

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебная программа дисциплины

Учебное пособие

➤ **Лабораторный практикум**

Автоматизированный лабораторный практикум
с применением Internet-технологий

Методические указания по лабораторным работам

Методические указания к лабораторным работам № 1–8

Методические указания по курсовому проектированию

Методические указания по самостоятельной работе

Банк тестовых заданий в системе UniTest



УДК 621.396.96
ББК 32.811.3
У82

Авторы:
**Ю. В. Ветров, А. С. Груздев, С. В. Волвенко,
Ф. В. Зандер, С. Б. Макаров, В. В. Исаев,
С. А. Подлесный, А. М. Уланов, А. А. Шипицын**

Электронный учебно-методический комплекс по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов» подготовлен в рамках инновационной образовательной программы «Структурная перестройка научно-образовательного центра "Радиоэлектроника"», реализованной в ФГОУ ВПО СФУ в 2007 г.

Рецензенты:

Красноярский краевой фонд науки;
Экспертная комиссия СФУ по подготовке учебно-методических комплексов дисциплин

У82 Устройства приема и обработки сигналов. Версия 1.0 [Электронный ресурс]: лаб. практикум / Ю. В. Ветров, С. А. Подлесный, Ф. В. Зандер и др. ; под. ред. С. Б. Макарова и С. А. Подлесного. – 4-е изд., перераб. и доп. – Электрон. дан. (4 Мб). – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – (Устройства приема и обработки сигналов : УМКД № 45-2007 / рук. творч. коллектива Ф. В. Зандер). – 1 электрон. опт. диск (DVD). – Систем. требования : *Intel Pentium* (или аналогичный процессор других производителей) 1 ГГц ; 512 Мб оперативной памяти ; 4 Мб свободного дискового пространства ; привод *DVD* ; операционная система *Microsoft Windows 2000 SP 4 / XP SP 2 / Vista* (32 бит) ; *Adobe Reader 7.0* (или аналогичный продукт для чтения файлов формата *pdf*).

ISBN 978-5-7638-1052-3 (комплекса)

ISBN 978-5-7638-1420-0 (лабораторного практикума)

Номер гос. регистрации в ФГУП НТЦ «Информрегистр» 0320802416 от 27.11.2008 г. (комплекса)

Настоящее издание является частью электронного учебно-методического комплекса по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов», включающего учебную программу, учебное пособие, автоматизированный лабораторный практикум с применением Internet-технологий, методические указания по курсовому проектированию, методические указания к лабораторным работам «Устройства приема и обработки сигналов. Аппаратно-программный комплекс с удаленным доступом «Частотный детектор»», методические указания к лабораторным работам № 1–8, методические указания к самостоятельной работе, контрольно-измерительные материалы «Устройства приема и обработки сигналов. Банк тестовых заданий», наглядное пособие «Устройства приема и обработки сигналов. Презентационные материалы».

Изложены теоретические сведения об отдельных функциональных узлах устройств приема и обработки сигналов, а также системах автоматического регулирования. Дана методика выполнения лабораторных работ с использованием лабораторных установок, разработанных в соответствии с рекомендованной программой дисциплины.

Предназначен для студентов направления подготовки магистров 210200.68 «Радиотехника» укрупненной группы 210000 «Электронная техника, радиотехника и связь».

© Сибирский федеральный университет, 2008

Рекомендовано Инновационно-методическим управлением СФУ
в качестве учебного пособия

Редактор Л. Г. Семухина

Разработка и оформление электронного образовательного ресурса: Центр технологий электронного обучения информационно-аналитического департамента СФУ; лаборатория по разработке мультимедийных электронных образовательных ресурсов при КрЦНИТ

Содержимое ресурса охраняется законом об авторском праве. Несанкционированное копирование и использование данного продукта запрещается. Встречающиеся названия программного обеспечения, изделий, устройств или систем могут являться зарегистрированными товарными знаками тех или иных фирм.

Подп. к использованию 17.09.2008

Объем 4 Мб

Красноярск: СФУ, 660041, Красноярск, пр. Свободный, 79

Оглавление

ПРЕДИСЛОВИЕ	6
ВВЕДЕНИЕ	7
1. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ	8
1.1. Общие сведения	8
1.2. Основные характеристики входной цепи	9
1.3. Обобщенная эквивалентная схема одноконтурных входных цепей	10
1.4. Виды входных цепей	13
1.5. Частотная характеристика входной цепи.....	15
1.6. Одноконтурные входные цепи с переменной настройкой	16
1.6.1. Входная цепь с внешнеемкостной связью с антенной.....	16
1.6.2. Входная цепь с индуктивной связью контура с антенной	18
1.6.3. Входная цепь с комбинированной связью	21
2. УСИЛИТЕЛЬ РАДИОСИГНАЛА	29
2.1. Общие сведения	29
2.2. Основные характеристики усилителей радиосигналов	29
2.3. Общий анализ усилителя радиосигналов.....	31
2.4. Влияние проводимости обратной передачи на свойства усилителя радиосигналов	34
2.5. Устойчивость усилителей радиосигналов	35
2.6. Перестраиваемые усилители радиосигналов	37
3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ	47
3.1. Общие сведения	47
3.2. Преобразователь частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде	48
3.3. Преобразователь частоты на основе двойного балансного смесителя.....	51
3.4. Преобразователь частоты на диодном кольцевом балансном смесителе	53
3.5. Побочные каналы приема	56
4. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР	64

4.1. Общие сведения	64
4.2. Основные характеристики частотного детектора	64
4.3. Частотные детекторы с преобразованием частотной модуляции в амплитудную	65
4.4. Частотные детекторы с преобразованием частотной модуляции в фазовую	69
4.5. Частотный детектор на основе аналогового перемножителя ...	71
4.6. Дробный частотный детектор	73
5. АМПЛИТУДНЫЙ ДЕТЕКТОР	82
5.1. Общие сведения	82
5.2. Основные характеристики и параметры амплитудного детектора	83
5.3. Принцип действия и характеристики диодного детектора	84
5.4. Транзисторный детектор	89
5.5. Синхронный детектор	89
6. ЧАСТОТНАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ	97
6.1. Общие сведения	97
6.2. Основные характеристики системы частотной автоподстройки частоты	97
6.3. Принципы работы системы частотной автоподстройки частоты	98
6.4. Характеристики основных элементов системы ЧАПЧ	100
6.5. Анализ работы системы ЧАПЧ	101
7. ФАЗОВАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ	114
7.1. Общие сведения	114
7.2. Принципы работы системы фазовой автоподстройки частоты	115
8. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ	124
8.1. Общие сведения	124
8.2. Основные параметры системы АРУ	125
8.3. Типы систем АРУ с обратным регулированием	126
8.4. Основные характеристики систем автоматической регулировки усиления	127
8.5. Анализ работы системы АРУ в динамическом режиме	130

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	137
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	138
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	139

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебное пособие подготовлено коллективом авторов Санкт-Петербургского государственного политехнического университета (СПбГПУ) и политехнического института Сибирского Федерального университета и продолжает ряд выпускаемых Издательско-полиграфическим комплексом СФУ учебных пособий для радиотехнических специальностей вузов по базовой дисциплине «Устройства приёма и обработки сигналов». В пособии приведен теоретический материал по основам и принципам построения различного рода устройств приёма и обработки сигналов, даны указания и рекомендации по выполнению экспериментальных исследований и схемотехническому моделированию. Порядок выполнения лабораторного практикума по данной дисциплине дополнен отсутствовавшим в предыдущих изданиях моделированием основных функциональных узлов с помощью демоверсии системы схемотехнического моделирования *OrCAD* 9.1 [<http://cadence.com/%20products/orcad/index.aspx>].

Ответственные редакторы издания проф. С. Б. Макаров и проф. С. А. Подлесный.

Замечания и предложения по содержанию настоящего учебного пособия просьба направлять в Санкт-Петербургский государственный политехнический университет по адресам: postbox@stu.neva.ru, makarov@cee.spbstu.ru или в политехнический институт СФУ по адресу: rector_prm@krgtu.ru.

ВВЕДЕНИЕ

Содержание учебного пособия соответствует отдельным разделам программы дисциплины «Устройства приема и обработки сигналов», предусмотренных государственным образовательным стандартом высшего профессионального образования для ряда направлений подготовки специалистов радиотехнического профиля. Предусматриваются экспериментальные исследования основных функциональных узлов устройств приема и обработки сигналов, а также их моделирование.

Пособие состоит из восьми глав. Каждая глава содержит теоретические сведения об основных принципах построения функциональных узлов устройств приема и обработки сигналов и практическую часть – описание лабораторных работ. Выполняемые работы направлены на закрепление материала основных разделов курса и формирование навыков экспериментального исследования и моделирования современных устройств приема и обработки сигналов.

Лабораторные установки, сведения о которых приведены в приложении, позволяют проводить лабораторные работы в автономном режиме с использованием встроенных измерительных приборов и источников питания.

При подготовке учебного пособия учтен опыт работы коллектива кафедр «Радиотехника и телекоммуникации» и «Радиоэлектронные средства защиты информации» радиотехнического факультета Санкт-Петербургского государственного технического университета, а также преподавателей и специалистов кафедры «Радиотехника» политехнического института Сибирского Федерального университета.

1. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ

1.1. Общие сведения

Входной цепью (ВЦ) называется цепь устройств приема и обработки сигналов (УПОС), связывающая антенну с последующими каскадами, например, с усилителем радиосигналов или преобразователем частоты.

ВЦ предназначена для передачи энергии входного сигнала из антенны на вход последующих каскадов и предварительной фильтрации помех. Необходимость фильтрации обусловлена тем, что следующие за входной цепью каскады (усилитель радиосигналов или преобразователь частоты) содержат электронные приборы (транзисторы, интегральные микросхемы), обладающие нелинейными вольт-амперными характеристиками (ВАХ). Наличие таких приборов приводит к появлению различных нелинейных эффектов, например, перекрестных искажений – переносу модуляции мешающего сигнала на полезный сигнал. Обычно входная цепь не имеет в своем составе источников энергии и может быть представлена в виде пассивного четырехполюсника.

Для входных цепей радиоприемных устройств супергетеродинного типа важное значение имеет ослабление приема сигналов на частоте зеркального канала f_3 и на промежуточной частоте $f_{п.ч}$. Учитывая, что обычно частота зеркального канала $f_3 = f_c + 2f_{п.ч}$ и мешающие сигналы на этой частоте не могут быть отфильтрованы в полосовом усилителе промежуточной частоты, они должны быть ослаблены с помощью входной цепи и избирательного усилителя радиосигналов.

Структурная схема входной цепи изображена на рис. 1.1, где E_A – наводимая в приемной антенне ЭДС; Z_A – внутреннее сопротивление антенны; ИС – избирательная система (один или несколько резонаторов).

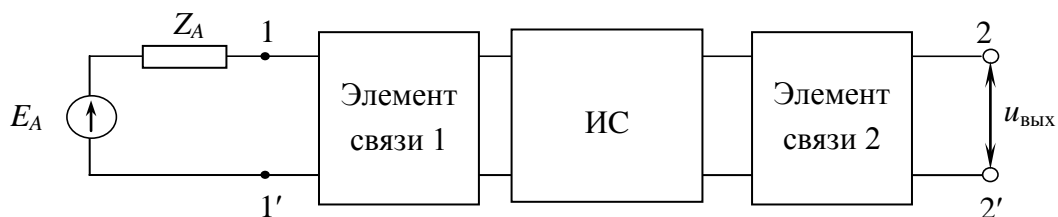


Рис. 1.1. Структурная схема входной цепи

Входные цепи можно классифицировать по ряду признаков. Различают, например, следующие виды связи первого резонатора избирательной системы с антенной: непосредственная, емкостная (внутренняя и внешняя), трансформаторная, автотрансформаторная и комбинированная.

1.2. Основные характеристики входной цепи

Коэффициент передачи по напряжению равен отношению напряжения сигнала на выходе входной цепи $U_{\text{вых}}$ к ЭДС (E_A), наведенной в антенне полем принимаемого полезного входного сигнала:

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{E_A} = |K_u| e^{j \arg K_u}.$$

Резонансный коэффициент передачи (K_{u0}) – коэффициент передачи входной цепи при частоте, равной собственной частоте настройки избирательной системы. Для повышения чувствительности УПОС целесообразно выбирать входную цепь таким образом, чтобы резонансный коэффициент передачи оказывался возможно больше с учетом реализации заданной избирательности.

Частотная селективность характеризует уменьшение значения модуля коэффициента передачи $|K_u(f)|$ при заданной расстройке по частоте по сравнению с его значением при резонансе K_{u0} при $|E_A| = \text{const}$:

$$\delta(f) = \frac{|K_u(f)|}{K_{u0}}.$$

Представление о частотной селективности входной цепи дает ее резонансная характеристика, которая позволяет определить избирательность входной цепи при произвольной частотной расстройке.

Полоса пропускания – ширина области частот вокруг собственной частоты контура f_0 с допустимой неравномерностью коэффициента передачи.

Коэффициент перекрытия диапазона частот. Под перекрытием диапазона частот понимается возможность настройки входной цепи на любую частоту данного диапазона или поддиапазона при условии, что неравномерность коэффициента передачи находится в допустимых пределах. Отношение максимальной частоты диапазона $f_{c \max}$ к минимальной $f_{c \min}$ называется коэффициентом перекрытия диапазона: $K_{\text{д}} = f_{c \max} / f_{c \min}$. При использовании в качестве регулировочного элемента конденсатора переменной емкости отношение максимального значения C_{\max} к минимальному значению C_{\min} этой емкости выразится как $\tilde{N}_{\max} / C_{\min} = K_{\text{д}}^2$.

Зависимость основных характеристик от частоты настройки, т. е. частотная зависимость резонансного коэффициента передачи, избирательных свойств и коэффициента шума. Чем выше постоянство коэффициента передачи входных цепей УПОС, тем легче обеспечить постоянство чувствительности устройств приема и обработки сигналов.

1.3. Обобщенная эквивалентная схема одноконтурных входных цепей

Количественные характеристики различных типов одноконтурных входных цепей могут быть получены из рассмотрения обобщенной эквивалентной схемы (рис. 1.2). В этой схеме комплексное сопротивление связи антенны с контуром $Z_{св} = r_{св} + jx_{св}$ отнесено к антенной цепи. Тогда полное комплексное сопротивление всей антенной цепи

$$Z'_A = Z_A + Z_{св} = r_A + r_{св} + j(x_A + x_{св}) = r'_A + jx'_A, \quad (1.1)$$

где $r'_A = r_A + r_{св}$; $x'_A = x_A + x_{св}$; r_A и $r_{св}$ – активные составляющие: наводимой во входной цепи ЭДС, комплексного сопротивления связи антенны с контуром соответственно; x_A и $x_{св}$ – реактивные составляющие: наводимой во входной цепи ЭДС, комплексного сопротивления связи антенны с контуром соответственно.

Полная выходная проводимость антенной цепи

$$Y'_A = \frac{1}{Z'_A} = G_1 + jb_1, \quad (1.2)$$

где $G_1 = \frac{r'_A}{|Z'_A|^2}$; $b_1 = -\frac{x'_A}{|Z'_A|^2}$.

На рис. 1.2 антенная цепь представлена генератором тока $I_A = -E'_A/Z'_A$ и выходной проводимостью Y'_A .

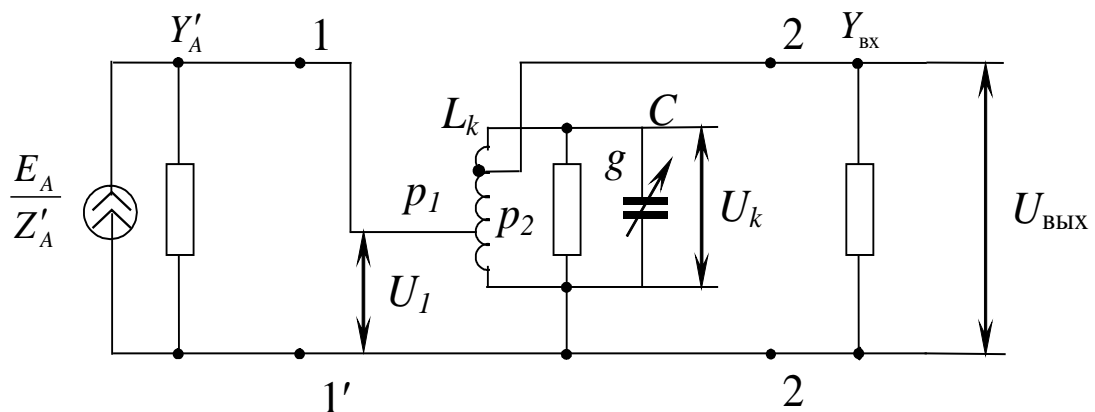


Рис. 1.2. Обобщенная эквивалентная схема входной цепи

Антенная цепь подключается к избирательной системе (контур) через коэффициент включения $p_1 = U_1/U_k$, (где U_1 и U_k – напряжения на входе контура и на конденсаторе C соответственно), характеризующий степень связи антенной цепи с контуром. Электронный прибор усилителя радиосигналов, подключенный к выходу контура, обладает входной проводимостью:

$$Y_{\text{вх}} = G_2 + jb_2, \quad (1.3)$$

где G_2 – активная, а $b_2 = \omega C_2$ реактивная (емкостная) составляющие электронного прибора. Этот прибор подключается к контуру через коэффициент включения $p_2 = U_{\text{вых}}/U_k$.

При настройке входной цепи на частоту ω_c необходимо учитывать, что резонансная частота контура ω_0 определяется не только значениями индуктивности L и емкости C , а также в равной степени внешними по отношению к контуру реактивными проводимостями b_1 и b_2 . Таким образом, эквивалентная емкость контура

$$C_y = \frac{(p_1)^2}{\omega} b_1 + (p_2)^2 C_2 + C. \quad (1.4)$$

Аналогичной зависимостью будет определяться и эквивалентная проводимость G_3 контура:

$$G_3 = p_1^2 G_1 + g + p_2^2 G_2. \quad (1.5)$$

Таким образом, схему на [рис. 1.2](#) удобно заменить более простой эквивалентной схемой [рис. 1.3](#).

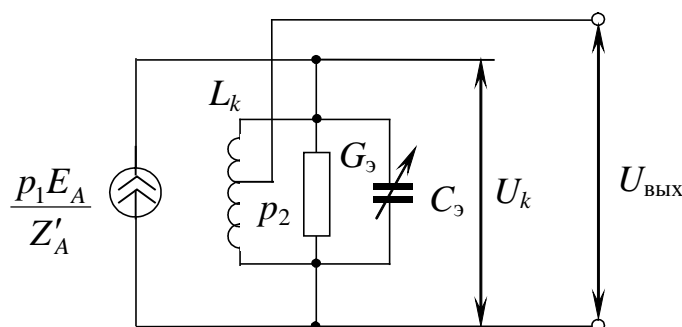


Рис. 1.3. Эквивалентная схема входной цепи

На этом рисунке

$$U_k = \frac{p_1 E_A}{Z'_A} \cdot \frac{1}{G_3}, \quad (1.6)$$

$$U_{\text{вых}} = p_2 U_k. \quad (1.7)$$

Резонансный коэффициент передачи

$$K_{u0} = \frac{p_1 p_2}{G_3} Y'_A. \quad (1.8)$$

Резонансный коэффициент передачи входной цепи K_{u0} при заданных параметрах антенной цепи, контура и электронного прибора зависит от коэффициентов включения p_1 и p_2 , которые являются вещественными и могут изменяться в пределах: $0 \leq p_1 \leq 1$ и $0 \leq p_2 \leq 1$. Коэффициент передачи в данных

условиях определяется этими двумя переменными и, следовательно, его максимум может быть найден при совместном решении следующих двух уравнений:

$$\left. \frac{dK_{u0}}{dp_1} \right|_{p_2=\text{const}} = 0; \quad \left. \frac{dK_{u0}}{dp_2} \right|_{p_1=\text{const}} = 0. \quad (1.9)$$

Можно показать, что K_{u0} будет иметь максимум при $G_1 \geq G_2 + g$, когда $p_2 = 1$ и

$$p_{1opt} = \sqrt{\frac{G_2 + g}{G_1}}, \quad (1.10)$$

$$G_2 \geq G_1 + g, \text{ когда } p_1 = 1 \text{ и } p_{2opt} = \sqrt{\frac{G_1 + g}{G_2}}. \quad (1.11)$$

Активная составляющая проводимости антенной цепи G_1 , как правило, значительно больше входной проводимости G_2 в случае использования в качестве электронного прибора транзисторов или интегральных микросхем. Поэтому при выполнении условия (1.10) обычно достигается максимальное значение резонансного коэффициента передачи.

Учитывая (1.2) и подставляя (1.10) в (1.8), получаем

$$K_{u0max} = \frac{1}{2\sqrt{r'_A(g + G_2)}}. \quad (1.12)$$

Полагая, что рассматриваемый контур является трансформатором сопротивлений, легко видеть, что, согласно (1.10),

$$G_1 = \frac{g + G_2}{p_{1opt}^2}. \quad (1.13)$$

Это выражение является условием передачи максимальной мощности от генератора к нагрузке. Следовательно, подбор оптимального значения коэффициента p_1 соответствует согласованию нагрузочной проводимости с кажущейся выходной проводимостью генератора тока.

Рассмотрим отношение резонансных коэффициентов передачи по напряжению: K_{u0}/K_{u0max} . Согласно (1.8) и (1.12) имеем

$$\frac{K_{u0}}{K_{u0max}} = \frac{p_1}{(p_1^2 G_1 + g + G_2) Z'_A} \cdot 2\sqrt{(g + G_2)r'_A}. \quad (1.14)$$

Обозначим $p_1/p_{1opt} = a$. Принимая во внимание, что $r'_A/Z'_A = G_1$, и учитывая (1.10), получаем

$$\frac{K_{u0}}{K_{u0max}} = \frac{2a}{1 + a^2}. \quad (1.15)$$

Для режима передачи максимальной мощности от генератора к нагрузке оптимальная величина эквивалентной проводимости контура входной цепи, с учетом (1.10), определяется выражением

$$G_{\varepsilon opt} = 2g(1 + G_2/g). \quad (1.16)$$

Отношение $G_3/G_{\varepsilon opt}$ будет иметь вид

$$\frac{G_3}{G_{\varepsilon opt}} = 0,5(1 + a^2). \quad (1.17)$$

Графики, иллюстрирующие зависимости (1.15) и (1.17), приведены на [рис. 1.4](#). Из этих кривых видно, что в случае оптимальной связи антенны с контуром полоса пропускания входной цепи, пропорциональная G_3 , возрастает более чем в два раза по отношению к полосе пропускания ненагруженного контура. Увеличение связи выше оптимальной приводит к существенному увеличению полосы пропускания. Наоборот, при связи в два раза меньше оптимальной ($a = 0,5$) полоса пропускания всего на 25 % превышает полосу пропускания ненагруженного контура. Дальнейшее уменьшение связи практически незначительно улучшает избирательность входной цепи.

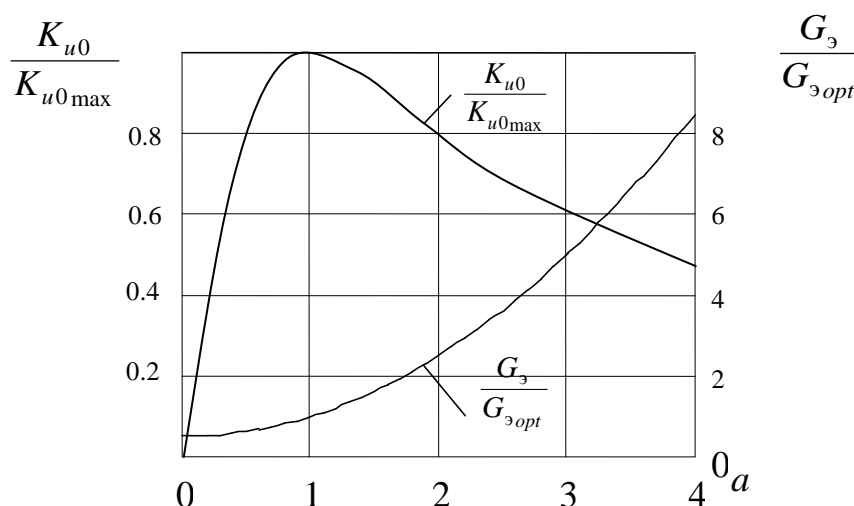


Рис. 1.4. Зависимости отношений $\frac{K_{u0}}{K_{u0max}}$ и $\frac{G_3}{G_{\varepsilon opt}}$ от величины $a = \frac{P_1}{P_{1opt}}$

Следовательно, для обеспечения высокой избирательности и большого коэффициента передачи выбирают коэффициент a близким к значению 0.5, так как при этом коэффициент передачи составляет 80 % от максимального, а избирательность входной цепи мало отличается от избирательности ненагруженного контура.

1.4. Виды входных цепей

В качестве элемента связи антенны с контуром во избежание дополнительных потерь обычно используются реактивные элементы. На [рис. 1.5](#) представлены различные виды входных цепей, которые используются в диапазоне умеренно высоких частот:

- с внешнеемкостной ([рис. 1.5, а](#));
- с внутриемкостной ([рис. 1.5, б](#));

1. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ

1.4. Виды входных цепей

- с индуктивной трансформаторной (магнитной) (рис. 1.5, в);
- с комбинированной (трансформаторной и внешнеемкостной) (рис. 1.5, з);
- с автотрансформаторной связью (рис. 1.5, д).

Для эквивалентной схемы с внешнеемкостной связью (рис. 1.5, а)

$$r_{св} = 0; x_{св} = 1/\omega C_{св}; p_1 = \frac{C_{св}}{C_A}, C_A - \text{емкость антенной цепи}; p_2 = 1.$$

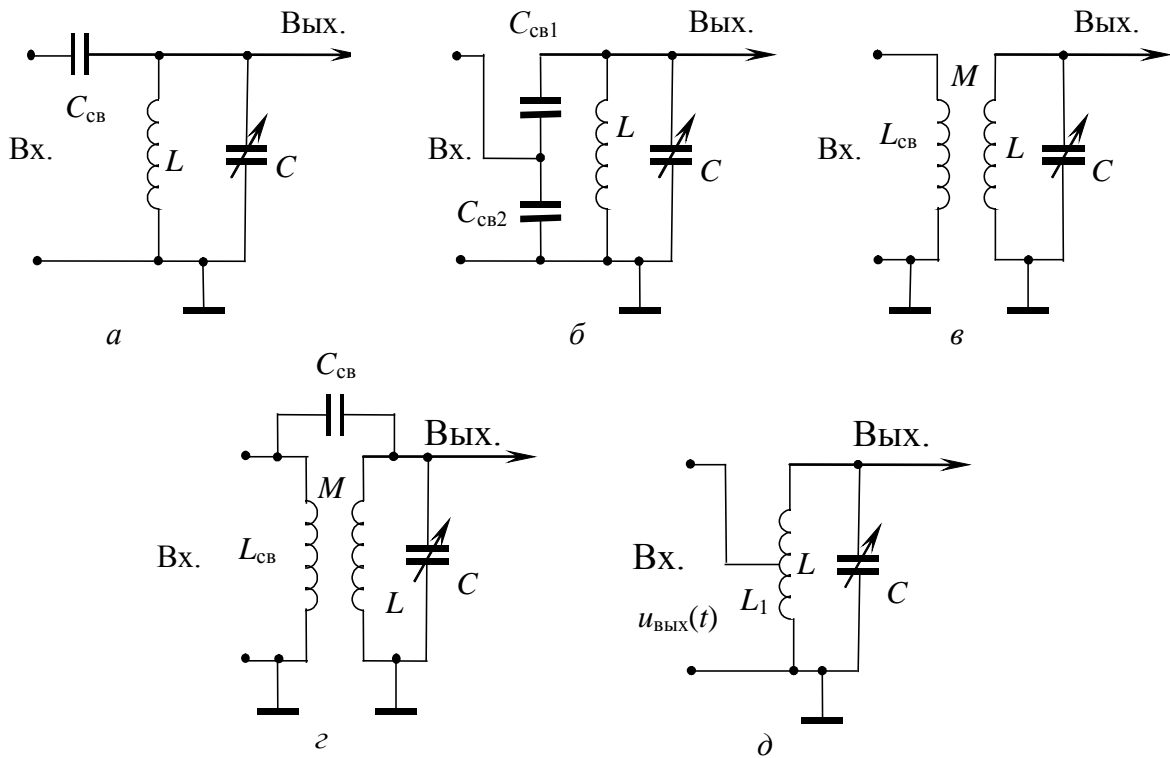


Рис. 1.5. Виды входных цепей

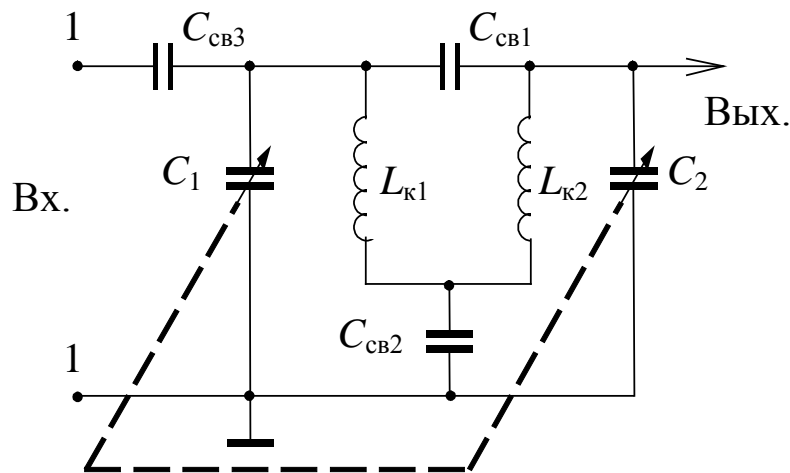


Рис. 1.6. Входная двухконтурная цепь

Для схемы с индуктивной трансформаторной связью (рис. 1.5, в)
 $r_{св} = (r_{св})_L$, $x_{св} = \omega L_{св}$, $p_1 = M/L$, $p_2 = 1$, где $(r_{св})_L$ – активное сопротивление катушки связи.

В схеме с автотрансформаторной связью как с антенной, так и с другими каскадами УПОС ([рис. 1.5, д](#)) $r_{св} = 0$, $x_{св} = 0$, $p_1 = (L_1 + M)/L$, $p_2 = 1$, где M – взаимоиндуктивность между частями контурной катушки, на которые их делит точка подключения антенной цепи.

Типы входных цепей:

- одноконтурные перестраиваемые;
- многоконтурные (обычно двух, реже трехконтурные) перестраиваемые;
- на основе неперестраиваемых полосовых фильтров;
- на основе фильтров низких частот;
- на основе сложных цепей, содержащих в своем составе режекторные фильтры, избирательно подавляющие помехи на определенных частотах.

На [рис. 1.6](#) в качестве примера приведена схема входной цепи с перестраиваемым двухконтурным полосовым фильтром (контур L_{k1} , C_1 , $C_{св2}$ и контур L_{k2} , C_2 , $C_{св2}$ связаны друг с другом двумя видами связей – внешнеемкостной $C_{св1}$ и внутриемкостной $C_{св2}$).

1.5. Частотная характеристика входной цепи

Коэффициент передачи по напряжению в общем случае зависит от частоты настройки входной цепи и, с учетом ([1.8](#)) и ([1.2](#)), может быть представлен в виде

$$K_u(f) = \frac{p_1 p_2}{Z'_A Y_3}, \quad (1.18)$$

где $Y_3 = p_1^2 Y'_A + Y_k + p_2^2 Y_{вх}$, Y_k – собственная проводимость ненагруженного контура.

Уравнение амплитудно-частотной характеристики колебательного контура выглядит так:

$$y(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2(f)}}, \quad (1.19)$$

где $\xi(f) = Q_3(f/f_0 - f_0/f)$ – обобщенная расстройка контура; Q_3 – эквивалентная добротность нагруженного контура.

С учетом ([1.18](#)) и ([1.19](#)) амплитудно-частотная характеристика входной цепи будет определяться выражением

$$|K(f)| = |K_u(f)| \cdot y(f) = \frac{p_1 p_2}{|Z'_A| \cdot |Y_3| \cdot \sqrt{1 + \xi^2(f)}}. \quad (1.20)$$

На частоте резонанса, когда $f = f_c = f_0$, очевидно, что ([1.20](#)) переходит в ([1.8](#)). Селективные свойства входной цепи будут определяться уравнением ([1.19](#)). В частности, подавление помехи на частоте зеркального канала $f_3 = f_c + 2f_{п.ч}$ будет определяться выражением

$$\delta_K = \sqrt{1 + Q_3^2 \left(\frac{f_{\text{снч}} + 2f}{f_{\text{с пч}}} - \frac{f}{f_c + 2f} \right)^2}. \quad (1.21)$$

Как видно из (1.21), для увеличения степени подавления помехи на частоте зеркального канала необходимо увеличивать значение промежуточной частоты и добротность входного контура.

1.6. Одноконтурные входные цепи с переменной настройкой

Устройства приема и обработки сигналов с переменной настройкой, как правило, содержат два-три контура, одновременно перестраиваемых, например, одним блоком конденсаторов переменной емкости. Так как контур входной цепи непосредственно связан с ненастраиваемой антенной цепью, то по сравнению с другими перестраиваемыми контурами он находится в особых условиях. К нему подключается различная по величине, в зависимости от частоты настройки, реактивная составляющая b_1 полной проводимости антенной цепи (1.2).

Определим основные параметры одноконтурных входных цепей, которые наиболее часто применяются в диапазонных УПОС длинных, средних и коротких волн.

1.6.1. Входная цепь с внешнеемкостной связью с антенной

В силу своей простоты внешнеемкостная связь находит широкое применение как в радиовещательных, так и в профессиональных радиоприемных устройствах. На [рис. 1.7](#) приведена соответствующая ей эквивалентная схема.

Поскольку в диапазонных входных цепях из-за расстройки контура ненастроенной антенной невозможно применить сильную связь между антенной цепью и контуром, то в рассматриваемом случае конденсатор связи $C_{\text{св}}$ должен иметь небольшую емкость. Обычно величина его емкости изменяется от 10–20 до нескольких единиц пикофарад. Как правило, $C_{\text{св}}$ значительно меньше C_A . При последовательном включении в цепь антенны конденсатора связи общая емкость антенной цепи уменьшается и равна

$$C'_A = \frac{C_A C_{\text{св}}}{C_A + C_{\text{св}}}, \quad (1.22)$$

а емкостное сопротивление цепи становится значительно больше индуктивного. В результате в диапазоне рабочих частот антенная цепь имеет емкостной характер, поэтому с большой точностью, особенно в диапазонах средних и длинных волн, можно пренебречь индуктивностью антенны L_A и ее активным сопротивлением r_A , т. е.

$$L_A \approx 0 \text{ и } r'_A \approx 0. \quad (1.23)$$

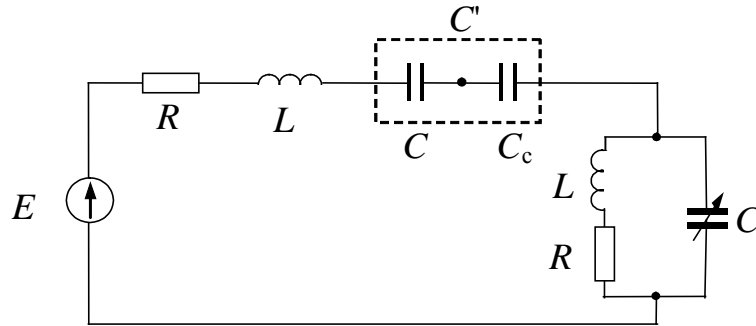


Рис. 1.7. Эквивалентная схема входной цепи с внешнеемкостной связью контура с антенной

Таким образом, коэффициент включения антенной цепи

$$p_1 = \frac{C_{CB}}{C_A + C_{CB}} \approx \frac{C_{CB}}{C_A}. \quad (1.24)$$

Резонансный коэффициент передачи входной цепи при $p_2 = 1$, с учетом (1.8) и того, что $G_3 = 1/\omega_c L Q_3$,

$$Z'_A = \frac{1}{\omega_c C'_A} \approx \frac{C_A + C_{CB}}{\omega_c C_A C_{CB}}, \quad (1.25)$$

будет равен

$$K_{u0 \bar{A}} = \frac{C_A C_{CB}^2}{(C_A + C_{CB})^2} \cdot \frac{\omega_c}{G_A} = \frac{C_A C_{CB}^2}{(C_A + C_{CB})^2} \cdot \omega_c^2 L Q. \quad (1.26)$$

Эквивалентная емкость контура для случая его настройки конденсатором переменной емкости с некоторым приближением обратно пропорциональна квадрату частоты, а значение добротности в пределах диапазона сохраняется практически неизменным. Следовательно, коэффициент передачи K_{u0} находится в прямой квадратичной зависимости от частоты настройки (рис. 1.8). Его величина определяется значениями емкости связи и эквивалентной добротностью входного контура Q_3 .

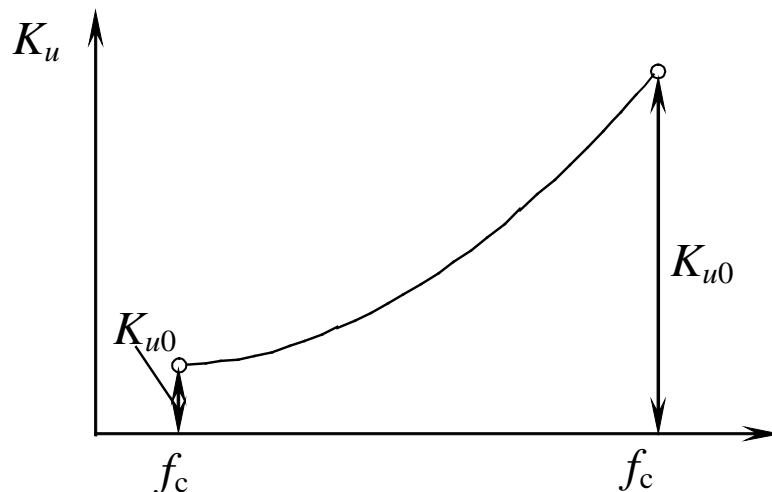


Рис. 1.8. Зависимость резонансного коэффициента передачи от частоты настройки при внешнеемкостной связи

В рассматриваемом случае антенная цепь представляет собой некоторую эквивалентную емкость, определяемую уравнением (1.25). Ее подключение к контуру входной цепи приводит к расстройке последнего. Полагая $C_{св} \ll C_A$ и допуская расстройку входного контура антенной цепью в пределах его полосы пропускания, легко получить выражение для предельно допустимой величины, вносимой во входной контур емкости:

$$\Delta C_{доп} \leq C_{эmin} / Q_э, \quad (1.27)$$

где $C_{эmin}$ – минимальная эквивалентная емкость входного контура.

Таким образом, полученные выражения позволяют определить все основные характеристики входной цепи УПОС при внешнеемкостной связи с антенной, а именно: коэффициент передачи и его изменение по диапазону, избирательность на любой частоте (если воспользоваться эквивалентной схемой на рис. 1.3 и уравнением резонансной кривой контура с параметрами $Q_э, C_э$) и возможную расстройку входного контура при изменении параметров антенны. Очевидно, что основным недостатком такого вида связи является большая неравномерность резонансного коэффициента передачи в пределах диапазона, что начинает сказываться при коэффициентах перекрытия $K_d \gg 1,5$.

1.6.2. Входная цепь с индуктивной связью контура с антенной

В рассматриваемом случае (рис. 1.5, в) можно пренебречь активным сопротивлением антенны по сравнению с ее реактивным сопротивлением, так как в УПОС с переменной настройкой антенные цепи не настраиваются. Кроме того, обычно $L_A \ll L_{св}$. Тогда

$$Z'_A = \omega_c L_{св} - \frac{1}{\omega_c C} = \omega_c L_{св} \left(1 - \frac{\omega_A^2}{\omega_c^2} \right), \quad (1.28)$$

где $\omega_A = 1/\sqrt{L_{св} C_A}$ – собственная частота антенной цепи.

Подставляя (1.28) в (1.8) и учитывая известное соотношение для коэффициента связи между двумя катушками (рис. 1.5, в), имеем

$$k_{св} = M/\sqrt{L_{св} L}. \quad (1.29)$$

После элементарных преобразований получаем

$$K_{u0} = \frac{k_{св} p_2 Q_э}{\left| 1 - f_A^2 / f_c^2 \right|} \cdot \sqrt{\frac{L}{L_{св}}}, \quad (1.30)$$

где f_A – резонансная частота антенной цепи.

Полагая эквивалентную добротность контура постоянной, что допустимо при $K_d \leq 3$, т. е. в реально существующих случаях, оценим зависимость

резонансного коэффициента передачи входной цепи от частоты в пределах диапазона.

При $f_A > f_{c \max}$ (режим укороченной антенны) собственная резонансная частота антенной цепи бывает больше максимальной частоты рабочего диапазона. В этом случае в соответствии с (1.30) значение K_{u0} пропорционально f_c^2 . Это объясняется следующим образом. Согласно (1.28), для данного случая в диапазоне рабочих частот полное сопротивление антенной цепи уменьшается обратно пропорционально частоте (рис. 1.9, а). Эквивалентная проводимость входного контура в диапазоне рабочих частот при $g = \text{const}$ изменяется так же обратно пропорционально частоте.

При $f_{c \min} < f_A < f_{c \max}$ полное сопротивление антенной цепи, согласно (1.28), имеет резко выраженный минимум на частоте $f_c = f_A$, соответствующий резонансным свойствам антенной цепи. На рис. 1.9, б представлена зависимость резонансного коэффициента передачи K_{u0} от частоты. Неравномерность этой зависимости тем больше, чем меньше эквивалентное затухание антенной цепи.

При $f_A < f_{c \min}$ (режим удлиненной антенны), согласно (1.28), полное сопротивление антенной цепи в диапазоне рабочих частот прямо пропорционально частоте. Это компенсирует обратную зависимость эквивалентной проводимости входного контура от частоты и позволяет получить высокую степень постоянства резонансного коэффициента передачи в диапазоне рабочих частот (рис. 1.9, в). Указанное достоинство в полной мере реализовать достаточно трудно, так как режим удлиненной антенны обеспечивается при большой величине индуктивности $L_{св}$, а ее увеличение приводит к снижению значения K_{u0} .

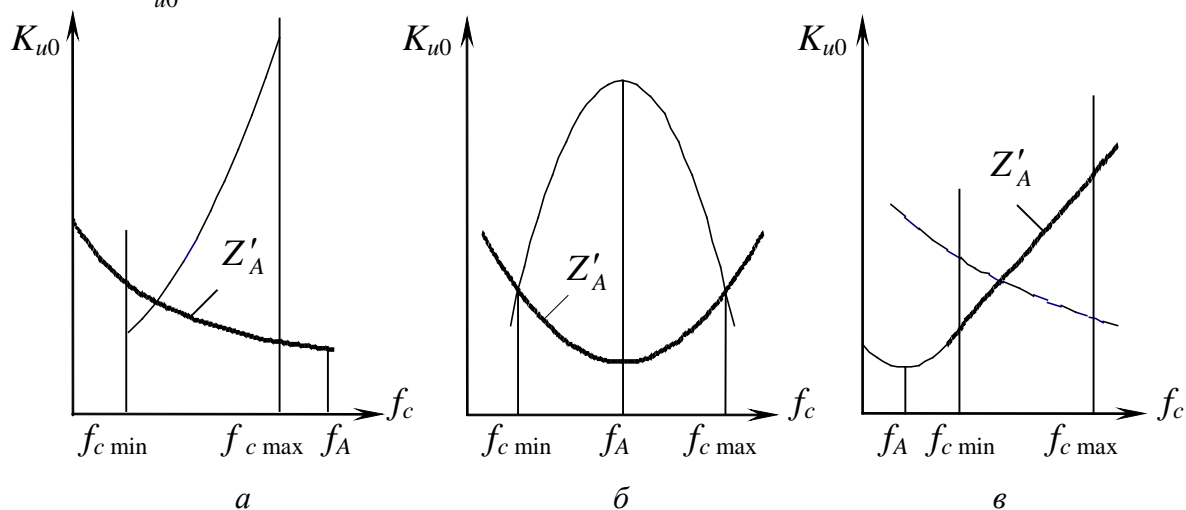


Рис. 1.9. Зависимость резонансного коэффициента передачи от частоты настройки при индуктивной связи

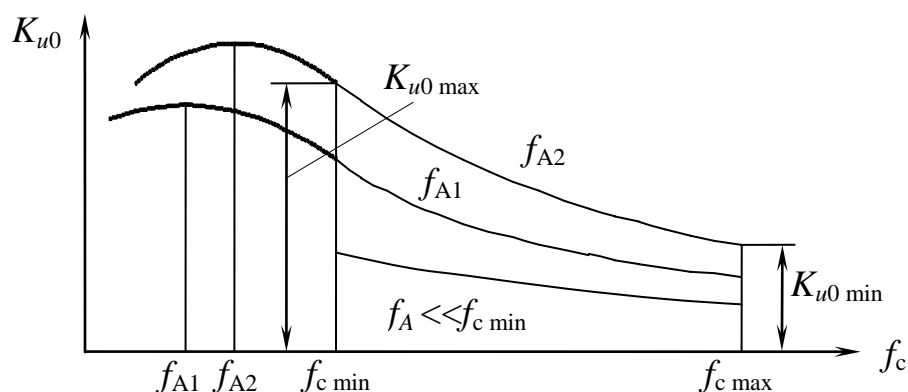


Рис. 1.10. Зависимости резонансного коэффициента передачи от частоты настройки при индуктивной связи в режиме удлиненной антенны

В режиме удлиненной антенны на частотах вблизи $f_{c \min}$ наблюдается увеличение величины резонансного коэффициента передачи за счет приближения к частоте резонанса антенной цепи. При увеличении частоты f_A от f_{A1} до f_{A2} растет величина резонансного коэффициента передачи (рис. 1.10) и вместе с тем возрастает степень его неравномерности, которую условно можно определить отношением $H_{уд} = K_{u0 \max} / K_{u0 \min}$ при $f_{c \min} \leq f_c \leq f_{c \max}$.

Неравномерность коэффициента передачи зависит от коэффициента удлинения $k_{уд} = f_{c \min} / f_A$ и коэффициента перекрытия диапазона K_d равно

$$H_{уд} = \frac{K_{u0 \max}}{K_{u0 \min}} = \frac{(f_{c \max}^2 - f_A^2)}{(f_{c \min}^2 - f_A^2)} \frac{f_{c \min}^2}{f_{c \max}^2}. \quad (1.31)$$

Эту зависимость удобно представить в виде

$$H_{уд} = \frac{K_d^2 k_{уд}^2 - 1}{K_d^2 (k_{уд}^2 - 1)}. \quad (1.32)$$

Для $K_d = 3$ зависимость (1.32) представлена в табл. 1.1.

Таблица 1.1

$k_{уд}$	3	2	$\sqrt{2}$	1,2
$H_{уд}$	1,1	1,3	1,9	3,0

Определим оптимальное значение коэффициента включения антенной цепи в контур входной цепи. Для этого подставим в (1.10) значение $p_1 = M/L$ (рис. 1.5, е) и, с учетом (1.28), получим

$$p_{1opt} = \left(\frac{M}{L}\right)_{opt} = \omega_c L_{св} \left(1 - \frac{f_A^2}{f_c^2}\right) \sqrt{\frac{g + G_2}{r'_A}}. \quad (1.33)$$

Отсюда, учитывая (1.29), имеем

$$k_{св opt} = \left(1 - \frac{f_A^2}{f_c^2}\right) \sqrt{\frac{\delta'}{\delta'_A}}, \quad (1.34)$$

где $\delta' = (G_2 + g)\omega L$ – затухание контура входной цепи с учетом шунтирования его входной проводимостью первого каскада; $\delta'_A = \frac{r'_A}{\omega L_{св}}$ – эквивалентное затухание полной антенной цепи.

Из формулы (1.34) следует, что даже при постоянных величинах δ' и δ'_A оптимальный коэффициент связи существенно зависит от частоты, особенно при $f_A > f_{c \max}$. Для случая $f_A < f_{c \min}$ эта зависимость выражена слабее, что также способствует наибольшему распространению на практике случая $f_A < f_{c \min}$. Обычно выбирают $f_A \approx (0,5-0,7)f_{c \min}$.

1.6.3. Входная цепь с комбинированной связью

На схеме, представленной на [рис. 1.5, з](#), для компенсации неравномерности коэффициента передачи, обусловленной емкостной связью входного контура с антенной, применена дополнительная индуктивная связь антенны с входным контуром. Очевидно, в этой схеме антенный контур должен работать в режиме удлинения. Напряжение на входном контуре создается двумя цепями связи: через конденсатор $C_{св}$ и за счет взаимной индуктивности M . Если обеспечить соответствующее взаимное фазирование колебаний (выбором направления намоток катушек L и $L_{св}$), то они будут суммироваться ([рис. 1.11](#)). Напряжение на входном контуре, создаваемое через $C_{св}$, возрастает с ростом частоты, а, следовательно, возрастает и резонансный коэффициент передачи (a – на [рис. 1.11](#)). Напряжение на входном контуре, создаваемое за счет взаимной индукции, с ростом частоты убывает, поэтому убывает и резонансный коэффициент передачи (b – на [рис. 1.11](#)). Суммарный же резонансный коэффициент передачи изменяется незначительно (c – на [рис. 1.11](#)). Таким образом, для правильного выбора коэффициента связи между ненастроенной антенной и контуром входной цепи с переменной настройкой необходимо, чтобы коэффициент связи не превышал:

- своего оптимального значения, так как в противном случае сильно увеличивается эквивалентное затухание контура входной цепи;
- величины, определяемой допустимой расстройкой входного контура антенной;
- конструктивно достижимой величины при данном виде связи и выбранной конструкции элементов, ее осуществляющих.

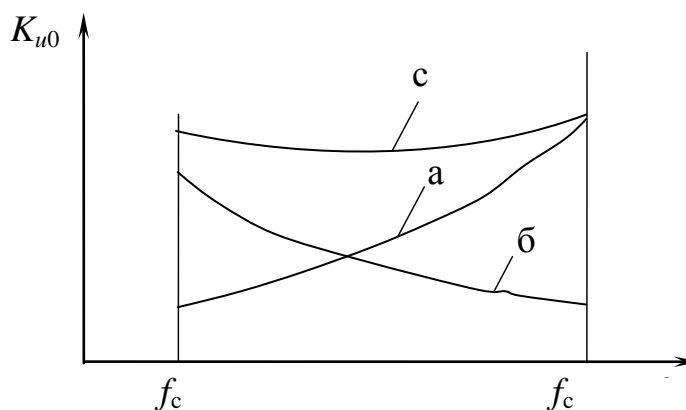


Рис. 1.11. Зависимость резонансного коэффициента передачи входной цепи от частоты настройки при комбинированной связи

Аналогичными соображениями необходимо руководствоваться при выборе величины связи входного контура с последующим усилительным или преобразовательным каскадом.

Лабораторная работа. Входная цепь

Цель работы: экспериментальное исследование и моделирование работающих в диапазоне сотен килогерц – единиц мегагерц одноконтурных входных цепей с ненастроенной антенной и электронной перестройкой собственной частоты контура, выполненных по следующим схемам:

- с внешнеемкостной связью;
- индуктивной связью антенны с контуром (в режиме удлинения);
- комбинированной связью.

Описание лабораторной установки

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований в автономном режиме и режиме работы с внешними измерительными приборами.

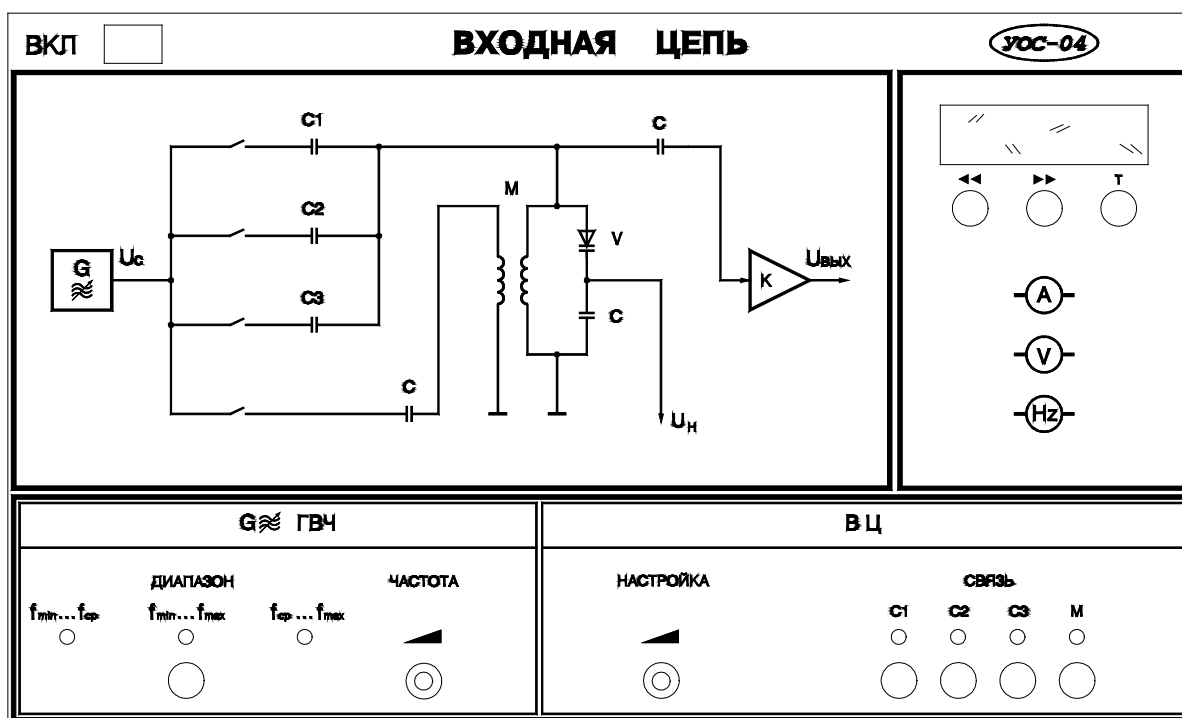


Рис. 1.12. Вид лицевой панели

Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на [рис. 1.12](#).

На левом верхнем поле изображена функциональная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы, на правом поле – цифробуквенный дисплей с кнопками управления.

Состав установки

Лабораторная установка состоит из генератора входного сигнала « G », эквивалента антенны, коммутируемой схемы входной цепи с настраиваемым контуром и выходным буферным усилителем K .

Генератор входного сигнала формирует сигнал с регулируемой частотой. Частота f_c изменяется в диапазоне 250–2000 кГц.

Входная цепь содержит:

- конденсаторы внешнеемкостной связи C_1 , C_2 , C_3 ($C_1 < C_2 < C_3$);
- индуктивность связи;
- входной контур;
- варикап V , предназначенный для настройки входного контура.

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей.

В поле «ГВЧ» (генератор высокочастотного сигнала u_c) расположены:

- «ДИАПАЗОН» – кнопка переключения диапазона регулировки

частоты: $f_{\text{min}} \dots f_{\text{cp}}$; $f_{\text{min}} \dots f_{\text{max}}$; $f_{\text{cp}} \dots f_{\text{max}}$;

- «ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГВЧ внутри диапазона.

В поле «ВЦ» (входная цепь) находятся:

- «НАСТРОЙКА» – потенциометр регулировки U_n (настройка контура входной цепи);

- «СВЯЗЬ» – кнопки подключения элементов связи $C1$, $C2$, $C3$ и M .

На задней стенке установки имеются контрольные выходы: «Вых 1» – напряжение выходного сигнала $U_{\text{вых}}$, «Вых 2» – входной сигнал (измерение частоты).

Поле цифробуквенного дисплея

На цифробуквенном дисплее отображаются измеряемые величины и номер пункта работы. Под дисплеем расположены следующие кнопки:

- «<<<» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к началу;
- «>>>» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к концу;
- «Т» – кнопка сброса контроллера управления.
-

Экспериментальные исследования

Ознакомившись с описанием лабораторной установки и составив план проведения эксперимента, включить питание и саму установку нажатием кнопки «Вкл».

Все переключения производятся с помощью кнопок на передней панели установки, включенное состояние кнопки индицируется светодиодом. Измерения выполняются встроенными приборами под управлением микроконтроллера, а результаты измерений выводятся на цифробуквенный дисплей, расположенный на лицевой панели. Выбор измеряемых величин и подключение их к дисплею производится кнопками выбора пункта лабораторной работы («<<<», «>>>»), расположенными вместе с кнопкой «сброс» («Т») под цифробуквенным дисплеем.

Лабораторная работа включает семь заданий.

Задание 1. Исследование входной цепи

с внешнеемкостной связью антенны с контуром

Цель: получить зависимость выходного резонансного напряжения $U_{\text{рез}} = (U_{\text{вых}})_{\text{max}}$ на выходе буферного усилителя K от частоты f_c входного сигнала для трех значений емкости конденсатора связи: $C1$, $C2$ и $C3$.

Порядок выполнения

1. Измерения при значении емкости связи, равной $C1$.

1.1. Подключить $C1$.

1.2. Определить диапазон настройки входной цепи.

Установить потенциометр «НАСТРОЙКА» в крайнее левое положение (минимальная частота настройки входной цепи). Изменяя частоту входного сигнала f_c , добиться резонанса. Зафиксировать минимальную частоту настройки $f_{c \min}$ и значение резонансного напряжения $U_{\text{рез}}$ на этой частоте.

Установить потенциометр «НАСТРОЙКА» в крайнее правое положение (максимальная частота настройки входной цепи). Изменяя частоту входного сигнала f_c , добиться резонанса. Зафиксировать максимальную частоту настройки $f_{c \max}$ и значение резонансного напряжения $U_{\text{рез}}$ на этой частоте.

1.3. Измерить резонансное выходное напряжение.

Провести измерение резонансного напряжения $U_{\text{рез}}$ для четырех значений частоты f_c в диапазоне настройки входной цепи ($f_{c \min} < f_c < f_{c \max}$). Для этого установить частоту входного сигнала и потенциометром «НАСТРОЙКА» добиться резонанса.

Зафиксировать установленную частоту f_c и значение резонансного напряжения $U_{\text{рез}}$ на этой частоте:

1.4. Результаты всех измерений занести в таблицу.

2. Измерения при значении емкости связи, равной $C2$.

2.1. Подключить $C2$.

2.2. Провести измерения по методике, описанной выше.

2.3. Результаты измерений занести в таблицу.

3. Измерения при значении емкости связи, равной $C3$.

3.1. Подключить $C3$.

3.2. Провести измерения по методике, описанной выше.

3.3. Результаты измерений занести в таблицу.

Задание 2. Исследование входной цепи

с индуктивной связью антенны с контуром

Цель: получить зависимость выходного резонансного напряжения $U_{\text{рез}}$ на выходе буферного усилителя K от частоты f_c входного сигнала для индуктивной связи.

Порядок выполнения

1. Подключить индуктивную связь M .

2. Провести измерения по методике задания 1.

3. Результаты измерений занести в таблицу.

Задание 3. Исследование входной цепи

с комбинированной связью антенны с контуром

Цель: получить зависимость выходного резонансного напряжения $U_{\text{рез}}$ на выходе буферного усилителя K от частоты f_c входного сигнала для комбинированной связи.

Порядок выполнения

1. Подключить индуктивную связь M и $C1$.

2. Провести измерения по методике задания 1.

3. Результаты измерений занести в таблицу.

Задание 4. Измерение собственной резонансной частоты

«удлиненной антенны» при индуктивной связи антенны с контуром

Порядок выполнения

1. Подключить индуктивную связь M .
2. Для меньшего влияния контура входной цепи отстроить его на максимальную частоту (потенциометр «НАСТРОЙКА» в крайнем правом положении). Уменьшая частоту входного сигнала f_c , найти резонанс, расположенный ниже $f_{c \min}$. Частота этого резонанса соответствует собственной частоте удлиненной антенны f_A .

Задание 5. Определение расстройки контура входной цепи, вносимой антенной, для внешнеемкостной связи

Цель: определить расстройку в начале диапазона.

Порядок выполнения

1. Подключить $C1$.
2. Настроить входную цепь на начало диапазона (потенциометр «НАСТРОЙКА» в крайнем левом положении). Изменяя частоту входного сигнала f_c , добиться резонанса. Зафиксировать частоту настройки f_{c1} .
3. Не меняя настройки контура входной цепи, аналогичным образом зафиксировать резонансные частоты f_{c2}, f_{c3} для $C2$ и $C3$.

Считая, что при емкости связи $C1$ антенная цепь не вносит расстройки, определить вносимые расстройки $\Delta f_{вн2} = f_{c1} - f_{c2}$ и $\Delta f_{вн3} = f_{c1} - f_{c3}$.

4. Определить вносимые расстройки в конце диапазона по описанной выше методике.

Задание 6. Снятие резонансных характеристик входной цепи для внешнеемкостной связи

Порядок выполнения

1. Подключить $C1$.
2. Получить зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе буферного усилителя K от частоты f_c входного сигнала на минимальной и максимальной частотах диапазона настройки входной цепи.
3. Результаты измерений занести в таблицу.
4. Получить аналогичные зависимости для $C2$ и $C3$.

Задание 7. Снятие резонансных характеристик входной цепи для индуктивной связи

Порядок выполнения

1. Подключить M .
2. Снять резонансные характеристики по методике задания 6.

Моделирование входной цепи

1. Составить описания конкретной модели ВЦ (с внешнеемкостной связью, с индуктивной связью антенны с контуром, с комбинированной связью) в терминах и обозначениях, принятых в пакете OrCAD [6].
2. Задать исходные данные (амплитуда и частота входного сигнала и их возможные диапазоны изменений).
3. Задать требуемые выходные характеристики (резонансные характеристики и т. д.).

4. Выполнить задания (запуск программы, получение, проверка и корректировка результатов, копирование результатов в отчет по лабораторной работе).

Содержание отчета

1. Наименование и цель работы.
 2. Схемы исследуемых входных цепей.
 3. Результаты измерений для трех видов связи антенны с контуром.
 3.1. Таблицы с результатами измерений, полученных при выполнении всех трех заданий.

3.2. Расчетные величины нормированного коэффициента передачи K_{U_0} к минимальному значению $(K_{U_0})_{\min}$ этого коэффициента:

$$\hat{E}_{U_0} / (\hat{E}_{U_0})_{\min} = U_{\text{д\`а\`с}} / (U_{\text{д\`а\`с}})_{\min},$$

где $(U_{\text{д\`а\`с}})_{\min}$ – минимальное значение резонансного выходного напряжения в диапазоне настройки входной цепи для данного вида связи.

3.3. Зависимости $\hat{E}_{U_0} / (\hat{E}_{U_0})_{\min} = F(f_c)$, построенные на одном графике для задания 1 и на другом графике для заданий 2 и 3.

3.4. Результаты измерения собственной резонансной частоты f_A (задание 4).

3.5. Результаты измерения и расчета вносимой расстройки в начале и конце диапазона настройки входной цепи для С1, С2 и С3 (задание 5).

3.6. Таблицы с результатами измерения резонансных характеристик, графики зависимостей $U_{\text{вых}} / U_{\text{рез}} = F(f_c - f_{\text{рез}})$ для заданий 6 и 7.

4. Анализ полученных результатов.

5. Выводы.

Анализ полученных результатов моделирования (сравнение с данными экспериментального исследования аналогичных ВЦ, сравнение полученных характеристик между собой с формулированием вывода о достоинствах и недостатках каждой схемы ВЦ и т.д.).

Контрольные вопросы

1. Назначение, принцип работы и схемы входных цепей. Достоинства и недостатки различных вариантов схем.

2. Что представляет собой обобщенная эквивалентная схема одноконтурных входных цепей? Как, пользуясь обобщенной эквивалентной схемой, получить соотношение для определения резонансного коэффициента передачи входной цепи?

3. Как определить избирательность входной цепи по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения? Как рассчитать полосу пропускания входной цепи?

4. Как определить коэффициент шума входной цепи? Какие меры следует предпринимать для уменьшения коэффициента шума входной цепи?

5. Как определяются коэффициенты включения, обеспечивающие максимальный коэффициент передачи входной цепи? Как изменяются избирательные свойства входной цепи при выборе коэффициентов включения, обеспечивающих ее максимальный коэффициент передачи? Из каких соображений при проектировании входных цепей выбираются коэффициенты включения?

6. Как определяются резонансные коэффициенты передачи входных цепей с внешнеемкостной и индуктивной связями контура с антенной? Какие режимы работы входной цепи с индуктивной связью целесообразно использовать на практике?

7. Какие эффекты могут возникать во входных цепях, перестраиваемых с помощью варикапов? Что следует предпринимать для уменьшения влияния нелинейности характеристик варикапа?

8. Какова методика измерения коэффициента передачи входной цепи?

9. Какова методика измерения избирательности входной цепи по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения?

10. Каковы принципы моделирования входных цепей? В чем преимущества и недостатки моделирования?

2. УСИЛИТЕЛЬ РАДИОСИГНАЛА

2.1. Общие сведения

Усилители радиосигналов (УРС) осуществляют усиление высокочастотных колебаний в заданной полосе частот. Усилители радиосигналов входит в состав усилительно-преобразовательного тракта устройств приема и обработки сигналов (УПиОС). В состав УРС входят: усилительный прибор (УП); частотно-избирательная цепь на выходе УП, предназначенная для выделения области частот, где содержится основная часть спектра полезного сигнала $u_c(t)$; согласующие цепи.

При необходимости получения большого коэффициента усиления применяют многокаскадные усилители. Если частотно-избирательные свойства обеспечены входными цепями усилительно-преобразовательного тракта УПиОС, то для усиления могут быть использованы апериодические усилители с резистивной нагрузкой.

Резонансные УРС делятся на две группы; усилители с постоянной настройкой; усилители с переменной настройкой.

2.2. Основные характеристики усилителей радиосигналов

Резонансный коэффициент усиления по напряжению, равный отношению амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ к амплитуде входного напряжения $U_{\text{вх}}$ на резонансной частоте f_0 настройки частотно-избирательной цепи $(K_U)_{\text{рез}} = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$.

Резонансный коэффициент усиления по мощности, равный отношению мощности, выделяемой на нагрузке с вещественной составляющей проводимости q_n , к мощности, потребляемой на входе усилителя с вещественной составляющей входной проводимости $q_{\text{вх}}$, на резонансной частоте настройки частотно-избирательной цепи, равен

$$K_{\text{ровых}} = U_n^2 \cdot q_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}^2 \cdot q$$

Между $K_{\text{ро}}$ и $(K_U)_{\text{рез}}$ имеется следующая связь:

$$K_{\text{ро}} = (K_U)_{\text{рез}}^2 q_n / q_{\text{вх}} ; (K_U)_{\text{рез}} = \sqrt{K_{\text{ро}}} \cdot \sqrt{q_{\text{вх}} / q_n}$$

В частном случае, когда $q_n = q_{\text{вх}}$, $(K_U)_{\text{рез}} = \sqrt{K_{\text{ро}}}$.

Динамический диапазон усиливаемых входных сигналов, ограничиваемый снизу величиной U_{min} собственного шума усилителя радиосигналов и сверху величиной максимального уровня входных сигналов $U_{\text{вх max}}$, определяется выражением $D[\text{дБ}] = 20 \lg [U_{\text{вх max}} / U_{\text{min}}]$,

Избирательность усилителя определяется типом частотно-избирательной цепи и ее параметрами. Избирательные свойства характеризуются

коэффициентом прямоугольности k_{Π} , равным отношению полосы пропускания $\Delta F_{0,707}$ на уровне 0,707 к полосе пропускания $\Delta F_{0,1}$, на уровне 0,1:

$$k_{\Pi} = \Delta F_{0,707} / \Delta F_{0,1}$$

Коэффициент прямоугольности частотно-избирательной цепи всегда меньше единицы.

Коэффициент перекрытия диапазона частот резонансных УРС с переменной настройкой, определяемый отношением максимальной частоты $f_{c \max}$ диапазона к минимальной частоте $f_{c \min}$: $k_{\Pi} = f_{c \max} / f_{c \min}$.

Коэффициент шума, оцениваемый величиной отношения мощности шумов $P_{\text{ш. вых}}$ на выходе конкретного УРС к мощности шумов $P_{\text{ш. ид}}$ на выходе идеального УРС: $K_{\text{ш}} = P_{\text{ш. вых}} / P_{\text{ш. ид}}$.

Под идеальным УРС понимается усилитель, на выходе которого появляются шумы, обусловленные лишь флуктуационными процессами в антенне или входных цепях, через которые на вход усилителя поступает полезный входной сигнал.

Устойчивость работы характеризует способность усилителя сохранять в условиях эксплуатации малоизменяемыми коэффициент усиления, форму амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и другие показатели. Устойчивость существенно зависит не только от свойств усилительных приборов, но и от конструкции усилителя, определяющей характер и величину паразитных обратных связей.

Искажения сигналов в УРС подразделяются на линейные, обусловленные частотно-избирательными цепями и нелинейные, вызываемые нелинейностью вольт-амперных характеристик усилительных приборов.

Многосигнальная селективность, под которой понимается способность УРС усиливать полезный входной сигнал на фоне сосредоточенной по спектру помехи, уровни которых таковы, что они создают нелинейные эффекты при одновременном действии входного сигнала и помехи.

Нелинейные эффекты, обусловленные в основном нелинейностью вольтамперной характеристикой (ВАХ) усилительного прибора при больших уровнях полезного сигнала и помехи, вызывают следующие явления:

1. Перекрестные искажения полезного входного сигнала, проявляющиеся в переносе модуляции с мешающего внеполосного сигнала на полезный. Это явление может возникнуть в случае, когда входной сигнал проходит через УРС одновременно с сильным внеполосным сигналом помехи, средняя частота которой находится на скатах АЧХ усилителя. При этом возникает дополнительная амплитудная (перекрестная) модуляция в полезном входном сигнале.

2. Взаимная модуляция (интермодуляция), возникающая при воздействии на усилительный прибор с нелинейной ВАХ двух и более мешающих узкополосных (сосредоточенных по спектру) помех. При определенном соотношении средних частот этих помех образуются компоненты, проходящие на выход усилителя радиосигналов.

3. Блокирование (подавление) полезного входного сигнала. Это явление обусловлено наличием участка насыщения нелинейной ВАХ усилительного прибора. При условии, когда на вход такого прибора поступает полезный входной сигнал и мощная узкополосная помеха, происходит блокирование входного сигнала. Блокирование можно объяснить ограничением амплитуд смеси входного сигнала и помехи. Количественно это явление оценивают коэффициентом блокирования $k_{\text{бл}}$, который определяется как отношение амплитуды составляющей выходного сигнала УРС, обусловленной воздействием помехи $U_{\text{п. вых}}$ к амплитуде составляющей сигнала при отсутствии помехи $U_{\text{вых}}$: $k_{\text{бл}} = U_{\text{п. вых}}/U_{\text{вых}}$.

4. Вторичная модуляция входного сигнала, возникающая вследствие пульсации напряжения источников питания, обусловленных фоном или наводками.

Кроме вышперечисленных явлений в УРС имеются помехи на частотах f/k , появляющиеся вследствие нелинейности ВАХ усилительного прибора. В этом случае k -е гармоники помех попадают в полосу пропускания частотно-избирательной цепи УРС и проходят на выход усилителя.

2.3. Общий анализ усилителя радиосигналов

В режиме малых сигналов усилительный прибор, например биполярный транзистор, может быть представлен упрощенной эквивалентной схемой замещения (рис. 2.1), отображающей свойства этого прибора в диапазоне частот $f < 0,2-0,5 f_{\text{гр}}$, где $f_{\text{гр}}$ – граничная частота, при которой значение модуля коэффициента передачи тока в цепи с общим эмиттером (ОЭ) $h_{21y} \approx 1$ (рис. 2.1).

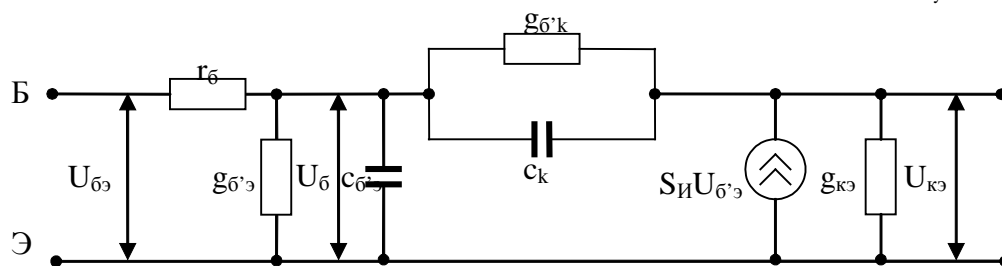


Рис. 2.1. Эквивалентная схема биполярного транзистора с ОЭ

Рассмотрим анализ работы усилительного прибора, пользуясь системой Y -параметров.

Для биполярного транзистора в схеме с ОЭ имеем

$$\begin{aligned} I_1 = I_б = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 &= Y_{11}U_{бэ} + Y_{12}U_{кэ}, \\ I_2 = I_к = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 &= Y_{21}U_{бэ} + Y_{22}U_{кэ}, \end{aligned} \quad (2.1)$$

где $I_1 = I_б$, $I_2 = I_к$, $U_1 = U_{бэ}$ и $U_2 = U_{кэ}$ – комплексные амплитуды входных и выходных токов и напряжений.

На [рис. 2.2](#), [рис. 2.3](#) приведены схема замещения транзистора линейным активным четырехполюсником и схема усилителя радиосигналов с входным контуром.

В схеме замещения биполярного транзистора в схеме с ОЭ имеем:

$$Y_{11} \approx (g_{11} + j\omega\tau_6/\tau_6)/(1+j\omega\tau_6) \quad (2.2)$$

– комплексная входная проводимость при коротком замыкании по переменному току на выходе;

$$Y_{12} \approx (g_{12} + j\omega c_k/\tau_6)/(1+j\omega\tau_6) \quad (2.3)$$

– комплексная проводимость обратной передачи при коротком замыкании по переменному току на входе;

$$Y_{21} \approx g_{21}/(1+j\omega\tau_6) \approx S/(1+j\omega\tau_6) \quad (2.4)$$

– комплексная проводимость прямой передачи при коротком замыкании по переменному току на выходе (крутизна $S \approx g_{21}$);

$$Y_{22} \approx g_{22} + jS\omega\tau_k \approx (1 + j\omega\tau_6) \quad (2.5)$$

– выходная проводимость при коротком замыкании по переменному току на входе;

$$\begin{aligned} g_{11\bar{6}} &= di_{\bar{6}3} / dU_{кэ} |_{U_{\Delta U} = \bar{6}'3} = g_{\bar{6}3} / (1+q), \\ g_{12\bar{6}} &= di_{\bar{6}3} / d\delta U_{кэ} |_{U_{\Delta U} = \bar{6}'3} = g_{k\bar{6}} / (1+q), \\ g_{21\bar{6}3} &= S_{кэ} = di_{k\bar{6}} / dU_{\Delta U} = S_U / (1+q) \\ g_{22\bar{6}3} &= di_{кэ} / dU_{кэ} |_{U_{\Delta U} = \bar{6}'3} = g_{\bar{6}3} + g_{к\bar{6}} / (1+S \cdot \tau), \end{aligned} \quad (2.6)$$

– низкочастотные Y -параметры при стремлении ω к нулю; $q = \tau_6 \cdot g_{\bar{6}3}$, $\tau_6 = c_{\bar{6}3} \cdot \tau_6 / (1 + q)$ – постоянная времени цепи базы; $\tau_k = c_k \cdot \tau_6$ – постоянная времени цепи обратной связи; τ_6 – сопротивление базы транзистора; $c_{\bar{6}3} \gg c_k$ – емкости эмиттерного и коллекторного переходов; $g_{\bar{6}3} \gg g_{к\bar{6}}$ – проводимость эмиттерного перехода и обратная проводимость коллекторного; g_{ra} – проводимость между выводами коллектора и эмиттера; S_U – крутизна зависимого источника тока.

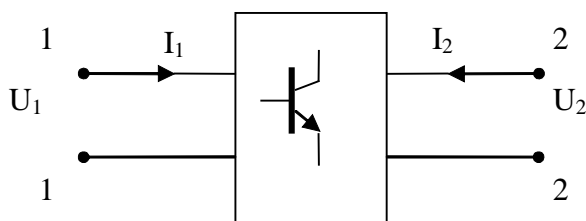


Рис. 2.2. Замещение биполярного транзистора активным линейным четырехполюсником

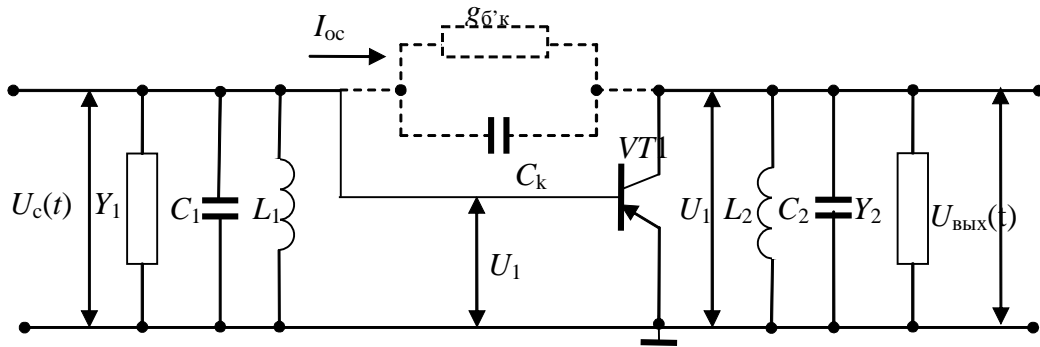


Рис. 2.3. Усилитель радиосигналов с входным контуром

Пользуясь общими методами теории четырехполюсников и выражениями (2)–(6) можно найти для цепи на [рис. 2.1](#) входную $Y_{\text{вх}}$, выходную $Y_{\text{вых}}$ полные проводимости и коэффициент усиления по напряжению $K_u = U_2/U_1$ усилителя ([рис. 2.2](#)), нагруженного на входе сопротивлениями $Z_2 = 1/Y_2$ и подключенного к источнику с выходным сопротивлением $Z_1 = 1/Y_1$. Полная входная проводимость описывается выражением

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} - (Y_{12} \cdot Y_{21}) / (Y_{22} + Y_2) = (g_{11} + j\omega c_{б'э}) / (1 + j\omega\tau_6) + Y_{21} \cdot (g_{12} + j\omega C_k) / [(1 + j\omega\tau_6) \cdot (g_{22} + Y_2)(1 + j\omega\tau_6 + j\omega\tau_k Y_{11})]. \quad (2.7)$$

При стремлении ω к нулю из (2.7) имеем

$$Y_{\text{вх}} = g_{11} + Sg_{12}/(g_{22} + Y_2), \quad (2.8)$$

Полная выходная проводимость определяется следующим образом:

$$Y_{\text{вых}} = Y_{22} - (Y_{12} \cdot Y_{21}) / (Y_{11} + Y_1) = g_{22} + j\omega Y_{21} \tau_k / (1 + j\omega\tau_6) + Y_{21} (g_{12} + j\omega c_k) [(1 + j\omega\tau_6) \cdot (g_{11} + j\omega c_{б'э} + Y_1(1 + j\omega\tau_6))]. \quad (2.9)$$

При стремлении ω к нулю из (2.9) получим

$$Y_{\text{вых}} = g_{22} + Sg_{12}/(g_{11} + Y_1), \quad (2.10)$$

Коэффициент усиления по напряжению усилителя, изображенного на [рис. 2.2](#), вычисляется по формуле

$$K_U = -Y_{21} / (Y_{22} + Y_2) = -Y_{21} / [(g_{22} + Y_2) \cdot (1 + j\omega\tau_6) + j\omega Y_{21} \tau_k]. \quad (2.11)$$

При стремлении ω к нулю из (2.11) имеем

$$K_U = -S/(g_{22} + Y_2), \quad (2.12)$$

Оценка значений параметров высокочастотных транзисторов показывает, что на частотах порядка единиц и десятков мегагерц $\omega\tau_6 \ll 1$ и $1 + j\omega\tau_6 \approx 1$;

$S\omega\tau_k \gg g_{22}$ и можно пренебречь g_{22} в выражениях (2.7), (2.8), (2.9), (2.10), (2.11), (2.12). С учетом того, что $di_6/dU_{кэ}|_{\Delta U_{бэ}=0} \ll \ll di_k/dU_{кэ}|_{\Delta U_{бэ}=0} = 0$, имеем $g_{12} \ll g_{22}$, $g_{12} + j\omega C_k \approx j\omega C_k$. Тогда $g_{22} < \omega C_k$ и этих условиях в выражениях (2.7), (2.8), (2.9), (2.10), (2.11), (2.12) существенно упрощаются.

Заметим, что при анализе работы усилителя радиосигналов не учтены паразитные конструктивные связи между элементами УРС.

2.4. Влияние проводимости обратной передачи на свойства усилителя радиосигналов

Обратная связь в усилительном приборе, осуществляющаяся через комплексную проводимость обратной передачи Y_{11} приводит к изменению формы резонансной характеристики УРС. Представим (2.3) с учетом условия $1 + j\omega\tau_6 \approx 1$ в виде

$$Y_{12} \approx -(g_{12} - j\omega c_k) = |Y_{12}| \exp(j\varphi_{12}), \quad (2.13)$$

где $|Y_{12}| = \sqrt{[g_{12}^2 + (\omega c_k)^2]}$; $\text{tg}\varphi_{12} = \omega c_k / g_{12}$.

Рассмотрим усилитель радиосигналов с входным контуром по схеме на рис. 2.3, где для наглядности элементы внутренней обратной передачи (связи) показаны штриховой линией в виде внешней цепи. Проводимость Y_{12} создает на входе усилителя ток I_{oc} , что эквивалентно возникновению входной динамической проводимости Y_{oc} . Из выражения (2.7) имеем

$$Y_{oc} = Y_{12}Y_{21}/Y_{32}, \quad (2.14)$$

где $Y_{32} = Y_{22} + Y_{\kappa 2} + Y_2 = G_{32}(1 + j\xi)$ – полная эквивалентная проводимость контура $L2C2$. Здесь $G_{32} = 1/R_{32} = g_{22} + g_0 + g_2$ – эквивалентная резонансная проводимость контура; $\xi = (\omega/\omega_{032} - \omega_{032}/\omega)/d$ – обобщенная расстройка; g_0 – собственная проводимость потерь контура $L2C2$, имеющего резонанс на частоте ω_{032} ; d – полное эквивалентное затухание контура $L2C2$; $g_2 = Y_2$ – проводимость нагрузки.

Запишем (2.14) в виде

$$Y_{oc} = (Y_{12}Y_{21}/(1 + j\xi))R \quad (2.15)$$

С учетом того, что

$$Y_{21} = |Y_{21}| \exp(j\varphi_{21}), \quad (2.16)$$

представим (2.15) в виде

$$Y_{oc} = R_{y2} |Y_{21}Y_{12}| \exp(j\varphi)/(1 + j\xi), \quad (2.17)$$

где $\varphi = \varphi_{12} + \varphi_{21}$.

Как следует из (2.4),

$$\text{tg}\varphi_{126} = -\omega\tau \quad (2.18)$$

С учетом (2.13) и (2.18) имеем

$$\varphi = \text{arctg}[\omega(c_k / g_{126} - \tau) / (1 + \omega^2 c_k^2 \tau_{12}^2 / g_{12}^2)], \quad (2.19)$$

Представим (2.17) в следующей форме:

$$Y_{oc} = R_{21} |Y_{21}Y_{12}| \exp(j\varphi)/(1 + j\xi) = R_{21} |Y_{21}Y_{12}| (\cos\varphi + \xi \sin\varphi)/(1 + \xi^2) + jR_{32} |Y_{21}Y_{12}| (\sin\varphi - \xi \cos\varphi)/(1 + \xi^2) = G_{oc} + jB_{oc}, \quad (2.20)$$

где

$$G_{oc} = R_{21} |Y_{21}Y_{12}| (\cos\varphi + \xi \sin\varphi)/(1 + \xi^2);$$

$$B_{oc} = R_{21} |Y_{21}Y_{12}| (\sin\varphi - \xi \cos\varphi)/(1 + \xi^2).$$

Составляющие $G_{oc} = f(\xi)$ и $B_{oc} = f(\xi)$ входной динамической проводимости шунтируют входной контур $L1C1$ (рис. 2.3), что приводит к изменению формы его амплитудно-частотной характеристики.

Рассмотрим влияние G_{oc} и B_{oc} на форму АЧХ контура $L1C1$ подробнее. Будем считать, что входной контур $L1C1$ настроен на ту же частоту, что и выходной контур $L2C2$. Учитывая, что $\varphi \approx \pi/2$ (см.(2.17)) и $g_{12} + j\omega c_k \approx j\omega c_k$, имеем

$$\begin{aligned} G_{oc} &\approx R \omega c_k S \xi / (1 + \xi^2), \\ B_{oc} &\approx R \omega c_k S / (1 + \xi^2). \end{aligned} \tag{2.21}$$

Если бы все составляющие входной динамической проводимости не зависели от частоты, то АЧХ УРС имела бы вид, показанный на рис. 2.4 (сплошная линия).

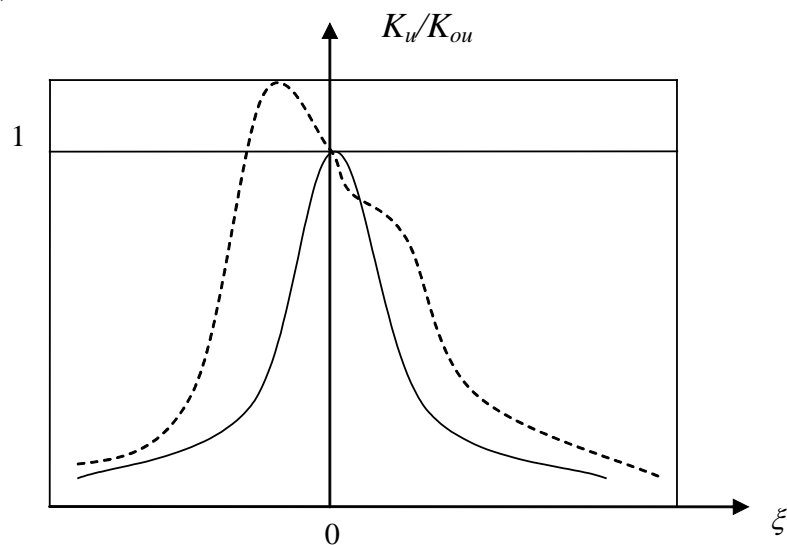


Рис. 2.4 Амплитудно-частотные характеристики УРС

В действительности значения G_{oc} и B_{oc} изменяются с частотой. На частотах ниже резонансной проводимости G_{oc} отрицательна, что вызывает подъем коэффициента усиления K_U (рис. 2.4, штриховая линия). На частотах выше резонансной G_{oc} положительная. Эта проводимость вносит в контур потери, уменьшающие коэффициент усиления, т.е. имеет место отрицательная обратная связь. Из-за шунтирования входного контура проводимостью G_{oc} происходит расширение полосы пропускания и деформации АЧХ усилителя радиосигналов.

Анализ УРС на полевых транзисторах показывает, что выражение для коэффициента усиления и входной динамической проводимости, полученные для коэффициента усиления и входной динамической проводимости, полученные для биполярных транзисторов, применены и для полевых транзисторов. Эти же выражения справедливы и для анализа каскадных схем УРС при использовании эквивалентных Y -параметров.

2.5. Устойчивость усилителей радиосигналов

Наличие отрицательной проводимости G_{oc} может привести к самовозбуждению усилителя радиосигналов. Полная эквивалентная проводимость контура $L1C1$ (рис. 2.3) равна

$$Y_{\text{э1}} = Y_{11} + Y_{k1} + Y_1 = G_{\text{э1}} + jB_{\text{э1}}, \quad (2.22)$$

где Y_{k1} – собственная проводимость контура $L1C1$.

Условием самовозбуждением являются равенства

$$B_{\text{э1}} + B_{oc} = 0, \quad G_{\text{э1}} + G_{oc} = 0, \quad (2.23)$$

первое из которых соответствует условию баланса фаз, второе – условию баланса амплитуд. Усилитель не будет самовозбуждаться. Если проводимость контура на его входе с учетом обратной связи будет положительная, то $G_{\text{э1}} + G_{oc} > 0$.

Отсутствие самовозбуждения еще не означает неизменность показателей УРС при наличии дестабилизирующих факторов: изменения режимов питания, температуры, влажности.

Для оценки устойчивости усилителей вводится понятие коэффициента устойчивости УРС:

$$k_y = (G_{\text{э1}} + G_{oc})/G_{\text{э1}}. \quad (2.24)$$

Если $k_y = 0$, то усилитель радиосигналов может самовозбудиться. При $k_y = 1$ обратная связь отсутствует, что соответствует максимальной устойчивости УРС. Обычно принимают $k_y = 0,8-0,9$. При этом изменение коэффициента усиления и полосы пропускания под действием обратной связи не превышает 10–20 %.

Определим условия устойчивости УРС с заданным запасом устойчивости. Подставив (2.20) в (2.24), получим

$$k_y = 1 + (R_{\text{э2}}/G_{\text{э1}}) |Y_{21}Y_{12}| (\cos \varphi + \xi \sin \varphi) / (1 + \xi^2). \quad (2.25)$$

После соответствующих преобразований из (2.25) имеем

$$(R_{\text{э2}} |Y_{21}|)^2 = (k_y - 1) \cdot R_{\text{э2}} \cdot |Y_{21}| \cdot [1 + \xi^2] / [(\cos \varphi + \xi \sin \varphi) \cdot R_{\text{э1}} \cdot |Y_{12}|], \quad (2.26)$$

где $R_{\text{э1}} = 1/G_{\text{э1}}$.

Учитывая, что $K_U = -Y_{21}/G_{\text{э2}}$ (см. (2.11) и (2.14)), из (2.26) получим выражение для устойчивого коэффициента усиления $K_{U \text{уст}}$ по напряжению:

$$K_{U \text{уст}} \leq \sqrt{[(k_y - 1) \cdot |Y_{21\text{э2}}| \cdot R_{\text{э2}} \cdot (1 + \xi^2)] / [(\cos \varphi + \xi \sin \varphi)_2 |Y_{\text{э1}}| \cdot R_{\text{э1}}]}. \quad (2.27)$$

Устойчивость УРС обеспечивается, если $K_U < K_{U \text{уст}}$. При идентичных контурах $L1C1$ и $L2C2$, а также при $Y_1 = Y_2$, (27) примет вид

$$K_{U \text{уст}} \leq \sqrt{[(k_y - 1) \cdot |Y_{21\text{э2}}| \cdot R_{\text{э2}} \cdot (1 + \xi^2)] / [(\cos \varphi + \xi \sin \varphi)_2 |Y_{\text{э1}}|]}. \quad (2.28)$$

Для получения большего устойчивого усиления усилительный прибор надо выбирать с максимальным отношением $|Y_{21}|/|Y_{12}|$. Это отношение характеризует одновременно усилительные способности прибора и паразитную обратную связь.

Учитывая, что максимальное значение выражения

$$y(\varphi, \xi) = (\cos \varphi + \xi \sin \varphi) / (1 + \xi^2) = (1 + \cos \varphi) / 2,$$

запишем (2.27) в форме

$$K_{U_{уст}} \leq \sqrt{[(k_y - 1) \cdot 2 \cdot |Y_{21}| / ((1 + \cos \varphi) |Y_{12}|)]}. \quad (2.29)$$

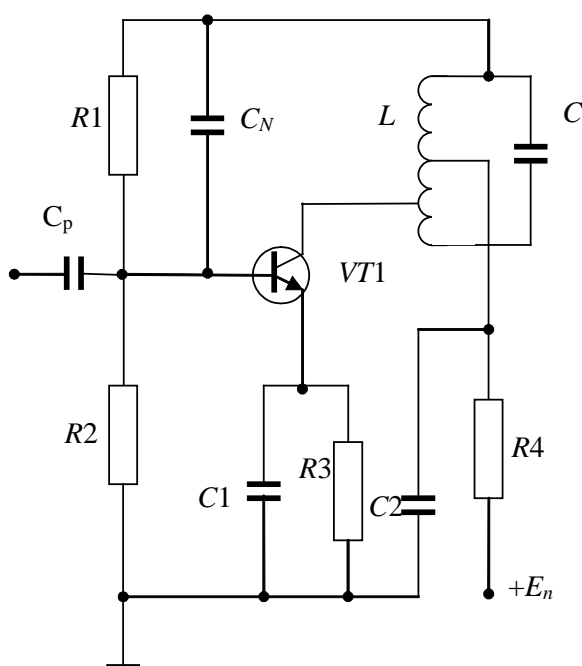


Рис. 2.5. Схема УРС с цепью нейтрализации (конденсатор C_N)

При значении $\varphi \approx \pi/2$ имеем

$$K_{U_{уст}} \leq \sqrt{[(k_y - 1) \cdot 2 \cdot |Y_{21}| / |Y_{12}|]}. \quad (2.30)$$

Подставив (2.3) и (2.4) в (2.30) с учетом того, что $g_{12} + j\omega c_k \approx j\omega c_k$, а $1 + j\omega\tau_a \approx 1$, получим

$$K_{U_{уст}} \leq \sqrt{[(k_y - 1) \cdot 2 \cdot S / \omega c_k]}. \quad (2.31)$$

Как следует из (2.31), максимально устойчивый коэффициент усиления УРС определяется отношением крутизны S к величине емкости c_k коллекторного перехода усилительного прибора. Так, увеличить допустимый максимально устойчивый коэффициент усиления можно путем нейтрализации действия внутренней обратной связи внешними цепями. На рис. 2.5 приведена принципиальная схема усилителя радиосигналов с цепью нейтрализации, которая выполнена с помощью конденсатора C_N .

2.6. Перестраиваемые усилители радиосигналов

В перестраиваемых усилителях радиосигналов применяют в основном два варианта включения усилительного прибора: с ОЭ и ОБ на биполярных транзисторах и с общим затвором на полевых транзисторах.

Усилители с общим эмиттером в диапазонах метровых и более длинных волн позволяют получить наибольший коэффициент усиления по напряжению. В качестве примера на рис. 2.6 приведена схема УРС на биполяр-

ных транзисторах с автотрансформаторной связью контура LC с транзисторами $VT1$ и $VT2$. Напряжение питания на коллектор транзистора $VT1$ подается через фильтр $R4C4$ и катушку индуктивности L . Режим по постоянному току обеспечивается с помощью резисторов $R1, R2, R3$. Конденсатор $C2$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току. Разделительный конденсатор $C4$ предотвращает попадание питающего напряжения коллектора $VT1$ в цепь базы $VT2$.

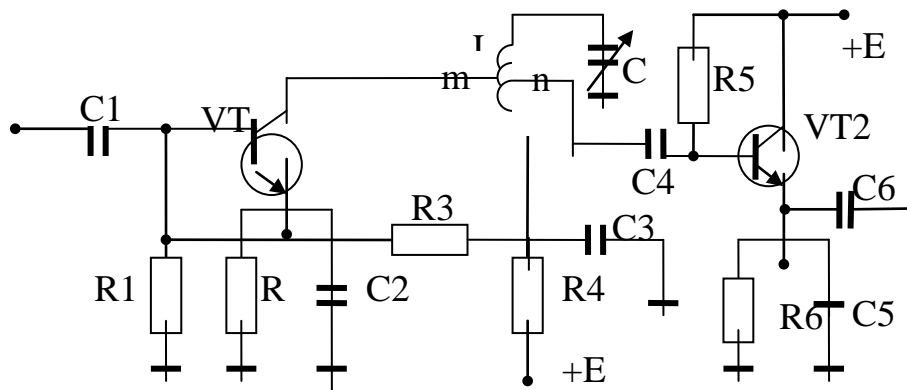


Рис. 2.6. Схема перестраиваемого усилителя радиосигналов на биполярных транзисторах

На [рис. 2.7](#) приведена схема с автотрансформаторным (частичным) включением LC -контура усилителя радиосигналов на полевых транзисторах. Такое включение LC -контура используется для повышения устойчивости УРС. Контур настраивается конденсатором C . В усилителе применено последовательное питание стока через фильтр $R3C2$ и катушку индуктивности L . В УРС на полевых транзисторах затухание, вносимое в контур из-за его шунтирования усилительными приборами, обычно не превышает значения, допустимого по условию получения заданной селективности.

Для перестраиваемых УРС согласно выражению (2.11) при полном включении контура имеем

$$K_u = |Y_{21}| R_{32}. \quad (2.32)$$

В случае биполярных транзисторов в УРС ([рис. 2.6](#)) зависимость коэффициента усиления от частоты сложнее, чем в (2.32) [2]:

$$K_U = mnSR_{32} / \sqrt{[1 + (\omega\tau_6)^2]} = mnS\omega_0 L / (d_{32} \sqrt{[1 + (\omega\tau_6)^2]}),$$

где $d_{32} = d_0 + m^2 \cdot \omega_0 \cdot L \cdot g_2 + n^2 \cdot \omega_0 \cdot L \cdot g_2$; m и n – коэффициенты включения контура; d_0 – собственное затухание контура LC . Добротность нагруженного контура с ростом частоты уменьшается из-за вносимых затуханий со стороны выхода каскада на транзисторе $VT1$ и со стороны нагрузки.

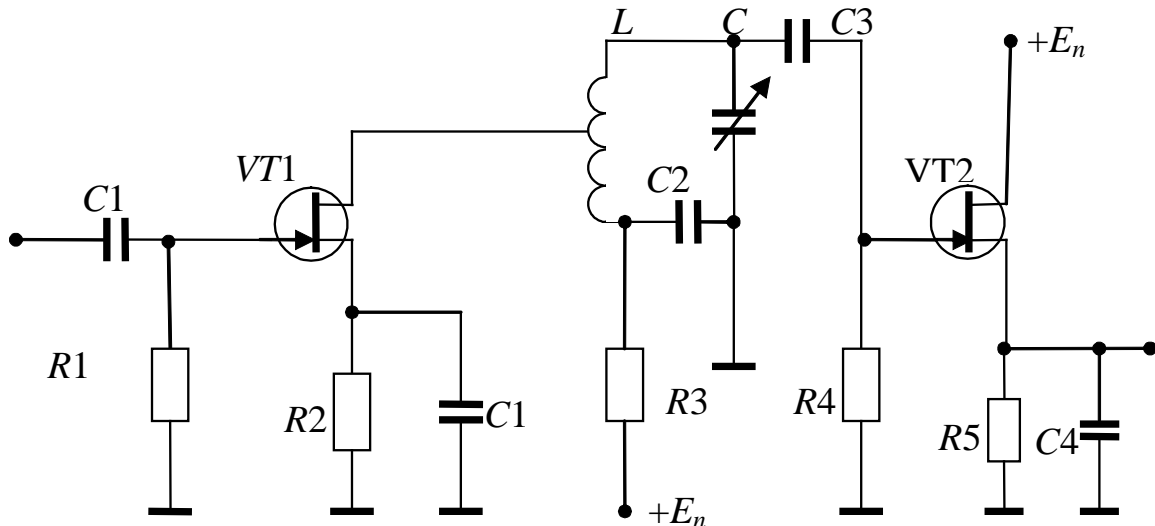


Рис. 2.7. Схема перестраиваемого усилителя радиосигналов на полевых транзисторах

При слабой связи контура с усилительными приборами добротность уменьшается не очень быстро и K_u возрастает. Полоса пропускания с ростом частоты расширяется:

$$\Delta F_{0.707} = f_0 d_{s2} = f_0 (d_0 + m^2 \cdot \omega_0 \cdot L \cdot g_{22} + n^2 \cdot \omega_0 \cdot L \cdot g_2).$$

Для УРС на полевых транзисторах расширение полосы пропускания оказывается меньшим.

Заметим, что расширение полосы с ростом частоты происходит и в случае увеличения (а не только уменьшения) добротности контура, если ее рост оказывается медленнее, чем рост частоты при увеличении последней.

Каскодный усилитель радиосигналов представлен на [рис. 2.8](#). Каскодные усилители обладают большим входным сопротивлением, высоким усилением и имеют высокую устойчивость благодаря малому значению Y_{12} транзистора $VT2$ с заземленной базой, являющейся электростатическим экраном между коллектором и эмиттером, что снижает обратную передачу напряжения с выхода усилителя на вход. Транзистор $VT1$ включен по схеме с общим эмиттером и его входное сопротивление достаточно велико, а нагрузка (входное сопротивление транзистора $VT2$), включенного по схеме с общей базой мала.

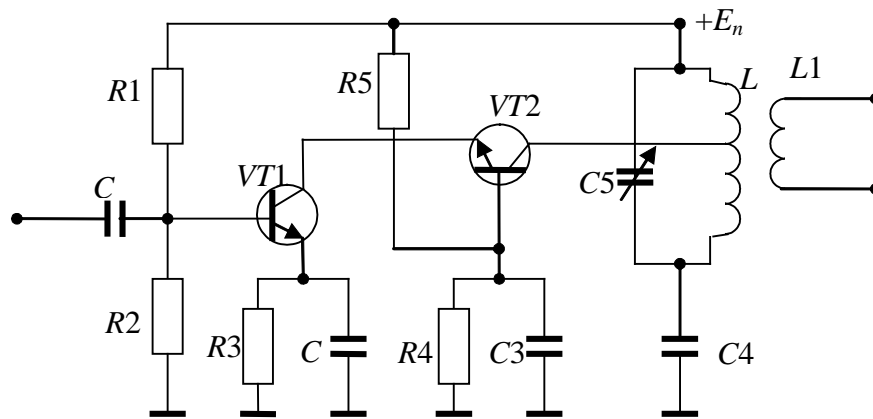


Рис. 2.8 Каскодный усилитель радиосигналов.

Каскодный усилитель радиосигналов позволяет получить высокое устойчивое усиление без специальных цепей нейтрализации. Эквивалентная обратная проводимость пары транзисторов $VT1$ и $VT2$ оказывается на два-три порядка меньше, чем транзистора $VT1$ [2].

Лабораторная работа. Усилитель радиосигналов

Цель работы: экспериментальное исследование процесса усиления высокочастотных амплитудно-модулированных радиосигналов. В задачи лабораторной работы входят:

- определение влияния проводимости обратной связи усилительного прибора на деформацию амплитудно-частотной характеристики УРС;
- изучение условия устойчивости УРС и ее зависимости от крутизны усилительного прибора.

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований процесса усиления высокочастотных амплитудно-модулированных колебаний с помощью усилителей радиосигналов. На установке определяют:

- амплитудно-частотные характеристики усилителей радиосигналов на биполярных и полевых транзисторах;
- влияние проводимости обратной связи на деформацию АЧХ различных типов УРС: на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером; на биполярных транзисторах, включенной по каскодной схеме; на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком;
- зависимость устойчивого коэффициента усиления по напряжению усилителя радиосигналов на биполярном транзисторе от его крутизны.

Описание лабораторной установки

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований в автономном режиме при использовании встроенных измерительных приборов и режиме работы с внешними измерительными приборами. Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на [рис. 2.9](#). На левом верхнем поле изображена структурная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы. На правом поле расположен цифробуквенный дисплей с кнопками управления.

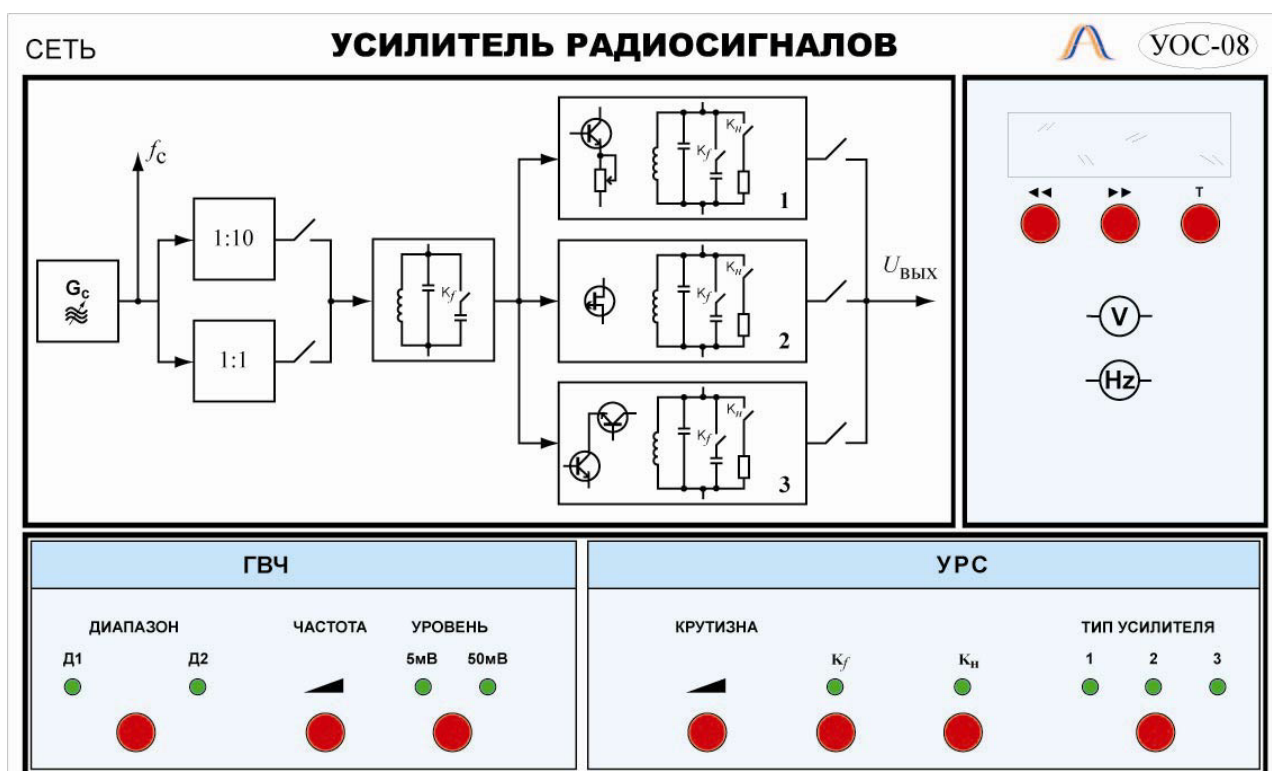


Рис. 2.9. Внешний вид лицевой панели

Лабораторная установка включает в себя генератор высокой частоты G_c , делитель уровня входного сигнала, входной контур, три блока усилителей радиосигналов, нагруженных на выходные контура и выходнокоммутатор напряжений.

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей.

В поле «ГВЧ» (генератор высокочастотного сигнала U_c) расположены:

- «ДИАПАЗОН» – кнопка переключения частотных диапазонов;
- «Д1», «Д2» – индикаторы включения диапазонов;
- «ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГВЧ;

- «УРОВЕНЬ» – кнопка с индикаторами переключения уровня сигнала.

В поле «УРС» (усилитель радиосигналов) имеются:

- «ТИП УСИЛИТЕЛЯ» – кнопка переключения типа исследуемого УРС;

- «КРУТИЗНА» – потенциометр плавной регулировки крутизны транзистора по схеме с ОЭ;

- «К_р» – кнопка подключения конденсаторов во входных и выходных контурах;

- «К_н» – кнопка подключения резисторов, шунтирующих выходные контура УРС.

Поле цифробуквенного дисплея

На цифробуквенном дисплее отображаются измеряемые величины и номер пункта работы. Под дисплеем расположены следующие кнопки:

- «<<» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к началу;

- «>>» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к концу;

- «Т» – кнопка сброса контроллера управления.

С помощью кнопки «ТИП УСИЛИТЕЛЯ» происходит подключение одного из трех блоков УРС к выходу лабораторной установки.

Блок I служит для исследования амплитудно-частотных характеристик УРС на биполярном транзисторе.

Блок II предназначен для проведения исследований амплитудно-частотных характеристик УРС на полевом транзисторе.

Блок III позволяет проводить исследования амплитудно-частотных характеристик каскодного усилителя радиосигналов, выполненного на биполярных транзисторах.

Входной немодулированный сигнал $U_c(t) = U_{mc} \cos \omega_c t$ поступает на входной контур УРС, подключенный к входам усилительных приборов трех блоков. В поле «ГВЧ» находятся кнопки управления параметрами генератора высокой частоты (генератора входного сигнала). С помощью последовательного нажатия кнопки «ДИАПАЗОН» происходит переключение диапазонов настройки контуров: индикатор «Д1» отображает диапазон частот 700–1200 кГц, а индикатор «Д2» – 1200–1500 кГц. Плавная регулировка частоты происходит с помощью потенциометра «ЧАСТОТА». Переключение уровней сигнала 1:1 и 1:10 происходит с помощью последовательного нажатия кнопки «УРОВЕНЬ». Индикация уровня входного сигнала происходит с помощью светодиодов 5 мВ и 50 мВ. На выходе генератора высокой частоты регистрируется значение частоты f_c входного сигнала. Регистрация этого значения может быть выполнена с помощью встроенного частотомера (в поле цифробуквенного дисплея на лицевой панели установки) либо с помощью внешних измерительных приборов.

В лабораторной установке предусмотрена возможность одновременного изменения собственных резонансных частот всех контуров путем последовательного нажатия кнопки « K_p ». При подключении конденсаторов светодиодный индикатор у кнопки « K_p » светится. При отключенных конденсаторах – не светится. Для снятия амплитудно-частотных характеристик УРС при нагрузке предусмотрено шунтирование выходного контура резистором. Подключение резисторов осуществляется с помощью кнопки « K_H ». При подключении резисторов светодиодный индикатор у кнопки « K_H » светится. При отключенных конденсаторах – не светится.

Для измерения зависимости устойчивого коэффициента усиления УРС от величины крутизны биполярного транзистора предусмотрена регулировка эмиттерного тока с помощью переменного резистора, которая осуществляется с помощью потенциометра «КРУТИЗНА».

На задней стенке установки имеются контрольные выходы: «Вых 1» – частота входного сигнала f_c , «Вых 2» – напряжение на выходе усилителей радиосигналов U_c .

Экспериментальные исследования

Ознакомившись с описанием лабораторной установки и составив план проведения экспериментальных исследований, включить питание и саму установку нажатием кнопки «Вкл».

Все переключения производятся с помощью кнопок на передней панели установки, включенное состояние кнопки индицируется светодиодом. Измерения выполняются встроенными приборами под управлением микроконтроллера, а результаты измерений которого выводятся на цифробуквенный дисплей, расположенный на лицевой панели. Выбор измеряемых величин и подключение их к дисплею производится кнопками выбора пункта лабораторной работы («<<<», «>>>»), расположенными вместе с кнопкой «сброс» («Г») под цифробуквенным дисплеем.

В данной установке максимальная собственная резонансная частота $(f_0)_{\max}$ настройки контуров находится в диапазоне (1300–1400) кГц, минимальная частота $(f_0)_{\min}$ в диапазоне (750–850) кГц. Установить уровень входного сигнала $U_{mc} = 50$ мВ и поддерживать его неизменным в процессе всех измерений по пп. 1–3. При снятии резонансных кривых (7–9 точек) изменение частоты производить в пределах уменьшения коэффициента передачи до нормированного уровня 0,2–0,3 от резонансной частоты.

Лабораторная работа включает четыре задания.

Задание 1. Получить зависимость эффективных значений выходного напряжения от частоты f_0 входного сигнала для УРС на биполярном транзисторе (блок I) при минимальном значении крутизны (ручка «КРУТИЗНА» в крайнем левом положении).

1.1. Для резистивной нагрузки (светодиодный индикатор у кнопки « K_H » светится) при выборе максимальной собственной резонансной частоты

$(f_0)_{\max}$ контуров (светодиодный индикатор «Д2» светится, светодиодный индикатор «К_р» не светится) получить зависимость $U_{\text{âüö}} = \varphi(f_c)$. Результаты измерений занести в таблицу и построить график.

1.2. Для резонансной нагрузки (светодиодный индикатор у кнопки «К_н» не светится) при выборе максимальной собственной резонансной частоты $(f_0)_{\max}$ контуров (светодиодный индикатор «Д2» светится, светодиодный индикатор «К_р» не светится) получить зависимость $U_{\text{âüö}} = \varphi(f_c)$. Результаты измерений занести в таблицу и построить график.

1.3. Для резистивной нагрузки (светодиодный индикатор у кнопки «К_н» светится) при выборе минимальной собственной резонансной частоты $(f_0)_{\min}$ контуров (светодиодные индикаторы «Д1» и «К_р» светятся) получить зависимость $U_{\text{âüö}} = \varphi(f_c)$. Результаты измерений занести в таблицу и построить график.

1.4. Для резонансной нагрузки (светодиодный индикатор у кнопки «К_н» не светится) при выборе минимальной собственной резонансной частоты $(f_0)_{\min}$ контуров (светодиодные индикаторы «Д1» и «К_р» светятся) получить зависимость $U_{\text{âüö}} = \varphi(f_c)$. Результаты измерений занести в таблицу и построить график.

Задание 2. Получить зависимость эффективных значений выходного напряжения $U_{\text{ввых}}$ от частоты входного сигнала f_c для УРС на полевом транзисторе (блок II). Измерение $U_{\text{ввых}}$ проводить в соответствии с пп. 1.1–1.4.

Задание 3. Получить зависимость эффективных значений выходного напряжения $U_{\text{ввых}}$ от частоты входного сигнала f_c для каскодной схемы УРС (блок III). Измерение $U_{\text{ввых}}$ проводить в соответствии с пп. 1.1–1.4.

Задание 4. Определить зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты f_c при различных значениях крутизны транзистора УРС на биполярном транзисторе (блок I) при уровне входного сигнала 5 мВ.

4.1. Для резонансной нагрузки (светодиодный индикатор у кнопки «К_н» не светится) при выборе минимальной собственной резонансной частоты $(f_0)_{\min}$ (светодиодный индикатор «Д1» светится, светодиодный индикатор у кнопки «К_р» не светится) снять зависимость эффективных значений выходного напряжения $U_{\text{ввых}}$ от частоты f_c . Построить резонансную кривую, определить напряжение $(U_{\text{ввых}})_{\text{рез}}$ при резонансе, резонансный коэффициент усиления $(K_U)_{\text{рез}}$ и резонансную частоту $(f_c)_{\text{рез}}$.

4.2. Ручкой «КРУТИЗНА» увеличить резонансный коэффициент усиления в 1,5 раза, одновременно поддерживая частоту $f_c = (f_c)_{\text{рез}}$ в резонансе с собственной частотой контуров (корректируется смещение настройки контуров УРС при изменении крутизны). Провести измерения, аналогичные п. 4.1. Получить $(K_U)_{\text{рез}}$ и $(f_c)_{\text{рез}}$.

4.3. Увеличить резонансный коэффициент усиления в 2–2,5 раза, провести измерения, аналогичные п. 4.2, получить $(K_U)_{\text{рез}}$ и $(f_c)_{\text{рез}}$.

4.4. Получить резонансный коэффициент усиления, равный 3–3,5, провести измерения, аналогичные п. 4.2, получить $(K_U)_{\text{рез}}$ и $(f_c)_{\text{рез}}$.

4.5. Для максимальной собственной резонансной частоты $(f_o)_{\max}$ (светодиодный индикатор у кнопки « K_H » не светится) контуров провести измерения, аналогичные пп. 4.1–4.4.

Моделирование усилителя радиосигналов

1. Составить описания конкретной модели УРС (на биполярном транзисторе, на полевом транзисторе, каскодную схему) в терминах и обозначениях, принятых в пакете OrCAD [6].

2. Задать исходные данные (амплитуда и частота входного сигнала и их возможные диапазоны изменений).

3. Задать требуемые выходные характеристики (резонансные характеристики и т.д.).

4. Выполнить задания (запуск программы, получение, проверка и корректировка результатов, копирование результатов в отчет по лабораторной работе).

Содержание отчета

1. Наименование и цель работы.

2. Структурные схемы, краткое описание и принципы работы исследуемых усилителей радиосигналов.

3. Результаты измерений для трех типов усилителей радиосигналов.

3.1. Для усилителя радиосигналов на биполярном транзисторе получить таблицы с результатами измерений $U_{\text{вых}}$ и f_c и расчетов $K_u = U_{\text{вых}}/U_c$ и $\xi = (f_c/f_0 - f_0/f_c)$, где f_0 – резонансная частота настройки контуров по п. 1.1; экспериментальные зависимости $K_U = \varphi(\xi_c)$ по пп. 1.1–1.4.

3.2. Для усилителя радиосигналов на полевом транзисторе: таблицы с результатами измерений, расчетов и экспериментальные зависимости по методике п. 3.1.

3.3. Для каскодного усилителя радиосигналов: таблицы с результатами измерений, расчетов и экспериментальные зависимости по методике п. 3.1.

3.4. По результатам измерений в п. 4:

- графики зависимостей $U_{\text{вых}}/(U_{\text{вых}})_{\text{рез}} = \varphi((f_c - (f_c)_{\text{рез}})/f_c)$ для 4 значений крутизны. Из графиков определить полосы пропускания УРС по нормированному уровню 0,7 от резонансного коэффициента усиления;

- график зависимости $(f_c)_{\text{рез}}/f_{0,7} = \varphi(((K_U)_{\text{рез}})_i/((K_U)_{\text{рез}})_1)$ для $i = 1, 2, 3, 4$, где i означает различное значение крутизны усилительного прибора;

- график зависимости резонансной частоты усилителя от изменения крутизны $((f_c)_{\text{рез}1} - (f_c)_{\text{рез}i}) / (f_c)_{\text{рез}1} = \varphi(((K_U)_{\text{рез}})_i/((K_U)_{\text{рез}})_1)$.

4. Анализ полученных результатов

- 4.1. Объяснить характер зависимостей $K_u = \varphi(\xi_c)$ (пп. 1.1–1.4) и изменение резонансной частоты УРС при резонансной нагрузке.
- 4.2. Провести анализ деформации амплитудно-частотных характеристик УРС для различных нагрузок (активной и резонансной).
- 4.3. Объяснить характер зависимостей $K_u = \varphi(\xi_c)$ для различных типов усилителей радиосигналов.
- 4.4. Провести анализ деформации АЧХ усилителя радиосигналов на биполярном транзисторе при различных коэффициентах усиления по напряжению.
5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение усилителя радиосигналов в устройствах приема и обработки сигналов?
2. Каковы основные характеристики усилителей радиосигналов?
3. Каковы методы анализа работы усилителей радиосигналов?
4. Каково влияние проводимости обратной передачи на свойства усилителя радиосигналов?
5. Чем определяется устойчивость УРС?
6. Каковы основные схемы усилителей радиосигналов на биполярных и полевых транзисторах?
7. Как уменьшить влияние проводимости обратной передачи на деформацию АЧХ усилителя радиосигналов?
8. С чем связано смещение резонансной частоты настройки УРС при резонансной нагрузке?
9. Каковы основные достоинства каскодного усилителя радиосигналов?

3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

3.1. Общие сведения

Преобразователем частоты (ПЧ) называется устройство, предназначенное для переноса спектра сигнала из одной частотной области в другую с сохранением параметров модуляции.

В состав преобразователя частоты входят: смеситель, гетеродин и частотно-избирательная система (полосовой фильтр). Ширина спектра выходного сигнала смесителя $u_{\text{вых}}(t)$ намного превышает ширину спектра входного сигнала $u_c(t)$. С помощью полосового фильтра на выходе преобразователя выделяется сигнал $u_{\text{п.ч}}(t)$ промежуточной частоты.

Преобразование частоты может быть выполнено следующими способами:

1. Использованием в качестве смесителя электронного прибора (транзистора, диода) с нелинейной характеристикой вида $y = L(x)$. При поступлении на вход такого прибора суммы входного сигнала и сигнала гетеродина $u_c(t) + u_r(t)$, где $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ и $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$, в его токе возникает бесконечное множество гармонических колебаний с частотами $\omega_n = |\pm m\omega_r \pm n\omega_c|$, здесь $m, n = 0, 1, 2, \dots$. Одно из них (обычно с частотой $\omega_r - \omega_c$ или $\omega_c - \omega_r$) выделяется в нагрузке смесителя, в качестве которой используется частотно-избирательная система – полосовой фильтр.

2. Использованием электронного устройства, выполняющего операцию перемножения двух функций. Сигнал на выходе такого устройства определяется выражением $Au_c(t)u_r(t)$, где A – постоянный коэффициент, не зависящий от $u_c(t)$ и $u_r(t)$. При идеальном перемножении сигналов $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ и $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$ в токе на выходе смесителя возникают колебания с частотами $\omega_n = |\omega_r \pm \omega_c|$, одно из которых далее выделяется в нагрузке. Побочные колебания, возникающие вследствие неидеальности операции перемножения, подавляются полосовым фильтром.

3. Управлением с помощью сигнала гетеродина коэффициентом передачи линейного устройства (усилителя), на вход которого подается колебание $u_c(t)$. В этом случае используется преобразование типа $y = Fu_c(t)$, где $F = \varphi[u_r(t)]$. Если $F = Bu_r(t)$, то результат преобразования аналогичен результату перемножения, рассмотренному выше.

4. Использованием параметрического преобразователя на реактивном элементе. В основе работы такого устройства лежит физический процесс преобразования энергии генератора высокочастотного сигнала (так называемого «генератора накачки») в энергию выходного сигнала, что приводит к преобразованию в реактивном элементе энергий входного сигнала и сигнала гетеродина в энергию сигнала промежуточной частоты. Обмен энергии осуществляется с помощью реактивного элемента – конденсатора или индуктивности, величины которых $C(t)$ или $L(t)$ изменяются как функции времени

благодаря управлению со стороны «генератора накачки». Такие преобразователи наиболее эффективно работают в диапазоне СВЧ.

Наибольшее применение в устройствах приема и обработки радиосигналов нашли методы преобразования частоты, основанные на нелинейном преобразовании либо на аналоговом перемножении входного сигнала и сигнала гетеродина.

3.2. Преобразователь частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде

Среди аналоговых перемножителей, выполненных по интегральной технологии, наибольшее распространение получили перемножители на дифференциальных парах транзисторов. В таких перемножителях используется метод «переменной крутизны», когда изменение входного напряжения, приложенного к базам дифференциальных пар транзисторов, вызывает пропорциональное изменение крутизны (передаточной динамической проводимости) транзисторов. Основными достоинствами этого метода построения аналоговых перемножителей являются высокая точность, широкая полоса частот, простота реализации по интегральной технологии. Покажем, что дифференциальная пара транзисторов, управляемая напряжением, действительно является аналоговым перемножителем сигналов (рис. 3.1).

В общем случае рассмотрим ситуацию, когда к базам транзисторов $VT1$, $VT2$ и $VT3$ приложены напряжения $u_c(t)$ и $u_r(t)$, равные мгновенным значениям сигналов $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ и $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$.

Выходное напряжение, равное мгновенному значению выходного сигнала смесителя, снимается с коллекторов транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Для транзисторов $VT1$ и $VT2$ коллекторные токи определяются выражениями:

$$i_{k1} = i_y / \{1 + \exp[(u_c(t) - U) / \varphi_T]\}; \quad (3.1)$$

$$i_{k2} = i_y \exp[(u_c(t) - U) / \varphi_T] / \{1 + \exp[(u_c(t) - U) / \varphi_T]\}, \quad (3.2)$$

где $\varphi_T = mkT/q$ – температурный потенциал, равный 26 мВ при 300 К (здесь q – заряд электрона, T – абсолютная температура, m – постоянная, примерно равная 1, k – постоянная Больцмана); U – напряжение смещения дифференциальной пары транзисторов,

$$U = U_{\text{бэ}1} - U_{\text{бэ}2} = \varphi_T \ln \lambda. \quad (3.3)$$

Здесь $\lambda = i_{\text{э}02}/i_{\text{э}01}$; $i_{\text{э}01}$ и $i_{\text{э}02}$ – тепловые токи эмиттерных переходов транзисторов $VT1$ и $VT2$.

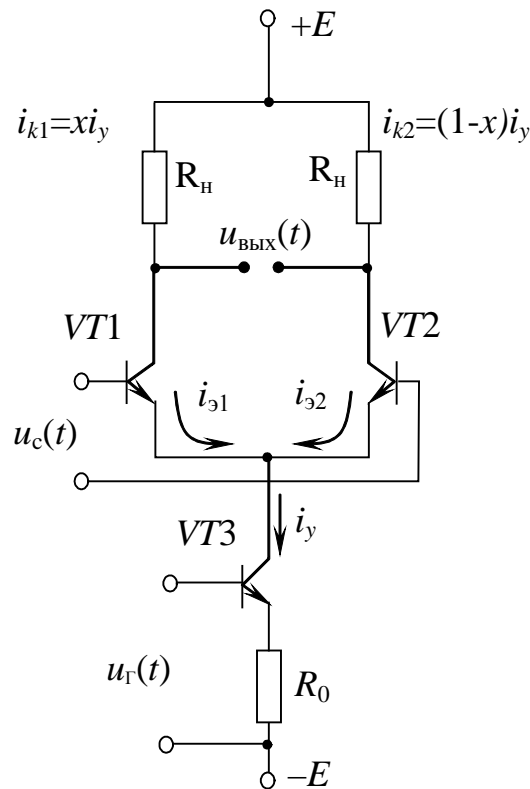


Рис. 3.1. Принципиальная схема дифференциального делителя тока, управляемого напряжением

При условии, что транзисторы в интегральном исполнении идентичны по своим параметрам и что коэффициент усиления тока β_0 примерно равен единице при $U = 0$, уравнения (3.1) и (3.2) можно представить в виде

$$\begin{aligned} i_{k1} &= i_y \left[1 + \operatorname{th} \frac{u_c(t)}{2\varphi_T} \right] / 2; \\ i_{k2} &= i_y \left[1 - \operatorname{th} \frac{u_c(t)}{2\varphi_T} \right] / 2. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Тогда выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ дифференциальной пары транзисторов

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = -R_H(i_{k1} - i_{k2}) = -R_H i_y \operatorname{th} \frac{u_c(t)}{2\varphi_T}. \quad (3.5)$$

При малых значениях входных сигналов ($|U_c| \ll \varphi_T$) выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ дифференциальной пары транзисторов равно произведению напряжения $u_c(t)$ на величину эмиттерного тока i_y :

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = -R_H u_c(t) i_y / 2\varphi_T = \operatorname{const} \cdot u_c(t). \quad (3.6)$$

Учитывая, что $i_y = i_{y0} \exp(u_r(t)/\varphi_T)$, где i_{y0} – тепловой ток коллектора перехода транзистора VT3 (рис. 3.1), видим, что в общем случае дифференциальная пара транзисторов является нелинейным аналоговым перемножителем входного сигнала $u_c(t)$ и сигнала гетеродина $u_r(t)$.

Близкой к линейной операция перемножения получается лишь при напряжениях $u_c(t)$ и $u_r(t)$, не превышающих нескольких милливольт. Кроме того, масштабный коэффициент φ_T в формуле (3.6) является функцией абсолютной температуры T , что приводит к существенной зависимости величины выходного напряжения перемножителя от температуры.

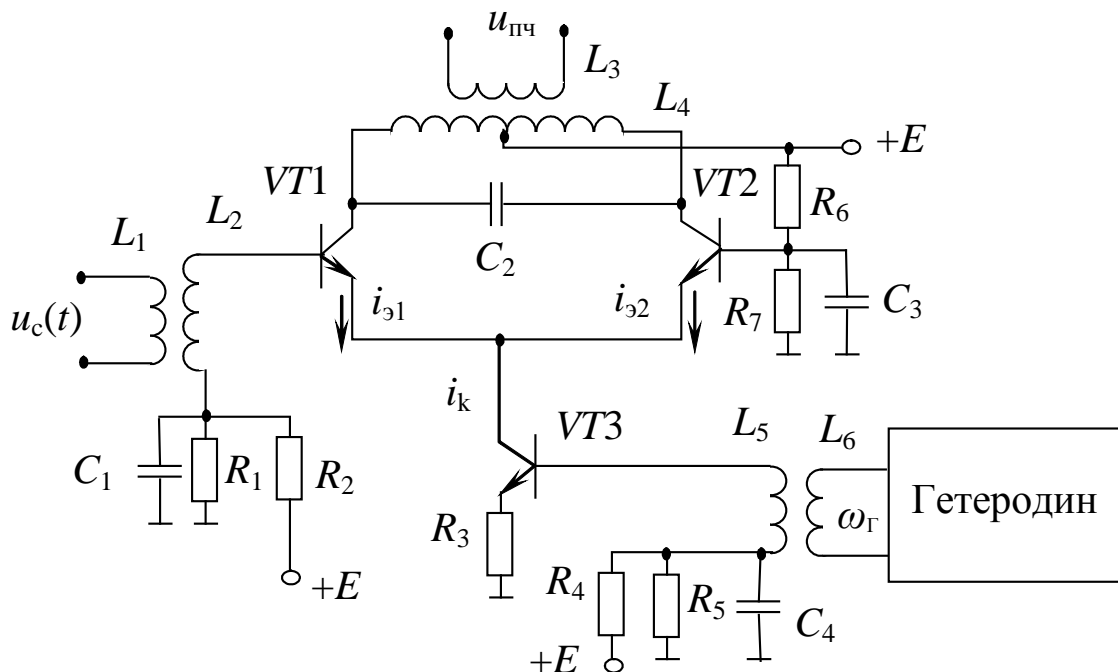


Рис. 3.2. Принципиальная схема преобразователя на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде

Принципиальная схема преобразователя частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде приведена на [рис. 3.2](#). С помощью напряжения гетеродина происходит управление работой транзисторов $VT1$ и $VT2$. Напряжение сигнала, снимаемое с катушки связи $L2$, управляет работой транзистора $VT1$. Ток коллектора транзистора $VT3$ равен сумме токов $i_{э1}$ и $i_{э2}$ транзисторов $VT1$ и $VT2$. Тогда, если под воздействием напряжения $u_c(t)$ транзистор $VT1$ открывается и ток $i_{э1}$ увеличивается, то транзистор $VT2$ закрывается, а ток эмиттера $i_{э2}$ уменьшается на такую же величину. Противоположные изменения токов коллекторов $VT1$ и $VT2$ в катушке $L4$ приводят к удвоенному, по сравнению с преобразователем частоты на транзисторе или диоде, значению ЭДС, наводимой в катушке $L3$.

Контур $L4C2$ имеет резонансную частоту, равную промежуточной частоте, например, $\omega_{п.ч} = \omega_r - \omega_c$. В этом случае на выходе преобразователя частоты выделяется напряжение $u_{п.ч}$ равное мгновенному значению сигнала $u_{п.ч}(t)$ промежуточной частоты.

Достоинством схемы (3.2), помимо удвоенного значения коэффициента передачи, является подавление колебания гетеродина на выходе преобразователя частоты, так как токи с частотой гетеродина в катушке $L4$ направлены навстречу друг другу. По той же причине в такой схеме наблюдается ос-

лабление шумов гетеродина и уменьшение степени их прохождения на выход смесителя. Как и в усилительных двухтактных схемах, в данных преобразователях частоты подавляются четные гармоники входного сигнала.

Недостатком аналогового преобразователя частоты (см. [рис. 3.2](#)) является то, что по отношению к сигналу, имеющему частоту, равную промежуточной, он ведет себя как резонансный усилитель напряжения с относительно высоким коэффициентом усиления. В устройствах приема и обработки сигналов для предотвращения прохождения колебания промежуточной частоты с входа такого преобразователя на его выход применяют различные меры подавления колебания этой частоты. Например, параллельно входу подключают последовательный резонансный контур, настроенный на частоту $f_{п.ч}$, который выполняет роль шунтирующего контура.

3.3. Преобразователь частоты на основе двойного балансного смесителя

Преобразователь построен на основе трех дифференциальных усилителей, каждый из которых работает в режиме управляемого напряжением делителя тока (см. [рис. 3.1](#)). На [рис. 3.3](#) приведена схема такого аналогового перемножителя. С учетом выражений (3.1) и (3.2) при $U = 0$ запишем выражение для коллекторных токов VT5 и VT6 в виде

$$i_{k5} = i_0 \exp(u_c(t)/T) / [1 + \exp(u_c(t)/\varphi_T)] = i_0 R_1(u_c(t)), \quad (3.7)$$

$$i_{k6} = i_0 / \{1 + \exp[u_c(t)/\varphi_T]\} = i_0 R_2[u_c(t)], \quad (3.8)$$

где

$$R_1[u_c(t)] = \exp[u_c(t)/\varphi_T] / \{1 + \exp[u_c(t)/\varphi_T]\}, \quad (3.9)$$

$$R_2[u_c(t)] = 1 / \{1 + \exp[u_c(t)/\varphi_T]\}. \quad (3.10)$$

Тогда для коллекторных токов VT1–VT4 получим

$$i_{k2} = i_{k5} R_2[u_a(t)], \quad (3.11)$$

$$i_{k3} = i_{k6} R_2[u_a(t)],$$

$$i_{k1} = i_{k5} R_1[u_a(t)], \quad (3.12)$$

$$i_{k4} = i_{k6} R_1[u_a(t)].$$

С учетом формул (3.11), (3.12) из [рис. 3.3](#) имеем

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{k1} + i_{k3} = i_{k5} R_1[u(t)] + i_{k6} R_2[u(t)] = \\ &= i_0 \{ R_1[u(t)] R_2[u(t)] + R_2[u(t)] R_2[u(t)] \}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$i_2 = i_{k2} + i_{k4} = i_{k5} R_2[u(t)] + i_{k6} R_1[u(t)] =$$

$$= i_0 \left\{ R_1 [u_2(t)] R [u_1(t)] + R [u_1(t)] R [u_2(t)] \right\}. \quad (3.14)$$

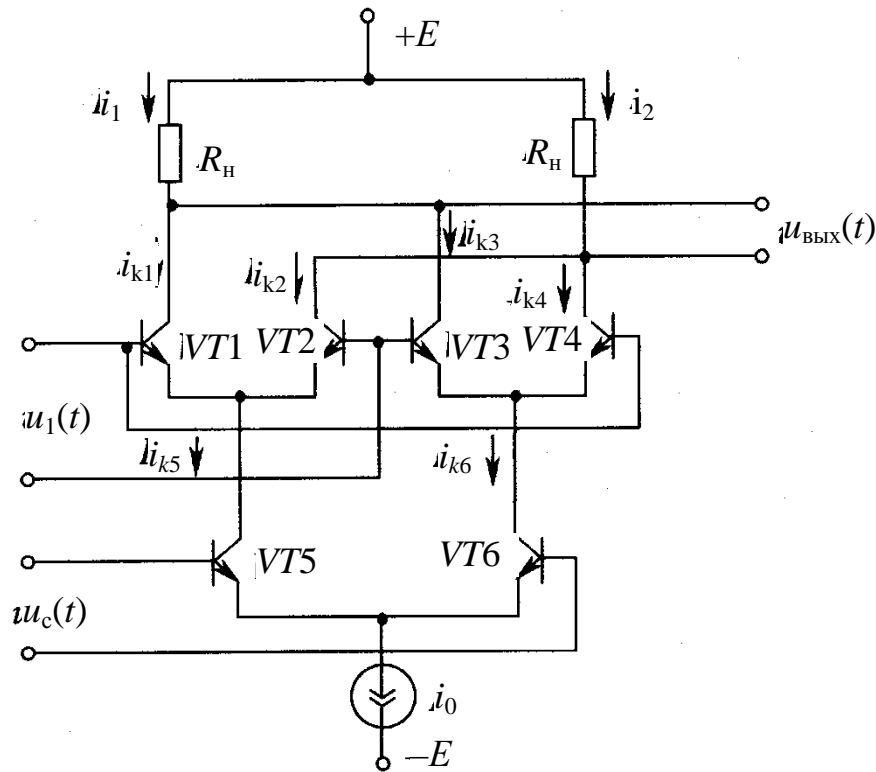


Рис. 3.3. Схема преобразователя частоты на основе двойного балансного смесителя

Вычитая выражение (3.13) из (3.14) и подставляя формулы (3.9) и (3.10), получаем

$$\begin{aligned} i_1 - i_2 &= i_0 \left\{ R_1 [u_c(t)] R_1 [u_1(t)] + R [u_1(t)] R [u_1(t)] - \right. \\ &\quad \left. - R_1 [u_c(t)] R_2 [u_1(t)] - R [u_1(t)] R [u_1(t)] \right\} = \\ &= i_0 \frac{\exp[u_c(t)/\varphi_T] \exp[u_1(t)/\varphi_T] + 1 - \exp[u_1(t)/\varphi_T] - \exp[u_1(t)/\varphi_T]}{\left\{ (1 + \exp[u_c(t)/\varphi_T]) (1 + \exp[u_1(t)/\varphi_T]) \right\}} = \\ &= i_0 \frac{\exp[u_c(t)/2\varphi_T] - \exp[-u_c(t)/2\varphi_T]}{\exp[u_c(t)/2\varphi_T] + \exp[-u_c(t)/2\varphi_T]} \cdot \frac{\exp[u_1(t)/2\varphi_T] - \exp[-u_1(t)/2\varphi_T]}{\exp[u_1(t)/2\varphi_T] + \exp[-u_1(t)/2\varphi_T]} = \\ &= i_0 \operatorname{th} \frac{u_c(t)}{2\varphi_T} \operatorname{th} \frac{u_1(t)}{2\varphi_T}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

При малых значениях $u_c(t)$ и $u_1(t)$, раскладывая функцию $\operatorname{th}(x)$ в степенный ряд и ограничиваясь лишь первыми членами разложения, имеем

$$i_1 - i_2 \sim i_0 \frac{u_c(t) u_1(t)}{4\varphi_T^2}. \quad (3.16)$$

Выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}(t)$, как видно из [рис. 3.3](#), будет определяться выражением

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) \sim R_{\text{H}}(i_1 - i_2) = (R_{\text{H}}i_0/4\varphi_T^2)u_c(t)u_r(t). \quad (3.17)$$

Выходное напряжение преобразователя частоты на основе двойного балансного смесителя оказывается пропорциональным значению произведения $u_c(t)u_r(t)$ при малых значениях напряжений ($U_c, U_r \ll \varphi_T$).

Так, например, если на входах такого перемножителя, работающего в режиме, близком к линейному, присутствуют колебания $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ и $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$, то напряжение на его выходе

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) \approx \left(R_{\text{H}} i_0 / 4 \varphi_T^2 \right) U_c U_r \left[\cos(\omega_r - \omega_c) + \cos(\omega_r + \omega_c) \right].$$

При преобразовании частоты одно из этих двух колебаний отфильтровывается в нагрузке. Побочные колебания с частотами $\omega_{\text{П}} = |\pm m\omega_r \pm n\omega_c|$ возникают вследствие нелинейности перемножения сигналов $u_c(t)$ и $u_r(t)$, причем, как и в преобразователях частоты на основе дифференциальных каскадов, с увеличением степени нелинейности уровни этих колебаний с частотой $\omega_{\text{П}}$ повышаются.

3.4. Преобразователь частоты на диодном кольцевом балансном смесителе

В диодном преобразователе частоты ([рис. 3.4](#)) источники входного сигнала, сигнала гетеродина и источник смещения E_0 включены последовательно. Вольт-амперная характеристика диода аппроксимируется экспоненциальной зависимостью вида

$$i_g = i_{06} \exp(u_g / \varphi_T), \quad (3.18)$$

где i_{06} – тепловой ток запятого p - n -перехода (ток насыщения).

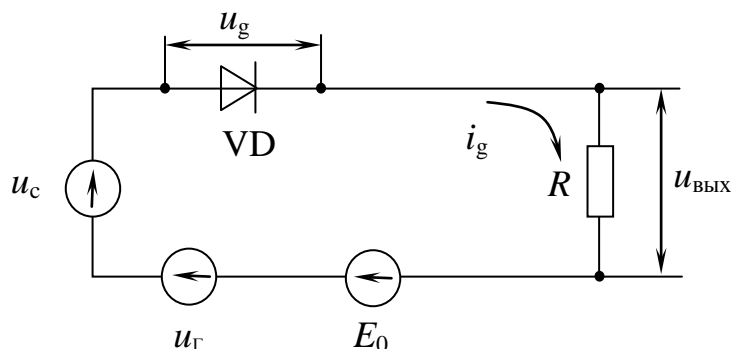


Рис. 3.4. Функциональная схема диодного преобразователя частоты

Если $u_g = E_0$, то через диод протекает постоянный ток $i = i_{об} \exp(E_0/\varphi_T)$. Ток в схеме на [рис. 3.4](#) при достаточно больших значениях сигналов $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ и $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$ и при E_0 много меньше U_c и U_r будет определяться выражением

$$i_g \approx i_{об} \exp \left\{ \left[E_0 + u_c(t) + u_r(t) \right] / \varphi \right\} \gg i_{об} \exp[u_c(t)/\varphi_T] \exp[u_r(t)/\varphi_T]. \quad (3.19)$$

При условии, что $U_c \ll \varphi_T$ и $U_r \ll \varphi_T$, представим функции $\exp(x)$ в виде степенного ряда:

$$i_g \approx i_{об} \left[1 + \frac{u_c(t)}{\varphi_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{u_c(t)}{\varphi_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{u_c(t)}{\varphi_T} \right)^3 \right] \cdot \left[1 + \frac{u_r(t)}{\varphi_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{u_r(t)}{\varphi_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{u_r(t)}{\varphi_T} \right)^3 \right]. \quad (3.20)$$

Выходное напряжение, очевидно, будет равно

$$u_{\text{ВЫХ}} = i_g R = i_{об} R \left[1 + \frac{u_c(t)}{\varphi_T} + \frac{u_r(t)}{\varphi_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{u_c(t)}{\varphi_T} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{u_r(t)}{\varphi_T} \right)^2 + \frac{u_c(t)u_r(t)}{\varphi_T^2} + \frac{1}{6} \left(\frac{u_c(t)}{\varphi_T} \right)^3 + \dots + \frac{1}{12} \frac{u_c^3(t)u_r^2(t)}{\varphi_T^5} + \dots \right]. \quad (3.21)$$

Как видно из выражений (3.20), (3.21), в выходном токе смесителя помимо составляющей, пропорциональной произведению $u_c(t)u_r(t)$, содержатся составляющие $u_c(t)$, $u_r(t)$, $u_c^2(t)$, $u_r^2(t)$, $u_c^3(t)$, $u_r^3(t)$,

Следовательно, при наличии на входе преобразователя частоты гармонического колебания на его выходе присутствуют колебания с частотами ω_c , ω_r , $2\omega_c$, $2\omega_r$, $\omega_r - \omega_c$, $2\omega_c \pm \omega_r \dots$ достаточно большого уровня. Включая в качестве нагрузки частотно-избирательную цепь с резонансной частотой $\omega_{п.ч}$, можно выделить, например, колебания с частотой $\omega_{п.ч} = \omega_r - \omega_c$.

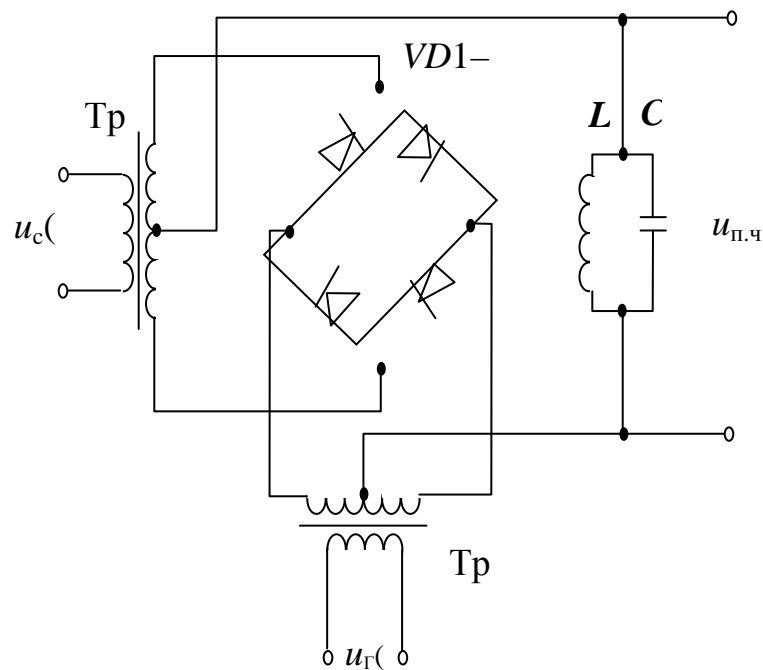


Рис. 3.5. Схема преобразователя частоты на диодном кольцевом балансном смесителе

В диодных преобразователях частоты (см. [рис. 3.4](#)) цепи входного сигнала и сигнала гетеродина сильно связаны через диод. Наличие этой связи приводит к следующим явлениям:

- настройки контуров гетеродина и сигнала оказываются взаимозависимыми;
- ток с частотой входного сигнала, замыкающийся через цепи гетеродина, может вызвать «захват» сигнала гетеродина;
- ток с частотой гетеродина, замыкающийся через цепи входного сигнала, определяет существенное излучение энергии гетеродина антенной устройства приема и обработки сигналов, что особенно проявляется в диапазонах УКВ и СВЧ.

Для устранения указанных недостатков диодных преобразователей частоты применяют балансные преобразователи, исключая, в частности, излучение сигнала гетеродина. Для устранения взаимной связи цепей гетеродина и входного сигнала, а также компенсации токов входного сигнала и сигнала гетеродина в нагрузке используют двойные балансные преобразователи частоты, получившие название кольцевых преобразователей ([рис. 3.5](#)). В таком преобразователе диоды включены так, что образуют кольцо, и на его выходе при симметричном выполнении плеч должны отсутствовать гармонические колебания с частотами ω_c и ω_r .

Для уменьшения нелинейных искажений при больших уровнях входного сигнала и сигнала гетеродина в каждое плечо преобразователя включается несколько диодов. При этом общее входное напряжение распределяется на диоды, соединенные последовательно. В результате на каждом диоде получается малое напряжение, что приводит к уменьшению нелинейных иска-

жений. Кольцевые преобразователи частоты используются, как правило, в диапазоне до нескольких мегагерц, т.к. с повышением частоты затрудняется симметрирование плеч преобразователя, вследствие влияния трудно устранимых паразитных индуктивностей и емкостей элементов преобразователя.

3.5. Побочные каналы приема

Преобразователь частоты, как отмечалось ранее, в общем случае служит для переноса спектра входного сигнала с частотой ω_c в другую область вблизи номинального значения промежуточной частоты $\omega_{п.ч}$ с сохранением закона модуляции.

Сигналы с частотами ω_c , удовлетворяющими соотношению

$$\omega_r - \omega_c = \omega_{п.ч}, \quad (3.22)$$

называются *сигналами, соответствующими основному каналу приема*.

Колебания на выходе преобразователя частоты с частотой $\omega_{п.ч}$ образуются в результате действия сигналов с частотами $\omega_{п}$, полученными из формулы

$$\omega_{п.ч} = |\pm m\omega_r \pm n\omega_{п}|, \quad m, n = 0, 1, 2, \dots, N. \quad (3.23)$$

Равенство означает, что значение частоты, определяемое величиной модуля в выражении (3.23), отличается от величины $\omega_{п.ч}$ не более чем на половину полосы пропускания частотно-избирательной системы на выходе преобразователя. Решив выражение (3.23) относительно частоты помехи $\omega_{п}$, получим

$$\omega_{п} = \frac{m}{n}\omega_{а} \pm \frac{1}{n}\omega_{п.ч}. \quad (3.24)$$

Сигналы с частотами $\omega_{п}$, удовлетворяющие соотношению (3.24), называются *сигналами помехи, соответствующими побочным каналам приема*.

При $m = 1$ и $n = 1$ из выражения (3.24) получим

$$\omega_{п} = \omega_r + \omega_{п.ч} = \omega_з. \quad (3.25)$$

При выполнении равенства (3.25) побочный канал приема называется *зеркальным*. На [рис. 3.6](#) условно на частотной оси изображены сигналы гетеродина, его гармоники, а также сигналы, принимаемые по основному и побочным каналам приема.

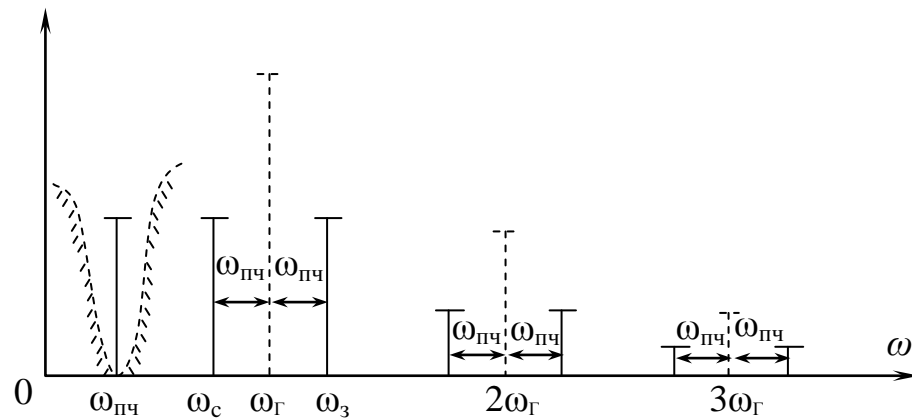


Рис. 3.6. Спектрограмма основного и побочных каналов приема

Помеха, принимаемая по зеркальному каналу, преобразуется по частоте на равных основаниях с входным сигналом, поэтому ее подавление или эффективное ослабление должно осуществляться до преобразования частоты с помощью частотно-избирательных систем входных цепей и усилителя радиосигналов.

При $m = 0$ и $n = 1$ имеем $\omega_{п} = \omega_{п.ч}$. Такая помеха может быть ослаблена путем использования на входе усилителя радиосигналов «фильтра-пробки» с резонансной частотой $\omega_{п.ч}$, а также балансного (по входу u_c) смесителя.

Борьба с сигналами, соответствующими побочным каналам приема, происходит с помощью входных цепей и усилителей радиочастоты, а также путем соответствующего выбора величины $\omega_{п.ч}$ либо с помощью двойного и тройного преобразования частоты.

Лабораторная работа. Преобразователь частоты

Цель работы: экспериментальное исследование и моделирование процесса преобразования частоты входного сигнала, выполняемого на основе: аналогового перемножения входного сигнала и сигнала гетеродина на дифференциальном каскаде; аналогового перемножения с помощью двойного балансного смесителя; нелинейного преобразования на диодном кольцевом балансном смесителе.

Описание лабораторной установки

Установка может использоваться в автономном режиме и режиме подключения внешних измерительных приборов.

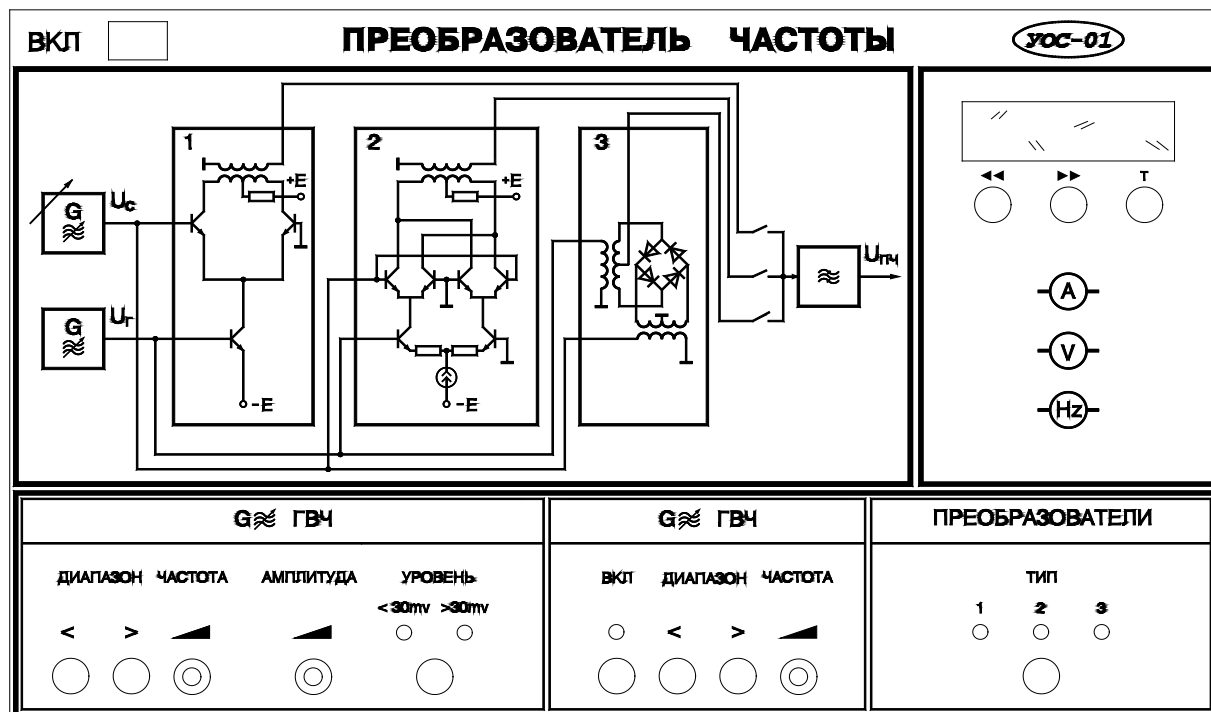


Рис. 3.7. Вид лицевой панели

Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на [рис. 3.7](#). На левом верхнем поле изображена функциональная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы, на правом поле – цифробуквенный дисплей с кнопками управления.

Состав установки

Лабораторная установка включает в себя два генератора высокой частоты, три типа смесителей и усилитель промежуточной частоты.

Генератор входного сигнала ГВЧ формирует сигнал U_c и имеет следующие характеристики:

- частота генерации $f_c \approx 250\text{--}6500$ кГц;
- пять поддиапазонов частоты;
- плавная регулировка частоты внутри диапазона;
- регулируемая амплитуда сигнала (эффективные значения амплитуды сигнала $0\text{--}0,35$ В);
- два диапазона амплитуды сигнала: меньше 30 мВ («<30mV») и больше 30 мВ («>30mV»);

- плавная регулировка внутри диапазона амплитуды.

Генератор сигнала гетеродина U_T с регулируемой частотой обладает следующими характеристиками:

- частота генерации $f_c \approx 500\text{--}6500$ кГц;
- четыре поддиапазона частоты;
- плавная регулировка частоты внутри диапазона;
- постоянная амплитуда (эффективное значение амплитуды сигнала 400 мВ).

Усилитель промежуточной частоты имеет полосу пропускания, равную 10 кГц.

В установку входят три типа смесителей:

- тип 1 – смеситель на дифференциальном каскаде;
- тип 2 – двойной балансный смеситель на трех дифференциальных каскадах;
- тип 3 – диодный кольцевой балансный смеситель.

На задней стенке установки имеются контрольные выходы: «Вых 1» – напряжение сигнала U_c , «Вых 2» – напряжение промежуточной частоты $U_{п.ч}$, «Вых 3» – напряжение гетеродина U_T .

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей.

В поле первого «ГВЧ» (генератора высокочастотного сигнала U_c) находятся:

- «ДИАПАЗОН», «<<», «>>» – кнопки переключения диапазонов («меньше», «больше»);
- «ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГВЧ;
- «АМПЛИТУДА» – потенциометр регулировки амплитуды сигнала;
- «УРОВЕНЬ» – кнопка переключения уровня сигнала.

В поле второго «ГВЧ» (генератора высокочастотного сигнала U_T) расположены:

- «ВКЛ» – кнопка включения генератора.
- «ДИАПАЗОН», «<<», «>>» – кнопки переключения диапазонов («меньше», «больше»);
- «ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГВЧ.

В поле «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ» имеется кнопка «ТИП» для переключения типа исследуемого преобразователя.

Поле цифробуквенного дисплея

На цифробуквенном дисплее отображаются измеряемые величины и номер пункта работы. Под дисплеем расположены следующие кнопки:

- «<<<» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к началу;
- «>>>» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к концу;

- «Т» – кнопка сброса контроллера управления.
-

Экспериментальные исследования

Ознакомившись с описанием лабораторной установки и составив план проведения эксперимента, включить питание и саму установку нажатием кнопки «Вкл».

Все переключения производятся с помощью кнопок на передней панели установки, включенное состояние кнопки индицируется светодиодом. Измерения выполняются встроенными приборами под управлением микроконтроллера, а результаты измерений выводятся на цифробуквенный дисплей, расположенный на лицевой панели. Выбор измеряемых величин и подключение их к индикатору производятся кнопками выбора пункта лабораторной работы («<<<», «>>>»), расположенными вместе с кнопкой «сброс» («Т») под дисплеем.

Лабораторная работа включает пять заданий.

Задание 1. Измерение амплитудных характеристик преобразователей

Цель: получить зависимость эффективных значений амплитуды напряжения $U_{п.ч}$ на выходе УПЧ от эффективного значения амплитуды U_c входного сигнала для трех типов преобразователей.

Порядок выполнения

1. Измерения для преобразователя первого типа.
 - 1.1. Включить преобразователь «тип 1».
 - 1.2. Установить $f_c \approx 1000$ кГц и $U_c \approx 150$ мВ.
 - 1.3. Получить преобразование частоты при $f_{п.ч} = f_r - f_c = 465$ кГц.
 - 1.4. Изменяя значение U_c в интервале 10–150 мВ, измерить $U_{п.ч}$.
 - 1.5. Результаты измерений занести в таблицу.
2. Измерения для преобразователя второго типа.
 - 2.1. Включить преобразователь «тип 2».
 - 2.2. Прodelать измерения $U_{п.ч}$ так же, как для преобразователя «тип 1».
 - 2.3. Результаты измерений занести в таблицу.
3. Измерения для преобразователя третьего типа.
 - 3.1. Включить преобразователь «тип 3».
 - 3.2. Прodelать измерения $U_{п.ч}$ так же, как для преобразователя «тип 1».
 - 3.3. Результаты измерений занести в таблицу.

Задание 2. Измерение стабильности коэффициента преобразования в диапазоне изменения частоты входного сигнала

Цель: получить зависимость коэффициента преобразования $K_{\text{пр}} = |U_{\text{п.ч}}|/|U_c|$ на выходе УПЧ от значения частоты f_c входного сигнала для трех типов преобразователей.

Порядок выполнения

1. Установить $U_c \approx 25\text{--}30$ мВ.
2. В пяти точках диапазона $f_c = 300\text{--}3000$ кГц получить преобразование частоты при $f_{\text{п.ч}} = f_r - f_c = 465$ кГц.
3. Измерить $U_{\text{п.ч}}$.
4. Результаты измерений занести в таблицы.

Задание 3. Определение уровня колебаний промежуточной частоты по зеркальным каналам приема

Ц е л ь: для одного значения частоты гетеродина в диапазоне $f_r = 500\text{--}2000$ кГц, меняя f_c , получить преобразование частоты для основного канала при $f_r - f_c = 465$ кГц и зеркального $f_c - f_r = 465$ кГц.

Порядок выполнения

1. Измерить $U_{\text{п.ч}}$. При измерениях устанавливать и поддерживать уровень U_c таким же, как в задании 2. Провести измерения для трех типов преобразователей.
2. Результаты измерений занести в таблицы.

Задание 4. Определение уровня колебаний промежуточной частоты по побочным каналам приема

Ц е л ь для одного значения частоты гетеродина в диапазоне $f_r = 500\text{--}1500$ кГц, меняя f_c , измерить уровень $U_{\text{п.ч}}$ на частотах основного канала при $f_c = f_r - 465$ кГц, $f_{\text{п1}} = 2f_r - 465$ кГц, $f_{\text{п2}} = 2f_r + 465$ кГц, $f_{\text{п3}} = 3f_r - 465$ кГц и $f_{\text{п4}} = 3f_r + 465$ кГц.

Порядок выполнения

1. При измерениях устанавливать и поддерживать уровень U_c таким же, как в задании 2.
2. Провести измерения для трех типов преобразователей.
3. Результаты измерений занести в таблицы.

Задание 5. Определение уровня прямого прохождения сигнала $f_c = f_{\text{п.ч}}$ на выход преобразователя

Порядок выполнения

1. При измерениях установить уровень U_c таким же, как в задании 4.
2. Установить частоту гетеродина в диапазоне $f_r = 1400\text{--}1500$ кГц.
3. Измерить напряжение $U_{\text{п.ч}}$ на частоте основного канала приема при $f_c = f_r - 465$ кГц и на частоте сигнала промежуточной частоты $f_c = f_{\text{п.ч}} = 465$ кГц. Провести измерения для трех типов преобразователей.
4. Результаты измерений занести в таблицы.

Моделирование преобразовательной частоты

Цели: освоение и закрепление навыков моделирования реальных аналоговых узлов УПиОС;

сравнение результатов компьютерного моделирования с результатами выполнения лабораторной работы на специализированном учебном стенде в условиях полной идентичности исходных данных и объектов моделирования;

иллюстрация более широких возможностей моделирования по сравнению с экспериментальным исследованием учебного стенда путем задания преподавателем других исходных данных, не идентичных лабораторному стенду, но важных для практической работы.

Порядок выполнения

1. Составить описание конкретной модели преобразователя частоты (на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде, на основе двойного балансного смесителя, на диодном кольцевом балансном смесителе и т. д.) в терминах и обозначениях, принятых в пакете OrCAD [6].

2. Задать исходные данные (амплитуда и частота входного сигнала и гетеродина и их возможные диапазоны изменений).

3. Задать требуемые выходные характеристики (зависимость амплитуды выходного сигнала от частоты, амплитуды входного сигнала или гетеродина, спектр сигнала на выходе и т. д.).

4. Выполнить задания (запуск программы, получение, проверка и корректировка результатов, копирование результатов в отчет по лабораторной работе).

5. Проанализировать полученные результаты (сравнить с данными экспериментального исследования аналогичных преобразователей частоты, сравнить полученные характеристики преобразователей между собой, сформулировать вывод о достоинствах и недостатках каждого и т. д.).

Содержание отчета

1. Наименование и цель работы.
2. Схемы исследуемых преобразователей частоты.
3. Результаты измерений для трех типов преобразователей частоты.
 - 3.1. Таблицы с результатами измерений и графики экспериментальных зависимостей $U_{п.ч}$ от эффективного значения входного U_c (задание 1).
 - 3.2. Таблицы с результатами измерений и графики экспериментальных зависимостей $K_{пр}$ от частоты входного сигнала f_c (задание 2).
 - 3.3. Таблицы с результатами измерений уровней колебаний промежуточной частоты по основному и зеркальному каналам приема (задание 3).
 - 3.4. Таблицы с результатами измерений уровней колебаний промежуточной частоты по основному и побочным каналам приема. Спектрограммы для основного, зеркального и побочных каналов приема. При построении

спектрограмм уровни $U_{п.ч}$ нормировать к уровню $U_{п.ч}$ основного канала (задание 4).

3.5. Таблицы с результатами измерений уровней прямого прохождения входного сигнала с частотой $f_c = f_{п.ч} = 465$ кГц (задание 5).

4. Анализ полученных результатов.

4.1. Объяснение характера зависимостей $U_{п.ч} = f(U_c)$ (задание 1).

4.2. Анализ частотных свойств преобразователей частоты (задание 2).

4.3. Сравнение уровней колебаний промежуточной частоты по побочным каналам приема (задание 4) для трех типов преобразователей.

4.4. Оценка степени прохождения входного сигнала с частотой $f_c = f_{п.ч} = 465$ кГц на выход преобразователей (задание 5).

4.5. Сравнение результатов экспериментальных исследований и моделирования.

5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Каковы принципы построения и схемы преобразователей частоты? В чем состоят достоинства и недостатки смесителей, выполненных по различным схемам?

2. Что представляет собой эквивалентная схема преобразователя частоты?

3. Как определяются внутренние параметры преобразователя частоты?

4. Вследствие чего появляются побочные каналы приема при супергетеродинном приеме?

5. Как определяется коэффициент преобразования, входная и выходная проводимости преобразователя частоты, смеситель которого выполнен на транзисторе?

6. Какие искажения сигналов возможны в преобразователе частоты? Отчего возникают интерференционные искажения сигнала? Как выбирается промежуточная частота приемника?

7. Какова методика измерения амплитудных характеристик преобразователя частоты?

8. Какова методика измерения уровня колебаний промежуточной частоты по побочным каналам приема?

9. Каковы принципы моделирования преобразователей частоты? В чем преимущества и недостатки моделирования?

4. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

4.1. Общие сведения

Частотным детектором (ЧД) называется устройство, предназначенное для получения на выходе напряжения, изменяющегося в соответствии с законом изменения частоты входного сигнала.

В частотных детекторах частотно-модулированное колебание преобразуется в колебание, модулированное по амплитуде и фазе, либо в последовательность импульсов, модулированных по частоте, с дальнейшим применением амплитудного или фазового детектора и фильтра низкой частоты. При этом для воспроизведения формы модулирующего сообщения $x(t)$ с наименьшими нелинейными искажениями детекторная характеристика должна быть линейной.

В аналитической форме частотно-модулированный сигнал (ЧМ-сигнал) имеет вид

$$u_c(t) = U_c \sin \left[\omega_c t + \Delta\omega_m \int_0^t x(t) dt \right],$$

где U_c – амплитуда входного сигнала со средней частотой ω_c ; $\Delta\omega_m$ – девиация частоты.

Распространенные методы получения информации о законе изменения мгновенной частоты $\omega(t)$ сигнала $u_c(t)$ основаны:

- на преобразовании изменения частоты колебания в изменение амплитуды с последующим детектированием амплитудно-модулированного сигнала;
- преобразовании изменения частоты колебания в изменение фазы с последующим детектированием с помощью фазового детектора;
- преобразовании ЧМ-сигнала в последовательность импульсов с частотой следования, пропорциональной отклонению мгновенной частоты сигнала от средней частоты, с последующей низкочастотной фильтрацией.

4.2. Основные характеристики частотного детектора

Детекторная характеристика представляет собой зависимость выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ от величины $\Delta\omega$ отклонения мгновенной частоты сигнала относительно средней частоты ω_c . Уровень нелинейных искажений, имеющий место при детектировании, определяется видом детекторной характеристики и тем меньше, чем меньше степень нелинейности этой характеристики. По виду детекторной характеристики можно установить допустимый диапазон изменения мгновенной частоты, при котором нелинейные искажения не будут превышать определенного предела.

Крутизна детекторной характеристики рассчитывается для линейного участка этой характеристики как производная

$$S_{\text{чд}} = \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{d(\Delta\omega)}.$$

По аналогии с параметром усилительных приборов крутизна $S_{\text{чд}}$ характеризует передаточные свойства частотного детектора.

Коэффициент передачи частотного детектора определяется при гармонической модуляции $x(t) = \cos(\Omega t)$ с частотой Ω отношением

$$k_{\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{U_c(\Delta\omega_m/\omega_c)},$$

где U_{Ω} – амплитуда низкочастотного сигнала на выходе частотного детектора.

Частотная характеристика представляет собой зависимость амплитуды низкочастотного сигнала U_{Ω} на выходе частотного детектора от частоты модуляции Ω при условии постоянства амплитуды модулирующего сигнала. Для уменьшения зависимости результата частотного детектирования от паразитной амплитудной модуляции входного сигнала $u_c(t)$, вызванной, например, прохождением его через избирательные цепи предварительных каскадов с неравномерной АЧХ в полосе прозрачности, перед детектором обычно включают амплитудный ограничитель либо детектор строят таким образом, чтобы в нем самом осуществлялось это ограничение.

Коэффициент подавления паразитной амплитудной модуляции характеризует степень подавления такой паразитной амплитудной модуляции.

4.3. Частотные детекторы с преобразованием частотной модуляции в амплитудную

Преобразование частотной модуляции в амплитудную может быть выполнено с помощью любой линейной электрической цепи, обладающей комплексной, зависящей от частоты, передаточной функцией $K(j\omega)$. Требуемая зависимость выражена особенно ярко у интегрирующей или дифференцирующей цепи, резонансной избирательной цепи и т. д.

Вызывая изменение амплитуды, зависящее от частоты, линейная цепь с коэффициентом передачи $K(j\omega)$ и линейной фазочастотной характеристикой не изменяет частоты колебания $u_c(t)$, поэтому на выходе ее получается колебание, изменяющееся одновременно по частоте и по амплитуде. Это обстоятельство не препятствует осуществлению амплитудного детектирования, т.к. для относительно узкополосных сигналов колебание $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ на выходе амплитудного детектора определяется только амплитудной модуляцией и практически не зависит от изменения частоты колебания.

Рассмотрим преобразование частотной модуляции в амплитудную модуляцию с помощью резонансной избирательной цепи с передаточной функцией резонансного контура

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\xi}, \quad (4.1)$$

где ξ – расстройка, $\xi = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q$; ω_0 – резонансная частота контура; Q – добротность контура.

Схема частотного детектора на расстроенном контуре приведена на [рис. 4.1](#). Входной высокочастотный сигнал $u_c(t)$ поступает с избирательного контура усилительного каскада усилителя промежуточной частоты, к которому подключен LC -контур частотного детектора. Выход LC -контура соединен с амплитудным детектором, нагрузочной цепью которого является параллельное соединение конденсатора C_H и резистора R_H . К выходу амплитудного детектора подключается входной каскад усилителя низкой частоты.

На [рис. 4.2](#) показано формирование закона изменения амплитуды ЧМ-сигнала при гармонической форме модулирующего сообщения $x(t) = \cos(\Omega t)$. На этом рисунке $U_{AM}(t)$ – закон сопутствующей амплитудной модуляции. Контур LC имеет резонансную частоту ω_0 , и расстройка $|\omega_c - \omega_0|$ выбирается так, чтобы получить максимальную крутизну преобразования. При расстройке, равной $\pm \Delta\omega_k / 2\sqrt{2}$, АЧХ цепи имеет близкие к линейному нарастающий и спадающий участки, на которых выбирается рабочая точка.

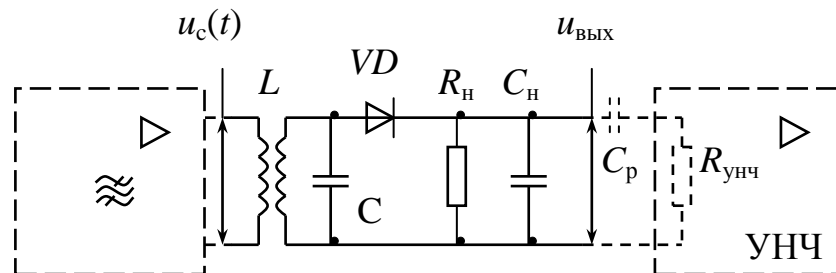


Рис. 4.1. Схема частотного детектора на расстроенном контуре

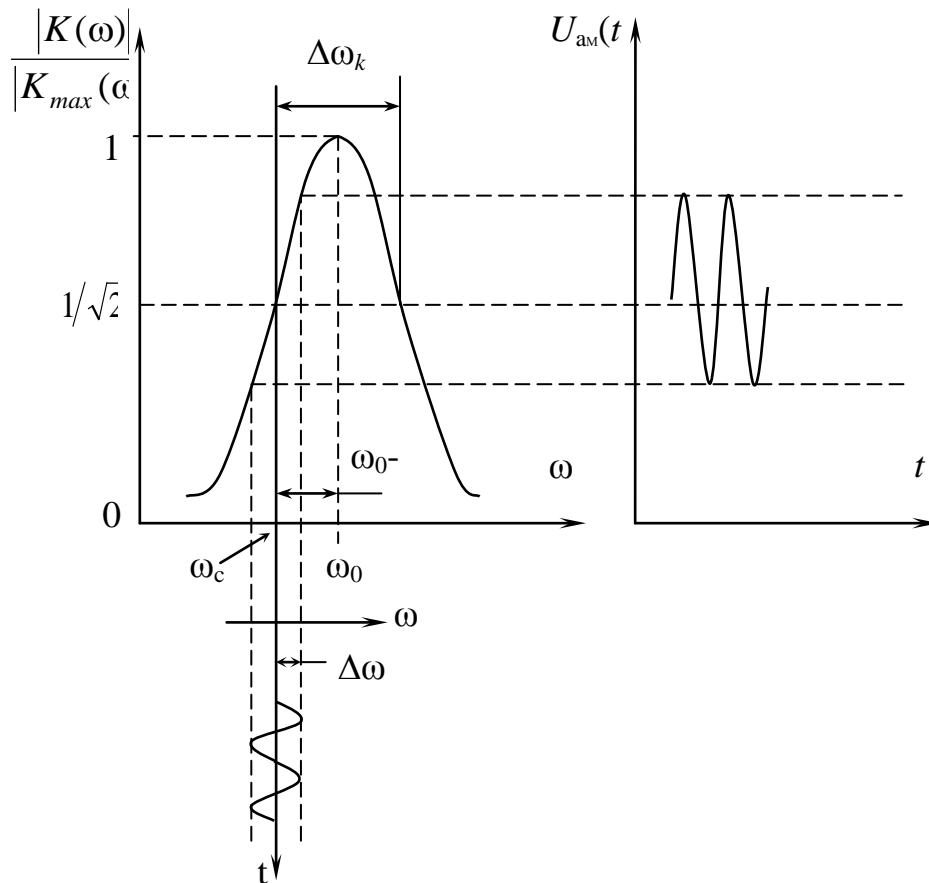


Рис. 4.2. Формирование закона изменения амплитуды ЧМ-сигнала на резонансном контуре

На практике частотные детекторы такого типа обычно реализуются на транзисторном избирательном усилителе с включением контура в коллекторную цепь. В этом случае комплексный коэффициент передачи принимает вид

$$K(j\omega) = \frac{K_u}{1 + j\xi_{\text{ЭКВ}}}, \quad (4.2)$$

где K_u – коэффициент усиления по напряжению транзисторного каскада; $\xi_{\text{ЭКВ}}$ – обобщенная расстройка, $\xi_{\text{ЭКВ}} = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q_{\text{ЭКВ}}$; $Q_{\text{ЭКВ}}$ – эквивалентная добротность контура с учетом влияния сопротивления и емкости нагрузки.

В предположении линейности амплитудного детектора постоянная составляющая напряжения на его выходе будет равна

$$U_{\text{с}} = U_c |K(j\omega)| = \frac{U_c K_u}{\sqrt{1 + \xi_{\text{ЭКВ}}^2}}. \quad (4.3)$$

Уравнение (4.3) описывает детекторную характеристику, которая по форме повторяет амплитудно-частотную характеристику резонансного уси-

4. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

4.3. Частотные детекторы с преобразованием частотной модуляции в амплитудную

лителя. Крутизна детекторной характеристики в координатах $U_{\text{=}}$, $\xi_{\text{ЭКВ}}$ изменяется по закону

$$S_{\text{чД}} = \frac{dU_{\text{=}}}{d\xi_{\text{ЭКВ}}} = \frac{K_u U_{\text{сЭРБ}} \xi}{\sqrt{(1 + \xi_{\text{ЭКВ}}^2)^3}} \quad (4.4)$$

и имеет максимальное значение при расстройке $\xi = |1/\sqrt{2}|$.

Достоинством частотных детекторов с одиночным расстроенным контуром является простота реализации схемы и ее настройки. К недостаткам относится высокий уровень нелинейных искажений, обусловленных нелинейностью АЧХ резонансного усилителя.

Значительное уменьшение уровня нелинейных искажений может быть получено при использовании балансного частотного детектора с двумя расстроенными контурами (рис. 4.3).

Резонансные частоты $\omega_0^{(1)}$ и $\omega_0^{(2)}$ контуров $L1C1$ и $L2C2$ выбираются симметрично относительно средней частоты ω_0 , а постоянные составляющие напряжений на выходах амплитудных детекторов, подключенных к этим контурам, обеспечивают выходное напряжение как разность:

$$U_{\text{=}} = U_{\text{=}}^{(1)} - U_{\text{=}}^{(2)}.$$

В предположении равенства резонансных сопротивлений контуров и при одинаковых коэффициентах передачи амплитудных детекторов получим следующее уравнение детекторной характеристики:

$$U_{\text{=}} = K_u U_{\text{с}} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_0)^2}} \right), \quad (4.5)$$

где $\xi_0 = \left| \frac{\omega_0^{(1)}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0^{(1)}} \right| Q_{\text{ЭКВ}} = \left| \frac{\omega_0^{(2)}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0^{(2)}} \right| Q_{\text{ЭКВ}}$; $\omega_0^{(1)}$ и $\omega_0^{(2)}$ – резонансные частоты контуров $L1C1$ и $L2C2$.

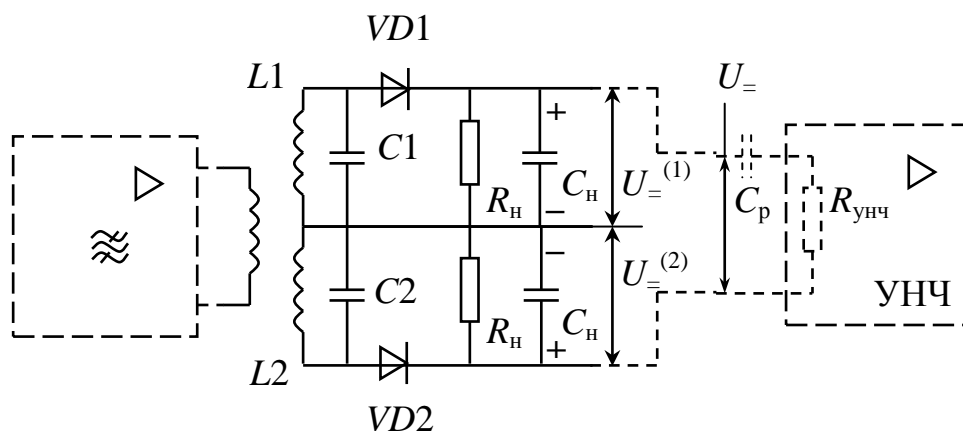


Рис. 4.3. Схема частотного детектора на двух расстроенных контурах

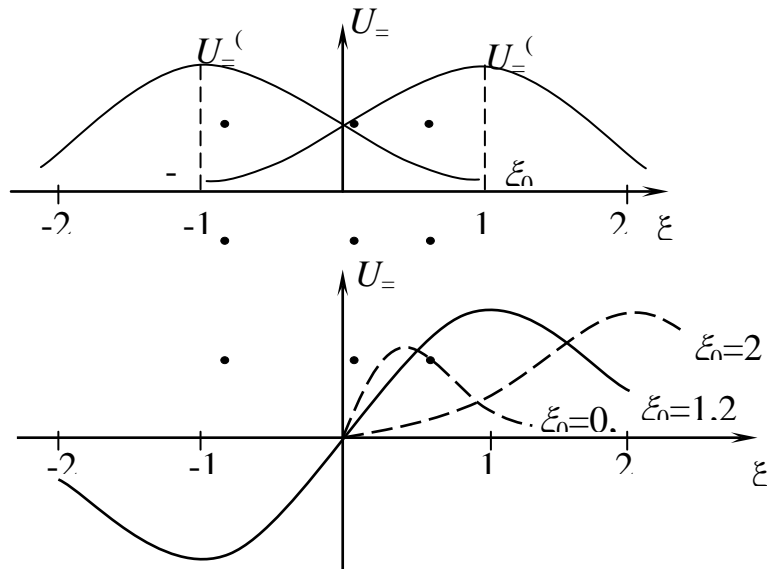


Рис. 4.4. Детекторная характеристика частотного детектора на двух расстроенных контурах

Крутизна детекторной характеристики (рис. 4.4) при $\xi = 0$ равна

$$S_{\times \ddot{A}} = \frac{dU_{\xi}}{d\xi_0} = K_u U_c \frac{2\xi_0}{\sqrt{(1 + \xi_0^2)^3}}. \quad (4.6)$$

Анализ выражения (4.6) показывает, что максимальное значение крутизны достигается при значении $\xi_0 = 1/\sqrt{2}$. Однако наименьшая степень нелинейных искажений в диапазоне от $\omega_0^{(1)}$ до $\omega_0^{(2)}$ возможна при значении $\xi_0 \cong \sqrt{1,5}$.

Так как величина U_{ξ} зависит от уровня входного сигнала U_c , перед частотным детектором необходим амплитудный ограничитель, устраняющий влияние изменений амплитуды U_c на уровень выходного напряжения.

4.4. Частотные детекторы с преобразованием частотной модуляции в фазовую

Преобразование частотно-модулированного колебания в колебание, модулированное по фазе, может быть выполнено с помощью линейной цепи, обеспечивающей линейную зависимость фазы выходного напряжения от частоты.

Пусть на входе цепи, вносящей задержку τ , действует ЧМ-сигнал

$$u_c(t) = U_c \sin[\omega_c t + \varphi(t)],$$

частота которого изменяется по закону $\omega(t) = \omega_c + d\varphi(t)/dt$. Тогда колебание на выходе такой линейной цепи имеет вид

$$u_{\text{вых}}(t) = U_c \sin[\omega_c(t - \tau) + \varphi(t - \tau)]. \quad (4.7)$$

Фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного равен

$$\Delta\varphi(t) = \omega_c \tau + \varphi(t) - \varphi(t - \tau) = \omega_c \tau + \frac{\tau[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]}{\tau}. \quad (4.8)$$

Учитывая, что $\lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{\varphi(t) - \varphi(t - \tau)}{\tau} = \frac{d\varphi(t)}{dt}$, из выражения (4.8) получим

$$\Delta\varphi(t) \approx \left[\omega_c + \frac{d\varphi(t)}{dt} \right] \tau = \tau\omega(t). \quad (4.9)$$

Таким образом, при малом значении τ закон изменения разности фаз ЧМ-сигнала на выходе линейной цепи совпадает с законом изменения частоты входного сигнала.

При реализации частотного детектора на основе такого представления используются относительно линейные участки фазочастотной характеристики, например, избирательной цепи с передаточной функцией $K(j\omega)$ вида (4.2).

Структурная схема подобного частотного детектора приведена на рис. 4.5. Для поворота фазы входного сигнала на угол $\pi/2$ используется аналоговый широкополосный фазовращатель. В этом случае детекторная характеристика частотного детектора будет проходить через нуль.

Мгновенная разность фаз ЧМ-сигнала на входе и выходе избирательного контура определяется по фазочастотной характеристике контура для установившегося состояния:

$$\Theta(\xi) = \frac{\pi}{2} - \text{arctg}(\xi). \quad (4.10)$$

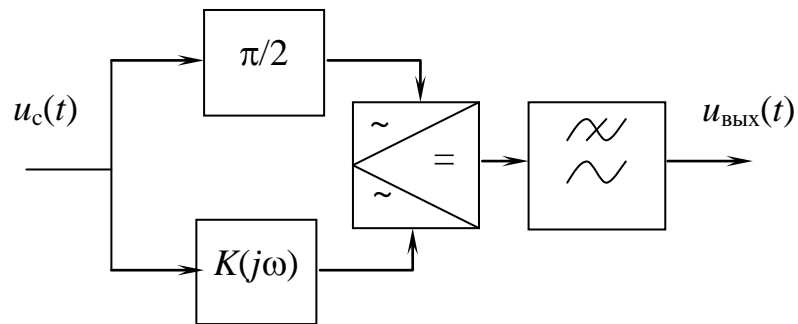


Рис. 4.5. Обобщенная схема частотного детектора с преобразованием частотной модуляции в фазовую

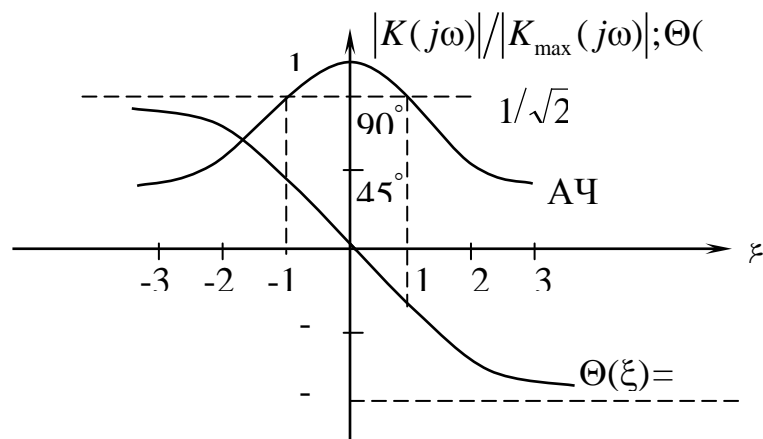


Рис. 4.6. Нормированные амплитудная и фазочастотная характеристики избирательного контура

Эта характеристика имеет близкий к линейному участок в области частотных расстроек $\xi \cong 0$ и, следовательно, может быть использована для преобразования входного ЧМ-сигнала в колебание с модуляцией по фазе (рис. 4.6).

Отметим, что в колебании на выходе избирательной цепи будет присутствовать сопутствующая амплитудная модуляция. Для устранения влияния на форму выходного напряжения сопутствующей амплитудной модуляции перед фазовым детектором включают амплитудный ограничитель либо сам фазовый детектор переводят в режим работы с ограничением.

4.5. Частотный детектор на основе аналогового перемножителя

Выходное напряжение частотного детектора, выполненного на основе аналогового перемножителя сигналов, при условии, что сдвиг по фазе между входным и опорным сигналами составляет угол $\pi/2$, определяется по выражению

$$u_{\text{вых}}(t) = C \{ \sin \Delta\varphi(t) - \sin[2\omega_c t + \varphi(t) + \Delta\varphi(t)] \}, \quad (4.11)$$

где C – масштабный коэффициент аналогового перемножителя.

4. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

4.5. Частотный детектор на основе аналогового перемножителя

Детекторная характеристика частотного детектора на основе аналогового перемножителя в режиме ограничения входного и опорного $u_{\text{оп}}(t)$ сигналов будет описываться следующим выражением:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) \cong 2I_{\text{н}}R_{\text{н}}\Delta\varphi(t)/\pi = 2I_{\text{н}}R_{\text{н}}/\pi (\arctg\xi), \quad (4.12)$$

где $I_{\text{н}}$, $R_{\text{н}}$ – сопротивление и ток в нагрузке детектора.

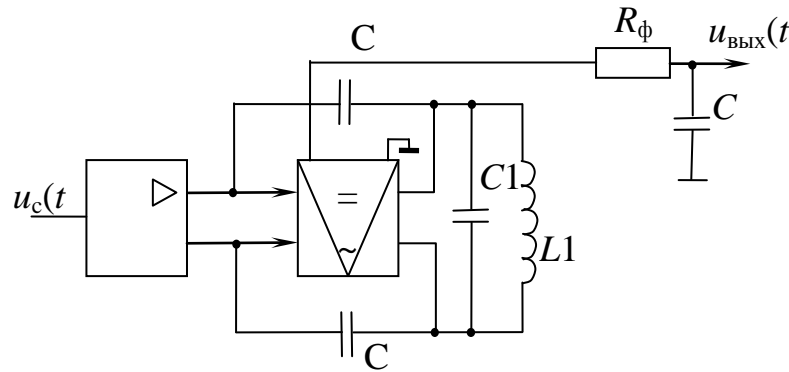


Рис. 4.7. Схема частотного детектора на аналоговом перемножителе с ограничением входного и опорного сигналов

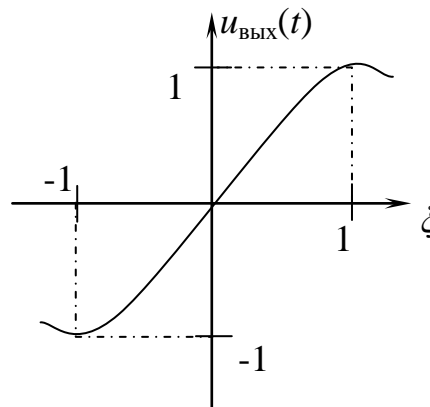


Рис. 4.8. Детекторная характеристика частотного детектора на основе аналогового перемножителя

Схема частотного детектора на основе аналогового перемножителя, где в качестве нагрузки используется фильтр низких частот $R_{\text{ф}}$, $C_{\text{ф}}$, приведена на [рис. 4.7](#), а детекторная характеристика – на [рис. 4.8](#).

Такие частотные детекторы, как правило, реализуются в составе монолитных интегральных схем, выполняющих функции усиления-ограничения сигналов промежуточной частоты, частотную демодуляцию сигналов, предварительное усиление и регулировку усиления сигналов низкой частоты.

4.6. Дробный частотный детектор

При отсутствии амплитудного ограничения входного колебания $u_c(t)$ выходное напряжение частотного детектора с расстроенными избирательными цепями или на основе аналогового перемножителя оказывается зависимым не только от значения $f(t)$, но и от величины U_c . Этому недостатка лишен дробный частотный детектор, или детектор отношений (рис. 4.9).

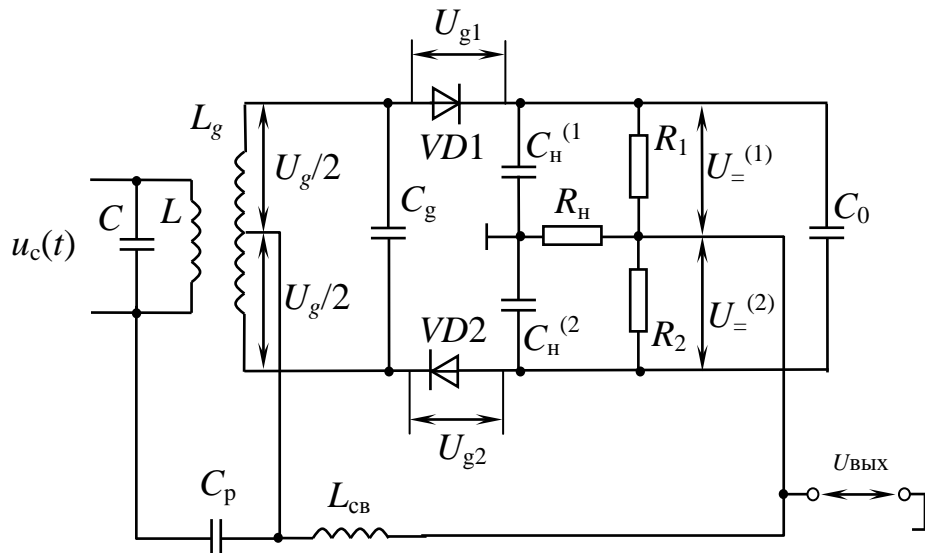


Рис. 4.9. Схема дробного детектора

Дробный частотный детектор содержит два связанных контура – LC и $L_g C_g$, настроенных на среднюю частоту входного сигнала ω_c , причем выходной контур $L_g C_g$ включен по схеме со средней точкой и в обмотках его формируются противофазные напряжения $-U_g/2$. На резонансной частоте $\omega_0 = \omega_c$ контуров LC и $L_g C_g$ напряжение на втором контуре оказывается сдвинутым по фазе относительно напряжения на первом контуре на угол $\pi/2$. Напряжения на диодах $VD1$ и $VD2$, подключенных к контуру, определяются суммой напряжения с катушки L_g и напряжения U_0 с катушки связи $L_{св}$ и резистора R_H . Эти напряжения можно представить в векторной форме (рис. 4.10) как

$$\bar{U}_{g1} = \bar{U}_0 + \bar{U}_g / 2, \quad \bar{U}_{g2} = \bar{U}_0 - \bar{U}_g / 2. \quad (4.13)$$

При значении $\omega_0 = \omega_c$ фазовый сдвиг между векторами \bar{U}_0 и \bar{U}_g равен величине $\pi/2$, и в этом случае $|\bar{U}_{g1}| = |\bar{U}_{g2}|$. При значениях $\omega_0 < \omega_c$ имеем $|\bar{U}_{g1}| < |\bar{U}_{g2}|$. При значениях $\omega_0 > \omega_c$ получим следующее неравенство: $|\bar{U}_{g1}| > |\bar{U}_{g2}|$. Через диоды, работающие как амплитудные детекторы в режиме «сильных» сигналов, будет проходить ток, имеющий форму синусоидальных импульсов, в котором присутствуют переменная и постоянная составляющие. Пути прохождения этих составляющих различны.

4. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

4.6. Дробный частотный детектор

Переменная составляющая тока через диод $VD1$ проходит по цепи $C_H^{(1)}, R_H, L_{CB}, L_g$, а через диод $VD2$ – по цепи $C_H^{(2)}, R_H, L_{CB}, L_g$. Постоянная составляющая токов диодов $VD1$ и $VD2$ протекает по одной и той же цепи: $VD1, R_1, R_2, VD2, L_g$, поэтому величина постоянного тока через диоды оказывается одинаковой. Как следует из выражения (4.13) и рис. 4.10, при значении $f_c = f_0$ имеем $|\overline{U}_{g1}| = |\overline{U}_{g2}|$. Учитывая, что постоянный ток через диоды по величине одинаков, углы отсечки тока в обоих диодах также одинаковы ($\theta_1 = \theta_2$).

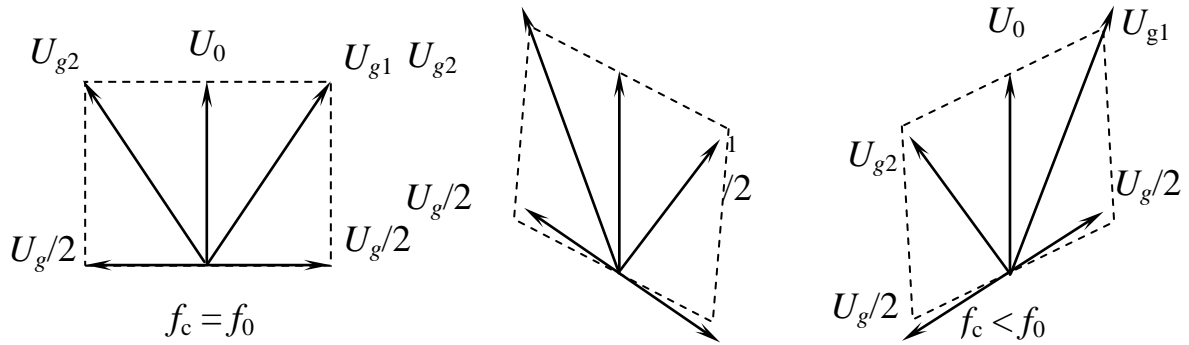


Рис. 4.10. Векторные диаграммы напряжений на диодах дробного детектора

При $|U_{g1}| \neq |U_{g2}|$ равенство этих токов может быть обеспечено при соответствующем изменении угла отсечки токов через диоды, а именно при $|U_{g2}| > |U_{g1}|$ имеем $\theta_1 > \theta_2$. Если $|U_{g2}| < |U_{g1}|$, то $\theta_1 < \theta_2$. Следовательно, в дробном детекторе при изменении частоты сигнала изменяются углы отсечки токов диодов.

Выходное напряжение дробного детектора может быть записано в виде

$$U_{\text{вых}} = U_{=}^{(2)} - (U_{=}^{(1)} + U_{=}^{(2)})/2 = (U_{=}^{(2)} - U_{=}^{(1)})/2. \quad (4.14)$$

Выражение (4.14) можно переписать в форме

$$U_{\text{а\ddot{u}}\delta} = \frac{U_{=}^{(2)} + U_{=}^{(1)}}{2} \cdot \frac{U_{=}^{(2)}/U_{=}^{(1)} - 1}{U_{=}^{(2)}/U_{=}^{(1)} + 1}. \quad (4.15)$$

Выбирая постоянную времени исходя из следующего неравенства: $C_0(R_1 + R_2) \gg 1/\Omega_{\min}$, где Ω_{\min} – минимально возможная частота паразитной амплитудной модуляции, можно обеспечить практически постоянное значение суммы $U_{=}^{(1)} + U_{=}^{(2)}$ в формуле (3.15). В отношении $U_{=}^{(2)}/U_{=}^{(1)}$ этой же формулы числитель и знаменатель изменяются одинаково при колебаниях амплитуды входного сигнала. Указанные обстоятельства обеспечивают малую чувствительность дробного детектора к изменению величины входного сигнала вследствие паразитной амплитудной модуляции.

Лабораторная работа. Частотный детектор

Цель работы: экспериментальное исследование и моделирование процесса детектирования ЧМ-сигналов, выполняемого на основе преобразования изменения частоты колебания: в изменение амплитуды с последующим детектированием с помощью амплитудного детектора; в изменение фазы с последующим детектированием с помощью амплитудного детектора.

Описание лабораторной установки

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований процесса детектирования ЧМ-сигналов, выполняемого на основе:

- расстроенного контура и диодного детектора,
- фазового детектора с одиночным контуром,
- дробного частотного детектора.

Установка может использоваться в автономном режиме и режиме использования внешних измерительных приборов.

Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на [рис. 4.11](#). На левом верхнем поле изображена структурная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы, на правом поле – цифробуквенный дисплей с кнопками управления.

Состав установки

Лабораторная установка включает в себя ЧМ-генератор и блок детекторов.

Частотно-модулированный генератор входного сигнала с амплитудой U_c формирует ЧМ-сигнал с регулируемым индексом модуляции и состоит:

- из генератора высокой частоты (ГВЧ) с регулируемой напряжением частотой генерации f_c в диапазоне 2200–2900 кГц;
- генератора низкой частоты (ГНЧ) с регулируемой частотой в диапазоне 30 Гц – 15 кГц и амплитудой в пределах 0–750 мВ.
- модулятора, формирующего ЧМ-сигнал.

В *блоке детекторов* имеются детекторы, выполненные на основе:

- расстроенного контура и диодного детектора (тип 1);
- фазового детектора с одиночным контуром (тип 2);
- дробного частотного детектора (тип 3).

4. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

4.6. Дробный частотный детектор

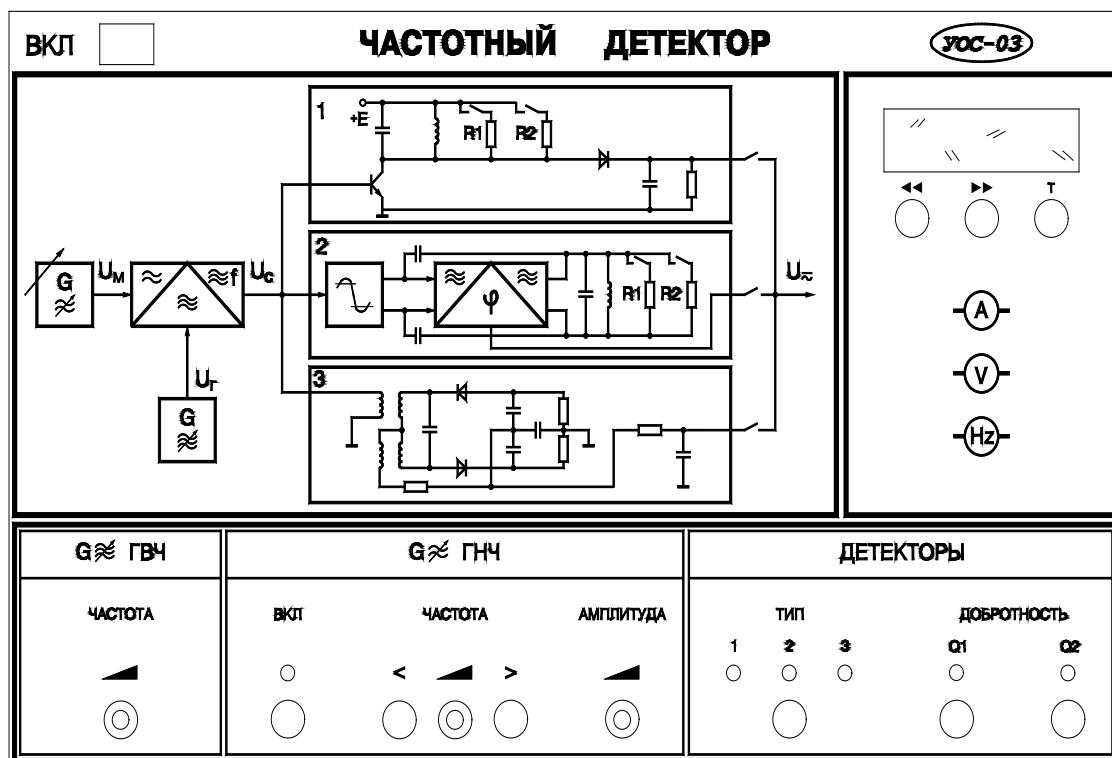


Рис. 4.11. Вид лицевой панели установки

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей.

В поле «ГВЧ» (генератор высокочастотного сигнала U_r) находится кнопка «ЧАСТОТА» – потенциометр, изменяющий напряжение смещения $U_{см}$ на варикапах управления частотой генератора.

В поле «ГНЧ» (генератора низкой частоты) расположены:

- «ВКЛ» – кнопка включения ГНЧ;
- «ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГНЧ;
- «<<», «>>» – кнопки переключения диапазонов («меньше», «больше»);
- «АМПЛИТУДА» – потенциометр плавной регулировки амплитуды ГНЧ.

В поле «ДЕТЕКТОРЫ» (детекторы ЧМ-сигнала) имеются:

- «ТИП» – кнопка переключения типа исследуемого детектора;
- «ДОБРОТНОСТЬ» – кнопка переключения добротности контуров исследуемых детекторов;
 - «Q1» – кнопка включения резистора R_1 ;
 - «Q2» – кнопка включения резистора R_2 .

Для детектора (тип 1) значения сопротивлений $R_1 = 5,6$ кОм и $R_2 = 10$ кОм; для детектора (тип 2) – $R_1 = 430$ Ом и $R_2 = 1,2$ кОм.

На задней стенке установки имеются контрольные выходы: «Вых 1» – напряжение на выходе частотного детектора U_{\cong} , «Вых 2» – модулирующее напряжение $U_{вых}$, «Вых 3» – напряжение на входе частотного детектора U_c .

Поле цифробуквенного дисплея

На цифробуквенном дисплее отображаются измеряемые величины и номер пункта работы. Под дисплеем расположены следующие кнопки:

- «<<<» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к началу;
- «>>>» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к концу;
- «Т» – кнопка сброса контроллера управления.

Экспериментальные исследования

Ознакомившись с описанием лабораторной установки и составив план проведения эксперимента, включить питание и саму установку нажатием кнопки «Вкл».

Все переключения производятся с помощью кнопок на передней панели установки, включенное состояние кнопки индицируется светодиодом. Измерения выполняются встроенными приборами под управлением микроконтроллера, а результаты измерений выводятся на цифробуквенный дисплей, расположенный на лицевой панели. Выбор измеряемых величин и подключение их к индикатору производятся кнопками выбора пункта лабораторной работы («<<<», «>>>»), расположенными вместе с кнопкой «сброс» («Т») под цифробуквенным дисплеем.

Лабораторная работа включает шесть заданий.

Задание 1. Измерение зависимости частоты сигнала на выходе ЧМ-генератора от напряжения смещения

Цель: получить зависимость $f_c = f(U_{см})$ при отсутствии модуляции (кнопка «ГНЧ» в положении «Выкл»).

Порядок выполнения

1. Изменяя с помощью потенциометра «Частота ГВЧ» напряжение смещения $U_{см}$ в пределах 1–12 В, измерить частоту сигнала на выходе ЧМ-генератора.

2. Результаты измерений занести в таблицу.

3. Построить график зависимости $f_c = f(U_{см})$.

Задание 2. Измерение детекторной характеристики частотного детектора на основе расстроенного контура (тип 1)

Цель: получить зависимость постоянной составляющей U_0 на нагрузке частотного детектора от изменения частоты сигнала в пределах 2200–2900 кГц при отсутствии модуляции (кнопка «ГНЧ» в положении «Выкл»).

Порядок выполнения

1. Провести измерения для четырех величин добротности Q резонансного контура детектора:

1.1. Шунтирующие резисторы $R1$ и $R2$ ($Q1$ и $Q2$) отключены.

1.2. Подключен резистор $R1$ ($Q1$).

1.3. Подключен резистор $R2$ ($Q2$).

1.4. Подключены резисторы $R1$ и $R2$ ($Q1$ и $Q2$).

2. Результаты измерений занести в таблицы.
3. Определить среднюю $f_{\text{ср}}$ частоту на максимально линейном участке детекторной характеристики (на возрастающем участке).

Задание 3. Измерение детекторной характеристики частотного детектора на основе фазового детектора (тип 2)

Цель: получить зависимость постоянной составляющей $U_{\text{ср}}$ на нагрузке частотного детектора от изменения частоты сигнала в пределах 2200–2900 кГц при отсутствии модуляции (кнопка «ГНЧ» в положении «Выкл»).

Порядок выполнения

1. Провести измерения для четырех величин добротности резонансного контура детектора:
 - 1.1. Шунтирующие резисторы $R1$ и $R2$ ($Q1$ и $Q2$) отключены.
 - 1.2. Подключен резистор $R1$ ($Q1$).
 - 1.3. Подключен резистор $R2$ ($Q2$).
 - 1.4. Подключены резисторы $R1$ и $R2$ ($Q1$ и $Q2$).
2. Результаты измерений занести в таблицы.
3. Определить среднюю $f_{\text{ср}}$ частоту линейного участка детекторной характеристики ($U_{\text{ср}} = 0$).

Задание 4. Измерение детекторной характеристики дробного частотного детектора (тип 3)

Цель: получить зависимость постоянной составляющей $U_{\text{ср}}$ на нагрузке частотного детектора от изменения частоты сигнала в пределах 2200–2900 кГц при отсутствии модуляции (кнопка «ГНЧ» в положении «Выкл»).

Порядок выполнения

1. Провести измерения.
2. Результаты измерений занести в таблицы.
3. Построить график зависимости $U_{\text{ср}} = f(f_{\text{с}})$.
4. Определить среднюю $f_{\text{ср}}$ частоту линейного участка детекторной характеристики ($U_{\text{ср}} = 0$).

Задание 5. Измерение частотных характеристик детекторов
Цель: определить частотные характеристики детекторов.

Порядок выполнения

1. При выключенном генераторе низкой частоты установить частоту генератора высокой частоты, равную $f_{\text{ср}}$.
2. Включить генератор низкой частоты. Установить уровень эффективного значения модулирующего сигнала равным $U_{\text{м}} = 200$ мВ.
3. Получить зависимость эффективного значения U_{Ω} на выходе частотного детектора от частоты модуляции $F_{\text{м}}$, изменяя частоту модуляции $F_{\text{м}}$ в диапазоне 50 Гц – 15 кГц.
4. Провести измерения для трех типов детекторов. Для детекторов типов 1 и 2 измерения провести при отключенных резисторах $R1$ и $R2$ ($Q1$ и $Q2$). Результаты измерений занести в таблицы.

Задание 6. Исследование зависимости коэффициентов передачи детекторов от уровня модулирующего сигнала

Цель: получить зависимость эффективного значения напряжения U_{Ω} на выходе частотного детектора от эффективного значения напряжения U_M на модуляционном входе частотного модулятора (выходе ГНЧ).

Порядок выполнения

1. При выключенном генераторе низкой частоты установить частоту генератора высокой частоты, равную $f_{\text{ср}}$.
2. Включить генератор низкой частоты.
3. Установить значение $F_M \approx 1$ кГц.
4. Провести измерения для трех типов детекторов, изменяя U_M в пределах 0–750 мВ. Для детекторов типов 1 и 2 измерения выполнить при отключенных резисторах $R1$ и $R2$ ($Q1$ и $Q2$). Результаты измерений занести в таблицы.

Моделирование частотных детекторов

Цели: освоение и закрепление навыков моделирования реальных аналоговых узлов УПиОС;

сравнение результатов компьютерного моделирования с результатами выполнения лабораторной работы на специализированном учебном стенде в условиях полной идентичности исходных данных и объектов моделирования;

иллюстрация более широких возможностей моделирования по сравнению с экспериментальным исследованием учебного стенда путем задания преподавателем других исходных данных, не идентичных лабораторному стенду, но важных для практической работы.

Порядок выполнения

1. Составить описание конкретной модели частотного детектора (на расстроенном контуре и амплитудном детекторе, на основе аналогового перемножителя, на детекторе отношений (дробный детектор) и т. д.) в терминах и обозначениях, принятых в пакете OrCAD [6].

2. Задать исходные данные (амплитуда и частота входного сигнала и их возможные диапазоны изменений).

3. Задать требуемые выходные характеристики (зависимость амплитуды выходного сигнала от частоты, амплитуды входного сигнала, спектр сигнала на выходе и т. д.).

4. Выполнить задания (запуск программы, получение, проверка и корректировка результатов, копирование результатов в отчет по лабораторной работе).

5. Проанализировать полученные результаты (сравнить с данными экспериментального исследования аналогичных частотных детекторов, сравнить полученные характеристики детекторов между собой с формулированием вывода о достоинствах и недостатках каждого и т. д.).

Содержание отчета

1. Наименование и цель работы.
2. Схемы исследуемых частотных детекторов.
3. Результаты измерений для трех типов частотных детекторов.
 - 3.1. Таблицы с результатами измерений и экспериментальные зависимости для модуляционной характеристики ЧМ-генератора (задание 1).
 - 3.2. Таблицы с результатами измерений и экспериментальные зависимости $U_{\Omega} = f(f_c)$ без модуляции для 4 случаев включения шунтирующих резисторов $R1$ и $R2$ (задания 2–4).
 - 3.3. Таблицы с результатами измерений частотных характеристик. графики зависимостей $U_{\Omega} = f(F_M)$ (задание 5).
 - 3.4. Таблицы с результатами измерений зависимостей $U_{\Omega} = f(U_M)$ для трех типов детекторов (задание 6).
 - 3.5. Результаты расчета коэффициентов передачи детекторов по формуле

$$k_{\Omega} = \frac{\sqrt{2}U_{\Omega}}{U_c(\Delta f_m / f_c)},$$

где $U_c = 0,5$ В, Δf_m – девиация частоты. Для определения девиации частоты Δf_m использовать результаты задания 1. По средней частоте несущего колебания f_{cp} для каждого типа детектора определить по графику $f_c = f(U_{\bar{m}})$ значение U_{cm} , соответствующее этой частоте. Для каждого значения U_m рассчитать максимальную частоту f_{max} , соответствующую максимальному смещению $U_{\bar{m}} + \sqrt{2}U_i$, и вычислить Δf_m по формуле $\Delta f_m = f_{max} - f_{\bar{m}}$.

4. Анализ полученных результатов.
 - 4.1. Объяснение характера зависимостей $U_{\Omega} = f(f_c)$ (задания 2–4).
 - 4.2. Анализ частотных свойств детекторов (задание 5).
 - 4.3. Сравнение коэффициентов передачи различных типов детекторов (задание 6).
 - 4.4. Сравнение результатов экспериментальных исследований и моделирования.
5. Выводы.

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняют частотные детекторы? По каким признакам классифицируются такие детекторы и каковы их основные параметры?
2. Каковы принципы работы и схемы частотных детекторов?
3. Как рассчитывают коэффициент передачи частотного детектора?
4. Что происходит при совместном действии сигнала и шума на частотный детектор? Как проявляются пороговые свойства частотного детектора?

4. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

4.6. Дробный частотный детектор

5. Какие искажения могут претерпевать сигналы в частотных детекторах? Какие меры следует предпринимать для уменьшения искажений?

6. Какова методика измерения детекторной характеристики частотного детектора?

7. Какова методика измерения частотных характеристик частотных детекторов?

8. Каковы принципы моделирования частотных детекторов? В чем заключаются преимущества и недостатки моделирования?

5. АМПЛИТУДНЫЙ ДЕТЕКТОР

5.1. Общие сведения

Амплитудным детектором (АД) называется устройство, предназначенное для получения на выходе напряжения, изменяющегося в соответствии с законом изменения огибающей входного амплитудно-модулированного сигнала.

Процесс детектирования амплитудно-модулированных (АМ) сигналов заключается в воспроизведении модулирующего сообщения $x(t)$ с наименьшими искажениями. В аналитической форме АМ-сигнал имеет вид

$$u_c(t) = u_a(t)\cos(\omega_c t), \quad (5.1)$$

где $u_a(t) = U_c[1 + m_a x(t)]$, $m_a \leq 1$ – коэффициент глубины модуляции; U_c – амплитуда несущего колебания с частотой ω_c . Спектр сообщения $x(t)$ сосредоточен в области низких частот (частот модуляции), а спектр сигнала $u_c(t)$ – в области частоты ω_c , значение которой обычно намного превышает значение наивысшей частоты модуляции. Преобразование спектра при демодуляции возможно только в устройствах, выполняющих нелинейное или параметрическое преобразование входного сигнала $u_c(t)$.

При использовании нелинейного устройства, обладающего квадратичной вольт-амперной характеристикой, выходной ток имеет вид

$$i = Bu_c^2(t) = Bu_a^2(t)[0,5 + 0,5\cos(2\omega_c t)], \quad (5.2)$$

где B – постоянный коэффициент. После устранения фильтром низких частот (ФНЧ) составляющей с частотой $2\omega_c$ получим

$$i = 0,5BU_c^2[1 + 2m_a x(t) + m_a^2 x^2(t)]. \quad (5.3)$$

В этом токе содержится составляющая вида $BU_c^2 m_a x(t)$, пропорциональная передаваемому сообщению, а также составляющая $0,5BU_c^2 m_a^2 x^2(t)$, которая обуславливает степень нелинейных искажений модулирующего сообщения $x(t)$.

Параметрическое преобразование осуществляется путем умножения $u_c(t)$ на опорное колебание, имеющее вид $u_0(t) = U_0\cos(\omega_c t)$. В этом случае результат перемножения определяется следующим выражением:

$$u_c(t)u_0(t) = u_a(t)U_0 [0,5 + 0,5\cos(2\omega_c t)]. \quad (5.4)$$

Составляющая с частотой $2\omega_c$ устраняется ФНЧ, и в результате формируется низкочастотный сигнал вида $0,5U_0 u_a(t)$. Отделяя постоянную составляющую $0,5U_0 U_c$, например, при помощи разделительного конденсатора, получаем сигнал вида $0,5U_0 U_c m_a x(t)$, форма которого определяется передаваемым сообщением $x(t)$.

5.2. Основные характеристики и параметры амплитудного детектора

Детекторная характеристика представляет собой зависимость постоянной составляющей U_{\equiv} выходного напряжения от изменения амплитуды U_c немодулированного сигнала $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$. Уровень нелинейных искажений, имеющих место при детектировании, определяется видом детекторной характеристики. По детекторной характеристике можно установить диапазон изменения амплитуды $u_a(t)$ модулированного сигнала (5.1), при котором нелинейные искажения модулирующего сообщения $x(t)$ не будут превышать определенного предела.

Крутизна детекторной характеристики рассчитывается как производная:

$$S_{\text{АД}} = \frac{dU_{\equiv}}{dU_c},$$

является безразмерной величиной и по аналогии с показателями любого усилительного узла характеризует передаточные свойства детектора.

Коэффициент нелинейных искажений – численная мера нелинейных искажений модулирующего сообщения $x(t)$ при гармонической модуляции с частотой $\Omega = 2\pi F$:

$$k_n = \sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots + U_{n\Omega}^2} / U_{1\Omega},$$

где $U_{n\Omega}$ – амплитуда колебания с частотой $n\Omega$ на выходе амплитудного детектора.

Коэффициент передачи амплитудного детектора определяется при гармонической модуляции с частотой Ω отношением

$$k_{\Omega} = U_{\Omega} / m_a U_c,$$

где U_{Ω} – амплитуда колебания с частотой Ω на выходе амплитудного детектора.

Частотная характеристика является зависимостью коэффициента передачи амплитудного детектора от частоты модуляции: $k_{\Omega} = f(\Omega)$.

Коэффициент фильтрации амплитудного детектора задается отношением

$$k_{\delta} = U_c / U_{\omega},$$

где U_{ω} – амплитуда первой гармоники высокочастотного колебания на выходе амплитудного детектора.

5.3. Принцип действия и характеристики диодного детектора

Схема амплитудного диодного детектора изображена на [рис. 5.1](#). На вход детектора поступает высокочастотный сигнал $u_c(t)$. Детектор представляет собой последовательное соединение диода VD и нагрузочной цепи (фильтра): конденсатора C_H и резистора R_H , включенных параллельно. С нагрузочной цепи снимается выходное колебание $u_{\text{ВЫХ}}(t)$.

Значение тока через диод i_g для режима покоя $u_c(t) = 0$ может быть найдено из уравнений

$$\begin{cases} i_g = f(u_g), \\ i_g = -\frac{u_g}{R_i}, \end{cases} \quad (5.5)$$

где U_g – напряжение на диоде VD (см. [рис. 5.1](#)).

Первое уравнение – это уравнение вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода как безынерционного нелинейного элемента. Из-за нелинейного характера ВАХ форма тока через диод i_g при синусоидальной форме сигнала $u_c(t)$ не является синусоидальной. В токе появляется постоянная составляющая, которая, протекая по резистору R_H , создает падение напряжения U_+ , смещающее положение рабочей точки. При увеличении амплитуды входного напряжения смещение рабочей точки возрастает и ток через диод будет приближаться по форме к однополярным импульсам, открывающим диод при положительных значениях входного напряжения.

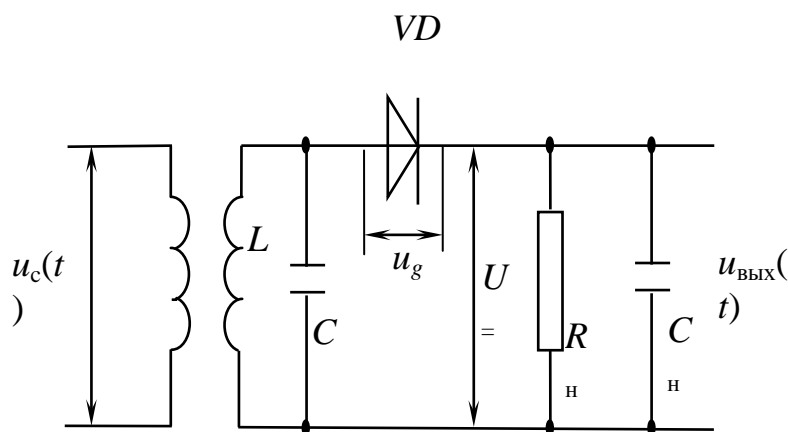


Рис. 5.1. Принципиальная схема амплитудного диодного детектора

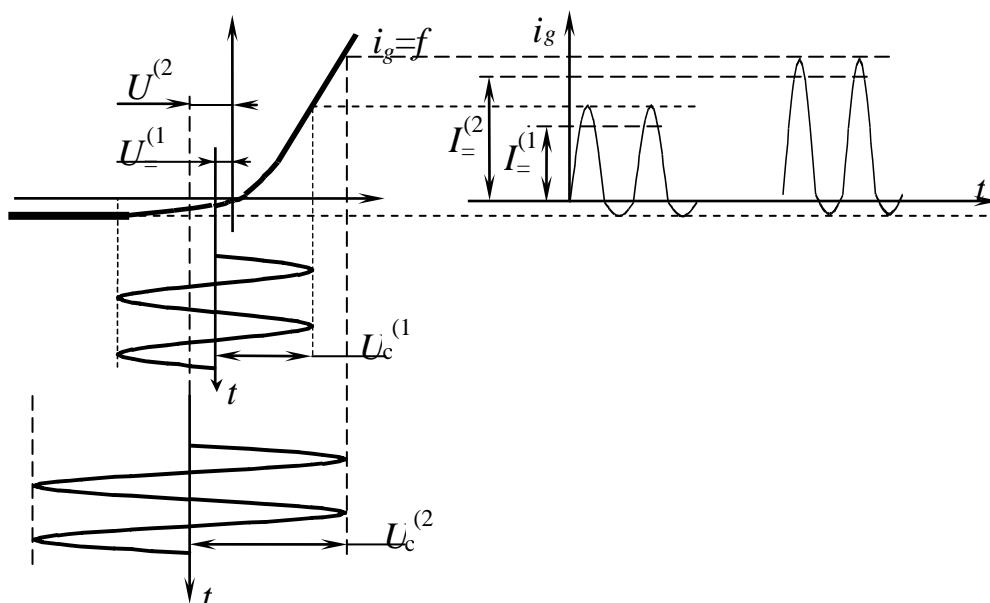


Рис. 5.2. Детектирование амплитудно-модулированных сигналов

На [рис. 5.2](#) приведены формы напряжений и токов на входе детектора для двух случаев, когда амплитуды входных сигналов удовлетворяют неравенству $U_c^{(1)} < U_c^{(2)}$. Тогда постоянные составляющие напряжений $U_{-}^{(1)} < U_{-}^{(2)}$ и $I_{-}^{(1)} < I_{-}^{(2)}$. На этом же рисунке условно изображена зависимость $i_g = f(t)$.

Вольт-амперная характеристика диода в широком диапазоне токов достаточно точно аппроксимируется экспоненциальной зависимостью:

$$i_g = I_{об} (e^{u_g(t)/\varphi_T} - 1), \quad (5.6)$$

где $I_{об}$ – абсолютное значение величины обратного тока диода; φ_T – температурный потенциал, равный 26 мВ при $T = 300$ К. Полагая напряжение на диоде равным $u_g(t) = u_a(t)\cos(\omega_c t) - U_{-}$, подставляя $u_g(t)$ в выражение (4.6) и раскладывая в ряд по функциям Бесселя J_k , получаем

$$i_g = I_{об} \left\{ e^{-U_{-}/\varphi_T} \left[J_0(u_a(t)/\varphi_T) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k(u_a(t)/\varphi_T) \cos k\omega_c t \right] - 1 \right\}. \quad (5.7)$$

Выделим в выражении (5.7) компоненты токов – постоянный I_{-} , переменный I_{ω} с частотой ω_c , переменный $I_{2\omega}$ с частотой $2\omega_c$:

$$\begin{aligned} I_{-} &= I_{об} \left[e^{-U_{-}/\varphi_T} J_0(u_a(t)/\varphi_T) - 1 \right], \\ I_{\omega} &= 2I_{об} e^{-U_{-}/\varphi_T} J_1(u_a(t)/\varphi_T), \\ I_{2об} &= 2I_{об} e^{-U_{-}/\varphi_T} J_2(u_a(t)/\varphi_T). \end{aligned} \quad (5.8)$$

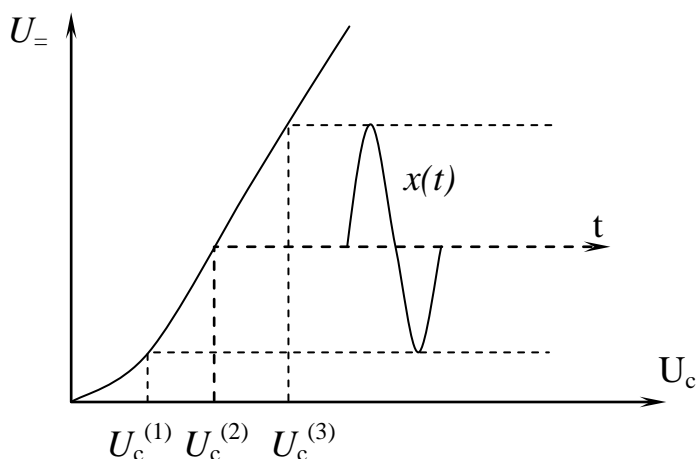


Рис. 5.3. Детекторная характеристика диодного детектора

Как уже отмечалось, зависимость постоянной составляющей $U_{\text{ср}}$ от амплитуды приложенного напряжения U_c называется детекторной характеристикой (рис. 5.3).

Из выражений (5.8) и (5.1) следует, что при $x(t) = 0$ детекторная характеристика может быть записана в виде

$$U_{\text{ср}} = -I_{\text{об}} R_{\text{н}} \left[e^{-U_{\text{ср}}/\varphi_T} J_0(u_a(t)/\varphi_T) - 1 \right]. \quad (5.9)$$

Анализ выражения (5.9) позволяет сделать два основных вывода:

- с увеличением $R_{\text{н}}$ возрастает крутизна детекторной характеристики;
- с увеличением уровня сигнала уменьшается степень нелинейности детекторной характеристики, и наоборот, детектирование «слабых» сигналов сопровождается значительными нелинейными искажениями закона модуляции.

В этой связи различают два режима работы диодного амплитудного детектора: детектирование «слабых» сигналов и детектирование «сильных» сигналов.

В режиме «слабых» сигналов, представив функцию $J_0(u_a(t)/\varphi_T)$ в виде ряда, нетрудно показать, что детекторная характеристика имеет квадратичный вид, т. е.

$$U_{\text{ср}} = AU_c^2 [1 + m_a x(t)]^2, \quad (5.10)$$

и, соответственно, коэффициент нелинейных искажений в этом случае при $x(t) = 0$ равен

$$k_{\text{н}} = \frac{AU_c^2 0,5m_a^2}{AU_c^2 2m_a} = \frac{m_a}{4}. \quad (5.11)$$

Допустимое значение $k_{\text{н}}$, например в системах радиовещания, не превышает нескольких процентов ($k_{\text{н}} \leq 5\%$), что налагает ограничения на допустимый коэффициент глубины амплитудной модуляции в передатчике. Дополнительным недостатком работы на квадратичном участке детекторной

характеристики является малый коэффициент передачи, затрудняющий работу последующих усилительных каскадов.

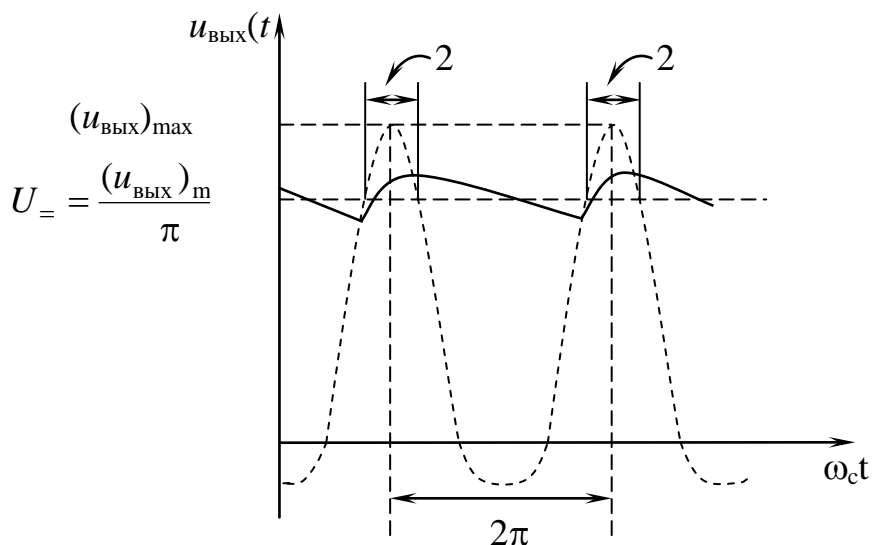


Рис. 5.4. Форма выходного напряжения диодного детектора

В режиме «сильных» сигналов вольт-амперная характеристика диода аппроксимируется линейной зависимостью $i_g = f(U_g)$ (5.5). В этом случае появляется заметное напряжение смещения на аноде диода из-за значительной величины $U_$, т. е. диод работает в режиме отсечки, и ток проходит через него только в течение тех интервалов времени, когда $U_c - U_ > 0$. На рис. 5.4 показан угол отсечки θ тока диода. На интервале времени, соответствующем углу 2θ , происходит быстрый заряд конденсатора C_H (см. рис. 5.1) через открытый диод. В течение времени, когда диод закрыт, конденсатор C_H разряжается через резистор R_H .

Полагая, что $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$, ток открытого диода можно определить по выражению

$$i_g = S(U_c \cos(\omega_c t) - U_) = S U_c \left(\cos(\omega_c t) - \frac{U_}{U_c} \right), \quad (5.12)$$

где $U_ / U_c = \cos \theta$ – косинус угла отсечки, S – крутизна вольт-амперной характеристики на рабочем участке.

Интегрируя выражение (5.12) на интервале $[0, 2; \pi]$, можно получить выражение для $U_$ в виде

$$U_ = \frac{S U_c R_i}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (5.13)$$

Учитывая, что $U_ / U_c = \cos \theta$, для малых значений угла θ получаем

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S R_i}}, \quad (5.14)$$

т. е. угол отсечки определяется лишь значениями S и R_H и не зависит от величины U_c .

Для амплитудно-модулированного сигнала имеем

$$u_{\text{вых}}(t) = \cos\theta U_c [1 + m_a x(t)] = U_c \cos\theta + m_a U_c x(t) \cos\theta, \quad (5.15)$$

т. е., несмотря на наличие угла отсечки, диодный детектор и в режиме «сильных» сигналов является линейным детектором.

Нелинейные искажения при детектировании «сильных» сигналов определяются:

1. Нелинейностью начального участка вольт-амперной характеристики диода. При этом, чтобы гарантировать работу вне существенно нелинейного участка, например, в области $0 \leq U_c \leq U_c^{(1)}$ на [рис. 5.2](#), необходимо выбирать значение U_c исходя из неравенства

$$U_c \geq \frac{U_c^{(1)}}{1 - m_a}. \quad (5.16)$$

2. Различием сопротивлений детектора по постоянному и переменному токам. При использовании усилителя с входным сопротивлением $R_{\text{вх}} \geq (5-10)R_{\text{н}}$ и выборе величины емкости разделительного конденсатора C_p , обеспечивающей его малое сопротивление по переменному току по сравнению с $R_{\text{вх}}$, из условия

$$C_p > \frac{1}{\Omega_{\min} R_{\text{вх}}}, \quad (5.17)$$

где Ω_{\min} – минимальная частота модулирующего сигнала, этим видом нелинейных искажений можно пренебречь.

3. Нелинейностью процесса заряда и разряда конденсатора $C_{\text{н}}$. При этом возникает фазовый сдвиг между напряжениями U_{\pm} и $u_a(t)$. В моменты времени, когда $u_a(t) < U_{\pm}$, конденсатор $C_{\text{н}}$ будет разряжаться через резистор $R_{\text{н}}$ по экспоненциальному закону. Анализ показывает, что малый уровень нелинейных искажений этого вида обеспечивается при условии

$$R_{\text{н}} C_{\text{н}} \Omega_{\max} \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a}, \quad (5.18)$$

где Ω_{\max} – максимальная частота модулирующего сигнала.

Кроме рассмотренных выше нелинейных искажений в режиме детектирования «сильных» сигналов возникают частотные искажения, обусловленные присутствием в выходном напряжении гармоник высокочастотного колебания. С целью уменьшения уровня колебания высокой частоты на выходе амплитудного детектора величина емкости конденсатора $C_{\text{н}}$ выбирается из условия

$$\frac{1}{\omega_{\text{сн}} C_{\text{н}}} \ll R_{\text{н}}, \quad (5.19)$$

а коэффициент фильтрации в этом случае определяется выражением

$$k_{\text{ф}} = \omega_{\text{сн}} C_{\text{н}} r_g, \quad (5.20)$$

где r_g – сопротивление диода в открытом состоянии.

5.4. Транзисторный детектор

Основным преимуществом такого детектора, по сравнению с диодным, является возможность одновременного детектирования и усиления сигнала, что облегчает работу последующих каскадов. В транзисторных детекторах детектирование может выполняться за счет нелинейной вольт-амперной характеристики базового, коллекторного и эмиттерного токов; причем далеко не всегда возможно создание чисто базового, коллекторного или эмиттерного детектирования и на практике используют смешанные режимы, например, коллекторно-базовый или эмиттерно-базовый режим детектирования.

Входное сопротивление $R_{вх}$ и входную емкость $C_{вх}$ транзисторного детектора при малых и средних амплитудах входного сигнала в первом приближении находят так же, как аналогичные параметры для усилительных схем в режиме короткого замыкания на выходе. При наличии отсечки базового тока (в режиме «сильных» сигналов) входное сопротивление транзисторного детектора оказывается выше, чем у диодного.

Благодаря указанным преимуществам в интегральных микросхемах, как правило, используются транзисторные детекторы. Примером является микросхема, состоящая из усилителя промежуточной частоты с автоматической регулировкой усиления и амплитудного транзисторного детектора.

5.5. Синхронный детектор

Для реализации синхронного детектора обычно используется аналоговый перемножитель сигналов. При этом на один из входов аналогового перемножителя поступает амплитудно-модулированный сигнал $u_c(t)$ (5.1), на другой вход – опорное когерентное колебание $u_0(t)$. В результате перемножения колебаний на выходе образуются низкочастотная составляющая $0,5u_a(t)U_0$ и высокочастотная составляющая $0,5u_a(t)U_0\cos(2\omega_c t)$, которая устраняется на выходе с помощью фильтра низкой частоты $C_H R_H$. К основным преимуществам синхронного детектора относятся:

- малые нелинейные искажения $u_{ввых}(t)$, вследствие работы при достаточно больших напряжениях опорного колебания в режиме детектирования «сильных» сигналов;
- возможность подключения в качестве нагрузки ФНЧ с полосой прозрачности, величина которой не зависит от значений частоты Ω_{max} модулирующего колебания;
- высокое входное и низкое выходное сопротивления, что обеспечивает хорошее согласование с соседними каскадами устройств обработки сигналов.

Однако преимущества синхронного детектирования амплитудно-модулированных сигналов реализуются лишь при точной синхронизации опорного и несущего колебаний. В реальных устройствах возможен фазовый сдвиг ψ между указанными колебаниями, вызванный задержкой в цепи формирования опорного колебания.

При наличии фазового сдвига $\psi \neq 0$ амплитуда колебания на выходе синхронного детектора будет равна

$$u_{\psi}(t) = \sqrt{u_0^2(t) + u_c^2(t) + 2u_0(t)u_c(t)\cos\psi}. \quad (5.21)$$

Разлагая выражение (5.21) в степенной ряд и ограничиваясь первыми членами разложения, можно получить

$$u_{\psi}(t) \cong u_0(t) + u_c(t)\cos\psi + u_c^2(t)\sin^2\psi.$$

Если входной сигнал $u(t)$ имеет амплитудную модуляцию вида $u_a(t) = U_c[1 + m_a\cos\Omega t]$, то полезный сигнал на выходе синхронного детектора (без учета коэффициентов усиления) равен

$$u_{\text{вых}}(t) = 0,5U_c[1 + m_a\cos\Omega t]U_0\cos\psi. \quad (5.22)$$

Максимальное значение $u_{\text{вых}}(t)$ достигается при величине $\psi = 2k\pi$, что и следовало ожидать.

Лабораторная работа. Амплитудный детектор

Цель работы: экспериментальное исследование и моделирование основных характеристик и параметров амплитудных детекторов, выполненных на базе диодного детектора (тип 1), транзисторного детектора (тип 2), синхронного детектора на основе аналогового перемножителя (тип 3).

Описание лабораторной установки

Лабораторная установка предназначена для автоматизированных экспериментальных исследований и может работать в автономном режиме и режиме использования внешних измерительных приборов.

5. АМПЛИТУДНЫЙ ДЕТЕКТОР

5.5. Синхронный детектор

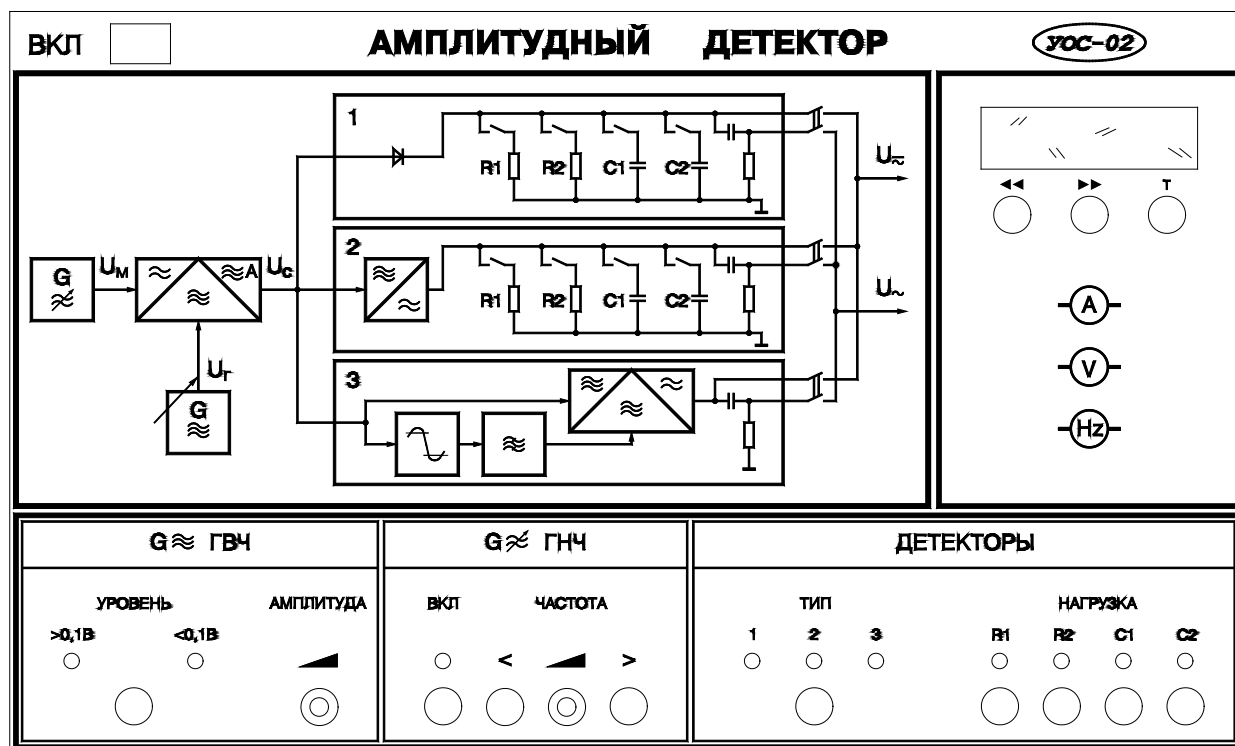


Рис. 5.5. Вид лицевой панели

Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на [рис. 5.5](#). На левом верхнем поле изображена функциональная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы, на правом поле – цифробуквенный дисплей с кнопками управления.

Состав установки

Лабораторная установка включает в себя генератор входного сигнала и блок детекторов ([см. рис. 5.5](#)).

Генератор входного сигнала формирует амплитудно-модулированный сигнал с регулируемой амплитудой, частотой и состоит:

- из генератора высокой частоты с частотой генерации $f_c = 465$ кГц и регулируемой в диапазонах 0–0,1 и 0,1–1,0 В амплитудой колебания U_r ;
- генератора низкой частоты с регулируемой в пределах 30 Гц–15 кГц частотой генерации и постоянной амплитудой колебания U_m ;
- модулятора, формирующего амплитудно-модулированный сигнал с постоянным коэффициентом глубины модуляции $m_a = 30$ %.

Блок детекторов содержит:

- диодный детектор, к выходу которого подключены коммутируемые независимо элементы нагрузки – резисторы и конденсаторы: R_1 , R_2 , C_1 и C_2 ;
- транзисторный детектор с коммутируемыми элементами нагрузки R_1 , R_2 , C_1 и C_2 на выходе;

▪ синхронный детектор, выполненный на основе аналогового перемножителя.

Значения параметров для диодного детектора: $R1 = 20$ кОм, $R2 = 10$ кОм, $C1 = 4700$ пФ, $C2 = 1000$ пФ.

К выходам детекторов через разделительный конденсатор $C_p = 0,47$ мкФ подключен нагрузочный резистор $R = 20$ кОм.

На задней стенке установки имеются контрольные выходы: «Вых 1» – напряжение $u_c(t)$, «Вых 2» – напряжение U_{Ω} , «Вых 3» – напряжение U_{\pm} .

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей.

В поле «ГВЧ» (генератор высокочастотного сигнала U_T) расположены:

- «УРОВЕНЬ» – кнопка переключения уровня сигнала;
- «АМПЛИТУДА» – потенциометр регулировки амплитуды сигнала.

В поле «ГНЧ» (генератор низкой частоты) находятся:

- «ВКЛ» – кнопка включения генератора;
- «ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГНЧ;

«<<», «>>» – кнопки переключения диапазонов («меньше», «больше»).

В поле «ДЕТЕКТОРЫ» (детекторы сигнала) имеются:

- «ТИП» – кнопка переключения типа исследуемого детектора;
- «НАГРУЗКА» – кнопки подключения нагрузок резисторов и конденсаторов: $R1$, $R2$, $C1$, $C2$.

Поле цифробуквенного дисплея

На цифробуквенном дисплее отображаются измеряемые величины и номер пункта работы. Под дисплеем расположены следующие кнопки:

- «<<<» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к началу;
- «>>>» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к концу;
- «Т» – кнопка сброса контроллера управления.

Экспериментальные исследования

Ознакомившись с описанием лабораторной установки и составив план проведения эксперимента, включить питание и саму установку нажатием кнопки «Вкл».

Все переключения производятся с помощью кнопок на передней панели установки, включенное состояние кнопки индицируется светодиодом. Измерения выполняются встроенными приборами под управлением микроконтроллера, а результаты измерений выводятся на цифробуквенный дисплей, расположенный на лицевой панели. Выбор измеряемых величин и под-

ключение их к индикатору производятся кнопками выбора пункта лабораторной работы («<<<», «>>>»), расположенными вместе с кнопкой «сброс» («Т») под цифробуквенным дисплеем.

Лабораторная работа включает пять заданий.

Задание 1. Измерение детекторной характеристики диодного детектора (тип 1)

Цель: получить зависимость постоянной составляющей U_{Σ} на нагрузке диодного детектора от эффективного значения U_c входного сигнала без модуляции. Измерения провести для режимов «слабых» и «сильных» сигналов и для двух значений нагрузки: $R1, C1$ и $R2, C1$.

Порядок выполнения

1. Провести измерения:

- в режиме «слабых» сигналов значение U_c изменять в интервале 0–400 мВ;
- в режиме «сильных» сигналов значение U_c изменять в интервале 400 мВ–2,0 В.

2. Результаты измерений занести в таблицы.

Задание 2. Измерение детекторной характеристики транзисторного детектора (тип 2)

Цель: получить зависимость постоянной составляющей U_{Σ} на нагрузке транзисторного детектора от эффективного значения U_c входного сигнала без модуляции.

Порядок выполнения

1. Провести измерения для двух значений нагрузки: $R1, C1$ и $R2, C1$, изменяя значение U_c в интервале 0–30 мВ.

2. Результаты измерений занести в таблицы.

Задание 3. Измерение детекторной характеристики синхронного детектора (тип 3)

Цель: получить зависимость постоянной составляющей U_{Σ} на нагрузке синхронного детектора от эффективного значения U_c входного сигнала без модуляции.

Порядок выполнения

1. Кнопкой «УРОВЕНЬ» установить уровень сигнала «>0,1 В» (светодиодный индикатор должен светиться) и провести измерения, изменяя значение U_c в интервале 0–180 мВ.

2. Результаты измерений занести в таблицы.

Задание 4. Измерение частотных характеристик детекторов

Цель: снять частотные характеристики детекторов $U_{\Omega} = f(F)$.

Порядок выполнения

1. Измерить эффективное значение U_{Ω} низкой частоты на «закрытом» (без постоянной составляющей) выходе, изменяя частоту модуляции F в диа-

пазоне 30 Гц–15 кГц при постоянном значении амплитуды сигнала $U_c = \text{const}$ (коэффициент глубины модуляции должен быть постоянным и равным $m_a = 30\%$).

2. Для диодного детектора (тип 1) поддерживать значение амплитуды $U_c \cong 1\text{--}1,5$ В. Измерения проводить при сопротивлении нагрузки $R1$ для трех значений нагрузочного конденсатора: $C1$, $C2$, $C1+C2$.

3. Для транзисторного детектора (тип 2) поддерживать значение амплитуды $U_c \cong 10\text{--}15$ мВ. Измерения проводить при сопротивлении нагрузки $R1$ для трех значений нагрузочного конденсатора: $C1$, $C2$, $C1+C2$.

4. Для синхронного детектора (тип 3) поддерживать значение амплитуды $U_c \cong 100$ мВ.

5. Результаты измерений занести в таблицы.

Задание 5. Определение коэффициента передачи детекторов

Цель: измерить зависимость коэффициента передачи для трех типов детекторов от величины эффективного значения напряжения входного сигнала $k = U_{\Omega}/(m_a U_c)$ при фиксированных значениях коэффициента глубины модуляции $m_a = 30\%$ и частоты модуляции $F \approx 1$ кГц.

Порядок выполнения

1. Для диодного детектора (тип 1) измерения проводить при нагрузке $R1$, $C1$, изменяя величину U_c в пределах 250 мВ – 2,0 В.

2. Для транзисторного детектора (тип 2) измерения проводить при нагрузке $R1$, $C1$, изменяя величину U_c в пределах 0–30 мВ.

3. Для синхронного детектора (тип 3) выполнить измерения в диапазоне изменения U_c 0–100 мВ.

4. Результаты измерений занести в таблицы.

Моделирование амплитудных детекторов

1. Составить описание конкретной модели АД (диодного, транзисторного, синхронного) в терминах и обозначениях, принятых в пакете OrCAD [6].

2. Задать исходные данные (амплитуда и частота входного сигнала и их возможные диапазоны изменений).

3. Задать требуемые выходные характеристики (детекторные, частотные характеристики, коэффициент передачи и т. д.).

4. Выполнить задания (запуск программы, получение, проверка и корректировка результатов, копирование результатов в отчет по лабораторной работе).

Содержание отчета

1. Наименование и цель работы.

2. Схемы исследуемых амплитудных детекторов.

3. Результаты измерений для трех типов амплитудных детекторов.

3.1. Таблицы с результатами измерений и графики экспериментальных зависимостей постоянной составляющей на выходе U_{Ω} от эффективного значения U_c входного сигнала без модуляции:

- для диодного детектора (задание 1):
 - в режиме «слабых» сигналов при нагрузке $R1, C1$ и $R2, C1$;
 - в режиме «сильных» сигналов при нагрузке $R1, C1$ и $R2, C1$;
- для транзисторного детектора (задание 2) – при нагрузке $R1, C1$ и $R2, C1$;
- для синхронного детектора (задание 3).

3.2. Таблицы с результатами измерений частотной характеристики и графики экспериментальных зависимостей $U_{\Omega} = f(F)$ при фиксированных значениях амплитуды входного сигнала U_c и индекса модуляции $m_a = 30\%$:

- для диодного детектора – в режиме «сильных» сигналов для трех значений нагрузки: $R1, C1$; $R1, C2$; $R1, (C1 + C2)$;
- для транзисторного детектора – для трех значений нагрузки $R1, C1$; $R1, C2$; $R1, (C1 + C2)$;
- для синхронного детектора.

3.3. Таблицы с результатами измерений коэффициента передачи детекторов и экспериментальные зависимости $k = f(U_c)$ при фиксированных значениях частоты модуляции $F = 1$ кГц и индекса модуляции $m_a = 30\%$ в диапазоне изменения величины входного сигнала U_c :

- для диодного детектора с нагрузкой $R1, C1$;
- для транзисторного детектора с нагрузкой $R1, C1$;
- для синхронного детектора.

4. Анализ полученных результатов.

4.1. Объяснение характера зависимостей $U_{\Omega} = f(U_c)$ (задания 1–3).

4.2. Анализ частотных свойств детекторов (задание 4).

4.3. Сравнение коэффициентов передачи различных типов детекторов (задание 5).

5. Выводы.

6. Анализ полученных результатов моделирования (сравнение с данными экспериментального исследования аналогичных АД, сравнение полученных характеристик между собой с формулированием вывода о достоинствах и недостатках каждой схемы АД и т. д.).

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняют амплитудные детекторы? По каким признакам классифицируются такие детекторы и каковы их параметры?

2. Каковы принципы работы и схемы амплитудных детекторов? В чем заключаются их достоинства и недостатки? Каковы особенности синхронных детекторов?

3. Как можно представить эквивалентную схему детектора? Как определить коэффициент передачи и входное сопротивление детектора на полупроводниковом диоде?

4. Какие искажения могут претерпевать сигналы в детекторах? Какие меры следует предпринимать для уменьшения искажений сигналов?

5. Какие процессы происходят при детектировании двух высокочастотных напряжений с различными частотами? Как определяется отношение сигнал/помеха на выходе детектора?

6. Что происходит при совместном действии сигнала и шума на амплитудный детектор? Как изменяется спектр сигнала и шума на выходе амплитудного детектора?

7. Какова методика измерения детекторной характеристики детектора?

8. Какова методика измерения частотных характеристик детекторов?

9. Какова методика измерения коэффициента передачи детектора?

10. Каковы принципы моделирования амплитудных детекторов? В чем заключаются преимущества и недостатки моделирования?

6. ЧАСТОТНАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

6.1. Общие сведения

Частотная автоподстройка частоты (ЧАПЧ) предназначена для обеспечения расположения спектра принимаемого входного сигнала в полосе пропускания усилительно-преобразовательного тракта устройств приёма и обработки сигналов (УПиОС). В супергетеродинных устройствах приема и обработки сигналов с помощью системы ЧАПЧ регулируется значение частоты Δf_a генератора, управляемого напряжением (гетеродина). Она поддерживает частоту выходного сигнала (промежуточную частоту) $f_{i.ч.} = |f_a \pm f_n|$ в допустимых пределах при случайных отклонениях Δf_n и Δf_a частот входного сигнала f_n и гетеродина f_a от номинальных значений.

Особенностью системы частотной автоподстройки частоты является наличие статической ошибки регулирования остаточной расстройки по частоте $\Delta f_{п.ч. ост}$, т. е. отличие частоты гетеродина от частоты, которая точно соответствует эталонному номинальному значению $f_{г. ном.}$. Системе ЧАПЧ характерен широкий диапазон начальных расстроек, в котором она способна существенно снижать ошибку настройки частоты гетеродина.

6.2. Основные характеристики системы частотной автоподстройки частоты

- Полоса удержания, в пределах которой система ЧАПЧ «удерживает» промежуточную частоту близкой к номинальному значению $f_{п.ч. ном.}$
- Полоса втягивания, при попадании в которую преобразованной частоты сигнала, происходит «захват» системой ЧАПЧ частоты $f_{п.ч.}$, после чего значение этой частоты сохраняется близким к номинальному при отклонении частоты входного сигнала f_c в пределах полосы удержания.
- Время установления t_y , определяемое как время, прошедшее от начала процесса автоматической подстройки ($t = 0$), до момента достижения величины $1,1 \Delta f_{п.ч. ост}$ отстройки частоты.
- Постоянная времени системы ЧАПЧ τ , выбор которой определяется заданным быстродействием, отсутствием демодуляции ЧМ сигнала и условием устойчивости системы.

6.3. Принципы работы системы частотной автоподстройки частоты

Основными элементами структурной схемы (рис. 6.1) [2] системы частотной автоподстройки частоты являются: частотный детектор ЧД, фильтр низкой частоты ФНЧ, усилитель У, генератор управляемый напряжением ГУН, смеситель См и усилитель промежуточной частоты УПЧ. На выходе частотного детектора формируется напряжение, которое определяется отклонением частоты на выходе УПЧ от номинального значения $f_{\text{ПЧ ном}}$, при котором характеристика ЧД проходит через ноль (рис. 6.2). Это напряжение фильтруется с помощью ФНЧ, который определяет инерционные свойства системы ЧАПЧ и обеспечивает её устойчивость. Выходное напряжение фильтра низкой частоты усиливается с помощью усилителя и поступает на вход ГУН. генератор, управляемый напряжением, изменяет частоту гетеродина таким образом, чтобы она подтягивалась к средней частоте частотного детектора $f_{\text{ср}} = f_{\text{п.ч. ном}}$, являющейся эталонной частотой.

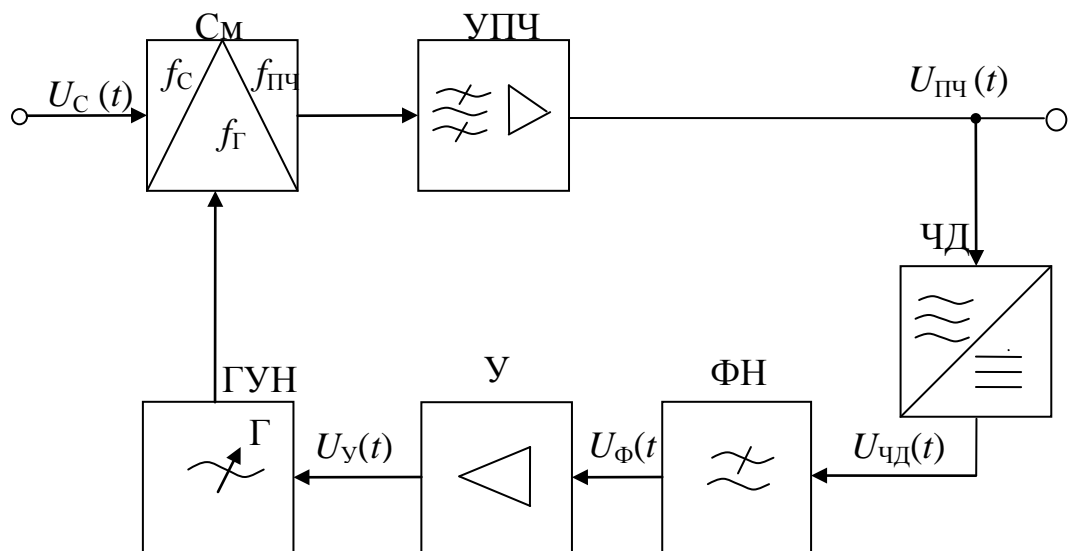


Рис. 6.1. Структурная схема системы ЧАПЧ

Представленная на рис. 6.1 система ЧАПЧ поддерживает промежуточную частоту УПОС мало изменяющейся при уходах как частоты передатчика f_c , так и частоты работы ГУН. При приёме аналоговых амплитудно-модулированных сигналов степень инерционности системы ЧАПЧ обусловлена только собственной устойчивостью системы ЧАПЧ и может быть весьма малой [2].

В системах частотной автоподстройки частоты используются частотные детекторы, имеющие детекторную характеристику, вид которой представлен на рис. 6.2. Такой зависимостью выходного напряжения $U_{\text{ЧД}}$ от час-

тоты обладают, например, частотные детекторы на расстроенных контурах, имеющие полосу частот $\Delta F_{\text{чд}}$.

Постоянная времени ФНЧ τ_c определяет инерционные свойства и вид переходных процессов систем ЧАПЧ.

Усилитель U в петле обратной связи обеспечивает увеличение абсолютного значения крутизны $S_{\text{чд}}$ частотного детектора. Увеличение этого параметра пропорционально коэффициенту усиления K_u усилителя U . Последовательность соединения фильтра низкой частоты ФНЧ и усилителя U (рис. 6.1) в петле обратной связи может быть любым и определяется лишь конкретными условиями построения схемы системы ЧАПЧ.

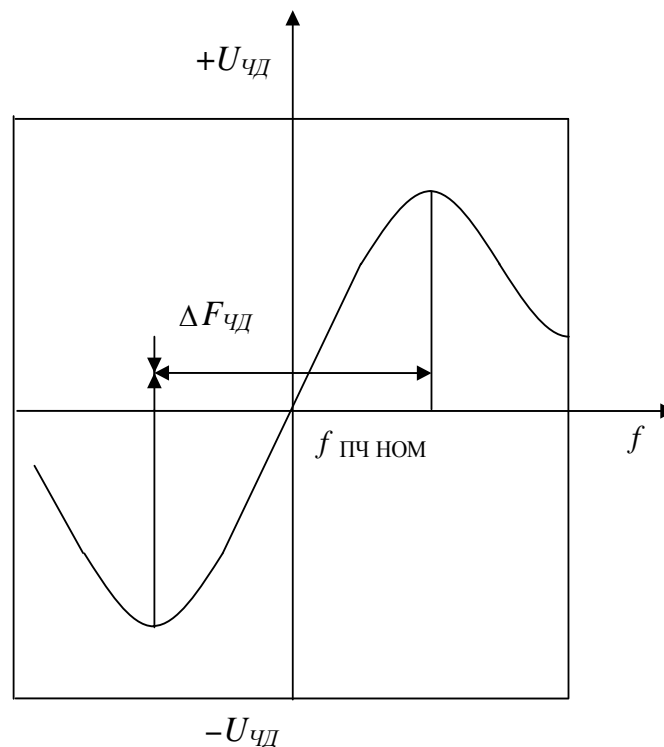


Рис. 6.2. Детекторная характеристика частотного детектора

В устройствах приема и обработки сигналов при приеме частотно-модулированных сигналов допустимое быстродействие системы ЧАПЧ ограничено требованием отсутствия демодуляции этих сигналов [2]. Система ЧАПЧ в данном случае должна ослаблять медленные (паразитные) изменения промежуточной частоты, но не должна отслеживать изменения, определяемые частотной модуляцией принимаемого сигнала.

Каждая система ЧАПЧ обладает ограниченной областью начальных расстроек (отклонений) генерируемой ГУН частоты от номинального значения, в пределах которой она способна снижать ошибку настройки. При выходе начальной расстройки за пределы этой области система ЧАПЧ теряет свойства автоматической подстройки частоты.

6.4. Характеристики основных элементов системы ЧАПЧ

Одним из основных элементов системы ЧАПЧ является частотный детектор (рис. 6.1). Важнейшими показателями детекторной характеристики ЧД (рис. 6.2) являются крутизна $S_{\times\ddot{A}} = \frac{dU_{i.\ddot{A}}(f)}{df}$ и полоса частот частотного детектора $\Delta F_{\text{ЧД}}$.

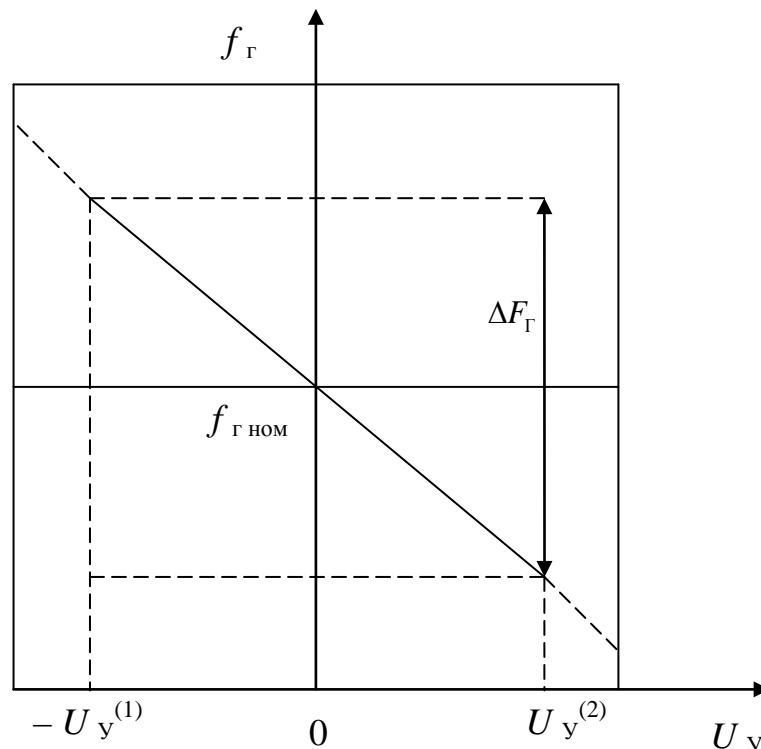


Рис. 6.3. Регулировочная характеристика генератора, управляемого напряжением

Существенное значение для работы системы ЧАПЧ при больших расстройках относительно $f_{\text{п.ч. ном}}$ имеет также форма скатов детекторной характеристики.

Управление ГУНпо частоте постоянным напряжением $U_y(t)$ отображается регулировочной характеристикой $f_{\text{Г}} = f(U_y)$ (рис. 6.3). При анализе процессов в системе ЧАПЧ эта характеристика обычно линеаризуется в области напряжений $U_y^{(1)} \leq U_y \leq U_y^{(2)}$ и используется её основной параметр – крутизна регулировочной характеристики $S_{\text{Г}} = \frac{df_{\text{Г}}(U_y)}{dU_y}$.

Для снижения ошибки при автоматической подстройке частоты при выборе промежуточной частоты $f_{i.\ddot{A}} = f_{\ddot{A}} - f_{\text{н}}$ необходимо, чтобы знаки $S_{\text{ЧД}}$ и $S_{\ddot{A}}$ были бы противоположны, т. е. $S_{\text{ЧД}} S_{\text{Г}} < 0$ [2]. Изменение частоты ГУН

происходит в области полосы частот ΔF_{Γ} работы генератора, управляемого напряжением, при среднем значении частоты генератора $f_{\Gamma} = f_{\Gamma, \text{ном}}$.

Фильтры низкой частоты первого и второго порядков обычно строятся на основе RC-звеньев.

6.5. Анализ работы системы ЧАПЧ

Основной задачей анализа работы системы ЧАПЧ является получение соотношений, описывающих поведение во времени частоты на выходе усилителя промежуточной частоты (рис. 6.1). Теоретический анализ процессов в системе ЧАПЧ проведем для фильтра низкой частоты (рис. 6.1) первого порядка при линеаризованных характеристиках частотного детектора в полосе $\Delta F_{\bar{a}}$ (рис. 6.2) и регулировочной характеристики генератора, управляемого напряжением, в полосе $\Delta f_{\bar{a}}$ (рис. 6.3). При этом будем пренебрегать инерционностью УПЧ и использовать лишь статические характеристики (рис. 6.2, рис. 6.3) частотного детектора и генератора, управляемого напряжением, без учёта переходных процессов в этих установках.

Основное уравнение для частот в тракте, приведенном на рис. 6.1, имеет вид

$$f_{\text{п.ч}} = f_{\Gamma} - f_c. \quad (6.1)$$

Тогда, полагая, что все частотные нестабильности отражены в отклонениях частоты входного сигнала $\Delta f_{\bar{n}}$, запишем отклонение промежуточной частоты от своего среднего (номинального) значения в форме

$$\Delta f_{\text{п.ч}} = \Delta f_{\Gamma} - \Delta f_c, \quad (6.2)$$

где $\Delta f_{\bar{a}}$ – отклонение частоты генератора управляемого напряжением от величины $f_{\bar{a}, \text{н.н.}}$.

Для структурной схемы система ЧАПЧ (рис. 6.1) имеем [3]:

$$\begin{aligned} \Delta f_{\Gamma} &= \psi_1(K_U U_{\Phi}), \\ U_{\text{чд}} &= \psi_2(\Delta f_{\Gamma} - \Delta f_c). \end{aligned} \quad (6.3)$$

Напряжение на выходе частотного детектора $U_{\text{чд}}$ связано с напряжением на выходе фильтра низких частот U_{Φ} дифференциальным уравнением

$$U_{\text{чд}} = U_{\Phi} + \frac{dU_{\Phi}(t)}{dt} \tau_{\Phi}, \quad (6.4)$$

где для ФНЧ первого порядка (RC-фильтра) $\tau_{\Phi} = RC$.

Рассмотрим процессы подстройки частоты при малых расстройках $\Delta f_{\bar{n}}$. Тогда зависимости $\psi_1(K_U U)$ и $\psi_2(\Delta f_{\Gamma} - \Delta f_c)$ можно представить в следующем виде:

$$\Delta f_r = S_r K_U U_\Phi; \quad U_{\text{чд}} = -S_{\text{чд}}(\Delta f_r - \Delta f_c). \quad (6.5)$$

Здесь S_r – крутизна регулировочной характеристики генератора, управляемого напряжением. Подставляя (6.4) в (6.5), получаем

$$U_\Phi + \frac{dU_\Phi(t)}{dt} \tau_\Phi = -S_{\text{чд}}(\Delta f_r - \Delta f_c).$$

Учитывая, что из (6.5) $U_\Phi = \frac{\Delta f_r}{S_r K_U}$, имеем

$$\tau_\Phi \frac{d(\Delta f_r)}{dt} = -S_{\text{чд}} S_r K_U (\Delta f_r - \Delta f_c) - \Delta f_r. \quad (6.6)$$

Запишем (6.5) в виде

$$\tau_a \frac{d(\Delta f_r)}{dt} + (1 + K_0) \Delta f_r = K \Delta f_c, \quad (6.7)$$

где $1 + K_0 = 1 + S_r K_U$ – коэффициент подстройки системы ЧАПЧ.

Решение линейного дифференциального уравнения (6.7) при нулевых начальных условиях может быть представлено в форме [3]

$$\Delta f_r = \frac{K_0}{\tau_\Phi} e^{-t/\tau} \int_0^t \Delta f_c e^{x/\tau} dx, \quad (6.8)$$

где $\tau = \tau_\Phi / (1 + K_0)$ представляет собой постоянную времени системы ЧАПЧ.

Если при $t = 0$ частота входного сигнала f_c изменилась на некоторую величину $\Delta f_{\text{н.нач}}$, не выходящую за пределы линейной аппроксимации статистической характеристики $\psi_2(\Delta f_{\text{н}} - \Delta f_{\text{н}})$, то при $t \geq 0$ из (6.8) и (6.2) следует, что

$$\Delta f_{\text{п.ч}} = \frac{\Delta f_{\text{с.нач}}}{1 + K_0} (1 + K_0 e^{-t/\tau}). \quad (6.9)$$

Зависимость (6.9) приведена на рис. 6.4 для установившегося значения $\Delta f_{\text{н}}$ при t , стремящимся к бесконечности. Из (6.9) имеем

$$\Delta f_{\text{п.ч}} = \Delta f_r \frac{\Delta f_{\text{с.нач}}}{1 + K_0}. \quad (6.10)$$

Как следует из (6.10), система ЧАПЧ уменьшает начальную расстройку частоты входного сигнала, вызванную действием дестабилизирующих факторов, причём количественная оценка этого уменьшения определяется величиной коэффициента подстройки ЧАПЧ. Эффективность системы ЧАПЧ определяется значениями $S_{\text{чд}}$, S_r и K_U . В этой связи целесообразно использовать частотный детектор и генератор, управляемый напряжением, с возможно большими значениями крутизны характеристик.

Время установления t_y частоты определим из (6.9) как время, прошедшее от начала процесса автоматической подстройки ($t = 0$) до момента

достижения $\Delta f_{п.ч}$ значения $1,1\Delta f_{п.ч. ост} = \frac{\Delta f_{с.нач}}{1+K_0}$. Приравняв (6.9) этому значению, получим [2]

$$t_y = 2,3\tau(1 + 0,435 \ln K_0). \quad (6.11)$$

Быстродействие системы ЧАПЧ при приеме частотно-модулированных сигналов ограничено требованием отсутствия демодуляции сигнала для самой низкой модулирующей частоты $F_{M \min}$. Вместе с тем система ЧАПЧ должна уменьшать расстройки, происходящие относительно медленно из-за влияния различных дестабилизирующих факторов, т.е. постоянная времени системы ЧАПЧ должна удовлетворять условиям

$$\begin{aligned} \tau &\geq 1/F_{M \min}, \\ \tau &\leq \tau_{дестаб}, \end{aligned} \quad (6.12)$$

где $\tau_{дестаб}$ – «период» дестабилизирующих изменений частоты входного сигнала. Заметим, что система ЧАПЧ при любом значении постоянной времени τ неизбежно в той или иной степени снижает индекс частотной модуляции входного сигнала.

Уравнение (6.9) описывает работу системы ЧАПЧ в стационарном режиме при условии небольших начальных расстроек, когда справедливы линейные аппроксимации характеристик: детекторной (частотного детектора) и регулировочной (генератора управляемого напряжением). Как следует из рис. 6.4, регулировочная характеристика является прямой, проходящей под углом $\arctg[1/(1+K_0)]$ к оси абсцисс.

Отметим, что при увеличении порядка фильтра низкой частоты порядок уравнения системы ЧАПЧ (6.7) повышается, и при числе звеньев более двух такая система ЧАПЧ может войти в режим самовозбуждения. Это может выразиться в появлении на выходе УПЧ дополнительной паразитной частотной и амплитудной модуляции (рис. 6.5).

При больших начальных расстройках начинают проявляться нелинейности элементов схемы системы ЧАПЧ. Проведем графический анализ работы системы ЧАПЧ при больших расстройках в стационарном режиме. Изобразим на детекторной характеристике частотного детектора (рис. 6.2) регулировочную характеристику ГУН. При этом учтём, что в стационарном режиме, в соответствии с (6.4), $U_{чд} = U_{\phi}$ при $\frac{dU_{\phi}}{dt} = 0$. Тогда, полагая $K_U = 1$, имеем $U_y = U_{чд} = U_{\phi}$. Детекторная характеристика (рис. 6.2) переносится в область частот f_r добавлением к каждому значению $f_{п.ч}$ величины $f_{с.ном} = f_{г.ном} - f_{п.ч.ном}$.

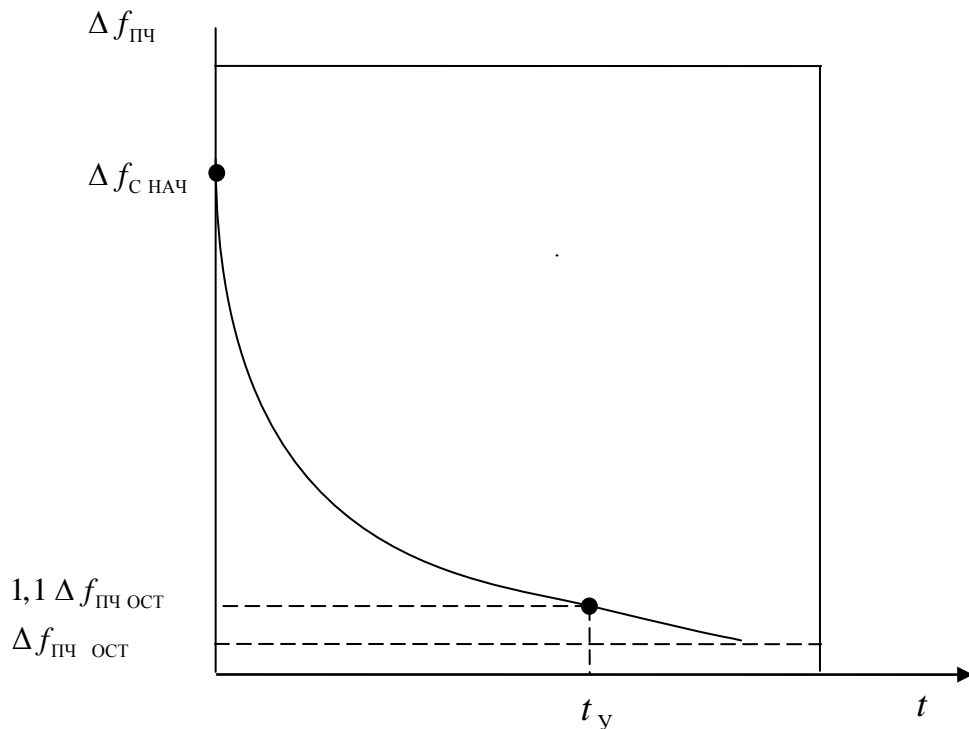


Рис. 6.4. Характеристика установления частоты в системе ЧАПЧ с ФНЧ первого порядка

Совмещенные характеристики изображены на [рис. 6.6](#). В пол. 1 регулировочной характеристики дестабилизирующие факторы отсутствуют и $f_{\Gamma} = f_{\Gamma.\text{НОМ}}$ при $f_{\text{п.ч}} = f_{\text{п.ч.НОМ}}$. Из-за влияния дестабилизирующих факторов на генератор, управляемый напряжением, регулировочная характеристика смещается вдоль оси частот. Кривая 2 показывает состояние системы ЧАПЧ при увеличении частоты ГУНа величину Δf_{Γ} относительно $\Delta f_{\Gamma.\text{НОМ}}$. При этом на выходе ЧД появляется положительное напряжение, которое снижает частоту ГУН ([рис. 6.3](#)).

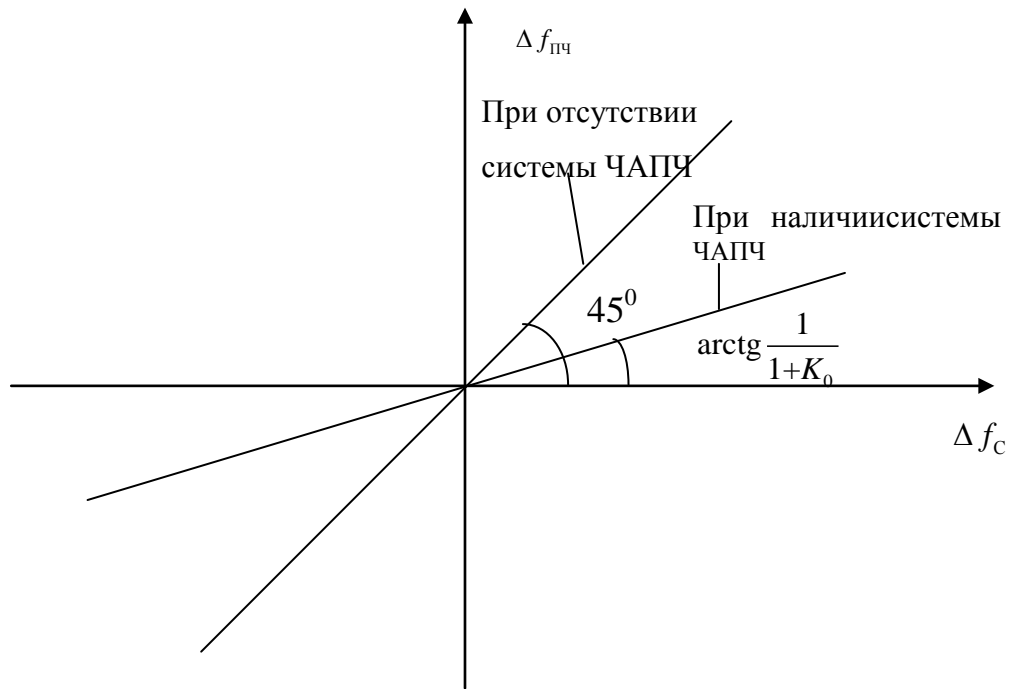


Рис. 6.5. Зависимость частоты на выходе УПЧ от начальной расстройки

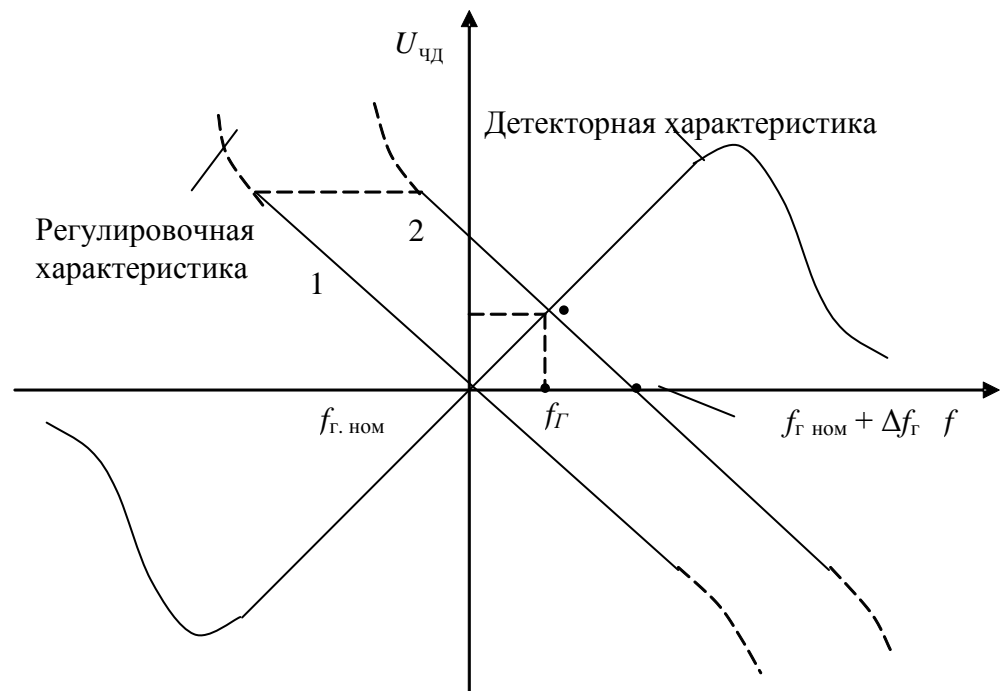


Рис. 6.6. Детекторная и регулировочная характеристики системы ЧАПЧ

Снижение частоты будет происходить до тех пор, пока не уравняются напряжение $U_{чд}$, создаваемое частотным детектором, и напряжение U_{ϕ} , необходимое для генерации данной частоты. Этому положению соответствует точка пересечения характеристик ЧД и ГУН. Таким образом, вместо началь-

ной расстройки Δf_r будет остаточная расстройка $f_r - f_{r, \text{ном}} < \Delta f_r$. Её величина определяется выражением (6.10).

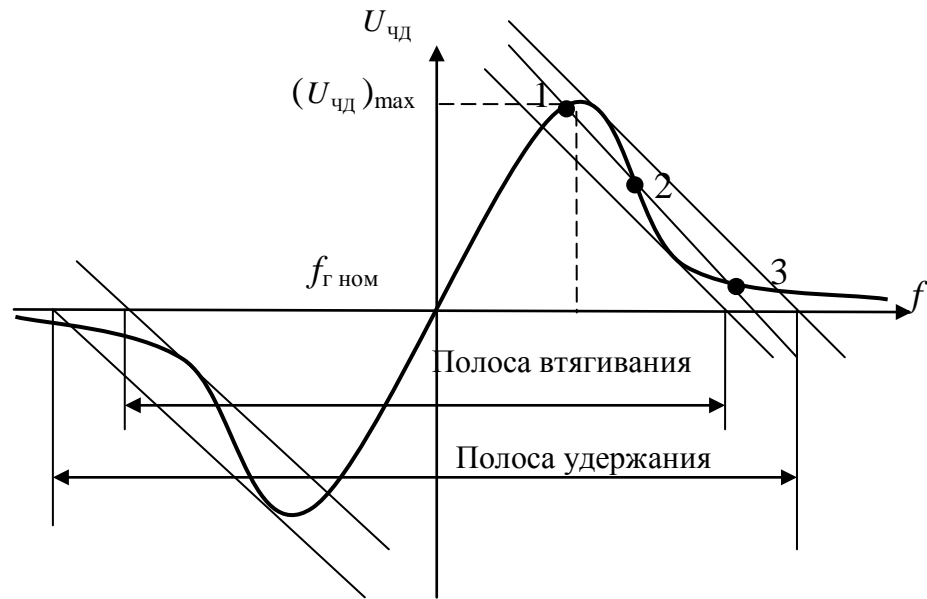


Рис. 6.7. Детекторная и регулировочная характеристики системы ЧАПЧ

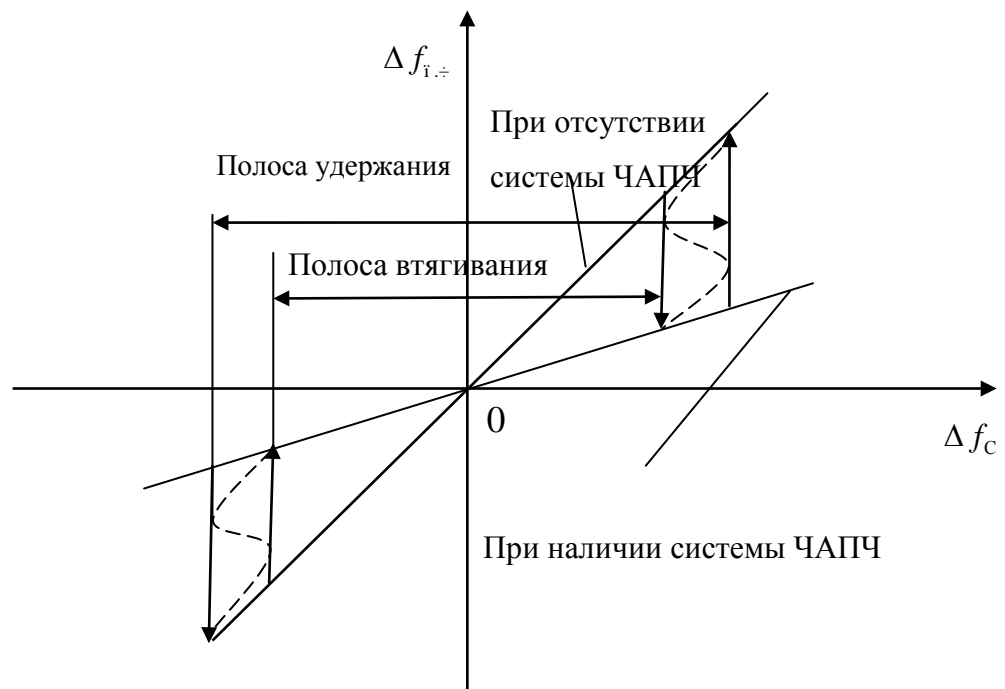


Рис. 6.8. Регулировочная характеристика системы ЧАПЧ

Если начальная расстройка выходит за пределы «полосы стягивания», но остается в пределах «полосы удержания», ограниченной точками пересечения с осью частот регулировочных характеристик, являющихся внешними касательными детекторной характеристики ЧД (рис. 6.7), то появляются три

точки пересечения этих характеристик. Точка 1 является устойчивой и в ней выполняется условие подстраивающего действия системы ЧАПЧ. При работе точке 2 система ЧАПЧ не является устойчивой, т.к. при любых случайных отклонениях частоты f_r , генерируемая частота переходит в точки 1 и 3. В последнем случае система ЧАПЧ прекращает подстраивающее действие.

При начальной расстройке в пределах от f_r до границы «полосы удержания» система ЧАПЧ будет осуществлять подстраивающее действие. Наоборот, если происходило уменьшение начальной расстройки за пределами «полосы удержания» до границы «полосы втягивания», то система ЧАПЧ не будет производить подстройку частоты, пока начальная расстройка не окажется в «полосе втягивания».

Описанные процессы соответствуют регулировочной характеристике системы ЧАПЧ, представленной на [рис. 6.8](#). Характерным является наличие «гистерезисной петли» [2], обусловленной различием величин «полосы втягивания» и «полосы удержания».

На [рис. 6.7](#) условно показаны возможные сложные траектории (пунктирные линии) перехода системы ЧАПЧ из рабочей области в область отсутствия подстройки по частоте. Ширина «полосы удержания», и «полосы втягивания» пропорциональна полосе пропускания $\Delta F_{\text{чд}}$ частотного детектора и тем больше, чем больше K_0 .

Лабораторная работа Частотная автоподстройка частоты

Цель работы: экспериментальное исследование процесса частотной автоподстройки частоты в усилительно-преобразовательном тракте с формированием промежуточной частоты $f_{\text{п.ч}}$.

В задачи лабораторной работы входит:

- исследование зависимости «полосы удержания» и «полосы втягивания» от коэффициента усиления в петле обратной связи и параметров фильтра низкой частоты системы ЧАПЧ;
- определение времени установления процесса втягивания частоты в системе ЧАПЧ от значений коэффициента усиления в петле обратной связи и параметров фильтра низкой частоты.

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований процесса частотной автоподстройки частоты. На установке исследуются:

- зависимости «полосы удержания» и «полосы втягивания» от значений коэффициента усиления в петле обратной связи и параметров фильтра низкой частоты первого и второго порядков;

- время установления и характер процесса втягивания частоты в системе ЧАПЧ от значений коэффициента усиления в петле обратной связи и параметров фильтра низкой частоты.

Описание лабораторной установки

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований в автономном режиме при использовании встроенных измерительных приборов и режиме работы с внешними измерительными приборами. Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на [рис. 6.9](#).



Рис. 6.9. Внешний вид лицевой панели

На левом верхнем поле изображена структурная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы. На правом поле расположен цифробуквенный дисплей с кнопками управления.

Лабораторная установка включает в себя генератор высокой частоты G_c , преобразователь частоты, усилитель промежуточной частоты, частотный детектор, фильтры низкой частоты, усилители, генератор, управляемый напряжением, генератор цикла.

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей.

В поле « G_c » (генератор цикла) имеется кнопка «ВКЛ» и индикатор включения генератора.

В поле « G_c » (генератор высокочастотного сигнала) находится «ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты генератора.

В поле «ЧАПЧ» расположены:

- «ВКЛ» – кнопка и индикатор включения цепи обратной связи;
- «ФНЧ» – кнопка и индикаторы переключения фильтров низкой частоты ФНЧ1 и ФНЧ2;
- «УСИЛЕНИЕ» – кнопка и индикаторы переключения коэффициентов усиления (K_1, K_2, K_3).

Поле цифробуквенного дисплея

На цифробуквенном дисплее отображаются измеряемые величины и номер пункта работы. Под дисплеем расположены следующие кнопки:

- «<<<» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к началу;
- «>>>» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к концу;
- «Т» – кнопка сброса контроллера управления.

Генератор, управляемый напряжением, сделан по схеме управляемого напряжением питания мультивибратора. Изменение частоты генератора осуществляется путем изменения напряжения питания. Выход ГУН подключен к первому входу преобразователя частоты. На второй вход преобразователя частоты через формирователь сигналов поступает входной сигнал $U_c(t)$ (коаксиальный вход «Вых 1» лабораторной установки). Нагрузкой преобразователя частоты является фильтр промежуточной частоты ФПЧ, имеющий среднюю частоту $f_{п.ч} = 465$ кГц, усилителя промежуточной частоты УПЧ. Фильтр состоит из двух параллельных LC -контуров с внешнеёмкостной связью. Выход УПЧ подключен к коаксиальному выходу «Вых 2» лабораторной установки. С выхода УПЧ сигнал $U_{i.ч}(t)$ поступает на вход частотного детектора ЧД, собранного по схеме на двух расстроенных LC -контурах. Выход этого детектора соединён с коаксиальным выходом «Вых 3» установки. Нагрузкой детектора являются фильтры низкой частоты первого либо второго порядков с полосой прозрачности $\Delta F_{ФНЧ} = 16$ Гц и 5 Гц соответственно. Изменение порядка фильтров производится кнопкой «ФНЧ» путем последовательного нажатия и при наличии контроля номера фильтра с помощью светодиодного индикатора. Если светодиодный индикатор светится, то включен тот фильтр низкой частоты, который имеет тот же номер. Элементами фильтров являются: $R1C1$ (фильтр первого порядка) и $R2C2$ (фильтр второго порядка).

Усиление в петле обратной связи определяется коэффициентом усиления K_U усилителя постоянного тока, подключённого к выходу фильтров низкой частоты. В лабораторной установке предусмотрена коммутация четырех значений K_U . При этом в случае, когда светодиодные индикаторы «УСИЛЕНИЕ» в поле «ЧАПЧ» не светятся $K_U = 1$. Если светодиодный инди-

катор К1 светится, то $K_U = 2,6$. Если светится индикатор К2, то $K_U = 10$ и если светится индикатор, то $K_3 - K_U = 50$. Управляющее напряжение U_y с выхода усилителей поступает через переключатель (кнопка «Вкл» поля ЧАПЧ) на вход управления генератора, управляемого напряжением. С помощью кнопки «Вкл» происходит замыкание или размыкание петли обратной связи системы ЧАПЧ. Состояние кнопки контролируется светодиодом. При включенном светодиоде состояние кнопки замкнутое.

В лабораторной установке для исследования процесса втягивания частоты предусмотрен режим работы системы ЧАПЧ с периодическим включением петли обратной связи, при наличии некоторой произвольно задаваемой начальной расстройки. Такой динамический режим работы обеспечивает встроенный генератор цикла, включение которого осуществляется с помощью кнопки «ВКЛ» включения генератора, расположенной в поле « $G_{ц}$ » генератора цикла. Для обеспечения возможности регистрации формы переходных характеристик с помощью осциллографа предусмотрена его синхронизация. Для этого вход синхронизации развертки осциллографа подключается с помощью кабеля к выходу «Вых. синхронизации» лабораторной установки.

Частота колебаний входного сигнала и выходного сигнала промежуточной частоты контролируется встроенными цифровыми частотомерами. Для изучения характера процесса втягивания и измерения времени установления частоты в системе ЧАПЧ используется осциллограф.

На задней стенке установки имеется разъем для подключения ЭВМ и контрольные выходы: «Вых 1» – напряжение входного сигнала, «Вых 2» – напряжение на выходе усилителя промежуточной частоты $U_{пч}$, «Вых 3» – напряжение на выходе частотного детектора.

Экспериментальные исследования

Ознакомившись с описанием лабораторной установки и составив план проведения экспериментальных исследований, включить установку нажатием кнопки «Вкл».

Все переключения производятся с помощью кнопок на передней панели установки, включенное состояние кнопки индицируется светодиодом. Измерения выполняются встроенными приборами под управлением микроконтроллера, а результаты измерений выводятся на цифробуквенный дисплей, расположенный на лицевой панели. Выбор измеряемых величин и подключение их к дисплею производится кнопками выбора пункта лабораторной работы («<<<», «>>>»), расположенными вместе с кнопкой «сброс» («Т») под цифробуквенным дисплеем.

Лабораторная работа включает четыре задания.

Задание 1. Снять зависимость постоянного напряжения на выходе частотного детектора $U_{чд}$ от частоты входного сигнала f_n при разомкнутой петле обратной связи (светодиодный индикатор «ВКЛ» в поле «ЧАПЧ» не светится). Частоту входного сигнала изменять в пределах от 1280 кГц до 1360 кГц.

Частоты $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{г.н}}$, соответствующие экстремумам и нулю выходного напряжения частотного детектора, определить с погрешностью не более 0,2 кГц.

Частота входного сигнала и промежуточная частота, соответствующие нулю выходного напряжения, являются, соответственно, $f_{\text{с.ном}}$ и $f_{\text{п.ч.ном}}$. Получить значения $f_{\text{с.ном}}$, $f_{\text{п.ч.ном}}$, $f_{\text{г.ном}} = f_{\text{с.ном}} + f_{\text{п.ч.ном}}$. Результаты измерения занести в таблицу. Построить график $U_{\text{х.а}} = \varphi(f_{\text{г.н}})$.

Задание 2. Получить зависимости частоты выходного сигнала $f_{\text{г.н}}$ от частоты входного сигнала $f_{\text{н}}$ (в диапазоне (1280–1360) кГц) при замкнутой петле обратной связи (светодиодный индикатор «ВКЛ» в поле «ЧАПЧ» светится), включённом фильтре низкой частоты первого порядка (светодиодный индикатор 1 «ФНЧ» светится, остальные не светятся) для различных значений коэффициента усиления K_U .

2.1. Установить коэффициент усиления $K_U = 1$ (светодиодные индикаторы «УСИЛЕНИЕ» в поле «ЧАПЧ» не светятся) и получить зависимость $f_{\text{п.ч}} = \varphi(f_{\text{с}})$. Перестройку частоты $f_{\text{с}}$ производить как в сторону увеличения частоты от 1280 кГц до 1360 кГц, так и в сторону её уменьшения от 1360 кГц до 1280 кГц. Обратит внимание на наличие (или отсутствие) петли гистерезиса. Результаты измерения $f_{\text{п.ч}}$, $f_{\text{с}}$ и расчёты $f_{\text{п.ч}} - f_{\text{п.ч.ном}}$, $f_{\text{с}} - f_{\text{с.ном}}$ занести в две таблицы. Построить график $\Delta f_{\text{п.ч}} = f_{\text{п.ч}} - f_{\text{п.ч.ном}} = \varphi(\Delta f_{\text{с}})$, где $\Delta f_{\text{с}} = f_{\text{с}} - f_{\text{с.ном}}$.

2.2. Повторить измерения по п. 2.1 для коэффициента усиления $K_U = 2,6$ (светодиодный индикатор К1 «УСИЛЕНИЕ» в поле «ЧАПЧ» светится).

Примечания: Частоты $f_{\text{с}}$ и $f_{\text{п.ч}}$, соответствующие характерным точкам (нули, экстремумы, и перескоки), определять с погрешностью не более 0,1 кГц. Разомкнутая петля обратной связи эквивалентна $K_U = 0$.

2.3. Повторить измерения по п. 2.1 для коэффициента усиления $K_U = 10$ (светодиодный индикатор К2 «УСИЛЕНИЕ» в поле «ЧАПЧ» светится, остальные не светятся).

2.4. Повторить измерения по п. 2.1 для коэффициента усиления $K_U = 50$ (светодиодный индикатор К3 «УСИЛЕНИЕ» в поле «ЧАПЧ» светится, остальные не светятся).

Задание 3. Определить зависимость величины остаточной расстройки промежуточной частоты $\Delta f_{\text{п.ч.ост}}$ от величины коэффициента усиления в петле обратной связи для ФНЧ первого порядка (светодиодный индикатор 1 «ФНЧ» светится, остальные не светятся).

При начальной расстройке $\Delta f_{\text{с.нач}} = 10 \text{ кГц}$ получить величину $\Delta f_{\text{п.ч.ост}}$ при следующих условиях: петля обратной связи разомкнута (светодиодный индикатор «ВКЛ» в поле «ЧАПЧ» не светится); петля обратной связи замкнута (светодиодный индикатор «ВКЛ» в поле «ЧАПЧ» светится): коэффициенты усиления $K_U = 1$ (светодиодные индикаторы «УСИЛЕНИЕ» в поле «ЧАПЧ» не светятся), $K_U = 2,6$ (светодиодный индикатор К1 «УСИЛЕНИЕ» в поле «ЧАПЧ» светится), $K_U = 10$ (светодиодный индикатор К2 «УСИЛЕНИЕ»

в поле «ЧАПЧ» светится, остальные не светятся), и $K_U = 50$ (светодиодный индикатор КЗ «УСИЛЕНИЕ» в поле «ЧАПЧ» светится, остальные не светятся). Результаты измерения $\Delta f_{\text{п.ч. ост}}$ и значение напряжения на выходе частотного детектора $U_{\text{чд}}$ занести в таблицу.

Задание 4. Определить время установления t_y процесса втягивания и проанализировать формы переходного процесса (динамические характеристики). Установить начальную расстройку $\Delta f_{\text{с.нач}}$ в пределах (4–8) кГц. Включить циклический режим работы системы ЧАПЧ (светодиодный индикатор «ВКЛ» поля «G_ц» светится).

4.1. Для фильтра низкой частоты первого порядка (светодиодный индикатор 1 «ФНЧ» светится) получить осциллограммы процесса втягивания частоты для четырех значений коэффициента усиления $K_U = 1; 2,6; 10$ и 50 . С помощью осциллографа, подключенного к коаксиальному разъему «Вых 3», получить осциллограммы напряжения на выходе частотного детектора и зарисовать их.

4.2. Для фильтра низкой частоты второго порядка (светодиодный индикатор 2 «ФНЧ» светится) получить осциллограммы процесса втягивания частоты для четырех значений коэффициента усиления $K_U = 1; 2,6; 10$ и 50 . Зарисовать осциллограммы напряжений.

Содержание отчета

1. Наименование и цель работы.
2. Структурную схему, краткое описание принципов работы исследуемой системы ЧАПЧ.
3. Результаты измерения $\Delta f_{\text{п.ч}} = f_{\text{п.ч}} - f_{\text{п.ч. ном}} = \varphi(\Delta f_{\text{с}})$, где $\Delta f_{\text{с}} = f_{\text{с}} - f_{\text{с.ном}}$ при разомкнутой петле обратной связи (таблица и график).
4. Результаты измерения $\Delta f_{\text{п.ч}} = \varphi(\Delta f_{\text{с}})$ при замкнутой петле обратной связи для различных значений коэффициента усиления K_U .
 - 4.1. Для фильтра низкой частоты первого порядка (таблицы и графики).
5. Результаты измерения остаточной расстройки $\Delta f_{\text{п.ч. ост}} = \varphi(K_U)$ и $U_{\text{чд}}$ при $\Delta f_{\text{с.нач}} = 10$ кГц.
6. Результаты измерения времени установления t_y процесса втягивания частоты и осциллограммы напряжений на выходе частотного детектора.
7. Анализ полученных результатов.
 - 7.1. Объяснить причину появления петли гистерезиса при коэффициентах усиления $K_U > 1$.
 - 7.2. Объяснить отличие формы зависимости $\Delta f_{\text{п.ч}} = \varphi(\Delta f_{\text{с}})$ для различных значений коэффициента усиления K_U .

7.3. Сравнить результаты экспериментального измерения остаточной расстройки $\Delta f_{\text{п.ч. ост}}$ и теоретического расчёта для различных значений коэффициента усиления K_U .

8. Объяснить характер изменения напряжения на выходе ЧД на осциллограммах при исследовании переходного процесса в петле автоматической подстройки. Проанализировать изменение формы этого напряжения в зависимости от порядка ФНЧ и коэффициента усиления K_U .

Контрольные вопросы

1. Каково назначение системы частотной автоподстройки частоты в УПЧОС?
2. Каковы основные характеристики системы ЧАПЧ?
3. Что представляет собой структурная схема системы ЧАПЧ?
4. Каково назначение фильтра низкой частоты и усилителя в петле автоматической подстройки?
5. Как формулируется основное дифференциальное уравнение?
6. Как объяснить вид зависимости расстройки частоты на выходе УПЧ от расстройки частоты входного сигнала?
7. Как пояснить наличие гистерезиса в зависимости $\Delta f_{\text{п.ч}} = \varphi(\Delta f_c)$?
8. Чем определяется «полоса удержания» и «полоса втягивания» системы ЧАПЧ?
9. Какие преимущества даёт использование ФНЧ более высоких порядков?
10. Как объяснить зависимость остаточной расстройки от коэффициента усиления?

7. ФАЗОВАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

7.1. Общие сведения

Системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) называется система автоматического регулирования, обеспечивающая автоматическое регулирование частоты управляемого генератора в устройствах приема и обработки сигналов в соответствии с частотой входного сигнала и использующая в качестве измерительного элемента фазовый детектор.

Системы ФАПЧ используются для подстройки частоты гетеродина в супергетеродинных радиоприемных устройствах, выделения несущей частоты в демодуляторах систем передачи сообщений при реализации когерентного приема сигналов, измерения частоты с помощью узкополосных следящих фильтров при формировании высокостабильных колебаний в синтезаторах частот различных радиотехнических устройств и т. д. Системы ФАПЧ могут быть реализованы в аналоговом и цифровом виде.

Особенностью системы ФАПЧ (находящейся в состоянии синхронизации) является нулевая статическая ошибка по частоте, т. е. равенство частот колебаний подстраиваемого генератора (гетеродина) $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$ и эталонного (входного) колебания $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$. Вместе с тем в электронных системах ФАПЧ существует статическая ошибка регулирования по фазе, т. е. статическое отличие фаз колебаний подстраиваемого генератора, управляемого напряжением (ГУН), и эталонного сигнала. Системы ФАПЧ обычно имеют сравнительно узкий диапазон начальных расстроек, в котором они осуществляют подстраивающее действие. При анализе работы системы ФАПЧ рассматривают режимы удержания и захвата.

Режимом удержания называется установившийся режим равенства частот $\omega_c = \omega_r$, соответствующий эффективной работе системы ФАПЧ при медленных изменениях начальной расстройки. При этом имеются в виду изменения, скорость которых много меньше скорости переходных процессов в системе.

Режимом захвата называется процесс, возникающий при скачкообразном изменении начальной расстройки и заканчивающийся установлением режима удержания. Характерным различием этих режимов является то, что в режиме захвата существенную роль играют переходные процессы.

Основными характеристиками систем ФАПЧ являются следующие:

- полоса удержания $\Delta\Omega_y$ – область начальных расстроек ГУН, внутри которой система ФАПЧ эффективно работает в режиме удержания;
- полоса захвата $\Delta\Omega_z$ – область начальных расстроек ГУН, внутри которой система ФАПЧ эффективно работает в режиме захвата;

- время захвата t_3 – время перехода системы ФАПЧ в режим синхронизации, существенно зависящее от значения начальной расстройки между частотой входного колебания и частотой колебания ГУН.

7.2. Принципы работы системы фазовой автоподстройки частоты

Основными элементами структурной схемы системы фазовой автоподстройки частоты (рис. 7.1) являются: фазовый детектор – ФД, фильтр низкой частоты – ФНЧ, усилитель – УС, управляющий элемент – УЭ и перестраиваемый (синхронизируемый) генератор – ГУН.

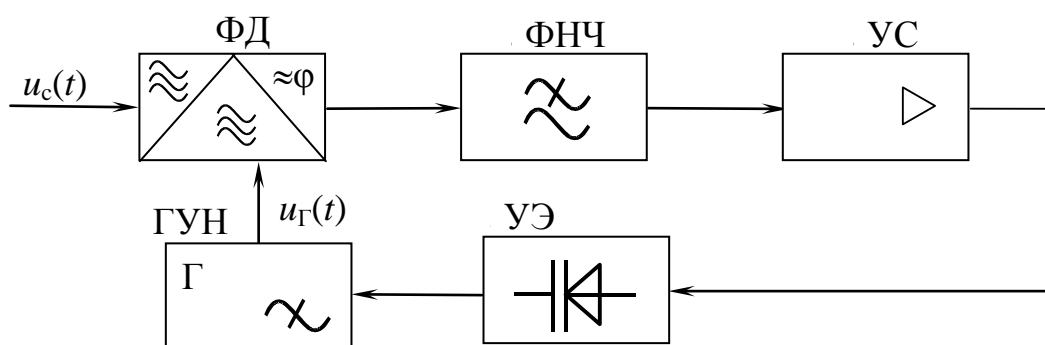


Рис. 7.1. Структурная схема системы ФАПЧ

На один вход фазового детектора ФД поступает сигнал $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$, на второй – высокочастотное колебание $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$ синхронизируемого перестраиваемого генератора. Между выходом ФД и входом управляющего элемента в петле обратной связи находятся фильтр низкой частоты ФНЧ и усилитель постоянного тока УС. Именно эти два элемента структурной схемы практически формируют частотную характеристику системы ФАПЧ и определяют ее петлевой коэффициент передачи. Если частота сигнала ω_c и частота колебания на выходе ГУН ω_r отличаются друг от друга на постоянную величину $\Delta\omega$, то мгновенное значение разности фаз между ними будет равно

$$\varphi(t) = (\omega_r - \omega_c)t = \Delta\omega t. \quad (7.1)$$

Если разность частот двух колебаний не постоянна во времени, то мгновенное значение разности фаз можно определить по формуле

$$\varphi(t) = \int \Delta\omega(t) dt, \quad (7.2)$$

откуда

$$\Delta\omega(t) = d\varphi(t)/dt. \quad (5.3)$$

Обычно в качестве фазового детектора ФД (рис. 7.1) используется аналоговый перемножитель, имеющий на выходе фильтр нижних частот,

пропускающий лишь колебание разностной частоты. Тогда на выходе этого перемножителя будет присутствовать колебание вида

$$u_{\text{ф.д.}}(t) = k_{\text{ф.д.}} U_{\text{Г}} U_{\text{с}} \cos[(\omega_{\text{Г}} - \omega_{\text{с}})t], \quad (7.4)$$

где $k_{\text{ф.д.}}$ – коэффициент передачи фазового детектора (аналогового перемножителя).

Если положить коэффициент передачи ФНЧ в полосе пропускания $k_{\text{фнч}} = 1$, то напряжение на входе управляющего элемента УЭ будет пропорционально косинусу текущего сдвига фаз между колебаниями:

$$U_{\text{уэ}}(t) = k_{\text{ф.д.}} k U_{\text{Г}} U_{\text{с}} \cos \varphi(t), \quad (7.5)$$

где $\varphi(t) = (\omega_{\text{Г}} - \omega_{\text{с}}) t$; k – коэффициент передачи петли обратной связи.

Управляющее напряжение используется в системе ФАПЧ для подстройки генератора, управляемого напряжением гУН. Изменение частоты $\omega_{\text{Г}}$ будет определяться изменением сдвига фаз $\varphi(t)$.

Рассмотрим подробнее режимы работы системы ФАПЧ.

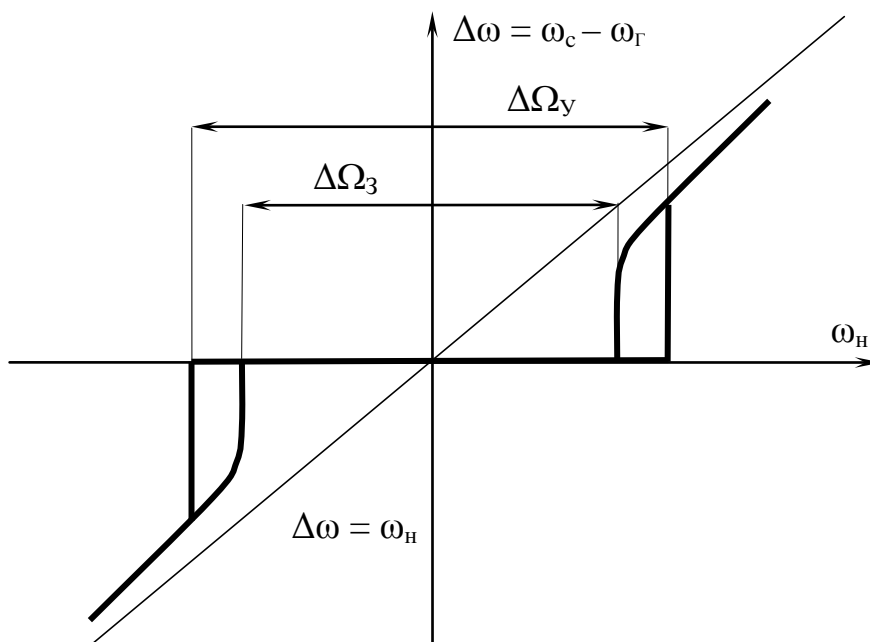


Рис. 7.2. Зависимость разности частот входного сигнала $\omega_{\text{с}}$ и сигнала ГУН $\omega_{\text{Г}}$ от величины $\omega_{\text{Н}}$

В зависимости от начальной разности частот $\omega_{\text{Н}}$ входного колебания $\omega_{\text{с}}$ и частоты ГУН $\omega_{\text{Г}0}$ при разомкнутой петле обратной связи система ФАПЧ может находиться в различных режимах (рис. 7.2). На этом рисунке прямая линия $\Delta\omega = \omega_{\text{Н}}$ соответствует разомкнутой петле обратной связи системы ФАПЧ.

Когда начальная расстройка $\omega_{\text{Н}}$ больше полосы удержания $\Delta\Omega_{\text{у}}$, то в системе ФАПЧ наблюдается режим биений, для которого характерно отсутствие равенства частот ГУН и входного сигнала, т. е. $\omega_{\text{с}} \neq \omega_{\text{Г}}$. В этом режиме разность фаз входного колебания и колебания ГУН непрерывно возрастает, а напряжение $u_{\text{ф.д.}}(t)$ на выходе фазового детектора изменяется, представляя собой колебательное напряжение переменной частоты. Средняя частота биений меньше начальной расстройки $\omega_{\text{Н}}$. Если начальная расстройка увеличива-

ется, то средняя частота биений асимптотически стремится к ω_n (рис. 7.2). Наличие ФНЧ на выходе фазового детектора ФД при прочих равных условиях приводит к уменьшению амплитуды биений по сравнению со случаем рассмотрения системы ФАПЧ без ФНЧ, т. е. к затруднению ввода системы в состояние синхронизации. Именно поэтому в системах ФАПЧ с ФНЧ полоса захвата всегда меньше полосы удержания (рис. 7.2).

При достижении величиной $|\omega_n|$ значения $\Delta\Omega_3/2$ средняя частота биений стремится к нулю, т. е. через время t_3 частота ГУНи частота входного сигнала становятся одинаковыми, и система ФАПЧ переходит в режим захвата. На практике полосу захвата $\Delta\Omega_3$ (рис. 7.2) определяют по моменту синхронизации частот ГУНи входного сигнала при изменении $|\omega_n|$ от больших значений к малым.

При наличии синхронизации и изменении расстройки $|\omega_n|$ от нулевого значения в сторону увеличения очевидно, что биения колебаний будут отсутствовать вплоть до момента срыва синхронизации при $|\omega_n| \approx \Delta\Omega_y/2$.

Лабораторная работа Фазовая автоподстройка частоты

Цель работы: экспериментальное исследование и моделирование процесса фазовой автоподстройки частоты: определение зависимости полосы захвата и полосы удержания от значения коэффициента усиления и параметров фильтра низкой частоты (интегрирующего и пропорционально-интегрирующего) в петле обратной связи системы ФАПЧ; изучение влияния аддитивного входного шума на основные характеристики системы ФАПЧ.

Описание лабораторной установки

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований процесса фазовой автоподстройки частоты.

На установке исследуются:

- зависимость полосы захвата и удержания ФАПЧ от значения коэффициента усиления, вида и параметров интегрирующего и пропорционально-интегрирующего ФНЧ в петле обратной связи;
- влияние аддитивного шума на основные характеристики ФАПЧ.

Установка может использоваться в автономном режиме и режиме подключения внешних измерительных приборов.

Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на рис. 7.3. На левом верхнем поле изображена функциональная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы, на правом поле – цифробуквенный дисплей с отображением пунктов работы и результатов измерений исследуемых параметров системы ФАПЧ.

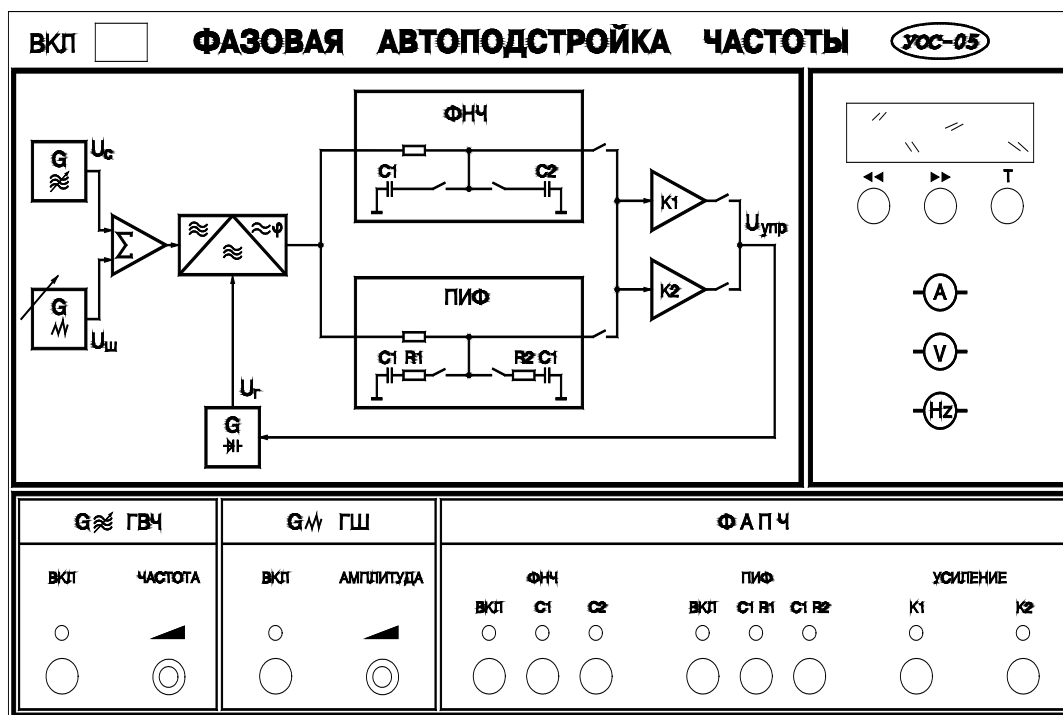


Рис. 7.3. Вид лицевой панели установки

Состав установки

Лабораторная установка состоит из генератора входного сигнала, генератора шума и устройства ФАПЧ (рис. 7.3).

генератор высокочастотного сигнала – ГВЧ (« G_{\sim} ») формирует синусоидальный высокочастотный сигнал $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$, регулируемый по частоте в пределах 440–510 кГц. Генератор шума – ГШ (« G_w ») вырабатывает аддитивный нормальный шум с изменяемым в пределах 0–2 В среднеквадратическим значением напряжения $U_{ш}$. Сигналы $U_c(t)$ и $U_{ш}(t)$ суммируются в избирательном резонансном усилителе с полосой пропускания 35 кГц.

Система ФАПЧ состоит из фазового детектора – ФД (« $\approx \phi$ »); фильтра низкой частоты – ФНЧ; пропорционально интегрирующего фильтра (ПИФ); усилителей с коэффициентами усиления $K1$ и $K2$ и перестраиваемого управляемого напряжением генератора – ГУН (« $G_{\triangleright \parallel}$ »).

Для проведения исследований в лабораторной установке предусмотрено изменение следующих параметров системы ФАПЧ:

- вида RC -фильтров – интегрирующего (ФНЧ) и пропорционально-интегрирующего (ПИФ);
- параметров фильтров:
 - значений интегрирующих конденсаторов в ФНЧ $C1$ и $C2$,
 - значений RC -цепочек в ПИФ – $R1C1$ и $R2C1$;
- коэффициента усиления петли обратной связи ОС – $K1$ и $K2$.

Значения параметров: $C1 = 22$ нФ, $C2 = 2$ нФ, $R1 = 430$ Ом, $R2 = 51$ Ом, отношение $K1/K2 = 1,5$.

На задней стенке установки имеются контрольные выходы: «Вых 1» – напряжение U_c , «Вых 2» – напряжение U_r , «Вых 3» – напряжение $U_{упр}$.

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей.

В поле «ГВЧ» (генератор высокочастотного сигнала $u_c(t)$) находятся:

- «ВКЛ» – кнопка включения генератора;
- «ЧАСТОТА» – потенциометр регулировки частоты.

В поле «ГШ» (генератор шума) имеются:

- «ВКЛ» – кнопка включения генератора шума;
- «АМПЛИТУДА» – потенциометр регулировки величины уровня

шума.

В поле «ФАПЧ» расположены:

- «ФНЧ»
- «ВКЛ» – кнопка включения ФНЧ.
- «С1» и «С2» – кнопки подключения конденсаторов $C1$ и $C2$.
- «ПИФ»
- «ВКЛ» – кнопка включения ПИФ.
- «С1R1» и «С1R2» – кнопки включения RC-цепочек с параметрами $C1R1$ и $C1R2$.

ми $C1R1$ и $C1R2$.

- «Усиление»
- «К1» и «К2» – кнопки переключения коэффициентов усиления

$K1$ и $K2$ петли ОС.

Поле цифробуквенного дисплея

На цифробуквенном дисплее отображаются измеряемые величины и номер пункта работы. Под дисплеем расположены следующие кнопки:

- «<<<» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к началу;
- «>>>» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к концу;
- «Т» – кнопка сброса контроллера управления.

Экспериментальные исследования

Ознакомившись с описанием лабораторной установки и составив план проведения эксперимента, включить питание и саму установку нажатием кнопки «Вкл».

Все переключения производятся с помощью кнопок на передней панели установки, включенное состояние кнопки индицируется светодиодом. Измерения выполняются встроенными приборами под управлением микро-

контроллера, а результаты измерений выводятся на цифробуквенный дисплей. Выбор измеряемых величин и подключение их к цифробуквенному дисплею производятся кнопками выбора пункта лабораторной работы («<<<», «>>>»).

Лабораторная работа включает пять заданий.

Задание 1. Измерение амплитудно-частотной характеристики входного фильтра

Порядок выполнения

1. Включить генератор высокой частоты ГВЧ, отключить генератор шума гШ и петлю обратной связи ОС.

2. Изменяя частоту f_c в пределах от 440–510 кГц, измерить напряжение сигнала U_Σ на выходе полосового сумматора «Σ».

3. Результаты измерений занести в таблицу. Построить график зависимости $U_\Sigma = F(f_c)$. Определить значение центральной частоты входного фильтра – f_{c0} и его полосу пропускания – ΔF (по уровню 0,7).

Задание 2. Измерение собственной частоты колебания генератора, управляемого напряжением, ГУН– $f_{г0}$

Измерение производится при разомкнутой петле обратной связи (усилители К1 и К2 отключены от $U_{упр}$).

Задание 3. Измерение полосы захвата и полосы удержания ФАПЧ без фильтрации

Порядок выполнения

1. Включить генератор, управляемый напряжением, ГВЧ и ФНЧ; отключить конденсаторы С1, С2.

2. Установить коэффициент усиления К1.

3. Плавно увеличивая частоту f_c в диапазоне от минимального значения до максимального, зафиксировать нижнюю частоту захвата $f_{зн}$ и верхнюю частоту удержания $f_{ув}$.

4. Плавно изменяя f_c в обратном порядке от максимального значения до минимального, зафиксировать верхнюю частоту захвата $f_{зв}$ и нижнюю частоту удержания $f_{ун}$.

5. Определить полосы захвата ($\Delta F_з = f_{зв} - f_{зн}$) и удержания ($\Delta F_у = f_{ув} - f_{ун}$) для данных параметров схемы ФАПЧ.

6. Повторить измерения для коэффициента усиления К2.

Задание 4. Исследование зависимости полосы захвата и полосы удержания ФАПЧ от типа и параметров низкочастотных фильтров в петле обратной связи

Порядок выполнения

1. Включить генератор высокой частоты ГВЧ и фильтр низкой частоты ФНЧ.

2. Подключить усилитель К1 и интегрирующий конденсатор в ФНЧ – С1.

3. Плавно увеличивая частоту f_c в диапазоне от минимального значения до максимального, получить зависимость $(f_c - f_r) = F(f_c - f_{r0})$ (см. [рис. 7.2](#)).

4. Получить эту же зависимость при плавном уменьшении частоты f_c в обратном порядке, от максимального значения до минимального.

5. Построить график $(f_c - f_r) = F(f_c - f_{r0})$ и по нему определить полосы захвата и удержания для данного режима работы схемы ФАПЧ.

6. Подключить усилитель К1 и интегрирующий конденсатор в ФНЧ – С2. Определить полосы захвата и удержания. Измерения проводить в соответствии с методикой задания 3.

7. Подключить усилитель К2 и интегрирующий конденсатор в ФНЧ – С1. Определить полосы захвата и удержания. Измерения проводить в соответствии с методикой задания 3.

8. Подключить усилитель К2 и интегрирующий конденсатор в ФНЧ – С2. Определить полосы захвата и удержания. Измерения проводить в соответствии с методикой задания 3. Включить генератор высокой частоты ГВЧ и пропорционально-интегрирующий фильтр ПИФ.

9. Подключить усилитель К1 и цепочку С1R1 в ПИФ. Определить полосы захвата и удержания. Измерения проводить в соответствии с методикой задания 3.

10. Подключить усилитель К1 и цепочку С1R2 в ПИФ. Определить полосы захвата и удержания. Измерения проводить в соответствии с методикой задания 3.

11. Подключить усилитель К2 и цепочку С1R1 в ПИФ. Определить полосы захвата и удержания. Измерения проводить в соответствии с методикой задания 3.

12. Подключить усилитель К2 и цепочку С1R2 в ПИФ. Определить полосы захвата и удержания. Измерения проводить в соответствии с методикой задания 3.

Задание 5. Исследование влияния уровня шума на полосы захвата и удержания в системе ФАПЧ

Порядок выполнения

1. Измерения уровня сигнала и уровня шума производятся разными вольтметрами, работающими параллельно (для измерения шума используется квадратичный вольтметр). В зависимости от вида измеряемого сигнала кнопкой «Вкл» включается соответствующий генератор (ГВЧ или ГШ). При совместном включении генераторов измеряется суммарный сигнал U_{Σ} .

2. Включить генератор высокой частоты ГВЧ. Измерить уровень сигнала U_c на резонансной частоте сумматора.

3. Включить фильтр низкой частоты ФНЧ, интегрирующий конденсатор С1 и подключить усилитель К1. Провести измерения полосы захвата ΔF_z и удержания ΔF_y при уровнях шума в диапазоне $U_{ш} = 0-1$ В со средним шагом 0,2 В. Измерения уровня шума $U_{ш}$ проводить при отключенном сигнале. Измерения полос захвата и удержания проводить при одновременно вклю-

ченных генераторах сигнала и шума по методике [задания 3](#). Результаты измерений занести в таблицу.

4. Включить пропорционально-интегрирующий фильтр ПИФ, интегрирующую цепочку $R1C1$ и подключить усилитель $K1$. Провести измерения полосы захвата ΔF_3 и удержания ΔF_y при различных уровнях шума в диапазоне $U_{ш} = 0-2$ В в соответствии с методикой [задания 3](#).

Моделирование фазовой автоподстройки частоты

1. Составить описание конкретной модели ФАПЧ с возможностью изменения типа и параметров ФНЧ в петле регулирования в терминах и обозначениях, принятых в пакете OrCAD [6].

2. Задать исходные данные (амплитуду и частоту входного сигнала, параметры генератора шума и их возможные диапазоны изменений).

3. Задать требуемые выходные характеристики (амплитудно-частотные характеристики, полосы захвата и удержания и т. д.).

4. Выполнить задания (запуск программы, получение, проверка и корректировка результатов, копирование результатов в отчет по лабораторной работе).

Содержание отчета

1. Наименование и цель работы.

2. Функциональную схему исследуемой системы ФАПЧ.

3. график зависимости $U_{\Sigma} = F(f_c)$.

4. Таблицы с результатами измерений и экспериментальные зависимости $(f_c - f_r) = F(f_c - f_{r0})$ для задания 4.

5. Результаты измерений и расчетов полосы захвата ΔF_3 и полосы удержания ΔF_y для [заданий 3](#) и [4](#).

6. Таблицы измерений и расчетов полосы захвата ΔF_3 и полосы удержания ΔF_y при различных уровнях шума для задания 5.

7. Анализ полученных результатов.

7.1. Объяснение зависимости изменения ΔF_y от коэффициента усиления K в петле обратной связи ФАПЧ.

7.2. Объяснение зависимости ΔF_3 от величины емкости конденсатора интегрирующего фильтра «ФНЧ» при постоянном значении коэффициента усиления K .

7.3. Сравнение экспериментальных значений отношения $\Delta F_3/\Delta F_y$ для интегрирующего и пропорционально-интегрирующего фильтра при $K = \text{const}$.

7.4. Анализ влияния уровня аддитивного шума на полосы захвата и удержания для интегрирующего и пропорционально-интегрирующего фильтров.

8. Выводы.

Анализ полученных результатов моделирования процесса ФАПЧ (сравнение с данными экспериментального исследования аналогичных ФАПЧ, срав-

нение полученных характеристик между собой с формулированием вывода о достоинствах и недостатках каждой схемы ФНЧ, применяемой в петле регулирования и т. д.).

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняют системы ФАПЧ и каковы их основные параметры?
2. Каковы принципы работы и схемы систем ФАПЧ? Какими способами можно изменять частоту управляемого генератора?
3. Как определяется полоса захвата и полоса удерживания системы ФАПЧ?
4. Какие типы фильтров используются в цепи регулирования? Из каких соображений выбираются параметры фильтров?
5. Что понимают под временем захвата системы ФАПЧ и от чего оно зависит?
6. Какое влияние оказывает аддитивный входной шум на работу системы ФАПЧ?
7. Какова методика измерения полосы захвата и полосы удержания системы ФАПЧ при отсутствии внешних шумов и их наличии?
8. Каковы принципы моделирования процесса фазовой автоподстройки частоты? В чем преимущества и недостатки моделирования?

8. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

8.1. Общие сведения

Системой автоматической регулировки усиления (АРУ) называется система автоматического регулирования, обеспечивающая устранение перегрузок в каскадах устройств приема и обработки сигналов и поддерживающая заданное постоянство выходного напряжения в условиях изменения амплитуды входных сигналов.

Уровень сигнала на входе усилительно-преобразовательного тракта устройств приема и обработки сигналов (УПиОС) обычно изменяется в широких пределах. Желательно, чтобы напряжение на выходе этого тракта изменялось незначительно и обеспечивало оптимальный режим работы демодулятора или обнаружителя сигналов. Эта задача может быть решена при использовании системы автоматической регулировки усиления, следящей за изменением амплитуды сигнала на входе.

По характеру выполняемых задач системы автоматической регулировки усиления (АРУ) делятся на три группы:

- инерционные, следящие за изменением среднего уровня входного сигнала, применяемые обычно в радиовещательных приемниках;
- безынерционные, следящие за изменением мгновенного значения амплитуды входного сигнала (МАРУ), применяемые, например, в радиолокационных устройствах;
- программные, с заранее заданным временным законом регулировки (ВАРУ), используемые при приеме сигналов с известным, периодически повторяющимся распределением во времени.

Системы АРУ могут быть построены по принципу прямого, обратного и комбинированного регулирования при аналоговой и цифровой реализациях.

В системах прямого регулирования цепь АРУ включается параллельно тракту усилителя промежуточной частоты (УПЧ). В ней вырабатывается напряжение, пропорциональное среднему уровню входного сигнала, используемое для регулировки коэффициента усиления УПЧ. При больших изменениях уровня входного сигнала из-за нелинейности вольт-амперных характеристик электронных компонентов тракта АРУ возникают погрешности регулирования.

Погрешности регулирования, связанные с нелинейностью вольт-амперных характеристик компонентов в цепи автоматической регулировки усиления, существенно меньше в схеме АРУ обратного регулирования. В ней управляющее напряжение формируется на выходе УПЧ и по петле обратной связи изменяет усиление каскадов УПЧ.

В ряде случаев для обеспечения устойчивой работы системы с обратной связью применяют АРУ с комбинированным управлением, в которой тракт УПЧ разделен на два блока: с петлей обратного регулирования усиления и с петлей прямого регулирования.

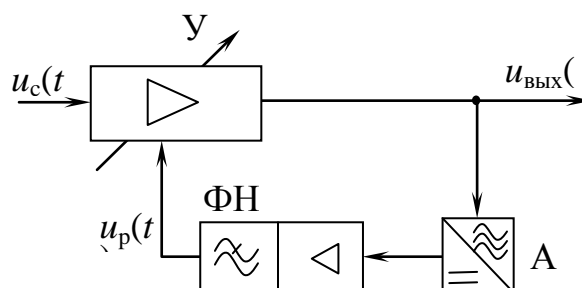


Рис. 8.1. Система АРУ с обратным регулированием

Наибольшее применение нашли системы АРУ с обратным регулированием (рис. 8.1).

8.2. Основные параметры системы АРУ

Основными характеристиками системы АРУ являются следующие.

Коэффициент регулирования γ , равный отношению динамического диапазона α изменений уровня входного сигнала к допустимому динамическому диапазону β изменений уровня выходного сигнала:

$$\gamma = \alpha/\beta, \quad (8.1)$$

где $\alpha = (U_c)_{\max} / (U_c)_{\min}$, $\beta = (U_{\text{вых}})_{\max} / (U_{\text{вых}})_{\min}$, $(U_c)_{\max}$ и $(U_c)_{\min}$ – значения максимальной и минимальной амплитуды входного сигнала усилителя, $(U_{\text{вых}})_{\max}$ и $(U_{\text{вых}})_{\min}$ – значения максимальной и минимальной амплитуды выходного сигнала усилителя.

Значение γ часто задается в децибелах:

$$\gamma = 20\lg[(U_c)_{\max}/(U_c)_{\min}] - 20\lg[(U_{\text{вых}})_{\max}/(U_{\text{вых}})_{\min}] \text{ (дБ)}. \quad (8.2)$$

Время установления t_y – интервал времени от момента включения входного сигнала при $U_c = (U_c)_{\max}$ до момента времени, когда амплитуда выходного напряжения достигает величины, отличающейся от установившегося значения не более чем на 10 %.

Регулировочная характеристика – зависимость коэффициента усиления регулируемого усилителя по напряжению от величины регулирующего напряжения U_p или тока I_p .

Амплитудная характеристика – зависимость уровня выходного напряжения регулируемого усилителя от уровня входного сигнала U_c .

Коэффициент нелинейных искажений определяет отклонение модулирующей функции полезного сигнала от истинного значения.

8.3. Типы систем АРУ с обратным регулированием

Рассмотрим три типа систем АРУ с обратным регулированием: простую АРУ, АРУ с задержкой и АРУ с задержкой и усилением.

В простой АРУ (рис. 8.2, а) напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ через петлю обратной связи, включающую в себя амплитудный детектор АД и фильтр низкой частоты ФНЧ первого порядка ($R_{\phi} C_{\phi}$), в котором выделяется постоянная составляющая выходного напряжения $U_p \approx U_{\text{вых}}$, поступает на управляющий вход регулируемого усилителя, смещая рабочую точку и изменяя крутизну входного каскада и соответственно его коэффициент усиления. При росте уровня входного сигнала, а следовательно, и уровня выходного сигнала, растет величина регулирующего напряжения U_p , уменьшающая крутизну S входного каскада и соответственно коэффициент усиления по напряжению. Поэтому уровень выходного сигнала увеличивается не пропорционально входному, а значительно меньше. Чем больше уровень входного сигнала, тем меньше усиление.

Постоянная времени ФНЧ выбирается из условия

$$1/F_{\min} \ll R_{\phi} C_{\phi} < T_{\text{зам min}}, \quad (8.3)$$

где F_{\min} – минимальная частота модуляции сигнала; $T_{\text{зам min}}$ – минимальный период замираний входного сигнала.

Чрезмерное увеличение постоянной времени ФНЧ может привести к тому, что простая АРУ не сможет обрабатывать быстрые изменения уровня входного сигнала при замираниях, вызванных условиями распространения радиоволн (например, в КВ диапазоне частот, где время замираний может быть не более секунды) либо условиями связи в радиотехнических системах подвижных объектов.

Обычно нет необходимости снижать усиление слабых сигналов, не обеспечивающих номинального напряжения даже при максимальном коэффициенте усиления регулируемого усилителя. Для придания АРУ пороговых свойств, т.е. включения регулировки при определенном уровне входного сигнала $U_c > (U_c)_{\min}$, в петлю обратной связи системы АРУ вводят дополнительное запирающее напряжение. В этом случае напряжение регулирования U_p появляется только после того, как напряжение выходного сигнала превысит пороговое напряжение $U_{\text{п}}$.

В системе АРУ с задержкой (рис. 8.2, б) регулирующее напряжение U_p снимается с нагрузки диодного детектора $VD1$. Порог срабатывания АРУ реализуется с помощью диодного ключа $VD2$. На этот диод подается отпирающее напряжение, равное пороговому напряжению $U_{\text{п}}$, и $U_p = 0$ до тех пор, пока амплитуда выходного сигнала, подводимого к детектору $VD1$, не превысит пороговый уровень $U_{\text{вых}} > U_{\text{п}}$. При дальнейшем увеличении уровня выходного сигнала диод $VD2$ запирается и напряжение U_p , подводимое к ре-

гулируемому усилителю через фильтр $R_\phi C_\phi$, будет равно разности напряжений на резисторе R .

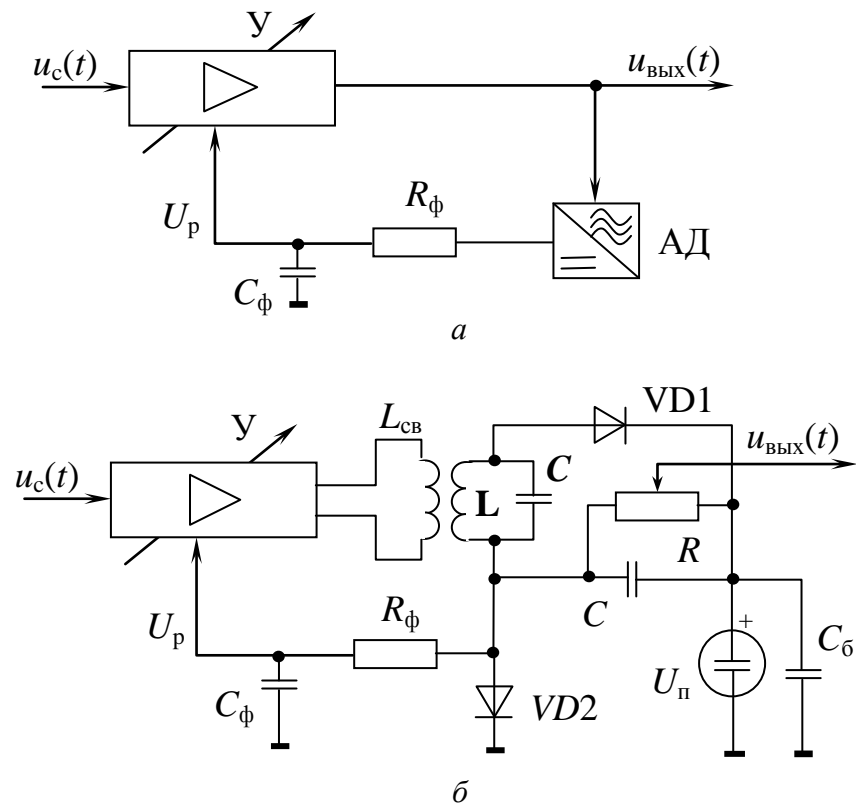


Рис. 8.2. Функциональные схемы систем АРУ

В системе АРУ с задержкой и усилением напряжение, снимаемое с нагрузки диодного детектора $VD1$, через ФНЧ ($R_\phi C_\phi$) поступает на вход усилителя (U), режим работы которого выбран таким образом, чтобы обеспечить запирающее напряжение на его входе при отсутствии входного сигнала. При $U_{\text{вых}} > U_\Pi$ напряжение на выходе ФНЧ превышает номинальное запирающее напряжение и усиленное напряжение U_p подводится к каскадам регулируемого усилителя.

8.4. Основные характеристики систем автоматической регулировки усиления

Амплитудные характеристики АРУ или зависимости уровня выходного напряжения УПЧ от величины сигнала на его входе $U_{\text{вых}} = f(U_c)$ приведены на [рис. 8.3](#).

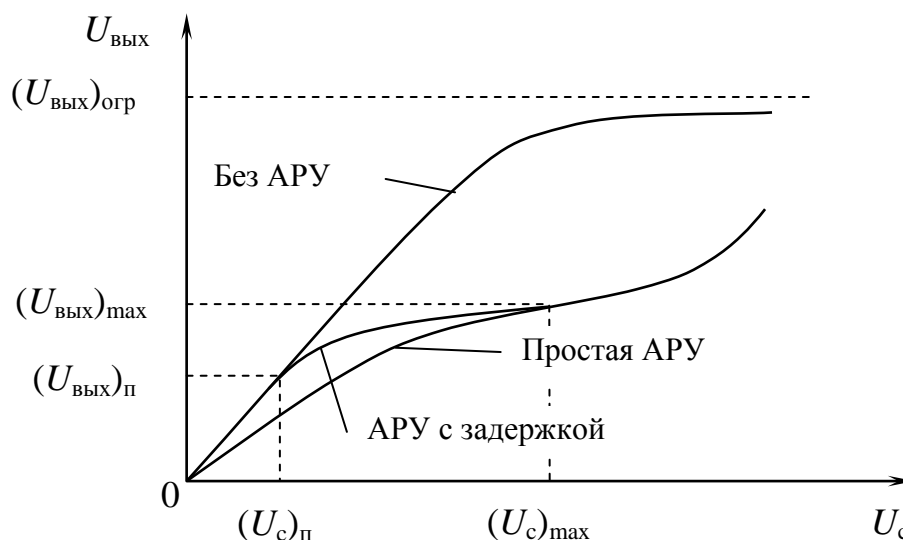


Рис. 8.3. Амплитудная характеристика системы АРУ

В регулируемом усилителе без АРУ имеется линейная зависимость между $U_{\text{ВЫХ}}$ и U_c . Однако при больших значениях U_c линейная зависимость нарушается и наблюдается перегрузка усилителя, которая приводит к появлению искажений сигнала.

В простой АРУ при увеличении U_c коэффициент усиления УПЧ начинает уменьшаться и перегрузка усилителя не возникает.

В системе АРУ с задержкой степень нелинейности амплитудной характеристики понижается, причем снижение коэффициента усиления регулируемого усилителя (наклон амплитудной характеристики) в диапазоне $[(U_c)_п, (U_c)_{\text{max}}]$ будет определяться коэффициентом усиления в петле обратной связи.

При $U_c > (U_c)_{\text{max}}$ стабилизирующее действие АРУ ослабляется из-за перегрузки в цепи самой АРУ.

Регулировочная характеристика определяет зависимость коэффициента усиления регулируемого усилителя от величины управляющего напряжения $k_u = f(U_p)$. Примерный вид этой характеристики в логарифмическом масштабе $(k_u(\text{дБ}) = 20 \lg k_u)$ изображен на [рис. 8.4](#). Коэффициент усиления регулируемого усилителя максимален ($k_u = (k_u)_{\text{max}}$) при $U_p = 0$. По регулировочной характеристике можно определить величину $(U_p)_{\text{max}}$, при которой $k_u = (k_u)_{\text{min}}$. Отношение $(k_u)_{\text{max}} / (k_u)_{\text{min}} = \gamma$ называется коэффициентом регулирования

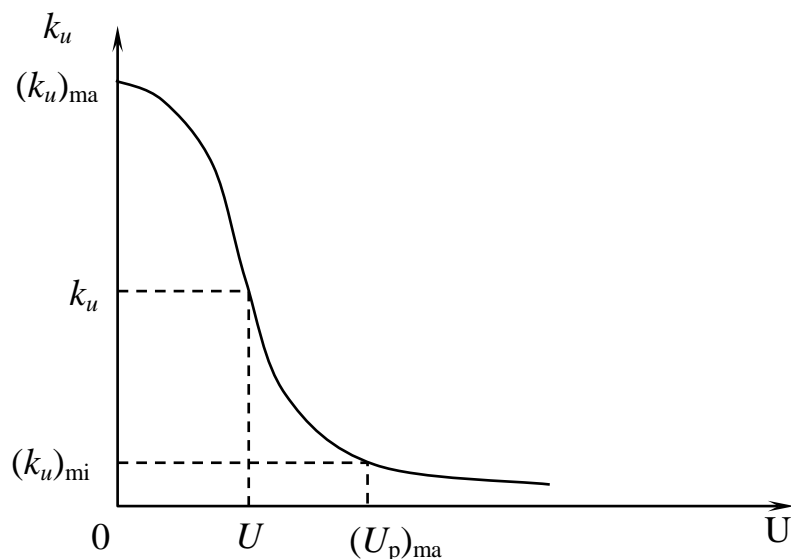
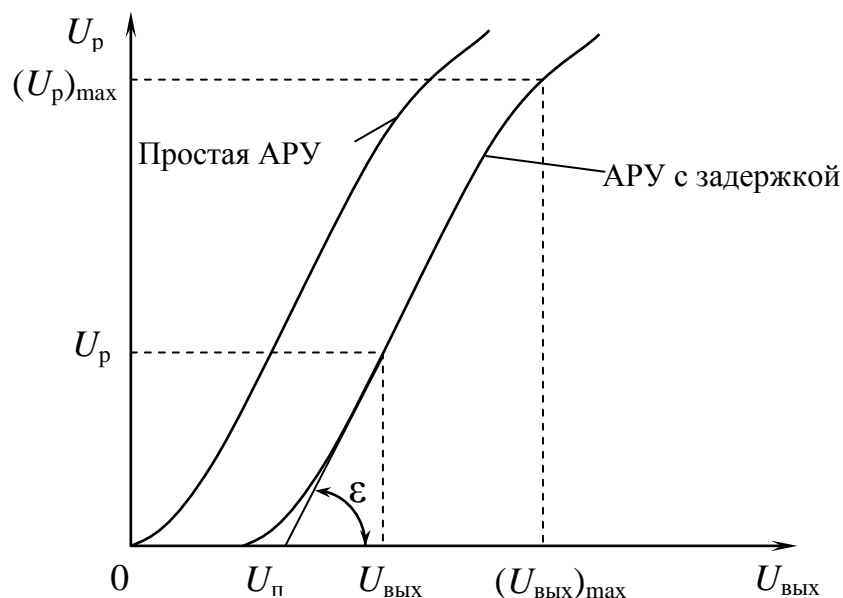


Рис. 8.4. Регулировочная характеристика системы АРУ

Рис. 8.5. Зависимость $U_p = f(U_{\text{вых}})$

Значение U_p , в свою очередь, определяется уровнем сигнала на выходе регулируемого усилителя. Зависимости уровня регулирующего напряжения от величины $U_{\text{вых}}$ для двух типов АРУ приведены на [рис. 8.5](#). В системе АРУ с задержкой регулирующее напряжение появляется при $U_{\text{вых}} > U_{\text{п}}$. При больших значениях $U_{\text{вых}}$ из-за перегрузки АРУ зависимости $U_p = f(U_{\text{вых}})$ существенно искажаются.

Считая зависимость $U_p = f(U_{\text{вых}})$ близкой к линейной при значениях $U_{\text{вых}} < (U_{\text{вых}})_{\text{max}}$, можно записать выражение для коэффициента усиления в петле АРУ:

$$(k_u)_{\text{АРУ}} = (U_p)_{\text{max}} / [(U_{\text{вых}})_{\text{max}} - (U_{\text{вых}})_{\text{min}}] = (U_p)_{\text{max}} / [(U_{\text{вых}})_{\text{min}} \cdot (\beta - 1)]. \quad (8.4)$$

Из уравнения (8.4) следует, что невозможно получить «идеальную» АРУ, для которой $\beta = (U_{\text{вых}})_{\text{max}} / (U_{\text{вых}})_{\text{min}} = 1$. Реальная АРУ приближается к «идеальной» при больших значениях коэффициента усиления $(k_u)_{\text{АРУ}}$ в петле обратной связи АРУ.

8.5. Анализ работы системы АРУ в динамическом режиме

В динамическом режиме, когда амплитуда входного сигнала изменяется скачкообразно, изменение коэффициента усиления регулируемого усилителя с помощью системы АРУ происходит с некоторой задержкой во времени, обусловленной наличием в АРУ инерционных звеньев. Полагая, что инерционным звеном является ФНЧ (например, RC-фильтр первого порядка) в петле обратной связи, можно записать дифференциальное уравнение, связывающее амплитуду напряжения на выходе регулируемого усилителя $U_{\text{вых}}$ и напряжение на выходе фильтра:

$$R_{\phi} C_{\phi} \frac{du_{\text{вых}}(t)}{dt} + (1 + S_p U_c) U_{\text{вых}} = (k_u)_{\text{max}} U_c, \quad (8.5)$$

где S_p – крутизна регулировочной характеристики в рабочей точке.

Решение уравнения имеет вид

$$u_{\text{вых}}(t) = (k_u)_{\text{max}} U_c / (1 + \mu) [1 + \mu \exp(-t / \tau_{\text{ару}})], \quad (8.6)$$

где $\mu = (k_u)_{\text{ару}} S_p U_c$, $\tau_{\text{ару}} = R_{\phi} C_{\phi} / (1 + \mu)$, а U_c определено для момента времени $t = 0$.

Величина $\tau_{\text{ару}}$ определяет скорость протекания процесса установления амплитуды выходного напряжения. Из (8.6) следует, что процесс установления выходного напряжения протекает тем быстрее, чем больше величина μ .

Установившееся значение $U_{\text{вых}}$ можно найти из (8.6) при значении t , стремящемся к бесконечности:

$$(U_{\text{вых}})_{\text{уст}} = (k_u)_{\text{max}} U_c / (1 + \mu). \quad (8.7)$$

При использовании в качестве инерционного звена АРУ ФНЧ более высокого порядка напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ может иметь колебательный характер.

Лабораторная работа Автоматическая регулировка усиления

Цель работы: экспериментальное исследование и моделирование процесса автоматической регулировки усиления в УПЧ:

- определение амплитудных характеристик различных систем АРУ с обратным регулированием (простой АРУ и АРУ с задержкой и усилением);
- определение регулировочных характеристик при различных коэффициентах усиления в петле обратной связи;

- определение коэффициентов регулирования при различных коэффициентах усиления в петле обратной связи;
- определение переходных характеристик системы АРУ в динамическом режиме.

Описание лабораторной установки

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований процесса автоматической регулировки усиления в УПЧ при использовании АРУ с обратным регулированием.

На установке измеряются:

- амплитудные характеристики различных систем АРУ: простой АРУ и АРУ с задержкой и усилением;
- регулировочные характеристики для различных коэффициентов усиления в петле обратной связи;
- формы регулирующего напряжения при наличии скачка амплитуды входного сигнала для различных порядков фильтра нижних частот в петле обратной связи.

Установка может использоваться в автономном режиме и режиме подключения внешних измерительных приборов.

Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на [рис. 8.6](#).

Состав установки

Установка включает в себя формирователь входного сигнала и УПЧ с АРУ обратного регулирования.

Формирователь входного сигнала состоит:

- из генератора высокой частоты – «ГВЧ», формирующего сигнал несущей с фиксированной частотой $f_c \approx 520$ кГц и регулируемым в пределах 3–300 мВ эффективным значением напряжения U_c ;
- импульсного генератора – «G», вырабатывающего модулирующий, прямоугольной формы, сигнал U_m с частотой 40 гц;
- амплитудного модулятора.

Усилительный каскад УПЧ выполнен на основе дифференциальной пары транзисторов. Управление коэффициентом усиления происходит путем изменения крутизны одного из транзисторов. Цепь АРУ подключена к резонансной нагрузке УПЧ. Выходное напряжение УПЧ детектируется на амплитудном детекторе. Величина порогового напряжения задается величиной смещения ($U_0 = 0, U_1, U_2$) на вход усилителя – «К». К выходу усилителя подключены низкочастотные фильтры: ФНЧ1 – RC-фильтр первого порядка и ФНЧ2 – RC-фильтр 2-го порядка. Коэффициент усиления петли обратной связи $(k_u)_{\text{АРУ}}$ изменяется с помощью подключения соответствующего усилителя «К1», «К2», «К3» к входу управления УПЧ.

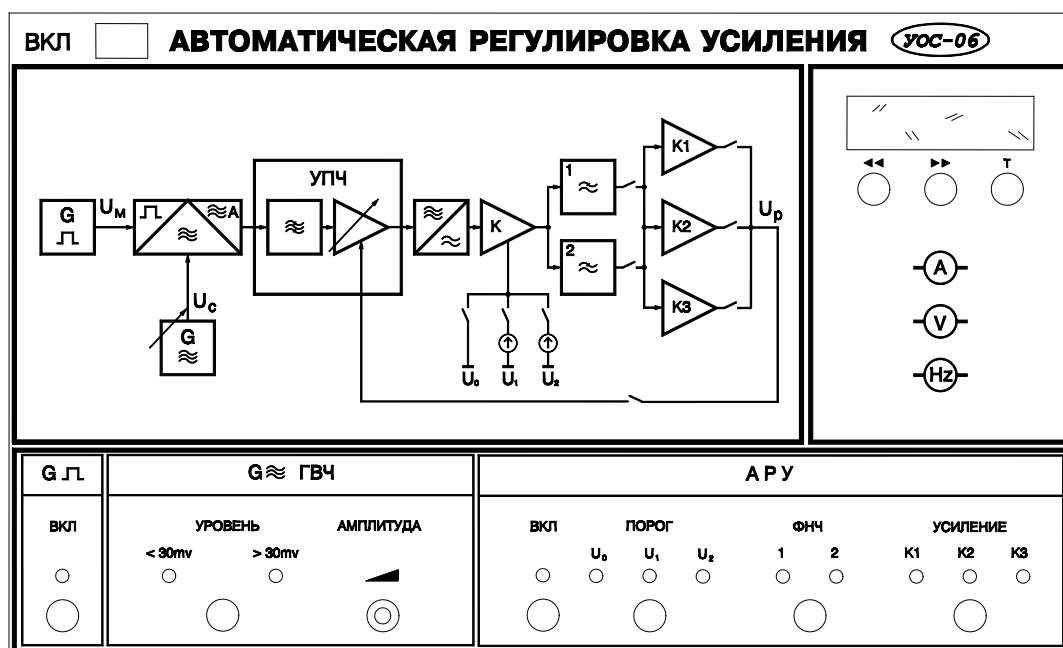


Рис. 8.6. Вид лицевой панели

На задней стенке установки имеются контрольные выходы: «Вых 1» – напряжение на входе УПЧ, «Вых 2» – напряжение на выходе УПЧ, «Вых 3» – напряжение U_p .

На левом верхнем поле изображена структурная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы, на правом поле измерения и индикации – цифробуквенный дисплей с отображением пунктов работы и результатов измерений исследуемых параметров системы АРУ.

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей.

В поле «G» (генератор прямоугольных импульсов) находится кнопка «ВКЛ» включения генератора прямоугольных импульсов.

В поле «ГВЧ» (генератор высокочастотного сигнала) расположены:

- «УРОВЕНЬ» – кнопка переключения уровня сигнала;
- «АМПЛИТУДА» – потенциометр регулировки амплитуды сигнала.

ла.

В поле «АРУ» имеются:

- «ВКЛ» – кнопка подключения напряжения U_p к входу управления УПЧ;
- «ПОРОГ» – кнопка переключения напряжения порога АРУ;
- «ФНЧ» – кнопка переключения фильтров низкой частоты;
- «УСИЛЕНИЕ» – кнопка переключения усилителей K1, K2, K3.

Поле цифробуквенного дисплея

На цифробуквенном дисплее отображаются измеряемые величины и номер пункта работы. Под дисплеем расположены следующие кнопки:

- «<<<» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к началу;
- «>>>» – кнопка перелистывания страниц с пунктами работы к концу;
- «Г» – кнопка сброса контроллера управления.

Экспериментальные исследования

Ознакомившись с описанием лабораторной установки и составив план проведения эксперимента, включить питание и саму установку нажатием кнопки «Вкл».

Все переключения производятся с помощью кнопок на передней панели установки, включенное состояние кнопки индицируется светодиодом. Измерения выполняются встроенными приборами под управлением микроконтроллера, а результаты измерений выводятся на цифровой дисплей, расположенный на лицевой панели. Выбор измеряемых величин и подключение их к индикатору производятся кнопками выбора пункта лабораторной работы («<<<», «>>>»), расположенными вместе с кнопкой «сброс» («Г») под цифробуквенным дисплеем.

Лабораторная работа включает четыре задания.

Задание 1. Измерение амплитудной характеристики УПЧ при разомкнутой петле АРУ

Цель: получить зависимость эффективного значения амплитуды выходного напряжения усилителя промежуточной частоты УПЧ от эффективного значения амплитуды входного сигнала без модуляции.

Порядок выполнения

1. Отключить АРУ.
2. Отключить модуляцию (генератор «G» выключен).
3. Изменяя с помощью потенциометра «УРОВЕНЬ» эффективное значение входного сигнала U_c в диапазоне 3–300 мВ, измерить эффективное значение $U_{\text{вых}}$ выходного напряжения УПЧ.
4. Результаты измерений занести в таблицу.

Задание 2. Измерение амплитудной характеристики простой АРУ при различных коэффициентах усиления петле обратной связи

Цель: получить зависимость эффективного значения амплитуды выходного напряжения УПЧ от эффективного значения амплитуды входного сигнала без модуляции.

Порядок выполнения

1. Отключить модуляцию (генератор «G» выключен).
2. Включить ФНЧ1.

3. Установить порог $U_{\text{п}} = U_0 = 0$.
4. Для трех значений коэффициента усиления $(k_u)_{\text{АРУ}} = K1, K2, K3$, изменяя с помощью потенциометра «уровень» эффективное значение входного сигнала U_c в диапазоне 3–300 мВ, измерить уровень выходного $U_{\text{вых}}$ напряжения УПЧ.
5. Результаты измерений занести в таблицу.

Задание 3. Измерение амплитудной характеристики АРУ с задержкой при различных коэффициентах усиления в петле обратной связи

Цель: получить зависимость эффективного значения амплитуды выходного напряжения УПЧ от эффективного значения амплитуды входного сигнала без модуляции.

Порядок выполнения

1. Отключить модуляцию (генератор «G» выключен).
2. Включить ФНЧ1.
3. Установить величину порогового напряжения $U_{\text{п}} = U_1$.
4. Провести измерения в соответствии с методикой задания 2 для трех значений $(k_u)_{\text{АРУ}} = K1, K2, K3$.
5. Установить величину порогового напряжения $U_{\text{п}} = U_2$.
6. Провести измерения в соответствии с методикой задания 2 для трех значений $(k_u)_{\text{АРУ}} = K1, K2, K3$.

Задание 4. Исследование переходной характеристики простой АРУ для фильтров низкой частоты различных порядков (при наличии внешнего осциллографа)

Порядок выполнения

1. Отключить модуляцию (генератор «G» выключен).
2. С помощью потенциометра «уровень ГВЧ» установить величину эффективного значения входного сигнала, равную 50 мВ.
3. Включить модуляцию (генератор «G» включен).
4. Установить порог $U_{\text{п}} = U_0 = 0$.
5. Для фильтра низкой частоты ФНЧ 1-го порядка и трех значений коэффициента усиления $(k_u)_{\text{АРУ}}$: K1, K2 и K3 зарисовать осциллограммы регулирующего напряжения U_p .

Для фильтра низкой частоты ФНЧ 2-го порядка и трех значений коэффициента усиления $(k_u)_{\text{АРУ}}$: K1, K2 и K3 зарисовать осциллограммы регулирующего напряжения U_p .

Моделирование автоматической регулировки усиления

1. Составить описание конкретной модели АРУ с возможностью изменения коэффициента усиления и параметров ФНЧ в петле регулирования в терминах и обозначениях, принятых в пакете OrCAD [6].

2. Задать исходные данные (амплитуду и частоту входного сигнала, значение порогового напряжения и их возможные диапазоны изменений).

3. Задать требуемые выходные характеристики (амплитудной характеристики, переходной характеристики и т. д.).

4. Выполнить задания (запуск программы, получение, проверка и корректировка результатов, копирование результатов в отчет по лабораторной работе).

Содержание отчета

Отчет о лабораторной работе должен содержать:

1. Наименование и цель работы.
2. Структурную схему исследуемой системы АРУ.
3. Таблицы с результатами измерений амплитудных характеристик АРУ и графики $U_{\text{вых}} = f(U_c)$:
 - при отключенной петле обратной связи ([задание 1](#));
 - для простой АРУ при различных коэффициентах усиления $(k_u)_{\text{ару}}$ ([задание 2](#));
 - для АРУ с задержкой при различных коэффициентах усиления $(k_u)_{\text{ару}}$ и различных значениях порога ([задание 4](#)).
4. Результаты расчетов коэффициентов регулирования γ для простой АРУ при различных коэффициентах усиления $(k_u)_{\text{ару}}$.
5. Осциллограммы переходных процессов в петле обратной связи при различных порядках ФНЧ и коэффициентах усиления $(k_u)_{\text{ару}}$.
6. Анализ полученных результатов:
 - 6.1. Объяснение различий в поведении амплитудных характеристик простой АРУ и АРУ с задержкой.
 - 6.2. Объяснение зависимости амплитудных характеристик от коэффициента усиления в петле обратной связи. Сравнить максимальные и минимальные значения $U_{\text{вых}}$ для различных $(k_u)_{\text{ару}}$.
 - 6.3. Объяснение характера переходных процессов в петле обратной связи системы АРУ.
7. Выводы.

Анализ полученных результатов моделирования процесса АРУ УПЧ (сравнение с данными экспериментального исследования аналогичных АРУ, сравнение полученных характеристик между собой с формулированием вывода о достоинствах и недостатках каждой схемы АРУ, зависимость от параметров усиления и ФНЧ, применяемых в петле регулирования и т. д.).

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняют системы АРУ и по каким признакам они классифицируются? Какие основные параметры систем АРУ?
2. Каковы принципы работы и схемы систем АРУ? Каковы способы изменения коэффициента передачи управляемых каскадов и в чем их достоинства и недостатки?
3. Как определяется время установления переходных процессов в системе АРУ? Из каких соображений выбирается постоянная времени фильтра в цепи регулирования?
4. Какие искажения сигналов обусловлены работой системы АРУ и что следует предпринять для их уменьшения?
5. Что происходит при совместном действии сигнала и шума на систему АРУ?
6. Какова методика измерения амплитудной характеристики усилителя с системой АРУ?
7. Какова методика исследования переходных процессов системы АРУ?
8. Каковы принципы моделирования процесса автоматического регулирования усиления? В чем преимущества и недостатки моделирования?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Радиоприемные устройства : учеб. для вузов / Н. Н. Фомин [и др.]; под ред. Н. Н. Фомина. М. : Радио и связь, 1996.
2. Радиоприемные устройства : учеб. для вузов / Н. Н. Буга [и др.]; под ред. Н. И. Чистякова. М. : Радио и связь, 1986
3. Радиоприемные устройства : учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Ю. Т. Давыдов [и др.]; под ред. А. П. Жуковского. М. : Высш. шк., 1989.
4. Богданович, Б. М. Радиоприемные устройства : учеб. пособие для вузов / Б. М. Богданович, Н. И. Окулич; под общ. ред. Б. М. Богдановича. М. : Высш. шк., 1991.
5. Палшков, В. В. Радиоприемные устройства : учеб. пособие / В. В. Палшков. М. : Радио и связь, 1984.
6. Разевиг, В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2 / В. Д. Разевиг. М.: СОЛОН-Р, 2003. 528 с. (Сер. «Системы проектирования»).
7. Разевиг, В. Д. Система проектирования цифровых устройств OrCAD / В. Д. Разевиг. М. : Солон-Р, 2000.
8. Разевиг, В. Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0 / В. Д. Разевиг. М. : Солон, 1999.
9. Бибило, П. Н. Основы языка VHDL / П. Н. Бибило. М. : Солон-Р, 2000.
10. Афанасьев, А. О. Проектирование в OrCAD / А. О. Афанасьев, \ С. А. Кузнецов, А. В. Нестеренко. Киев : Наука и техника, 2001.

Общие методические указания по выполнению лабораторного практикума

1. К выполнению лабораторного практикума допускаются студенты, прошедшие инструктаж по технике безопасности и расписавшиеся в журнале инструктажей.

2. Лабораторные работы состоят из двух взаимодополняющих частей. Первая часть проводится на специализированных стендах. Вторая – на персональных компьютерах (ПК). Пункты лабораторного задания, выполняемые на стенде и на ПК, задаются преподавателем. Время, отводимое на выполнение и защиту одной лабораторной работы, – четыре или пять академических часов.

3. Специализированные стенды представляют собой развернутые схемы отдельных функциональных узлов супергетеродинного приемника средневолнового диапазона.

Стенды включают следующие основные узлы: входную цепь, преобразователь частоты, частотный детектор, амплитудный детектор, систему фазовой автоподстройки частоты, систему автоматической регулировки усиления.

4. Лабораторные работы, выполняемые на персональном компьютере, включают в себя моделирование работы узлов средневолнового приемника с использованием демонстрационной системы автоматизированного проектирования радиоэлектронных устройств OrCAD.

5. Перед выполнением лабораторной работы студенты должны ознакомиться с ее описанием, выполнить вариант контрольного (домашнего) задания и подготовить протокол экспериментальных исследований (один на подгруппу) для занесения результатов эксперимента. Неподготовленные студенты (или подгруппа) к выполнению работы не допускаются.

6. По результатам выполнения работы подгруппа оформляет отчет и защищает его. В отчете должны быть обязательно приведены: цель работы; расчет контрольного задания каждым студентом; принципиальная схема измерительной установки; результаты натурных экспериментов и моделирования на ПК; выводы.

7. Выводы по лабораторной работе являются обязательной частью отчета. Их приводят для каждого пункта выполненной работы и они должны включать: анализ полученных результатов; сравнение полученных и ожидаемых результатов, а также объяснение возможных расхождений между ними. Отчет, не содержащий выводов, считается неполным и не может представляться к защите.

Общие сведения о системе ORCAD. Примеры моделирования узлов УПИОС

Фирма *OrCAD* (основана в 1985 г.) в начале 1997 г. выпустила систему нового поколения *OrCAD 7.0* для *Windows*. Моделирование аналоговой или смешанной аналого-цифровой части проекта проводится с помощью программы *PSpice*, передавая описание проекта в текстовом виде или с помощью пакета *ICAP* фирмы *Intusoft*, интегрируемого с графическим схемным редактором *OrCAD Capture*.

В начале 1998 г. фирмы *MicroSim* и *OrCAD* объединились, причем новая фирма получила название *OrCAD*. В результате под маркой *OrCAD* начали распространяться программы моделирования и оптимизации аналоговых и смешанных аналого-цифровых устройств, разработанные прежде фирмой *MicroSim* и не имеющие пока интерфейса с редактором схем *OrCAD Capture*. В ноябре 1998 г. выпущена новая система *OrCAD 9.0*, объединившая все перечисленные выше модули под управлением одной интегрированной оболочки.

В марте 2000 г. отделение *Cadence PCB System Division* фирмы *Cadence Design Systems*, в которое преобразована компания *OrCAD*, выпустило очередную версию *OrCAD 9.2*. В нее включили второй редактор принципиальных схем *PSpice Schematics*, заимствованный из популярного пакета *DesignLab* (он удобнее *OrCAD Capture*).

Состав системы OrCAD 9.2

Представление о версии *OrCAD 9.2* дает перечень входящих в ее состав программных модулей:

OrCAD Capture – графический редактор схем;

OrCAD Capture CIS (Component Information System) – графический редактор схем, дополненный средством ведения баз данных компонентов; при этом зарегистрированные пользователи получают через Интернет (с помощью службы *Internet Component Assistant*) доступ к каталогу компонентов, содержащему более 200 тыс. наименований;

PSpice Schematics – графический редактор схем, заимствованный из пакета *DesignLab*;

OrCAD PSpice A/D – программа моделирования аналоговых и смешанных аналого-цифровых устройств, данные в которую передаются как из *PSpice Schematics*, так и из *OrCAD Capture*;

OrCAD PSpice Optimizer – программа параметрической оптимизации;

OrCAD Layout – графический редактор печатных плат;

OrCAD Layout Plus – программа *OrCAD Layout*, дополненная бессеточным автотрассировщиком *SmartRoute*, использующим методы оптимизации нейронных сетей (используется также в системах *Protel 99 SE* и *P-CAD 2000*);

Layout Engineer's Edition – программа просмотра печатных плат, созданных с помощью *Layout* или *Layout Plus*, средство общей расстановки компонентов на плате и прокладки наиболее критических цепей, выполняемых инженером-схемотехником перед выдачей задания на проектирование печатной платы конструктору;

OrCAD GerbTool – программа создания и доработки управляющих файлов для фотоплоттеров;

Visual CADD – графический редактор фирмы *Numera Software* (упрощенный аналог *AutoCAD*).

Зарегистрированные пользователи *OrCAD* имеют возможность получать дополнительную информацию и ответы на свои вопросы через Интернет, используя проект *OrCAD Design Network (ODN, http://www.orcad.com/odn)*. Кроме того, круглосуточно доступна «горячая линия» по электронной почте: info@orcad.com.

В настоящее время на сайте www.orcad.com доступна демо-версия пакета *OrCAD 10.5*.

OrCAD 9.2 функционирует на ПК с процессорами *Pentium* и совместимых с ними под управлением *Windows 95/98* или *Windows NT 4.0* (с *Service Pack 3* или *Service Pack 4*). Необходимый объем ОЗУ не менее 32 Мбайт и 250 Мбайт дискового пространства.

Для отдельных модулей на жестком диске требуется объем памяти:

OrCAD Capture – 75 Мбайт;

OrCAD PSpice – 50 Мбайт (вместе с *PSpice Schematics*);

OrCAD CIS – 20 Мбайт;

OrCAD Layout – 90 Мбайт (вместе с *GerbTool* и *Visual CAD*);

Документация – 60 Мбайт.

Общая характеристика программы *OrCAD Capture*

Программа *OrCAD Capture* предназначена для создания проекта, часть которого может быть задана в виде принципиальной электрической схемы, а другая часть может быть описана на языке высокого уровня *VHDL*. Кроме того, из оболочки *OrCAD Capture* запускаются программы моделирования аналоговых, цифровых и смешанных аналого-цифровых устройств *PSpice* и параметрической оптимизации *PSpice Optimizer*. В программе *OrCAD Capture* проекты подразделяются на несколько типов. Информация о проектах, созданных в системе *OrCAD*, записывается в отдельные файлы, имеющие стандартные расширения имен [6].

При создании проекта в соответствии с его типом автоматически загружаются необходимые библиотеки компонентов (позднее их перечень можно изменить вручную), при этом для всех специализированных проектов возможна передача информации в программу *OrCAD Layout* для создания печатных плат. При создании принципиальных схем проекта необходимая информация отыскивается во встроенной базе данных, которая поставляется вместе с системой и пополняется пользователями. Причем при наличии опции

Component Information Systems (CIS) официальные пользователи получают доступ через Интернет к расширенной базе данных, содержащей сведения примерно о 200 тыс. компонентов различных фирм (приведены их символы и корпусы).

Дополнительно информацию о работе пакета *OrCAD* можно получить в [7–10].

Пример моделирования преобразователей частоты аналогичным исследуемым в лабораторном стенде с использованием пакета *OrCAD*

1. В примере промоделированы преобразователь частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде, преобразователь частоты на основе двойного балансного смесителя и преобразователь частоты на диодном кольцевом балансном смесителе.

2. При моделировании были взяты следующие параметры входных сигналов:

- частота входного сигнала $f_c = 535$ кГц,
- частота гетеродина $f_r = 1000$ кГц,
- амплитуда входного сигнала $U_c = 20$ мВ,
- амплитуда сигнала с частотой гетеродина $U_c = 400$ мВ.

3. Требуется получить спектр сигнала на выходе каждого преобразователя.

4. Производится запуск подготовленных моделей из трех созданных в пакете *OrCAD* папок (*Transbal*, *Dvoibalconv*, *Diod*), местонахождение которых в компьютере указывает преподаватель. В результате формируются соответствующие файлы с выходными данными. Для исследования характеристик моделей необходимо запустить соответствующие программы в пакете *OrCAD*:

- преобразователь частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде – *divconv.opj* (из папки *Transbal*);
- преобразователь частоты на основе двойного балансного смесителя – *dvoibalconv.opj* (из папки *Dvoibalconv*);
- преобразователь частоты на диодном кольцевом балансном смесителе – *converter.opj* (из папки *Diod*).

Параметры входного сигнала в модели необходимо задавать под указателем *Signal*, а параметры сигнала гетеродина под меткой *Oscillator*. *VAMPL* – амплитуда сигнала, *FREQ* – частота сигнала.

На [рис. П2.1–2.6](#) приведены принципиальные схемы преобразователей частоты и соответствующие спектры сигналов на выходе.

5. При анализе полученных результатов можно сделать вывод о соответствии результатов моделирования и результатов экспериментального исследования (или несоответствии с объяснением причин), а также о составе

спектра на выходе каждого преобразователя и о величине сигнала на выходе каждого преобразователя. Отметить достоинства и недостатки.

Пример моделирования частотных детекторов, аналогичных исследуемым в абсораторном стенде с использованием пакета *OrCAD*

1. В примере промоделированы частотные детекторы на расстроенном контуре и амплитудном детекторе, на основе аналогового перемножителя, на детекторе отношений (дробный детектор).

2. При моделировании были взяты следующие параметры входных сигналов:

- средняя частота входного сигнала $f_c = 2550$ (2650) кГц,
- амплитуда входного сигнала $U_c = \pm 1$ В,

3. Требуется получить демодулированный сигнала на выходе каждого детектора.

4. Производится запуск подготовленных моделей из трех созданных в пакете *OrCAD* папок (*Kontur*, *Peremn*, *Drobn*), местонахождение которых в компьютере указывает преподаватель. В результате формируются соответствующие файлы с выходными данными. Для исследования характеристик моделей необходимо запустить соответствующие программы в пакете *OrCAD*:

- частотный детектор на основе аналогового перемножителя – *Fm.opj* (из папки *Peremn*);
- частотный детектор на расстроенном контуре и амплитудном детекторе – *upios.opj* (из папки *Kontur*);
- дробный частотный детектор – *untuned.opj* (из папки *Diod*).

Параметры входного сигнала в модели необходимо задавать под указателем *Signal*. *VAMPL* – амплитуда сигнала, *FREQ* – частота сигнала.

На [рис. П2.7–П2.16](#) приведены принципиальные схемы моделей частотных детекторов и сигналы на входе и выходе, а также детекторные характеристики.

5. При анализе полученных результатов можно сделать вывод о соответствии результатов моделирования и результатов экспериментального исследования (или несоответствии с объяснением причин), а также о характере сигнала на выходе каждого детектора. Отметить достоинства и недостатки.

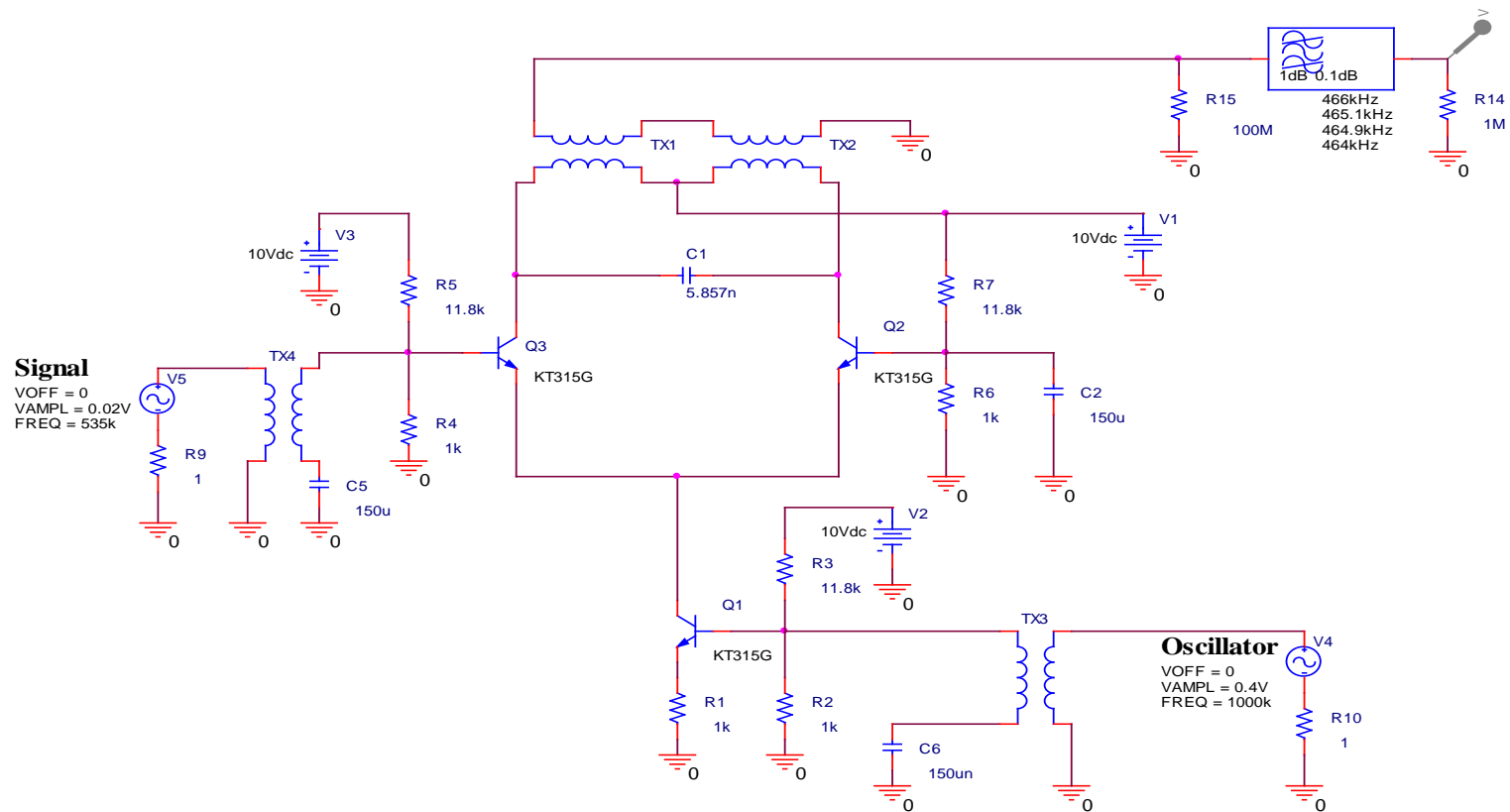


Рис. П2.1. Преобразователь частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде

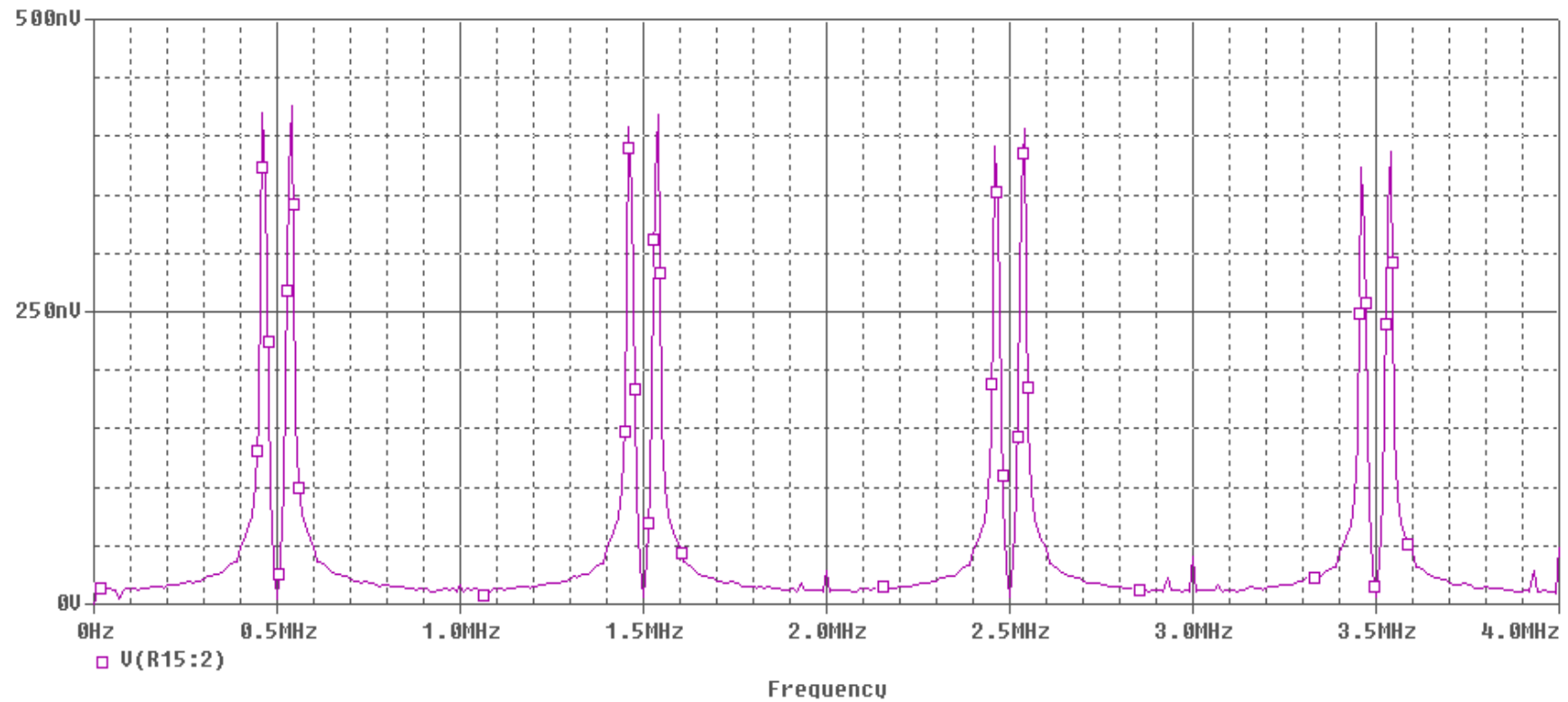


Рис. П2.2. Спектр частот на выходе преобразователя частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде

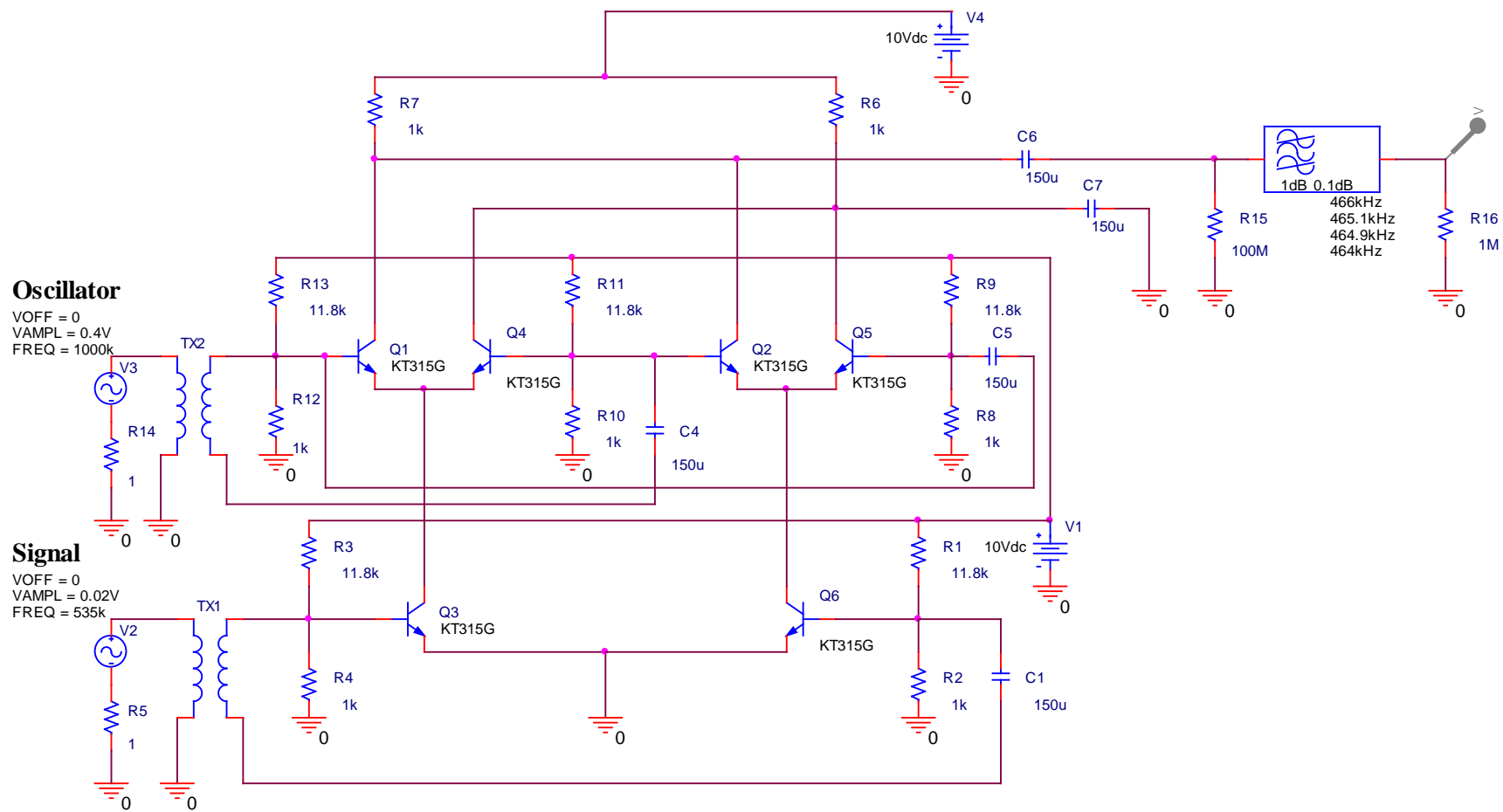


Рис. П2.3. Преобразователь частоты на основе двойного балансного смесителя

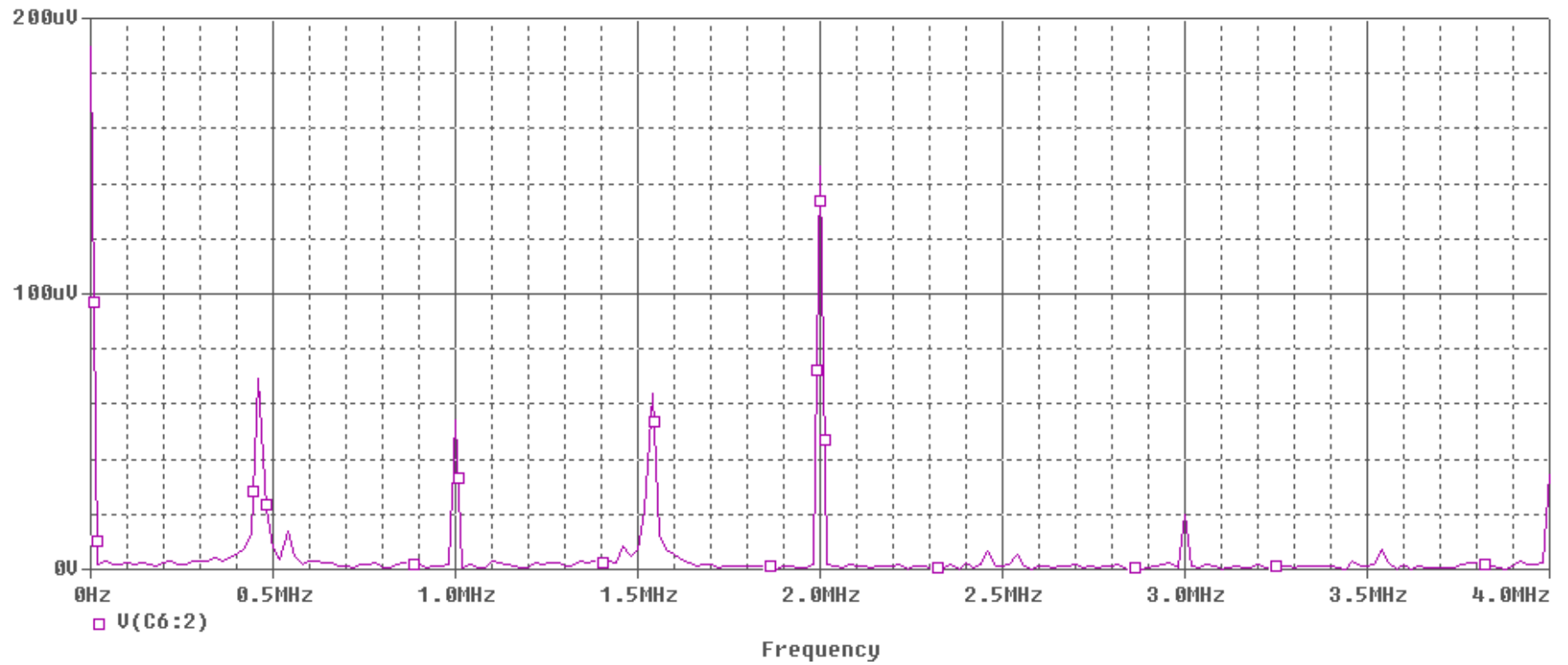


Рис. П2.4. Спектр частот на выходе преобразователя частоты на основе двойного балансного смесителя

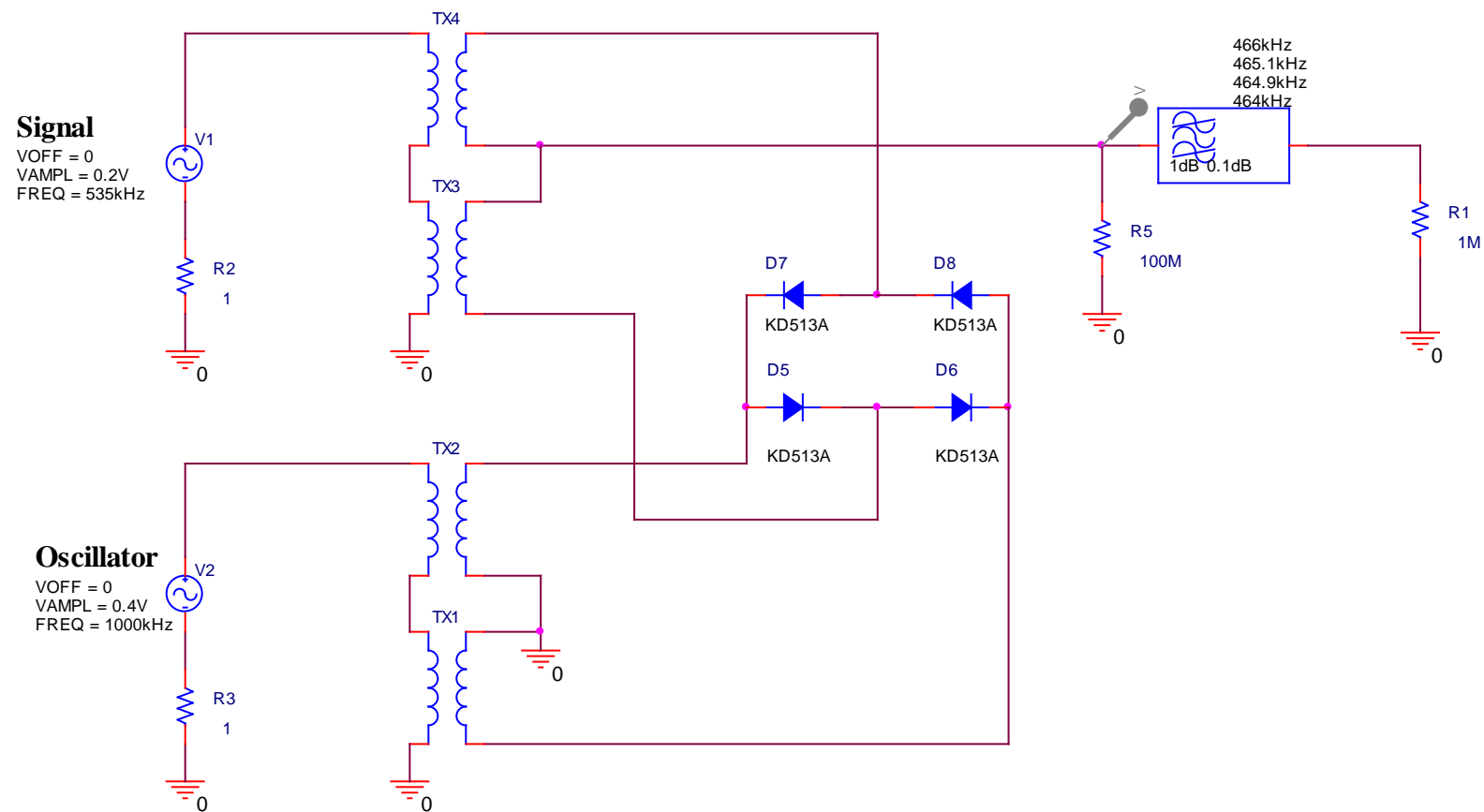


Рис. П2.5. Преобразователь частоты на диодном кольцевом балансном смесителе

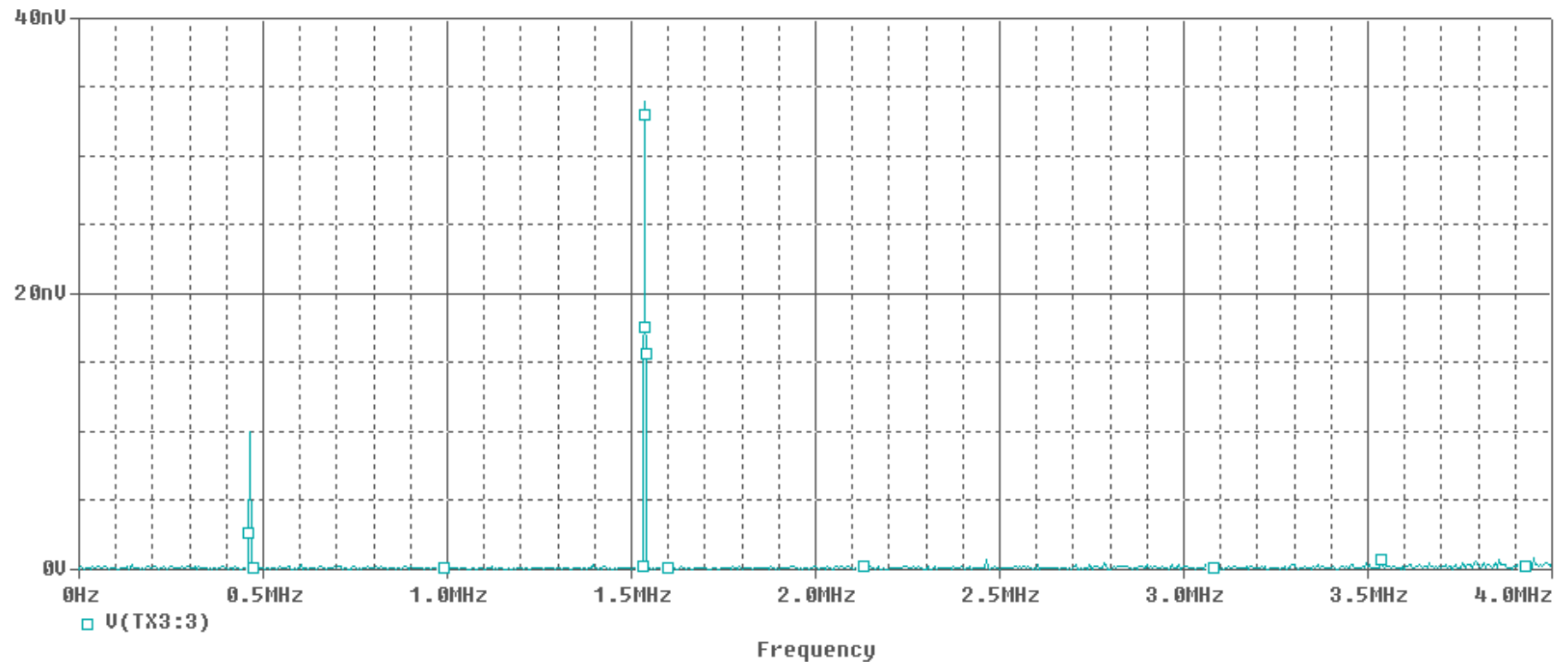


Рис. П2.6. Спектр частот на выходе преобразователя частоты на диодном кольцевом балансном смесителе

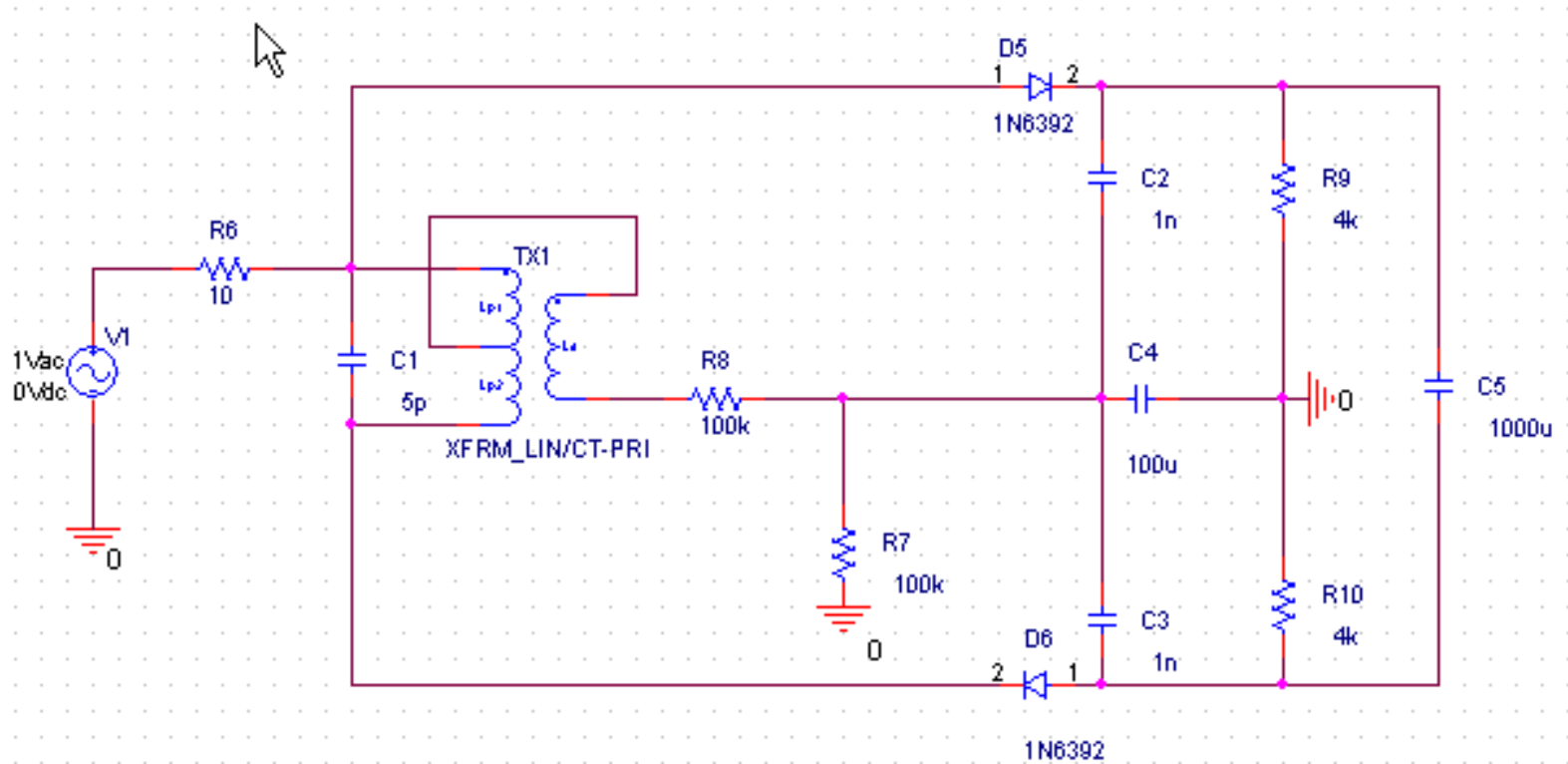


Рис. П2.7. Дробный детектор

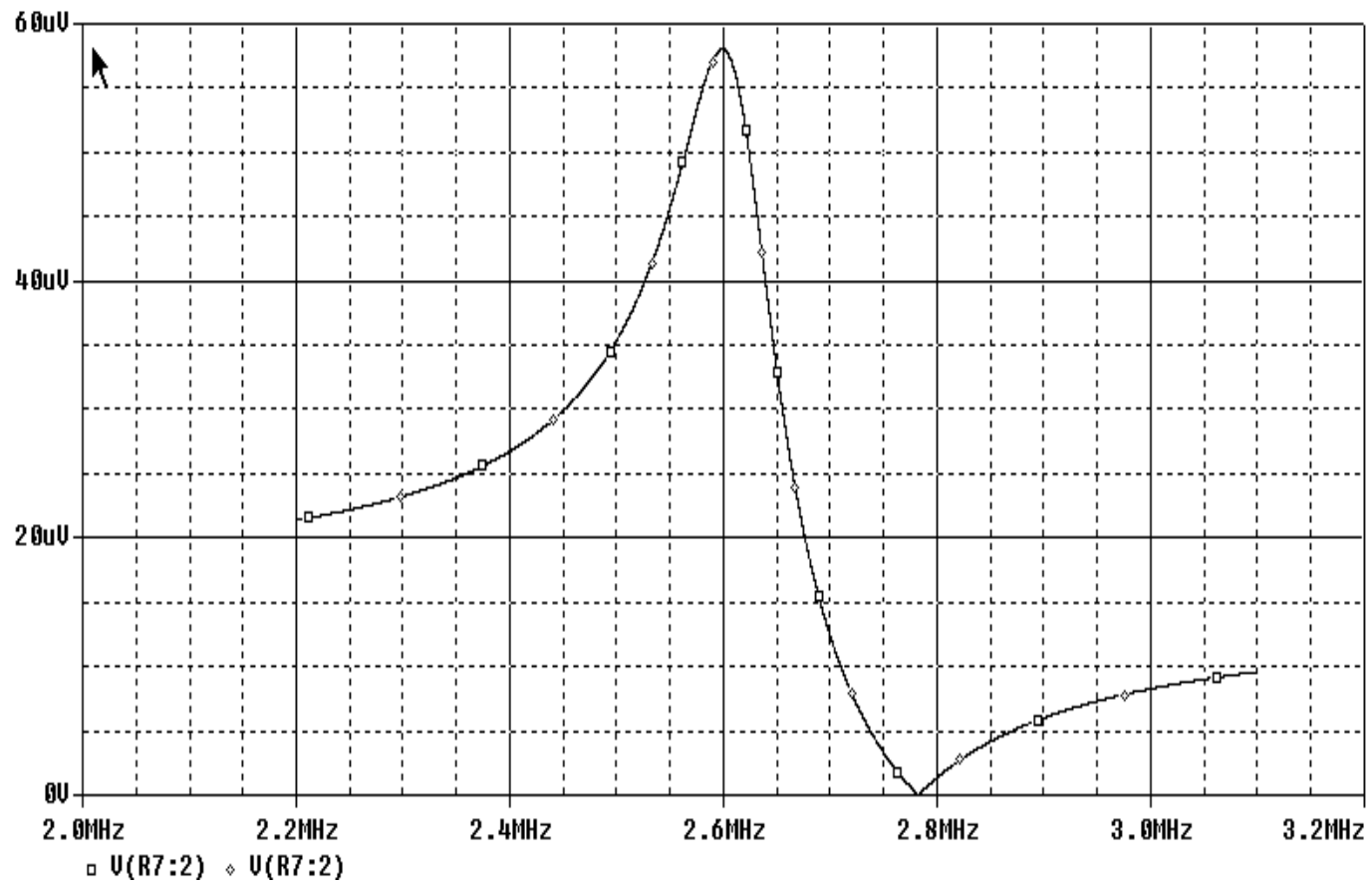


Рис. П2.8. Детекторная характеристика

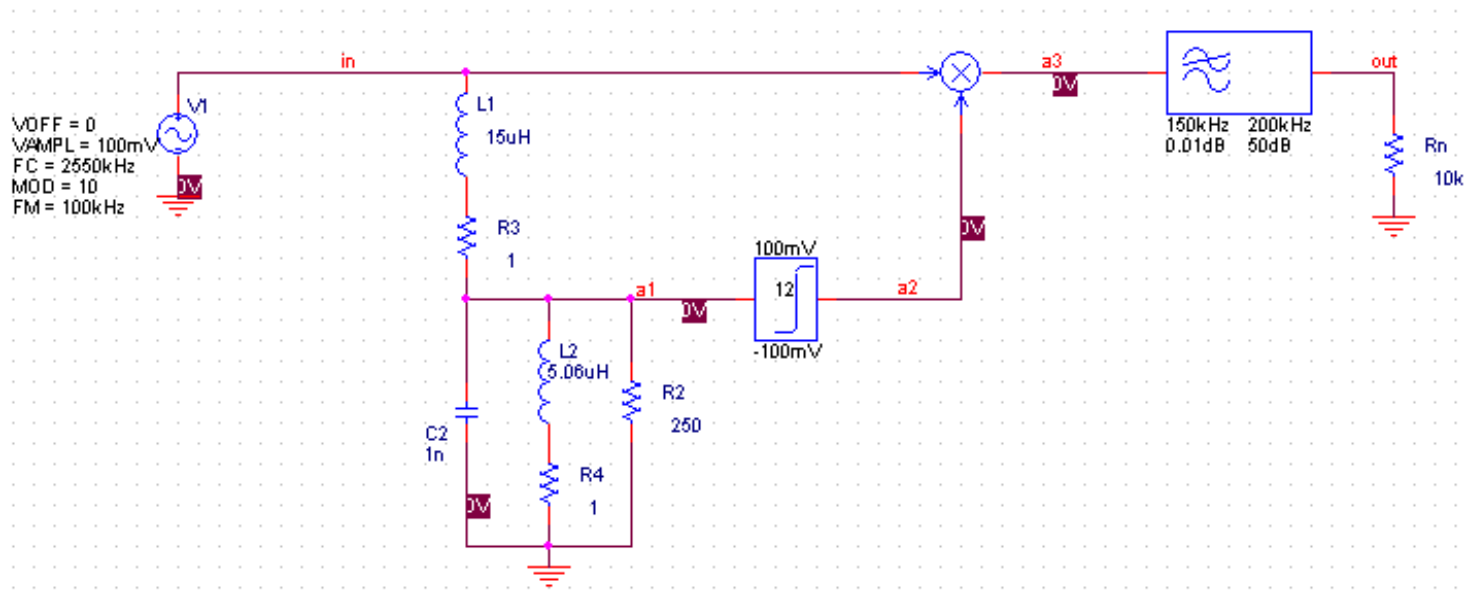


Рис. П2.9. Частотный детектор на аналоговом перемножителе

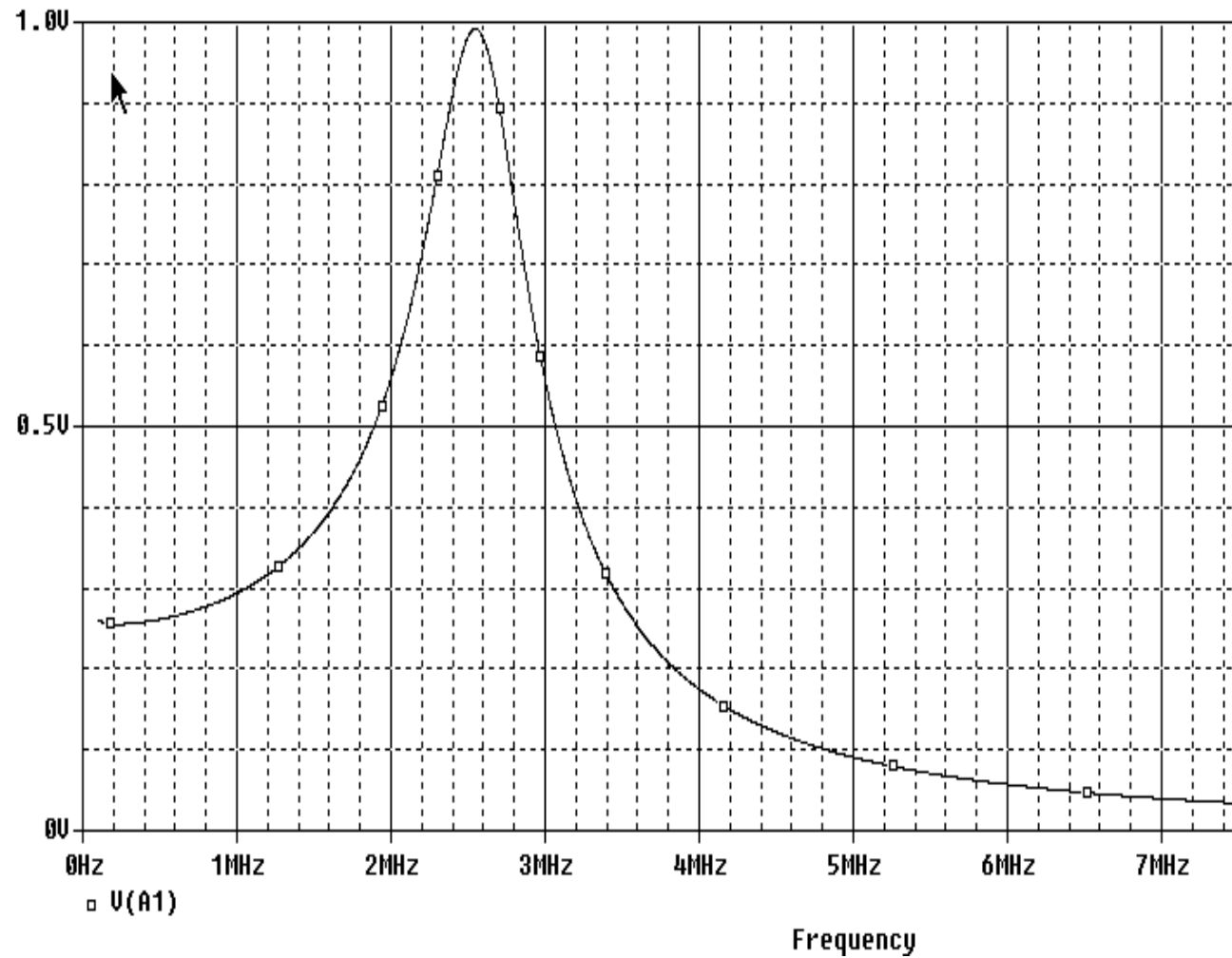


Рис. П2.10. Частотная характеристика на входе амплитудного ограничителя

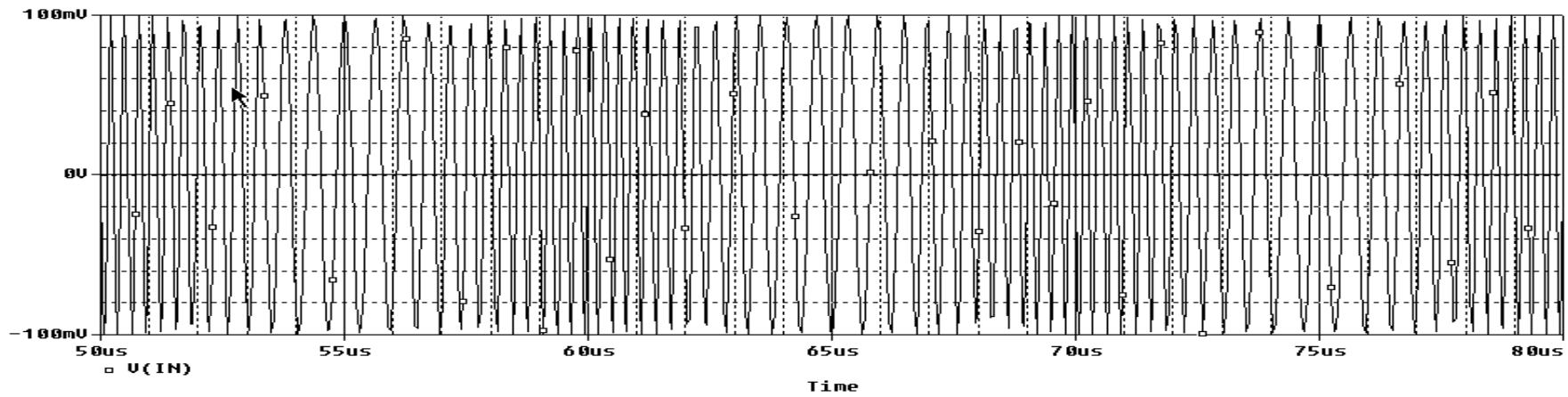


Рис. П2.11. Сигнал на входе детектора

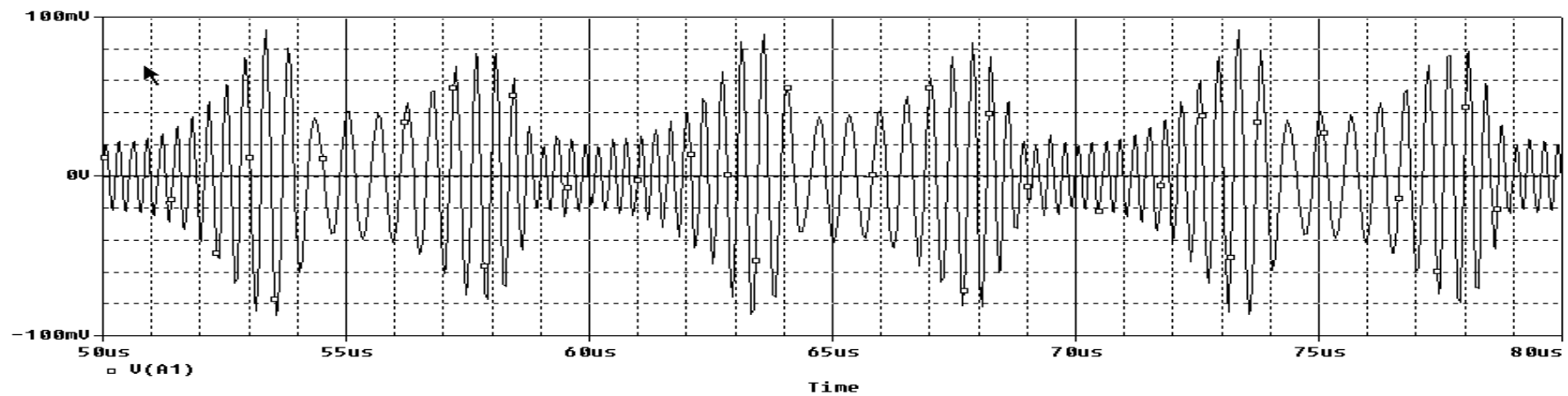


Рис. П2.12. Сигнал на входе амплитудного ограничителя

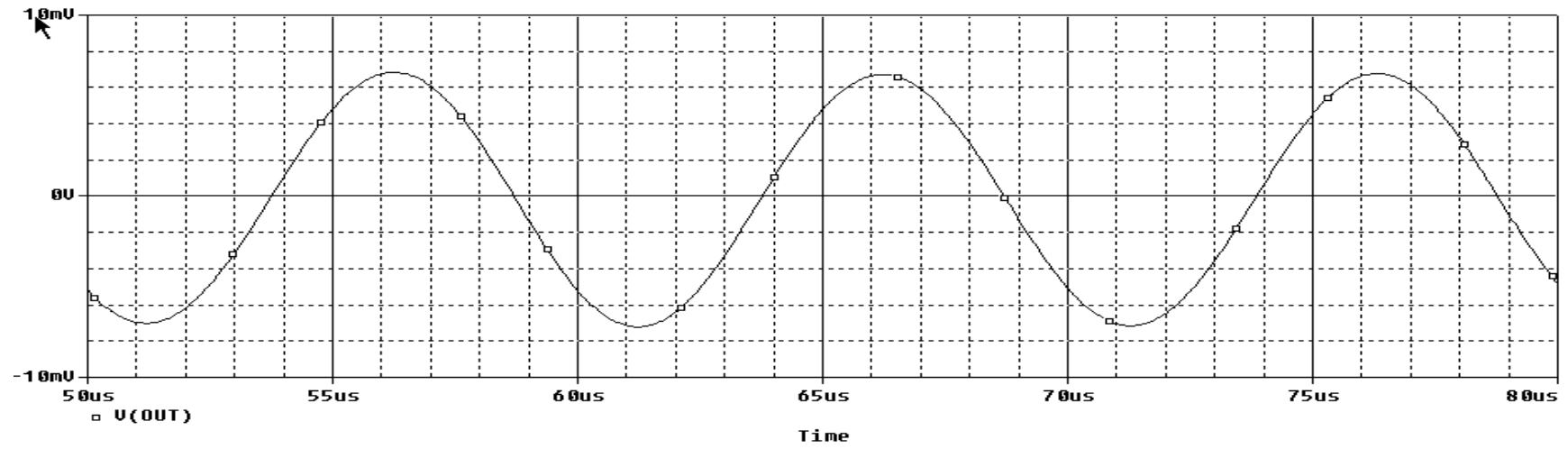


Рис. П2.13. Сигнал на выходе детектора

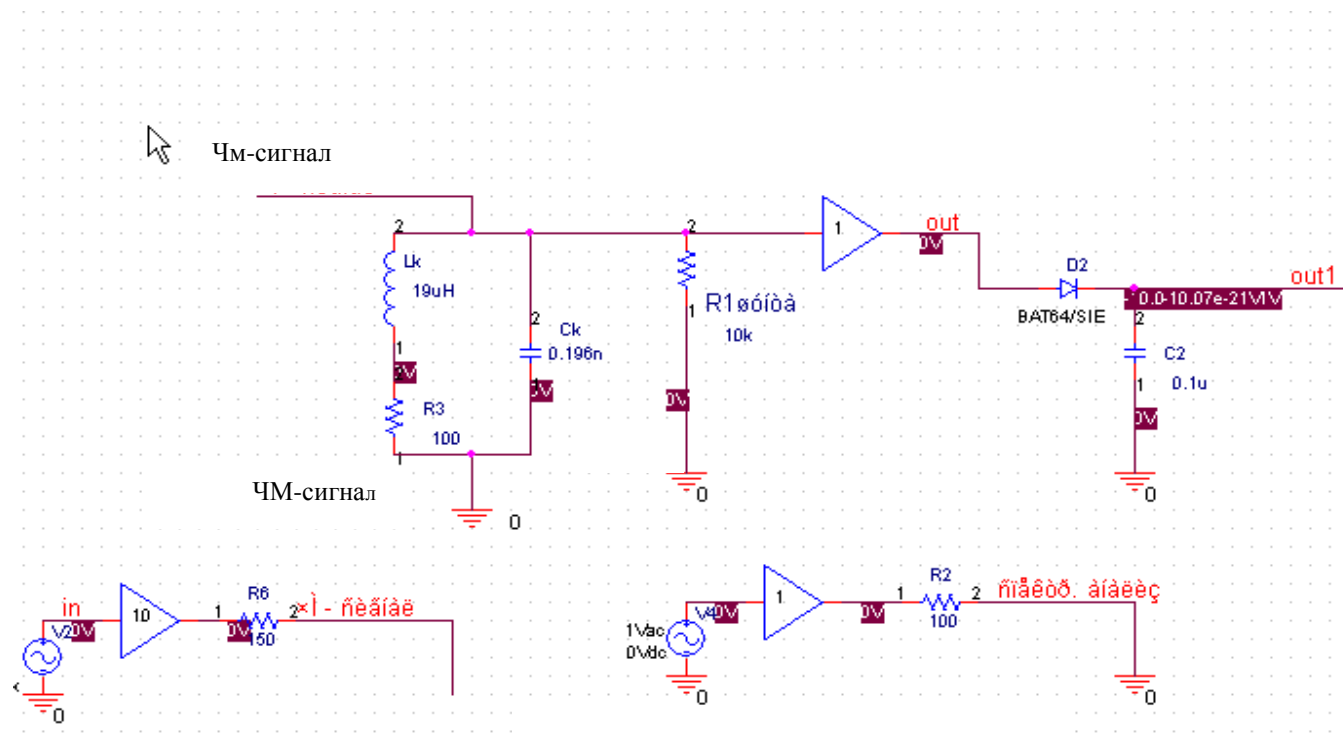


Рис. П2.14. Частотный детектор на расстроенном контуре и амплитудном детекторе

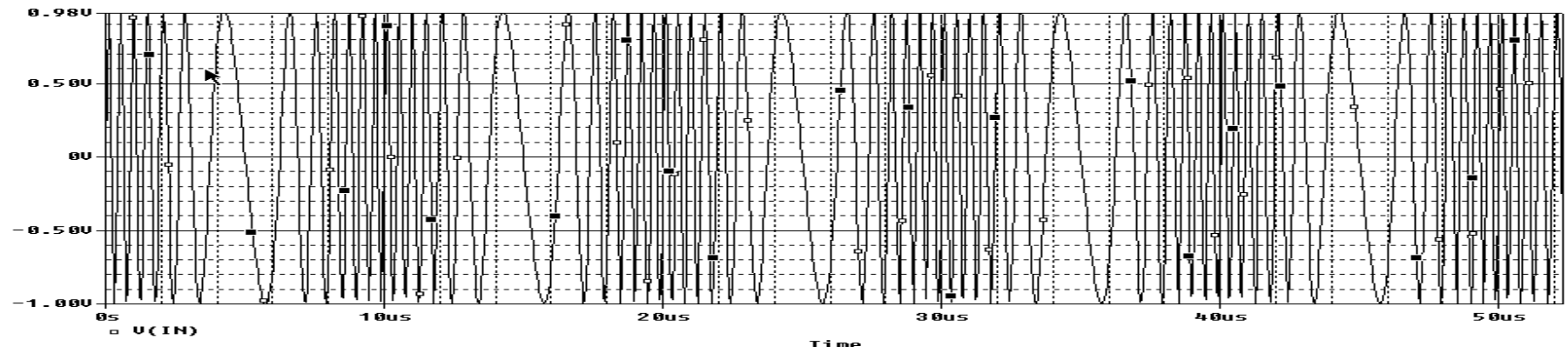


Рис. П2.15. Сигнал на входе детектора

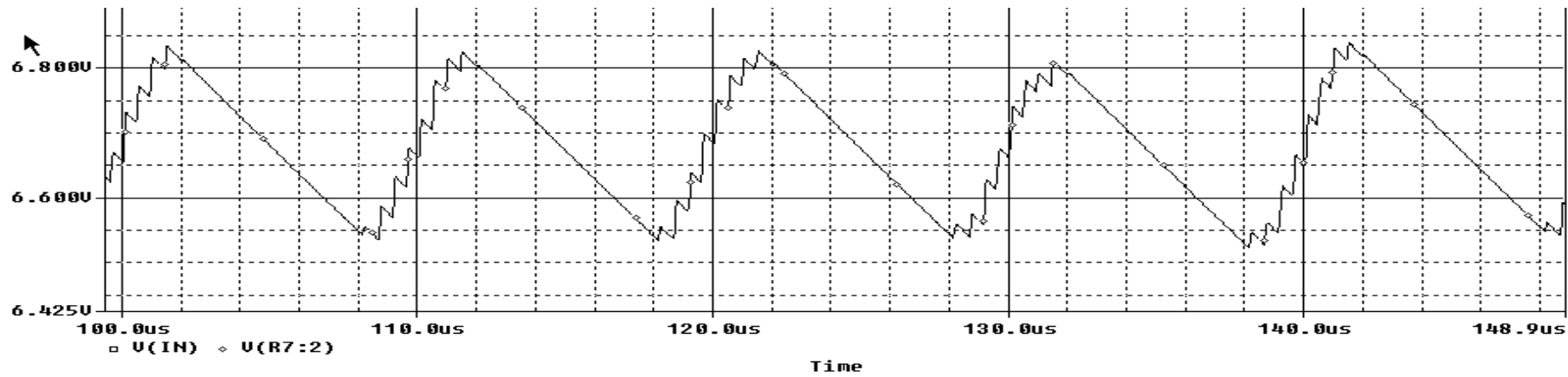


Рис.

П2.16. Сигнал на выходе детектора