_{\Gamma})$ , 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.

### 3.1.2 Схемы построения преобразователей частоты

#### 3.1.2.1 Однотактный диодный ПЧ (ОПЧ)

Для него (рисунок 3.5) форма сигнала  $U_{пэ}(t)$  (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  $f_{\Gamma}$ .

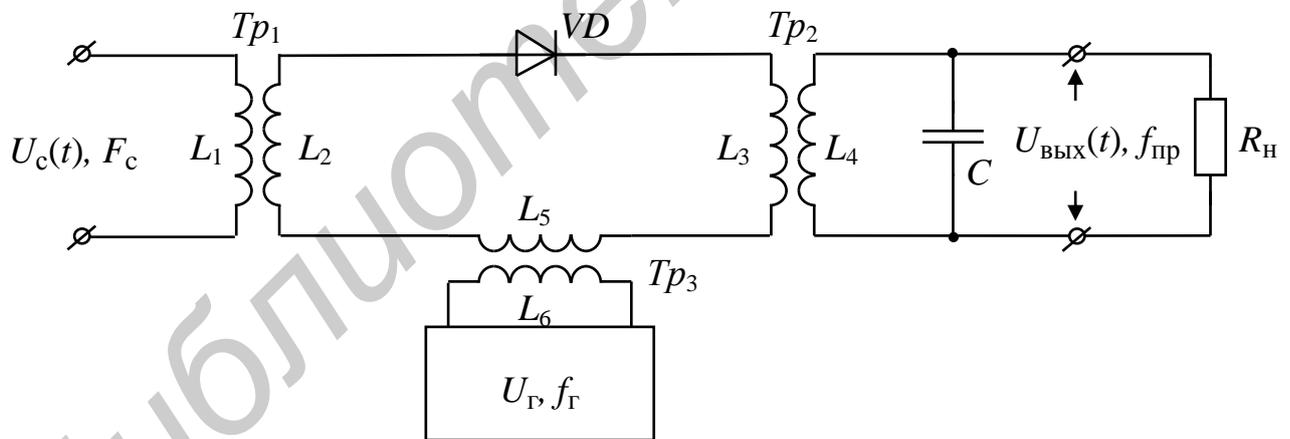


Рисунок 3.5

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

#### 3.1.2.2 Балансный диодный ПЧ

Балансный диодный ПЧ (БПЧ) можно представить в виде двух однотактных ПЧ, ОПЧ1 и ОПЧ2, нагруженных на общую нагрузку (рисунок 3.8).

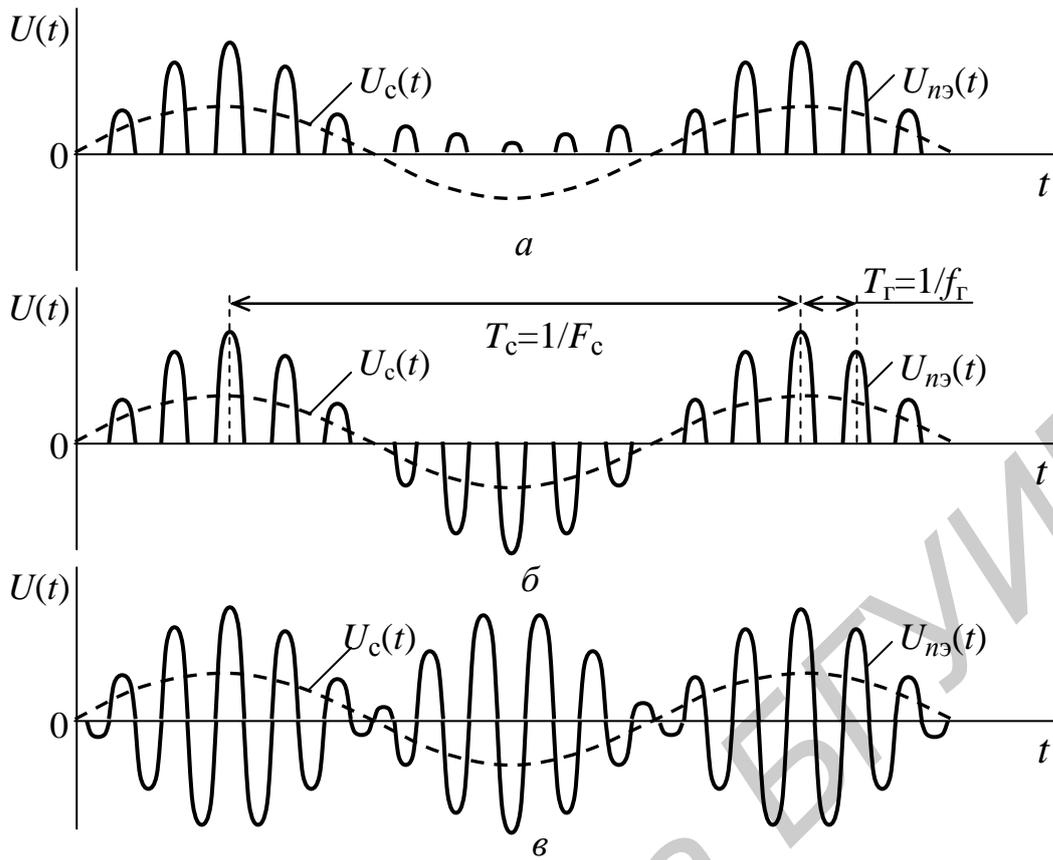


Рисунок 3.6

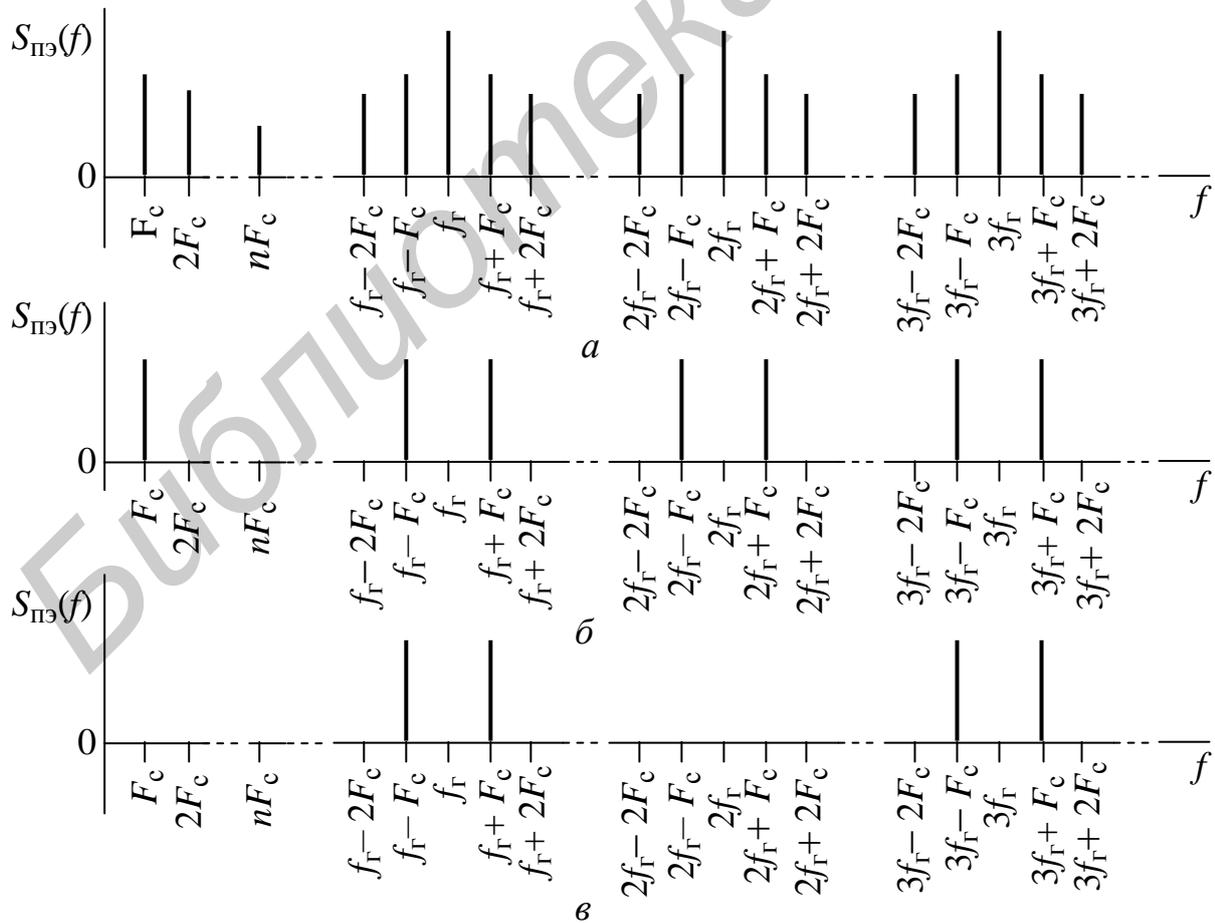


Рисунок 3.7

Форма сигнала  $U_{\text{ПЭ}}(t)$  в такой схеме ПЧ может быть качественно определена из схемы электромеханического аналога, где диодные ключи  $\text{Кл}_1$  и  $\text{Кл}_2$  работают в фазе (см. рисунок 3.6, б).

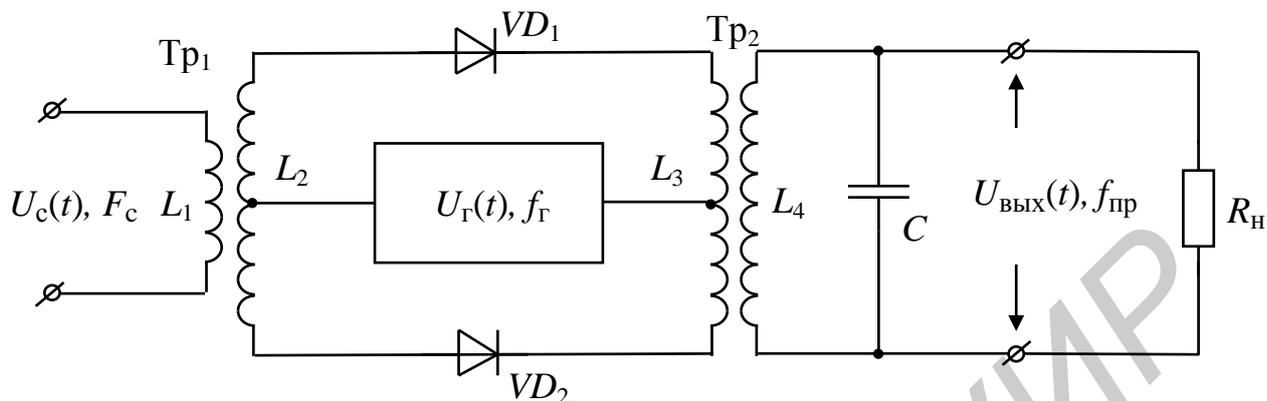


Рисунок 3.8

При симметрии полуобмоток трансформаторов  $\text{Tr}_1$ ,  $\text{Tr}_2$  (см. рисунок 3.8) и идентичных параметрах диодов  $\text{VD}_1$ ,  $\text{VD}_2$  в выходной обмотке  $\text{Tr}_2$  напряжение генератора  $U_r(t)$  наводиться не будет, так как токи  $i_1$ ,  $i_2$  взаимно компенсируются для частот  $kf_r$  ( $k = 1, 2, \dots$ ). В спектре  $S_{\text{ПЭ}}(f)$  гармоники  $kf_r$  будут подавлены (рисунок 3.7, б).

### 3.1.2.3 Кольцевой (двойной балансный) ПЧ

Кольцевой ПЧ является наиболее совершенной схемой (рисунок 3.9).

Форма сигнала  $U_{\text{ПЭ}}(t)$  в такой схеме ПЧ (рисунок 3.6, в) получается с учётом того, что ключи  $\text{Кл}_3$ ,  $\text{Кл}_4$  ( $\text{VD}_3$ ,  $\text{VD}_4$ ) осуществляют коммутацию полярности сигнала  $U_c(t)$ .

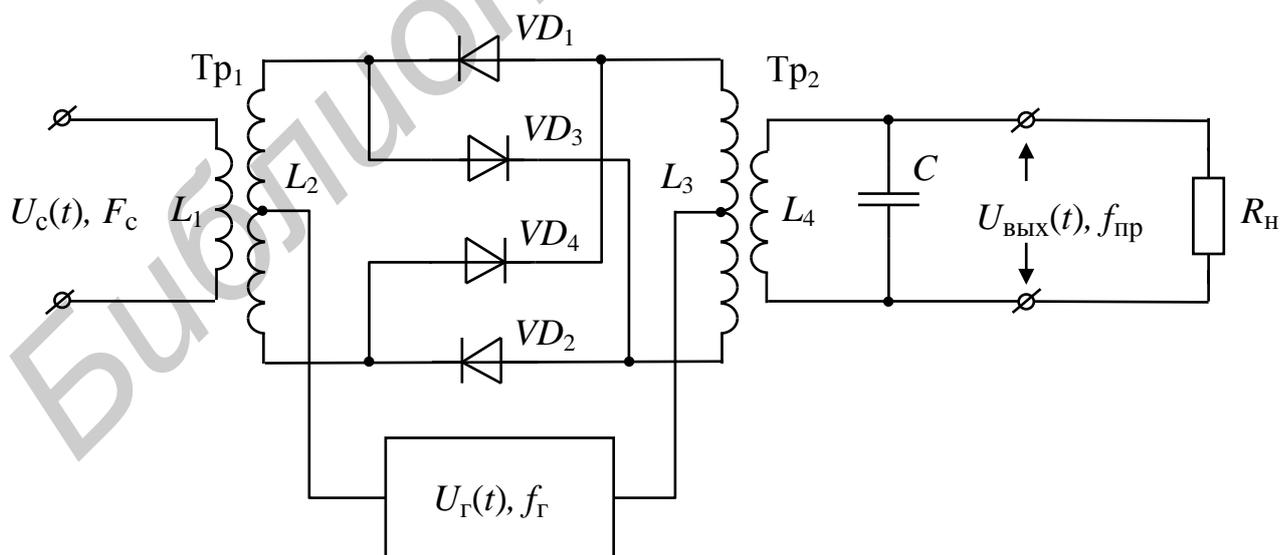


Рисунок 3.9

Спектр сигнала  $S_{\text{пэ}}(f)$  (рисунок 3.7, в) содержит только комбинационные частоты  $kf_{\Gamma} \pm F_c$  для нечётного  $k$ , остальные компоненты, в том числе гармоники  $nF_c$ , подавляются за счёт балансности схемы ПЧ.

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.

### 3.1.2.4 Транзисторные ПЧ

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.

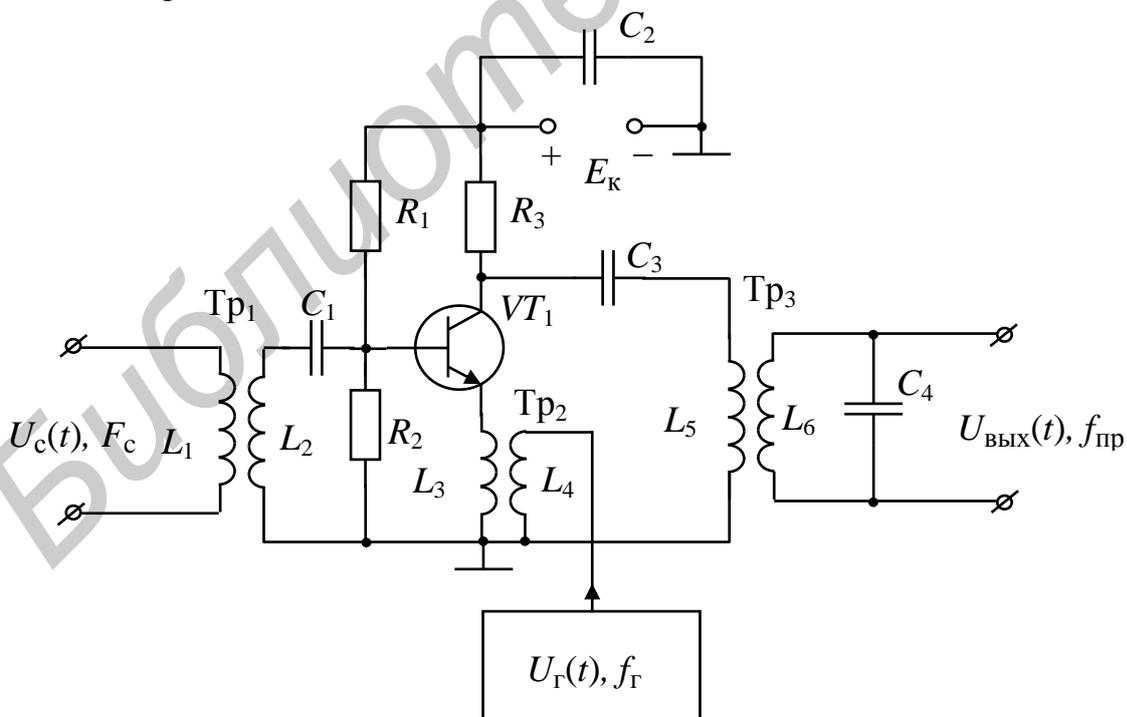


Рисунок 3.10

Несущественные различия связаны с обеспечением режима работы транзистора по постоянному и переменному токам, а также возможностями подачи напряжений сигнала и генератора на различные электроды транзистора.

Напряжение сигнала через трансформатор  $Tr_1$  подаётся на базу транзистора  $VT$ , а генератора – через  $Tr_2$  на эмиттер (рисунок 3.10). Напряжение комбинационных продуктов, образующихся вследствие нелинейности ВАХ транзистора, снимается с выходной обмотки  $Tr_3$  и фильтруется ЭФ, состоящим из  $L_6C_4$ . Спектр такого ПЧ совпадает по составу со спектром одноконтурного диодного ПЧ (см. рисунок 3.7, а).

### 3.1.3 Умножители частоты

Умножители частоты (УЧ) предназначены для умножения частоты задающего генератора (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.

На практике чаще всего применяются УЧ на основе генератора гармоник и полосовой фильтрации.

Структурная схема УЧ, использующая генератор гармоник, показана на рисунке 3.11, а. Генератором гармоник (ГГ) называется устройство, искажающее форму и спектр входного синусоидального сигнала (рисунок 3.11, б, в) таким образом, чтобы в спектре  $S_{\text{вых}}$  выходного сигнала (рисунок 3.11, г) появились новые гармоники с примерно равными мощностями, которые выделяются с помощью полосовых фильтров (ПФ) (рисунок 3.11, д). Простейшим ГГ является усилитель-ограничитель (УО) (см. рисунок 3.11, а). В качестве усилителя может применяться транзистор.

Как известно, режим ограничения в усилителе наступает в случае работы его при больших входных сигналах (режим «отсечки» тока). Получаемые на выходе усилителя импульсы тока (см. рисунок 3.11, б) при разложении в ряд Фурье образуют бесконечное число гармоник тока  $I_n$ , амплитуды которых определяются как

$$I_n = S_{\text{ср}} U_{\text{вх}} \alpha_n(\theta), \quad (3.7)$$

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

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

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

Существует так называемый оптимальный угол, при котором амплитуда  $n$ -й гармоники будет максимальной. Он определяется как

$$\theta_{\text{опт}} = \frac{120^\circ}{n}. \quad (3.8)$$

Основным недостатком такого УЧ является малое затухание соседних составляющих  $j$ -й гармоники на выходе полосового фильтра.

Исключить данный недостаток позволяют другие способы построения УЧ, например путём «захвата» частоты вспомогательного генератора.

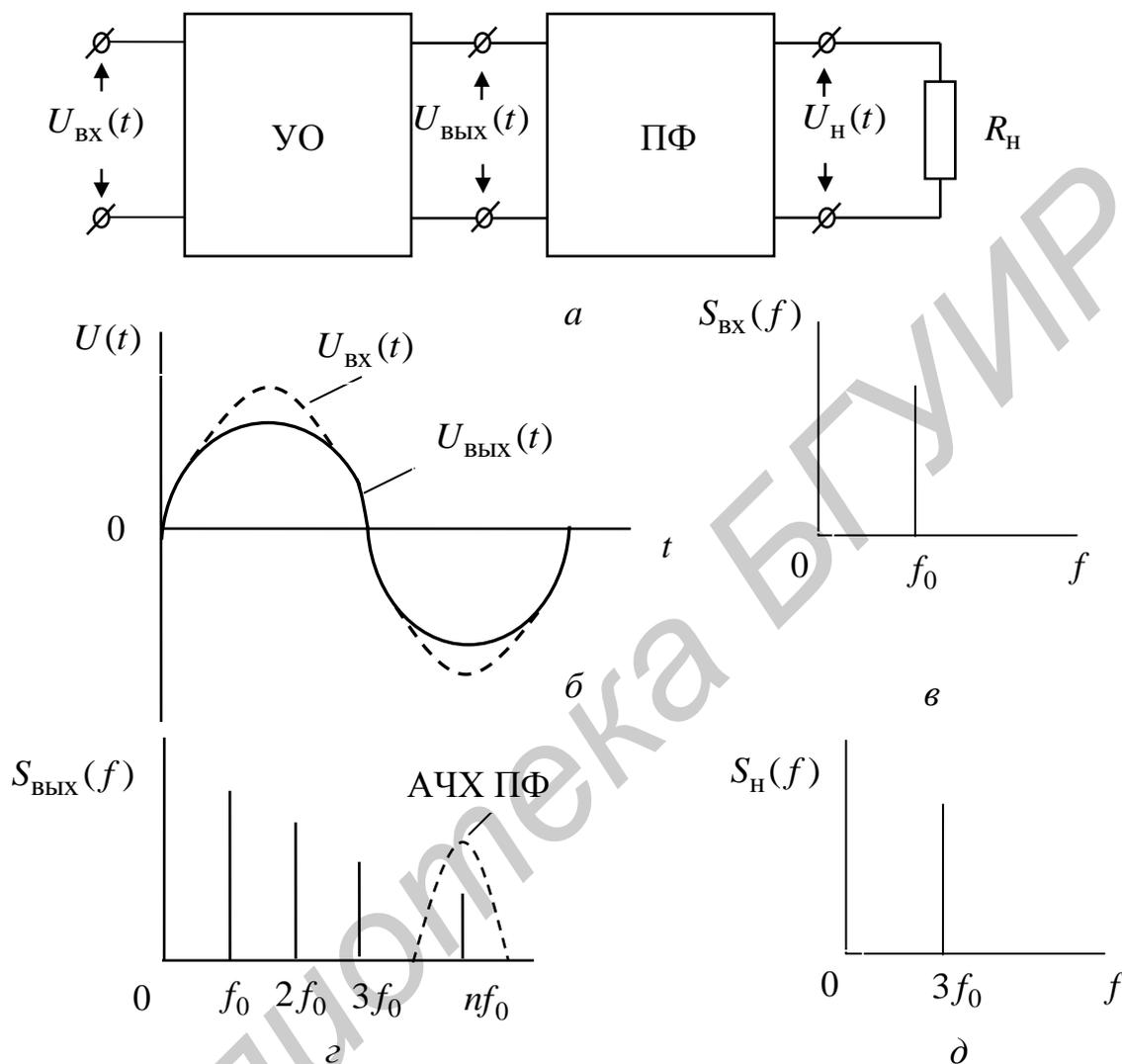


Рисунок 3.11

### 3.2 Краткие сведения о программе МСАР-5

Лабораторная работа выполняется с применением программы МСАР-5, которая позволяет осуществлять:

а) для цепей: AC Analysis – анализ АЧХ и ФЧХ, а также характеристик группового времени запаздывания; Transient Analysis – анализ временных характеристик сигналов и временных передаточных характеристик цепей: импульсных и переходных; DC Analysis – анализ характеристик по постоянному току, вольт-амперных характеристик и т. п.;

б) для сигналов: Transient Analysis – анализ временных, спектральных и корреляционных характеристик сигналов.

В данной работе используется AC Analysis и Transient Analysis.

Сведения, необходимые для работы в программе MСАР-5, приведены в ч. 2 приложения А [4].

### 3.3 Порядок выполнения работы

#### 3.3.1 Анализ работы и характеристик однотактного диодного преобразователя частоты

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **ODPRH.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне электрическую принципиальную схему преобразователя частоты.

3.3.1.1 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики: 1 – входной сигнал  $U_{\text{вх}}(t)$  {Uin(t)} и сигнал гетеродина  $U_{\Gamma}(t)$  в вольтах, время в микросекундах; 2 – ток через диод I(D1) в миллиамперах, время в микросекундах; 3 – амплитудный спектр тока I(D1), частота в мегагерцах; 4 – выходной сигнал  $U_{\text{вых}}(t)$  {Uout(t)} в вольтах, время в микросекундах; 5 – амплитудный спектр выходного сигнала, частота в мегагерцах.

3.3.1.2 Измерить на графиках сигналов 1, 2 и 4 периоды  $T_{\text{вх}}$ ,  $T_{\Gamma}$ ,  $T_i$  и  $T_{\text{вых}}$ .

Для этого нажать клавишу F8. Поместить курсор поочередно на поле графика 1, 2 и 4. Нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию в точку начала отсчёта периода. Нажав правую кнопку мыши и удерживая ее, установить правую измерительную линию в точку конца отсчёта периода. Значение измеряемого периода взять из столбца Delta. Записать значения  $T_{\text{вх}}$ ,  $T_{\Gamma}$ ,  $T_i$  и  $T_{\text{вых}}$ , определить частоты  $F_{\text{вх}}$ ,  $F_{\Gamma}$ ,  $F_i$  и  $F_{\text{вых}}$ .

3.3.1.3 Измерить на графиках спектра 3 и 5 частоты наблюдаемых гармоник  $f_n$ . Для этого поместить курсор поочередно на поле графика 3 и 5. Нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить измерительную линию на наблюдаемую гармонику. Измеряемые значения отображаются в столбце Left. Записать измеренные значения частот гармоник  $f_n$ .

По полученным на графиках данным рассчитать:

- коэффициент преобразования по напряжению  $K_{\text{пр.н}}$  (3.1);
- коэффициент подавления побочных продуктов преобразования по напряжению  $K_{\text{под.н}}$  (3.3);
- коэффициент нелинейных искажений  $K_{\text{Г.пр.н}}$  (3.4).

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 3.3.2 Анализ работы и характеристик балансного диодного преобразователя частоты

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **BDPRH.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне электрическую принципиальную схему преобразователя частоты.

3.3.2.1 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой клавишей мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики: 1 – входной сигнал  $U_{\text{вх}}(t)$  {Uin(t)} и сигнал гетеродина  $U_{\text{Г}}(t)$  в вольтах, время в микросекундах; 2 – токи через диоды I(D1) и I(D2) в миллиамперах, время в микросекундах; 3 – амплитудный спектр тока I(D1), частота в мегагерцах; 4 – выходной сигнал  $U_{\text{вых}}(t)$  {Uout(t)} в вольтах, время в микросекундах; 5 – амплитудный спектр выходного сигнала, частота в мегагерцах.

3.3.2.2 Измерить на графиках сигналов 1, 2 и 4 периоды  $T_{\text{вх}}$ ,  $T_{\text{Г}}$ ,  $T_i$  и  $T_{\text{вых}}$ .

Для этого нажать кнопку F8. Поместить курсор поочередно на поле графика 1, 2 и 4. Нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию в точку начала отсчёта периода. Нажав правую кнопку мыши и удерживая её, установить правую измерительную линию в точку конца отсчёта периода. Значение измеряемого периода взять из столбца Delta. Записать значения  $T_{\text{вх}}$ ,  $T_{\text{Г}}$ ,  $T_i$  и  $T_{\text{вых}}$ , определить частоты  $F_{\text{вх}}$ ,  $F_{\text{Г}}$ ,  $F_i$  и  $F_{\text{вых}}$ .

3.3.2.3 Измерить на графиках спектра 3 и 5 частоты наблюдаемых гармоник  $f_n$ . Для этого поместить курсор поочередно на поле графика 3 и 5. Нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить измерительную линию на наблюдаемую гармонику. Измеряемые значения отображаются в столбце Left. Записать измеренные значения частот гармоник  $f_n$ .

По полученным на графиках данным рассчитать:

- коэффициент преобразования по напряжению  $K_{\text{пр.н}}$  (3.1);
- коэффициент подавления побочных продуктов преобразования по напряжению  $K_{\text{под.н}}$  (3.3);
- коэффициент нелинейных искажений  $K_{\text{Г.пр.н}}$  (3.4).

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 3.3.3 Анализ работы и характеристик балансного кольцевого диодного преобразователя частоты

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **KDPRH.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне электрическую принципиальную схему преобразователя частоты.

3.3.3.1 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики: 1 – входной сигнал  $U_{вх}(t)$  {Uin(t)} и сигнал гетеродина  $U_{Г}(t)$  в вольтах, время в микросекундах; 2 – токи через диоды I(D1) и I(D2) в миллиамперах, время в микросекундах; 3 – амплитудный спектр тока I(D1), частота в мегагерцах; 4 – выходной сигнал  $U_{вых}(t)$  {Uout(t)} в вольтах, время в микросекундах; 5 – амплитудный спектр выходного сигнала, частота в мегагерцах.

3.3.3.2 Измерить на графиках сигналов 1, 2 и 4 периоды  $T_{вх}$ ,  $T_{Г}$ ,  $T_i$  и  $T_{вых}$ .

Для этого нажать кнопку F8. Поместить курсор поочерёдно на поле графика 1, 2 и 4. Нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию в точку начала отсчёта периода. Нажав правую кнопку мыши и удерживая её, установить правую измерительную линию в точку конца отсчёта периода. Значение измеряемого периода взять из столбца Delta. Записать значения  $T_{вх}$ ,  $T_{Г}$ ,  $T_i$  и  $T_{вых}$ , определить частоты  $F_{вх}$ ,  $F_{Г}$ ,  $F_i$  и  $F_{вых}$ .

3.3.3.3 Измерить на графиках спектра 3 и 5 частоты наблюдаемых гармоник  $f_n$ . Для этого поместить курсор поочерёдно на поле графика 3 и 5. Нажать левую кнопку мыши – на графике появится левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить измерительную линию на наблюдаемую гармонику. Измеряемые значения отображаются в столбце Left. Записать измеренные значения частот гармоник  $f_n$ .

По полученным на графиках данным рассчитать:

- коэффициент преобразования по напряжению  $K_{пр.н}$  (3.1);
- коэффициент подавления побочных продуктов преобразования по напряжению  $K_{под.н}$  (3.3);
- коэффициент нелинейных искажений  $K_{Г.пр.н}$  (3.4).

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### **3.3.4 Анализ работы и характеристик транзисторного преобразователя частоты**

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **TPRH.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне электрическую принципиальную схему преобразователя частоты.

3.3.4.1 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию

AC Analysis... и щелкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне AC Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN. На появившихся графиках после выполнения расчетов отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в мегагерцах): первый график – АЧХ передачи  $V(U_{out})/V(U_{in1})$  в единицах; второй – ФЧХ напряжения на выходе  $\text{PHV}(U(out))$  в градусах. Зарисовать полученные графики.

3.3.4.2 Измерить резонансную частоту  $f_0$ . Для этого нажать функциональную кнопку F8. Поместить курсор на поле графика АЧХ и нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами  $\leftarrow$ ,  $\rightarrow$ , установить ее в точку максимума АЧХ. Измеряемые значения отображаются в столбце Left (верхняя строка ось Y и нижняя ось X). Записать измеренное значение частоты  $f_0$ . По полученным на графиках данным рассчитать:

– коэффициент преобразования по напряжению  $K_{пр.н}$  (3.1);

– коэффициент подавления побочных продуктов преобразования по напряжению  $K_{под.н}$  (3.3);

– коэффициент нелинейных искажений  $K_{г.пр.н}$  (3.4).

Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

3.3.4.3 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щелкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики: 1 – входной сигнал  $U_{вх}(t)$   $\{U_{in1}(t)\}$  и сигнал гетеродина  $U_{г}(t)$   $\{U_{in2}(t)\}$  в милливольтгах, время в микросекундах; 2 – ток эмиттера  $I(R3)$  через резистор R3 в миллиамперах, время в микросекундах; 3 – амплитудный спектр тока эмиттера, частота в мегагерцах; 4 – выходной сигнал  $U_{вых}(t)$   $\{U_{out}(t)\}$  в вольтах, время в микросекундах; 5 – амплитудный спектр выходного сигнала, частота в мегагерцах.

3.3.4.4 Измерить на графиках сигналов 1, 2 и 4 периоды  $T_{вх}$ ,  $T_{г}$ ,  $T_i$  и  $T_{вых}$ .

Для этого нажать клавишу F8. Поместить курсор поочередно на поле графика 1, 2 и 4. Нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию в точку начала отсчета периода. Нажав правую кнопку мыши и удерживая ее, установить правую измерительную линию в точку конца отсчета периода. Значение измеряемого периода взять из столбца Delta. Записать значения  $T_{вх}$ ,  $T_{г}$ ,  $T_i$  и  $T_{вых}$ , определить частоты  $F_{вх}$ ,  $F_{г}$ ,  $F_i$  и  $F_{вых}$ .

3.3.4.5 Измерить на графиках спектра 3 и 5 частоты наблюдаемых гармоник  $f_n$ . Для этого поместить курсор поочередно на поле графика 3 и 5. Нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить измеритель-

ную линию на наблюдаемую гармонику. Измеряемые значения отображаются в столбце Left. Записать измеренные значения частот гармоник  $f_n$ .

По полученным на графиках данным рассчитать:

– коэффициент преобразования по напряжению  $K_{пр.н}$  (3.1);

– коэффициент подавления побочных продуктов преобразования по напряжению  $K_{под.н}$  (3.3);

– коэффициент нелинейных искажений  $K_{г.пр.н}$  (3.4).

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 3.3.5 Анализ работы и характеристик умножителя частоты

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **TUMH.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне электрическую принципиальную схему умножителя частоты.

Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis ... и щёлкнуть левой кнопкой мыши. В появившемся окне AC Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN. На появившихся графиках, после выполнения расчётов, отображаются результаты заданных характеристик (ось Y) в зависимости от частоты (ось X в мегагерцах): первый график – АЧХ передачи  $V(U_{out})/V(U_{in})$  в единицах; второй – ФЧХ напряжения на выходе  $\text{PHV}(U(out))$  в градусах.

3.3.5.1 Измерить резонансную частоту  $f_0$ . Для этого нажать функциональную кнопку F8. Поместить курсор на поле графика АЧХ и нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Перемещая измерительную линию по графику движением мыши или клавишами  $\leftarrow$ ,  $\rightarrow$ , установить ее в точку максимума АЧХ. Измеряемые значения отображаются в столбце Left (верхняя строка – ось Y и нижняя – ось X). Записать измеренное значение частоты  $f_0$ .

Для выхода в режим работы со схемой, нажать клавишу F3.

3.3.5.2 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики: 1 – входной сигнал  $U_{вх}(t)$   $\{U_{in}(t)\}$  в милливольтгах, время в микросекундах; 2 – амплитудный спектр входного сигнала, частота в мегагерцах; 3 – ток эмиттера  $I(R3)$  через резистор R3 в миллиамперах, время в микросекундах; 4 – амплитудный спектр тока эмиттера, частота в мегагерцах; 5 – выходной сигнал  $U_{вых}(t)$   $\{U_{out}(t)\}$  в вольтах, время в микросекундах; 6 – амплитудный спектр выходного сигнала, частота в мегагерцах.

3.3.5.3 Измерить на графиках сигналов 1, 3 и 5 периоды  $T_{вх}$ ,  $T_i$  и  $T_{вых}$ .

Для этого нажать кнопку F8. Поместить курсор поочередно на поле графика 1, 3 и 5. Нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая верти-

кальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую кнопку мыши, установить левую измерительную линию в точку начала отсчёта периода. Нажав правую кнопку мыши и удерживая ее, установить правую измерительную линию в точку конца отсчета периода. Значение измеряемого периода взять из столбца Delta. Записать значения  $T_{вх}$ ,  $T_i$  и  $T_{вых}$ , определить частоты  $F_{вх}$ ,  $F_i$  и  $F_{вых}$ .

3.3.5.4 Измерить на графиках спектра 2, 4 и 6 частоты наблюдаемых гармоник  $f_n = nF$ .

Для этого поместить курсор поочередно на поле графика 2, 4 и 6. Нажать левую кнопку мыши – на графике появляется левая вертикальная измерительная линия. Удерживая нажатой левую клавишу, установить измерительную линию на наблюдаемую гармонику. Измеряемые значения отображаются в столбце Left. Записать измеренные значения частот гармоник  $f_n$ .

По полученным на графиках данным рассчитать:

- коэффициент преобразования по напряжению  $K_{пр.н}$  (3.1);
- коэффициент подавления побочных продуктов преобразования по напряжению  $K_{под.н}$  (3.3);
- коэффициент нелинейных искажений  $K_{г.пр.н}$  (3.4).

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 3.4 Контрольные вопросы

- 1 На каком принципе основана работа преобразователя частоты?
- 2 В чём отличие преобразования «вверх» от преобразования «вниз» по частоте? Какими параметрами характеризуется преобразователь частоты?
- 3 Чем отличается балансный преобразователь от однотактного преобразователя частоты? В чём особенность кольцевого преобразователя частоты?
- 4 На каком принципе основана работа умножителя частоты?

### Литература

1 Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. пособие для вузов / Д. В. Васильев, М. Р. Витоль, Ю. Н. Горщенков [и др.] ; под ред. К. А. Самойло. – М. : Радио и связь, 1982. – С. 245–250.

2 Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / С. И. Баскаков. – М. : Высш. Шк., 1983. – С. 336–339.

3 Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Ч. 2 / И. С. Гоноровский. – М. : Сов. радио, 1967. – С. 141–148.

4 Басов, В. Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие для студ. спец. I-54 01 04 «Метрологическое обеспечение информационных систем и сетей» днев. формы обуч. В 3 ч. Ч. 2 : Анализ прохождения измерительных сигналов через линейные и нелинейные цепи / В. Г. Басов, М. М. Касперович. – Минск : БГУИР, 2010. – 84 с.

## ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

**Цель работы:** изучить физические процессы, происходящие в устройствах, для получения сигналов с амплитудной, частотной модуляцией и их демодуляции (детектирования).

### 4.1 Краткие теоретические сведения

#### 4.1.1 Назначение устройств модуляции

Модуляция есть процесс изменения одного или нескольких параметров высокочастотного модулируемого колебания под воздействием относительно низкочастотного модулирующего сигнала, содержащего определённую информацию. Из выражения, описывающего высокочастотные колебания тока

$$I(t) = I_m \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (4.1)$$

следует, что такими параметрами являются амплитуда  $I_m$ , частота  $\omega_0$  и фаза  $\varphi$ . 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 4.1.

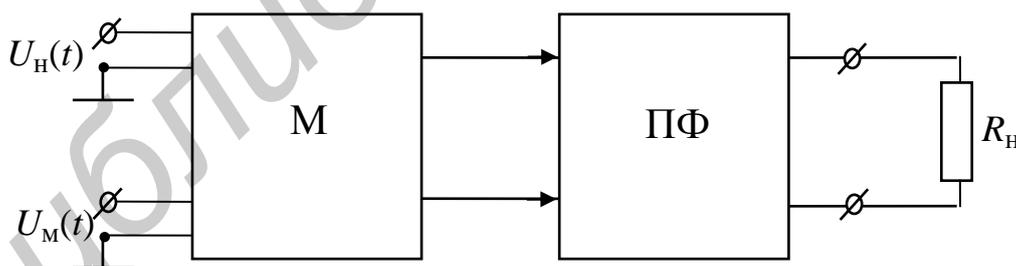


Рисунок 4.1

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

### 4.1.2 Амплитудная модуляция и способы её получения

Для получения амплитудной модуляции (АМ) в качестве модулятора используются нелинейные четырехполосники, которыми на практике служат транзисторы и электронные лампы.

Рассмотрим получение АМ-колебаний в транзисторном модуляторе. Для получения неискажённой модуляции необходимо выбрать напряжение смещения  $E_0$  рабочей точки  $A$  так, чтобы она располагалась на середине квадратичного участка проходной характеристики транзистора (рисунок 4.2). В этом случае, как известно, при аппроксимации ВАХ степенным полиномом второй степени будем иметь член полинома

$$a_2 u_{\text{вх}}^2,$$

где  $a_2$  – коэффициент степенного полинома;

$u_{\text{вх}}$  – амплитуда на входе нелинейного элемента, равная

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{н}}(t) + U_{\text{м}}(t), \quad (4.2)$$

который дает необходимые составляющие для спектра АМ-колебания.

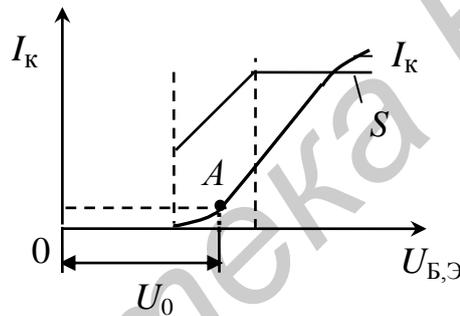


Рисунок 4.2

Одновременно нелинейный четырехполосник можно рассматривать и как параметрический элемент, у которого крутизна  $S$  изменяется линейно под воздействием управляющего (модулирующего) напряжения  $U_{\text{м}}(t)$ . В результате, если на вход модулятора поданы несущее колебание  $U_{\text{н}}(t)$  и однтональное модулирующее напряжение  $U_{\text{м}}(t)$ , спектры которых  $S_{\text{н}}(\omega)$  и  $S_{\text{м}}(\Omega)$  показаны на рисунке 4.3, а, б соответственно, то на выходе его после ПФ (см. рисунок 4.1) получим АМ-колебания, спектр которого показан на рисунке 4.3, в, где  $U_{\text{н,м}}$  и  $U_{\text{м,м}}$  – амплитуды несущего и модулирующего колебаний.

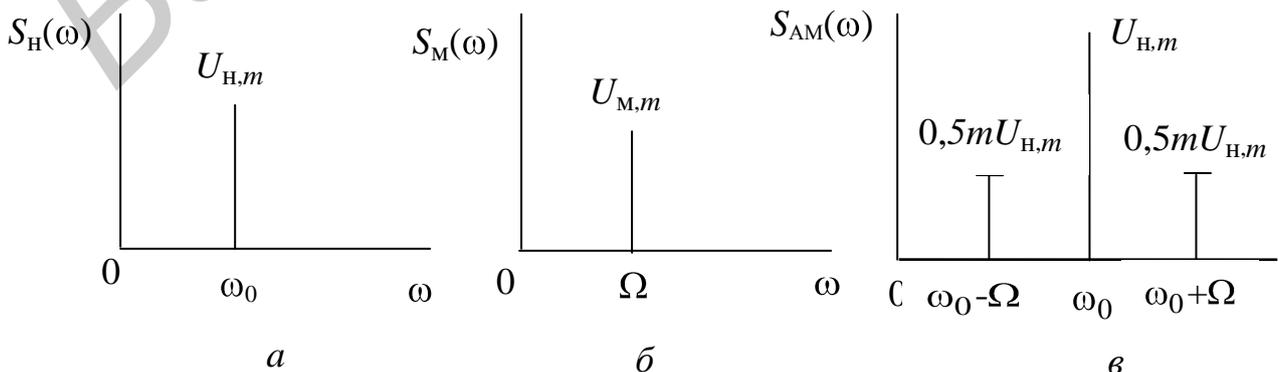


Рисунок 4.3

### 4.1.3 Схемы построения модуляторов АМ-колебаний

#### 4.1.3.1 Схема базового модулятора и его характеристики

АМ может осуществляться в задающем генераторе (ЗГ), но в основном в предоконечном или выходном каскадах генераторов передающих устройств путём 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  $90^\circ$ .

Схема базового модулятора приведена на рисунке 4.4, которая содержит в цепи базы два трансформатора  $Tr_1$  – высокочастотный (Вх. ВЧ), с помощью которого подаётся на базу транзистора  $VT$  сигнал несущего колебания  $U_H(t)$ , а  $Tr_2$  – низкочастотный (Вх. НЧ), служащий для связи с источником модулирующего сигнала  $U_M(t)$ . С помощью сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  задаётся положение рабочей точки на нелинейном участке ВАХ, в результате чего осуществляется перемножение модулируемого и модулирующего сигналов. Конденсатор  $C_1$  устраняет влияние ВЧ-колебания на источник НЧ-колебания, а  $C_2$  – влияние источника модулирующего колебания на цепи смещения по постоянному току.

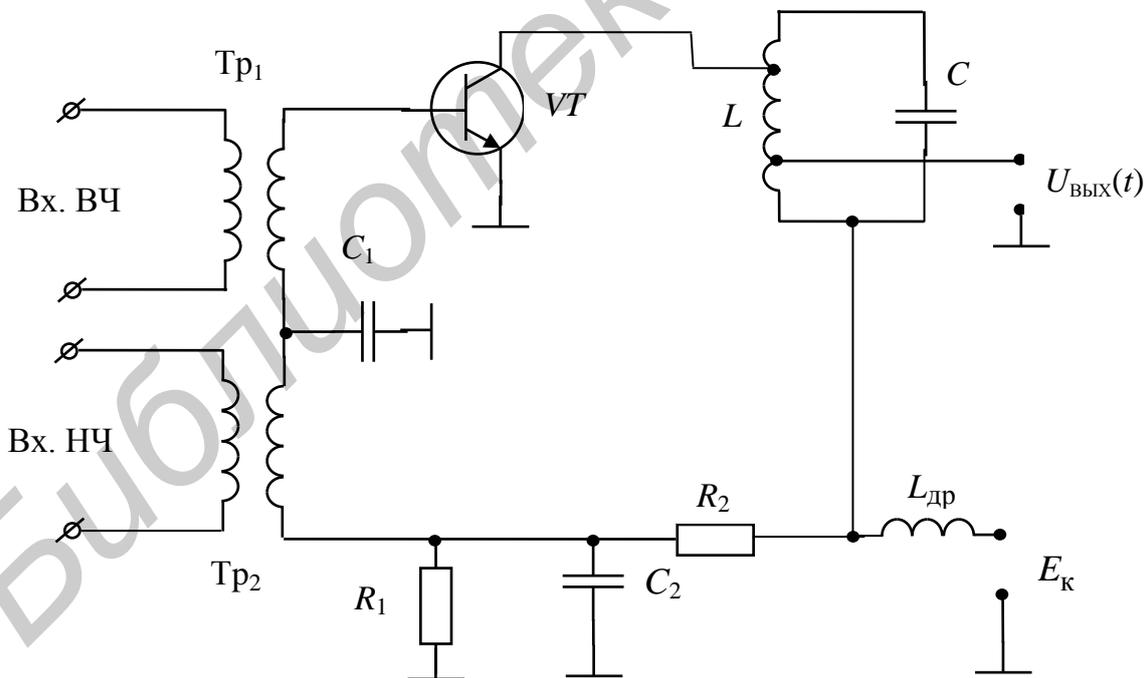


Рисунок 4.4

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

$U_{\text{ВЫХ}}(t)$  от величины напряжения смещения на базе транзистора  $E_0$  при постоянной амплитуде несущего колебания  $U_{\text{Н}}(t) = \text{const}$  на входе модулятора, то есть  $U_{\text{ВЫХ}} = f(E_0)$  (рисунок 4.5, а).

Для работы модулятора без искажений необходимо выбирать рабочую точку А на середине линейного участка ВС (рисунок 4.5, а), что соответствует середине квадратического участка ВАХ, при этом максимальная амплитуда модулирующего напряжения  $U_{\text{М,макс}}$  не должна выходить за пределы линейного участка. Максимальный коэффициент модуляции  $m_{\text{макс}}$  АМ-сигнала в этом случае определится как

$$m_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}}{U_{\text{макс}} + U_{\text{мин}}}, \quad (4.3)$$

где  $U_{\text{макс}}$  и  $U_{\text{мин}}$  – максимальное и минимальное величины напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$ , определяемые из рисунка 4.5, а.

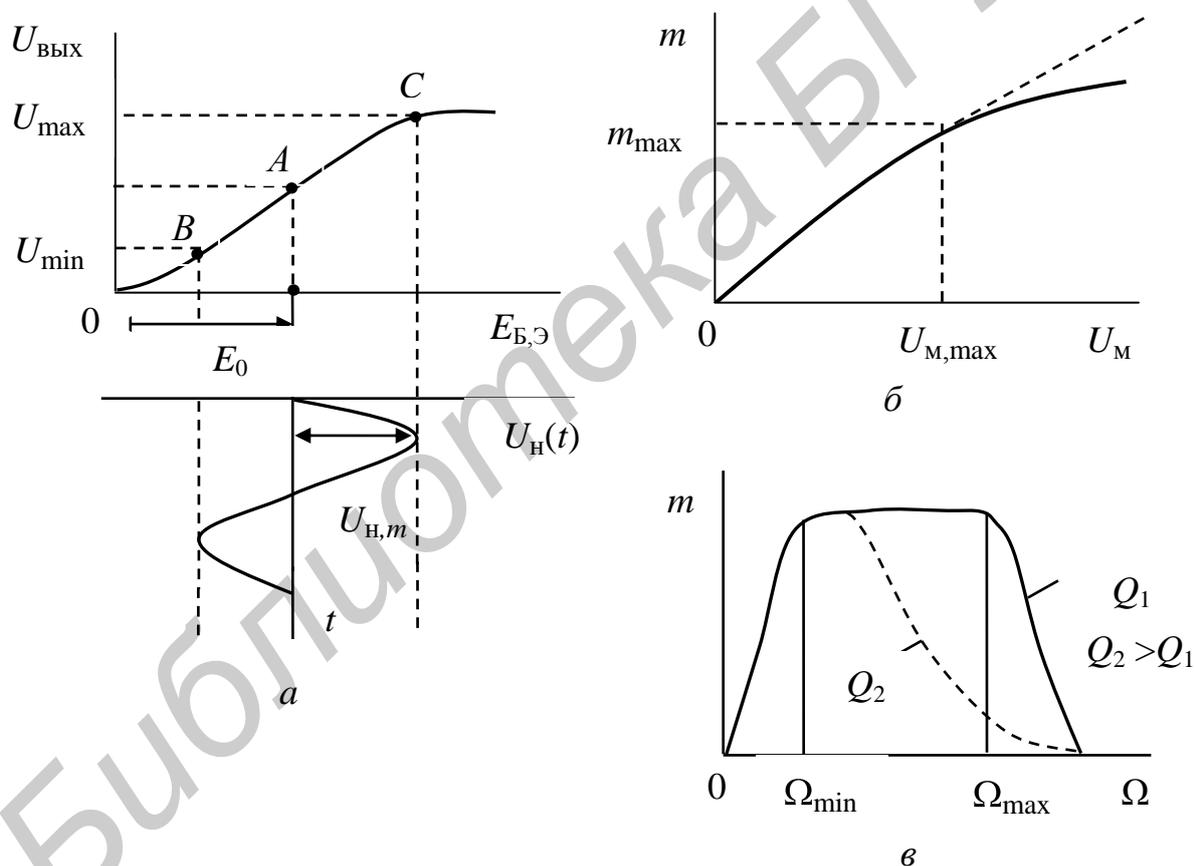


Рисунок 4.5

**Динамическая модуляционная характеристика (ДМХ)** определяет зависимость коэффициента модуляции  $m$  выходного сигнала от амплитуды модулирующего колебания  $U_{\text{М}}(t)$ , то есть  $m = f(U_{\text{М}})$  при заданных смещении  $E_0$  и амплитуде несущего колебания  $U_{\text{Н}}(t)$ . На рисунке 4.5, 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  $\Omega$ , то есть  $m = f(\Omega)$  (рисунок 4.5, в). Она имеет спад в области низких частот из-за свойств модуляционного трансформатора  $Tr_2$ , а в области высоких частот – избирательными свойствами колебательного контура  $LC$  (см. рисунок 4.4). При этом чем меньше добротность контура  $Q$ , тем имеем более равномерную ЧМХ. Зависимость  $m$  от частоты модулирующего напряжения определяет степень **линейных частотных искажений** модулятора.

#### 4.1.3.2 Балансный модулятор

Как известно, в спектре АМ-сигнала амплитуда гармоники несущей частоты информации не несёт и может не передаваться. АМ-сигнал с подавленной несущей содержит только сумму двух гармоник с комбинационными частотами  $\omega_H \pm \Omega_M$  (рисунок 4.6, а) и определяется соотношением

$$U_{AM}(t) = \frac{mU_{H,m}}{2} \cos(\omega_H + \Omega_M)t + \frac{mU_{H,m}}{2} \cos(\omega_H - \Omega_M)t. \quad (4.4)$$

Временная функция этого сигнала имеет вид, показанный на рисунке 4.6, б. Такой АМ-сигнал передаётся с меньшими энергетическими затратами.

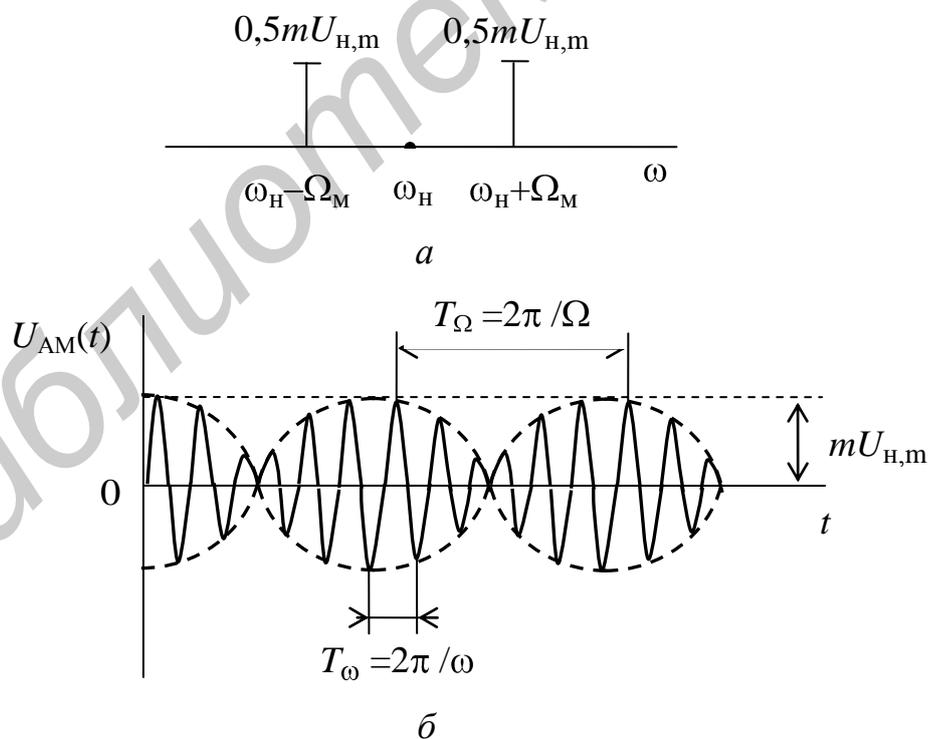


Рисунок 4.6

Для осуществления АМ-модуляции с подавленной несущей используется схема **балансного модулятора (БМ)** (рисунок 4.7), представляющая собой па-

раллельное объединение двух обычных схем модуляторов. Балансировка схемы на высокой частоте осуществляется изменением взаимных индуктивностей  $M_1$  и  $M_2$ , а на низкой частоте переменным резистором  $R_1$ .

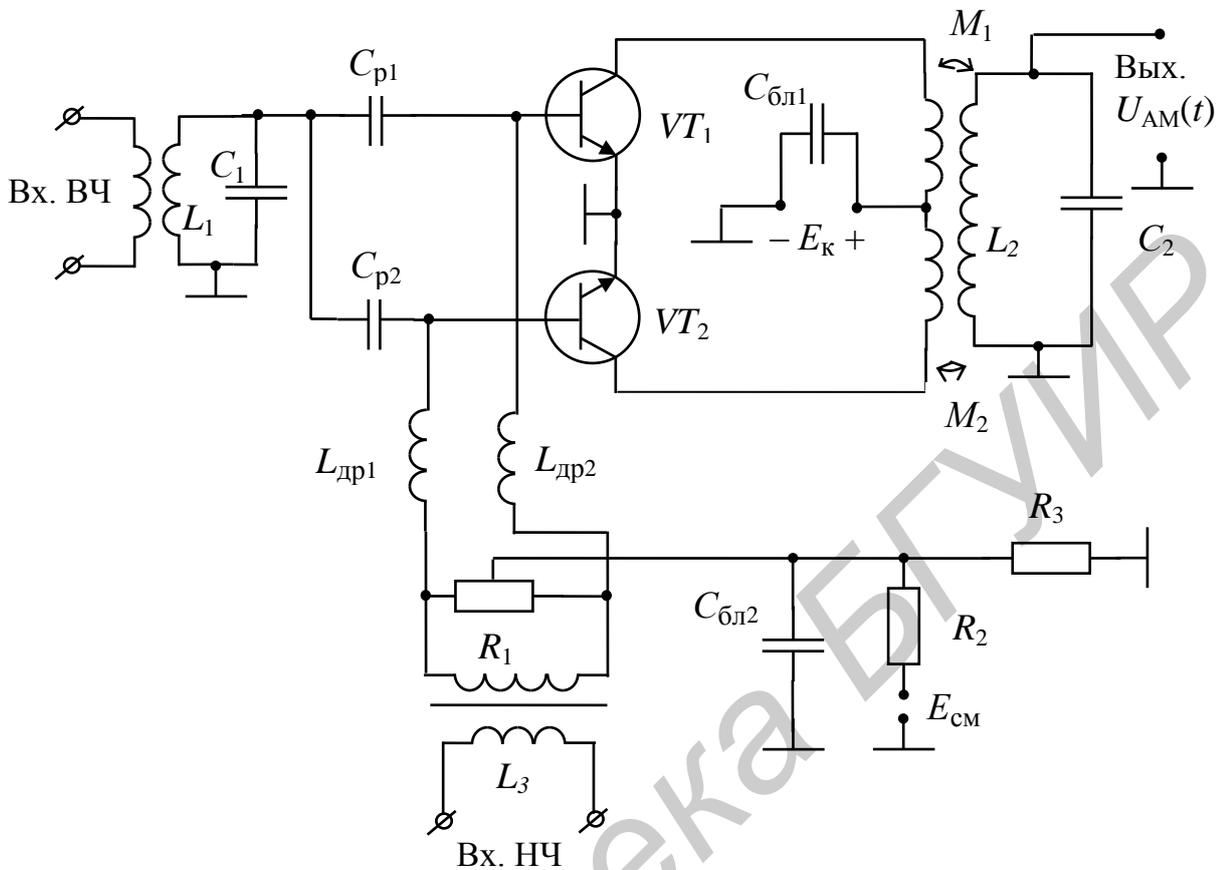


Рисунок 4.7

#### 4.1.4 Модуляторы ЧМ-сигналов

Методы осуществления частотной модуляции (ЧМ) можно разделить на две группы: прямые и косвенные. При ЧМ прямой метод означает непосредственное управление частотой колебаний генерируемых ЗГ (автогенератором), а косвенные методы осуществляют преобразования ФМ в ЧМ.

ЧМ можно осуществить непосредственным воздействием на частоту ЗГ, изменяя индуктивность или ёмкость контура автогенератора. Структурная схема в этом случае (рисунок 4.8) содержит ЗГ, управляемый модулирующим сигналом  $U_M(t)$  от модулятора (М), и усилитель-ограничитель (У) для получения постоянной амплитуды ЧМ-сигнала.



Рисунок 4.8

На рисунке 4.9 показана упрощённая схема ЗГ с частотной модуляцией. Модулирующий сигнал подаётся на варикап (VD), включённый в LC-контур ЗГ,

который перестраивает его резонансную частоту, за счёт чего изменяется частота генерируемого несущего сигнала.

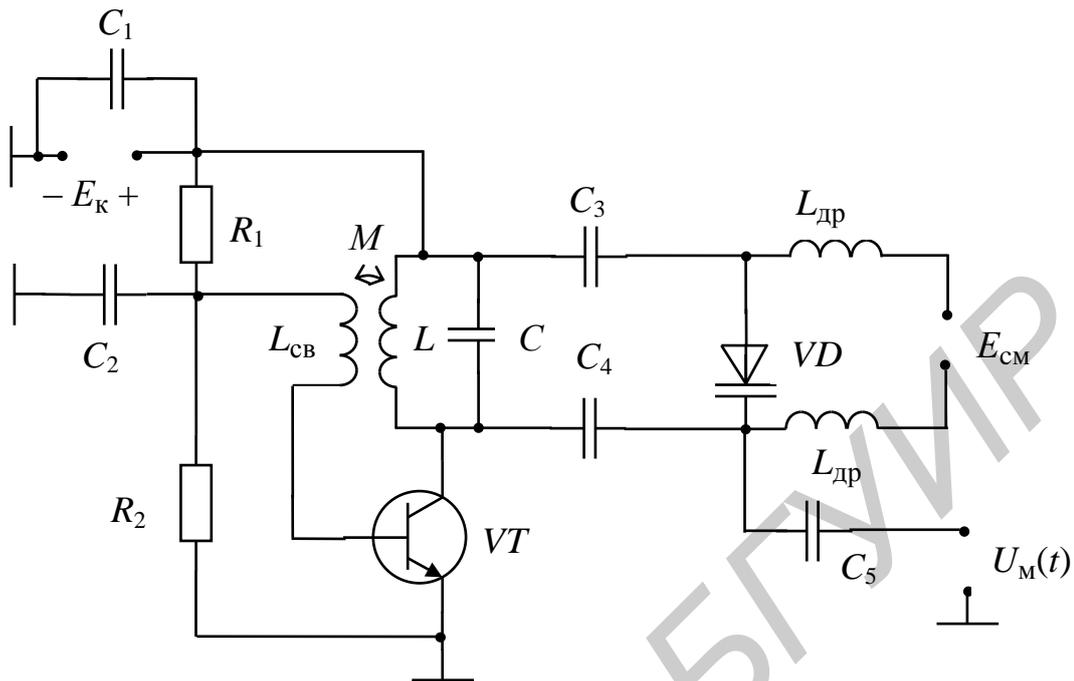


Рисунок 4.9

Ёмкость варикапа  $C_{\text{вар}}$  зависит от приложенного запирающего напряжения. Начальная ёмкость варикапа определяется постоянным запирающим напряжением  $E_{\text{см}}$ , изменяется за счёт подачи модулирующего напряжения  $U_{\text{м}}(t)$  через разделяющий НЧ- и ВЧ-сигналы дроссели  $L_{\text{др}}$  (см. рисунок 4.9).

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

$$C_{\text{вар}} = \frac{C_{\text{н}}}{1 + |U|/\varphi_0}^{\gamma}, \quad (4.5)$$

где  $\varphi_0 = 0,5 \dots 0,7$  В (для кремния) – контактная разность потенциалов;

$\gamma = 0,5$  коэффициент перехода;

$C_{\text{н}}$  – начальная ёмкость.

### 4.1.5 Демодуляторы

#### 4.1.5.1 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 осуществлён 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 4.10.

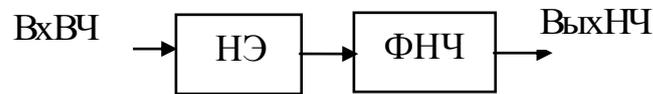


Рисунок 4.10

#### 4.1.5.2 Детектирование АМ-колебаний

При детектировании АМ-колебаний (рисунок 4.11, а) необходимо получить колебания, совпадающие по форме с огибающей модулированного сигнала (рисунок 4.11, б).

Это соответствует тому, что из спектра АМ-колебания (рисунок 4.12, а), состоящего из несущей ( $\omega_0$ ) и боковых составляющих ( $\omega_0 \pm \Omega_j$ ), необходимо выделить модулирующие частоты  $\Omega_j$  (рисунок 4.12, б).

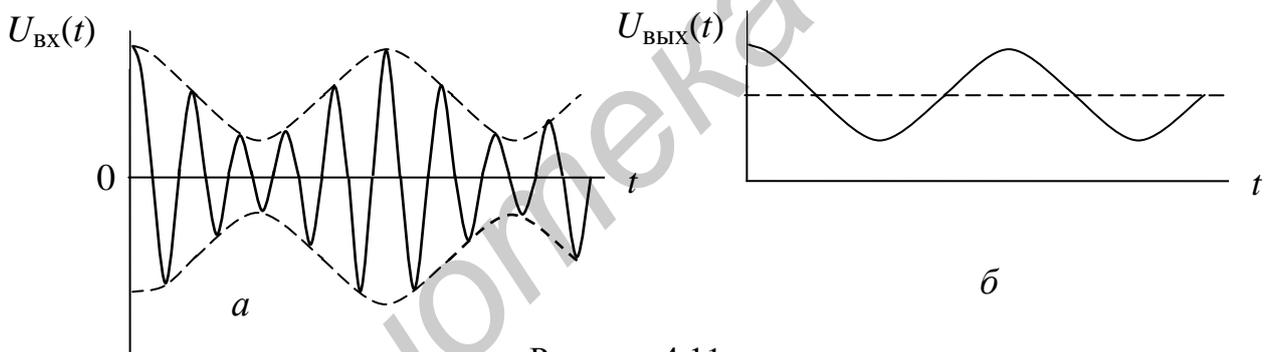


Рисунок 4.11

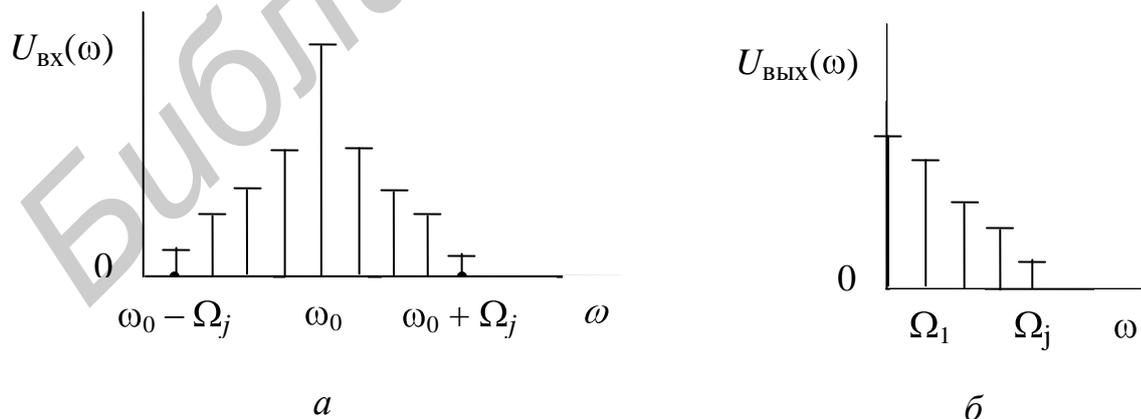


Рисунок 4.12

Элементом, в котором осуществляется преобразование частоты, может быть как управляемое (транзистор, триод), так и неуправляемое (диод) нели-

нейное сопротивление, а также и 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

$$\frac{1}{\omega_0 C} \leq R, \quad (4.6)$$

$$\frac{1}{\Omega_{j \max} C} \geq R, \quad (4.7)$$

где  $\Omega_{j \max}$  – максимальная частота модулирующего колебания;  
 $\omega_0$  – частота несущего колебания.

При выполнении неравенства (4.6) отсутствуют частотные искажения, а при выполнении неравенства (4.7) выходное напряжение не содержит высокочастотной составляющей.

#### 4.1.5.3 Диодное детектирование

Детектирование, где нелинейным элементом (рисунок 4.13) служит диод, называется **диодным**. По способу включения различают схемы последовательного (рисунок 4.13, а) и параллельного (рисунок 4.13, б) диодного детектора. Причём схему рисунка 4.13, а называют схемой с открытым входом (по постоянному току имеем малое входное сопротивление), а схему рисунка 4.13, б – с закрытым входом (по постоянному току имеем бесконечное входное сопротивление). Последовательная схема диодного детектора применяется в том случае, когда входное напряжение не содержит постоянной составляющей. Принцип работы обеих схем почти одинаков. Рассмотрим работу последовательной схемы диодного детектора.

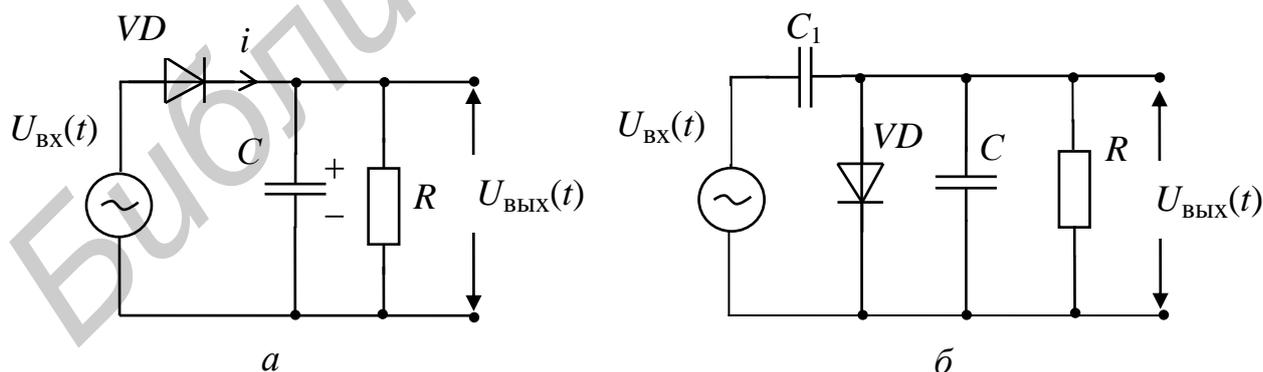


Рисунок 4.13

Такой детектор образован последовательным соединением диода  $VD$  и параллельной  $RC$ -цепи, которая выполняет роль ФНЧ. Элементы последней выбираются из условия (4.6) и (4.7). Полагаем, что диод имеет ВАХ, показанную

на рисунке 4.14, *а*. Зависимость тока диода  $i$  от напряжения  $u$  на диоде может быть задана равенством

$$i = \begin{cases} S \cdot u & \text{при } u \geq 0; \\ 0 & \text{при } u < 0, \end{cases} \quad (4.8)$$

где  $S$  – крутизна характеристики диода.

Пусть на диодный детектор действует модулированное высокочастотное колебание (рисунок 4.14, *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 4.14, *в*). Постоянная времени разряда  $\tau_p = RC \gg \tau_3$ .

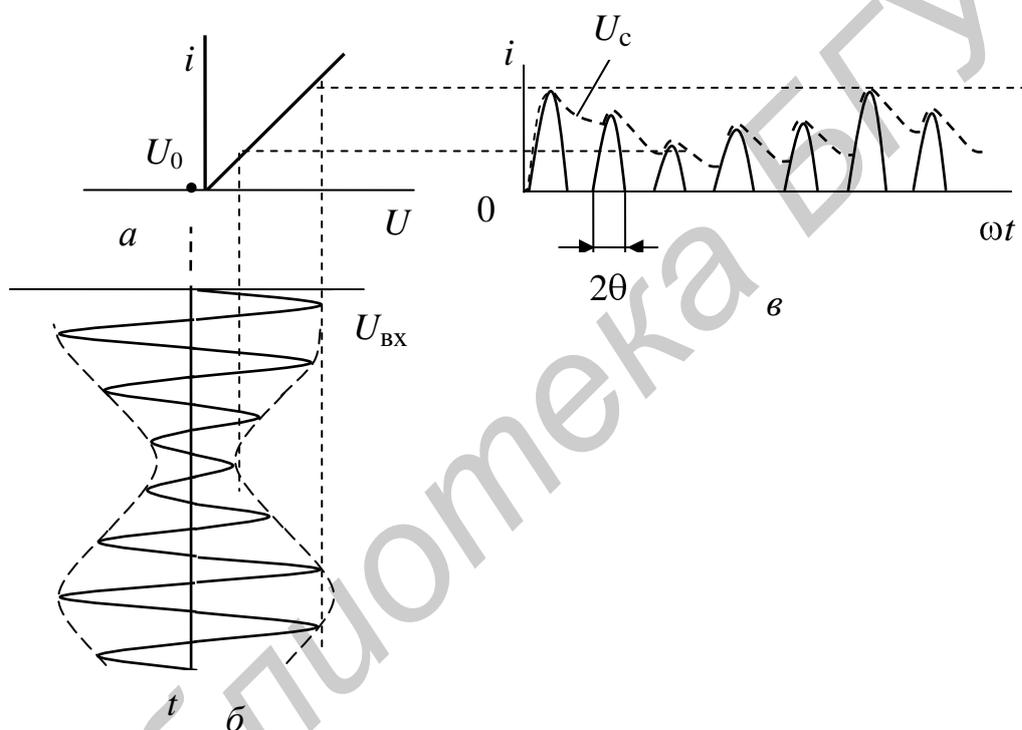


Рисунок 4.14

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

$$U = -U_0 + U_M \cos \omega t, \quad (4.9)$$

где  $U_M$  – амплитуда входного высокочастотного колебания.

При аппроксимации ВАХ диода двумя отрезками прямых (рисунок 4.14, *а*) постоянная составляющая тока равна

$$I_0 = (S \cdot U_M / \pi) (\sin \theta - \theta \cos \theta), \quad (4.10)$$

где  $\theta$  – угол отсечки (рисунок 4.14, в), который определяется из соотношения

$$\cos\theta = \frac{U_0}{U_M}. \quad (4.11)$$

Поскольку  $U_0 = I_0R$ , то из (4.11) следует, что

$$I_0 = \frac{U_M}{R} \cos\theta. \quad (4.12)$$

Приравняв правые части в (4.10) и (4.12), получим

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi}{RS}. \quad (4.13)$$

Из (4.13) следует, что угол отсечки  $\theta$  определяется только сопротивлением нагрузки  $R$  и крутизной  $S$  ВАХ открытого диода  $VD$  и не зависит от амплитуды приложенного напряжения  $U_M$ .

Если в (4.12) обе части уравнения умножить на  $R$ , получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_0R = U_M \cos\theta. \quad (4.14)$$

Зависимость  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_M)$  называется **характеристикой детектирования**, которая является линейной.

Коэффициент передачи диодного детектора по постоянному току  $k_{\text{д}\approx}$  определяется отношением постоянного напряжения на выходе детектора  $U_0 = U_{\text{ВЫХ}}$  к амплитуде переменного напряжения  $U_M$  на его входе и с учётом (4.14) равен

$$k_{\text{д}\approx} = U_0 / U_M = \cos\theta. \quad (4.15)$$

При больших сопротивлениях нагрузки, когда  $R \gg r_{\text{д}}$ , угол отсечки  $\theta$  мал и при  $R \rightarrow \infty$   $k_{\text{д}\approx} \rightarrow 1$ .

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

$$k_{\text{д}\approx} = \Delta U_0 / \Delta U_M, \quad (4.16)$$

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

Входное сопротивление  $R_{\text{ВХ}\approx}$  диодного детектора определяется как отношение амплитуды напряжения  $U_M$ , проложенного к детектору, к амплитуде первой гармоники тока  $I_{\text{М1}}$  протекающего через детектор:

$$R_{\text{ВХ}\approx} = U_M / I_{\text{М1}}. \quad (4.17)$$

Поскольку ток первой гармоники тока определяется как

$$I_{\text{М1}} = \frac{SU_M}{\pi} (\theta - \sin\theta \cos\theta), \quad (4.18)$$

то входное сопротивление будет равно

$$R_{\text{вх}\approx} = \frac{\pi r_{\text{д}}}{\theta - \sin\theta \cos\theta}, \quad (4.19)$$

где  $r_{\text{д}} = 1/S$ .

Если угол отсечки  $\theta \ll 90^\circ$  и  $R \gg r_{\text{д}}$ , то

$$R_{\text{вх}\approx} \cong R/2. \quad (4.20)$$

Рассмотренная выше работа диодного детектора с отсечкой тока является **линейным режимом**, т. к. характеристика детектирования является линейной, при этом амплитуда входного сигнала  $U_{\text{м}}$  должна быть большой и на практике выбирается  $U_{\text{м}} \approx 1$  В.

#### 4.1.5.4 Диодное детектирование в режиме малых сигналов

В случае малых амплитуд  $U_{\text{м}}$  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

$$I_0 = a_0 + 0,5a_2U_{\text{м}}^2(t). \quad (4.21)$$

При подаче на вход детектора АМ-колебания  $U_{\text{м}}(t)$  равно

$$U_{\text{м}}(t) = U_{\text{м}}(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_0 t. \quad (4.22)$$

Подставив (4.22) в (4.21), получим, что амплитуда первой гармоники частоты модуляции  $\Omega$ , которая является полезным результатом детектирования, равна

$$I_{\Omega 1} = a_2 m U_{\text{м}}^2, \quad (4.23)$$

а амплитуда второй гармоники частоты  $\Omega$ , которая является продуктом нелинейных искажений, равна

$$I_{\Omega 2} = 0,25a_2 m^2 U_{\text{м}}^2. \quad (4.24)$$

Отношение  $I_{\Omega 2}/I_{\Omega 1}$  даёт величину коэффициента нелинейных искажений при квадратическом режиме детектирования АМ-колебаний, модулированных одной частотой, который равен  $k_{\text{н.и}} = m/4$ .

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

Нелинейные искажения зависят также от выбора постоянной времени RC-фильтра. Если выполняются условия (4.6) и (4.7), то процесс детектирования осуществляется без искажений, как показано на рисунке 4.15, а.

Выбор постоянной времени RC-фильтра слишком большой для данной частоты модуляции, приводит к нарушению неравенства (4.6), конденсатор  $C$  не успевает разряжаться через большое сопротивление  $R$  и напряжение  $U_0$  на RC-

цепи не успевает следить за амплитудой входного сигнала (рисунок 4.14, б). При этом угол отсечки изменяется в широких пределах, так что детектирование становится нелинейным и возникают искажения

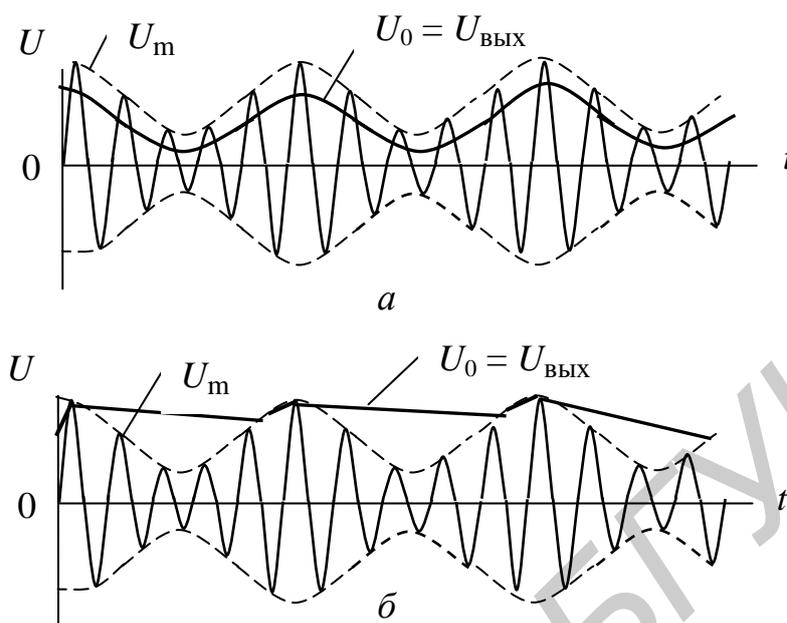


Рисунок 4.15

#### 4.1.6 Детектирование сигналов с частотной модуляцией

При детектировании ЧМ-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.

##### 4.1.6.1 Частотные детекторы на принципе преобразования ЧМ-сигнала в АМ

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 4.16), таким, чтобы спектр ЧМ-сигнала не выходил за пределы линейного участка склона резонансной характеристики. В этом случае выходное напряжение усилителя окажется промодулированным по амплитуде (рисунок 4.15). 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.

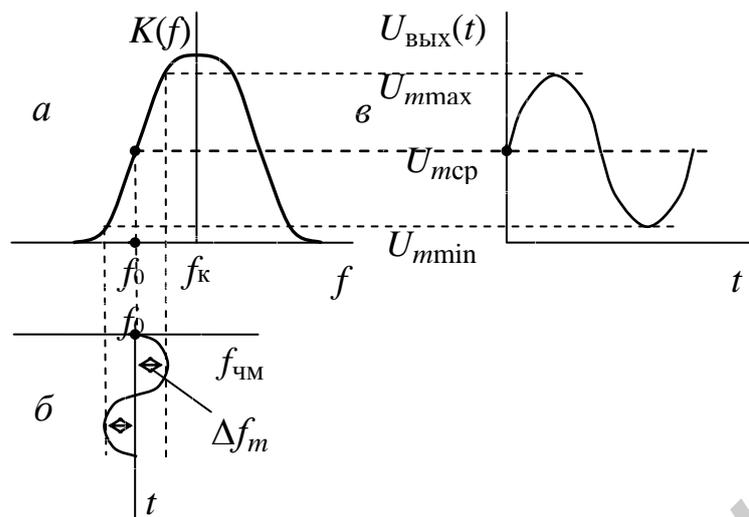


Рисунок 4.16

#### 4.1.6.2 Частотный детектор с расстроенными контурами

Значительно лучшие результаты можно получить, если применить схему частотного детектора с расстроенными контурами (частотный дискриминатор), показанную на рисунке 4.17.

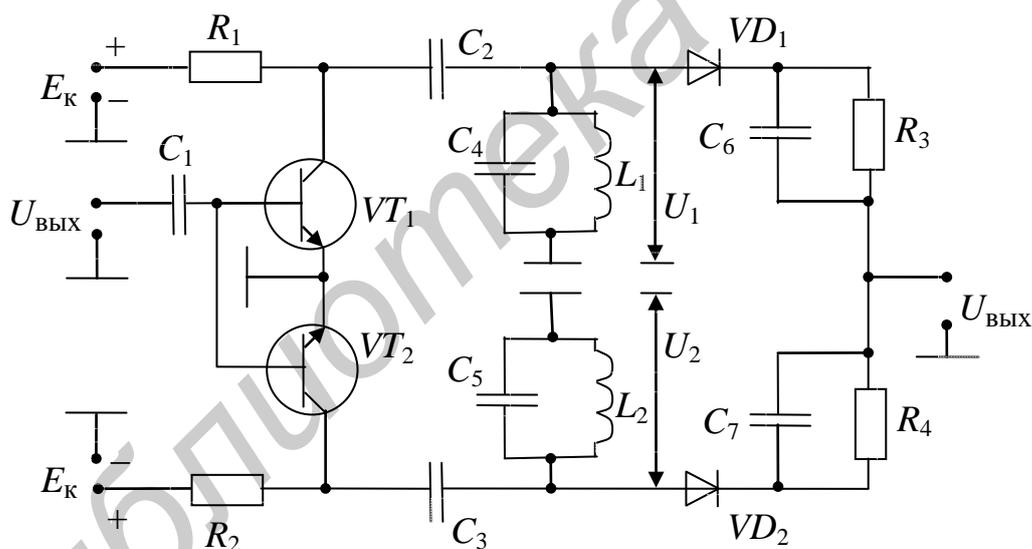


Рисунок 4.17

В этой схеме колебательные контуры  $C_4L_1$  и  $C_5L_2$  расстроены относительно средней частоты  $f_0$  ЧМ-колебания на  $\pm \Delta f$ , как показано на рисунке 4.18.

Результующая частотная характеристика (кривая 3) получается в результате вычитания резонансных кривых 1 и 2, сдвинутых относительно друг друга на  $\Delta f$ . Напряжение на выходе дискриминатора является разностью напряжений на колебательных контурах и определяется как

$$|U_1| - |U_2| = |Z_1| |I_{K1}| - |Z_2| |I_{K2}|, \quad (4.25)$$

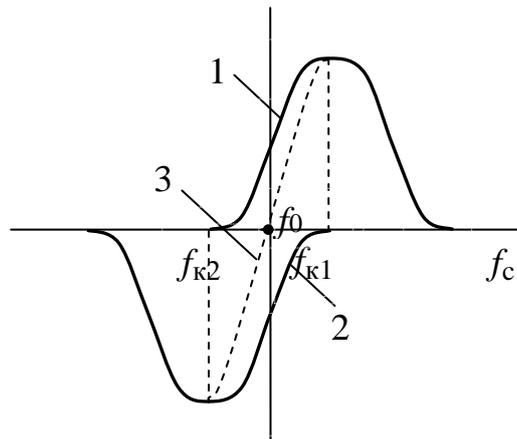


Рисунок 4.18

где  $Z_1$  и  $Z_2$  – сопротивления колебательных контуров;

$I_{к1}$  и  $I_{к2}$  – коллекторные токи транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , протекающие через соответствующие резонансные контуры.

#### 4.1.6.3 Фазочастотный дискриминатор

Частотные детекторы, использующие зависимость фазового сдвига от частоты, называемые фазочастотными дискриминаторами, строятся по схеме, показанной на рисунке 4.19.

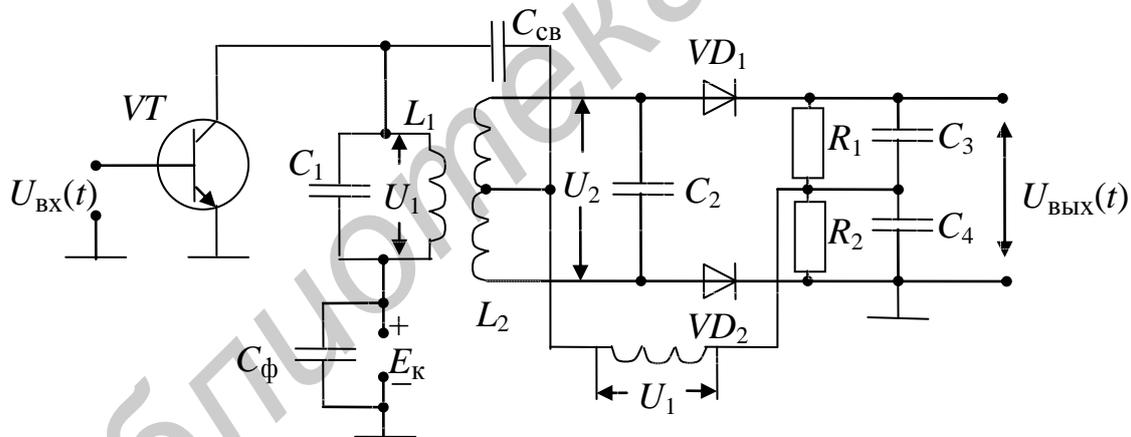


Рисунок 4.19

Такой детектор содержит два колебательных контура  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$ , настроенных на одну частоту  $f_0$ . С помощью ёмкости связи  $C_{св}$  и катушки индуктивности  $L_3$  напряжение первого контура прикладывается через среднюю точку индуктивности  $L_2$  к обоим диодам  $VD_1$  и  $VD_2$ . Таким образом, напряжение высокой частоты на каждом из диодов равно векторной сумме напряжений  $U_1$  первого контура  $L_1C_1$  и  $0,5 \cdot U_2$  второго контура  $L_2C_2$ , сдвинутых на угол  $90^\circ$ . На рисунке 4.20, а показана векторная диаграмма сложения этих двух напряжений на частоте  $f_0$  в отсутствие модуляции. Напряжение на выходе  $U_{вых}$  будет равно  $U_{вых} = |U_{вых1}| - |U_{вых2}| = 0$ .

При отклонении частоты ЧМ-сигнала от резонансной  $f_0$  на  $\Delta f$  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  $U_2$  отклоняются, как показано на рисунке 4.20, б, в. В результате длины векторов  $U_{\text{ВЫХ1}}$  и  $U_{\text{ВЫХ2}}$  будут меняться в зависимости от изменения  $\Delta f$ . Тогда результирующее напряжение будет равно  $U_{\text{ВЫХ}} = |U_1| - |U_2|$ .

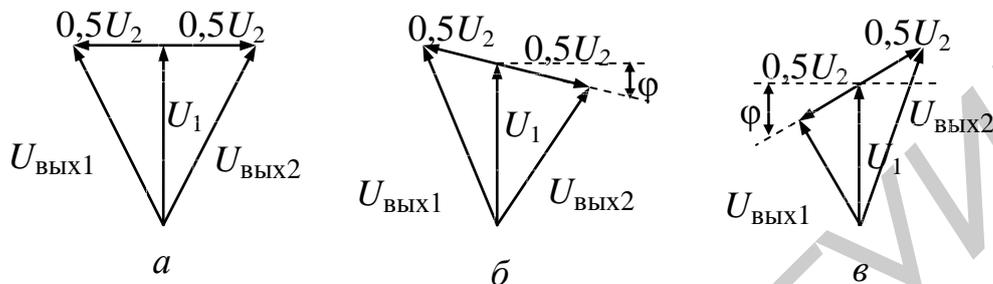


Рисунок 4.20

График зависимости  $U_{\text{ВЫХ}} = f(\Delta f)$  показан на рисунке 4.21 и называется **детекторной характеристикой дискриминатора**.

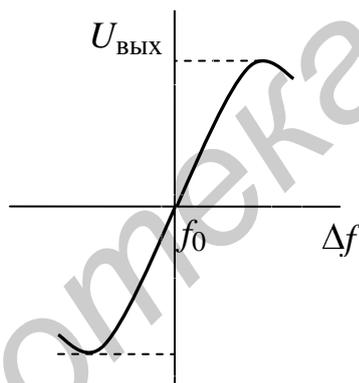


Рисунок 4.21

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

#### 4.1.7 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 возникать в результате:

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

На рисунке 4.22 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 её модулирующая частота ЧМ-сигнала.

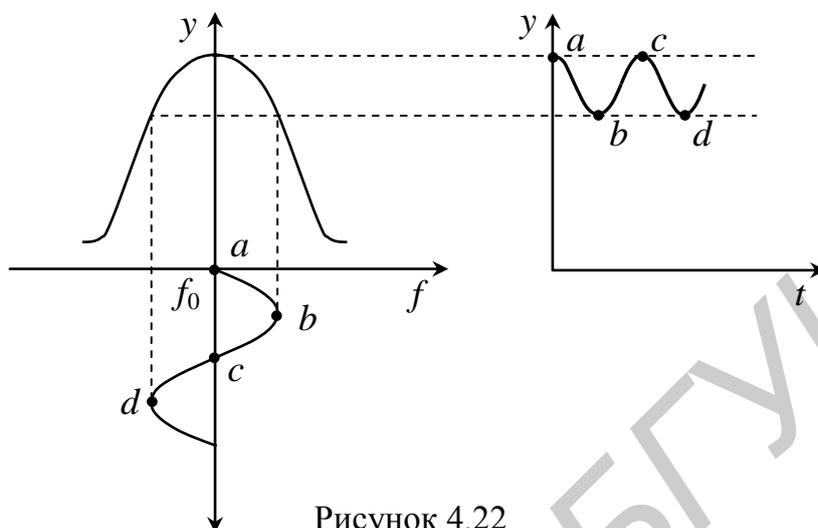


Рисунок 4.22

В качестве амплитудного ограничителя чаще всего используются схемы диодного ограничения. Применяют два вида диодного ограничения: последовательное и параллельное. Принцип одностороннего ограничения иллюстрируется рисунками 4.23 и 4.24, при этом на рисунке 4.23, а показана электрическая схема последовательного ограничителя и переменное напряжение на его выходе (рисунке 4.23, б), а на рисунке 4.24, а – электрическая схема параллельного ограничителя и переменного напряжения на его выходе (рисунке 4.24, б).

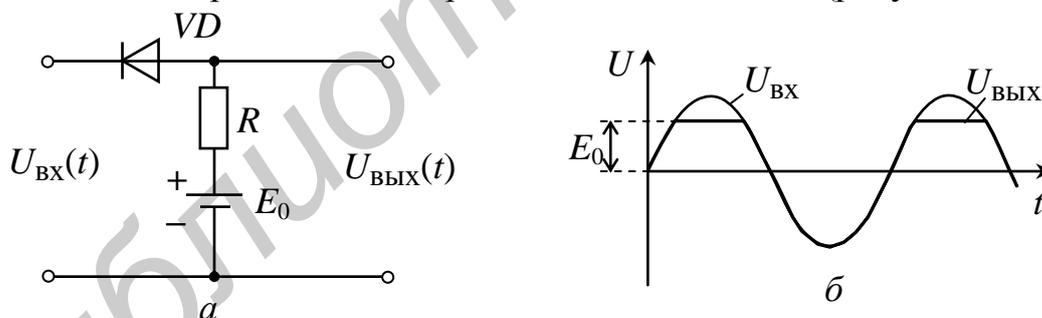


Рисунок 4.23

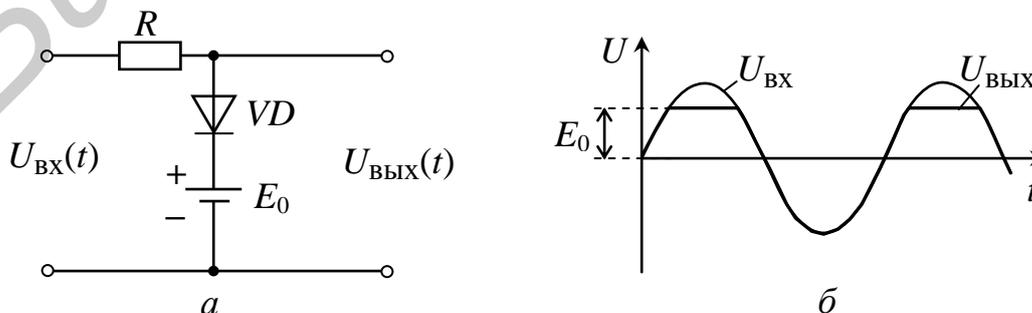


Рисунок 4.24

Источник постоянного напряжения  $E_0$  предназначен для установки уровня ограничения. Двустороннее ограничение можно осуществить с помощью кремниевых диодов в схеме параллельного ограничения (рисунок 4.25). На рисунке 4.25, а показана схема включения ограничивающих диодов, а выходное напряжение ограничителя – на рисунке 4.25, б. 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.

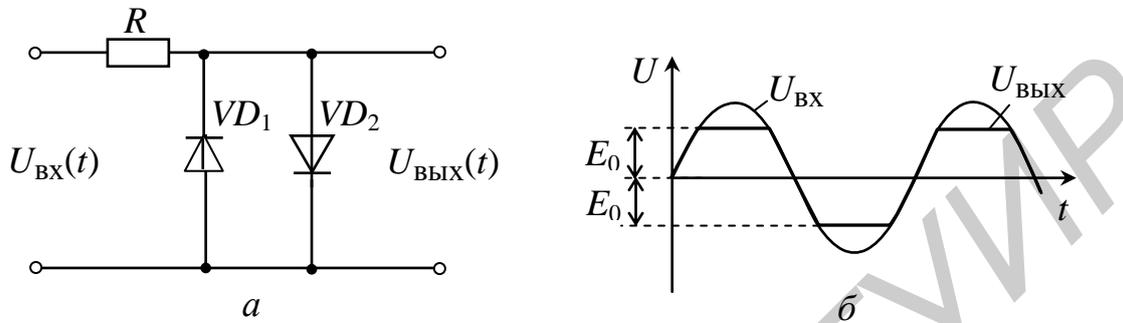


Рисунок 4.25

Двустороннее ограничение с порогом ограничения в несколько вольт можно осуществить, включая навстречу два стабилитрона, как показано на рисунке 4.26. Уровни ограничения в данной схеме равны напряжению зеновского пробоя – напряжению стабилизации каждого из диодов.

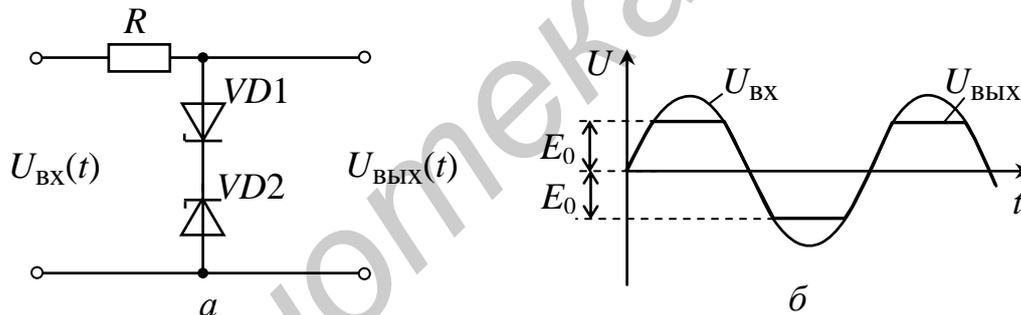


Рисунок 4.26

Ограничитель должен «срезать» не только амплитудную паразитную модуляцию, но и выбросы, вызываемые шумами и импульсными помехами.

## 4.2 Краткие сведения о программе МСАР-5

Лабораторная работа выполняется с применением программы МСАР-5, которая позволяет осуществлять:

а) для цепей: AC Analysis – анализ АЧХ и ФЧХ, а также характеристик группового времени запаздывания; Transient Analysis – анализ временных характеристик сигналов и временных передаточных характеристик цепей: импульсных и переходных; DC Analysis – анализ характеристик по постоянному току, вольт-амперных характеристик и т. п.;

б) для сигналов: Transient Analysis – анализ временных, спектральных и корреляционных характеристик сигналов.

В данной работе используется AC Analysis и Transient Analysis.

Сведения, необходимые для работы в программе MСАР-5, приведены в ч. 2 приложения А [4].

### 4.3 Порядок выполнения работы

#### 4.3.1 Анализ работы базового модулятора на нелинейном резонансном усилителе

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **AMBAZ.CIR**. Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы амплитудного базового модулятора на нелинейном резонансном усилителе.

4.3.1.1 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики зависимостей в режиме Transient Analysis ...:

1 – напряжения на базе транзистора VT  $U_6(t) = V(Ub)$ , образованного суммой  $U_H(t)$ ,  $U_M(t)$  и  $U_0$  в милливольтгах, для времени от 50 до 100 микросекунд;

2 – спектра гармоник напряжения  $HARM(V(Ub))$  в милливольтгах, для частоты от 0,01 до 2,5 мегагерц;

3 – тока через резистор  $R_{из} = I(Riz)$  в миллиамперах, для времени от 50 до 100 микросекунд;

4 – спектра гармоник тока через резистор  $R_{из} = HARM(I(Riz))$  в миллиамперах для частоты от 0,01 до 2,5 мегагерц;

5 – напряжения выходного сигнала  $U_{AM}(t) = V(Uout)$  в вольтах, для времени от 50 до 100 микросекунд;

6 – спектра гармоник напряжения  $U_{AM} = HARM(V(Uout))$  в вольтах, для частоты от 0,01 до 2,5 мегагерц.

4.3.1.2 Пользуясь методикой измерений, описанной в подпунктах 3.3.4.4 и 3.3.4.5:

- 1) измерить частоты составляющих спектра напряжения  $U_6$  по графику 2;
- 2) измерить частоты составляющих спектра тока через резистор  $R_{из}$  по графику 4;
- 3) измерить частоты и амплитуды гармоник спектра напряжения выходного сигнала  $U_{AM}$  по графику 6.

Пользуясь измеренными значениями, рассчитайте коэффициент модуляции  $m$ .

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 4.3.2 Анализ схемы балансного амплитудного модулятора

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **AMBAL.CIR**. Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы балансного модулятора.

4.3.2.1 Установить курсор на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой кнопкой мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики зависимостей в режиме Transient Analysis ...:

1 – напряжений на базах  $U_{\beta 1}(t) - V(U_{\beta 1})$  и  $U_{\beta 2}(t) - V(U_{\beta 2})$ , образованных суммой  $U_H(t)$ ,  $U_M(t)$  и  $U_0$  в милливольтгах, для времени от 70 до 100 микросекунд;

2 – спектра гармоник напряжений на базах транзисторов VT1 и VT2  $HARM(V(U_{\beta 1}))$  в милливольтгах, для частоты от 0,01 до 2,5 мегагерц;

3 – суммы токов через индуктивности  $I(L6) + I(L7)$  в миллиамперах, для времени от 70 до 100 микросекунд;

4 – напряжения выходного сигнала  $U_{AM}(t) - V(U_{out})$  в вольтах, для времени от 70 до 100 микросекунд;

5 – спектра гармоник напряжения  $U_{AM}(t) - HARM(V(U_{out}))$  в вольтах, для частоты от 0,01 до 2,5 мегагерц.

4.3.2.2 Пользуясь методикой измерений, описанной в подпунктах 3.3.4.4 и 3.3.4.5:

1) измерить частоты составляющих спектра напряжений на базах транзисторов по графику 2;

2) измерить частоты и амплитуды гармоник спектра напряжения выходного сигнала  $U_{AM}(t)$  по графику 5.

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

### 4.3.3 Анализ работы частотного модулятора

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **HMOD.CIR**. Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы частотного модулятора.

4.3.3.1 Установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой клавишей мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне AC Analysis Limit необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики зависимостей в режиме AC Analysis ...:

1 – амплитудно-частотных характеристик  $LC$ -контур автогенератора –  $V(U_{out})$  в вольтах, от частоты  $F$  в мегагерцах.

2 – фазочастотных характеристик  $LC$ -контур автогенератора –  $\varphi(V(U_{out}))$  в градусах, от частоты  $F$  в мегагерцах.

4.3.3.2 Пользуясь методикой измерений описанной в подпунктах 3.3.4.4 и 3.3.4.5:

- измерить минимальное и максимальное значения резонансной частоты  $f_p = f_r$  по графику 1;
- определить значения средней (несущей) частоты автогенератора  $f_r = f_p$  и девиации частоты ЧМ-сигнала.

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

#### 4.3.4 Анализ работы последовательного АМ-детектора

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **AMD1PT.CIR**. Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы АМ-детектора для значения конденсатора  $C_\phi = 10$  нФ.

4.3.4.1 Установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой клавишей мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики зависимостей в режиме Transient Analysis ...:

- 1 – напряжений входного сигнала  $U_{AM}(t) - V(Uin)$  и выходного сигнала  $U_M(t) - V(Uout)$  в вольтах, для времени от 20 до 100 микросекунд;
- 2 – спектра гармоник напряжения входного сигнала  $HARM(V(Uin))$  в вольтах, для частоты от 0 до 2 мегагерц;
- 3 – тока через диод VD –  $I(D1)$  в миллиамперах, для времени от 20 до 100 микросекунд;
- 4 – спектра гармоник тока через диод VD –  $HARM(I(D1))$  в миллиамперах, для частоты от 0 до 2 мегагерц;
- 5 – спектра гармоник напряжения выходного сигнала  $U_{ВЫХ}(t) - HARM(V(Uout))$  в вольтах, для частоты от 0 до 2 мегагерц.

4.3.4.2 Пользуясь методикой измерений описанной в подпунктах 3.3.4.4 и 3.3.4.5:

- 1) измерить частоты гармоник спектра напряжения входного сигнала  $U_{AM}(t)$  по графику 2 и определить частоту модулирующего сигнала  $F_M$ ;
- 2) измерить частоты составляющих спектра тока через диод VD по графику 3;
- 3) измерить частоты составляющих спектра напряжения выходного сигнала  $U_{ВЫХ}(t)$  по графику 5.

4.3.4.3 Изменить номинал конденсатора на значение  $C_\phi = 10$  пФ. Для этого навести курсор мыши на изображение значения номинала конденсатора, двойным нажатием левой кнопки мыши вызвать панель, отображающую свойства элемента конденсатора, и в строку «VALUE» ввести значение 10 pF.

Аналогично подпункту 4.3.4.1 провести исследования временных и спектральных характеристик сигналов в режиме Transient Analysis, зарисовать 1 и 5 графики.

4.3.4.4 Повторить действия по пункту 4.3.4.1 для значения  $C_{\phi}=10$  мкФ (в строку «VALUE» ввести значение 10 uF).

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

#### 4.3.5 Анализ работы фазочастотного дискриминатора

Пользуясь подпунктом 1.3.1, загрузить файл **FHDE1.CIR**.

Зарисовать наблюдаемую в рабочем окне структурную и электрическую принципиальную схемы фазочастотного дискриминатора.

##### 4.3.5.1 Снять графики зависимости АЧХ и ФЧХ ЧМ-детектора.

Для этого установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой клавишей мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию AC Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне AC Analysis Limit необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN.

Зарисовать полученные графики зависимостей в режиме AC Analysis ...:

1 – амплитудно-частотной характеристики –  $V(U1)/V(Uin1)$  в размах, от  $F$  в мегагерцах;

2 – фазочастотной характеристики –  $\text{PH}(V(U1))$  в градусах, от  $F$  в мегагерцах.

Пользуясь методикой измерений, описанной в подпунктах 3.3.4.4 и 3.3.4.5, измерить значение фазы на частоте  $f_c$ .

##### 4.3.5.2 Снять графики зависимостей в режиме Transient Analysis ...

Для этого установить курсор мыши на пункт Analysis строки главного меню, щёлкнуть левой клавишей мыши, выделить курсором в появившемся меню опцию Transient Analysis ... и нажать левую кнопку мыши. В появившемся окне Transient Analysis Limits необходимые данные уже введены. Для запуска анализа нажать на RUN.

Зарисовать графики зависимостей полученные в режиме Transient Analysis ...:

1 – напряжений входного сигнала  $U_{\text{ЧМ}}(t) + U_n(t) - V(Uin)$  и сигналов после ДООУ –  $V(Uin1)$  в вольтах, для времени от 97 до 100 микросекунд;

2 – спектра гармоник напряжения входного сигнала  $Uin1 - \text{HARM}(V(Uin1))$  в вольтах, для частоты от 0 до 7 мегагерц;

3 – напряжения выходного сигнала  $U_M(t) - V(Uout)$  в милливольтках, для времени от 80 до 100 микросекунд;

4 – спектра гармоник напряжения сигнала  $U_M(t) - \text{HARM}(V(Uout))$  в милливольтках, для частоты от 0 до 7 мегагерц.

4.3.5.3 Пользуясь методикой измерений, описанной в подпунктах 3.3.4.4 и 3.3.4.5, измерить:

1) частоты несущей и первых боковых гармоник спектра напряжения входного сигнала  $Uin1$  по графику 2 и по измеренным значениям определить частоту модулирующего сигнала  $F_M$ , девиацию частоты;

2) период и определить частоту  $F_M$  сигнала  $U_M(t)$  по графику 3;

3) частоту гармоники спектра напряжения выходного сигнала  $U_M(t)$  по графику 4.

Дать анализ полученным результатам, объяснить работу схемы и сделать выводы. Для выхода в режим работы со схемой нажать клавишу F3.

#### 4.4 Контрольные вопросы

- 1 Как выбирается оптимальный режим работы модулятора?
- 2 Дайте определение статической, динамической и частотной характеристик модулятора. Для каких целей они снимаются и чем определяется характер их изменения?
- 3 Как влияет изменение добротности контура модулятора на коэффициент модуляции?
- 4 Каков принцип работы амплитудного модулятора?
- 5 Нарисуйте структурную схему модулятора.
- 6 Поясните принцип работы балансного модулятора.
- 7 Нарисуйте спектр АМ-сигнала на выходе балансного модулятора.
- 8 Поясните принцип получения частотной модуляции.
- 9 Нарисуйте структурную схему частотного модулятора.
- 10 Нарисуйте схему амплитудного детектора.
- 11 Какую роль играет фильтр нижних частот?
- 12 Поясните принцип работы амплитудного детектора.
- 13 Какие условия необходимо выполнить, чтобы отсутствовали искажения при амплитудном детектировании?
- 14 Поясните принцип работы фазочастотного дискриминатора.
- 15 Для чего нужен амплитудный ограничитель в фазочастотном дискриминаторе? Поясните принцип его работы.

#### Литература

- 1 Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 1988. – С. 340–347.
- 2 Манаев, Е. И. Основы радиоэлектроники : учебник для вузов / Е. И. Манаев. – М. : Радио и связь, 1985. – С. 370–374, 380–392, 399–404.
- 3 Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. пособие для вузов / Д. В. Васильев [и др.] : под ред. К. А. Самойло. – М. : Радио и связь, 1982. – С. 223–230, 233–240, 242–245.
- 4 Басов, В. Г. Измерительные сигналы и функциональные устройства их обработки. Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие для студ. спец. I-54 01 04 Метрологическое обеспечение информационных систем и сетей днев. формы обуч. В 3 ч. Ч. 2 Анализ прохождения измерительных сигналов через линейные и нелинейные цепи / В. Г. Басов, М. М. Касперович. – Минск : БГУИР, 2010. – 84 с.

*Учебное издание*

**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ  
И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ИХ ОБРАБОТКИ.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

В 3-х частях

Часть 3

**Басов Владимир Георгиевич  
Касперович Марина Михайловна**

**АНАЛИЗ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ  
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Н. В. Гриневич*  
Корректор *А. В. Тюхай*  
Компьютерная вёрстка *М. В. Гуртатовская*

Подписано в печать Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 5,23. Уч.-изд. л. 5,0. Тираж 100 экз. Заказ 340.

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.  
220013, Минск, П. Бровки, 6