

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

Кафедра защиты информации

Н. И. Шатило, Г. Г. Машара

**ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА
И ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ
СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

В 4-х частях

Часть 2

МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники для специальностей 1-45 01 03 «Сети
телекоммуникаций», 1-45 01 05 «Системы распределения
мультимедийной информации», 1-98 01 02 «Защита информации
в телекоммуникациях», направлений специальностей 1-45 01 01-02
«Инфокоммуникационные технологии (сети инфокоммуникаций)»,
1-45 01 01-05 «Инфокоммуникационные технологии
(системы распределения мультимедийной
информации)» в качестве учебно-методического пособия*

Минск БГУИР 2014

УДК 621.391:621.376(076.5)

ББК 32.811я73+32.86-04я73

Ш28

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра телекоммуникационных систем учреждения образования
«Высший государственный колледж связи» (протокол №6 от 12.02.2013);

заведующий лабораторией микроэлектроники, механики и сенсорики
государственного научного учреждения «Институт физики имени
Б. И. Степанова Национальной академии наук Беларуси»,
доктор технических наук, доцент Н. И. Мухуров;

доцент кафедры радиотехнических устройств
учреждения образования «Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»,
кандидат технических наук, доцент В. Т. Крушев

Шатило, Н. И.

Ш28 Функциональные устройства и электропитание систем телекомму-
никаций. Лабораторный практикум. В 4 ч. Ч. 2: Модуляторы и демодуля-
торы : учеб.-метод. пособие / Н. И. Шатило, Г. Г. Машара. – Минск :
БГУИР, 2014. – 72с. : ил.

ISBN 978-985-488-980-1 (ч. 2).

Данное издание включает описания 6 лабораторных работ по дисциплине
«Функциональные устройства и электропитание систем телекоммуникаций». Каждая
работа содержит краткие теоретические сведения по изучаемому разделу дисциплины,
принципиальную схему устройства, подлежащего исследованию, задания на проведе-
ние предварительных расчетов и выполнение моделирования, а также перечень кон-
трольных вопросов.

Часть 1-я издана в БГУИР в 2011 году.

УДК 621.391:621.376(076.5)

ББК 32.811я73+32.86-04я73

ISBN 978-985-488-980-1 (ч. 2)

ISBN 978-985-488-700-5

© Шатило Н. И., Машара Г. Г., 2014

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2014

Лабораторная работа №8

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Цель работы – исследовать влияние различных схемных элементов на параметры резонансного каскада. Закрепить навыки экспериментального исследования усилительных каскадов.

8.1 Краткие теоретические сведения

Резонансные усилители часто используются в радиоприемных устройствах и называются усилителями радиосигналов. Усилители радиосигналов (УРС) – это устройства, служащие для получения заданного усиления сигналов в диапазоне радиочастот в каскадах, предшествующих детектору.

Основной структурный принцип построения резонансных УРС показан на рисунке 8.1.



Рисунок 8.1 – Структурная схема УРС

Активный усилительный элемент (АЭ) подключается к нагрузке и источнику сигнала через согласующие цепи СЦ1 и СЦ2. Согласующие цепи обеспечивают необходимое согласование источника сигнала, нагрузки и АЭ.

Эквивалентные схемы АЭ, используемые для расчета основных характеристик УРС, бывают:

- моделирующими (например, Эберса – Молла, Джаколетто – для биполярных транзисторов; Куртиса, Шихмана – Ходжеса – для полевых транзисторов). Они сложны и содержат несколько десятков параметров;
- схемами замещения. В них УРС представляется в виде четырехполюсника (рисунок 8.2).

Действующие значения токов и напряжений на полюсах 1-1 и 2-2 (I_1 , I_2 , U_1 , U_2) связаны между собой линейными зависимостями:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}, \quad (8.1)$$

где $[Y]$ – матрица внутренних параметров четырехполюсника, которой соответствует граф, приведенный на рисунке 8.3.

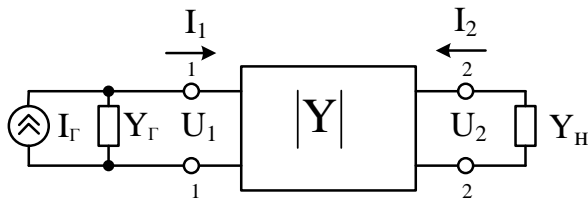


Рисунок 8.2 – Эквивалентная схема замещения УРС

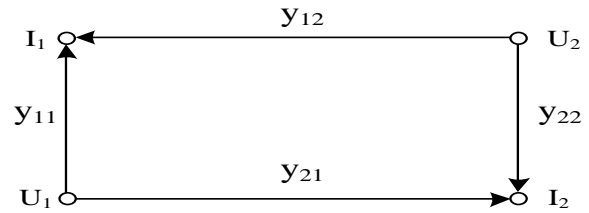


Рисунок 8.3 – Граф четырехполюсника

Таким образом, в схеме замещения присутствует всего четыре основных параметра. Все внутренние параметры активного элемента в общем случае являются комплексными величинами, т. е. $y_{ij} = g_{ij} + jb_{ij}$.

Параметр y_{11} представляет собой входную проводимость, которая, например, для полевого транзистора определяется как

$$y_{11} = g_{BX} + jb_{BX} = g_{BX} + j\omega(C_{3И} + C_{3С}), \quad (8.2)$$

где g_{BX} – активная составляющая;

b_{BX} – реактивная составляющая;

$C_{3И}$ – емкость затвор – исток;

$C_{3С}$ – емкость затвор – сток.

Проводимость обратной передачи определяется в основном реактивной емкостной составляющей $y_{12} = -j\omega C_{3С}$.

Проводимость прямой передачи равна

$$y_{21} = -S / \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{y_{21}}} \right) + j\omega C_{3С}, \quad (8.3)$$

где S – крутизна проходной характеристики транзистора;

$\omega_{y_{21}}$ – граничная частота крутизны.

Обычно из-за небольшой величины $C_{3С}$ принимают

$$y_{21} = -S / \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{y_{21}}} \right). \quad (8.4)$$

Выходная проводимость полевого транзистора равна

$$y_{22} = g_{22} + jb_{22} = g_{22} + j\omega(C_{3И} + C_{СИ}), \quad (8.5)$$

где $C_{СИ}$ – емкость сток – исток.

Выходная проводимость определяется крутизной выходных характеристик $y_{22} = \partial I_K / \partial U_K$ и при различных токах стока или коллектора может быть определена с помощью соотношения

$$y_{22 I_{K2}} = y_{22 I_{K1}} (I_{K2}/I_{K1}). \quad (8.6)$$

Для приближенного расчета активной выходной проводимости можно также воспользоваться формулой

$$g_{22} \approx I_K / U_{ЭР}, \quad (8.7)$$

где $U_{ЭР}$ – напряжение Эрли, которое составляет примерно 80...200 В для биполярных транзисторов и 20...50 В для полевых.

Выходная емкость биполярного транзистора при короткозамкнутом входе примерно равна

$$C_{22} = C_K (1 + y_{21} \cdot r_B), \quad (8.8)$$

где C_K – емкость коллекторного перехода (C_{KB});

r_B – объемное сопротивление базы транзистора.

Выходная емкость практически не зависит от тока, но зависит от напряжения на коллекторе (стоке) и при различных значениях напряжения на коллекторе удовлетворяет соотношению

$$C_{K U_{K2}} = C_{K U_{K1}} \sqrt[n]{U_{K1}/U_{K2}}, \quad (8.9)$$

где $C_{K U_{K2}}, C_{K U_{K1}}$ – емкости коллекторного перехода (C_{KB}) при напряжениях на переходе U_{K2}, U_{K1} соответственно.

В качестве нагрузки в УРС часто используется параллельный колебательный контур.

Резонансная частота контура определяется по формуле

$$\omega_p = \omega_0 \sqrt{1 - r_L / \rho^2}, \quad (8.10)$$

где $\omega_0 = 1/LC$;

$\rho = \sqrt{L/C}$ – характеристическое сопротивление контура;

r_L – сопротивление потерь катушки индуктивности.

В подавляющем числе случаев в контурах выполняется условие $r_L \ll \rho$ и $\omega_p \approx \omega_0$.

Затухание контура d описывается формулой

$$d = r_L / \rho + \rho / R_{ш}, \quad (8.11)$$

где $R_{ш}$ – сопротивление, шунтирующее контур.

Добротность контура обратно пропорциональна затуханию

$$Q = 1/d = f_0 / 2\Delta f, \quad (8.12)$$

где f_0 – резонансная частота;

Δf – полоса пропускания контура по уровню 0,707.

Сопrotивление контура на резонансной частоте определяется по формуле

$$R_{0e} = \frac{1}{1/R_{\text{ш}} + 1/R_L}, \quad (8.13)$$

где $R_L = \rho^2/r_L = Q_L \cdot \rho$ – сопротивление потерь r_L катушки индуктивности, пересчитанное в контур;

$Q_L = \rho/r_L$ – добротность катушки индуктивности.

Добротность контура можно вычислить также через R_{0e} :

$$Q = R_{0e}/\rho. \quad (8.14)$$

Коэффициент прямой передачи по напряжению УРС равен

$$K_{0U} = U_2/U_1 = y_{21}/(y_{22} + y_H). \quad (8.15)$$

При автотрансформаторном включении выходной цепи АЭ и нагрузки (рисунок 8.4) напряжение на выходе четырехполюсника и на нагрузке связаны соотношением

$$U_H = \frac{U_2 n_2}{n_1}, \quad (8.16)$$

где n_1 и n_2 – коэффициенты включения контура со стороны выходной цепи УЭ и нагрузки усилителя соответственно.

Тогда

$$\begin{aligned} K_{0U} &= \frac{U_H}{U_1} = \frac{y_{21} \frac{n_2}{n_1}}{y_{22} + y_H} = \frac{y_{21} \frac{n_2}{n_1}}{y_{22} + \frac{g_{0e} + y_H n_2^2}{n_1^2}} = \frac{y_{21} n_1 n_2}{y_{22} n_1^2 + g_{0e} + y_H n_2^2} = \\ &= y_{21} n_1 n_2 R_{0e\text{Э}}, \end{aligned} \quad (8.17)$$

где $R_{0e\text{Э}} = 1/(y_{22} n_1^2 + g_{0e} + y_H n_2^2)$ – эквивалентное резонансное сопротивление контура с учетом потерь, вносимых в контур со стороны выходной цепи УЭ и со стороны нагрузки усилителя.

Комплексный коэффициент прямой передачи УРС равен

$$\dot{K}_U = U_H/U_1 = y_{21} n_1 n_2 R_{0e\text{Э}}/(1 + j\xi), \quad (8.18)$$

где $\xi = Q_{\text{Э}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ – обобщенная расстройка;

$Q_{\text{Э}}$ – эквивалентная добротность нагруженного контура (с учетом потерь, вносимых в контур).

Выражение для резонансной кривой УРС (рисунок 8.5) имеет вид

$$K_U = K_{0U} / \sqrt{1 + \xi^2}. \quad (8.19)$$

Уравнение фазочастотной характеристики имеет вид

$$\varphi = -\arctg \xi. \quad (8.20)$$

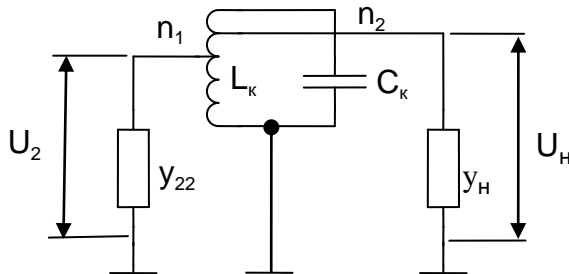


Рисунок 8.4 – Выходная цепь УРС

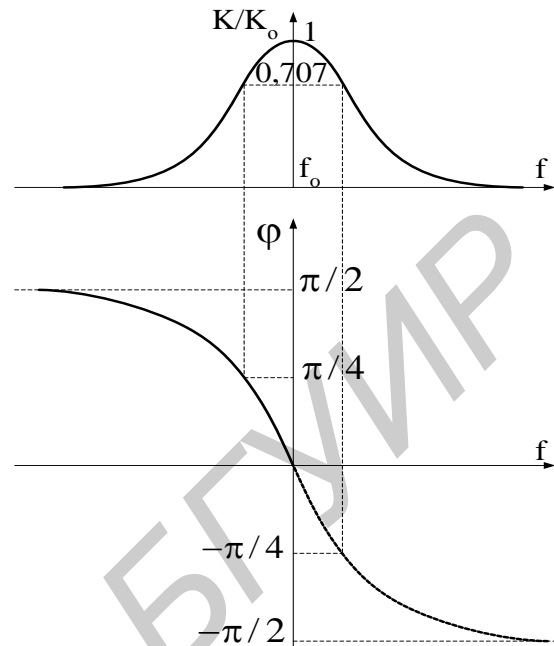


Рисунок 8.5 – АЧХ и ФЧХ УРС с одиночным контуром

Приближенное выражение для обобщенной расстройки, справедливое при малых отклонениях Δf текущей частоты от резонансной f_0 , имеет вид

$$\xi = 2Q_{\Sigma} \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (8.21)$$

Из приближенного выражения следует, что полоса пропускания контура $2\Delta f$, определяемая на уровне 0,707 ($\xi = 1$), равна

$$2\Delta f = f_0 / Q_{\Sigma}. \quad (8.22)$$

Коэффициент обратной передачи УРС равен

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = \frac{y_{12}}{y_{11} + y_{\Gamma}}. \quad (8.23)$$

При частичном включении нагрузки коэффициент обратной передачи равен

$$\beta = \frac{U_1}{U_H} = \frac{y_{12}}{y_{11} + y_{\Gamma}} \cdot \frac{n_1}{n_2}. \quad (8.24)$$

Сквозной коэффициент передачи УРС K_{0E} с учетом внутренней проводимости источника сигнала равен

$$K_{0E} = \frac{U_2}{e_c} = \frac{\frac{y_{\Gamma}}{y_{\Gamma} + y_{11}} \cdot \frac{y_{21}}{y_{22} + y_H}}{1 - \frac{y_{21}}{y_{22} + y_H} \cdot \frac{y_{12}}{y_{11} + y_{\Gamma}}} = \frac{K_{BЦ} K_{0U}}{1 - \beta \cdot K_{0U}}, \quad (8.25)$$

где $e_{\Gamma} = I_{\Gamma} / y_{\Gamma}$ – ЭДС источника сигнала.

Входную проводимость можно определить с помощью выражения

$$y_{BX} = \frac{1}{Z_{BX}} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{22} + y_H)}. \quad (8.26)$$

Выходная проводимость равна

$$y_{BЫX} = \frac{1}{Z_{BЫX}} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{11} + y_{\Gamma})}. \quad (8.27)$$

На частотах $f \ll f_{h_{21\beta}}$ последнее выражение можно представить как

$$y_{BЫX} = g_{22} + j\omega C_{22} = g_{22} + S \cdot j\omega C_K \frac{R'_B \cdot r_{B'\Delta}}{R'_B + r_{B'\Delta}}, \quad (8.28)$$

где $R'_B = r_B + R_{\Gamma}$ – эквивалентное сопротивление в цепи базы;

r_B – объемное сопротивление базы транзистора ;

$R_{\Gamma} = R_B \parallel R_{\Gamma}$ – эквивалентное сопротивление источника сигнала, включающее параллельно соединенные внутреннее сопротивление источника сигнала R_{Γ} и сопротивление по переменному току R_B резисторов в цепи базы.

Из выражения (8.28) следует, что выходная емкость транзистора C_{22} зависит от эквивалентного сопротивления в цепи базы R'_B . Последнее необходимо учитывать при расчете параметров колебательных контуров.

Колебательные контуры во входной и выходной цепях каскада обуславливают большой фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами, и при наличии обратной связи в транзисторе за счет проводимости y_{12} увеличивается вероятность самовозбуждения усилителя. Для устранения самовозбуждения необходимо ограничивать коэффициент передачи каскада.

Предельно устойчивый коэффициент передачи усилителя на биполярном транзисторе определяется по формуле

$$K_{0U_{уст}} = \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot S}{\pi \cdot f_0 \cdot C_{BK}} \cdot \frac{R_{\Gamma\Delta}}{R_{H\Delta}} \cdot \frac{n_2}{n_{\Gamma}}}, \quad (8.29)$$

где $\varepsilon = 0,2 \dots 0,4$ – запас устойчивости;

S – крутизна транзистора;

f_0 – резонансная частота;

$C_{БК}$ – проходная емкость;

$R_{ГЭ}$ и $R_{НЭ}$ – эквивалентные резонансные сопротивления входного контура (со стороны источника сигнала) и выходного контура (со стороны нагрузки), соответственно;

$n_Г$ – коэффициент включения базовой цепи транзистора во входной контур;

n_2 – коэффициент включения нагрузки в выходной контур.

Существует два способа подачи питания на транзисторы в УРС: параллельный и последовательный.

На рисунке 8.6 приведена схема УРС с параллельным способом подачи питания на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком.

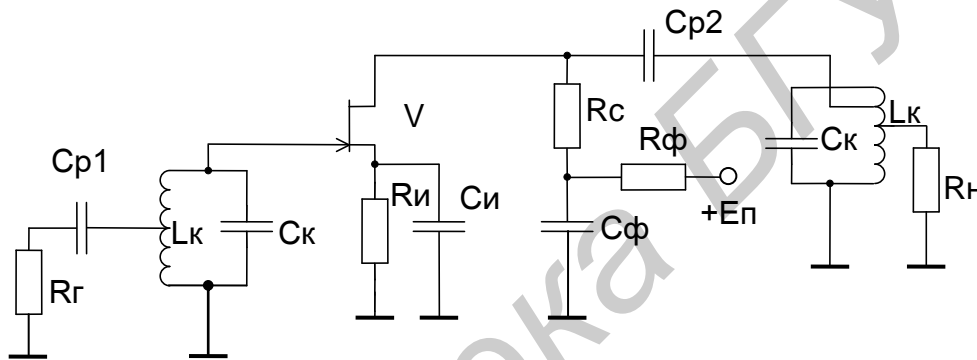


Рисунок 8.6 – Схема УРС с параллельным питанием

На рисунке 8.7 приведена схема УРС с последовательным способом подачи питания на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.

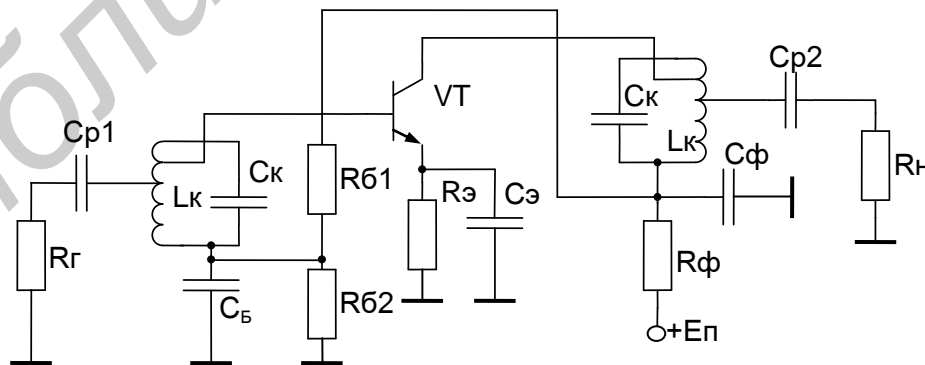


Рисунок 8.7 – Схема УРС с последовательным питанием

8.2 Подготовка к работе

8.2.1 Изучить по рекомендованной литературе принцип работы, основные параметры и характеристики резонансного каскада на биполярном транзисторе.

8.2.2 Изучить схему исследуемого усилителя, представленную на рисунке 8.8, определить назначение элементов.

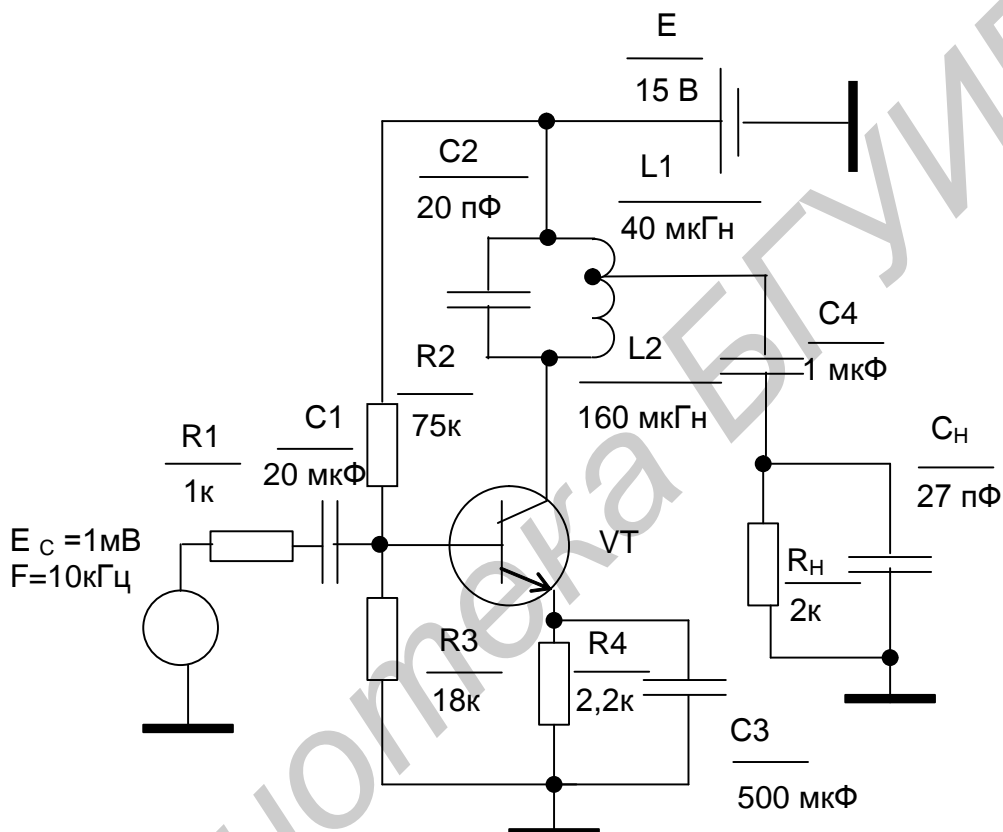


Рисунок 8.8 – Принципиальная схема исследуемого резонансного усилителя

8.2.3 Провести анализ схемы исследуемого усилителя по постоянному току при напряжении питания $E_0 = +15$ В. Вычислить напряжения в узлах схемы, определить величины I_{0K} , $U_{0KЭ}$, $U_{0КБ}$, P_K . При расчетах принять $U_{БЭ} = 0,6$ В, а постоянным током базы пренебречь.

8.2.4 Используя справочные данные транзистора BC107BP ($h_{21Э} = 400$; $|h_{21Э}| = 2,5$ на частоте $f_{изм} = 100$ МГц; $C_{K0} = 4$ пФ; $\tau_K = 2$ пс; $m = 1,6$; $n = 0,33$), определить следующие параметры его модели:

а) емкость коллектора при измерении $|h_{21Э}|$ $C_{Kh} = C_{K0} / (1 + |U_{БК}| / \varphi_K)^n$.

Принять $U_{БК} = 5$ В, $\varphi_K = 1$ В.

б) входное сопротивление транзистора в заданном режиме

$$h_{11Э} = r_B + r_{B'Э},$$

где $r_B = \tau_K / C_{Kh}$; $r_{B'Э} = r_{Э}(1 + h_{21Э})$; $r_{Э} = m \cdot \varphi_T / I_{0K}$; $\varphi_T = 26$ мВ;

в) крутизну транзистора $Y_{21Э} = h_{21Э} / h_{11Э}$;

г) емкость коллектора в рабочей точке $C_K = C_{K0} / (1 + |U_{БК}| / \varphi_K)^n$. Здесь $U_{БК}$ – напряжение база – коллектор в рабочей точке;

г) предельную частоту усиления по току $f_{h_{21Э}} = |h_{21Э}| \cdot f_{изм} / h_{21Э}$;

д) емкость перехода база – эмиттер $C_{B'Э}$ по формуле

$$C_{B'Э} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{h_{21Э}} \cdot h_{11Э}};$$

е) вычислить выходную проводимость транзистора g_{22} по формуле

$$g_{22} = \frac{I_{0K}}{U_{ЭР}}.$$

Напряжение Эрли принять равным $U_{ЭР} = 100$ В;

ж) определить выходную емкость транзистора по формуле

$$C_{22} = Y_{21} \cdot C_K \frac{R_B' \cdot r_{B'Э}}{R_B' + r_{B'Э}}.$$

Значения R_B' вычислить из формулы (8.28).

8.2.5 Вычислить сигнальные параметры каскада :

а) эквивалентное резонансное сопротивление контура с учетом потерь, вносимых в контур со стороны выходной цепи УЭ и со стороны нагрузки усилителя $R_{0eЭ} = 1 / (y_{22}n_1^2 + g_{0e} + y_Hn_2^2)$. Принять $y_{22} = g_{22}$, $n_1 = 1$, $n_2 = L1 / (L1 + L2)$. Параметры контура C_2 , $L1$, $L2$ считать идеальными ($g_{0e} = 0$);

б) эквивалентную емкость колебательного контура по формуле $C_{ЭКВ} = C_2 + C_{22} + C_H \cdot n_2^2$;

в) резонансную частоту усилителя $f_0 = 1 / 2\pi \sqrt{C_{ЭКВ} \cdot (L1 + L2)}$;

г) эквивалентную добротность контура $Q_{Э} = R_{0eЭ} \cdot \omega_0 \cdot C_{ЭКВ}$;

д) коэффициент усиления по напряжению K_{0U} по формуле (8.17);

е) полосу пропускания по формуле (8.22);

8.3 Выполнение работы

8.3.1 Включить компьютер и запустить программу Electronic Workbench.

8.3.2 Изобразить на экране принципиальную схему усилителя, представленную на рисунке 8.8.

8.3.3 Используя мультиметр из панели инструментов, определить постоянные напряжения в узлах принципиальной схемы (статический режим).

8.3.4 Определить резонансную частоту каскада f_0 , полосу пропускания по уровню 0,707 (минус 3 дБ) $2\Delta f$ и коэффициент передачи на резонансной частоте K_{0U} .

8.3.5 Снять по точкам АЧХ каскада, изменяя частоту генератора так, чтобы коэффициент передачи изменялся от $0,1 K_{0U}$ до K_{0U} с шагом $0,1 K_{0U}$.

8.3.6 Исследовать влияние коэффициента включения нагрузки в контур n_2 на параметры каскада. Установить последовательно значения n_2 равными 0,1; 0,5; 1, и при каждом значении определить параметры каскада в соответствии с пунктом 8.3.4. Построить графики зависимостей $f_0 = f(n_2)$, $K_{0U} = f(n_2)$, $2\Delta f_0 = f(n_2)$.

8.3.7 Исследовать влияние сопротивления источника сигнала R_{Γ} на параметры каскада. Установить значения R_{Γ} последовательно 0 Ом, 1кОм, 10 кОм и при каждом значении определить параметры каскада в соответствии с пунктом 8.3.4.

8.3.8 Построить графики зависимостей $f_0 = f(R_{\Gamma})$, $K_{0U} = f(R_{\Gamma})$, $2\Delta f_0 = f(R_{\Gamma})$.

8.4 Контрольные вопросы

1 Назначение УРС.

2 Недостатки резонансного УРС при непосредственном включении контура к электродам усилительного элемента.

3 Какие факторы влияют на устойчивость и стабильность УРС?

4 Каким требованиям должна удовлетворять степень связи транзистора УРС с выходным контуром?

5 Как зависит коэффициент передачи УРС от величины связи контура с нагрузкой?

Лабораторная работа №9 ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Цель работы – исследовать влияние различных схемных элементов на выходные параметры автогенератора. Закрепить навыки экспериментального исследования электронных каскадов.

9.1 Краткие теоретические сведения

Генератор – это устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию электромагнитных колебаний с определенными параметрами. Основными параметрами колебаний являются амплитуда, частота и форма.

Классификация генераторов приведена на рисунке 9.1.

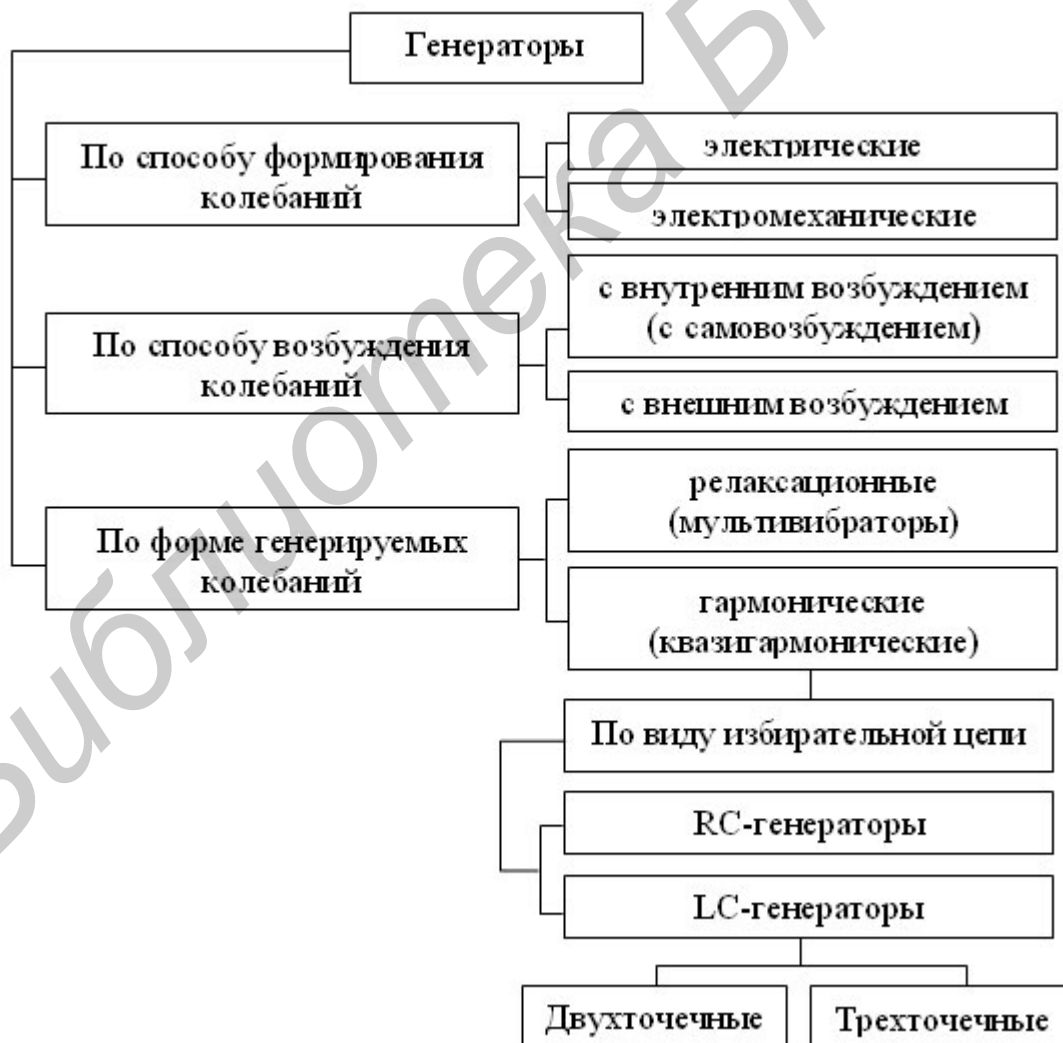


Рисунок 9.1 – Классификация генераторов

Основным требованием, предъявляемым к генераторам, является стабильность параметров генерируемых колебаний при воздействии на него дестабилизирующих факторов.

Электрическими являются генераторы, непосредственно преобразующие энергию источника постоянного тока в энергию колебаний.

Электромеханическими являются генераторы, в которых частота генерируемых колебаний задается частотой механических колебаний некоторых материалов (кварцевой пластины).

В генераторах с внутренним возбуждением (самовозбуждением) колебания формируются за счет внутреннего источника питания.

В генераторах с внешним возбуждением формирование колебаний осуществляется из поступающего на его вход другого колебания (умножение и деление частоты).

Релаксационные генераторы, или мультивибраторы, формируют колебания негармонической формы (последовательности прямоугольных, треугольных, пилообразных, колоколообразных импульсов и т. д.).

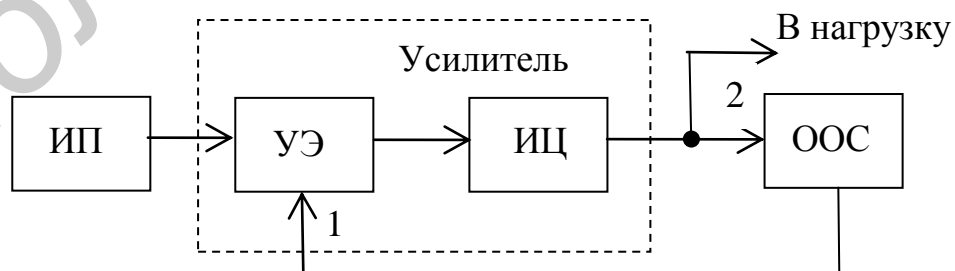
Гармонические, или квазигармонические, генераторы формируют колебания гармонической формы.

В RC-генераторах в качестве избирательной цепи используются RC-фильтры.

В LC-генераторах в качестве избирательной цепи используется параллельный колебательный контур.

В двухточечных LC-генераторах колебательный контур подключается к усилительному элементу двумя точками, а в трехточечных LC-автогенераторах – тремя точками.

Обобщенная структурная схема гармонического автогенератора представлена на рисунке 9.2.



ИП – источник питания; УЭ – усилительный элемент;

ИЦ – избирательная цепь; ОС – цепь обратной связи

Рисунок 9.2 – Обобщенная структурная схема гармонического автогенератора

Автогенератор содержит внутренний источник питания (ИП), подающий энергию в усилительный элемент (УЭ). Формирование гармонических колебаний осуществляется в избирательной цепи (ИЦ), которая в LC-генераторах представляет колебательный контур. Избирательная цепь определяет частоту генерируемых колебаний и их форму. С точки зрения возникновения колебаний колебательного контура достаточно, но колебательный контур является пассивной цепью, а следовательно, обладает положительным активным сопротивлением. При наличии этого сопротивления, а также сопротивления нагрузки R_H , в которую подаются колебания, формируемые генератором колебания будут затухающими. Поэтому в цепь автогенератора включен УЭ, обладающий отрицательным активным сопротивлением.

Цепь обратной связи (ОС) передает часть колебаний с выхода генератора на вход усилительного элемента для компенсации потерь. Данная цепь также является пассивной и обладает положительным активным сопротивлением.

В стационарном режиме работы автогенератора положительное активное сопротивление пассивных элементов генератора и нагрузки должно полностью компенсироваться отрицательным сопротивлением усилительного элемента.

При включении источника питания в цепях автогенератора наблюдаются флуктуации тока (флуктуационный шум). Спектр этого шума содержит составляющие на всех частотах. Из этого спектра избирательная цепь выделяет составляющую на частоте генерации f_G , которая поступает по цепи обратной связи в усилительный элемент, где осуществляется усиление колебания, и т. д. Амплитуда колебаний возрастает до определенного момента, после чего она стабилизируется, а также стабилизируются частота и форма колебаний.

Во время работы автогенератора выделяют два режима работы: переходной и стационарный. Переходной режим работы генератора характеризуется постепенным нарастанием амплитуды колебаний и длится с момента включения генератора и до момента стабилизации параметров колебаний. Стационарный режим работы длится с момента стабилизации параметров колебаний и до выключения генератора.

Из рисунка 9.2 следует, что между комплексными напряжениями в точках 1 и 2 (\dot{U}_1 и \dot{U}_2) имеют место следующие соотношения:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \cdot \dot{K}_{yc}, \quad (9.1)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 \cdot \dot{\beta}_{oc}. \quad (9.2)$$

Здесь \dot{K}_{yc} и $\dot{\beta}_{oc}$ – комплексные коэффициенты передачи усилителя и цепи обратной связи соответственно.

Подставив выражение (9.2) в выражение (9.1), получаем

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_2 \cdot \dot{\beta}_{oc} \dot{K}_{yc}. \quad (9.3)$$

Представим выражение (9.3) в показательной форме:

$$\dot{\beta}_{oc} \dot{K}_{yc} = \beta_{oc} \cdot e^{j\varphi_{oc}} \cdot K_{yc} \cdot e^{j\varphi_{yc}} = \beta_{oc} \cdot K_{yc} \cdot e^{j(\varphi_{oc} + \varphi_{yc})} = 1. \quad (9.4)$$

где K_{yc} и β_{oc} – модули коэффициента передачи усилителя и цепи обратной связи соответственно;

φ_{yc} и φ_{oc} – фазовый сдвиг усилителя и цепи обратной связи соответственно.

В тригонометрической форме это выражение имеет вид

$$\beta_{oc} \cdot K_{yc} \cos(\varphi_{oc} + \varphi_{yc}) + j\beta_{oc} \cdot K_{yc} \sin(\varphi_{oc} + \varphi_{yc}) = 1. \quad (9.5)$$

Последнее выражение представим в виде системы уравнений

$$\begin{cases} \beta_{oc} \cdot K_{yc} \cos(\varphi_{oc} + \varphi_{yc}) = 1, \\ \sin(\varphi_{oc} + \varphi_{yc}) = 0. \end{cases} \quad (9.6)$$

Решением системы являются соотношения

$$\beta_{oc} \cdot K_{yc} = 1, \quad (9.7)$$

$$\varphi_{oc} + \varphi_{yc} = 2\pi \cdot n, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (9.8)$$

Первое из них называется условием баланса амплитуд и определяет стационарную амплитуду колебаний, второе – условием баланса фаз и определяет частоту колебаний. Как следует из (9.8), суммарный сдвиг фаз в замкнутом кольце автогенератора должен быть равен нулю или кратен 2π (360°), т. е. энергия пополнения усилительного элемента должна подаваться в фазе с уже существующими колебаниями. Для выполнения этого условия цепь обратной связи автогенератора должна быть положительной. В большинстве автогенераторов условие баланса фаз выполняется лишь на одной частоте, поэтому это условие определяет частоту генерации.

В зависимости от исходного режима работы УЭ в момент включения возможны два режима самовозбуждения: мягкий и жесткий.

При мягком режиме самовозбуждения положение рабочей точки задается на линейном участке вольт-амперной характеристики усилительного элемента. При этом режиме самовозбуждение возникает даже при незначительных изменениях входного напряжения, которые всегда наблюдаются из-за флуктуаций носителей зарядов. Таким образом, колебания на выходе усилительного

элемента возникают сразу, что является достоинством данного режима самовозбуждения. Амплитуда колебаний на выходе генератора возрастает плавно. В стационарном режиме усилительный элемент может работать без отсечки или с отсечкой выходного тока, причем во втором случае угол отсечки выходного тока θ (половина длительности импульса выходного тока) больше 90° . Отсутствие отсечки или большой угол отсечки приводят к снижению коэффициента полезного действия (КПД) генератора, что является недостатком этого режима.

При жестком режиме самовозбуждения положение рабочей точки в момент включения задается за пределами вольт-амперной характеристики усилительного элемента. Это приводит к тому, что коэффициент передачи усилительного элемента близок к нулю и колебания возникнуть не могут. Для запуска автогенератора необходимо подать кратковременное внешнее воздействие на вход усилительного элемента, переводящее его на линейный участок вольт-амперной характеристики.

Усилительный элемент отпирается, и на его выходе появляются колебания. Причем амплитуда этих колебаний нарастает быстро. В данном режиме самовозбуждения угол отсечки выходного тока меньше 90° . Наличие малого угла отсечки увеличивает КПД генератора, что является достоинством этого режима.

Необходимость наличия определенного внешнего напряжения на входе усилительного элемента для появления колебаний является недостатком жесткого режима самовозбуждения.

Мягкий и жесткий режимы самовозбуждения обладают различными достоинствами. Поэтому в некоторых типах генераторов (в частности в LC-генераторах) используют оба режима: при включении генератора и во время переходного режима генератор работает в мягком режиме самовозбуждения, а при переходе в стационарный режим работы генератор переводится в жесткий режим самовозбуждения с помощью цепи автосмещения.

Поскольку автогенератор является нелинейной системой, аналитическое определение его параметров представляет достаточно сложную задачу.

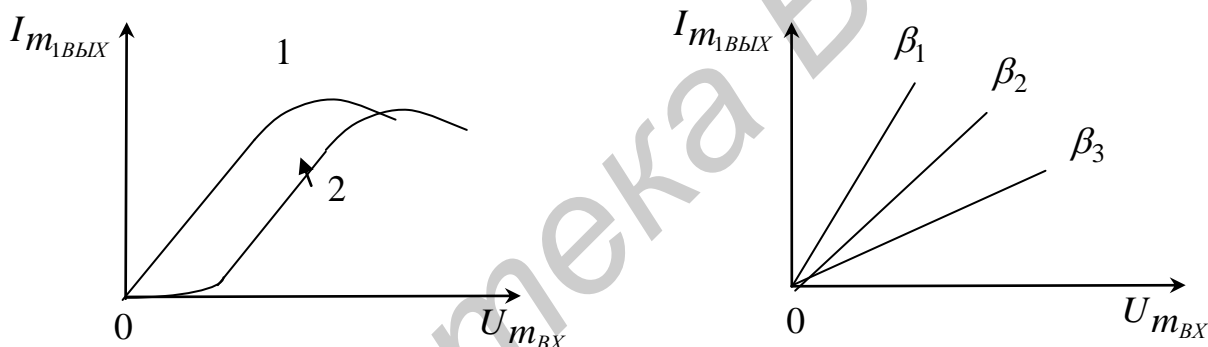
Поэтому для определения стационарной амплитуды колебаний автогенераторов применяется графический метод с использованием колебательных характеристик и линий обратной связи

Колебательная характеристика представляет собой зависимость амплитуды первой гармоники выходного тока усилительного элемента $I_{m_{1ВЫХ}}$ от амплитуды входного напряжения $U_{m_{ВХ}}$ при неизменном напряжении смещения U_0 и разомкнутой цепи обратной связи.

На рисунке 9.3 изображены колебательные характеристики автогенератора при мягком и жестком режимах возбуждения.

Линии обратной связи представляют собой зависимость выходного напряжения цепи обратной связи $U_{m_{ВЫХ\ OC}}$ от амплитуды первой гармоники входного тока цепи обратной связи $I_{m_{1ВХ\ OC}}$.

Поскольку выходное напряжение цепи обратной связи является входным напряжением усилительного элемента ($U_{ВЫХ\ OC} = U_{ВХ\ УС}$), а входной ток цепи обратной связи является выходным током усилителя ($I_{ВХ\ OC} = I_{ВЫХ\ УС}$), то для совмещения колебательных характеристик и линий обратной связи, последние целесообразно представить как зависимость амплитуды первой гармоники выходного тока усилительного элемента от амплитуды входного напряжения усилительного элемента $I_{m_{1ВЫХ}} = f(U_{m_{ВХ}})$ (рисунок 9.4).



1 – мягкий режим; 2 – жесткий режим

Рисунок 9.4 – Линии обратной связи

Рисунок 9.3 – Колебательные характеристики автогенератора

В автогенераторе одновременно существуют линейная (линии обратной связи) и нелинейная (колебательная характеристика) зависимости. В стационарном режиме работы автогенератора амплитуда напряжения $U_{m_{ВХ}}$ и соответствующая ему амплитуда тока $I_{m_{1ВЫХ}}$ усилительного элемента должны одновременно удовлетворять этим двум зависимостям. Это возможно только в точках пересечения колебательной характеристики с линией обратной связи.

На рисунке 9.5 представлены колебательная характеристика и линии обратной связи в мягком режиме возбуждения. Колебательная характеристика и линия обратной связи имеет две общие точки **0** и **В**.

Очевидно, что в точке **0** колебания существовать не могут.

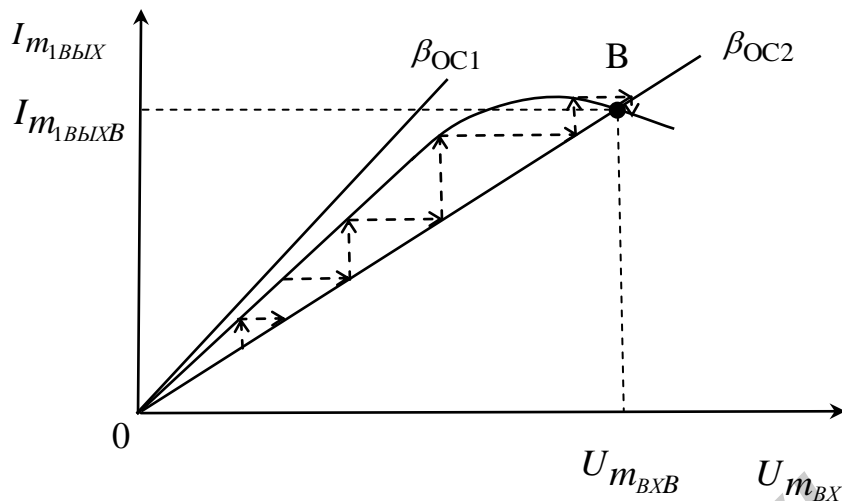


Рисунок 9.5 – Определение стационарной амплитуды колебаний в мягком режиме

Колебания возможны только тогда, когда колебательная характеристика проходит выше, чем линия обратной связи. При этом $\beta_{OC} \cdot K_{YC} > 1$ и амплитуда колебаний нарастает. Если же колебательная характеристика проходит ниже, чем линия обратной связи, то $\beta_{OC} \cdot K_{YC} < 1$ и амплитуда колебаний уменьшается.

Отсюда следует, что при коэффициенте передачи цепи обратной связи β_{OC1} колебания невозможны. При коэффициенте передачи цепи обратной связи β_{OC2} стационарные колебания возможны только в точке **В** при напряжении, равном $U_{m_{B\Delta X}}$, и соответствующем ему током $I_{m_{1B\Delta X}}$, поскольку в этой точке точно выполняются условия возбуждения ($\beta_{OC} \cdot K_{YC} = 1$).

В результате воздействия на генератор различных дестабилизирующих факторов он может выйти из состояния устойчивого равновесия, но амплитуда колебаний будет стремиться вернуться к точке устойчивого равновесия.

Например, при увеличении $U_{m_{B\Delta X}}$ петлевое усиление уменьшается ($\beta_{OC} \cdot K_{YC} < 1$) и колебания затухают. При уменьшении $U_{m_{B\Delta X}}$ петлевое усиление увеличивается ($\beta_{OC} \cdot K_{YC} > 1$) и амплитуда колебаний возрастает.

При жестком режиме самовозбуждения колебательная характеристика и линия обратной связи имеет три общие точки **0**, **А** и **В** (рисунок 9.6).

В точке **0** колебания существовать не могут. Точка **А** является точкой неустойчивого равновесия. При уменьшении амплитуды колебаний на входе усилительного элемента относительно этой точки петлевое усиление $\beta_{OC} \cdot K_{YC} < 1$ и колебания затухают до нуля.

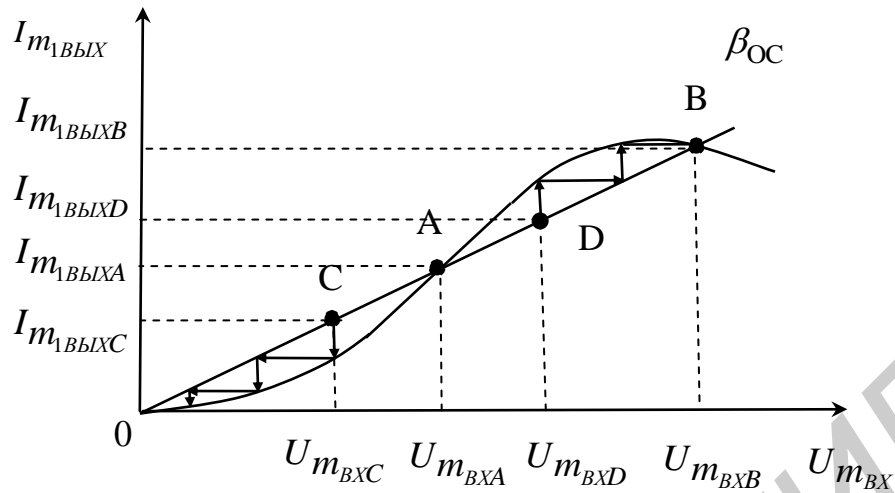


Рисунок 9.6 – Определение стационарной амплитуды колебаний в жестком режиме

При увеличении амплитуды колебаний относительно точки **A** петлевое усиление $\beta_{OC} \cdot K_{yc} > 1$ и колебания будут нарастать, пока автогенератор не перейдет в точку устойчивого равновесия **B**.

Из рисунка 9.6 следует, что для запуска автогенератора с жестким возбуждением внешнее воздействие должно быть $U_{BH} > U_{m_{BXA}}$.

Одноконтурные LC-автогенераторы строятся по двум основным схемам: по схеме индуктивной трехточки – схема Хартли (рисунок 9.7), и по схеме емкостной трехточки – схема Колпитца (рисунок 9.8).

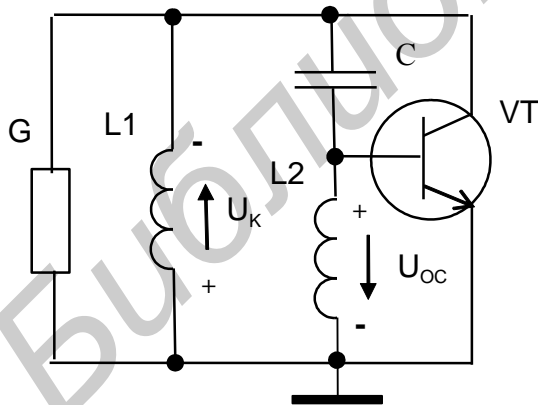


Рисунок 9.7 – Эквивалентная схема по переменному току автогенератора по схеме индуктивной трехточки

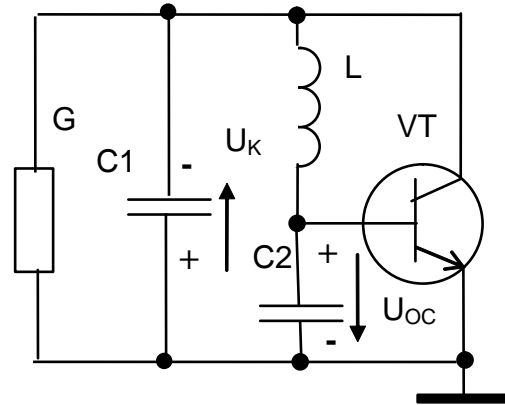


Рисунок 9.8 – Эквивалентная схема по переменному току автогенератора по схеме емкостной трехточки

В индуктивной трехточке цепью обратной связи (ОС) служит делитель напряжения, образованный емкостью C и индуктивностью L_2 (см. рисунок 9.7).

Действительно, напряжение, снимаемое с выхода усилительного элемента (транзистора), приложено к колебательному контуру или, что то же, к ветви CL_2 . Напряжение ОС снимается с индуктивности L_2 и подается на вход усилительного элемента.

Усилительный каскад на одном транзисторе поворачивает фазу сигнала на 180° . Для соблюдения баланса фаз цепь обратной связи также должна вносить фазовый сдвиг 180° . Это и происходит в действительности. Ток в ветви CL_2 из-за емкостного характера ее сопротивления опережает напряжение на контуре $U_K(t)$ на 90° . В свою очередь, напряжение $U_{OC}(t)$ на индуктивности L_2 опережает этот ток еще на 90° . Таким образом, сдвиг фаз между напряжениям $U_K(t)$ и $U_{OC}(t)$ составляет 180° .

Если пренебречь влиянием напряжения коллектор – эмиттер на ток коллектора транзистора, то условие стационарных колебаний в индуктивной трехточке можно представить в виде

$$S_{CP} = (L_1/L_2) \cdot G, \quad (9.9)$$

где G – проводимость контура на резонансной частоте;

$S_{CP} = S_m \cdot \alpha_1 (1 - \cos\theta)$ – средняя крутизна транзистора за период колебаний.

Здесь S_m – максимальная крутизна транзистора;

θ – угол отсечки коллекторного тока;

α_1 – коэффициент Берга для первой гармоники.

Для емкостной трехточки условие наличия стационарных колебаний в записывается в виде

$$S_{CP} = (C_2/C_1) \cdot G. \quad (9.10)$$

Параметры автогенераторов по схемам индуктивной трехточки и емкостной трехточки приблизительно одинаковы. Однако в схеме емкостной трехточки цепь обратной связи представляет фильтр нижних частот, подавляющий высшие гармоники колебаний, что уменьшает паразитную девиацию частоты.

9.2 Подготовка к работе

9.2.1 Изучить по рекомендованной литературе принцип работы, основные параметры и характеристики LC - автогенератора.

9.2.2 Изучить схемы исследуемых генераторов, представленных на рисунках 9.9 и 9.10, определить назначение элементов.

9.3 Выполнение работы

9.3.1 Включить компьютер и запустить программу Electronic Workbench.

9.3.2 Изобразить на экране принципиальную схему автогенератора, представленную на рисунке 9.9.

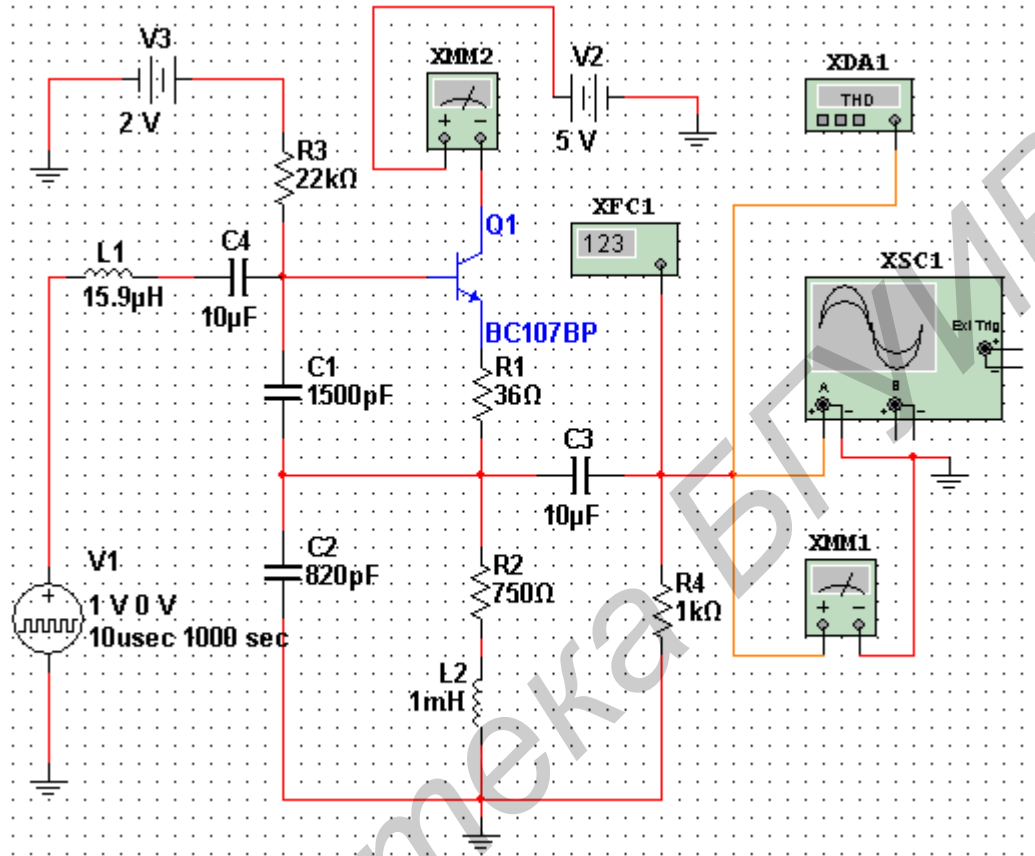


Рисунок 9.9 – Схема измерения параметров автогенератора по схеме емкостной трехточки

Мультиметр XMM2 перевести в режим измерения постоянного тока, а мультиметр XMM1 – в режим измерения переменного напряжения.

9.3.3 Определить влияние сопротивления нагрузки на параметры генератора.

Запустить схему на анализ.

Частотомером XFC1 определить частоту генерации f_{Γ} .

В измерителе нелинейных искажений XDA1 в режиме STOP установить частоту анализа, равную измеренной выше.

Запустить XDA1 в режим измерения кнопкой START и зафиксировать значение нелинейных искажений K_{Γ} .

Мультиметром XMM1 определить значение тока, потребляемого схемой, а мультиметром XMM2 – значение переменного напряжения на нагрузке.

Рассчитать мощность, потребляемую от источника питания, мощность на нагрузке P_H и КПД генератора η .

9.3.4 Установить последовательно сопротивление нагрузки 2 кОм и 5 кОм. При каждом значении нагрузки повторить измерения согласно пункту 9.3.3.

Свести измерения в таблицу и построить графики зависимостей $f_T = f(R_H)$, $K_T = f(R_H)$, $P_0 = f(R_H)$, $P_H = f(R_H)$, $\eta = f(R_H)$.

9.3.5 Определить влияние напряжения смещения на параметры генератора.

Восстановить исходные параметры схемы.

Установить последовательно значения напряжения смещения $V_3=1$ В и $V_3=3$ В. При каждом значении смещения повторить измерения по пункту 9.3.3.

Свести измерения в таблицу и построить графики зависимостей $f_T = f(V_3)$, $K_T = f(V_3)$, $P_0 = f(V_3)$, $P_H = f(V_3)$, $\eta = f(V_3)$ для $V_3=1$ В, $V_3=2$ В и $V_3=3$ В.

9.3.6 Изобразить на экране принципиальную схему автогенератора, представленную на рисунке 9.10.

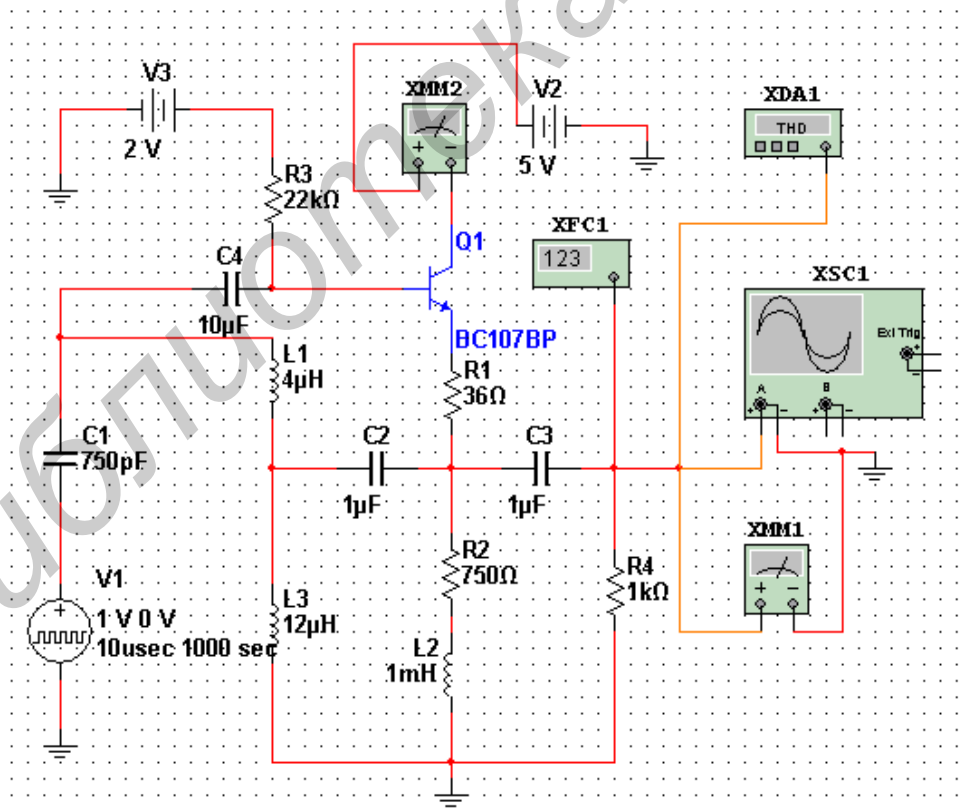


Рисунок 9.10 – Схема измерения параметров автогенератора по схеме индуктивной трехточки

9.3.7 Повторить измерения согласно пунктам 9.3.3, 9.3.4 и 9.3.5.

9.4 Контрольные вопросы

- 1 В чем заключается условие баланса фаз и баланса амплитуд?
- 2 Нарисуйте колебательные характеристики для мягкого и жесткого режимов самовозбуждения.
- 3 Каким образом колебательная характеристика может быть снята экспериментально?
- 4 Перечислите особенности «мягкого» и «жесткого» режимов самовозбуждения автогенератора.
- 5 Дайте определение средней крутизны.
- 6 Что такое характеристика обратной связи?
- 7 Как зависит время установления колебаний в автогенераторе от добротности контура?
- 8 Нарисуйте обобщенную трехточечную схему автогенератора и объясните, как в этой схеме выполняется условие баланса фаз и баланса амплитуд.

Лабораторная работа №10 ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ

Цель работы – изучить методы и средства получения амплитудной модуляции.

10.1 Краткие теоретические сведения

10.1.1 Введение

Амплитудная модуляция (АМ) – это один из методов кодирования информации, основанный на переносе спектра из естественной области существования сигнала в радиочастотную. АМ – это прежде всего сигнал с переменной амплитудой, следовательно, для его получения нужен усилитель, коэффициент усиления которого менялся бы в зависимости от величины звукового напряжения.

График АМ-колебания для тональной модуляции представлен на рисунке 10.1.

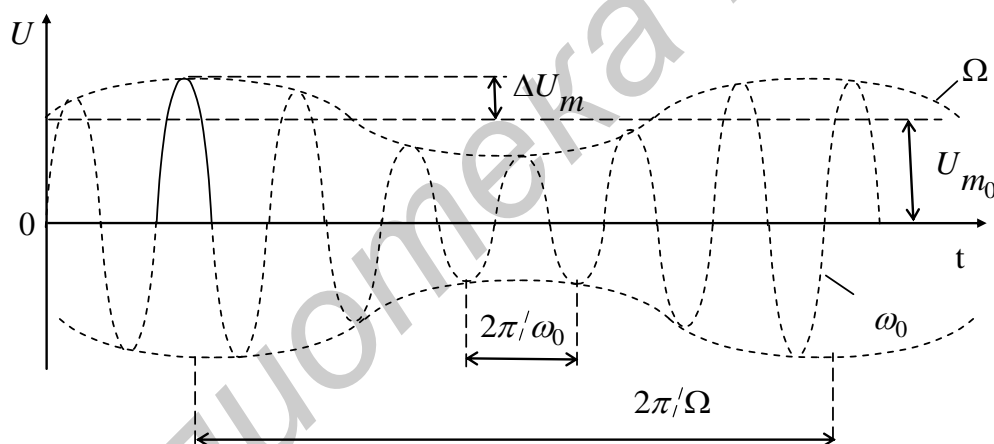


Рисунок 10.1 – АМ-колебание для тональной модуляции

При модуляции амплитуда напряжения несущей частоты U_{m_0} получает приращение, которое изменяется по закону изменения модулирующего сигнала $U_{m_\Omega} \cos \omega_0 t$ относительно амплитуды несущей частоты, тогда выражение напряжения АМ-колебания принимает вид

$$U_M = (U_{m_0} + \Delta U_M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (10.1)$$

где Ω – частота модулирующего сигнала;

ω_0 – несущая частота.

Преобразовав (10.1), получим

$$U_M = U_{m_0} \left(1 + \frac{\Delta U_M}{U_{m_0}} \cos \Omega t \right) \cos \omega_0 t. \quad (10.2)$$

Отношение приращения амплитуды напряжения несущей частоты при модуляции ΔU_m к ее значению без модуляции U_{m_0} обозначают буквой M и называют коэффициентом глубины модуляции или глубиной модуляции.

$$M = \Delta U_m / U_{m_0}. \quad (10.3)$$

10.1.2 Способы осуществления АМ

Для осуществления АМ используют усилитель с переменным коэффициентом усиления K . В общем случае коэффициент усиления усилителя описывается выражением

$$K = S \cdot R_H, \quad (10.4)$$

где $S = di_{ВЫХ} / dU_{ВХ}$ – крутизна характеристики активного элемента. Здесь $di_{ВЫХ}$, $dU_{ВХ}$ – приращения выходного тока и входного напряжения; R_H – сопротивление нагрузки.

Поскольку в соответствии с (10.4) коэффициент усиления можно изменить, варьируя S или R_H , для реализации модуляции необходим элемент с регулируемой крутизной или элемент с регулируемым сопротивлением. Крутизна S характеристики нелинейного элемента, транзистора например, резко изменяется в областях запираения и насыщения, следовательно, для управления крутизной достаточно выйти на один из этих участков характеристики и использовать нелинейный элемент как передаточное звено.

Выходное сопротивление R_i нелинейного элемента, определяемое как

$$R_i = dU_{ВЫХ} / di_{ВЫХ}, \quad (10.5)$$

где $dU_{ВЫХ}$, $di_{ВЫХ}$ – приращения выходного напряжения и тока.

Они резко меняются в области нелинейности выходной характеристики элемента, поэтому R_i можно использовать в качестве нагрузки усилителя с переменным коэффициентом усиления. Управлять параметрами S и R_i можно, воздействуя на управляющий или выходной электрод.

Другой способ реализации АМ основан на математической обработке модулирующего и модулируемого сигналов с помощью аналоговых или цифровых микросхем.

При использовании аналогового перемножителя в режиме АМ на вход X подается напряжение U_X частоты ω_0 :

$$U_X = U_{m_{0X}} \cos \omega_0 t, \quad (10.6)$$

а на вход Y – сигнал U_Y , равный сумме модулирующего и постоянного напряжений:

$$U_Y = U_{m_Y} (1 + M \cos \Omega t), \quad (10.7)$$

где M – коэффициент глубины модуляции.

Напряжение на выходе перемножителя имеет вид

$$U_{ВЫХ} = K \cdot U_X \cdot U_Y = K \cdot U_{m_{0X}} \cdot U_{m_Y} (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (10.8)$$

т. е. соответствует модулированному сигналу с амплитудой несущей:

$$U_{m_0} = K \cdot U_{m_{0X}} \cdot U_{m_Y}, \quad (10.9)$$

где K – масштабный коэффициент передачи перемножителя.

Управлять крутизной S можно двумя способами: изменением входного и выходного напряжений. Применительно к биполярному транзистору это означает, что модуляция может быть базовой или коллекторной.

10.1.3 Базовая модуляция

В транзисторных каскадах передатчиков модуляция на базу может осуществляться как изменением напряжения смещения, так и изменением напряжения возбуждения (рисунок 10.2).

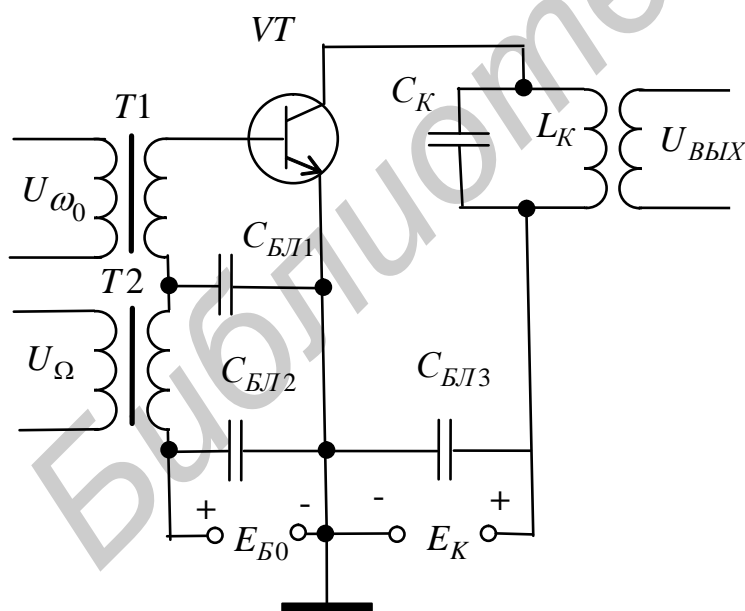


Рисунок 10.2 – Схема базового модулятора

Для осуществления базовой модуляции смещением модулирующее напряжение вводится в цепь базы транзистора последовательно с напряжением смещения E_{B0} и напряжением возбуждения с помощью трансформаторов $T1$ и $T2$. Блокировочные конденсаторы $C_{БЛ2}$ и $C_{БЛ3}$ закорачивают источники E_{B0} и E_K по переменному току. Конденсатор $C_{БЛ1}$ имеет малое сопротивление для несущей частоты ω_0

и большое для частоты модуляции Ω .

Рабочая точка **A** в режиме покоя выбирается левее начала передаточной характеристики (рисунок 10.3).

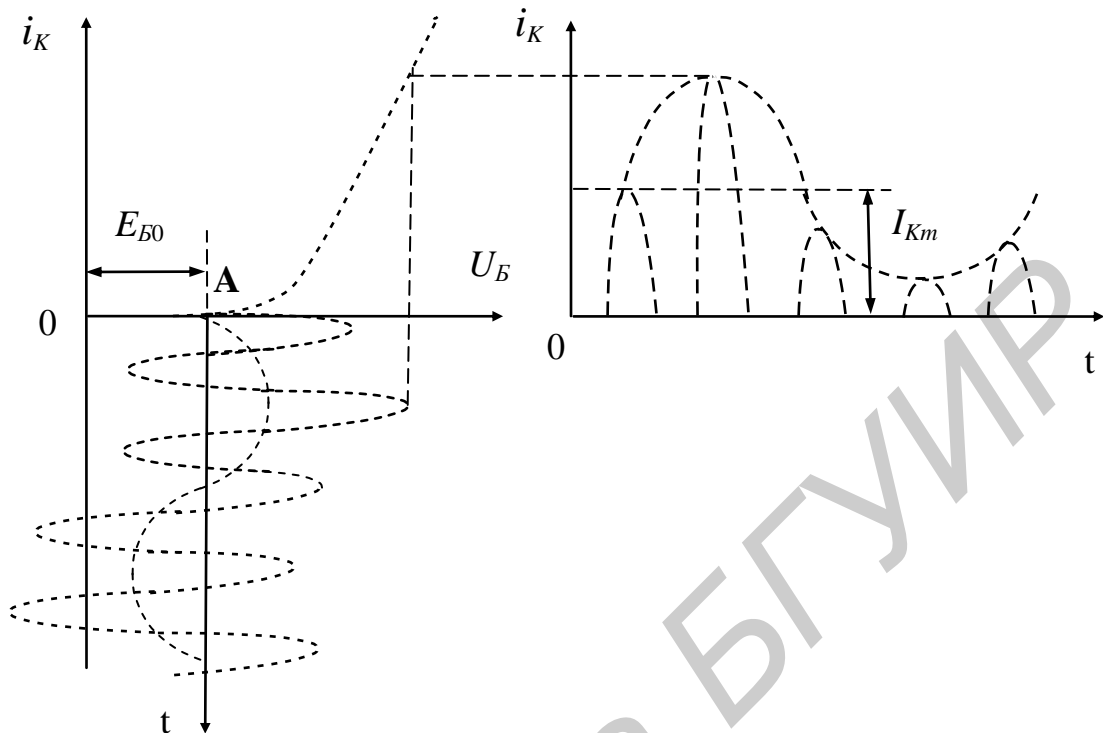


Рисунок 10.3 – Временные диаграммы токов и напряжений базового модулятора

Нагрузкой VT1 является контур L_K и C_K , настроенный на частоту ω_0 и выделяющий спектральные составляющие, получаемые при амплитудной модуляции, и подавляющий другие частоты, содержащиеся в спектре коллекторного тока.

Если в цепи базы включено напряжение смещения E_{B0} и напряжение возбуждения $U_m = U_{m_0} \cos \omega_0 t$, то результирующее напряжение в цепи базы будет $U_B = E_{B0} + U_{m_0} \cos \omega_0 t$. В цепи коллектора протекает ток в виде периодической последовательности импульсов.

Если в цепи базы, кроме напряжения смещения и напряжения возбуждения, включено напряжение модуляции (см. рисунок 10.3), результирующее напряжение станет равно

$$U_B = E_{B0} + U_{m_0} \cos \omega_0 t + U_{m_\Omega} \cos \Omega t . \quad (10.10)$$

Так как напряжение частоты Ω изменяется медленнее, чем несущее колебание, то это напряжение проявляется по отношению к напряжению возбуждения U_{m_0} как напряжение смещения. В результате изменяется амплитуда им-

пульсов коллекторного тока, поэтому в нагрузочном контуре амплитуда тока будет изменяться по закону звуковой частоты: $I_{Km} \sim U_{m\Omega} \cos \Omega t$. Колебательный контур выделяет из коллекторного тока напряжение частот ω_0 , $\omega_0 + \Omega$, $\omega_0 - \Omega$.

Для анализа работы модулятора используются амплитудные модуляционные характеристики. Статической характеристикой называется зависимость амплитуды тока первой гармоники выходного тока I_{Km_1} от величины напряжения смещения E_{B0} , т. к. основной составляющей тока контура является первая гармоника, то при анализе модулятора возможно приближение $I_{Km} \approx I_{Km_1}$. Название «статическая» связано с тем, что характеристики снимаются при некотором постоянном значении U_{m_0} .

Статическая модуляционная характеристика используется для выбора режима работы генератора, в частности, для выбора амплитуд несущего колебания U_{m_0} и модулирующего сигнала $U_{m\Omega}$. Режим модулятора выбран так, чтобы изменение амплитуды первой гармоники не выходило за пределы прямолинейного участка статической модуляционной характеристики (рисунок 10.4). Динамической амплитудной характеристикой (динамической модуляционной характеристикой) называется зависимость коэффициента модуляции M от амплитуды модулирующего напряжения $U_{m\Omega}$ при постоянном значении частоты модулирующих колебаний $\Omega = \text{const}$ (рисунок 10.5).

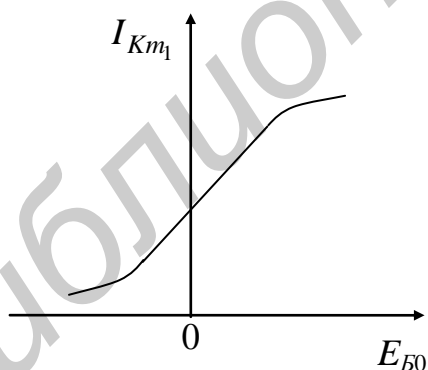


Рисунок 10.4 – Статическая модуляционная характеристика

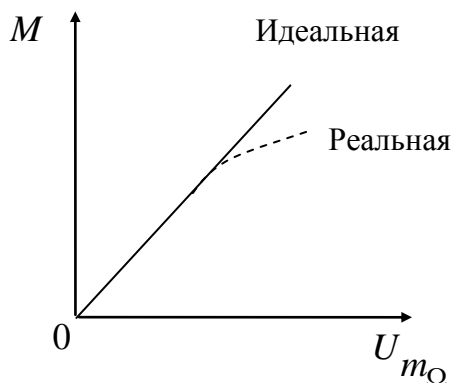


Рисунок 10.5 – Динамическая модуляционная характеристика

Частотной модуляционной характеристикой называется зависимость коэффициента модуляции M от модулирующей частоты Ω при постоянной амплитуде модулирующего сигнала $U_{m\Omega}$.

Полоса пропускания модулятора определяется на уровне 0,707 от среднего значения коэффициента модуляции M_{CP} .

Как самостоятельный вид базовая модуляция смещением практически не используется, а применяется в качестве элемента комбинированной коллекторной модуляции, т. к. имеет ряд недостатков. Так, генератор при базовой модуляции работает в недонапряженном режиме, достигая оптимального режима только в моменты максимумов низкочастотного напряжения. Поэтому КПД коллекторной цепи генератора при базовой модуляции смещением низкий.

Достоинство этого вида модуляции в том, что модуляционная характеристика при соответствующем выборе режима генератора может быть более линейной. При выборе угла отсечки $\theta = 90^\circ$ можно получить углубление модуляции при глубине модуляции в базовой цепи меньше единицы. Мощность источника модулирующего сигнала для базового модулятора невелика.

10.1.4 Коллекторная модуляция

Для осуществления *простой коллекторной модуляции* модулирующее напряжение U_Ω вводится в цепь коллектора транзистора последовательно с напряжением коллекторного питания E_K (рисунок 10.6).

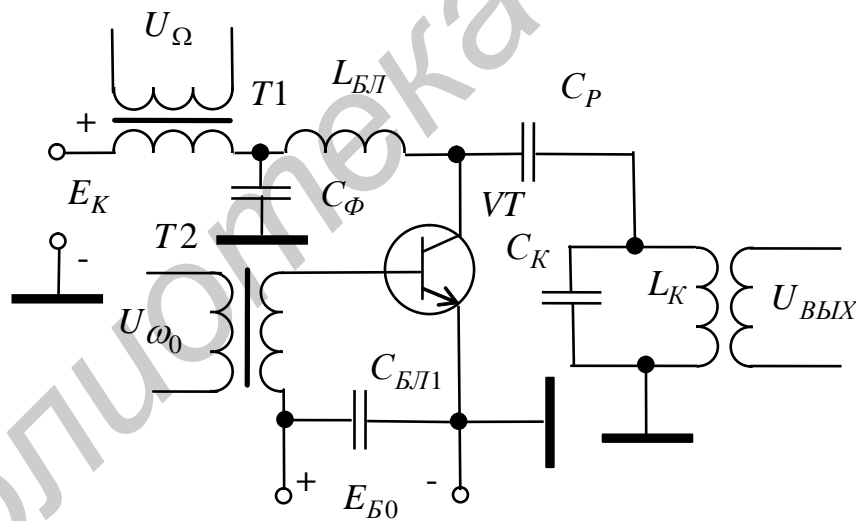


Рисунок 10.6 – Схема коллекторного модулятора

Напряжение на коллекторе меняется в такт с модулирующим напряжением U_Ω :

$$U_K = E_K + U_{m\Omega} \cos\Omega t. \quad (10.11)$$

Это приводит к смещению нагрузочной прямой в ту или другую сторону относительно исходной, а следовательно, к изменению коэффициента усиления K .

Статическая модуляционная характеристика при коллекторной модуляции приведена на рисунке 10.7. Рабочая точка выбирается на середине прямолинейного участка путем подачи на коллектор постоянного напряжения E_{KH} .

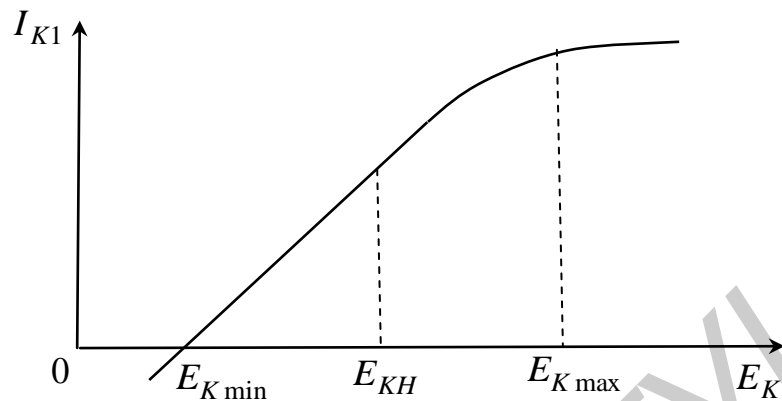


Рисунок 10.7 – Статическая модуляционная характеристика при коллекторной АМ

Недостатком простой коллекторной модуляции является большая мощность источников U_{Ω} и E_K . Достоинством – большой КПД.

Улучшение качественных показателей модуляторов достигается при использовании *двойной коллекторной модуляции*.

Схема такого модулятора приведена на рисунке 10.8.

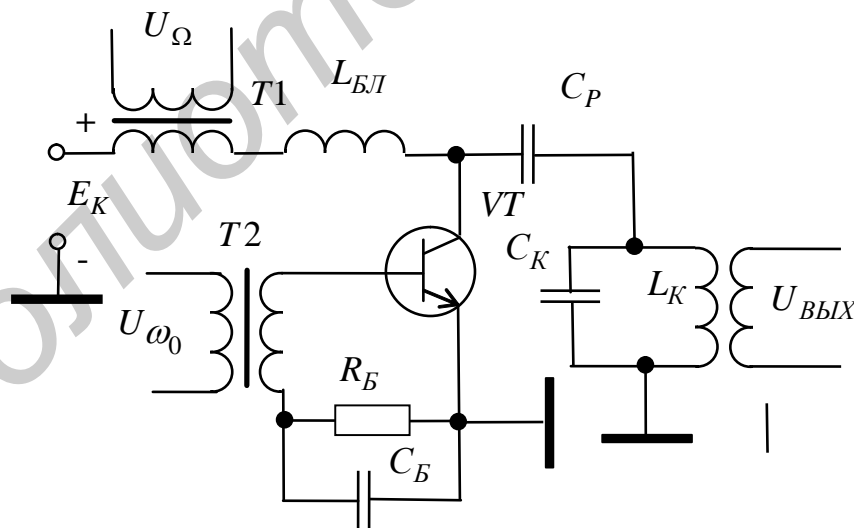


Рисунок 10.8 – Схема с двойной коллекторной АМ

Напряжение U_{Ω} вводится в цепь коллектора с помощью трансформатора $T1$. В цепи базы создается автоматически дополнительное базовое смещение с помощью R_B и C_B . Коллекторная модуляция является основной, а базовая вспомогательной. За счет цепи R_B и C_B автоматически меняется ток базы, что

приводит к уменьшению недостатков простой коллекторной модуляции, в частности, к уменьшению нелинейности модуляционной характеристики.

10.1.5 Балансная модуляция

Улучшение энергетических показателей модулированного сигнала обеспечивает *балансная модуляция*.

Средняя мощность обеих боковых полос АМ-колебаний, содержащих информацию, определяется выражением

$$P_B = \left(\frac{M}{2} \cdot I_H \right)^2 \cdot R_H = \frac{M^2}{2} \cdot P_H, \quad (10.12)$$

где $P_H = \frac{1}{2} I_H^2 \cdot R_H$ – мощность несущего колебания.

Средняя мощность АМ-колебания

$$P_{CP} = P_H \left(1 + \frac{M^2}{2} \right). \quad (10.13)$$

Максимальная мощность

$$P_{\max} = P_H (1 + M^2). \quad (10.14)$$

Для $M = 1$ (100 %) $P_{CP} = 1,5P_H$ и на долю боковых частот приходится

$$P_B = \frac{1}{2} P_H, \text{ а } P_{\max} = 4P_H.$$

То есть в предельном случае (при $M = 1$) мощность боковых частот составляет только 1/8 максимальной мощности передатчика. Для повышения КПД передатчика из спектра излучаемых частот целесообразно исключить несущую, которая полезной информации не несет. АМ-сигнал с полностью подавленной несущей называется балансно-модулированным сигналом (БМ). Спектр БМ-сигнала содержит две составляющие боковых частот:

$$\begin{aligned} U_{BM} &= U_{m_\Omega} \cos \Omega t \cdot U_{m_{\omega_0}} \cos \omega_0 t = \\ &= \frac{1}{2} U_{m_\Omega} \cdot U_{m_{\omega_0}} [\cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t]. \end{aligned} \quad (10.15)$$

Для создания БМ сигнала применяют балансный модулятор, который представляет собой соединение двух одинаковых АМ-модуляторов, включенных таким образом, что напряжение несущей частоты подается на них синфазно, а напряжение модулирующей частоты – противофазно. Простейшая схема балансного модулятора приведена на рисунке 10.9.

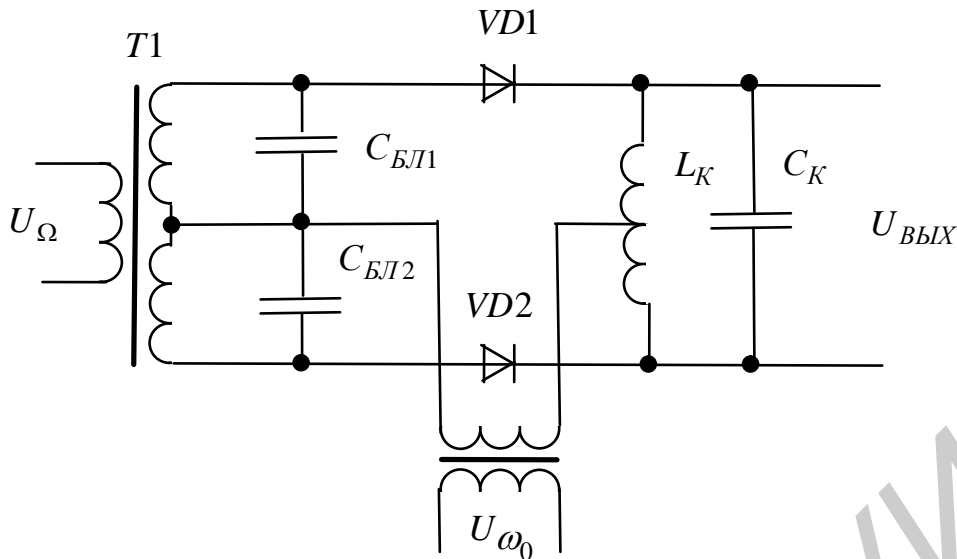


Рисунок 10.9 – Схема диодного балансного модулятора

При условии симметрии схемы напряжение радиочастоты $U_{m\omega_0}$ попадает на аноды $VD1$ и $VD2$ через одинаковые индуктивности вторичной обмотки трансформатора $T1$, а на катоды $VD1$ и $VD2$ через одинаковые индуктивности $L_K/2$. Следовательно, напряжения, приложенные к $VD1$ и $VD2$ от источника U_{ω_0} , одинаковы.

Напряжение звуковой частоты U_{Ω} приложено к $VD1$ и $VD2$ относительно средней точки трансформатора $T1$ в противофазе. Тогда результирующие напряжения на диодах равны:

$$U_{VD1} = U_{m\omega_0} \cos \omega_0 t + U_{m\Omega} \cos \Omega t, \quad (10.16)$$

$$U_{VD2} = U_{m\omega_0} \cos \omega_0 t - U_{m\Omega} \cos \Omega t. \quad (10.17)$$

Вольт-амперную характеристика диода можно аппроксимировать полиномом второй степени

$$I_{VD} = I_0 + \alpha U_{VD} + \beta U_{VD}^2, \quad (10.18)$$

где I_0 , α , β – постоянные.

Тогда

$$I_{VD1} = I_0 + \alpha \left(U_{m\omega_0} \cos \omega_0 t + U_{m\Omega} \cos \Omega t \right) + \beta \left(U_{m\omega_0} \cos \omega_0 t + U_{m\Omega} \cos \Omega t \right)^2, \quad (10.19)$$

$$I_{VD2} = I_0 + \alpha \left(U_{m\omega_0} \cos\omega_0 t - U_{m\Omega} \cos\Omega t \right) + \beta \left(U_{m\omega_0} \cos\omega_0 t - U_{m\Omega} \cos\Omega t \right)^2. \quad (10.20)$$

Контурный ток

$$i_K = I_{VD1} - I_{VD2} = \alpha I_0 + \alpha U_{m\Omega} \cos\Omega t + 4\beta \left(U_{m\omega_0} \cos\omega_0 t \right)^2. \quad (10.21)$$

Выходной контур $L_K C_K$ настроен на частоту ω_0 и низкочастотные составляющие отфильтровываются:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} &= 4Z_{KP} \cdot \beta \cdot U_{m\Omega} \cos\Omega t \cdot \cos\omega_0 t = \\ &= 4Z_{KP} \cdot \beta \cdot U_{m\Omega} \cdot U_{m\omega_0} [\cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t], \end{aligned} \quad (10.22)$$

где Z_{KP} – резонансное сопротивление контура.

Выходное напряжение не содержит несущей частоты, т. е. имеет место балансная модуляция.

В реальной схеме из-за нелинейности ВАХ и некоторой асимметрии схемы модулятора спектр выходного колебания содержит остаток несущей и побочные продукты преобразования.

При близких значениях Ω и ω_0 подавление их затруднено. Для обеспечения подавления нерабочих составляющих спектра применяют кольцевой балансный модулятор (рисунок 10.10).

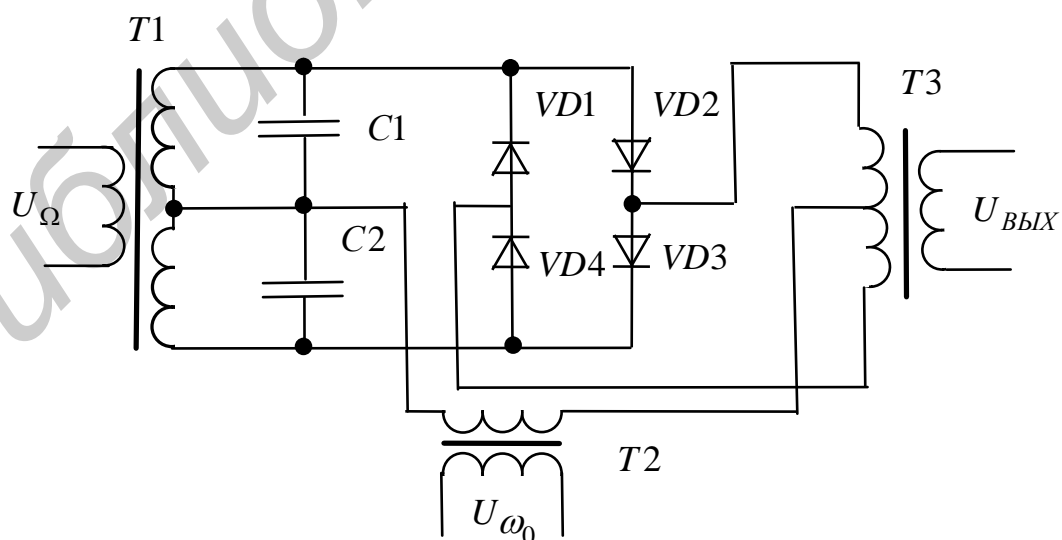


Рисунок 10.10 – Схема кольцевого балансного модулятора

В практических схемах последовательно диодам включаются сопротивления для компенсации разброса параметров диодов.

Схема на диодах обладает низким коэффициентом передачи, требует сложной схемы подключения внешних цепей.

Для получения БМ-сигнала применяют также аналоговые перемножители, подавая на входы X и Y напряжение частоты ω_0 и Ω :

$$U_X = U_{m\omega_0} \cos\omega_0 t, \quad (10.23)$$

$$U_Y = U_{m\Omega} \cos\Omega t. \quad (10.24)$$

На выходе перемножителя формируется напряжение $U_{ВЫХ}$, соответствующее БМ:

$$U_{ВЫХ} = \frac{1}{2} K \cdot U_{m\Omega} \cdot U_{m\omega_0} [\cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t], \quad (10.25)$$

где K – коэффициент передачи перемножителя.

10.1.6 Однополосная модуляция

Передаваемая информация полностью содержится в каждой боковой полосе, следовательно, для передачи информации достаточно передавать только одну боковую полосу.

Способ передачи, при котором радиопередатчик создает, а его антенна излучает только одну полосу боковых частот, называется однополосной модуляцией (ОМ).

Полоса частот, занимаемая ОМ, уже полосы АМ примерно в два раза, что дает возможность в том же диапазоне частот увеличить число каналов связи вдвое.

Применение ОМ в системах радиосвязи обеспечивает значительные энергетические преимущества по сравнению с двухполосной.

Наряду с этим система однополосной передачи имеет следующие недостатки:

- 1 Необходимо обеспечить высокую стабильность частоты возбудителя передатчика и гетеродина приемника.
- 2 Усложняется схема передатчика и приемника за счет схем формирования и детектирования однополосного сигнала.

Для формирования однополосного сигнала используют фильтровый, фазокомпенсационный методы и др.

10.2 Подготовка к работе

10.2.1 Изучить по рекомендованной литературе принцип работы, основные параметры и характеристики амплитудного модулятора.

10.2.2 Изучить схему исследуемого модулятора, представленную на рисунке 10.11, определить назначение элементов.

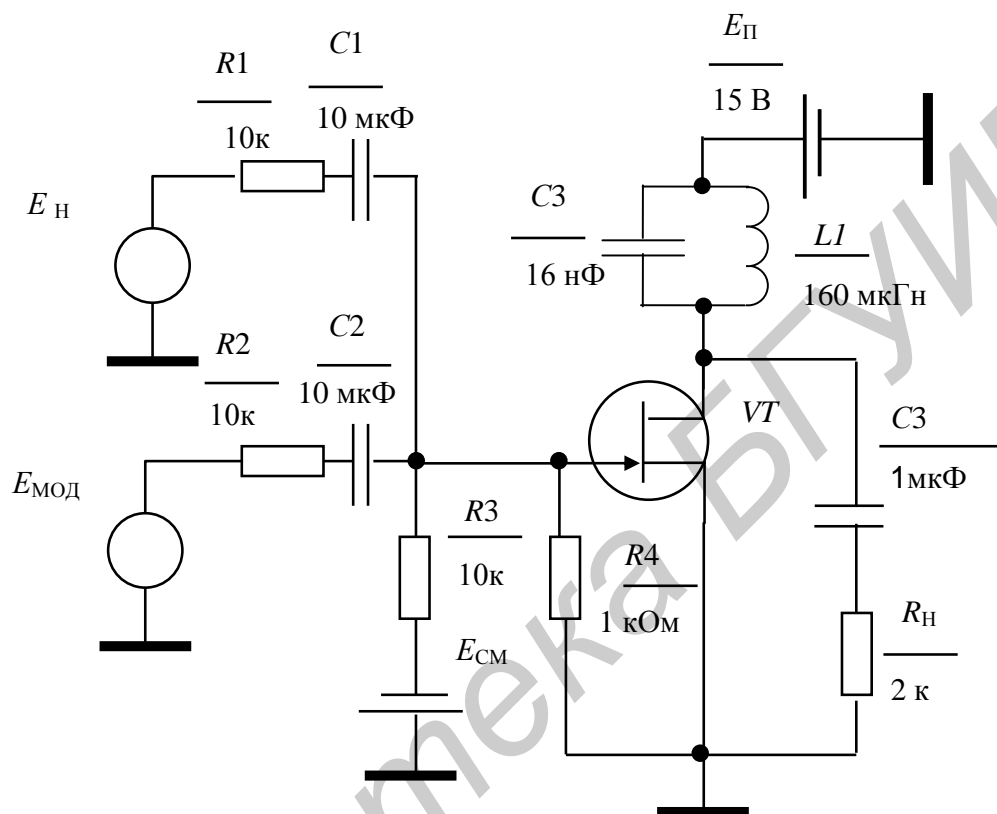


Рисунок 10.11 – Принципиальная схема исследуемого амплитудного модулятора

10.3 Выполнение работы

10.3.1 Включить компьютер и запустить программу Electronic Workbench.

10.3.2 Изобразить на экране принципиальную схему модулятора, представленную на рисунке 10.11.

10.3.3 Установить амплитуду несущего колебания 10 В, частоту 1кГц, а амплитуду модулирующего колебания 1 нВ и частоту 1кГц.

10.3.4 С помощью характериографа определить резонансную частоту каскада.

10.3.5 Изменяя сопротивление резистора R_H , установить полосу пропускания приблизительно 10 кГц.

10.3.6 Установить частоту несущего колебания, равную резонансной частоте каскада.

10.3.7 Исследовать статическую модуляционную характеристику (СМХ).

СМХ представляет собой зависимость амплитуды первой гармоники выходного тока I_1 от модулирующего напряжения. Для исследования СМХ в качестве модулирующего напряжения используется напряжение смещения.

Подключить к нагрузке каскада мультиметр в режиме измерения переменного тока.

Изменять напряжение смещения E_{CM} от минус 3 В до нуля через 0,25 В. Для каждого значения E_{CM} регистрировать показания мультиметра, прямо пропорциональные значениям первой гармоники амплитуды тока стока. Результаты измерений тока занести в таблицу.

Построить график зависимости $U_{ВЫХ} = f(E_{CM})$.

10.3.8 Исследовать динамическую модуляционную характеристику (ДМХ).

Динамическая модуляционная характеристика (ДМХ) характеризует зависимость коэффициента амплитудной модуляции « M » от амплитуды модулирующего напряжения U_{Ω} .

Установить напряжение смещения E_{CM} , соответствующее середине прямолинейного участка СМХ.

Изменяя амплитуду U_{Ω} сигнала генератора низкой частоты $E_{МОД}$ от нуля до значений, при которых становятся заметными искажения огибающей АМ-сигнала на выходе модулятора (форма АМ-сигнала контролируется по осциллографу, подключенному к нагрузке), измерить параметры A_{\min} и A_{\max} (рисунки 10.12) модулированного сигнала. Выполнить 6–8 измерений для различных значений U_{Ω} . Данные занести в таблицу 10.1.

Таблица 10.1

U_{Ω} , В								
A_{\min} , В								
A_{\max} , В								
M , %								

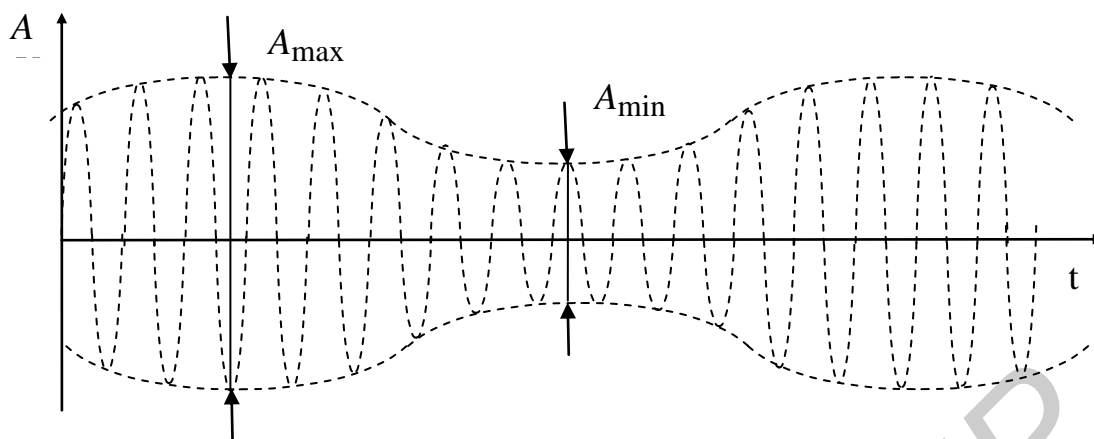


Рисунок 10.12 – Форма сигнала на выходе модулятора

По данным таблицы 10.1 выполнить расчет коэффициентов модуляции по формуле

$$M = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} \cdot 100 \% . \quad (10.26)$$

10.4 Контрольные вопросы

- 1 Уравнение и основные характеристики АМ-сигнала.
- 2 Спектр АМ-сигнала.
- 3 Модуляционные характеристики ВЧ-генератора с АМ.
- 4 Нелинейные искажения при АМ и методика их оценки.
- 5 Схема базовой модуляции, ее основные особенности и области применения.
- 6 Схема коллекторной (анодной) модуляции, ее основные особенности и области применения.
- 7 Энергетические характеристики каскадов с коллекторной модуляцией.
- 8 Схема комбинированной (двойной коллекторной) модуляции, ее основные особенности и области применения.

Лабораторная работа №11 ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ МОДУЛЯТОРОВ

Цель работы – изучить методы и средства получения частотной модуляции.

11.1 Краткие теоретические сведения

Изменение частоты по закону передаваемого сообщения называется *частотной модуляцией* (ЧМ) и описывается выражением

$$U(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0), \quad (11.1)$$

где U_m – амплитуда несущей ;

ω_0 – частота несущей;

$\Delta\omega$ – девиация частоты;

Ω – частота модулирующего сигнала;

φ_0 – начальная фаза колебания.

Отношение $m = \Delta\omega/\Omega$ называют индексом частотной модуляции.

Полную фазу ЧМ-колебания в любой момент времени определим путем интегрирования:

$$\varphi(t) = \int_0^t (\omega_0 + m \cos \Omega t + \varphi_0) dt = \omega_0 t + m \sin \Omega t + \varphi_0. \quad (11.2)$$

Из соотношения (11.2) следует, что при частотной модуляции происходит и фазовая модуляция и, наоборот, при фазовой модуляции происходит частотная. Поскольку в обоих случаях аргумент гармонического колебания определяет мгновенное значение угла $\varphi(t)$, то такие радиосигналы имеют общее название – сигналы с *угловой модуляцией* (УМ).

Оценить спектр частотно-модулированного сигнала можно следующим образом.

Используя тригонометрическое соотношение $\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta$, выражение для ЧМ-сигнала запишем в виде

$$U(t) = U_m \cos(m \cdot \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_m \sin(m \cdot \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (11.3)$$

Здесь принято $\varphi_0 = 0$.

Для случая, когда $m \ll 1$, $\cos(m \cdot \sin \Omega t) \approx 1$, $\sin(m \cdot \sin \Omega t) = m \cdot \sin \Omega t$, следовательно, выражение (11.3) примет вид

$$U(t) = U_m \cos \omega_0 t + U_m \cdot m \cdot \sin \Omega t \sin \omega_0 t. \quad (11.4)$$

Используя выражение для косинуса суммы двух углов, получим

$$U(t) = U_m \cos \omega_0 t - \frac{U_m \cdot m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{U_m \cdot m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t. \quad (11.5)$$

Из последнего выражения следует, что спектр ЧМ-сигнала при малых индексах модуляции аналогичен спектру АМ-сигнала, только в рассматриваемом случае вектор нижнего бокового колебания повернут на 180° по отношению к вектору нижнего бокового АМ-колебания.

Рассмотрим спектр ЧМ-колебания при условии $m \gg 1$.

Для этого случая произведения $\cos(m \cdot \sin \Omega t)$ и $\sin(m \cdot \sin \Omega t)$ описываются с помощью функций Бесселя:

$$\cos(m \cdot \sin \Omega t) = J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cdot \cos 2n\Omega t, \quad (11.6)$$

$$\sin(m \cdot \sin \Omega t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(m) \cdot \sin(2n+1)\Omega t, \quad (11.7)$$

где $J_n(m)$ – функции Бесселя n -го порядка.

Подставим выражения (11.6) и (11.7) в соотношение (11.3) и, учитывая, что $J_{-n}(m) = (-1)^n J_n(m)$, получим

$$U(t) = U_m \cdot J_0(m) \cos \omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(m) \cdot U_m \cos(\omega_0 - n\Omega)t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m) \cdot U_m \cos(\omega_0 + n\Omega)t. \quad (11.8)$$

Из выражения (11.8) видно, что спектр ЧМ-сигнала при однотоновой модуляции при $m \gg 1$ состоит из несущего колебания с частотой ω_1 и амплитудой $U_m \cdot J_0(m)$ и бесконечного числа нижних и верхних боковых составляющих с частотами $(\omega_1 - n\Omega)$, $(\omega_1 + n\Omega)$ и соответственно амплитудами $J_n(m)(-1)^n \cdot U_m$, $J_n(m) \cdot U_m$. Следует отметить, что нечетные нижние боковые повернуты относительно несущего колебания на 180° . Теоретически спектр ЧМ-колебания является бесконечно широким. Для практической оценки ширины спектра учитывают ограниченное число гармоник, равных $n = 2(m+1)$. Поэтому практическая ширина спектра равна

$$\Delta\omega = 2(m+1)\Omega. \quad (11.9)$$

В случае произвольного сигнала (речь, музыка и др.) под Ω понимается наивысшая частота в спектре модулирующего сигнала ($\Omega_{\max} = 20$ кГц). При

радиовещании $m = 5 \div 10$. Поэтому полоса занимаемых частот в $5 \div 10$ раз выше, чем при АМ-сигналах.

Стоит отметить, что при значениях индекса модуляции m , равных 2,405; 5,55 (рисунок 11.1), функция Бесселя нулевого порядка обращается в нуль. И это означает, что в спектре ЧМ-колебания отсутствует гармоника на несущей частоте ω_0 , т. е. вся энергия колебания аккумулируется в составляющих, порожденных информационным сигналом.

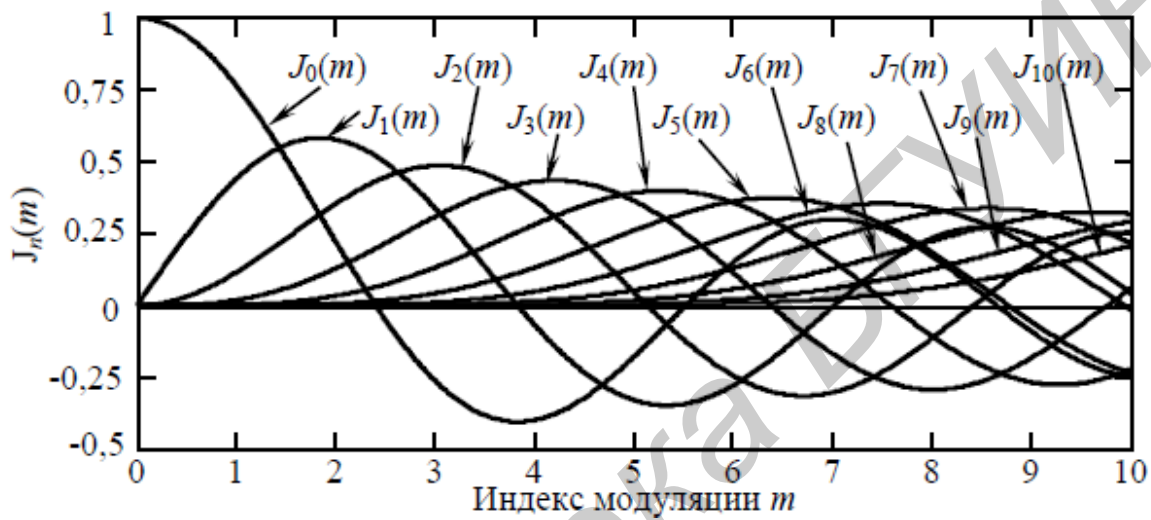


Рисунок 11.1 – Функции Бесселя

Частотные модуляторы представляют собой устройства, обеспечивающие связь между передаваемым (модулирующим) сигналом и выходным сигналом, изменяющимся по частоте.

Основное требование, предъявляемое к модуляторам, заключается в очень высокой степени линейности модуляционной характеристики. Например, в многоканальных системах связи с частотным разделением каналов коэффициент нелинейных искажений модулятора должен лежать в пределах 0,01–5 %. При этом будут выполнены нормы на мощность переходных шумов, создаваемых модемами в каналах.

Упрощенная структурная схема частотного модулятора и его модуляционная характеристика показаны на рисунке 11.2.

В общем виде частотный модулятор – это генератор, управляемый напряжением (ГУН), частота колебаний которого управляется напряжением, подаваемым на вход модулятора. Наиболее распространенный способ частотной модуляции заключается в воздействии на реактивные элементы колебательного

контура, задающего частоту колебаний самовозбуждающегося LC-генератора.

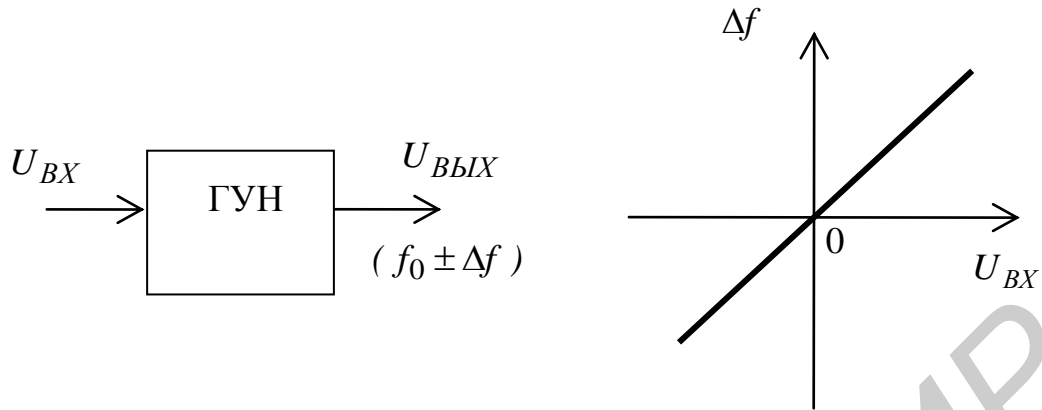


Рисунок 11.2 – Упрощенная структурная схема частотного модулятора и его модуляционная характеристика

В современных ГУН основным элементом, применяющимся для этих целей, является варикап. Варикап представляет собой полупроводниковый диод, емкость $p-n$ -перехода которого имеет сильно выраженную зависимость от приложенного напряжения.

На рисунке 11.3 показана одна из возможных схем LC-генератора, которая может выполнять функции частотного модулятора.

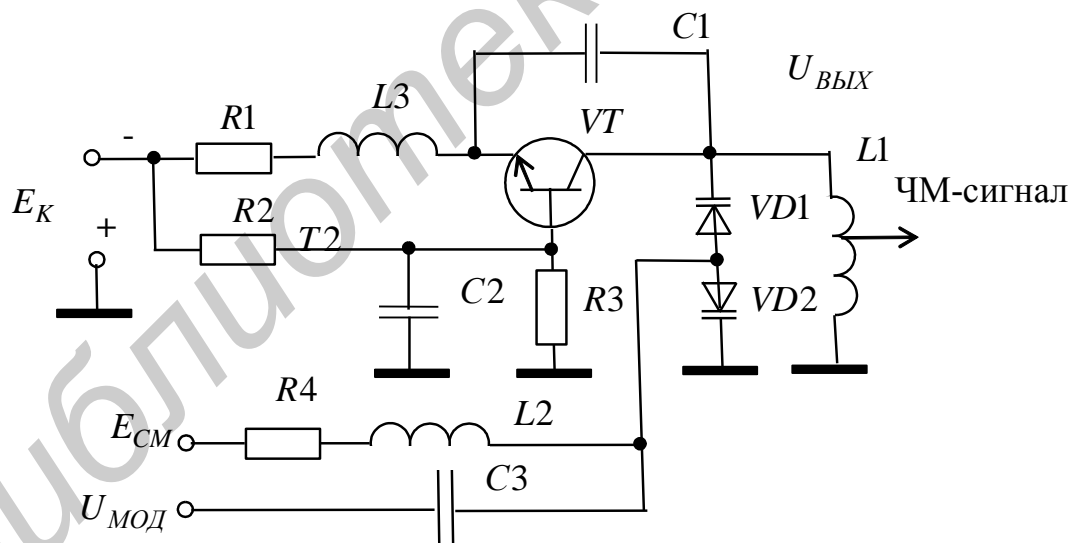


Рисунок 11.3 – Принципиальная схема ГУН

Здесь транзистор $VT1$ включен по схеме с общей базой. Резисторы $R1$, $R2$ и $R3$ задают режим транзистора по постоянному току. Положительная обратная связь осуществляется за счет внутренней емкости коллектор – эмиттер транзистора $VT1$ и емкости $C1$. Частота генерации определяется параметрами параллельного LC-контра, состоящего из индуктивности $L1$, емкостей варикапов $VD1$, $VD2$ и коллекторной емкости транзистора. Для уменьшения пара-

зитных реактивностей и упрощения схемы контур заземлен по постоянному току. Применение двух включенных встречно варикапов позволяет улучшить форму напряжения, вырабатываемую генератором, приближая ее к синусоидальной. Через резистор $R4$ и дроссель $L2$ на варикапы подается запирающее напряжение смещения $E_{см}$, которое задает рабочую точку варикапов. Модулирующее напряжение поступает через развязывающий конденсатор $C3$. Под воздействием модулирующего напряжения меняется емкость варикапов и, следовательно, частота колебаний, вырабатываемая генератором.

Рисунок 11.4 иллюстрирует процесс изменения емкости варикапа в зависимости от приложенного напряжения. Известно, что связь между резонансной частотой контура и емкостью конденсатора квадратичная. Следовательно, для получения линейной частотной модуляции необходимо иметь квадратичную зависимость емкости и напряжения. Из рисунка видно, что характеристика варикапа близка к квадратичной зависимости. Однако совпадение не полное и практически линейную модуляцию можно получить только на небольшом участке характеристики, выбираемом при настройке модулятора индивидуально для различных экземпляров варикапов.

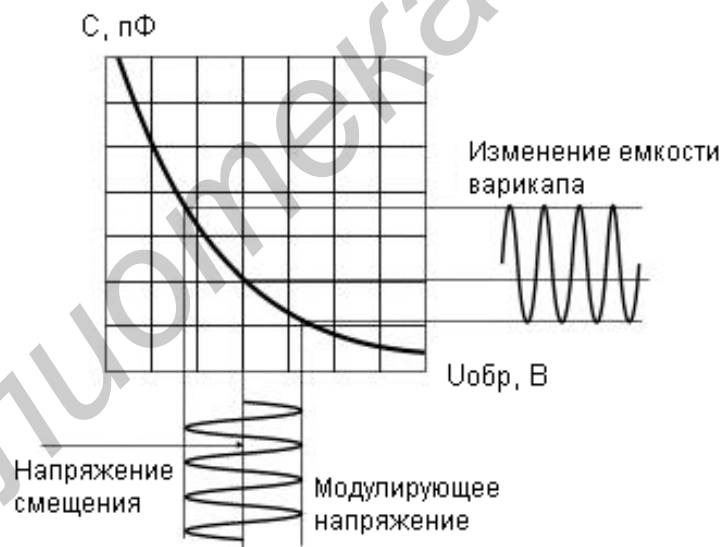
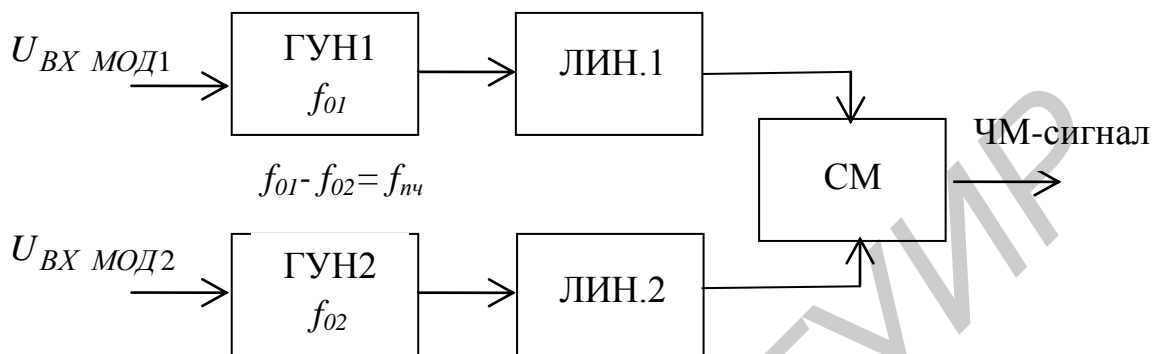


Рисунок 11.4 – Изменение емкости варикапа в зависимости от приложенного напряжения

Удовлетворительная линейность получается при девиации частоты, не превышающей 0,5–1,5 % от центральной частоты модулятора, что явно недостаточно для широкополосных систем связи.

Поэтому на практике получила распространение схема частотного модулятора на биениях, упрощенная структурная схема которого представлена на рисунке 11.5.



ГУН – генератор, управляемый напряжением; ЛИН – линейризатор;
СМ – смеситель

Рисунок 11.5 – Структурная схема частотного модулятора на биениях

Здесь применяются два генератора, управляемые напряжением, работающие на частотах в диапазоне 300–400 МГц. Частоты генераторов отличаются друг от друга на величину, равную промежуточной частоте 70 МГц, и выбираются так, чтобы продукты преобразования частоты в смесителе (СМ) не создавали помех в полосе частот 50–90 МГц.

Принципиальные схемы генераторов могут быть подобны схеме, представленной на рисунке 11.3. Варикапы в генераторах включаются в противоположных полярностях, а модулирующие сигналы подаются на оба генератора синфазно. Благодаря этому девиация частоты модулятора удваивается и, кроме того, компенсируются нелинейные искажения по четным гармоникам. Сигналы с выходов обоих генераторов проходят на смеситель через линейризирующие устройства, уменьшающие искажения по нечетным гармоникам. Более современные решения связаны с построением модуляторов на интегральных схемах. При этом LC-генераторы нетехнологичны и поэтому применяются RC-генераторы. Наибольшее распространение для этих целей нашли мультивибраторы.

В литературе рассматривается ряд схемных решений мультивибраторов, предназначенных для работы в качестве ГУН. Удобная схема мультивибратора показана в упрощенном виде на рисунке 11.6.

Здесь мультивибратор выполнен на комбинации каскадов с общей базой $VT1$ и общим коллектором $VT2$. Такая комбинация позволяет в наибольшей степени реализовать частотные свойства транзисторов, позволяя работать на частотах в сотни МГц. Рабочие режимы транзисторов задаются при помощи

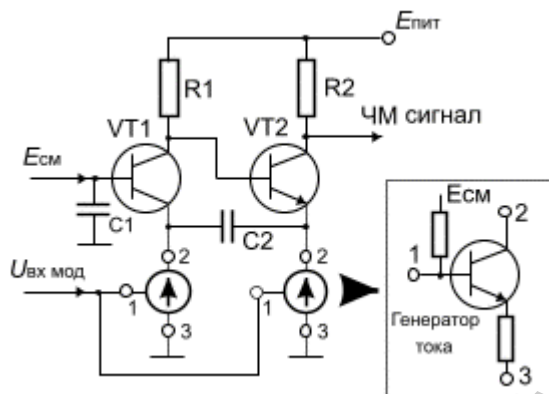


Рисунок 11.6 – ГУН на основе мультивибратора

управляемых генераторов тока I , включенных в качестве эмиттерных резисторов. Положительная обратная связь осуществляется через конденсатор $C2$. В коллектор транзистора $VT2$ включен резистор $R2$, с которого снимается выходное напряжение генератора. При подаче модулирующего напряжения на один или оба генератора тока происходит изменение режимов транзисторов и, следовательно, изменение скорости заряда – разряда конденсатора $C2$ и, значит, осуществляется частотная модуляция.

В таких мультивибраторах при изменении управляющего напряжения от 0 до 2 В вырабатываемая частота меняется почти на порядок при достаточно высокой линейности.

Общий недостаток, присущий схемам на мультивибраторах, заключается в нестабильности частоты. Поэтому при повышенных требованиях к стабильности данные схемы необходимо дополнять системами автоматической подстройки частоты, термостабилизации и пр. Кроме того, выходной сигнал по форме приближается к меандру и содержит большое количество гармоник, для устранения которых на выходе ЧМ необходимо ставить фильтрующие цепи.

11.2 Подготовка к работе

11.2.1 Изучить по рекомендованной литературе принцип работы, основные параметры и характеристики частотных модуляторов .

11.2.2 Изучить схему исследуемого модулятора, представленную на рисунке 11.7, определить назначение элементов.

11.3 Выполнение работы

11.3.1 Включить компьютер и запустить программу Electronic Workbench.

11.3.2 Изобразить на экране принципиальную схему модулятора, представленную на рисунке 11.7.

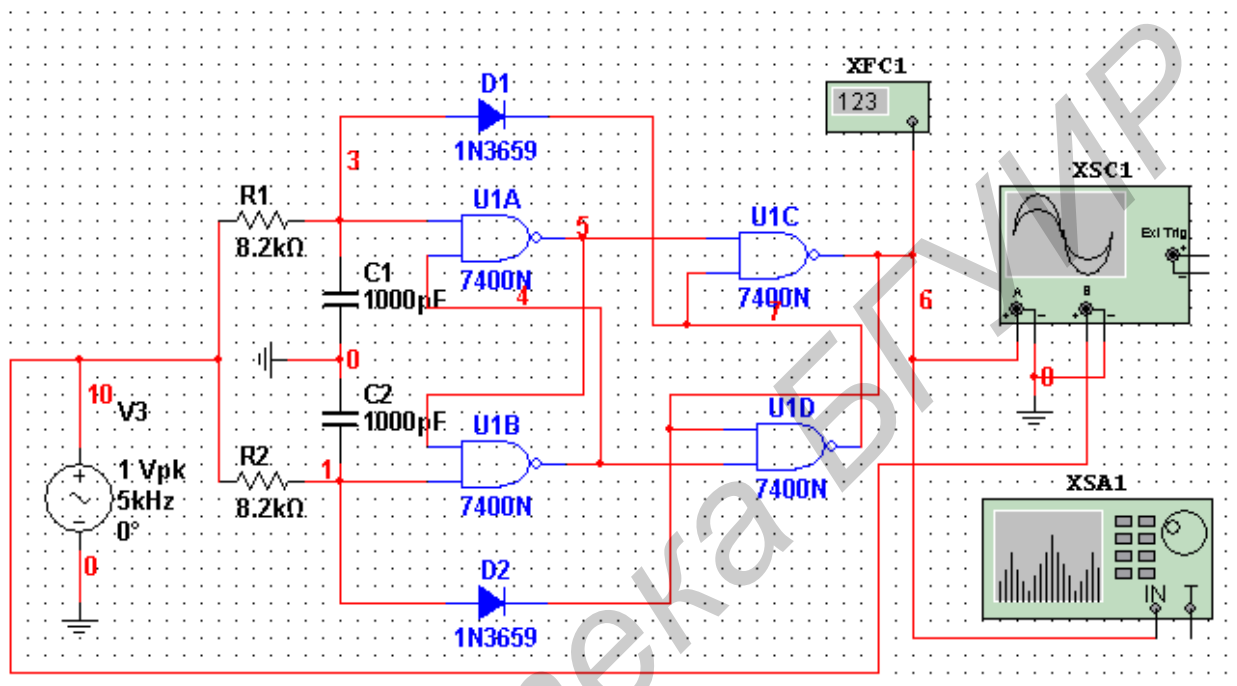


Рисунок 11.7 – Исследуемый частотный модулятор

11.3.3 Установить в генераторе $V3$ постоянную составляющую модулирующего колебания (Voltage Offset) равной 4 В, частоту – 1кГц, а амплитуду модулирующего колебания (Voltage (Pk)) – 1 В.

Запустить схему на анализ. С помощью осциллографа убедиться в наличии частотной модуляции в выходном сигнале.

11.3.4 Установить в генераторе $V3$ постоянную составляющую модулирующего колебания (Voltage Offset) равной 2 В, частоту – 1кГц, а амплитуду модулирующего колебания (Voltage (Pk)) – 1 нВ.

11.3.5 Исследовать статическую модуляционную характеристику (СМХ).

СМХ представляет собой зависимость частоты выходного сигнала от постоянной составляющей модулирующего напряжения.

Изменяя постоянную составляющую модулирующего колебания U_0 от 2 В до 7 В через 1 В, фиксировать значения выходной частоты с помощью частотомера XFC1.

Результаты измерений занести в таблицу 11.1.

Таблица 11.1

U_0								
$f_{ВЫХ}$								

Построить график зависимости $f_{ВЫХ} = f(U_0)$.

На линейном участке характеристики $f_{ВЫХ} = f(U_0)$ определите ее крутизну $S = \Delta f / \Delta U_0$.

11.3.6 Исследовать влияние амплитуды модулирующего сигнала на спектр ЧМ-сигнала.

Установите значение U_0 , которое соответствует выходной частоте $f_{ВЫХ} \approx 100$ кГц.

Рассчитайте значения амплитуды модулирующего сигнала для индексов модуляции (таблица 11.2) по формуле

$$U_A = \Delta\omega / S = m \cdot f_M / S,$$

где $\Delta\omega$ – девиация частоты;

$f_M = 1$ кГц – частота модуляции.

Результаты расчетов занести в таблицу 11.2.

Таблица 11.2

m	0,5	1	1,5	2,4	5
$\Delta\omega$					
U_A					
U_0					
$2\Delta f$					

Последовательно устанавливая значения U_A , с помощью анализатора спектра XSA1 определить практическую ширину спектра $2\Delta f$. При определении $2\Delta f$ учитывать только ту часть спектра, в которой амплитуды более 10 % от максимальных амплитуд.

Результаты измерений занести в таблицу 11.2.

11.3.7 Исследовать влияние частоты модулирующего сигнала на спектр ЧМ-сигнала.

Установить амплитуду модулирующего сигнала U_A , соответствующую индексу модуляции $m = 2,4$.

Устанавливая значения частоты модуляции (таблица 11.3), с помощью анализатора спектра XSA1 определить ширину спектра $2\Delta f$.

Результаты измерений занести в таблицу 11.3.

Таблица 11.3

f_M , Гц	100	250	500	1000	2000	3000
$\Delta\omega$						
$2\Delta f$						

Сравнить результаты измерений по пунктам 11.3.6 и 11.3.7.

11.4 Контрольные вопросы

1 Напишите выражение для частотно-модулированного сигнала для случая модуляции однотональным сигналом, назовите все входящие в него параметры.

2 Приведите выражение для мгновенной частоты ЧМ-сигнала.

3 Что такое девиация частоты и индекс модуляции, их связь с параметрами модулирующего сигнала?

4 Что такое узкополосная частотная модуляция? Изобразите спектр при узкополосной модуляции. Ширина спектра при узкополосной ЧМ.

5 Что такое широкополосная частотная модуляция? Изобразите спектр при широкополосной частотной модуляции. Ширина спектра при широкополосной ЧМ.

6 Как ширина спектра ЧМ-сигнала зависит от амплитуды и частоты модулирующего сигнала?

7 Приведите простейшую схему частотного модулятора с использованием варикапа.

Лабораторная работа №12

ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Цель работы – исследовать характеристики последовательного диодного амплитудного детектора в различных режимах и влияние элементов схемы на параметры детектора.

12.1 Краткие теоретические сведения

Детектором называют устройство для создания напряжения, изменяющегося в соответствии с законом модуляции одного из параметров входного сигнала. Детекторы можно классифицировать по характеру входного сигнала и виду параметра, который подвергается модуляции.

В детекторе осуществляется выделение информационного сигнала, в соответствии с которым изменяется амплитуда входного сигнала.

Спектр входного колебания детектора лежит в области высоких частот (несущей частоты сигнала), а спектр выходного – в области низких частот (частот модуляции).

Спектр АМ-колебания при модуляции чистым тоном состоит из трех составляющих: несущего колебания и двух боковых. Спектр продетектированного напряжения состоит из двух составляющих: постоянной и низкочастотной.

Такая трансформация спектра возможна только в устройствах, имеющих *нелинейные* или *параметрические* элементы. Роль таких элементов выполняют обычно полупроводниковые диоды или транзисторы. Выделение области частот модуляции и устранение высокочастотных составляющих спектра осуществляется фильтрами нижних частот. В соответствии со сказанным обобщенная функциональная схема *непараметрического амплитудного детектора* (рисунок 12.1) состоит из последовательного соединения нелинейного элемента и фильтра нижних частот.

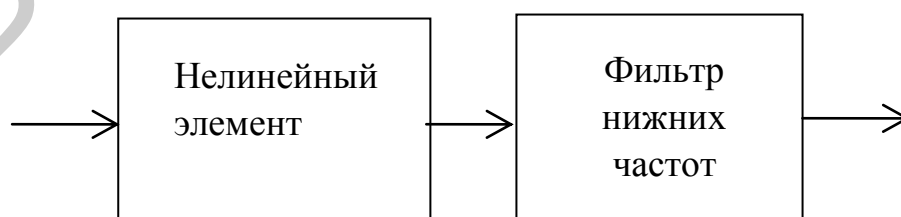


Рисунок 12.1 – Функциональная схема непараметрического амплитудного детектора

В параметрических детекторах (рисунок 12.2) под действием гетеродина периодически меняется во времени параметр цепи (крутизна характеристики параметрического элемента).

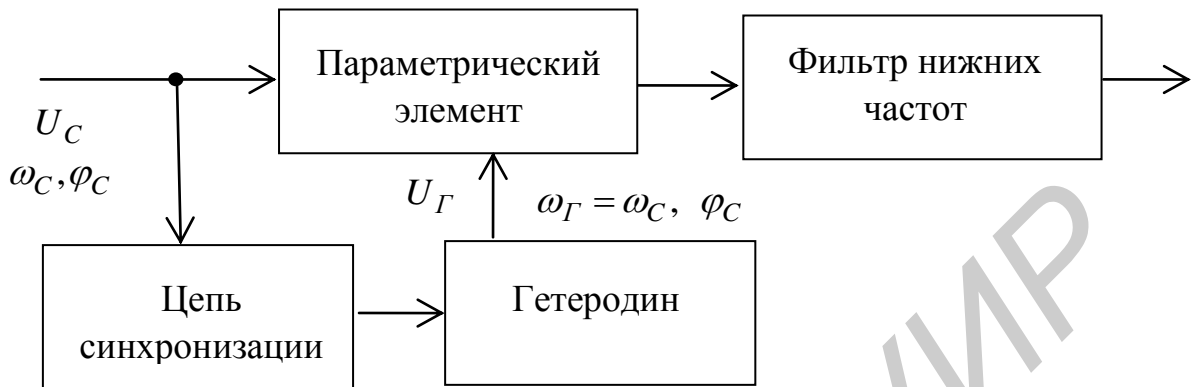


Рисунок 12.2 – Функциональная схема параметрического амплитудного детектора

Поскольку к таким устройствам относятся и преобразователи частоты, структурная схема параметрического амплитудного детектора совпадает со структурной схемой преобразователя частоты. Частоту гетеродина выбирают равной частоте несущего колебания на входе детектора, фаза гетеродина должна быть равна фазе входного сигнала, т. е. гетеродин должен быть синхронным с сигналом. Поэтому такой амплитудный детектор называют *синхронным*.

Для реализации синхронности колебаний устанавливается цепь синхронизации, в качестве которой обычно используется схема фазовой автоподстройки частоты.

К основным качественным показателям амплитудных детекторов относят следующие характеристики и параметры:

1. *Детекторная характеристика* $\Delta u = f(U_C)$ – статическая зависимость приращения постоянного напряжения на выходе детектора Δu от значения входного гармонического сигнала U_C .

2. *Коэффициент передачи детектора* K_D . При детектировании немодулированного сигнала под коэффициентом передачи понимают отношение

$$K_D = \Delta u / U_C, \quad (12.1)$$

где Δu – приращение постоянного напряжения на выходе АД под воздействием сигнала на входе детектора;

U_C – значение входного гармонического сигнала.

При подаче на вход детектора однотонового АМ-колебания

$$U_C = U_{C_m} (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_o t + \theta) \quad (12.2)$$

под коэффициентом передачи детектора понимают отношение

$$K_{\dot{D}} = \dot{U}_{\Omega} / \dot{U}_{OG}, \quad (12.3)$$

где \dot{U}_{Ω} – комплексная амплитуда напряжения на выходе АД;

\dot{U}_{OG} – комплексная амплитуда огибающей входного сигнала;

ω_0 – частота несущей;

Ω – частота модуляции;

m – коэффициент модуляции.

3. *Входное сопротивление детектора (Z_{BX}).* При подаче на вход детектора гармонического напряжения $U_C = U_{C_m} \cos(\omega_0 t + \theta)$ в силу нелинейности вольт-амперной характеристики нелинейного элемента АД ток, протекающий через этот элемент, содержит постоянную составляющую и составляющие с частотами, кратными частоте входного сигнала ω_0 . Входное сопротивление АД определяется как отношение

$$Z_{BX} = \dot{U}_C / \dot{I}_{\omega_0}, \quad (12.4)$$

где \dot{U}_C – комплексная амплитуда напряжения на входе АД;

\dot{I}_{ω_0} – комплексная амплитуда составляющей входного тока нелинейного элемента АД на частоте ω_0 .

4. *Искажения сигнала при детектировании.* Процесс детектирования сопровождается неизбежными частотными, фазовыми и нелинейными искажениями. Наиболее полное представление о *линейных* (частотных и фазовых) искажениях дают амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики детектора (АЧХ и ФЧХ соответственно). Под АЧХ понимается зависимость модуля коэффициента передачи от частоты модуляции $|K_{\dot{D}\Omega}| = f(\Omega)$, а под ФЧХ – зависимость аргумента комплексного коэффициента передачи от частоты модуляции $\arg K_{\dot{D}\Omega} = f(\Omega)$. Обычно $|K_{\dot{D}\Omega}|$ нормируют к своему максимальному значению. *Нелинейные* искажения характеризуются уровнем гармонических составляющих напряжения на выходе АД на частотах $2\Omega, 3\Omega, \dots$ при подаче на вход детектора однотонального АМ-колебания с частотой модуляции Ω .

Численной мерой нелинейных искажений является коэффициент нелинейных искажений $K_{НИ}(\Omega)$, определяемый как

$$K_{НИ(\Omega)} = \sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots} / U_{\Omega}, \quad (12.5)$$

где U_{Ω} , $U_{2\Omega}$, $U_{3\Omega}$ – амплитуды гармонических составляющих выходного напряжения АД на частотах Ω , 2Ω , 3Ω и т. д.

5. *Динамический диапазон входных сигналов* $D = U_{ВХ_{\max}} / U_{ВХ_{\min}}$. Уровень максимального входного сигнала ограничивается в большинстве случаев допустимыми нелинейными искажениями при детектировании, а минимального – уровнем внутренних шумов.

6. *Коэффициент пульсаций* $K_{П} = U_{\omega_{ВЫХ}} / U_{В}$. Этот коэффициент определяет относительный уровень напряжения несущей частоты на выходе детектора $U_{\omega_{ВЫХ}}$, возникающего вследствие недостаточной фильтрации высокочастотных составляющих.

Синхронный детектор линеен по отношению к входному сигналу. Его характеристики практически не зависят от уровня входного сигнала.

Качественные показатели непараметрических амплитудных детекторов зависят от амплитуды входного сигнала. Методы оценки этих параметров различны для «слабых» и «сильных» сигналов. При этом понятие «слабого» и «сильного» сигнала относительно и зависит от свойств применяемого нелинейного элемента.

Обычно используется следующая классификация режимов диодных детекторов.

Режим слабого сигнала распространяется на сигналы с уровнем амплитуды порядка 25 мВ. В этом режиме детекторная характеристика близка к квадратичной, коэффициент передачи оказывается мал и пропорционален амплитуде входного сигнала, нелинейные искажения велики (коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике частоты модуляции равен $K_{НИ_2} = m/4$). Он используется либо в простейших приемниках, либо в измерительных приемниках мощности принимаемого сигнала, где как раз и требуется квадратичная детекторная характеристика

Режим сильного сигнала распространяется на сигналы с уровнем амплитуды свыше 0,5 В. В этом режиме может быть использована линейно-ломаная аппроксимация характеристики диода. Характеристики детектора практически не зависят от уровня входного сигнала, детекторная характеристика становится линейной, уровень нелинейных искажений теоретически стремится к нулю.

Промежуточный режим. В диапазоне сигналов от 25 мВ до 0,5 В характеристика диода аппроксимируется экспонентой. Характеристики детектора

в определенной степени зависят от уровня входного сигнала. Расчетные формулы получаются сложными.

Принципиальная схема последовательного диодного амплитудного детектора изображена на рисунке 12.3.

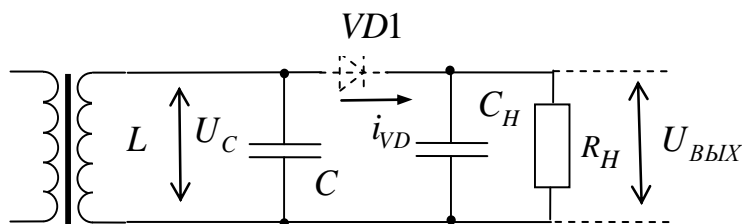


Рисунок 12.3 – Последовательный диодный амплитудный детектор

Диаграммы работы детектора в режиме детектирования сильных сигналов представлены на рисунке 12.4.

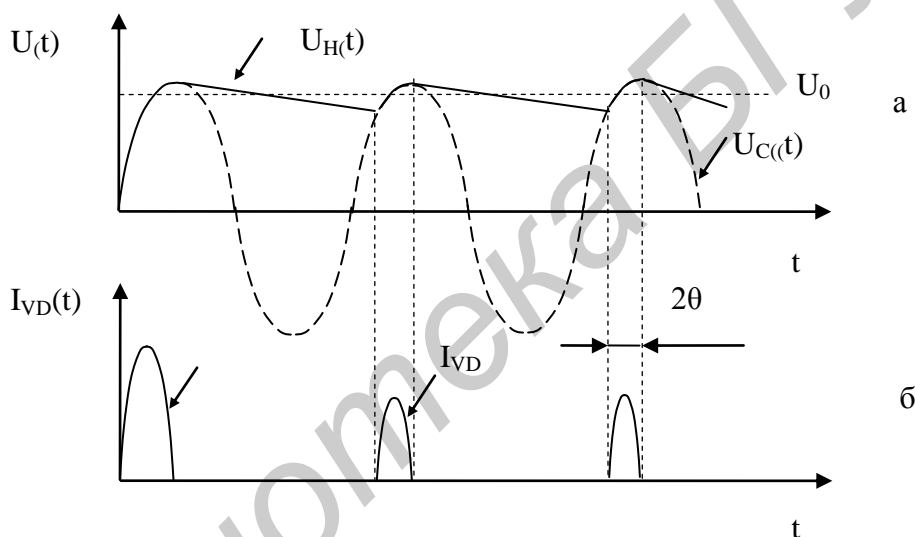


Рисунок 12.4 – Диаграммы напряжений на выходе детектора (а) и тока в диоде (б)

Через диод протекают импульсы тока косинусоидальной формы с углом отсечки θ . Постоянная составляющая тока диода вызывает выпрямленное напряжение на нагрузке, которое образует постоянное смещение на диоде.

Пусть на вход амплитудного детектора подается гармонический сигнал

$$u_C = U_{Cm} \cos(\omega_0 t). \quad (12.6)$$

Это напряжение оказывается приложенным к аноду диода. К катоду диода приложено постоянное напряжение с нагрузки детектора, образуемое при детектировании входного напряжения:

$$U_B = U_{BЫX}. \quad (12.7)$$

Таким образом, напряжение на диоде оказывается равным

$$U_{VD} = U_{C_m} \cos(\omega_0 t) - U_{ВЫХ}. \quad (12.8)$$

В соответствии с рисунком 12.4

$$U_B = U_{C_m} \cos \theta \quad (12.9)$$

и коэффициент передачи детектора для немодулированного сигнала

$$K_D = U_B / U_{C_m} = U_{C_m} \cos \theta / U_{C_m} = \cos \theta. \quad (12.10)$$

Ток, протекающий через диод, имеет вид периодической последовательности однополярных импульсов.

Постоянная составляющая тока I_B и составляющая основной гармоники несущей частоты I_ω равны:

$$I_B = S \cdot U_{C_m} (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi; \quad I_\omega = S \cdot U_{C_m} (\theta - \sin \theta \cos \theta) / \pi. \quad (12.11)$$

Угол отсечки определяется из трансцендентного уравнения

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \pi / (S \cdot R_H). \quad (12.12)$$

В случае часто выполняющегося неравенства $S \cdot R_H \geq 50$ последняя формула упрощается:

$$\theta = \sqrt[3]{3\pi / (S \cdot R_H)}. \quad (12.13)$$

Для оценки входного сопротивления АД необходимо выделить из тока, протекающего через диод, составляющую I_{ω_0} на частоте ω_0 . При идеальном диоде

$$I_{\omega_0} = \frac{S \cdot U_{C_m}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta). \quad (12.14)$$

Тогда при малых углах отсечки θ входное сопротивление АД составит

$$R_{BX} = U_{C_m} / I_{\omega_0} \cong R_H / 2. \quad (12.15)$$

Полученное выражение используют на практике для оценки входного сопротивления амплитудных детекторов на вакуумных или на полупроводниковых диодах, если обратное сопротивление диода много больше сопротивления нагрузки $R_{i\text{ ОБР}} \gg R_H$.

Входное сопротивление амплитудного детектора изменяется от $R_{BX} = 2/S$ при $R_H = 0$ до значения $R_{BX} = R_{i\text{ ОБР}}/3$ при $R_H \rightarrow \infty$.

При увеличении R_H уменьшается угол отсечки от $\pi/2$ до значений, близких к нулю. Это приводит к уменьшению амплитуды тока первой гармоники, протекающей через диод, и к возрастанию величины R_{BX} .

При рассмотрении входного сопротивления АД следует учитывать реактивную составляющую, обусловленную емкостью p - n -перехода диода и паразитной емкостью монтажа. Она составляет единицы пикофард, однако может привести к смещению резонансной кривой входного контура АД.

Амплитудно-частотная характеристика детектора находится из общей формулы для комплексного коэффициента передачи детектора:

$$\left| \dot{K}_D \right| = \left| \frac{Y_{D21}}{Y_{D21} + \dot{Y}_H} \right| = \frac{K_{D0}}{\sqrt{1 + (\Omega/T_H)^2}}, \quad (12.16)$$

где $T_H = R_H \cdot C_H$ – постоянная времени нагрузки детектора;

Ω – модулирующая частота.

Так как в нагрузке детектора стоит фильтр нижних частот, при детектировании ослабляются верхние частоты модуляции.

12.1.1 Нелинейные искажения при детектировании амплитудно-модулированных колебаний.

Теоретически коэффициент передачи диодного амплитудного детектора в режиме детектирования сильного сигнала не зависит от амплитуды сигнала $K_D = \cos\theta$. Продетектированное напряжение пропорционально огибающей входного сигнала $E_D = K_D \cdot U_{BX}$, и детектирование происходит без искажений.

Однако в реальных схемах детекторов возникают нелинейные искажения, причинами которых являются:

- нелинейность характеристики детектирования;
- инерционность (большая постоянная времени) нагрузки;
- малое входное сопротивление следующего каскада;
- соизмеримость частоты модуляции и частоты несущего колебания.

Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования.

Характеристика детектирования реальных амплитудных детекторов отличается от линейной. Ток через диод начинает протекать при напряжении $U_{НЕЛ}$, равным у германиевых полупроводниковых диодов приблизительно 0,1 В и приблизительно 0,3 В – у кремниевых.

Если минимальное напряжение на входе детектора меньше $U_{НЕЛ}$, то форма продетектированного напряжения отличается от формы огибающей входного напряжения, т. е. возникают нелинейные искажения. Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования малы, если минимальная амплитуда входного напряжения превышает значение $U_{НЕЛ}$:

$$U_{BX \min} = U_{C_m} (1 - m) > U_{НЕЛ}. \quad (12.17)$$

Для выполнения этого условия необходимо, чтобы амплитуда несущего колебания на входе амплитудного детектора удовлетворяла неравенству

$$U_{Cm} \geq U_{HEЛ} / (1 - m). \quad (12.18)$$

Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки.

Если постоянная времени цепи нагрузки $\tau = R_H \cdot C_H$ большая, то конденсатор C_H практически не успевает разряжаться за время между соседними полупериодами входного напряжения и не отслеживает изменение огибающей входного сигнала. Искажения проявляются в том, что при спаде модулирующего сигнала напряжение на выходе АД изменяется не по синусоидальному закону, а по экспоненциальному.

Условие отсутствия искажений выполняется при неравенстве

$$R_H \cdot C_H \leq \sqrt{1 - m^2} / (m\Omega). \quad (12.19)$$

Искажения вследствие малого входного сопротивления следующего каскада.

Искажения возникают из-за влияния разделительной цепи между нагрузкой детектора и входом первого каскада усиления низких частот.

Разделительный конденсатор устанавливается с целью развязки по постоянной составляющей цепи нагрузки детектора и входа усилителя низких частот и имеет достаточно большую емкость. Конденсатор C_P заряжается до значения E_{D0} , приблизительно равного постоянной составляющей тока через диод, и становится источником постоянного тока, проходящего по цепи R_H , R_{BX} . Этот ток создает на сопротивлении нагрузки падение напряжения $E_{CM} = E_{D0} \cdot R_H / (R_H + R_{BX})$, которое запирает диод VD и создает искажения, имеющие характер среза. Условием отсутствия искажений является выполнение неравенства

$$R_{BX} > mR_H / (1 - m). \quad (12.20)$$

При низких значениях входного сопротивления усилителя низкой частоты переходят к схеме детектора с разделенной нагрузкой (рисунок 12.5).

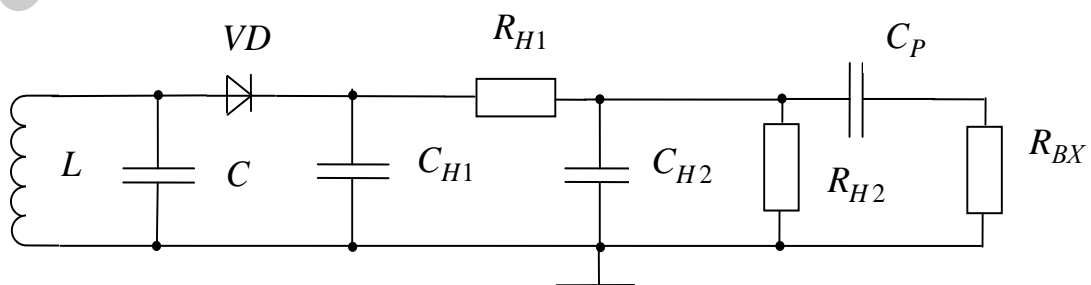


Рисунок 12.5 – Амплитудный детектор с разделенной нагрузкой

Сопротивление нагрузки разделено на две части: $R_H = R_{H1} + R_{H2}$. Ток разряда разделительного конденсатора протекает через часть сопротивления нагрузки R_{H2} . При выполнении неравенства $R_{H2} \ll R_{H1} + R_{H2}$ напряжение смещения E_{CM} на диоде существенно уменьшается и нелинейные искажения устраняются. Использование двух фильтрующих емкостей улучшает фильтрацию высокочастотного напряжения и уменьшает коэффициент пульсаций при детектировании.

Недостатком рассмотренной схемы является уменьшение коэффициента передачи детектора, вызванное тем, что выходное напряжение снимается не со всей нагрузки, а с ее части.

12.2 Подготовка к работе

12.2.1 Изучить теоретический материал раздела 12.1.

12.2.2 Ознакомиться с принципиальными схемами исследуемых детекторов.

12.3 Выполнение работы

12.3.1 Включить компьютер и запустить программу Electronic Workbench.

12.3.2 Изобразить на экране принципиальную схему диодного детектора, представленную на рисунке 12.6.

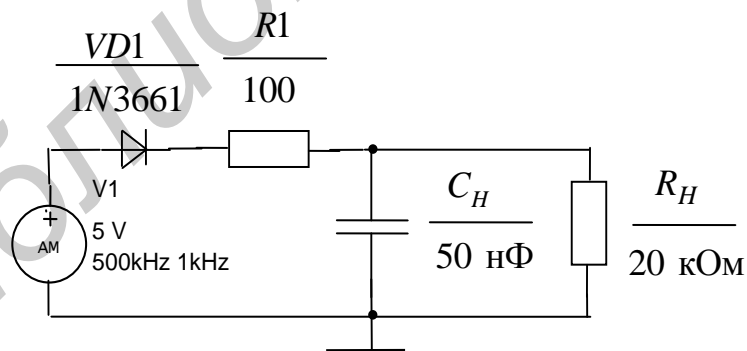


Рисунок 12.6 – Схема классического диодного амплитудного детектора

12.3.3 Исследовать влияния емкости нагрузки на нелинейные искажения огибающей.

Вывести на экран осциллограф, подключить канал А к источнику АМ-сигнала, а канал В – к нагрузке. Вывод G осциллографа соединить с об-

щим проводом. Установить следующие параметры входного сигнала: амплитуда несущей 5 В, частота несущей 500 кГц, частота модуляции 1 кГц, коэффициент модуляции $m = 0,9$.

Запустить схему. На осциллограммах определить интервал времени, на котором наблюдаются нелинейные искажения огибающей.

Уменьшить значение емкости C_H до значения, при котором нелинейные искажения становятся практически незаметными на глаз. Записать значение емкости C_H .

Установить частоту модуляции $F_M = 5$ кГц. Запустить схему. На осциллограммах определить интервал времени, на котором наблюдаются нелинейные искажения огибающей.

Уменьшить значение емкости C_H до значения, при котором нелинейные искажения становятся практически незаметными на глаз. Записать значение емкости C_H .

12.3.4 Исследовать зависимость коэффициента передачи амплитудного детектора от сопротивления нагрузки.

Установить режим немодулированного сигнала ($m = 0,001$). Установить частоту модуляции $F_M = 1$ кГц и значение емкости C_H в соответствии с пунктом 12.3.3. Подключить мультиметр к нагрузке и установить в нем режим измерения постоянного напряжения. Подключить еще один мультиметр к нагрузке и установить в нем режим измерения переменного напряжения. Снять зависимость выходного напряжения U_H от сопротивления нагрузки с помощью первого мультиметра. Рассчитать коэффициент передачи детектора $K_D = U_H / U_{ВХ}$. Заполнить таблицу зависимости $K_D = f(R_H)$ и построить график. Одновременно контролировать напряжение пульсаций $U_{П}$ на нагрузке с помощью второго мультиметра и рассчитать коэффициент пульсаций $K_{П} = U_{П} / U_H$. Заполнить таблицу зависимости $K_{П} = f(R_H)$ и построить график. Рекомендуемые значения сопротивления нагрузки: 200 Ом, 500 Ом, 1 кОм, 2 кОм, 5 кОм, 10 кОм, 20 кОм.

12.3.5 Исследовать зависимость коэффициента передачи амплитудного детектора от амплитуды входного сигнала.

Установить режим немодулированного сигнала ($m = 0,001$). Подключить мультиметр к нагрузке и установить в нем режим измерения постоянного напряжения. Изменяя значение выходного уровня источника сигнала, снять зависимость коэффициента передачи детектора от амплитуды входного сигнала.

Заполнить таблицу зависимости $K_D = f(U_{BX})$ и построить график. Рекомендуемые уровни входного сигнала: 50 мВ, 100 мВ, 200 мВ, 500 мВ, 1 В, 2 В, 5 В.

12.3.6 Исследовать зависимость параметров детектора от частоты модуляции.

Установить следующие параметры входного сигнала: амплитуда несущей 5 В, частота несущей 500 кГц, частота модуляции 1 кГц, коэффициент модуляции $m = 0,8$.

Подключить мультиметр к нагрузке и установить в нем режим измерения переменного напряжения.

Снять зависимость коэффициента передачи для модулированного сигнала от частоты модуляции. Заполнить таблицу зависимости $K_D = f(F_M)$ и построить график. Рекомендуемые частоты модуляции: 500 Гц, 1 кГц, 2 кГц, 5 кГц, 10 кГц, 20 кГц.

12.3.7 Исследовать влияние сопротивления следующего каскада на нелинейные искажения огибающей. Изобразить на экране принципиальную схему диодного детектора, представленную на рисунке 12.7.

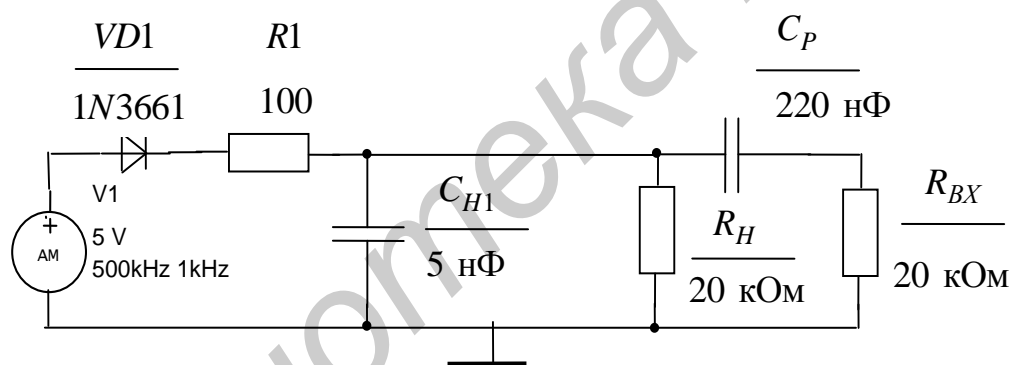


Рисунок 12.7 – Диодный амплитудный детектор с нагрузкой по переменному току

Установить следующие параметры входного сигнала; амплитуда несущей 5 В, частота несущей 500 кГц, частота модуляции 1 кГц, коэффициент модуляции $m = 0,8$

Вывести на экран осциллограф, подключить канал А к источнику АМ-сигнала, а канал В – к нагрузке R_H . Запустить схему на моделирование. Определить наличие искажений огибающей на резисторе R_H . Изменяя значение сопротивления резистора R_{BX} , определить минимальное значение сопротивления, при котором отсутствуют видимые нелинейные искажения огибающей. Записать это значение сопротивления.

12.3.8 Исследовать влияние сопротивления следующего каскада на нелинейные искажения огибающей в детекторе с разделенной нагрузкой.

Изобразить на экране принципиальную схему диодного детектора с разделенной нагрузкой, представленную на рисунке 12.8.

Повторить измерения по пункту 12.3.7. Сравнить полученные значения сопротивлений R_{BX} в пунктах 12.3.7 и 12.3.8.

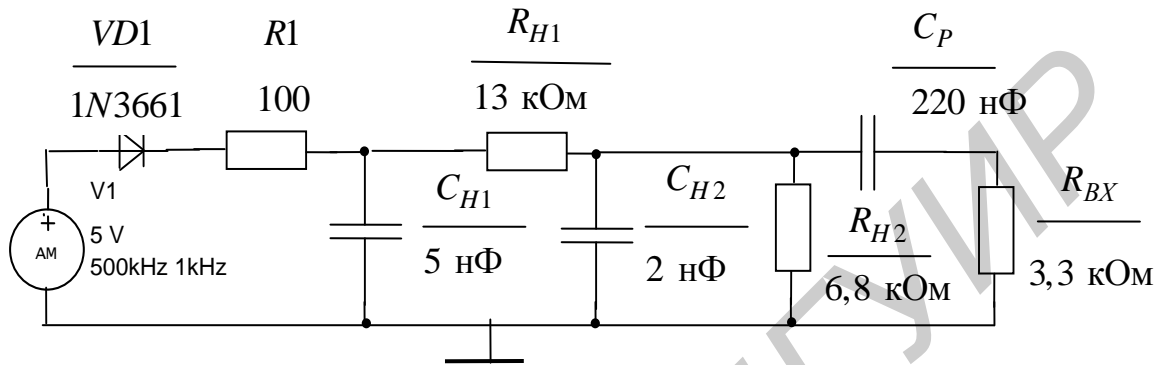


Рисунок 12.8 – Диодный амплитудный детектор с разделенной нагрузкой

12.4 Контрольные вопросы

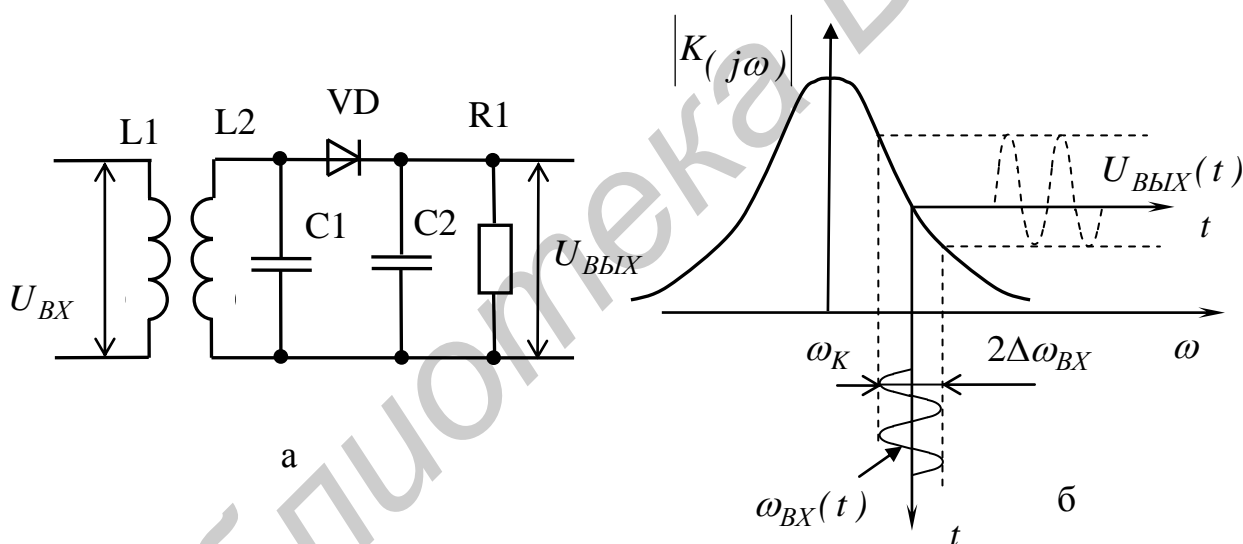
- 1 Каково назначение амплитудного детектора в устройствах приема и обработки сигналов?
- 2 Назвать основные характеристики амплитудных детекторов.
- 3 Каково назначение элементов схемы диодного детектора?
- 4 Охарактеризовать методы анализа работы амплитудного детектора.
- 5 Чем отличается детектирование в режиме «слабых» и «сильных» сигналов?
- 6 Чем определяется выбор параметров элементов нагрузки диодного детектора?
- 7 Как уменьшить нелинейные искажения в диодном детекторе?
- 8 Перечислить основные преимущества транзисторных детекторов.
- 9 На каком принципе основано действие синхронных детекторов?
- 10 Какие искажения может претерпевать сигнал при детектировании?
- 11 Как выбрать величину сопротивления и емкости нагрузки детектора?

Лабораторная работа №13 ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Цель работы – исследовать характеристики частотных детекторов в различных режимах и исследовать влияние элементов схемы на параметры детектора.

13.1 Краткие теоретические сведения

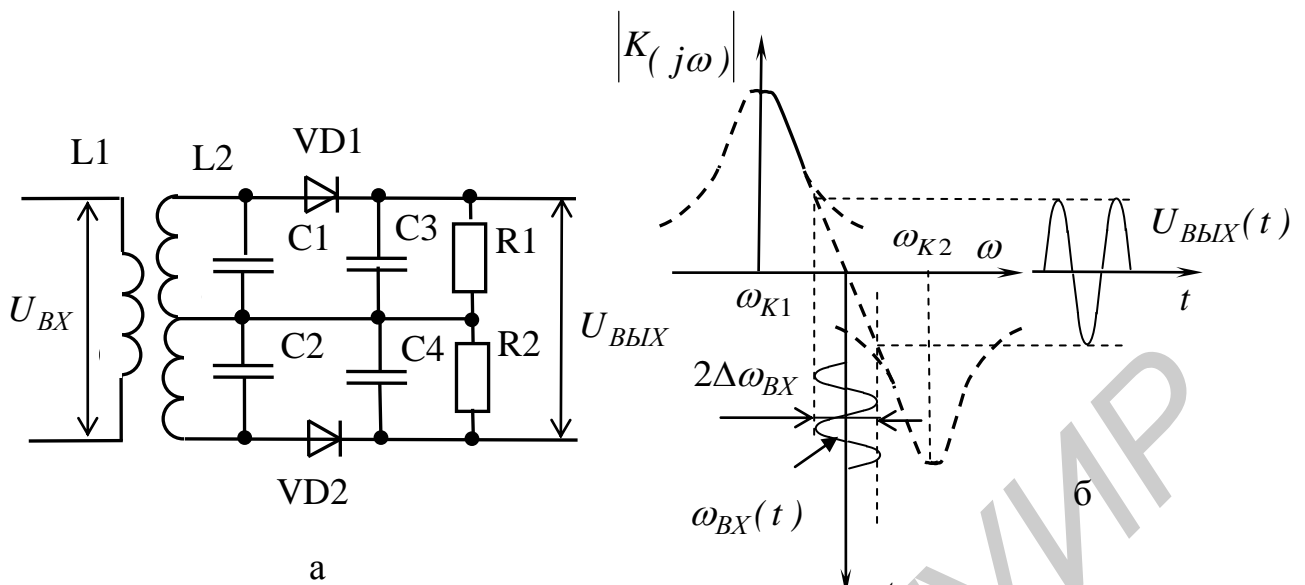
Детектирование частотно-модулированных (ЧМ) сигналов может производиться с помощью схем амплитудных детекторов после преобразования изменения частоты в изменение амплитуды. Для этого преобразования могут использоваться любые цепи с линейно изменяющейся АЧХ, например LC-контур, расстроенный относительно частоты ЧМ-сигнала так, что середина одного из скатов его АЧХ совпадает с несущей частотой сигнала. Упрощенная схема и диаграммы работы ЧМ-детектора с такой цепью приведены на рисунке 13.1.



а – принципиальная схема; б – временные диаграммы

Рисунок 13.1 – Упрощенная схема ЧМ-детектора с одиночным контуром и диаграммы его работы

Для улучшения характеристик детектора вместо одиночного контура может использоваться сбалансированная пара LC-контуров (рисунок 13.2). Детектор содержит два резонансных контура, два диода и два фильтра нижних частот (НЧ), выполненных на RC-цепочках. Резонансные контуры несколько расстроены относительно несущей частоты ЧМ-сигнала.



а – принципиальная схема; б – временные диаграммы

Рисунок 13.2 – Упрощенная схема ЧМ-детектора с двумя контурами и диаграммы, поясняющие его работу

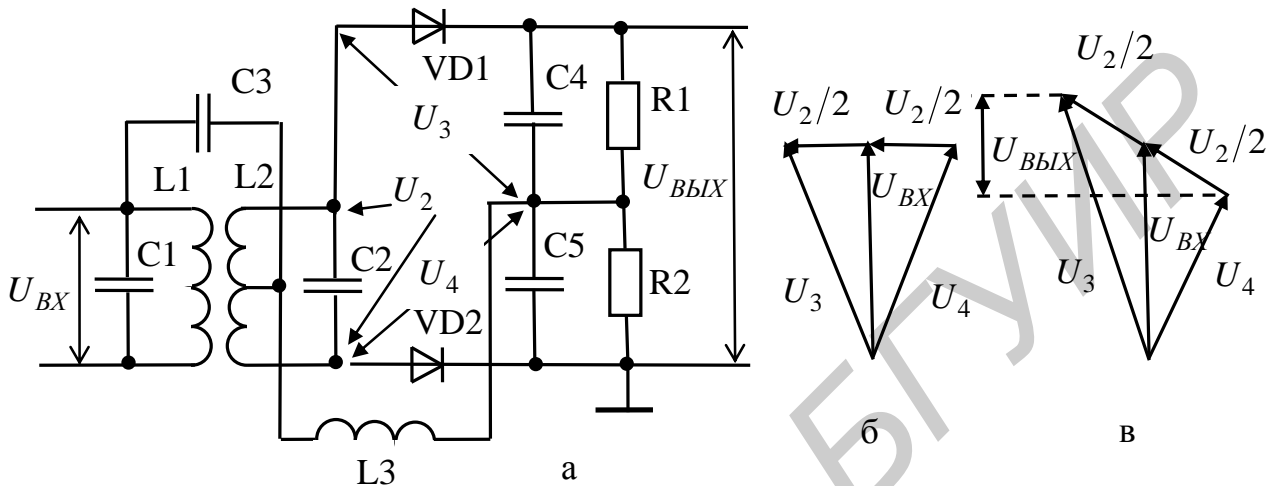
Исходный ЧМ-сигнал перед подачей на детектор должен проходить через двусторонний ограничитель напряжения для устранения паразитной амплитудной модуляции, присутствующей в нем из-за действия помех и неравномерности АЧХ каскадов предварительного усиления.

Описанные простейшие решения ЧМ-детекторов имеют достаточно ограниченное применение. Шире известны *детектор-дискриминатор* и *дробный детектор (детектор отношений)*, в них схемы включения входных контуров и детектирующих диодов несколько сложнее, но обеспечивают лучшие характеристики.

Пример схемы частотного детектора-дискриминатора (также его иногда называют *дифференциальным детектором*) приведен на рисунке 13.3.

В этой схеме имеется два резонансных индуктивно связанных контура $L1C1$ и $L2C2$, которые настраиваются точно на частоту сигнала промежуточной частоты. Напряжения, снимаемые с противоположных ветвей контура $L2C2$, выпрямляются на диодах $VD1$, $VD2$ и затем подаются на нагрузку в виде сопротивлений $R1$, $R2$ (конденсаторы $C6$, $C7$ шунтируют нагрузку по радиочастоте, предотвращая проникновение в последующие каскады радиочастотной составляющей). При совпадении частоты входного сигнала U_{BX} с резонансной частотой контура $L2C2$ сигнал U_2 , снимаемый с этого контура, на 90° опережает

входной сигнал (заметим, что напряжение, подводимое в среднюю точку $L2$ равно U_{BX}). Поскольку выпрямленные напряжения U_{R1} , U_{R2} , действующие на резисторах $R1$, $R2$, пропорциональны напряжениям U_3 , U_4 (рисунок 13.3, б), то результирующее напряжение на выходе детектора, равное разности $U_{R1} - U_{R2}$, при резонансной частоте будет равно нулю ($U_{ВЫХ} = U_{R1} - U_{R2} = 0$).



а – принципиальная схема; б, в – векторные диаграммы

Рисунок 13.3 – Схема детектора-дискриминатора и векторные диаграммы, поясняющие принцип его работы

При изменении частоты сигнала будет наблюдаться фазовый сдвиг между входным сигналом и сигналом, выделяемым на контуре $L2C2$, отличный от 90° . Из-за этого выпрямленные напряжения U_{R1} и U_{R2} окажутся различными и на выходе детектора появится сигнал $U_{ВЫХ}$ соответствующего знака и амплитуды (рисунок 13.3, в).

Основными свойствами детектора-дискриминатора являются:

- высокая линейность передаточной характеристики, однако чувствительность к амплитудным помехам очень высока, поэтому необходимо применение ограничителя амплитуды на входе детектора;
- оба контура детектора настраиваются на частоту несущей входного сигнала;
- при равенстве частоты входного сигнала частоте настройки резонансных контуров напряжение на выходе детектора равно нулю.

Степень нелинейных искажений и крутизна характеристики детектора определяется фактором связи между контурами. В пределах заданной максимальной девиации частоты ЧМ-сигнала характеристика детектора должна быть

линейной. Расширить полосу пропускания (крутизна при этом будет снижаться) можно, зашунтировав один или оба контура резисторами с небольшими сопротивлениями, т. е. снизив добротности контуров.

На низких частотах (465 кГц и ниже) может применяться простой детектор-дискриминатор, схема которого приведена на рисунке 13.4.

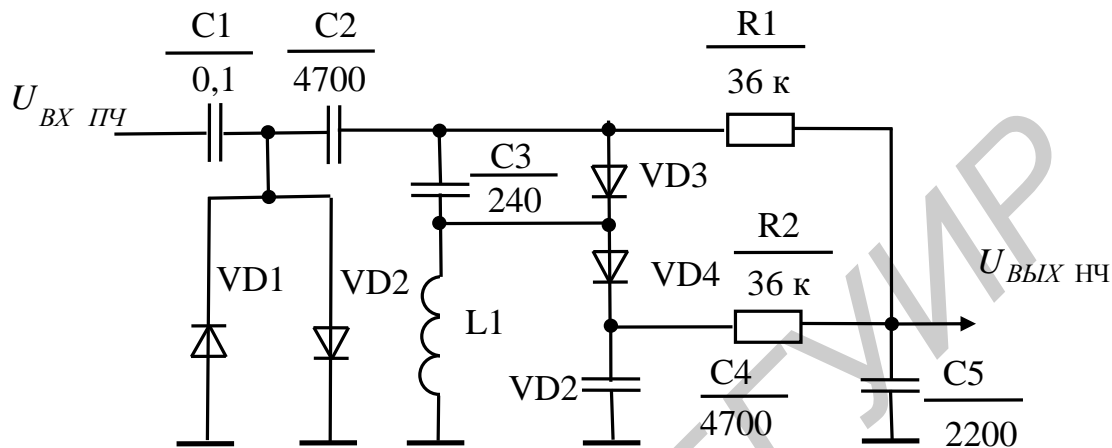


Рисунок 13.4 – Простой детектор-дискриминатор для низких частот (465 кГц и менее)

Пример схемы *дробного детектора* с симметричным заземлением нагрузки (резисторы $R5$ и $R6$) относительно диодов $VD1$, $VD2$ приведен на рисунке 13.5. Такой детектор также часто называют *симметричным детектором отношений*.

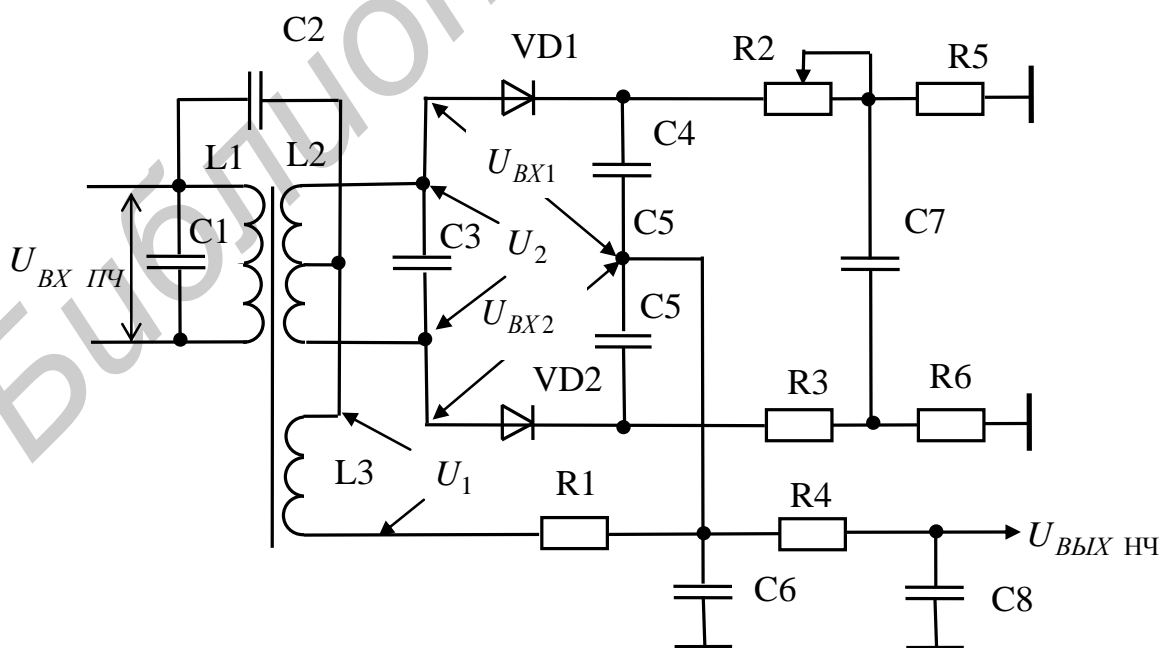


Рисунок 13.5 – Схема дробного ЧМ-детектора (детектор отношений)

Напряжения U_{BX1} и U_{BX2} на каждом из диодов детектора представляют собой сумму половины напряжения U_2 на контуре $L3C3$ и напряжения U_1 на дополнительной катушке индуктивности $L2$, которая индуктивно связана с катушкой $L1$. Соответствующим подбором числа витков катушки $L2$ и связи между контурами $L1C1$ и $L3C3$ можно добиться практически полного подавления паразитной амплитудной модуляции, что позволяет использовать дробные детекторы без ограничителя амплитуды входного сигнала. Платой за это является некоторый рост нелинейных искажений по сравнению с детекторами, выполненными по схеме дискриминатора. Параллельно нагрузке включен конденсатор $C7$ емкостью около 50 мкФ. Емкость этого конденсатора и сопротивление нагрузки выбирают из такого расчета, чтобы постоянная времени $\tau = C_7 \cdot R_H$ была значительно больше периода самой низкой звуковой частоты. Напряжение звуковой частоты снимается с точки соединения конденсаторов $C4$ и $C5$ и поступает на фильтр нижних частот на резисторе $R4$ и конденсаторе $C8$.

Эквивалентные добротности контуров Q_3 выбираются в пределах 50...75 (на частотах более 6 МГц). При этом для хорошего подавления амплитудной модуляции и достижения малых нелинейных искажений необходимо, чтобы конструктивная добротность Q_K была в два-три раза больше Q_3 . Индуктивность обмотки $L2$ выбирают в пределах $0,25...0,5L1$, а добротность – 40...60. Коэффициенты связи между обмотками: $k_{CB12} \approx 40/Q_3$, $k_{CB13} \approx 0,5/Q_3$.

На рисунках 13.6 и 13.7 приводятся несколько конкретных реализаций диодных ЧМ-детекторов, применяемых в бытовых и связных приемниках.

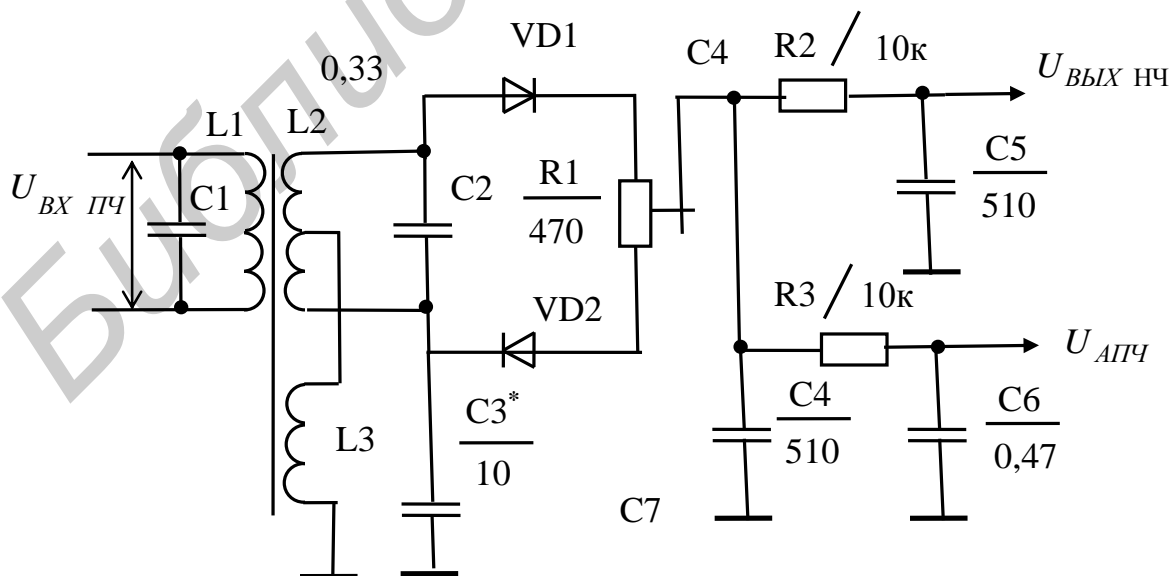


Рисунок 13.6 – Простой детектор отношений для бытового приемника

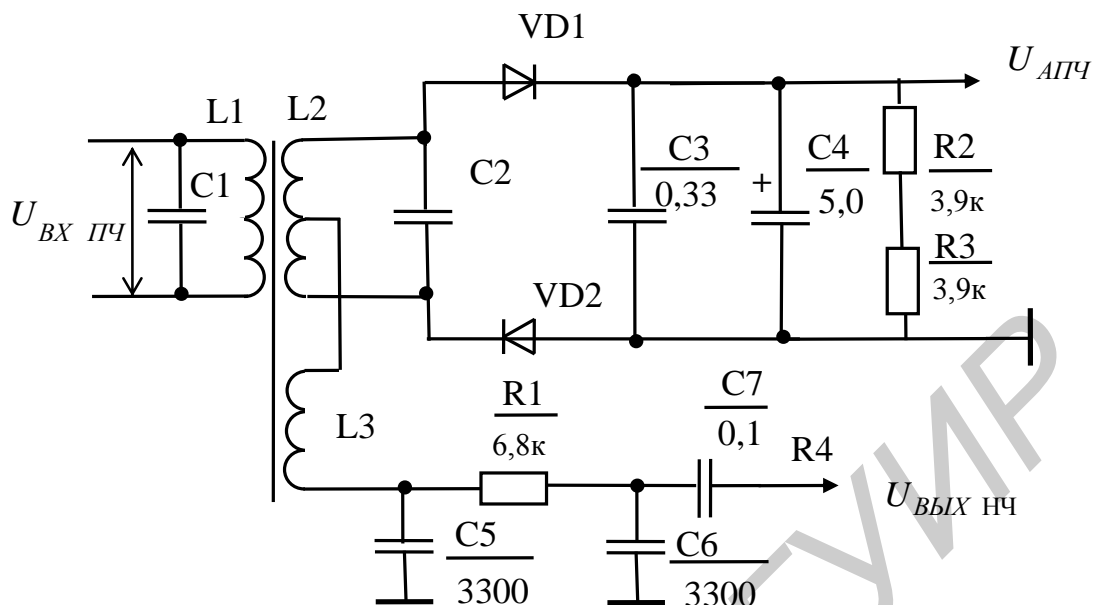


Рисунок 13.7 – Детектор отношений для узкополосной ЧМ

13.2 Подготовка к работе

13.2.1 Изучить теоретический материал по рекомендованной литературе.

13.2.2 Изучить принципиальные схемы исследуемых устройств.

13.3 Выполнение работы

13.3.1 Исследование ЧД на основе расстроенного колебательного контура.

13.3.2 Включить компьютер и запустить программу Electronic Workbench.

13.3.3 Изобразить на экране принципиальную схему, представленную на рисунке 13.8.

Запустить схему на моделирование и получить изображение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) контура, например, как показано на рисунке 13.9.

Установить визир на середину левого ската АЧХ и определить частоту, соответствующую ему. Это значение определяет частоту несущей частотно-модулированного колебания.

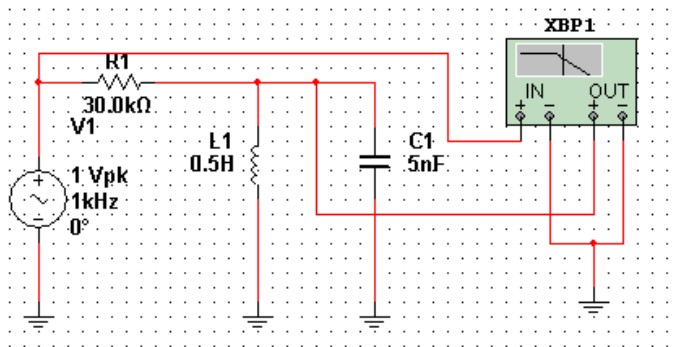


Рисунок 13.8 – Схема исследования АЧХ параллельного колебательного контура

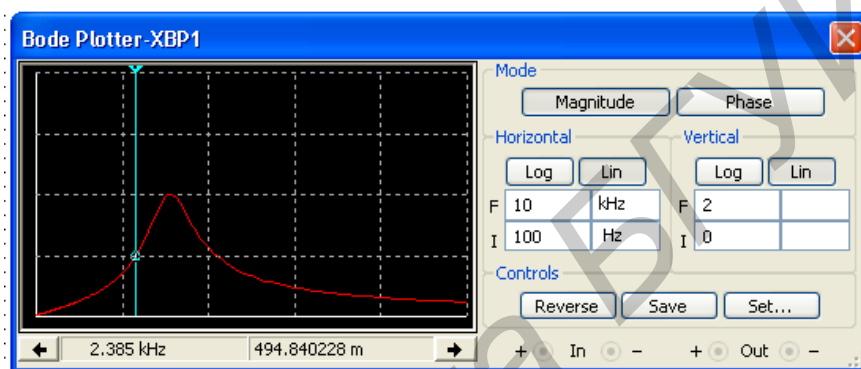


Рисунок 13.9 – АЧХ колебательного контура на экране характериографа

Изобразить на экране принципиальную схему, представленную на рисунке 13.10.

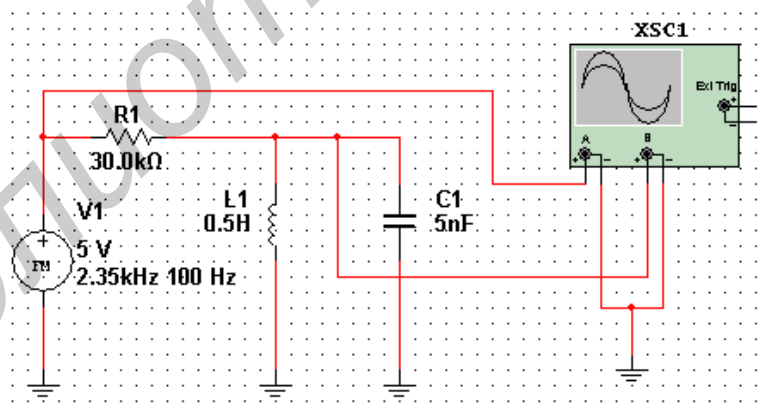


Рисунок 13.10 – Схема для исследования преобразования ЧМ-колебаний в АЧМ-колебания

Установить следующие параметры частотно-модулированного колебания: амплитуда несущей – 5 В, частота несущей – по предыдущему измерению, частота модуляции – 100 Гц, индекс модуляции – 5.

Запустить схему на моделирование и получить на экране изображение сигнала генератора и напряжения на колебательном контуре, например, как на рисунке 13.11.

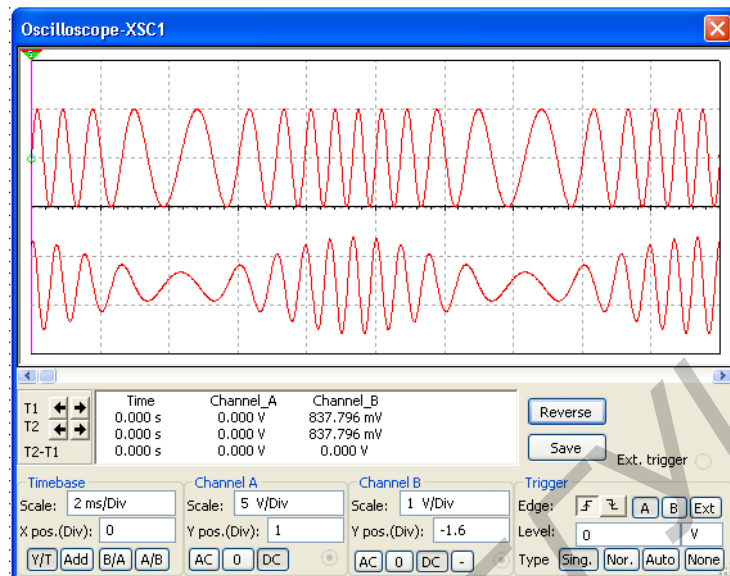


Рисунок 13.11 – Осциллограммы напряжений в узлах схемы, изображенной на рисунке 13.10

С помощью визиров определить максимальный T_{\max} и минимальный T_{\min} периоды колебания и рассчитать индекс модуляции по формуле

$$m = (1/T_{\min} - 1/T_{\max}) / 2F_M .$$

Сравнить полученное значение индекса модуляции с установленным.

Изобразить на экране принципиальную схему, представленную на рисунке 13.12.

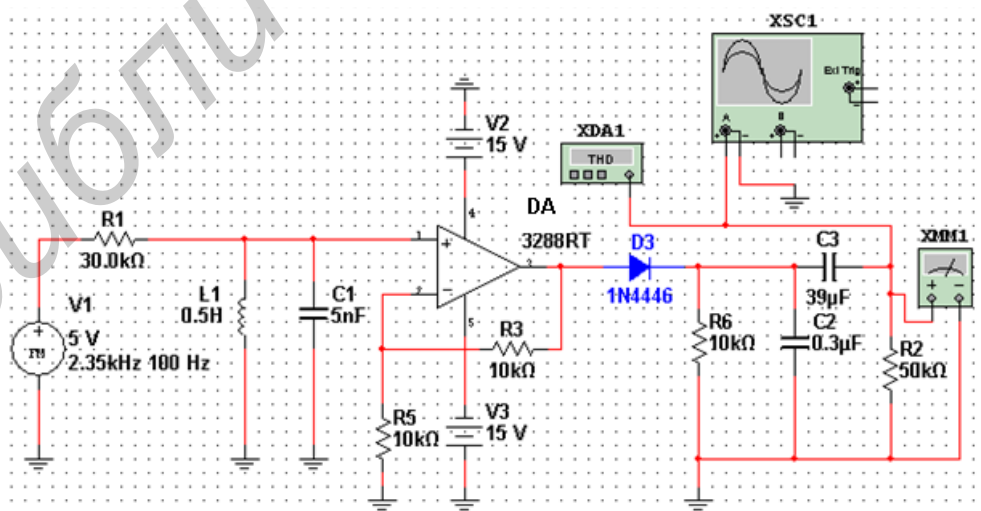


Рисунок 13.12 – Схема для исследования частотного детектора

В этой схеме сигнал с колебательного контура через развязывающий каскад на операционном усилителе DA с коэффициентом усиления $K_U = (1 + R_3/R_5) = 2$ подается на амплитудный детектор, выполненный на диоде $D3$, резисторе $R6$ и конденсаторе $C2$. Фильтр верхних частот на конденсаторе $C3$ и резисторе $R2$ выделяет переменную составляющую амплитудного детектора, соответствующую сигналу модуляции.

Изменяя в генераторе $V1$ индекс модуляции от 1 до 7, фиксировать значения переменного напряжения, форму сигнала, а также уровень нелинейных искажений на резисторе $R2$ (в измерителе нелинейных искажений частоту первой гармоники установить равной частоте модуляции).

Данные занести в таблицу.

13.4 Контрольные вопросы

1 Поясните принцип работы простейшего ЧД с преобразованием отклонения частоты в изменение амплитуды.

2 Поясните принцип работы балансного ЧД с взаимно расстроенными контурами.

3 Какая зависимость называется характеристикой детектирования ЧД?

4 Чем отличаются характеристики детектирования однотоктного и двух-
тактного ЧД?

5 К чему приведет слишком большая расстройка между контурами в ЧД с взаимно расстроенными контурами? Поясните.

6 Укажите особенности однотоктных и балансных частотных детекторов. В чем заключается их отличие?

7 Почему при прохождении радиотракта приемника частотно-модулированный сигнал приобретает паразитную амплитудную модуляцию?

Литература

1 Колосовский, Е. А. Устройства приема и обработки сигналов: учеб. пособие для вузов / Е. А. Колосовский. – М. : Горячая линия-Телеком, 2007. – 456 с.

2 Радиоприемные устройства: учебник для вузов / Н. Н. Фомин [и др.]; под ред. Н. Н. Фомина. – 3-е изд., стереотип. – М. : Горячая линия-Телеком, 2007. – 520 с.

3 Плаксенко, В. С. Устройства приема и обработки сигналов: учеб. пособие / В. С. Плаксенко. – Таганрог : Изд-во ТРТУ, 1999. – 108 с.

Библиотека БГУИР

Содержание

Лабораторная работа №8. Исследование резонансных усилителей.....	3
Лабораторная работа №9. Исследование автогенераторов.....	13
Лабораторная работа №10. Исследование амплитудных модуляторов.....	25
Лабораторная работа №11. Исследование частотных модуляторов.....	39
Лабораторная работа №12. Исследование амплитудных детекторов.....	49
Лабораторная работа №13. Исследование частотных детекторов.....	61
Литература.....	70

Библиотека БГУИР

Учебное издание

Шатило Николай Иванович
Машара Георгий Георгиевич

***ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА
И ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ***

В 4-х частях

Часть 2

МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *В. М. Задоля*

Подписано в печать 23.12.2013. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Гаймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,3. Уч.-изд. л. 4,0. Тираж 100 экз. Заказ 152.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП № 02330/0494175 от 03.04.2009.
2200013, Минск, П. Бровки, 6