

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Кабардино-Балкарский государственный
университет им. Х.М. Бербекова»
(КБГУ)

Институт электроники, робототехники и искусственного интеллекта

УТВЕРЖДАЮ

Руководитель ОПОП

 Р.Ш. Тешев

« 12 » *сентября* 2025 г.

ФОНД ОЦЕНОЧНЫХ СРЕДСТВ
ПО ДИСЦИПЛИНЕ
Б1.В.08.04 «ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ
РАДИОСИГНАЛОВ»

Специальность

11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы

Специализация

Радиоэлектронные системы передачи информации

Квалификация (степень) выпускника

Инженер

Форма обучения

Очная

Нальчик 2025

1. Перечень планируемых результатов обучения по дисциплине (модулю), соотнесенных с индикаторами достижения компетенций

Таблица 1

Код и формулировка компетенции	Индикаторы достижения	Планируемые результаты обучения по дисциплине (ЗУН)
<p>ПК-2. Способен использовать контрольно-измерительную технику и работать с конструкторской, технической, эксплуатационной документацией.</p>	<p>ПК-2.1 Способен работать с конструкторской, технической, эксплуатационной документацией по обслуживанию радиоэлектронных систем.</p>	<p>Знать: способы работы с конструкторской, технической, эксплуатационной документацией по обслуживанию радиоэлектронных систем.</p>
	<p>ПК-2.2 Способен использовать возможности контрольно-измерительной аппаратуры и методы обработки результатов измерений.</p>	<p>Уметь: использовать возможности контрольно-измерительной аппаратуры и методы обработки результатов измерений.</p>
	<p>ПК-2.3 Способен применять современные пакеты прикладных программ для обработки результатов.</p>	<p>Владеть: способами применения современных пакетов прикладных программ для обработки результатов.</p>
<p>ПК-3. Способен к проведению диагностики и проверки на работоспособность при эксплуатации составных частей радиоэлектронных систем и комплексов.</p>	<p>ПК-3.1 Способен составлять алгоритм проведения диагностических операций, оценивать точность и достоверность результатов.</p>	<p>Знать: способы составления алгоритмов проведения диагностических операций, оценивать точность и достоверность результатов.</p>
	<p>ПК-3.2 Способен диагностировать и оценивать техническое состояние радиоэлектронных устройств и составных частей радиоэлектронных систем и комплексов.</p>	<p>Уметь: диагностировать и оценивать техническое состояние радиоэлектронных устройств и составных частей радиоэлектронных систем и комплексов.</p>
	<p>ПК-3.3 Способен использовать необходимые виды и формы эксплуатационной документации для представления результатов диагностики.</p>	<p>Владеть: способами использования необходимых видов и форм эксплуатационной документации для представления результатов диагностики.</p>

2 Шкала оценивания планируемых результатов обучения

2.1 Текущий контроль

Оценка результатов текущей успеваемости в рамках контрольных точек осуществляется посредством 70-балльной системы, при этом за добросовестное посещение занятий обучающийся может набрать до 10 баллов, за качественное прохождение оценочных мероприятий - до 60 баллов.

Таблица 2

Карта распределения рейтинговых баллов в рамках текущего контроля в 10 (А) семестре

№	Оценочное средство	Форма проведения	Порядок проведения	Максимальное количество баллов	Критерии оценивания
1	Лабораторная работа №1 «Исследования преобразователя частоты».	письменная	Работа включает в себя два задания, выполняется студентами попарно.	8	8 - все задания выполнены верно, выводы по работе обоснованы; 6 - все задания выполнены верно, выводы по работе некорректны; 4- все задания выполнены с ошибками или одно из заданий выполнено не верно. 2 - задания выполнены частично, выводы содержат ошибки. 1 – задания выполнены частично или одно из заданий выполнено не верно, выводы содержат ошибки. 0 – задания не выполнены или все задания выполнены неверно.
2	Лабораторная работа №2 «Исследования амплитудного детектора».	письменная	Работа включает в себя два задания, выполняется студентами попарно.	8	8 - все задания выполнены верно, выводы по работе обоснованы; 6 - все задания выполнены верно, выводы по работе некорректны; 4- все задания выполнены с ошибками или одно из заданий выполнено не верно. 2 - задания выполнены частично, выводы содержат ошибки. 1 – задания выполнены частично или одно из заданий

					выполнено не верно, выводы содержат ошибки. 0 – задания не выполнены или все задания выполнены неверно.
3	Лабораторная работа №3 «Исследования частотного детектора».	письменная	Работа включает в себя два задания, выполняется студентами попарно.	8	8 - все задания выполнены верно, выводы по работе обоснованы; 6 - все задания выполнены верно, выводы по работе некорректны; 4- все задания выполнены с ошибками или одно из заданий выполнено не верно. 2 - задания выполнены частично, выводы содержат ошибки. 1 – задания выполнены частично или одно из заданий выполнено не верно, выводы содержат ошибки. 0 – задания не выполнены или все задания выполнены неверно.
4	Лабораторная работа №4 «Исследование автоматической регулировки усиления».	письменная	Работа включает в себя два задания, выполняется студентами попарно.	8	8 - все задания выполнены верно, выводы по работе обоснованы; 6 - все задания выполнены верно, выводы по работе некорректны; 4- все задания выполнены с ошибками или одно из заданий выполнено не верно. 2 - задания выполнены частично, выводы содержат ошибки. 1 – задания выполнены частично или одно из заданий выполнено не верно, выводы содержат ошибки. 0 – задания не выполнены или все задания выполнены неверно.
5	Тесты по 1 контрольной точке	с применением ДТ	Студент проходит компьютерное тестирование в ЭИОС.	5	Количество баллов пропорционально количеству правильных ответов

6	Тесты по 2 контрольной точке	с применением ДТ	Студент проходит компьютерное тестирование в ЭИОС.	5	Количество баллов пропорционально количеству правильных ответов
7	Коллоквиум по 1 контрольной точке	письменная	Студенты отвечают письменно на вопросы коллоквиума	9	10– ответы полные, точные, демонстрируют глубокое понимание темы, аргументация логична; 8 – ответы в основном правильные, но содержат незначительные ошибки; 6- ответы недостаточно полные; 4 – ответы частичные, содержат ошибки или требуют наводящих вопросов; 2-ответы не на все вопросы, частичные. 0 – ответы отсутствуют или полностью неверные.
8	Коллоквиум по 2 контрольной точке	письменная	Студенты отвечают письменно на вопросы коллоквиума	9	10– ответы полные, точные, демонстрируют глубокое понимание темы, аргументация логична; 8 – ответы в основном правильные, но содержат незначительные ошибки; 6- ответы недостаточно полные; 4 – ответы частичные, содержат ошибки или требуют наводящих вопросов; 2-ответы не на все вопросы, частичные. 0 – ответы отсутствуют или полностью неверные.
	Итого:			60	

Карта распределения баллов в рамках промежуточной аттестации

№	Оценочное средство	Форма проведения	Порядок проведения	Максимальное количество баллов	Критерии оценивания
1	Зачетная работа	Устный опрос	Билет содержит 2 теоретических вопроса. На теоретические	Теоретические вопросы – 30 баллов.	Критерии оценивания теоретических вопросов: 25 до 30 баллов;

			вопросы студент должен ответить устно.		<p>Глубокий уровень владения материалом, точное знание ключевых концепций, способность анализировать и интерпретировать факты, грамотно строить высказывания, привести примеры, свободно оперировать терминологией.</p> <p>От 19 до 24 баллов: Базовое владение предметом, умение последовательно раскрыть основную мысль вопроса, грамотное применение терминов, наличие существенных элементов анализа и обобщений, но недостаточное развертывание или отдельные неточности.</p> <p>От 13 до 18 баллов: Частичное освоение материала, попытка объяснить основной смысл вопроса, использование некоторых базовых терминов, но отсутствие глубокого понимания сложных моментов, логические недостатки изложения, отсутствие выводов.</p> <p>От 7 до 12 баллов: Ошибочные представления, слабо выраженное владение основными понятиями, значительные затруднения в интерпретации вопросов, существенные фактологические ошибки, отсутствие обоснованных выводов и примеров.</p> <p>От 0 до 6 баллов: Полное непонимание темы, неспособность сформулировать адекватный ответ, грубые ошибки, несоответствие требованиям задания.</p>
--	--	--	--	--	--

3. Оценочные материалы для текущего и промежуточного контроля успеваемости
3.1. Оценочные материалы для текущего контроля

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Цель работы: экспериментальное исследование процесса преобразования частоты входного сигнала.

Краткая теория

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 $u_{\text{пч}}(t)$ 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 $u_c(t) + u_{\Gamma}(t)$, где $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$ и $u_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t)$, в его токе возникает бесконечное множество гармонических колебаний с частотами $\omega_{\Pi} = |\pm m\omega_{\Gamma} \pm n\omega_c|$ где $m, n = 0, 1, 2, \dots$, одно из которых (обычно с частотой $\omega_{\Gamma} - \omega_c$ или $\omega_c - \omega_{\Gamma}$) выделяется в нагрузку смесителя, в качестве которой используется частотно-избирательная система – полосовой фильтр. Использованием электронного устройства, выполняющего операцию перемножения двух функций. Сигнал на выходе такого устройства определяется выражением $A u_c(t) u_{\Gamma}(t)$, где A_K постоянный коэффициент, не зависящий от $u_c(t)$ и $u_{\Gamma}(t)$. При идеальном перемножении сигналов $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$ и $u_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t)$ в токе на выходе смесителя возникают колебания с частотами $\omega_{\Pi} = |\omega_{\Gamma} \pm \omega_c|$, одно из которых далее выделяется в

нагрузке. Побочные колебания, возникающие вследствие неидеальности операции перемножения, подавляются полосовым фильтром.

2. 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 $F = \varphi[u_{\Gamma}(t)]$. Если $F = Bu_{\Gamma}(t)$, то результат преобразования аналогичен результату перемножения, рассмотренному выше.

3. 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.

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. На *рис. 1.1* приведена схема дифференциальной пары транзисторов, представляющей собой дифференциальный делитель тока, управляемый напряжением.

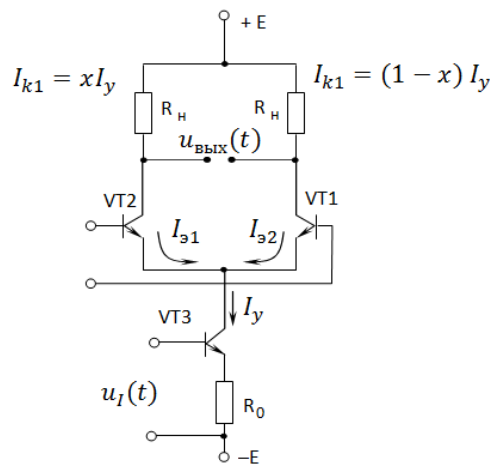


Рис. 1.1. Дифференциальный делитель тока, управляемый напряжением

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

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

Для транзисторов VT1 и VT2 коллекторные токи определяются выражениями:

$$i_{k1} = i_y / \{1 + \exp[(u_c(t) - U) / \varphi_T]\}; \quad (1.1)$$

$$i_{k2} = i_y \exp[(u_c(t) - U) / \varphi_T] / \{1 + \exp[(u_c(t) - U) / \varphi_T]\}; \quad (1.2)$$

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, равное:

$$U = U_{бэ1} - U_{бэ2} = \varphi_T \ln \lambda. \quad (1.3)$$

Здесь $\lambda = i_{э02}/i_{э01}$; $i_{э01}$ и $i_{э02}$ – тепловые токи эмиттерных переходов транзисторов VT1 и VT2.

При условии, что транзисторы в интегральном исполнении идентичны по своим параметрам и что коэффициент усиления тока α_0 примерно равен единице при $U = 0$, уравнения (1.1) и (1.2) можно представить в виде

$$i_{k1} = i_y \left[1 + th \frac{U_c(t)}{2\varphi_T} \right] / 2, \quad (1.4)$$

$$i_{k2} = i_y \left[1 - th \frac{U_c(t)}{2\varphi_T} \right] / 2.$$

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

$$U_{\text{вых}}(t) = -R_H(i_{k1} - i_{k2}) = -R_H i_y th \frac{U_c(t)}{2\varphi_T}. \quad (1.5)$$

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 :

$$U_{\text{вых}}(t) = -R_H U_c(t) i_y / 2\varphi_T = \text{const } U_c(t). \quad (1.6)$$

Учитывая, что $i_y = i_{y0} \exp(u_\Gamma(t)/\varphi_T)$, где i_{y0} – тепловой ток коллектора перехода транзистора VT3 (рис. 1.1), видим, что в общем случае дифференциальная пара транзисторов является нелинейным аналоговым перемножителем входного сигнала $u_c(t)$ и сигнала гетеродина $u_\Gamma(t)$.

Близкой к линейной операция перемножения получается лишь при напряжениях $u_c(t)$ и $u_\Gamma(t)$, не превышающих нескольких милливольт. Кроме того, масштабный коэффициент φ_T в (1.6) является функцией абсолютной температуры T , что приводит к существенной зависимости величины выходного напряжения перемножителя от температуры.

Принципиальная схема преобразователя частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде приведена на рис. 1.2. 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.

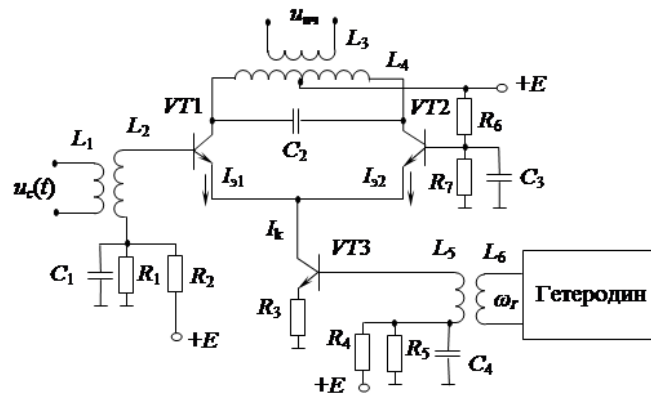


Рис. 1.2. Принципиальная схема преобразователя частоты на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде

Контур L4C2 имеет резонансную частоту, равную промежуточной частоте, например $\omega_{пч} = \omega_{Г} - \omega_{с}$. В этом случае на выходе преобразователя частоты выделяется напряжение $U_{пч}$, равное мгновенному значению сигнала $U_{пч}(t)$ промежуточной частоты.

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. 1.1). На рис. 1.3 приведена схема такого

аналогового перемножителя. Перемножитель построен на основе трех дифференциальных усилителей, каждый из которых работает в режиме управляемого напряжением делителя тока. С учетом (1.1) и (1.2), при $U = 0$ запишем выражение для коллекторных токов VT5 и VT6 в виде

$$i_{k5} = i_0 \exp(u_c(t)/T) / [1 + \exp(u_c(t)/\varphi_T)] = i_0 R_1(u_c(t)); \quad (1.7)$$

$$i_{k6} = i_0 / \{1 + \exp[u_c(t)/\varphi_T]\} = i_0 R_2[u_c(t)], \quad (1.8)$$

где

$$R_1[U_c(t)] = \exp[U_c(t)/\varphi_T] / \{1 + \exp[U_c(t)/\varphi_T]\}, \quad (1.9)$$

$$R_2[U_c(t)] = 1 / \{1 + \exp[U_c(t)/\varphi_T]\}. \quad (1.10)$$

Тогда для коллекторных токов VT1...VT4 получим:

$$i_{k2} = i_{k5} R_2[U_\Gamma(t)], \quad (1.11)$$

$$i_{k3} = i_{k6} R_2[U_\Gamma(t)],$$

$$i_{k1} = i_{k5} R_1[U_\Gamma(t)], \quad (1.12)$$

$$i_{k4} = i_{k6} R_1[U_\Gamma(t)].$$

С учетом (1.11), (1.12), из рис. 2.3 имеем:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{k1} + i_{k3} = i_{k5} R_1[U_\Gamma(t)] + i_{k6} R_2[U_\Gamma(t)] = \\ &= i_0 \{R_1[U_c(t)] R_1[U_\Gamma(t)] + R_2[U_c(t)] R_2[U_\Gamma(t)]\}, \end{aligned} \quad (1.13)$$

$$\begin{aligned} i_2 &= i_{k2} + i_{k4} = i_{k5} R_2[U_\Gamma(t)] + i_{k6} R_1[U_\Gamma(t)] = \\ &= i_0 \{R_1[U_c(t)] R_2[U_\Gamma(t)] + R_2[U_c(t)] R_1[U_\Gamma(t)]\}. \end{aligned} \quad (1.14)$$

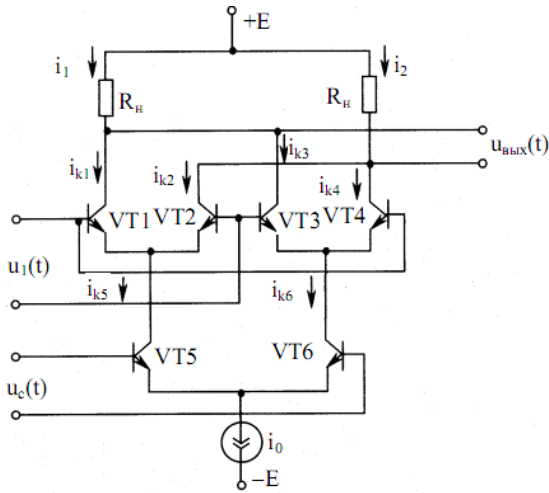


Рис. 1.3. Преобразователь частоты на основе
двойного балансного смесителя

Вычитая (1.13) из (1.14) и подставляя (1.9) и (1.10), получаем:

$$\begin{aligned}
 i_1 - i_2 &= i_0 \{ R_1 [U_c(t)] R_1 [U_\Gamma(t)] + R_2 [U_c(t)] R_2 [U_\Gamma(t)] - \\
 &\quad - R_1 [U_c(t)] R_2 [U_\Gamma(t)] - R_2 [U_c(t)] R_1 [U_\Gamma(t)] \} = \\
 &= i_0 \frac{\exp \left[\frac{U_c(t)}{\varphi_T} \right] \exp \left[\frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} \right] + 1 - \exp \left[\frac{U_c(t)}{\varphi_T} \right] - \exp \left[\frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} \right]}{\left\{ \left(1 + \exp \left[\frac{U_c(t)}{\varphi_T} \right] \right) \left(1 + \exp \left[\frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} \right] \right) \right\}} = \\
 &= i_0 \frac{\exp \left[\frac{U_c(t)}{2\varphi_T} \right] - \exp \left[-\frac{U_c(t)}{2\varphi_T} \right]}{\exp \left[\frac{U_c(t)}{2\varphi_T} \right] + \exp \left[-\frac{U_c(t)}{2\varphi_T} \right]} * \frac{\exp \left[\frac{U_\Gamma(t)}{2\varphi_T} \right] - \exp \left[-\frac{U_\Gamma(t)}{2\varphi_T} \right]}{\exp \left[\frac{U_\Gamma(t)}{2\varphi_T} \right] + \exp \left[-\frac{U_\Gamma(t)}{2\varphi_T} \right]} = \\
 &= i_0 th U_c(t) / 2\varphi_T th U_\Gamma(t) / 2\varphi_T. \tag{1.15}
 \end{aligned}$$

При малых значениях $U_c(t)$ и $U_\Gamma(t)$, раскладывая функцию $th(x)$ в степенный ряд и ограничиваясь лишь первыми членами разложения, имеем:

$$i_1 - i_2 \sim i_0 \frac{U_c(t) U_\Gamma(t)}{4\varphi_T^2}. \tag{1.16}$$

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}(t)$, как видно из рис. 1.3, будет определяться выражением

$$U_{\text{вых}}(t) \sim R_H(i_1 - i_2) = \left(\frac{R_H i_0}{4\varphi_T^2}\right) U_c(t) U_\Gamma(t). \quad (1.17)$$

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

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 $u_\Gamma(t) = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t)$, то напряжение на его выходе

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &= \left(\frac{R_H i_0}{4\varphi_T^2}\right) \cdot U_c \cos(\omega_c t) \cdot U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t) = \\ &= \left(\frac{R_H i_0}{8\varphi_T^2}\right) \cdot U_c \cdot U_\Gamma [\cos(\omega_\Gamma - \omega_c)t + \cos(\omega_\Gamma + \omega_c)t]. \end{aligned}$$

При преобразовании частоты одно из этих двух колебаний отфильтровывается в нагрузке. Побочные колебания с частотами $\omega_\Pi = |\pm m\omega_\Gamma \pm n\omega_c|$ возникают вследствие нелинейности перемножения сигналов $u_c(t)$ и $u_\Gamma(t)$, причем, как и в преобразователях частоты на основе дифференциальных каскадов, с увеличением степени нелинейности уровни этих колебаний с частотой ω_Π увеличиваются.

Преобразователь частоты

на диодном кольцевом балансном смесителе

В диодном преобразователе частоты (рис. 1.4) источники входного сигнала, сигнала гетеродина и источник смещения E_0 включены последовательно. Вольт-амперная характеристика диода аппроксимируется экспоненциальной зависимостью вида

$$i_g = i_{06} \exp(U_g / \varphi_T), \quad (1.18)$$

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

Если $u_g = E_0$, то через диод протекает постоянный ток $i = i_{об} \exp(E_0/\varphi_T)$.

При достаточно больших значениях сигналов $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$ и $u_\Gamma(t) = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t)$ ток в схеме на *рис. 1.4*, при E_0 много меньше U_c и U_Γ , будет определяться выражением

$$i_g = i_{об} \exp\{[E_0 + U_c(t) + U_A(t)]/\varphi_T\} \gg \gg i_{об} \exp[U_c(t)/\varphi_T] \exp[U_\Gamma(t)/\varphi_T]. \quad (1.19)$$

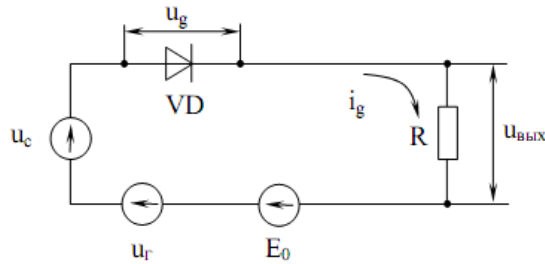


Рис. 1.4. Функциональная схема диодного преобразователя частоты

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

$$i_g = i_{об} \left[1 + \frac{U_c(t)}{\varphi_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{U_c(t)}{\varphi_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{U_c(t)}{\varphi_T} \right)^3 \right] \times \left[1 + \frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} \right)^3 \right]. \quad (1.20)$$

Выходное напряжение, очевидно, будет равно:

$$u_{\text{ВЫХ}} = i_g R = i_{об} R \left[1 + \frac{U_c(t)}{\varphi_T} + \frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{U_c(t)}{\varphi_T} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} \right)^2 + \frac{U_c(t)U_\Gamma(t)}{\varphi_T^2} + \frac{1}{6} \left(\frac{U_\Gamma(t)}{\varphi_T} \right)^3 + \dots + \frac{1}{12} \frac{U_c^3(t)U_\Gamma^2(t)}{\varphi_T^5} + \dots \right] \quad (1.21)$$

Как видно из (1.20), (1.21), в выходном токе смесителя помимо составляющей, пропорциональной произведению $U_c(t)$ и $U_\Gamma(t)$, содержатся составляющие $U_c(t)$, $U_\Gamma(t)$, $U_c^2(t)$, $U_\Gamma^2(t)$, $U_c^3(t)$, $U_\Gamma^3(t)$,

Таким образом, при наличии на входе преобразователя частоты гармонического колебания на его выходе присутствуют колебания с частотами ω_c , ω_Γ , $2\omega_c$, $2\omega_\Gamma$, $\omega_\Gamma - \omega_c$, $2\omega_c \pm \omega_\Gamma$... достаточно большого уровня. Включая в качестве нагрузки частотно-избирательную цепь с резонансной частотой $\omega_{пч}$, можно выделить, например, колебания с частотой $\omega_{пч} = \omega_\Gamma - \omega_c$.

В диодных преобразователях частоты (рис. 1.4) 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, исключаящие, 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. 1.5). 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_Γ .

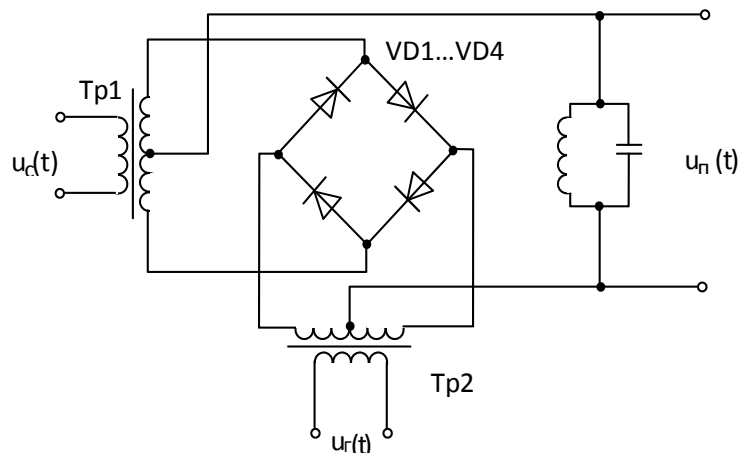


Рис. 1.5. Преобразователь частоты
на диодном кольцевом балансном смесителе

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, включенные последовательно. В результате на каждом диоде получается малое напряжение, что приводит к уменьшению нелинейных искажений. Кольцевые преобразователи частоты используются, как правило, в диапазоне до нескольких мегагерц, так как с повышением частоты затрудняется симметрирование плеч преобразователя, вследствие влияния трудно устранимых паразитных индуктивностей и емкостей элементов преобразователя.

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 $\omega_{пч}$ с сохранением закона модуляции.

Сигналы с частотами ω_c , удовлетворяющими соотношению

$$\omega_{\Gamma} - \omega_c = \omega_{пч}, \quad (1.22)$$

называются сигналами, соответствующими основному каналу приема.

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

$$\omega_{пч} = |\pm m\omega_{\Gamma} \pm n\omega_{п}|, m, n = 0, 1, 2, \dots, N. \quad (1.23)$$

Равенство означает, что значение частоты, определяемое величиной модуля в (1.23), отличается от величины $\omega_{пч}$ не более чем на половину полосы пропускания частотно-избирательной системы на выходе преобразователя. Решив (1.23) относительно частоты помехи $\omega_{п}$, получим

$$\omega_{п} = \frac{m}{n}\omega_{\Gamma} \pm \frac{1}{n}\omega_{пч}. \quad (1.24)$$

Сигналы с частотами $\omega_{п}$, удовлетворяющие соотношению (1.24), называют сигналами помехи, соответствующими побочным каналам приема.

При $m=1$ и $n=1$ из (24) получим

$$\omega_{п} = \omega_{\Gamma} + \omega_{пч} = \omega_{з}. \quad (1.25)$$

При выполнении (1.25) побочный канал приема называется зеркальным каналом приема. В качестве иллюстрации на *рис. 1.6* условно на частотной оси изображены сигналы гетеродина, его гармоники, а также сигналы, принимаемые по основному и побочным каналам приема.

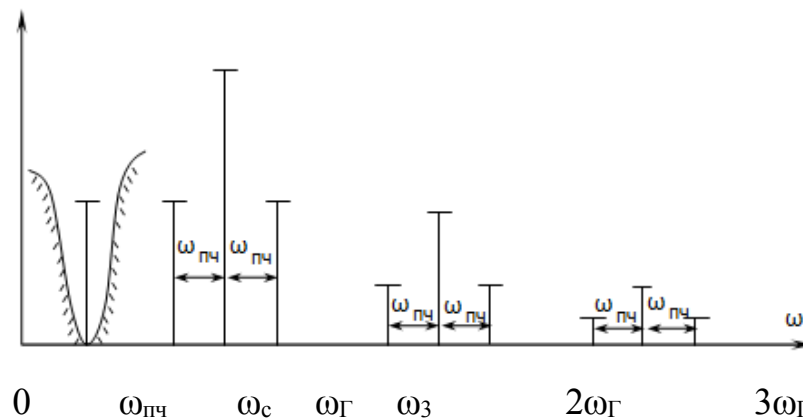


Рис. 1.6. Спектрограмма основного и побочных каналов приема

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 $\omega_{\Pi} = \omega_{\PiЧ}$. Такая помеха может быть ослаблена путем использования на входе усилителя радиосигналов «фильтрапробки» с резонансной частотой $\omega_{\PiЧ}$, 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 $\omega_{\PiЧ}$ либо с помощью двойного и тройного преобразования частоты.

Описание лабораторной установки

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

Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на рис. 1.7. 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.



Рис. 1.7. Вид лицевой панели

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

Генератор сигнала гетеродина U_{Γ} с регулируемой частотой имеет следующие характеристики:

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

Усилитель промежуточной частоты с полосой пропускания 10 кГц.

В установке имеются 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 $U_{пч}$, «Вых 3» – напряжение гетеродина U_{Γ} .

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей:

Поле первого «ГВЧ» – генератора высокочастотного сигнала U_c .

«ДИАПАЗОН»

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

«ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГВЧ.

«АМПЛИТУДА» – потенциометр регулировки амплитуды сигнала.

«УРОВЕНЬ» – кнопка переключения уровня сигнала.

Поле второго «ГВЧ» – генератора высокочастотного сигнала $U_{Г}$.

«ВКЛ» – кнопка включения генератора.

«ДИАПАЗОН»

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

«ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГВЧ.

Поле «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ».

«ТИП» – кнопка 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.

Программа и порядок выполнения работы

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.

Для выполнения лабораторной работы предлагаются следующие задания.

Задание 1. Измерение амплитудных характеристик преобразователей.

Цель: получить зависимость эффективных значений амплитуды напряжения $U_{пч}$ 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 $f_{пч} = f_{Г} - f_c = 465$ кГц.

1.4. Изменяя значение U_c в интервале 10–150 мВ, измерить $U_{пч}$.

1.5. Результаты измерений занести в таблицу.

2. Измерения для преобразователя второго типа.

2.1. Включить преобразователь «тип 2».

2.2. Прodelать измерения $U_{пч}$ 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 $U_{пч}$ 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 $K_{пр} = |U_{пч}|/|U_c|$ на выходе УПЧ от значения частоты f_c входного сигнала для трех типов преобразователей.

Порядок выполнения

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

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

Цель: для одного значения частоты гетеродина в диапазоне, $f_\Gamma = 500 - 2000$ кГц меняя f_c , получить преобразование частоты для основного канала при $f_\Gamma - f_c = 465$ кГц и зеркального $f_c - f_\Gamma = 465$ кГц.

Порядок выполнения

1. Измерить $U_{пч}$.
2. При измерениях устанавливать и поддерживать уровень U_c таким же, как в задании 2.
3. Провести измерения для трех типов преобразователей.
4. Результаты измерений занести в таблицу.

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

Цель: для одного значения частоты гетеродина в диапазоне $f_\Gamma = 500 - 1500$ кГц меняя f_c , измерить уровень $U_{пч}$ на частотах основного канала при $f_c = f_\Gamma - 465$ кГц, $f_{п1} = 2f_\Gamma - 465$ кГц, $f_{п2} = 2f_\Gamma - 465$ кГц, $f_{п3} = 3f_\Gamma - 465$ кГц и $f_{п4} = 3f_\Gamma - 465$ 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 таблицу.

Задание 5. Определение уровня прямого прохождения сигнала $f_c = f_{пч}$ на выход преобразователя.

Порядок выполнения

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

Содержание отчета

Отчет о лабораторной работе должен содержать:

1. Наименование и цель работы.
2. Схемы исследуемых преобразователей частоты.
3. Результаты измерений для 3 типов преобразователей частоты.
 - Таблицы с результатами измерений и графики экспериментальных зависимостей $U_{пч}$ от эффективного значения входного U_c (задание 1).
 - Таблицы с результатами измерений и графики экспериментальных зависимостей $K_{пр}$ от частоты входного сигнала f_c (задание 2).
 - Таблицы с результатами измерений уровней колебаний промежуточной частоты по основному и зеркальному каналам приема (задание 3).
 - 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 $U_{пч}$ нормировать к уровню $U_{пч}$ основного канала (задание 4).
 - Таблицы с результатами измерений уровней прямого прохождения входного сигнала с частотой $f_c = f_{пч} = 465$ кГц (задание 5).
4. Анализ полученных результатов.
 - Объяснить характер зависимостей $U_{пч} = f(U_c)$ (задание 1).

- Провести анализ частотных свойств преобразователей частоты (задание 2).
 - Сравнить уровни колебаний промежуточной частоты по побочным каналам приема (задание 4) для трех типов преобразователей.
 - Оценить степень прохождения входного сигнала с частотой $f_c = f_{пч} = 465$ кГц на выход преобразователей (задание 5).
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?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2

ИССЛЕДОВАНИЯ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА

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

Краткая теория

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

$$u_c(t) = u_a \cos(\omega_c t), \quad (2.1)$$

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

$$i = Bu_c^2(t) = Bu_a^2(t)[0,5 + 0,5\cos(2\omega_c t)], \quad (2.2)$$

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

$$i = 0,5Bu_c^2[1 + 2m_ax(t) + m_a^2x^2(t)]. \quad (2.3)$$

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

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

$$u_c(t)u_0 = u_a(t)U_0[0,5 + 0,5\cos(2\omega_ct)]. \quad (2.4)$$

Составляющая с частотой $2\omega_c$ устраняется ФНЧ, и в результате формируется низкочастотный сигнал вида $0,5U_0u_a(t)$. Отделяя постоянную составляющую $0,5U_0U_c$, например, при помощи разделительного конденсатора, получаем сигнал вида $0,5U_0U_cm_ax(t)$, форма которого определяется передаваемым сообщением $x(t)$.

Основные характеристики и параметры амплитудного детектора

Детекторная характеристика представляет собой зависимость постоянной составляющей $U_=$U_=$ выходного напряжения от изменения амплитуды U_c немодулированного сигнала $u_c(t) = U_c\cos(\omega_ct)$. Уровень нелинейных искажений, имеющих место при детектировании, определяется видом детекторной характеристики. По детекторной характеристике можно определить диапазон изменения амплитуды $u_a(t)$ модулированного сигнала (4.1), при котором нелинейные искажения модулирующего сообщения $x(t)$ не будут превышать определенного предела.$

Крутизна детекторной характеристики определяется как производная:

$$S_{ад} = \frac{dU_$U_=$}{dU_c}$$

и 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 $\Omega = 2\pi F$:

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

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

$$k_\Omega = U_\Omega / m * U_{ac},$$

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

$$k_\Phi = U_c / U_\omega,$$

где U_ω – амплитуда первой гармоники высокочастотного колебания на выходе амплитудного детектора.

Принцип действия и характеристики диодного детектора

Схема амплитудного диодного детектора изображена на *рис. 2.1*. 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 $u_{\text{вых}}(t)$.

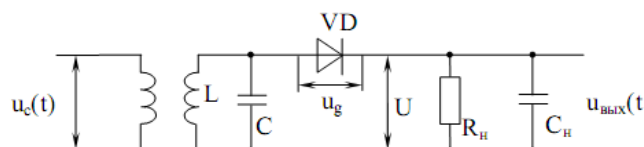


Рис. 2.1. Принципиальная схема амплитудного диодного детектора

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

$$\begin{cases} i_g = f(u_g), \\ i_g = -\frac{u_g}{R_i} \end{cases} \quad (2.5)$$

где U_g – напряжение на диоде VD (см. рис. 2.1).

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 составе тока появляется постоянная составляющая, которая, протекая по резистору R_H , создает падение напряжения U_{\equiv} , которое смещает положение рабочей точки. При увеличении амплитуды входного напряжения смещение рабочей точки увеличивается и ток через диод будет приближаться по форме к однополярным импульсам, открывающим диод при положительных значениях входного напряжения.

На рис. 2.2 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 $U_{\equiv}^{(1)} < U_{\equiv}^{(2)}$ и $I_{\equiv}^{(1)} < I_{\equiv}^{(2)}$. На этом же рисунке условно изображена зависимость $i_g = f(t)$.

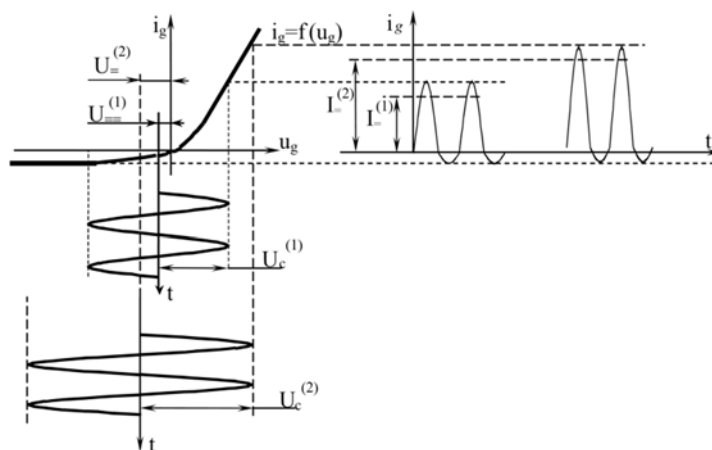


Рис. 2.2. Детектирование амплитудно-модулированных сигналов

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

$$i_g = I_{об} \left(e^{\frac{u_g(t)}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (2.6)$$

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 (2.6) и раскладывая в ряд по функциям Бесселя J_k , получаем:

$$i_g = I_{об} \left\{ e^{-U_{=}/\varphi_T} \left[J_0 \left(\frac{u_a(t)}{\varphi_T} \right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(\frac{u_a(t)}{\varphi_T} \right) \cos(k\omega_c t) \right] - 1 \right\}. \quad (2.7)$$

Выделим в (2.7) следующие компоненты токов:

постоянного $i_g = I_{об} \left[e^{-U_{=}/\varphi_T} J_0 \left(\frac{u_a(t)}{\varphi_T} \right) - 1 \right]$,

переменного с частотой $i_g = 2I_{об} \left[e^{-U_{=}/\varphi_T} J_1 \left(\frac{u_a(t)}{\varphi_T} \right) - 1 \right]$, (2.8)

переменного с частотой $i_{2g} = 2I_{об} \left[e^{-U_{=}/\varphi_T} J_2 \left(\frac{u_a(t)}{\varphi_T} \right) - 1 \right]$

и так далее.

Зависимость постоянной составляющей $U_{=}$ от амплитуды приложенного напряжения U_c дается детекторной характеристикой (рис. 2.3).

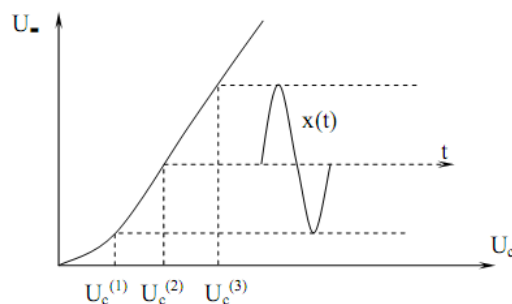


Рис. 2.3. Детекторная характеристика диодного детектора

Из (2.8) и (2.1) следует, что при $x(t) = 0$ детекторная характеристика может быть записана в виде

$$U_{\omega} = -I_{об} R_H \left[e^{-U_g/\varphi_T} J_0\left(\frac{u_a(t)}{\varphi_T}\right) - 1 \right]. \quad (2.9)$$

Анализ выражения (2.9) позволяет сделать два основных вывода:

- с увеличением R_H возрастает крутизна детекторной характеристики;
- с увеличением уровня сигнала снижается 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;
- 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.

$$U_{\omega} = AU_c^2 [1 + m_a x(t)]^2 \quad (2.10)$$

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

$$k_H = \frac{AU_c^2 0,5m_a^2}{AU_c^2 2m_a} = \frac{m_a}{4}. \quad (2.11)$$

Допустимое значение k_H , например, в системах радиовещания, не превышает нескольких процентов ($k_H \leq 5\%$), 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.

В режиме «сильных» сигналов ВАХ диода аппроксимируется линейной зависимостью $i_g = f(U_g)$ (2.5). В этом случае появляется заметное напряжение смещения на аноде диода из-за значительной величины U_{ω} , т.е. диод работает в режиме отсечки, и ток проходит через него только в течение тех интервалов времени, когда $U_c - U_{\omega} > 0$. На рис. 2.4 показан угол отсечки θ тока диода. В интервале времени, соответствующем углу 2θ , происходит быстрый заряд конденсатора C_H (рис. 2.1) через открытый диод. В течение времени, когда диод закрыт, конденсатор C_H разряжается через резистор R_H .

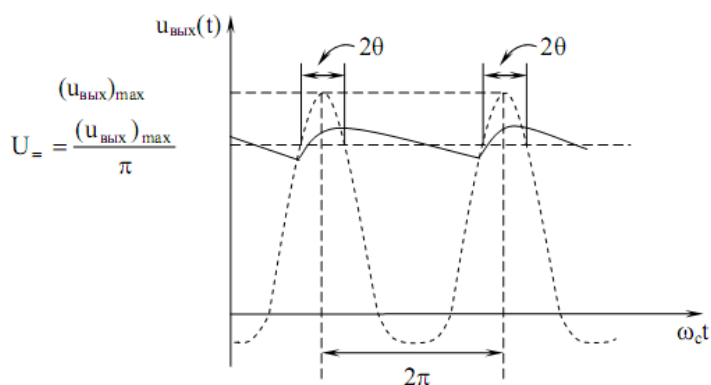


Рис. 2.4. Форма выходного напряжения диодного детектора

Полагая, что $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$, ток открытого диода определяется выражением

$$i_g = S(U_c \cos(\omega_c t - U_{\omega})) = S U_{\omega} \left(\cos(\omega_c t) - \frac{U_{\omega}}{U_c} \right), \quad (2.12)$$

где $U_{\omega}/U_c = \cos\theta$ – косинус угла отсечки, S – крутизна ВАХ на рабочем участке.

Интегрируя (2.12) на интервале $[0; 2\pi]$, можно получить выражение для U в виде

$$U_{\omega} = \frac{S U_c R_H}{\pi} (\sin\theta - \cos\theta). \quad (2.13)$$

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

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S R_H}}, \quad (2.14)$$

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

Для амплитудно-модулированного сигнала имеем

$$u_{\text{вых}}(t) = \cos \theta U_c [1 + m_a x(t)] = U_c \cos \theta + m_a U_c x(t) \cos \theta, \quad (2.15)$$

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

Нелинейные искажения при детектировании «сильных» сигналов определяются:

- 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. 2.2*, необходимо выбирать значение U_c исходя из неравенства

$$U_c \geq \frac{U_c^{(1)}}{1 - m_a} \quad (2.16)$$

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

$$C_p > \frac{1}{\Omega_{\text{min}} R_{\text{вх}}}, \quad (2.17)$$

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

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

$$R_H C_H \Omega_{max} \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a}, \quad (2.18)$$

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_H выбирается из условия, когда

$$\frac{1}{\omega_c C_H} \ll R_H, \quad (2.19)$$

а коэффициент фильтрации в этом случае определяется выражением

$$k_\phi = \omega_c C_H r_g, \quad (2.20)$$

где r_g – сопротивление диода в открытом состоянии.

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.

Синхронный детектор

Для реализации синхронного детектора обычно используется аналоговый перемножитель сигналов. При этом на один из входов аналогового перемножителя поступает амплитудно-модулированный сигнал $u_c(t)$ (2.1), 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 $u_{\text{вых}}(t)$ 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

$$u_{\psi}(t) = \sqrt{u_0^2(t) + u_c^2(t) + 2u_0(t)u_c(t) \cos \psi}. \quad (2.21)$$

Разлагая (2.21) 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

$$u_{\text{вых}}(t) = 0,5U_c[1 + m_a \cos(\Omega t)]U_0 \cos \psi. \quad (2.22)$$

Из выражения (2.22) следует, что максимальное значение $u_{\text{вых}}(t)$ достигается при величине $\psi = 2k\pi$, что и следовало ожидать.

Описание лабораторной установки

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

Вид лицевой панели лабораторной установки приведен на *рис. 2.5*. 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.



Рис. 2.5. Вид лицевой панели

Состав установки

Лабораторная установка включает в себя генератор входного сигнала и блок детекторов (см. рис. 2.5).

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

- из генератора высокой частоты (ГВЧ) с частотой генерации $f_c = 465$ кГц и регулируемой в диапазонах 0–0,1 В и 0,1–1,0 В амплитудой колебания U_G ;
- генератора низкой частоты (ГНЧ) 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: R1, R2, C1 и C2;
- транзисторный детектор с коммутируемыми элементами нагрузки R1, R2, C1 и C2 на выходе;
- синхронный детектор, выполненный на основе аналогового перемножителя.

Значения параметров для диодного детектора: $R_1 = 20$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, $C_1 = 4700$ пФ, $C_2 = 1000$ 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_- .

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей:

Поле «ГВЧ» – генератора высокочастотного сигнала УГ:

«УРОВЕНЬ» – кнопка переключения уровня сигнала;

«АМПЛИТУДА» – потенциометр регулировки амплитуды сигнала.

Поле «ГНЧ» – генератора низкой частоты:

«ВКЛ» – кнопка включения генератора;

«ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГНЧ;

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

Поле «ДЕТЕКТОРЫ» – детекторов сигнала:

«ТИП» – кнопка переключения типа исследуемого детектора;

«НАГРУЗКА» – кнопки подключения нагрузок резисторов и конденсаторов: R_1 , R_2 , C_1 , C_2 .

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.

Программа и порядок выполнения работы

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.

Для выполнения лабораторной работы предлагаются следующие задания.

Задание 1. Измерение детекторной характеристики диодного детектора.

Цель: получить зависимость постоянной составляющей $U_{\text{ср}}$ на нагрузке диодного детектора от эффективного значения U_c входного сигнала без модуляции. Измерения провести для режимов «слабых» и «сильных» сигналов и для 2 значений нагрузки: R1, C1 и R2, C1.

Порядок проведения

1. Провести измерения:

в режиме «слабых» сигналов значение U_c изменять в интервале 0–250 мВ;

в режиме «сильных» сигналов значение U_c изменять в интервале 250 мВ–2,0 В.

2. Результаты измерений занести в таблицу.

Задание 2. Измерение детекторной характеристики транзисторного детектора.

Цель: получить зависимость постоянной составляющей $U_{\text{ср}}$ 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 таблицу.

Задание 3. Измерение детекторной характеристики синхронного детектора.

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

Порядок выполнения

1. Провести измерения, изменяя значение U_c в интервале 0–100 мВ.

2. Результаты измерений занести в таблицу.

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

2. Для диодного детектора (тип 1) поддерживать значение амплитуды $U_c \cong 1 - 1,5$ 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 $U_c = 10 - 15$ 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.

Содержание отчета

Отчет о лабораторной работе должен содержать:

1. Наименование и цель работы.
2. Схемы исследуемых амплитудных детекторов.
3. Результаты измерений для трех типов амплитудных детекторов.
 - 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).

- 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.

- 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.

- Объяснить характер зависимостей $U = f(U_c)$ (задания 1–3).
- Провести анализ частотных свойств детекторов (задание 4).
- Сравнить коэффициенты передачи различных типов детекторов (задание 5).

5. Выводы.

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 их достоинства и недостатки? Какие 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?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3

ИССЛЕДОВАНИЯ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРА

Цель работы: Экспериментальное исследование процесса детектирования ЧМ сигналов.

Краткая теория

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 последующим 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.

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 определить допустимый диапазон изменения мгновенной частоты, при котором нелинейные искажения не будут превышать определенного предела.

Крутизна детекторной характеристики определяется 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 амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) в полосе прозрачности, перед детектором обычно включают амплитудный ограничитель либо сам детектор строят таким образом, чтобы в нем самом осуществлялось это ограничение.

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

Частотные детекторы с преобразованием частотной модуляции в амплитудную модуляцию

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, так как 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

$$K(j\omega) = \frac{1}{1+j\xi}, \quad (3.1)$$

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

Схема частотного детектора на расстроенном контуре приведена на *рис. 3.1*. 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.

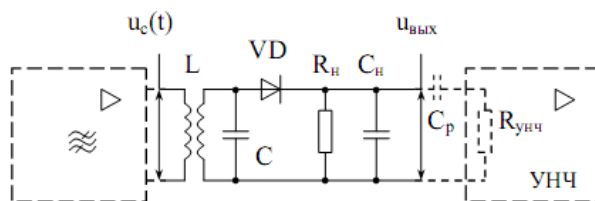


Рис. 3.1. Схема частотного детектора на расстроенном контуре

На *рис. 3.2* 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.

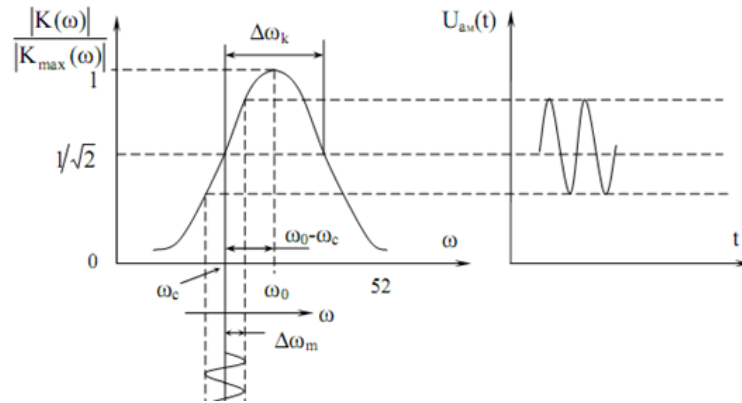


Рис. 3.2. Формирование закона изменения амплитуды ЧМ-сигнала при резонансном контуре

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

$$K(j\omega) = \frac{K_u}{1+j\xi_{\text{ЭКВ}}}, \quad (3.2)$$

где K_u – коэффициент усиления по напряжению транзисторного каскада;

$$\xi_{\text{ЭКВ}} = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q_{\text{ЭКВ}} - \text{обобщенная расстройка};$$

$Q_{\text{ЭКВ}}$ – эквивалентная добротность контура с учетом влияния сопротивления и емкости нагрузки.

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

$$U_\omega = U_c |K(j\omega)| = \frac{U_c K_u}{\sqrt{1+\xi_{\text{ЭКВ}}^2}}. \quad (3.3)$$

Уравнение (3.3) описывает детекторную характеристику, которая по форме повторяет амплитудно-частотную характеристику резонансного усилителя. Крутизна детекторной характеристики в координатах $U_{\omega}, \xi_{\text{ЭКВ}}$

$$S_{\text{чд}} = \frac{dU_{\omega}}{d\xi_{\text{ЭКВ}}} = \frac{K_u U_c \xi_{\text{ЭКВ}}}{\sqrt{(1 + \xi_{\text{ЭКВ}}^2)^3}} \quad (3.4)$$

и имеет максимальное значение при расстройке $\xi = 12$.

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, изображенного на *рис. 3.3*.

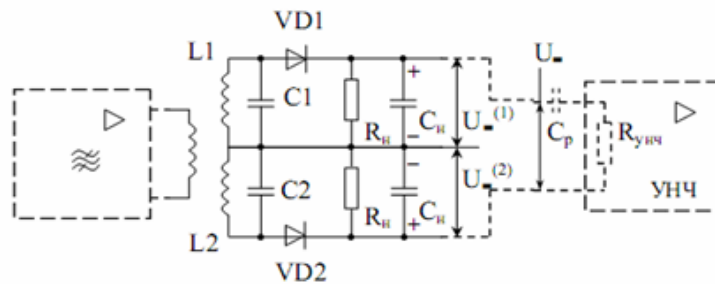


Рис. 3.3. Схема частотного детектора на двух расстроенных контурах

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:

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

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

$$U_{\omega} = K_u U_c \left(\frac{1}{\sqrt{1+(\xi-\xi_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1+(\xi+\xi_0)^2}} \right), \quad (3.5)$$

$$\text{где } \xi_0 = \left| \frac{\omega_0^{(1)}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0^{(1)}} \right| Q_{\text{ЭКВ}} = \left| \frac{\omega_0^{(2)}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0^{(2)}} \right| Q_{\text{ЭКВ}}.$$

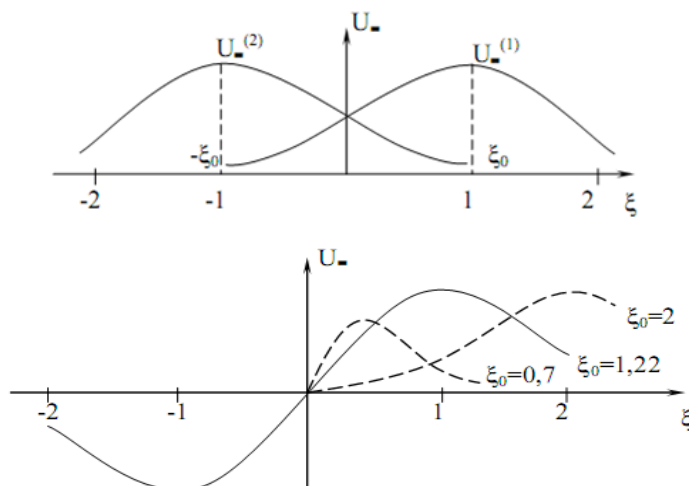


Рис. 3.4. Детекторная характеристика частотного детектора на двух расстроенных контурах

Вид детекторной характеристики приведен на *рис. 4*. Крутизна детекторной характеристики при $\xi = 0$ равна:

$$S_{\text{чд}} = \frac{dU_{\omega}}{d\xi_0} = K_u U_c \frac{2\xi_0}{\sqrt{(1+\xi_0^2)^3}}. \quad (3.6)$$

Анализ выражения (3.6) 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 $\omega_0^{(2)}$ достигается при значении

$$\xi_0 = \sqrt{1,5}.$$

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

Частотные детекторы с преобразованием частотной модуляции в фазовую модуляцию

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

$$U_{\text{вых}}(t) = U_c \sin[\omega_c(t - \tau) + \varphi(t - \tau)]. \quad (3.7)$$

Фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного равен:

$$\Delta\varphi(t) = \omega_c \tau + \varphi(t) - \varphi(t - \tau) = \omega_c \tau + \frac{\tau[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]}{\tau}. \quad (3.8)$$

Учитывая, что

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{\varphi(t) - \varphi(t - \tau)}{\tau} = \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

из (3.8) получим

$$\Delta\varphi(t) \approx \left[\omega_c + \frac{d\varphi(t)}{dt} \right] \tau = \tau \omega(t). \quad (3.9)$$

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 (3.2).

Структурная схема подобного частотного детектора приведена на *рис. 3.5*.

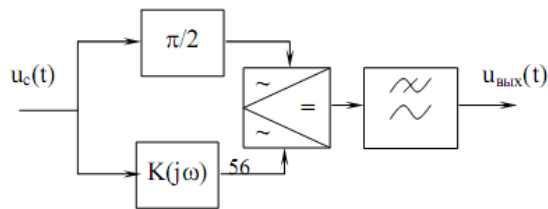


Рис. 3.5. Обобщенная схема частотного детектора с преобразованием частотной модуляции в фазовую

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:

$$\theta(\xi) = \frac{\pi}{2} - \text{arctg}(\xi). \quad (3.10)$$

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. 3.6).

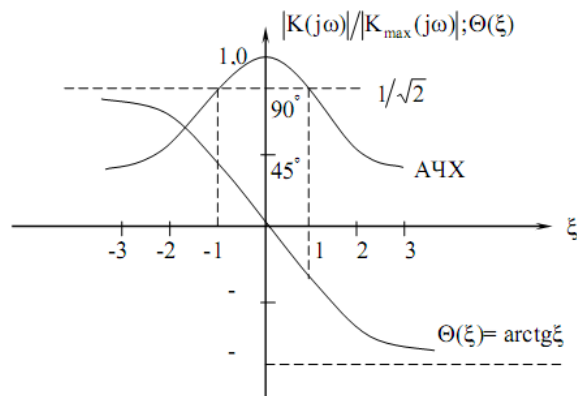


Рис. 3.6. Нормированные амплитудная и фазочастотная характеристики избирательного контура

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.

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 выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = C \sin\{\Delta\varphi(t) - \sin[2\omega_c t + \varphi(t) + \Delta\varphi(t)]\}, \quad (3.11)$$

где C – масштабный коэффициент аналогового перемножителя.

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

$$U_{\text{вых}}(t) \cong 2I_{\text{H}}R_{\text{H}}\Delta\varphi(t)/\pi = 2I_{\text{H}}R_{\text{H}}/\pi(\arctg(\xi)), \quad (3.12)$$

где I_{H} , R_{H} – ток и сопротивление в нагрузке детектора.

Схема частотного детектора на основе аналогового перемножителя, где в качестве нагрузки используется фильтр низких частот $R_{\text{ф}}$, $C_{\text{ф}}$, приведена на *рис. 3.7*, а детекторная характеристика – на *рис. 3.8*.

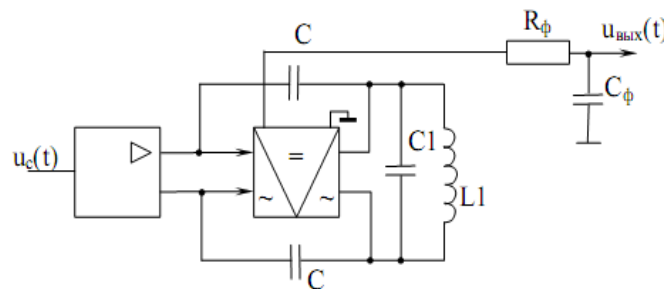


Рис. 3.7. Схема частотного детектора на аналоговом перемножителе с ограничением входного и опорного сигналов

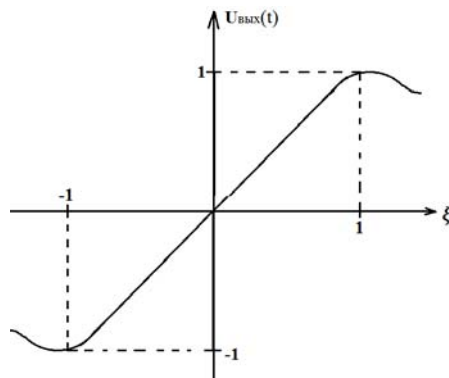


Рис. 3.8. Детекторная характеристика частотного детектора на основе аналогового перемножителя

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.

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 $\varphi(t)$, но и от величины U_c . Этого недостатка лишен дробный частотный детектор, или детектор отношений (рис. 3.9).

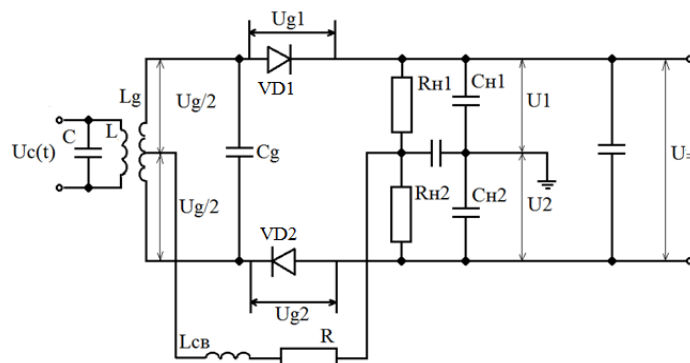


Рис. 3.9. Схема дробного детектора

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. 3.10) как

$$U_{g1} = \frac{U_0 + U_g}{2},$$

$$U_{g2} = \frac{U_0 - U_g}{2}.$$

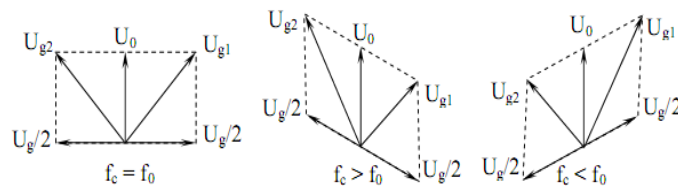


Рис. 3.10. Векторные диаграммы напряжений на диодах дробного детектора

При значении $\omega_0 = \omega_c$ фазовый сдвиг между векторами U_0 и U_g равняется величине $\pi/2$ и в этом случае $U_{g1} = U_{g2}$. При значениях $\omega_0 < \omega_c$ очевидно имеем $U_{g1} < U_{g2}$. При значениях $\omega_0 > \omega_c$ получим следующее неравенство: $U_{g1} > U_{g2}$. 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. Переменная составляющая тока через диод VD1 проходит по цепи $C_H^{(1)}$, R_H , $L_{св}$, L_g , а через диод VD2 – по цепи $C_H^{(2)}$, R_H , $L_{св}$, L_g . Постоянная составляющая токов диодов VD1 и VD2 протекает по одной и той же цепи:

VD1, R₁, R₂, VD2, L_g, поэтому величина постоянного тока через диоды оказывается одинаковой. Как следует из (3.13) и *рис. 3.10*, при значении $f_c = f_0$ имеем $U_{g1} = U_{g2}$. Учитывая, что постоянный ток через диоды по величине одинаков, углы отсечки тока в обоих диодах также одинаковы ($\theta_1 = \theta_2$).

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

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\omega}^{(2)} - \frac{U_{\omega}^{(1)} + U_{\omega}^{(2)}}{2} = (U_{\omega}^{(2)} - U_{\omega}^{(1)}) / 2. \quad (3.14)$$

Выражение (3.14) можно переписать в форме

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\omega}^{(1)} + U_{\omega}^{(2)}}{2} \times \frac{\frac{U_{\omega}^{(2)}}{U_{\omega}^{(1)}} - 1}{\frac{U_{\omega}^{(2)}}{U_{\omega}^{(1)}} + 1}. \quad (3.15)$$

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 $U_{\omega}^{(1)} + U_{\omega}^{(2)}$ в (3.15). В отношении $U_{\omega}^{(2)}/U_{\omega}^{(1)}$ 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.

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. 3.11*. 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.

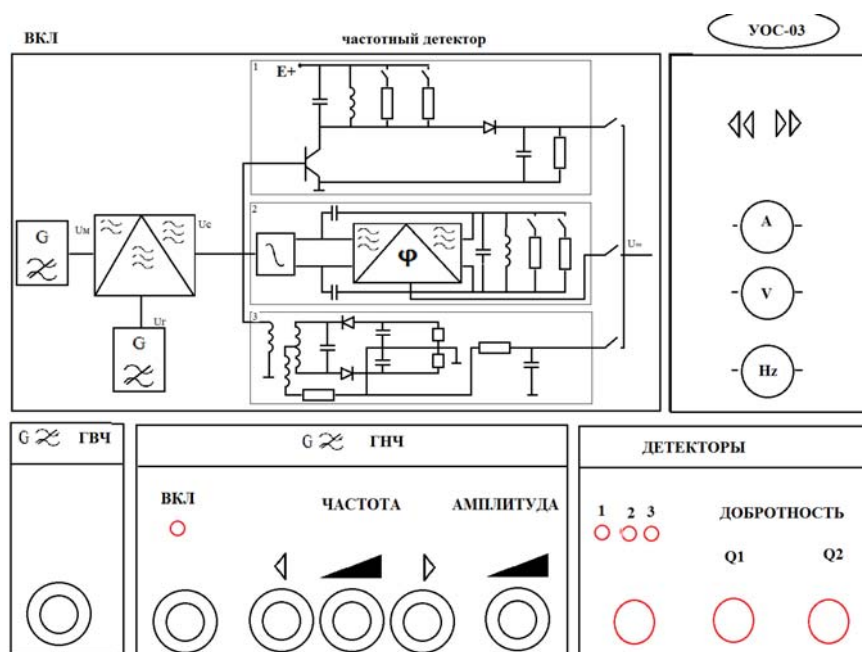


Рис. 3.11. Схема лабораторной установки

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 регулируемым 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).

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей:

1. Поле «ГВЧ» – генератора высокочастотного сигнала U_r .

«ЧАСТОТА» – потенциометр, изменяющий напряжение смещения $U_{см}$ на варикапах управления частотой генератора.

2. Поле «ГНЧ» – генератора низкой частоты.

«ВКЛ» – включение ГНЧ.

«ЧАСТОТА» – потенциометр плавной регулировки частоты ГНЧ.

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

«АМПЛИТУДА» – потенциометр плавной регулировки амплитуды ГНЧ.

3. Поле «ДЕТЕКТОРЫ» – детекторов ЧМ сигнала.

«ТИП» – кнопка переключения типа исследуемого детектора;

«ДОБРОТНОСТЬ» – переключение добротности контуров исследуемых детекторов.

«Q1» – кнопка включения резистора R_1 ; «Q2» – кнопка включения резистора R_2 .

Значения сопротивлений:

для детектора (тип 1) значение $R_1 = 5,6$ кОм и $R_2 = 10$ кОм;

для детектора (тип 2) значение $R_1 = 430$ кОм 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 $U_{\text{ВЫХ}}$, «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.

Программа и порядок выполнения работы

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 индуцируется 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.

Для выполнения лабораторной работы предлагаются следующие задания.

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

Изменяя с помощью потенциометра «частота ГВЧ» напряжение смещения $U_{\text{см}}$ в пределах 1–12 В, получить зависимость $f_c = f(U_{\text{см}})$ при

отсутствии модуляции (кнопка «ГНЧ» в положении «ВЫКЛ»). Результаты измерений занести в таблицу. 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 $U_{\text{нп}}$ 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 R_1 и R_2 (Q_1 и Q_2) отключены.

1.2. Подключен резистор R_1 (Q_1).

1.3. Подключен резистор R_2 (Q_2).

1.4. Подключены резисторы R_1 и R_2 (Q_1 и Q_2).

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 $U_{\text{нп}}$ 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 R_1 и R_2 (Q_1 и Q_2) отключены.

1.2. Подключен резистор R_1 (Q_1).

1.3. Подключен резистор R_2 (Q_2).

- 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 $U_{\text{ср}} = f(f_{\text{ср}})$.
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 ГНЧ установить частоту генератора высокой частоты ГВЧ, равную $f_{\text{ср}}$.
2. Включить генератор низкой частоты ГНЧ. Установить уровень эффективного значения модулирующего сигнала равным $U_{\text{м}} = 200\text{мВ}$.
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 ГНЧ установить частоту генератора высокой частоты ГВЧ, равную f_{cp} .

2. Включить генератор низкой частоты ГНЧ.

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.

Содержание отчета

Отчет о лабораторной работе должен содержать:

1. Наименование и цель работы.

2. Схемы исследуемых частотных детекторов.

3. Результаты измерений для трех типов частотных детекторов.

• Таблицы с результатами измерений и экспериментальные зависимости для модуляционной характеристики ЧМ-генератора (задание 1).

• 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).

- Таблицы с результатами измерений частотных характеристик.

Графики зависимостей $U_{\Omega} = f(F_M)$ (задание 5).

- Таблицы с результатами измерений зависимостей $U_{\Omega} = f(F_M)$ для трех типов детекторов (задание 6).

- 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 $f_c = f(U_{cm})$ значение U_{cm} , соответствующее этой частоте. Для каждого значения U_m рассчитать максимальную частоту f_{max} , соответствующую максимальному смещению $U_{cm} + 2U_m$, и вычислить Δf_m по формуле

$$\Delta f_m = f_{max} - f_{cp}.$$

4. Анализ полученных результатов.

- Объяснить характер зависимостей $U_{\Omega} = f(f_c)$ (задания 2–4).
- Провести анализ частотных свойств детекторов (задание 5).
- Сравнить коэффициенты передачи различных типов детекторов (задание 6).

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?

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

6. Какова методика измерения детекторной характеристики частотного детектора?

7. Какова методика измерения частотных характеристик частотных детекторов?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Цель работы: Экспериментальное исследование процесса автоматической регулировки усиления в УПЧ.

Краткая теория

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 (УПОС) 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 вольтамперных 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.

Наибольшее применение нашли системы АРУ с обратным регулированием (рис. 6.1).

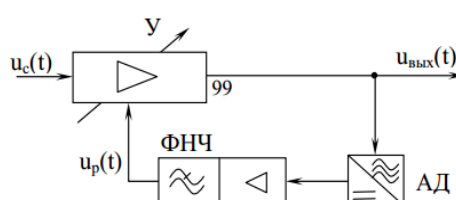


Рис. 6.1. АРУ с обратным регулированием

Основные параметры системы АРУ

Коэффициент регулирования (γ), равный отношению динамического диапазона α изменений уровня входного сигнала к допустимому динамическому диапазону β изменений уровня выходного сигнала:

$$\gamma = \alpha/\beta \quad (6.1)$$

где $\alpha = (U_c)_{max}/(U_c)_{min}$, $\beta = (U_{вых})_{max}/(U_{вых})_{min}$, $(U_c)_{max}$ и $(U_c)_{min}$ – значения максимальной и минимальной амплитуды входного сигнала усилителя, $(U_{вых})_{max}$ и $(U_{вых})_{min}$ – значения максимальной и минимальной амплитуды выходного сигнала усилителя.

Значение γ часто задается в децибелах:

$$\gamma = 20\lg[(U_c)_{max}/(U_c)_{min}] - 20\lg[(U_{вых})_{max}/(U_{вых})_{min}] \text{ (дБ)} \quad (6.2)$$

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 .

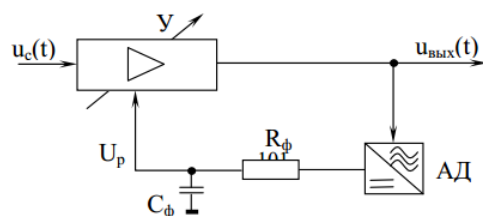
Коэффициент нелинейных искажений определяет отклонение модулирующей функции полезного сигнала от истинного значения.

Типы систем АРУ с обратным регулированием

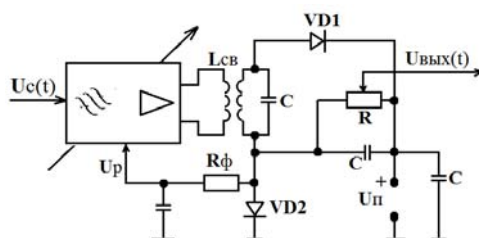
Рассмотрим три типа систем АРУ с обратным регулированием: простую АРУ, АРУ с задержкой и АРУ с задержкой и усилением.

В простой АРУ (рис. 6.2а) напряжение $u_{вых}(t)$ 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.



а)



б)

Рис. 6.2: а) простая АРУ; б) АРУ с задержкой

Постоянная времени ФНЧ выбирается из условия

$$1/F_{min} \ll R_{\phi}C_{\phi} < T_{зам min}, \quad (6.3)$$

где F_{min} – минимальная частота модуляции сигнала, $T_{зам min}$ – 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 $U_{п}$.

В системе АРУ с задержкой (рис. 6.2б) 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 $U_{п}$, и $U_p = 0$ до тех пор, пока амплитуда выходного сигнала, подводимого к детектору VD1, не превысит пороговый уровень $U_{вых} > U_{п}$. При дальнейшем увеличении уровня выходного сигнала диод VD2 запирается и напряжение U_p , подводимое к регулируемому усилителю через фильтр $R_{\phi}C_{\phi}$, будет равно разности напряжений на резисторе R.

В системе АРУ с задержкой и усилением напряжение, снимаемое с нагрузки диодного детектора VD1, через ФНЧ $R_{\phi}C_{\phi}$ поступает на вход усилителя (У), режим работы которого выбран таким образом, чтобы обеспечить запирающее напряжение на его входе при отсутствии входного сигнала. При $U_{вых} > U_{п}$ напряжение на выходе ФНЧ превышает номинальное запирающее напряжение и усиленное напряжение U_p подводится к каскадам регулируемого усилителя.

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. 6.3*.

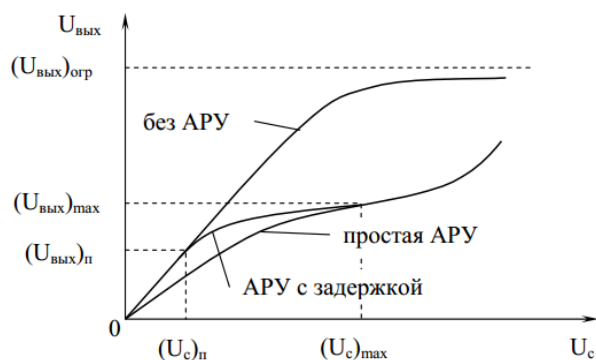


Рис. 6.3. Амплитудная характеристика системы АРУ

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 $[(U_c)_п, (U_c)_{max}]$ будет определяться коэффициентом усиления в петле обратной связи.

При $U_c > (U_c)_{max}$ 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. 6.4*. Коэффициент усиления регулируемого усилителя максимален $k_u = (k_u)_{max}$ при $U_p = 0$. По

регулирующей характеристике можно определить величину $(U_p)_{max}$, при которой $k_u = (k_u)_{min}$. Отношение $(k_u)_{max}/(k_u)_{min} = \gamma$ называется коэффициентом регулирования.

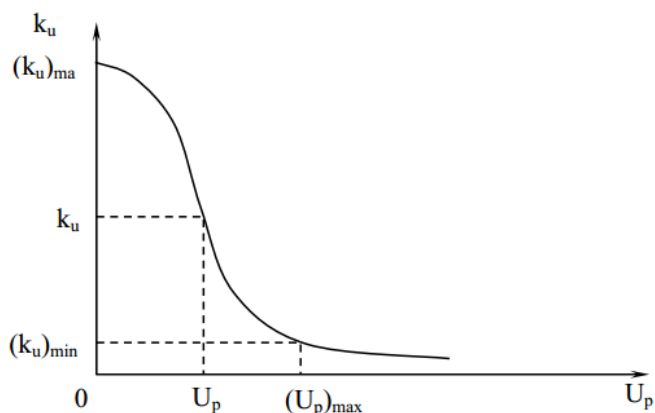


Рис. 6.4. Регулирующая характеристика системы АРУ

Значение U_p , в свою очередь, определяется уровнем сигнала на выходе регулируемого усилителя. Зависимости уровня регулирующего напряжения от величины $U_{вых}$ для двух типов АРУ приведены на рис. 6.5. В системе АРУ с задержкой регулирующее напряжение появляется при $U_{вых} > U_{п}$. При больших значениях $U_{вых}$ из-за перегрузки АРУ зависимости $U_p = f(U_{вых})$ существенно искажаются.

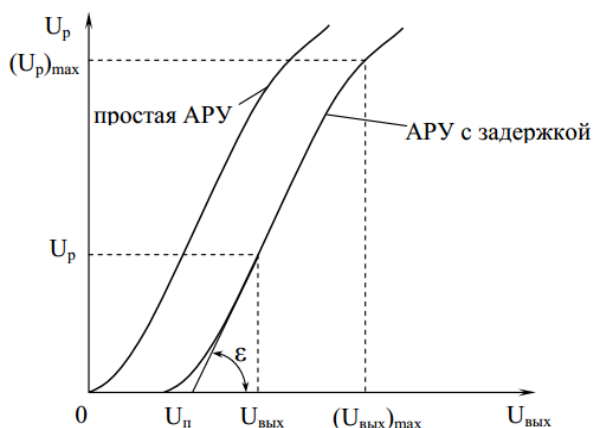


Рис. 6.5. Зависимость $U_p = f(U_{вых})$

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:

$$(k_u)_{\text{АРУ}} = \frac{(U_p)_{\text{max}}}{[(U_{\text{ВЫХ}})_{\text{max}} - (U_{\text{ВЫХ}})_{\text{min}}]} = (U_p)_{\text{max}} / [(U_{\text{ВЫХ}})_{\text{min}}(\beta - 1)] \quad (6.4)$$

Из уравнения (6.4) следует, что невозможно получить «идеальную» АРУ, для которой $\beta = (U_{\text{ВЫХ}})_{\text{max}} / (U_{\text{ВЫХ}})_{\text{min}}$. Реальная АРУ приближается к «идеальной» при больших значениях коэффициента усиления $(k_u)_{\text{АРУ}}$ в петле обратной связи АРУ.

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:

$$\frac{R_{\phi} C_{\phi} du_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt} + (1 + S_p U_c) U_{\text{ВЫХ}} = (k_u)_{\text{max}} U_c, \quad (6.5)$$

где S_p – крутизна регулировочной характеристики в рабочей точке.

Решение уравнения имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = (k_u)_{\text{max}} U_c / (1 + \mu) [1 + \mu \exp(-t/\tau_{\text{АРУ}})] \quad (6.6)$$

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 (6.6) следует, что процесс

установления выходного напряжения протекает тем быстрее, чем больше величина μ .

Установившееся значение $U_{\text{ВЫХ}}$ можно найти из (6.6) при значении t , стремящемся к бесконечности:

$$(U_{\text{ВЫХ}})_{\text{уст}} = (k_u)_{\text{max}} U_c / (1 + \mu) \quad (6.7)$$

При использовании в качестве инерционного звена АРУ ФНЧ более высокого порядка напряжение $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ может иметь колебательный характер.

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. 6.6*.

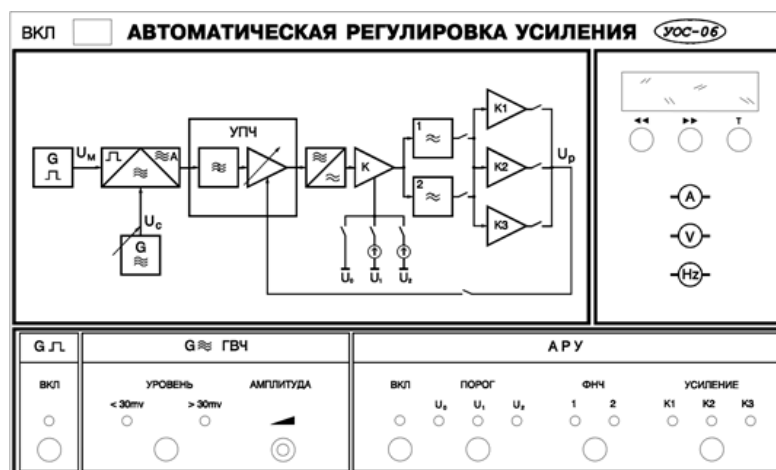


Рис. 6.6. Вид лицевой панели

На левом верхнем поле изображена структурная схема установки. На нижнем поле расположена панель ручного управления с переключателями режимов работы, на правом поле измерения и индикации – цифробуквенный дисплей с отображением пунктов работы и результатов измерений исследуемых параметров системы АРУ.

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 – «Г», 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.

На задней стенке установки имеются контрольные выходы: «Вых 1» – напряжение на входе УПЧ, «Вых 2» – напряжение на выходе УПЧ, «Вых 3» – напряжение U_p .

Панель ручного управления

Панель ручного управления состоит из трех полей. Поле «G» – генератора прямоугольных импульсов.

«ВКЛ» – кнопка включения генератора прямоугольных импульсов.

Поле «ГВЧ» – генератора высокочастотного сигнала.

«УРОВЕНЬ» – кнопка переключения уровня сигнала.

«АМПЛИТУДА» – потенциометр регулировки амплитуды сигнала.

Поле «АРУ»:

«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 К1, К2, К3.

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.

Программа и порядок выполнения работы

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.

Для выполнения лабораторной работы предлагаются следующие 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 «Г» 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 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 «Г» выключен).
2. Включить ФНЧ1.
3. Установить порог $U_{\text{п}} = U_0 = 0$.

4. Для трех значений коэффициента усиления $(k_u)_{APY} = K1, K2, K3$, 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 «Г» 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 $(k_u)_{APY} = K1, K2, K3$.
5. Установить величину порогового напряжения $U_{\text{п}} = U_2$.
6. Провести измерения в соответствии с методикой задания 2 для трех значений $(k_u)_{APY} = K1, K2, K3$.

Задание 4. Исследование переходной характеристики простой АРУ для фильтров низкой частоты различных порядков (при наличии внешнего осциллографа).

Порядок выполнения

1. Отключить модуляцию (генератор «Г» выключен).
2. С помощью потенциометра «уровень ГВЧ» установить величину эффективного значения входного сигнала, равную 50 мВ.
3. Включить модуляцию (генератор «Г» включен).
4. Установить порог $U_{\text{п}} = U_0 = 0$.

5. Для фильтра низкой частоты ФНЧ 1-го порядка и трех значений коэффициента усиления $(k_u)_{APY} = K1, K2, K3$ зарисовать осциллограммы регулирующего напряжения U_p .

Для фильтра низкой частоты ФНЧ 2-го порядка и трех значений коэффициента усиления $(k_u)_{APY} = K1, K2, K3$ зарисовать осциллограммы регулирующего напряжения U_p .

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 $(k_u)_{APY}$ (задание 2);
- для АРУ с задержкой при различных коэффициентах усиления $(k_u)_{APY}$ и различных значениях порога (задание 4).

4. Результаты расчетов коэффициентов регулирования γ для простой АРУ при различных коэффициентах усиления $(k_u)_{APY}$.

5. Осциллограммы переходных процессов в петле обратной связи при различных порядках ФНЧ и коэффициентах усиления $(k_u)_{APY}$.

6. Анализ полученных результатов:

- объяснить различие в поведении амплитудных характеристик простой АРУ и АРУ с задержкой;

- объяснить зависимость амплитудных характеристик от коэффициента усиления в петле обратной связи. Сравнить максимальные и минимальные значения $U_{\text{вых}}$ для различных $(k_u)_{APY}$;

- объяснить характер переходных процессов в петле обратной связи системы АРУ.

7. Выводы.

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?

Вопросы для тестирования

I:

S: Компонентное уравнение сопротивления:

$$+: u = R \cdot i$$

$$-: u = i/R$$

$$-: u = R/i$$

$$-: u = R di/dt$$

I:

S: Компонентное уравнение емкости:

$$-: i = c \int u dt$$

$$-: i = u_c/C$$

$$-: u_c = c di \int dt$$

$$+: u_c = \frac{1}{c} \int i dt$$

I:

S: Компонентное уравнение индуктивности:

$$+: u_L = L di/dt$$

$$-: u_L = Li/t$$

$$-: u_L = -L di/dt$$

$$-: i = L du_L/dt$$

I:

S: Электрическое напряжение есть разность ... ###

+: потенциалов

I:

S: Напряженность электрического поля (цифрой в В/м), если между двумя обкладками, находящимися на расстоянии 1 см, приложено напряжение 10В?

+: 1000

I:

S: Основным параметром резистора является ... ###

+: сопротивление

I:

S: Основным параметром конденсатора является ... ###

+: емкость

I:

S: Мощность сопротивление (цифрой в Вт) $R = 2$ Ом, по которому проходит постоянный ток 2 А, равна:

+: 8

I:

S: Эквивалентное сопротивление (цифрой в Омах) двух резисторов $R_1 = 10$ Ом и $R_2 = 15$ Ом?

+: 25

I:

S: Число независимых уравнений, которое можно составить по первому закону Кирхгофа, если число узлов равно q :

+ : $q - 1$

- : $q - 2$

- : q

- : $q + 1$

I:

S: Число независимых уравнений, которое можно составить по второму закону Кирхгофа, если число узлов равно q , а число ветвей p :

- : p

- : $p + q$

+ : $p - q + 1$

- : $p + q - 1$

I:

S: Взаимным (общим) сопротивлением в методе контурных токов называется сумма сопротивлений ветвей:

+ : между двумя контурами

- : подключенных к узлу

- : контура

- : электрической цепи

I:

S: Собственным сопротивлением в методе контурных токов называется сумма сопротивлений ветвей:

- : подключенных к узлу

+ : контура

- : электрической цепи

- : между двумя контурами

I:

S: Взаимной проводимостью в методе узловых напряжений называется сумма проводимости ветвей:

-: контура

+: между двумя узлами

-: подключенных к узлу

-: цепи

I:

S: Электрический ток I (A) участка цепи сопротивлением 100 Ом, если при его разрыве напряжение на концах равно 10 В, а сопротивление остальной части цепи 400 Ом:

-: 0,025

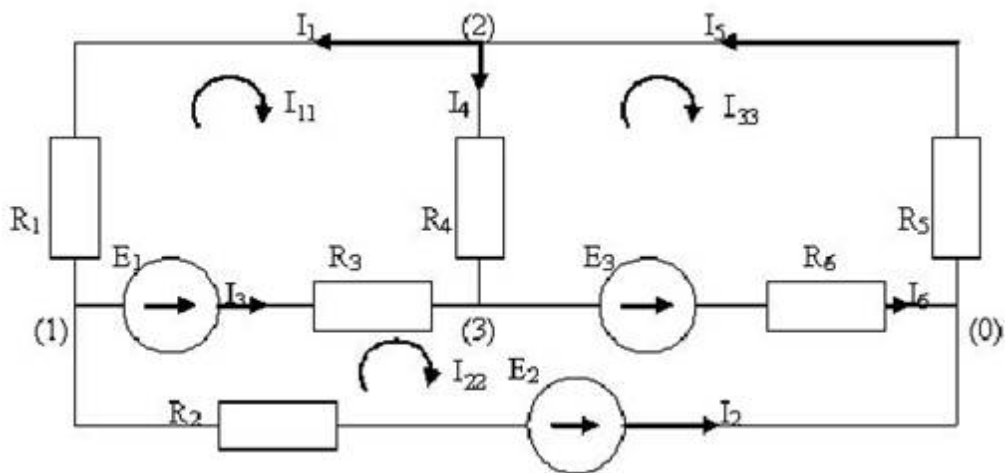
+: 0,02

-: 0,1

-: 0,125

I:

S: Собственное сопротивление второго контура равно:



-: $R_1 + R_2 + R_5$

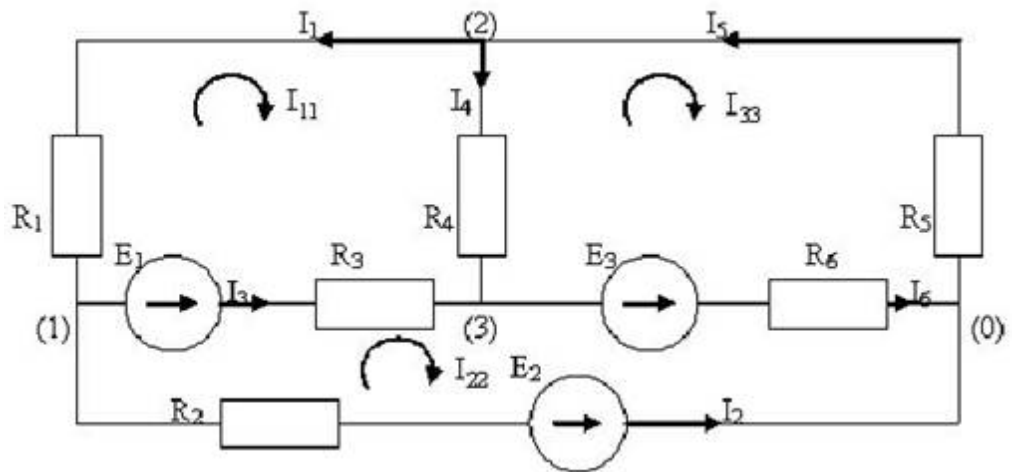
+: $R_2 + R_3 + R_6$

-: $R_6 + R_4 + R_1 + R_2$

-: $R_2 + R_3 + R_5 + R_6$

I:

S: Собственная проводимость второго узла равна:



$$\therefore \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_5}$$

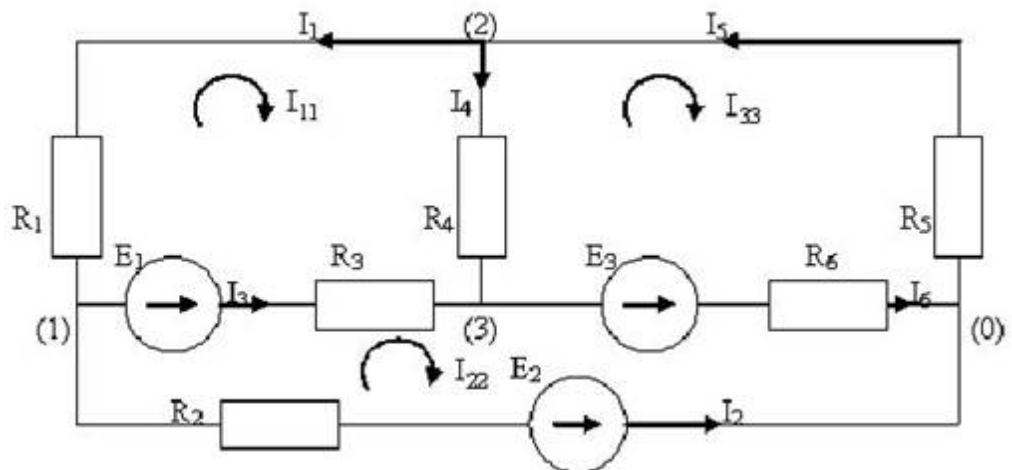
$$+ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}$$

$$\therefore -\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_4} - \frac{1}{R_5}$$

$$\therefore \frac{1}{R_4}$$

I:

S: Взаимная проводимость 1 и 3 узлов равна:



$$\therefore \frac{1}{(R_1+R_4)}$$

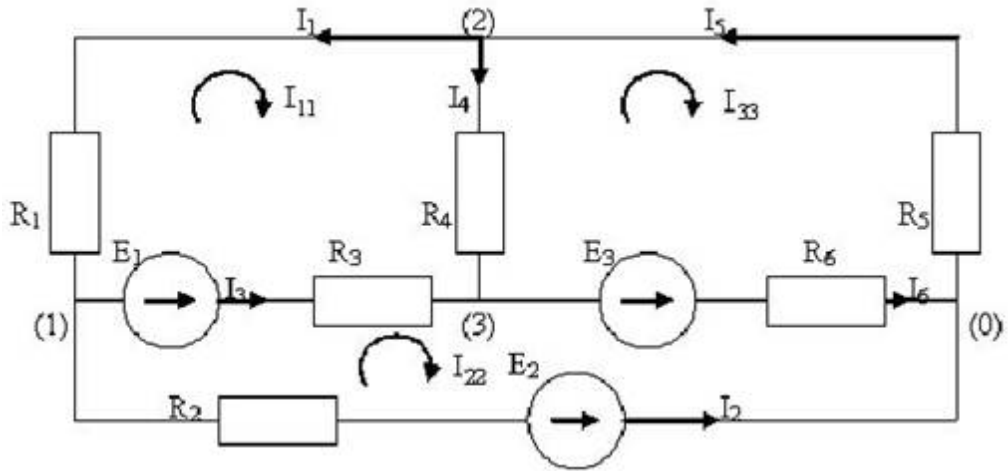
$$+ \frac{1}{R_3}$$

$$\therefore -\frac{1}{(R_1+R_4)}$$

$$\therefore \frac{1}{R_3}$$

I:

S: Узловой ток 3-го узла равен:



$$+: \frac{E_1}{R_3} - \frac{E_3}{R_6}$$

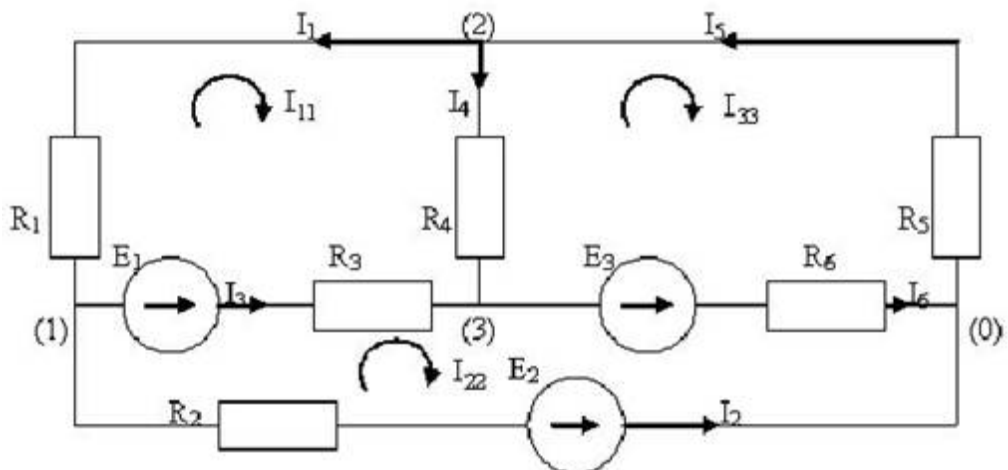
$$-: \frac{E_1}{R_3} + \frac{E_3}{R_6}$$

$$-: \frac{E_3}{R_6} - \frac{E_1}{R_3}$$

$$-: I_{11} + I_{22} + I_{33}$$

I:

S: Контурная ЭДС второго контура равна:



$$-: E_1 + E_2$$

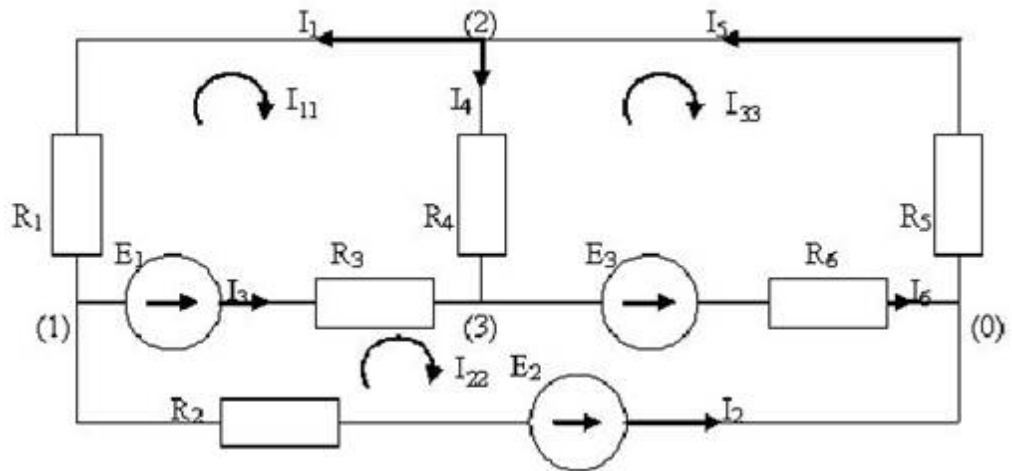
$$-: E_2 - E_1 - E_3$$

$$+: E_1 + E_3 - E_2$$

$$-: E_1 + E_2 + E_3$$

I:

S: Ток I_3 , выраженный через контурные токи, равен:



$$-: -I_{11}$$

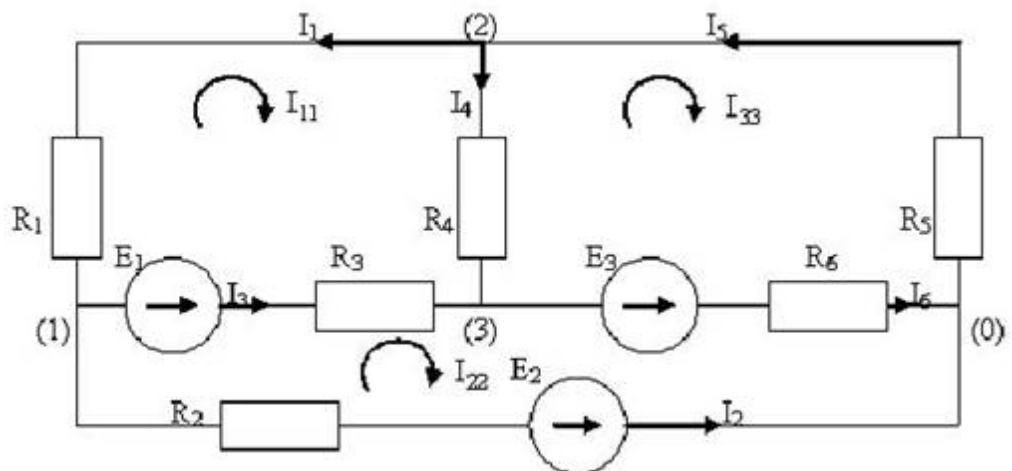
$$-: I_{22}$$

$$+: I_{22} - I_{11}$$

$$-: I_{11} + I_{22}$$

I:

S: Ток I_5 , выраженный через узловые напряжения, равен:



$$+: -U_{20}/R_5$$

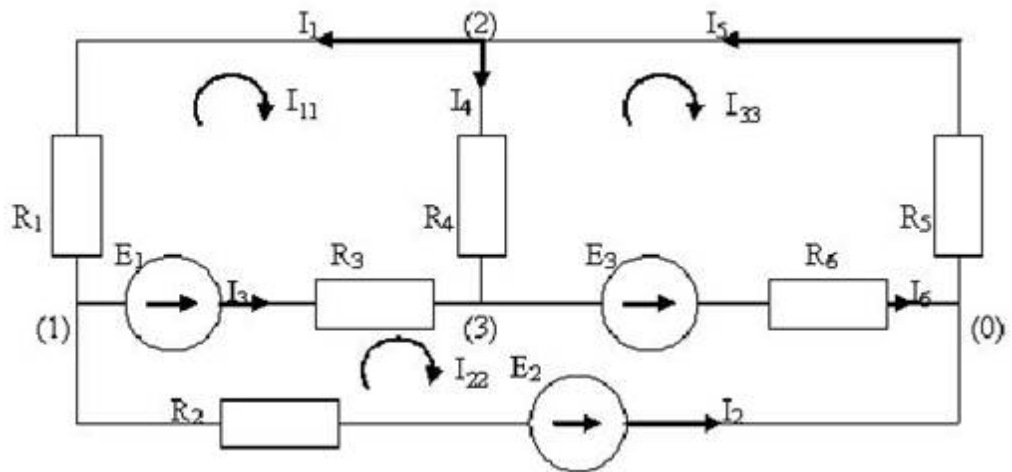
$$-: U_{20}/R_5$$

$$-: (U_{30} + E_3)/R_6$$

$$-: (U_{30} - E_3)/R_6$$

I:

S: Ток I_3 , выраженный через узловые напряжения, равен:



$$-: (U_{10} - E_1)/R_3$$

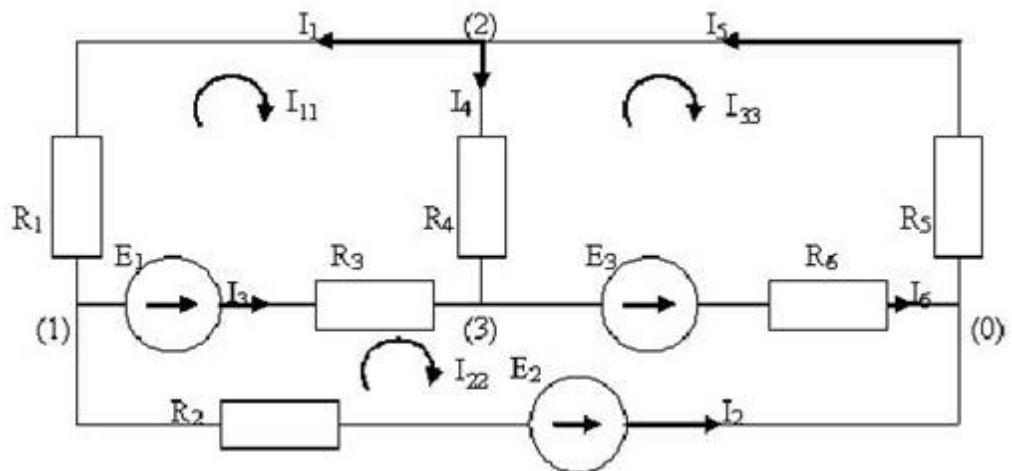
$$+: (U_{10} - U_{30})/R_3$$

$$-: (U_{30} - U_{10})/R_3$$

$$-: (U_{10} + E_1)/R_3$$

I:

S: Контурное уравнение для второго контура имеет вид:



$$+: -I_{11}R_3 + I_{22}(R_2 + R_3 + R_6) - R_6I_{33} = E_1 + E_3 - E_2$$

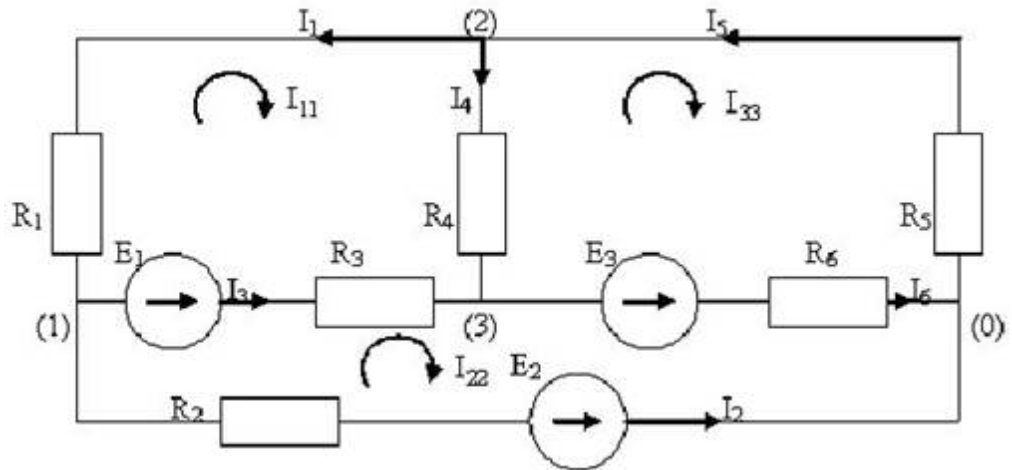
$$-: I_{11}R_3 + I_{22}(R_2 + R_3 + R_6) + R_6I_{33} = E_1 + E_3 - E_2$$

$$-: -I_{11}R_3 + I_{22}(R_2 + R_3 + R_6) + R_6I_{33} = E_1 - E_3 + E_2$$

$$-: -I_{11}R_3 + I_{22}(R_2 + R_3 + R_6) - R_6I_{33} = E_2 - E_1 - E_3$$

I:

S: Узловое уравнение для узла 1 имеет вид:



$$-: \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \right) U_{10} + \frac{U_{20}}{R_1} + \frac{U_{30}}{R_3} = \frac{E_1}{R_3} + \frac{E_2}{R_2}$$

$$+: \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \right) U_{10} - \frac{U_{20}}{R_1} - \frac{U_{30}}{R_3} = -\frac{E_1}{R_3} - \frac{E_2}{R_2}$$

$$-: \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \right) U_{10} - \frac{U_{20}}{R_1} - \frac{U_{30}}{R_3} = \frac{E_1}{R_3} + \frac{E_2}{R_2}$$

$$-: \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) U_{10} - \frac{U_{20}}{R_1} - \frac{U_{30}}{R_3} = -\frac{E_1}{R_3} - \frac{E_2}{R_2}$$

I:

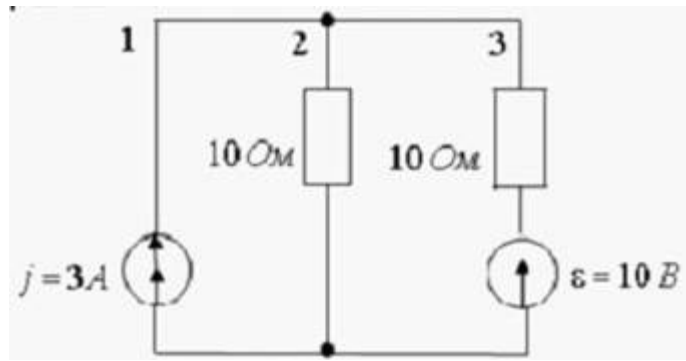
S: Электрический ток (цифрой, в A) во второй ветви с идеальными источниками равен...###:



+: 2

I:

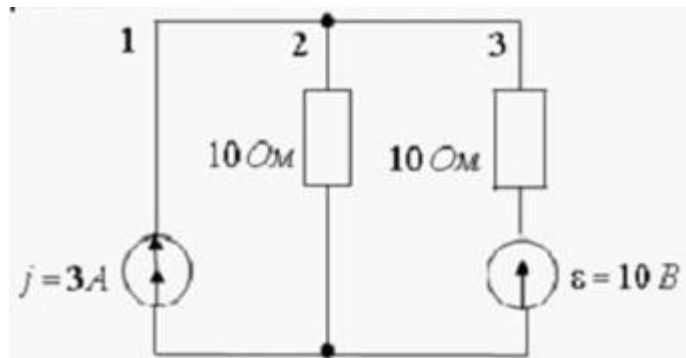
S: Электрический ток (цифрой, в A) в третьей ветви с идеальными источниками равен...###:



+: 1

I:

S: Напряжение на зажимах источника тока (цифрой, в В) электрической схемы равно:



+: 20

I:

S: Найдите контурный ток (цифрой, в А) первого контура J_{11} , вызванный источником ЭДС, находящимся во втором контуре, если известно, что контурный ток второго контура, вызванного тем же источником, но перенесенным в первый контур, J_{22} равен 2 А...###:

+: 2

I:

S: Напряжение (цифрой, в В) на концах некоторой ветви ab с сопротивлением 100 Ом, если при ее замыкании возникает ток $J_{ab} = 0,125$ А, а сопротивление всей остальной части цепи относительно зажимов a и b равно 400 Ом, равно...###:

+: 10

I:

S: Амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи по напряжению $K_{21}(\omega)$ цепи равна:



$$+: K_{21}(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega CR)^2}}$$

$$-: K_{21}(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{1-(\omega CR)^2}}$$

$$-: K_{21}(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{1/(\omega CR)^2}}$$

$$-: K_{21}(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega R)^2}}$$

I:

S: ФЧХ коэффициента передачи по напряжению $\varphi_{21}(\omega)$ цепи равна:



$$+: \varphi_{21}(\omega) = -\arctg(R\omega C)$$

$$-: \varphi_{21}(\omega) = \arctg(1/R\omega C)$$

$$-: \varphi_{21}(\omega) = -\text{arcctg}(R\omega C)$$

$$-: \varphi_{21}(\omega) = \text{arcctg}(1/R\omega C)$$

I:

S: АЧХ входной проводимости $Y(\omega)$ цепи равна:



$$-: \sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}$$

$$+: \frac{1}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}}$$

$$-: R + \frac{1}{\omega C}$$

$$-: \frac{1}{R + \frac{1}{\omega C}}$$

I:

S: В последовательной RL-цепи АЧХ комплексного сопротивления:

-: проходит через максимум

-: не зависит от частоты

+: увеличивается с частотой

-: уменьшается с частотой

I:

S: Вид АЧХ сопротивления R:

+: постоянная величина

-: линейно-возрастающая функция

-: убывающая функция $\sim \omega^{-1}$

I:

S: КЧХ, у которой отклик и внешнее воздействие рассматриваются на одних и тех же зажимах цепи, называется...###:

+: входной

I:

S: КЧХ, у которой отклик и воздействие рассматриваются на разных зажимах цепи, называется...###:

+: передаточной

I:

S: Два электронных устройства будут согласованы друг с другом, если:

$$-: R_{\text{ВЫХ1}} = R_{\text{ВХ2}}$$

$$-: C_{\text{ВЫХ1}} = C_{\text{ВХ2}}$$

$$+: Z_{\text{ВЫХ1}} = Z_{\text{ВХ2}}$$

$$-: L_{\text{ВЫХ1}} = L_{\text{ВХ2}}$$

I:

S: Активная мощность переменного тока элемента электрической цепи, если при напряжении $u = U_m \cos \omega t$ установившийся ток $i = J_m \cos(\omega t - \varphi)$

$$-: J_m U_m$$

$$+: \frac{1}{2} J_m U_m \cos \varphi$$

$$-: \frac{1}{2} J_m U_m$$

$$-: J_m U_m \cos \varphi$$

I:

S: Сопротивления (Ом) двух параллельно соединенных элементов

электрической цепи с импедансом $\dot{Z} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j45^\circ}$

$$-: R = 1, X_c = 1$$

$$-: R = 0.5, X_L = 0.5$$

$$-: R = 0.5, X_c = 0.5$$

$$+: R = 1, X_L = 1$$

I:

S: Модуль импеданса цепи с последовательным соединением R, L, C :

$$+: \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$-: R + X_L + X_C$$

$$-: R + X_L - X_C$$

$$-: \sqrt{R^2 + (X_L + X_C)^2}$$

I:

S: Модуль комплексного сопротивления цепи с последовательным соединением R, L, C :

$$-: R + \omega L + 1/(\omega C)$$

$$+: \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

$$-: R + \omega L - 1/(\omega C)$$

$$-: \sqrt{R^2 + \left(\omega L + \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

I:

S: Связь между реактивной и активной составляющими проводимости цепи, составленной из параллельно соединенных R, L, C :

$$+: \operatorname{tg} \varphi = Y_p R$$

$$-: Y = \sqrt{\frac{1}{R^2} + Y_p^2}$$

$$-: \operatorname{tg} \varphi = Y_p / R$$

$$-: Y = \sqrt{\frac{1}{R^2} - Y_p^2}$$

I:

S: Характер сопротивления электрической цепи с векторной диаграммой имеет вид:



+: резистивно-индуктивный

-: резистивный

-: индуктивный

-: резистивно-емкостный

I:

S: Характер сопротивления электрической цепи с импедансом $\dot{Z} = 2 - j3$:

-: резистивный

-: емкостный

+: резистивно-емкостный

-: индуктивный

I:

S: Параметры элементов электрической цепи с импедансом $\dot{Z} = 2 + j3$, если частота $f = 48$ Гц:

-: $R = 2 \text{ Ом}, L = 10 \text{ мГн}$

+: $R = 2 \text{ Ом}, L = 200 \text{ мГн}$

-: $R = 3 \text{ Ом}, L = 2 \text{ Гн}$

-: $R = 3 \text{ Ом}, L = 20 \text{ мГн}$

I:

S: Характер сопротивления электрической цепи с импедансом $\dot{Z} = 15 - j20$:

-: резистивный

-: емкостный

+: резистивно-емкостный

-: индуктивный

I:

S: Параметры элементов электрической цепи с импедансом $\dot{Z} = 15 - j20$,

если частота $f = 1592 \text{ Гц}$:

-: $R = 15 \text{ Ом}, C = 20 \text{ мкФ}$

+: $R = 15 \text{ Ом}, C = 5 \text{ мкФ}$

-: $R = 20 \text{ Ом}, C = 15 \text{ мкФ}$

-: $R = 20 \text{ Ом}, C = 2 \text{ мкФ}$

I:

S: Комплексное сопротивление цепи с векторной диаграммой (см. рис.)

равен:



+: $-3 + j3$

-: $3 + j3$

-: $-3 - j3$

-: $3 - j3$

I:

S: Эквивалентная индуктивность двух последовательно соединенных одинаковых катушек $L_1 = L_2 = L$, включенных согласно, если взаимная индуктивность M :

-: $L + M$

-: $L - M$

-: $2(L - M)$

+: $2(L + M)$

I:

S: При увеличении силы тока в катушке с индуктивностью $L = 0,5 \text{ Гн}$, как показано на графике, в катушке возникает ЭДС самоиндукции (в В):



+: 5

-: 0,5

-: 0,45

-: 0,05

I:

S: При увеличении энергии магнитного поля катушки в 4 раза, магнитный поток через катушку:

-: увеличился в 4 раза

+: увеличился в 2 раза

-: уменьшился в 4 раза

-: остался прежним

I:

S: Зависимость магнитного потока катушки от времени, если ЭДС индукции постоянна:

+: $\Phi \sim t$

-: $\Phi = const$

-: $\Phi \sim t^2$

-: $\Phi \sim 1/t$

I:

S: Скорость изменения магнитного потока (в мВб/с) в катушке из 2000 витков при возбуждении в ней ЭДС индукции 120 В:

-: 50

-: 120

+: 60

-: 100

I:

S: Явление наведения ЭДС в индуктивной катушке при изменении тока этой же катушки, называется...###

+: самоиндукцией

I:

S: Ток первичной обмотки трансформатора при разомкнутых зажимах вторичной обмотки, называется током...###

+: намагничивания

I:

S: Напряжение электрической цепи (в В), составленной из последовательно соединенных R и C, если $u_R = 6$ В и $u_C = 8$ В:

-: 6

+: 10

-: 8

-: 14

I:

S: Импеданс цепи (в Ом), образованной последовательно соединенными с $X_C = 200$ Ом и $X_L = 224$ Ом:

-: 150

+: 24

-: 300

-: 424

I:

S: Период (в *мс*) гармонического напряжения $u = 10\cos(1000t + \pi/6)$:

-: 1

+: 6,28

-: 12,56

-: 3,14

I:

S: Фаза напряжения (в *град*) $u = 5\cos(1000t + \pi/6)$ в момент времени 1 *мс*:

-: 30

+: 87,3

-: 31,4

-: 62,8

I:

S: Фаза электрического тока (в *град*) относительно фазы напряжения цепи с импедансом $Z = 100 - j100$ Ом:

+: 45

-: 0

-: -45

-: 90

I:

S: При подключении дополнительной емкости параллельно к емкости *C* колебательного контура, период колебаний

-: уменьшается в 2 раза

+: увеличивается в 2 раза

-: уменьшается в 3 раза

-: уменьшается в 4 раза

I:

S: При уменьшении начального заряда, сообщенного конденсатору колебательного контура в 2 раза, суммарная энергия электрического поля конденсатора и магнитного поля катушки:

-: не изменяется

-: уменьшается в 2 раза

+: уменьшается в 4 раза

-: уменьшается в 3 раза

I:

S: Начальное напряжение конденсатора колебательного контура (в B), если при увеличении этого напряжения на 10 В амплитуда силы тока увеличилась в 2 раза:

-: 0

+: 10

-: 5

-: 20

I:

S: При увеличении индуктивности контура в 20 раз и уменьшении емкости в 5 раз период собственных колебаний контура:

-: уменьшится в 4 раза

-: увеличится в 4 раза

+: увеличится в 2 раза

-: уменьшится в 2 раза

I:

S: Импеданс последовательного контура, на частотах значительно меньше резонансной, определяется сопротивлением

-: индуктивности

-: потерь

+: емкости

-: всех элементов

I:

S: Условие фазового резонанса:

- : полное сопротивление равно нулю
- : активное сопротивление равно нулю
- +: реактивное сопротивление равно нулю
- : реактивная проводимость равна нулю

I:

S: При увеличении частоты от нуля до бесконечности фаза входной проводимости последовательного контура изменяется:

- : от $-\pi/2$ до $\pi/2$
- +: от $\pi/2$ до $-\pi/2$
- : от $-\pi/2$ до 0
- : от $\pi/2$ до 0

I:

S: Фазо-частотная характеристика входного сопротивления последовательного колебательного контура:

- +: $\varphi = \operatorname{arctg} (X/R)$
- : $\varphi = \operatorname{arctg} (\omega L/R)$
- : $\varphi = \operatorname{arctg} (1/R\omega C)$
- : $\varphi = -\operatorname{arctg} (X/R)$

I:

S: Электрически управляемые элементы имеют:

- +: три электрода
- : четыре электрода
- : два электрода

I:

S: К электрически управляемым элементам относятся (один или несколько ответов):

- +: биполярные транзисторы
- +: полевые транзисторы

-: диоды

-: варикапы

I:

S: Рабочие точки нелинейного элемента, подсоединенного к линейному сопротивлению и к источнику э.д.с.(тока), определяются током и напряжением, соответствующим пересечению

+: характеристики нелинейного и нагрузочной кривой

-: характеристики нелинейной с осью тока

-: характеристики линейной и нагрузочной кривой

-: характеристик линейного и нелинейного

I:

S: Сопротивление нелинейного элемента переменному току в режиме малого сигнала, называется ... сопротивлением ###

+: дифференциальным

I:

S: Постоянная времени (в сек) цеп, составленной из последовательно соединенных $L = 1\text{Гн}$, $R_1 = 1\text{ Ом}$, $R_2 = 2\text{ Ом}$, если параллельно R_2 подключен идеальный источник напряжения...###:

+:1

I:

S: Электрический ток последовательной RLC-цепи непосредственно после коммутации (подключение цепи к постоянному источнику ЭДС) равен:

-: E/R

-: $E/\omega L$

+: 0

-: E/Z

I:

S: Изменение постоянной времени последовательной RC – цепи при одновременном увеличении в 2 раза емкости и сопротивления

-: увеличится в 2 раза

-: уменьшится в 2 раза

-: не изменится

+: увеличится в 4 раза

I:

S: Вследствие чего происходит в р-п переходе диффузия дырок в п-область, а электронов в р-область при равновесии?

-: экстракции

+: градиента концентрации

-: дрейфа

-: инъекций

I:

S: Что является ограничивающим фактором диффузии в р-п переходе?

-: внешнее электрическое поле ОПЗ

-: внутреннее и внешнее электрическое поле ОПЗ

-: ограничивающего фактора диффузии в р-п переходе нет

+: электрическое поле ОПЗ

I:

S: Как изменяется ОПЗ при прямом смещении?

+: уменьшается

-: увеличивается

-: не изменяется

-: в начале уменьшается, затем увеличивается

I:

S: Почему уменьшается ОПЗ при прямом смещении?

-: происходит экстракция

-: происходит диффузия

-: результирующая полей увеличивается, а также происходит рекомбинация

+: результирующая полей уменьшается, а также происходит рекомбинация

I:

S: Как изменяется ОПЗ при обратном смещении?

-: уменьшается

+: увеличивается

-: не изменяется

-: в начале уменьшается, затем увеличивается

I:

S: Почему увеличивается ОПЗ при обратном смещении?

-: происходит диффузия

-: происходит инжекция

-: результирующая полей уменьшается, а также происходит оттягивание ННЗ

+: результирующая полей увеличивается, а также происходит оттягивание

ННЗ

I:

S: Что происходит при прямом смещении в р-п переходе?

-: экстракция

+: инжекция

-: экстракция и инжекция

-: дрейф НЗ

I:

S: Что происходит при обратном смещении в р-п переходе?

-: - инжекция

+: экстракция

-: экстракция и инжекция

-: дрейф НЗ

I:

S: Что происходит в р-п переходе при равновесии?

-: экстракция

+: диффузия

-: инжекция

-: дрейф НЗ

I:

S: Диодная теория - это теория тонкого р-п перехода, когда

+: Ширина ОПЗ много меньше диффузионной длины $d \ll L$

-: Ширина ОПЗ много больше диффузионной длины $d \gg L$

-: Ширина ОПЗ равно диффузионной длине $d = L$

-: Ширина ОПЗ меньше или равно диффузионной длине $d \leq L$

I:

S: Чем пренебрегают в диодной теории?

-: экстракцией

-: дрейфом

+: рекомбинацией

-: диффузией

I:

S: Как влияет температура на прямую ветвь ВАХ р-п перехода?

-: прямой ток убывает

+: прямой ток возрастает

-: прямой ток равен нулю

-: прямой ток не изменяется

I:

S: Почему прямой ток на ВАХ р-п перехода возрастает с повышением T_0 ?

-: потенциальный барьер увеличивается при постоянном напряжении

+: потенциальный барьер уменьшается при постоянном напряжении

-: потенциальный барьер не изменяется при постоянном напряжении

-: прямой ток не изменяется

I:

S: Как влияет увеличение ширины запрещенной зоны на прямую ветвь ВАХ р-п перехода при постоянном напряжении?

-: прямой ток возрастает

+: прямой ток уменьшается

-: прямой ток равен нулю

-: прямой ток не изменяется

I:

S: Как влияет увеличение концентрации примеси на прямую ветвь ВАХ р-п перехода при постоянном напряжении?

-: прямой ток возрастает

+: прямой ток уменьшается

-: прямой ток равен нулю

-: прямой ток не изменяется

I:

S: Почему прямой ток на ВАХ р-п перехода уменьшается с увеличением концентрации примеси?

-: потенциальный барьер уменьшается при постоянном напряжении

+: потенциальный барьер увеличивается при постоянном напряжении

-: потенциальный барьер не изменяется при постоянном напряжении

I:

S: Как влияет увеличение температуры на обратную ветвь ВАХ р-п перехода?

-: обратный ток убывает

+: обратный ток возрастает

-: обратный ток не изменяется

-: обратный ток равен нулю

I:

S: Как влияет увеличение ширины запрещенной зоны на обратную ветвь ВАХ р-п перехода?

+: обратный ток уменьшается

-: обратный ток возрастает

-: обратный ток не изменяется

-: обратный ток равен нулю

I:

S: Пробоем р-п перехода называют

- : Резкое возрастание тока, при достижении прямым напряжением критического значения
- : Резкое убывание тока, при достижении обратным напряжением критического значения
- +: Резкое возрастание тока, при достижении обратным напряжением критического значения
- : Резкое убывание тока, при достижении прямым напряжением критического значения

I:

S: В каких p-n переходах может происходить туннельный пробой?

- : П/П, изготовленных с малой концентрацией примеси и с малой толщиной потенциального барьера
- : П/П, изготовленных с большой концентрацией примеси и с большой толщиной потенциального барьера
- +: П/П, изготовленных с большой концентрацией примеси и с малой толщиной потенциального барьера
- : П/П, изготовленных с малой концентрацией примеси и с большой толщиной потенциального барьера

I:

S: Минимальная энергия, необходимая для удаления электрона с уровня Ферми E_{Fn} в вакууме это:

- : работа выхода электрона из металла
- +: работа выхода электрона из полупроводника
- : энергия электронного сродства
- : истинная работа выхода

I:

S: Минимальная энергия, необходимая для удаления электрона со дна зоны проводимости:

- : работа выхода электрона из металла
- : работа выхода электрона из полупроводника

+ : энергия электронного сродства

- : истинная работа выхода

I :

S : Диоды Шотки работают:

- : на неосновных носителях

+ : на основных носителях

- : на неосновных и основных носителях

I :

S : Диоды Шотки обладают емкостью:

+ : Барьерной

- : Диффузионной

- : Барьерной и диффузионной

- : Не обладают

I :

S : Требования, предъявляемые к омическому контакту:

+ : Линейность ВАХ, малая величина сопротивления, не должен быть инжектирующим

- : Линейность ВАХ, большая величина сопротивления, должен быть инжектирующим

- : нелинейность ВАХ, малая величина сопротивления, должен быть инжектирующим

- : нелинейность ВАХ, большая величина сопротивления, не должен быть инжектирующим

Вопросы, выносимые на коллоквиум

Коллоквиум 1

1. Общая характеристика цифрового и аналогового сигнала.
2. Процесс дискретизации и квантования сигнала.
3. Теорема Котельникова. Условия дискретизации.
4. Основные виды цифровой модуляции.
5. Преимущества и недостатки различных видов цифровой модуляции.

6. Влияние шумов на качество демодуляции цифровых сигналов.
7. Способы цифрового формирования гармонических сигналов.
8. Принцип работы цифрового синтезатора частоты с прямым цифровым синтезом.
9. Искажения при цифровом синтезе сигналов. Способы их компенсации.
10. Принцип интерполяции и его применение при формировании сигналов.

Коллоквиум 2

1. Основные характеристики ЦАП и АЦП.
2. Влияние разрядности ЦАП на качество выходного аналогового сигнала.
3. Методы повышения эффективной разрядности ЦАП.
4. Характеристика сигнала с линейной частотной модуляцией и его формирование цифровым способом.
5. Алгоритмы для генерации псевдослучайных последовательностей.
6. Преимущества использования цифровых методов при формировании широкополосных сигналов.
7. Программные платформы для цифрового формирования радиосигналов.
8. Требования к вычислительным ресурсам при формировании сигналов в реальном времени.
9. Способы обеспечения синхронизации между цифровой и аналоговой частями передатчика.
10. Ошибки при цифровом формировании радиосигналов.
11. Влияние конечной разрядности на спектральные характеристики сигнала.
12. Спектральные выбросы и методы их минимизации.

13. Способы оценки качества сформированного цифровым способом радиосигнала (меры качества, метрики).

Оценочные материалы для промежуточной аттестации

Зачет проводится по билетам. В каждом билете 2 теоретических вопроса.

1. Общая характеристика цифрового и аналогового сигнала.
2. Процесс дискретизации и квантования сигнала.
3. Теорема Котельникова. Условия дискретизации.
4. Основные виды цифровой модуляции.
5. Преимущества и недостатки различных видов цифровой модуляции.
6. Влияние шумов на качество демодуляции цифровых сигналов.
7. Способы цифрового формирования гармонических сигналов.
8. Принцип работы цифрового синтезатора частоты с прямым цифровым синтезом.
9. Искажения при цифровом синтезе сигналов. Способы их компенсации.
10. Принцип интерполяции и его применение при формировании сигналов.
11. Основные характеристики ЦАП и АЦП.
12. Влияние разрядности ЦАП на качество выходного аналогового сигнала.
13. Методы повышения эффективной разрядности ЦАП.
14. Характеристика сигнала с линейной частотной модуляцией и его формирование цифровым способом.
15. Алгоритмы для генерации псевдослучайных последовательностей.
16. Преимущества использования цифровых методов при формировании широкополосных сигналов.
17. Программные платформы для цифрового формирования радиосигналов.
18. Требования к вычислительным ресурсам при формировании сигналов в реальном времени.
19. Способы обеспечения синхронизации между цифровой и аналоговой частями передатчика.

20. Ошибки при цифровом формировании радиосигналов.
21. Влияние конечной разрядности на спектральные характеристики сигнала.
22. Спектральные выбросы и методы их минимизации.
23. Способы оценки качества сформированного цифровым способом радиосигнала (меры качества, метрики).