

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Московский государственный институт электронной техники
(технический университет)

Лабораторный практикум по курсу «Радиоэлектроника»

Под редакцией
доктора технических наук **А.В. Гуреева**

Утверждено редакционно-издательским советом института
в качестве методических указаний

Москва 2008

УДК 621.37(07)

Рецензент канд. техн. наук, проф. *Ю.И. Волков*

Лабораторный практикум по курсу «Радиоэлектроника» /
Под редакцией *А.В. Гуреева*. - М.: МИЭТ, 2008. - 108 с.: ил.

Лабораторный практикум содержит описания шести работ, включающих краткие теоретические и схемотехнические принципы построения исследуемых узлов и устройств, основные расчетные соотношения, методику измерений, указания по содержанию отчета, контрольные вопросы, список литературы. Все работы проводятся фронтальным методом с использованием лабораторных макетов-стендов. Значительное внимание уделено методике радиоизмерений с использованием типового комплекта электронных приборов: генератора, осциллографа, вольтметра, частотомера.

В написании пособия участвовали доц. Е.Е. Бабкин, доц. А.А. Балабанов, доц. В.Г. Ильенков, доц. С.Н. Кузнецов, доц. Г.П. Тулункин, ст. преп. А.Е. Мамекин.

© МИЭТ, 2008

Лабораторная работа № 1

Исследование источников вторичного

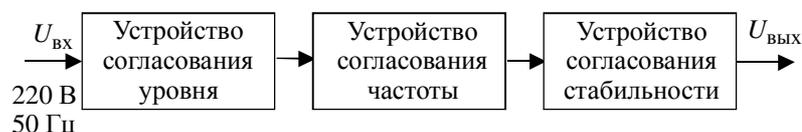


Рис.1. Общая структурная схема ИВП

электропитания для электронных устройств

Цель работы: ознакомление с назначением и принципом работы, исследование характеристик, измерение основных параметров источников вторичного электропитания (ИВП).

Продолжительность работы - 8 ч.

Аппаратура: лабораторные макеты (маломощный выпрямитель, параметрический стабилизатор); генератор ГЗ-33; универсальный вольтметр В7-65 или вольтметр постоянного тока и милливольтметр ВЗ-38; стендовые миллиамперметры постоянного тока; осциллограф С1-65А.

Теоретические сведения

ИВП - электронные устройства, предназначенные для преобразования энергии первичного источника электропитания в соответствии с требованиями, предъявляемыми к источнику питания конкретным электронным устройством (ЭУ) или системой.

В качестве первичных источников электропитания для ЭУ и систем обычно используют либо промышленную сеть переменного тока, либо автономные источники переменного (генераторы) или постоянного (аккумуляторы, химические батареи и т.д.) тока. Практика показывает, что возможности непосредственного использования этих источников для питания различных ЭУ и систем весьма ограничены. Причина этого в том, что современные ЭУ выполняются с использованием интегральных схем (ИС), требующих для своего питания постоянное напряжение низкого уровня. При этом отклонения этого напряжения от заданного значения не должны превышать $\pm(5 - 10)\%$, а в ряде случаев, например при питании прецизионных аналоговых устройств или аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей, стабильность напряжения питания должна быть существенно выше (0,01 - 0,1)%.

Все это обуславливает необходимость применения специального ЭУ, согласующего уровни и стабильности напряжений, необходимых для питания отдельных электронных узлов. Роль этого ЭУ выполняет ИВП, реализующий вторичное преобразование электрической энергии.

В общем случае ИВП состоит из нескольких функционально законченных блоков (рис.1): устройство согласования частоты, уровня и стабильности напряжения.

К устройствам согласования уровня и частоты относятся трансформаторы, выпрямители и конверторы напряжения.

Устройства согласования уровня напряжения предназначаются для преобразования как постоянного, так и переменного напряжения одного уровня в напряжение другого уровня.

Устройства согласования частоты - это выпрямители-преобразователи напряжения переменного тока в напряжение, содержащее постоянную составляющую (пульсирующее напряжение), и конверторы - преобразователи постоянного напряжения в переменное с заданной формой и частотой.

К устройству согласования стабильности напряжения относятся: сглаживающие фильтры, предназначенные для стабилизации мгновенного значения пульсирующего напряжения (тока), и стабилизаторы - устройства, стабилизирующие среднее значение выходного напряжения, тока или мощности.

В лабораторной работе исследуется структурная схема, приведенная на рис.2.

ИВП характеризуется рядом электрических параметров. К основным из них относятся следующие:

1. Номинальные уровни входного $U_{\text{вх. ном}}$ и выходного $U_{\text{вых. ном}}$ напряжений.
2. Предельные отклонения входного и выходного напряжений от номинальных значений, т.е. коэффициенты нестабильности напряжения. Часто при определении выходного напряжения отдельно задают величину нестабильности от изменения тока нагрузки и напряжения питания:

$$\delta U_{\text{вых}}(I_{\text{н}}) = \frac{\Delta U_{\text{вых}}(I_{\text{н}})}{U_{\text{вых. ном}}} \cdot 100\%,$$

$$\delta U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}}) = \frac{\Delta U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})}{U_{\text{вых. ном}}} \cdot 100\%$$
(1)

или относительный коэффициент стабилизации по напряжению:

$$K_{U_{\text{ст}}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх. ном}}}{\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых. ном}}}. \quad (2)$$

3. Коэффициент пульсации выходного напряжения

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{ном}}}, \quad (3)$$

где $U_{\text{п}}$ - амплитуда переменной составляющей пульсирующего напряжения; $U_{\text{ном}}$ - среднее значение постоянной составляющей напряжения на выходе.

Преобразователи переменного напряжения в пульсирующее напряжение (выпрямители)

Основными параметрами выпрямителя являются:

1. Среднее значение выходного напряжения

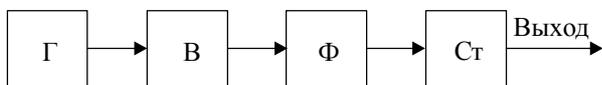


Рис.2. Структурная лабораторная схема ИВП: Г - генератор; В - выпрямитель; Ф - фильтр; Ст - стабилизатор

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вых}} \cdot dt. \quad (4)$$

2. Среднее значение выходного тока

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{\text{ВЫХ}} \cdot dt . \quad (5)$$

3. Коэффициент пульсации выходного напряжения (тока) (3).

Однофазный однополупериодный выпрямитель

Простейшая схема диодного выпрямителя приведена на рис.3. В этой схеме диод как элемент с односторонней проводимостью пропускает в нагрузку ток только в положительные полупериоды входного напряжения. В результате через сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ проходят импульсы тока одного направления. Эти импульсы представляют собой сумму постоянного и переменного токов. Постоянная составляющая прямого тока I_0 равна 0,318 амплитуды импульсов $I_{\text{д}}$. В отрицательные полупериоды диод закрыт, сопротивление его много больше, поэтому на его электродах действует обратное напряжение, близкое к мгновенному значению входного сигнала (рис.4).

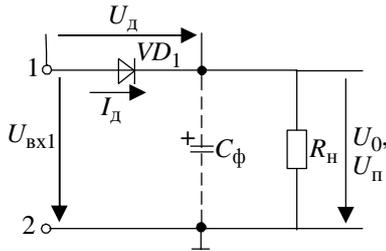


Рис.3. Однополупериодный выпрямитель

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения при подаче входного напряжения синусоидной формы $U_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$

$$U_{\text{ср}} = U_0 = \frac{U_m}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} = 0,318U_m \cong 0,45U . \quad (6)$$

Коэффициент пульсации, равный отношению амплитуды основной гармоники к среднему значению выпрямленного напряжения, рассчитывается по формуле:

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_0} = \frac{\pi}{2} = 1,57 . \quad (7)$$

Однополупериодное выпрямление имеет низкую эффективность из-за высокой пульсации выпрямленного напряжения.

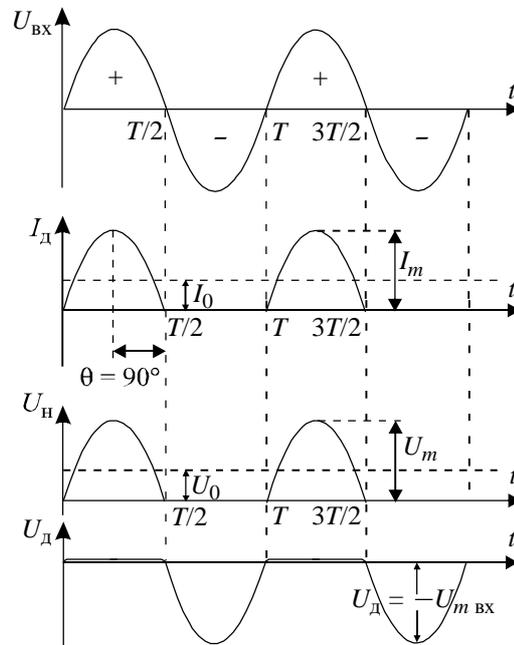


Рис.4. Диаграммы напряжений и токов в схеме

Однофазный мостовой выпрямитель

Анализируя временные диаграммы (см. рис.4), можно сделать вывод, что параметры выходного напряжения выпрямителя можно существенно улучшить, если ток нагрузки будет протекать в оба

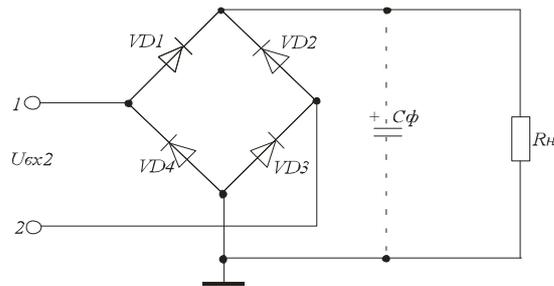


Рис.5. Мостовая схема выпрямителя

полупериода действия входного напряжения. Это возможно получить в однофазной двухполупериодной мостовой схеме (рис.5).

Диоды $VD_1 - VD_4$ образуют мост, в одну диагональ которого включено нагрузочное сопротивление R_n , а в другую - источник выпрямляемого напряжения (вторичная обмотка трансформатора, генератор переменного напряжения и т.д.).

В мостовой схеме в положительный полупериод напряжения сети открываются диоды VD_1 и VD_3 и ток в нагрузку проходит по цепи: точка 1, диод VD_1 , сопротивление R_n , диод VD_3 , точка 2.

Аноды диодов VD_2 и VD_4 отрицательны, и ток через них не проходит. На электроды этих диодов действует обратное напряжение, близкое к мгновенному значению напряжения сети.

В отрицательный полупериод напряжения сети открываются диоды VD_2 и VD_4 , а ток проходит по цепи: точка 2, диод VD_2 , сопротивление R_n , диод VD_4 , точка 1. Следует отметить, что через сопротивление нагрузки в обоих случаях ток протекает в одном направлении.

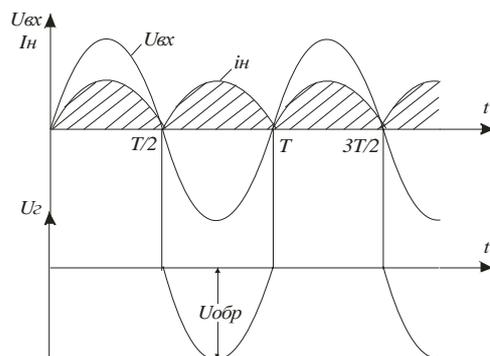


Рис.6. Диаграммы напряжения и токов в мостовой схеме выпрямителя

Временные диаграммы, поясняющие работу однофазной мостовой схемы, приведены на рис.6.

Нетрудно заметить, что в данном случае средние значения напряжения и тока нагрузки будут в два раза больше, чем в схеме рис.5:

$$U_0 = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi}; \quad (8)$$

$$I_0 = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi}, \quad (9)$$

где U_m и I_m - амплитудные значения входного напряжения и тока, U и I - их действующие значения.

Из диаграмм (см. рис.6) видно, что частота пульсирующего выходного напряжения в два раза выше частоты входного напряжения $U_{вх}$, а коэффициент пульсации в однофазной двухполупериодной схеме равен:

$$K_{\pi} = \frac{U_{\pi}}{U_0} = 0,67. \quad (10)$$

Высокие значения коэффициентов пульсации в рассмотренных схемах не допустимы для питания электронных устройств, выполненных на полупроводниковых приборах.

Сглаживающие фильтры

Для питания различных электронных приборов в большинстве случаев не может быть использовано пульсирующее напряжение, получающееся на выходе выпрямителя. Оно нуждается в сглаживании, т.е. преобразовании пульсирующего напряжения в постоянное. Такое преобразование осуществляется с помощью сглаживающих фильтров.

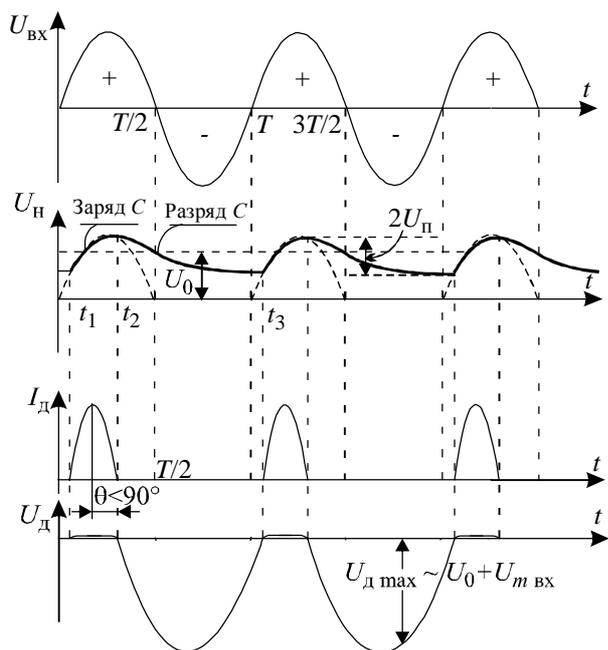


Рис.7. Схема напряжений и токов в схеме однополупериодного выпрямителя с C_{ϕ}

Емкостной фильтр. В простейшем случае сглаживание может осуществляться за счет присоединения конденсатора C_{ϕ} параллельно сопротивлению нагрузки $R_{\text{н}}$ (см. рис.3). Этот конденсатор будет подзаряжаться в моменты открывания диодов и поддерживать напряжение на нагрузке во время промежутков между импульсами. Такой способ сглаживания напряжения на нагрузке может быть эффективным только в том случае, если величина произведения $C_{\phi}R_{\text{н}}$ велика по сравнению с периодом $T = \frac{1}{f}$ ($R_{\text{н}} \gg R_{\text{д}} + R_{\text{г}}$, где $R_{\text{г}}$ - сопротивление генератора).

Работа простейшего емкостного фильтра поясняется на временных диаграммах в схеме однополупериодного выпрямителя (рис.7). Видно, что постоянная составляющая U_0 возрастает, а переменная составляющая $U_{\text{п}}$ уменьшается.

Нетрудно убедиться, что при увеличении $\tau_{\text{р}} = C_{\phi} \cdot R_{\text{н}}$ переменная составляющая $U_{\text{п}}$ уменьшается, а U_0 возрастает, т.е. $K_{\text{п}}$ уменьшается.

Внешняя характеристика выпрямителя

Важнейшим показателем выпрямительного устройства, определяющим его эксплуатационные возможности, является внешняя характеристика выпрямителя - графически выраженная зависимость среднего значения выходного напряжения от среднего значения выходного тока (тока нагрузки) (рис.8):

$$U_0 = f(I_0). \quad (11)$$

Тангенс угла наклона внешней характеристики определяет внутреннее сопротивление выпрямителя:

$$R_{\text{вн}} = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0}.$$

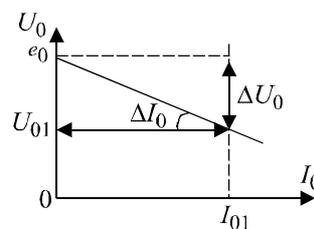


Рис.8. Внешняя характеристика выпрямителя

Стабилизатор напряжения

Для питания большинства электронных устройств требуется постоянство среднего значения выходного напряжения, которое зависит не только от тока нагрузки, но и от изменения напряжения питающей сети. Стабилизация среднего значения выходной электрической величины ИВП осуществляется с помощью дополнительного звена - стабилизатора. Типовой схемой является параметрический стабилизатор (рис.9). Параметрический стабилизатор напряжения (ПСН) предназначен для уменьшения нестабильности источника питания и используется для питания маломощных нагрузок и получения опорных напряжений. Основным элементом ПСН является, как правило, полупроводниковый стабилитрон (ППС) - обычный полупроводниковый диод, имеющий определенное напряжение пробоя.

Стабилизация напряжения производится именно на участке пробоя ППС, поэтому пробой должен быть обратимым (т.е. $p - n$ -переход ППС не должен разрушаться). Этого можно достичь, ограничивая ток пробоя так, чтобы рассеиваемая на переходе мощность не превышала допустимую. Поэтому необходимым элементом схемы ПСН является ограничитель тока, роль которого в простейшем случае выполняет резистор R_0 .

Основные характеристики ППС: напряжение стабилизации $U_{ст}$; дифференциальное сопротивление $r_{диф}$; минимальный ток стабилизации $I_{ст. min}$; максимальный ток стабилизации $I_{ст. max}$; максимальная рассеиваемая ППС мощность P_{max} .

Напряжение стабилизации практически является напряжением пробоя. Дифференциальное сопротивление отражает наклон вольт-амперной характеристики ППС на участке пробоя. Минимальный и максимальный токи стабилизации определяют ширину участка обратимого пробоя, а максимальная рассеиваемая мощность не должна превышать во избежание теплового разрушения $p - n$ -перехода ППС.

Работа ПСН может быть описана системой двух уравнений:

- на основании II закона Кирхгофа:

$$U_{вх} = I_{ст} \cdot R_0 + U_{вых}; \quad (12)$$

- на основании вольт-амперной характеристики (ВАХ) и стабилитрона на участке пробоя:

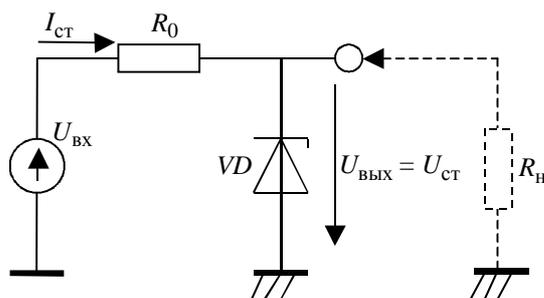


Рис.9. Схема ПСН

$$I_{ст} = f(U_{ст}). \quad (13)$$

На рис.10 приведена обратная ветвь ВАХ стабилитрона и сплошная прямая линия (нагрузочная характеристика), построенная по уравнению (1). Точка их пересечения a определяет рабочую точку стабилизатора: $U_{ст}$, $I_{ст}$. При изменении $U_{вх}$ на $\Delta U_{вх}$ нагрузочная характеристика сместится (пунктирная линия) и рабочая точка займет положение b , выходное напряжение изменится на величину $\Delta U_{ст}$. Из рисунка видно, что $\Delta U_{ст} \ll \Delta U_{вх}$, т.е. происходит стабилизация напряжения. Это неравенство выполняется тем сильнее, чем круче ВАХ стабилитрона на

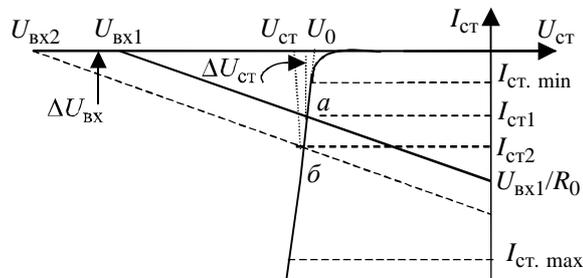


Рис.10. Графическое определение рабочей точки ПСН

участке пробоя (меньше $r_{диф}$) и больше R_0 . (Последнее, правда, приводит к увеличению исходного $U_{вх}$ при той же величине $U_{вых} = U_{ст}$, т.е. к уменьшению КПД ПСН.)

Основные характеристики ПСН:

- коэффициент стабилизации

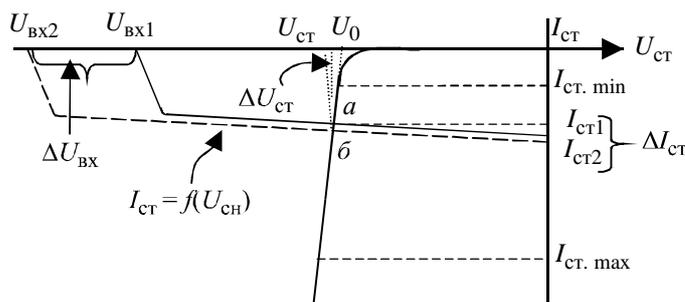


Рис.11. Графическое пояснение работы схемы с ПТ

$$K_{\text{СТ}} = \frac{\delta U_{\text{ВХ}}}{\delta U_{\text{ВЫХ}}} \cong \frac{U_{\text{ВЫХ}} \cdot R_0}{U_{\text{ВХ}} \cdot r_{\text{диф}}}; \quad (14)$$

- выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}} = -\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВЫХ}}} \cong r_{\text{диф}}. \quad (15)$$

Заменяв резистор R_0 на полевой транзистор (ПТ), работающий в активном режиме (режим генератора тока), возможно усилить неравенство $\Delta U_{\text{СТ}} \ll \Delta U_{\text{ВХ}}$, т.е. увеличить $K_{\text{СТ}}$ (рис.11).

Задание 1. Исследование маломощных выпрямителей

Описание лабораторной установки

Электрическая схема лабораторного макета для исследования маломощных выпрямителей приведена на рис.12.

Нагрузкой выпрямителя служит один из резисторов $R_1 - R_3$. В качестве элементов фильтра используются электрические конденсаторы ($C_{\phi} = C_1 - C_3$). Напряжение и ток на выходе выпрямителей измеряются при помощи вольтметра и амперметра постоянного тока, напряжение пульсации на нагрузке - универсальным вольтметром. Осциллограммы напряжения и тока в различных точках схемы зарисовываются с экрана электронного осциллографа. Для измерения формы тока включено сопротивление $R_{\text{ИЗМ}}$.

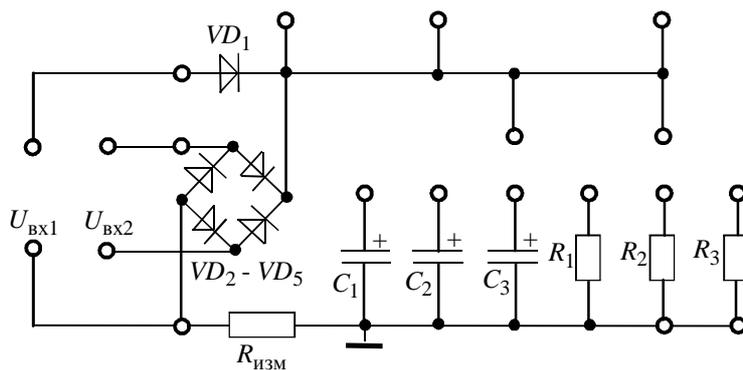


Рис.12. Принципиальная схема макета

Электрические параметры схемы следующие: $U_{\text{ВХ}} = 10 \text{ В}$; $f_{\text{ВХ}} = 400 \text{ Гц}$; $R_{\text{ИЗМ}} = 10 \text{ Ом}$; $R_1 = 1 \text{ кОм}$; $R_2 = 2 \text{ кОм}$; $R_3 = 3 \text{ кОм}$; $C_1 = 1 \text{ мкФ}$; $C_2 = 3 \text{ мкФ}$; $C_3 = 10 \text{ мкФ}$. Диоды ($VD_1 - VD_5$) - Д226.

Порядок выполнения работы

1. Соберите однополупериодную схему выпрямителя (рис.13,а), работающего на активную нагрузку $R_{\text{н}} = R_2$.

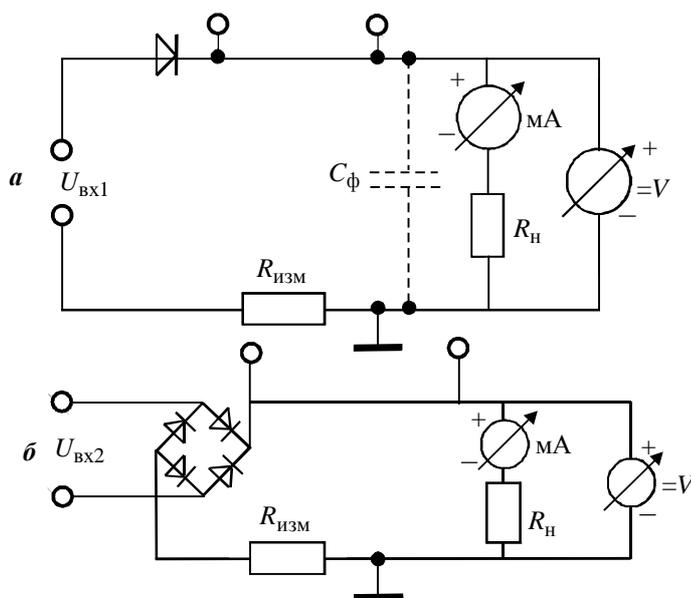


Рис.13. Включение измерительных приборов при исследовании однополупериодного выпрямителя (а) и мостового выпрямителя (б)

1.1. Подавая от звукового генератора напряжение $U_{\text{вх}} = 10 \text{ В}$ с частотой 400 Гц, зарисуйте осциллограммы:

а) входного напряжения $U_{\text{вх}}$ (амплитуда этого напряжения)

$$U_{m \text{ вх}} = \sqrt{2}U_{\text{вх}};$$

б) напряжения на нагрузке U_0 .

1.2. Измерьте величину выпрямленного напряжения U_0 и тока I_0 . Сравните измеренную величину выпрямленного напряжения с теоретической при $R_{\text{н}} = \infty$:

$$U_{0 \text{ теор}} = \frac{U_{m \text{ вх}}}{\pi}.$$

1.3. Подключите емкость фильтра $C_{\text{ф}} = C_2$ и зарисуйте с экрана осциллографа форму:

- выпрямленного напряжения;

- тока через диод.

1.4. Измерьте постоянные составляющие тока I_0 и выпрямленного напряжения U_0 .

1.5. Снимите и постройте зависимость коэффициента пульсации $K_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_0} \cdot 100\%$ от емкости при

сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} = R_2$ ($U_{\text{п}}$ - напряжение пульсации; U_0 - постоянное напряжение на выходе выпрямителя).

Сравните экспериментальную величину коэффициента пульсации для $R_{\text{н}}$ и $C_{\text{ф}}$ с вычисленной по приближенной формуле

$$K_{\text{п}} = \frac{3 \cdot 10^7}{f R_{\text{н}} C_{\text{ф}}} \cdot \%,$$

где $R_{\text{н}}$ - сопротивление нагрузки, Ом; $C_{\text{ф}}$ - емкость фильтра, мкФ; f - основная частота пульсации, Гц.

Заполните форму табл.1.

1.6. Снимите нагрузочную (внешнюю) характеристику выпрямителя:

$$U_0 = f(I_0) \Big|_{U_{\text{вх}} = \text{const}}.$$

Форма табл.1

	C_1	C_2	C_3			
U_0						
$U_{\text{п}}$						
$K_{\text{п}}$						

Заполните форму табл.2.

1.7. Снимите зависимость величины пульсации от частоты выпрямляемого напряжения в диапазоне 100 - 1000 Гц. Заполните форму табл.3.

1.8. Рассчитайте величину внутреннего сопротивления выпрямителя по наклону внешней характеристики:

$$R_{\text{вн}} = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0}.$$

2. Соберите мостовую схему выпрямителя (рис.13,б), работающего на активную нагрузку ($R_n = R_2$).

2.1. Зарисуйте с экрана осциллографа форму напряжения на нагрузке.

2.2. Измерьте величину выпрямленного напряжения U_0 и тока I_0 . Сравните с величинами, полученными в п. 1.2.

2.3. Подключите емкость фильтра $C_{\text{ф}} = C_2$ и зарисуйте с экрана осциллографа форму напряжения на нагрузке.

2.4. Измерьте U_0 и U_n и сравните с результатами при тех же значениях R_n и $C_{\text{ф}}$ в однополупериодной схеме выпрямителя.

2.5. При помощи универсального вольтметра В7-65 или осциллографа определите частоту напряжения пульсации U_n и объясните полученное значение.

Методические указания по выполнению работы

Форма табл.2

R_n	R_1	R_2	R_3
U_0			
I_0			

Измерение выпрямленного напряжения U_0 и амплитуды пульсации U_n проводится при помощи универсального вольтметра В7-65 (возможно использовать электронный вольтметр постоянного тока,

Форма табл.3

F_{Γ}	200	400	600	800	1000	Гц
U_n						В

смонтированный на лабораторном стенде, и милливольтметр В3-38).

Измерение выпрямленного тока I проводится при помощи миллиамперметров, смонтированных на лабораторном стенде.

При снятии нагрузочной характеристики выпрямителя напряжение $U_{\text{вх}}$ поддерживается постоянным. Изменяя величину сопротивления нагрузки ($R_n = R_1$; $R_n = R_2$; $R_n = R_3$), снимите показания U_0 и I_0 .

Требования к отчету

Отчет о работе должен содержать: принципиальную схему макета; осциллограммы, результаты экспериментов, представленные в виде таблиц и графиков; результаты расчетного задания.

Задание № 2. Исследование параметрического стабилизатора напряжения

Описание лабораторной установки

Электрическая схема лабораторного макета для исследования параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис.14.

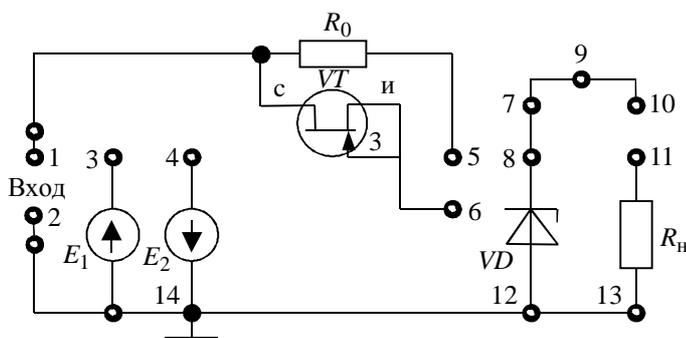


Рис. 14. Макетная схема параметрического стабилизатора

Источником входного напряжения является макет однополупериодного выпрямителя с емкостной нагрузкой. Для снятия ВАХ стабилитрона используются регулируемые источники постоянного напряжения E_1 и $-E_2$, смонтированные на лабораторном стенде. Резистор R_0 или полевой транзистор VT , используемый как генератор стабильного тока (ГСТ), задают режим работы стабилитрона VD .

Электрические параметры схемы: E_1 и $-E_2$: 0 - 15 В; $R_0 = 1,6$ кОм; VT - КП303; VD - КС147; $R_n = 4$ кОм.

Порядок выполнения работы

1. Снимите прямую ВАХ ППС и постройте ее.
2. Снимите обратную ВАХ ППС и постройте ее. Определите ориентировочно по характеристике $U_{ст}$, $I_{ст. min}$.
3. Снимите зависимости и постройте

$$U_{ст} = f(e_r); I_0 = f(e_r); U_0 = f(e_r).$$

Рассчитайте внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_{вн. ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_0}.$$

4. Снимите зависимость напряжения пульсации на входе и выходе стабилизатора:

$$U_{п вх} = f(e_r); \quad U_{п вых} = f(e_r).$$

5. Рассчитайте коэффициент стабилизации $K_{ст} = \frac{U_{п вх}}{U_{п вых}}$ и постройте зависимость

$$K_{ст} = f(U_0).$$

6. Повторите пп. 3, 4 при включении в цепь стабилизации ГСТ на полевом транзисторе.

7. Определите влияние R_n на параметры стабилизатора $U_{ст}$ и $K_{ст}$ ($e_r = 15$ В) при включении R_0 и ГСТ. Сравните полученные значения и рассчитайте коэффициент неустойчивости от воздействия нагрузки:

$$K_I = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_n}.$$

Методические указания по выполнению работы

1. Замкните гнезда 1 и 4 к гнездам 5(-) и 7(+), подключите миллиамперметр, а к гнездам 8 и 12 - универсальный вольтметр (постоянное напряжение). Изменяя E_2 от нуля до -15 В с помощью регулятора напряжения питания, снимите по точкам ВАХ ППС в прямом включении.

2. Замкните гнезда 1 и 3, измените полярность подключения миллиамперметра. Изменяя E_1 от нуля до 15 В с помощью регулятора напряжения, снимите по точкам ВАХ ППС в обратном включении.

3. Ко входу (гнезда 1 и 2) стабилизатора подключите выход выпрямителя, собранного по однополупериодной схеме с емкостной нагрузкой $C_\phi = C_2$ (см. задание 1).

Не меняя включения миллиамперметра и переключая вольтметр со входа на выход стабилизатора, изменяя напряжение генератора ГЗ-33, снимите зависимости и заполните форму табл.4.

4. Не меняя включение приборов, переключите универсальный вольтметр в режим переменного тока.

Форма табл.5

$e_{Г}$	10	12	14	16	18	20 В
$U_{вх Г}$						
$U_{ст Г}$						
$K_{ст}$						

Повторите п. 3. Снимите заданные зависимости и заполните форму табл.5.

5. Подключите миллиамперметр к гнездам 6(+) и 7(-), повторите пп. 3 и 4.

6. Не изменяя включение приборов (см. пп. 3 и 4), подключите миллиамперметр последовательно с $R_{н}$ (гнезда 10(+) и 11(-)).

Требования к отчету

Отчет должен содержать: принципиальную схему макета; результаты эксперимента, оформленные в виде таблиц; графики с прямой и обратной ветвями ВАХ стабилизатора; результаты расчетов.

Контрольные вопросы

1. Назначение ПСН.
2. Параметры ППС.
3. Параметры ПСН.
4. Схема ПСН.
5. Работа ПСН в условиях изменения входного напряжения.
6. Работа ПСН при изменении выходного тока (нагрузки).

Форма табл.4

$e_{Г}$	10	12	14	16	18	20 В
$U_{ст}$						
U_0						
I_0						

Литература

1. *Опадчий Ю.Ф., Глудкин В.П., Гуров А.Н.* Аналоговая и цифровая электроника. - М.: Телеком, 2003.

Лабораторная работа № 2

Исследование усилительного каскада с емкостной связью

Цель работы: ознакомление с характеристиками и параметрами резистивно-емкостного усилителя на биполярном транзисторе, включенном с общим эмиттером (ОЭ).

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: милливольтметр типа В3-38; осциллограф типа С1-65; генератор типа Г3-33; лабораторный макет.

Теоретические сведения

Усилителем называют устройство, предназначенное для повышения мощности выходного сигнала за счет использования энергии источника питания. Последний задает рабочий режим транзистора усилителя (рабочая точка (РТ)) и, следовательно, его эквивалентные усилительные параметры, прежде всего дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_{\text{э}} = \varphi_{\text{T}}/I_{\text{э}} = 25/I_{\text{э}} [\text{Ом}], \quad (1)$$

где $I_{\text{э}}$ - ток эмиттера, мА.

Структурная схема усилителя представлена на рис.1.

В случае усилителя с емкостной связью передачу сигнала от генератора ко входу, а также с выхода на нагрузку осуществляют через конденсаторы связи C_1 и C_2 , величину которых выбирают такой, чтобы их сопротивление для сигнала было мало.

Наиболее общей характеристикой усилителя является передаточная функция, которая при синусоидальном входном сигнале определяется соотношением

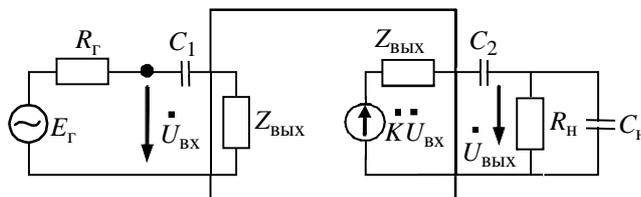


Рис.1. Упрощенная схема усилителя с емкостной связью

$$K(j\omega) = \dot{U}_{\text{ВЫХ}}/\dot{E}_{\text{Г}} = K(\omega) \cdot \exp(j\varphi(\omega)),$$

где $\dot{E}_{\text{Г}}$, $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ - комплексные амплитуды напряжений источника сигнала и выхода нагруженного усилителя; $K(\omega)$, $\varphi(\omega)$ - модуль и аргумент передаточной функции - амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики усилителя (АЧХ и ФЧХ).

Реальные усилители проектируются так, чтобы в некоторой области частот, называемой средними частотами, влиянием разделительных конденсаторов, зависимостью $Z_{\text{ВХ}}$, $Z_{\text{ВЫХ}}$, $Z_{\text{Н}}$ от частоты и инерционностью активных элементов можно было пренебречь.

Области, лежащие ниже и выше средних частот, называют соответственно областями нижних и верхних частот.

Для коэффициента усиления по напряжению в области средних частот справедливо выражение (схема ОЭ - инвертор напряжения)

$$K_0 = U_{\text{ВЫХ}}/E_{\text{Г}} \cong -\frac{\beta R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{К}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}}.$$

Считая $Z_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ}}$, $Z_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}$, $Z_{\text{Н}} = R_{\text{Н}}$, можно получить выражение для $K(j\omega)$ в области нижних частот:

$$K(j\omega) = \dot{U}_{\text{ВЫХ}}/\dot{E}_{\text{Г}} = K_0/(1 + 1/j\omega\tau_{\text{Н1}})(1 + 1/j\omega\tau_{\text{Н2}}),$$

где $\tau_{\text{Н1}} = (R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}})C_1$ и $\tau_{\text{Н2}} = (R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}})C_2$ - постоянные времени входной и выходной цепи в области нижних частот.

В теории усилителей показано, что результирующая постоянная времени в области нижних частот определяется как

$$(1/\tau_H) = \sum 1/\tau_{Hi} = \frac{1}{\tau_{H1}} + \frac{1}{\tau_{H2}}.$$

Коэффициент передачи в области нижних частот тогда имеет вид

$$K_H(j\omega) = K_0/(1 + 1/j\omega\tau_H).$$

Из этого выражения можно получить для АЧХ:

$$K_H(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1+1/(\omega\tau_H)^2}}. \quad (2)$$

В области верхних частот в общем случае необходимо учитывать инерционность активного элемента и комплексный характер $Z_{вх}$, $Z_{вых}$, Z_H , однако во многих практических случаях достаточно учесть комплексный характер Z_H . При этом выражение для коэффициента усиления будет иметь вид

$$K_B(j\omega) = K_0/(1 + j\omega\tau_B),$$

где $\tau_B = (R_H \parallel R_{вых})C_H$.

Отсюда для области верхних частот имеем:

$$K_B(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1+(\omega\tau_B)^2}}; \quad (3)$$

$$\varphi_B(\omega) = -\arctg \omega\tau_B.$$

На рис.2 представлен возможный вид АЧХ, где ω_H и ω_B - нижняя и верхняя граничные частоты. Они определяются как частоты, на которых коэффициент усиления уменьшается в заданное число раз по сравнению с усилением на средних частотах. Наиболее часто граничные частоты определяются как частоты, на которых коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз:

$$K_H = K_B = K_0/\sqrt{2} \approx 0,7 K_0.$$

Из выражений (2), (3) следует

$$\omega_H = 1/\tau_H, \quad \omega_B = 1/\tau_B.$$

Одной из характеристик усилителей является амплитудная характеристика - зависимость выходного сигнала от входного:

$$U_{вых} = f(E_{г}).$$

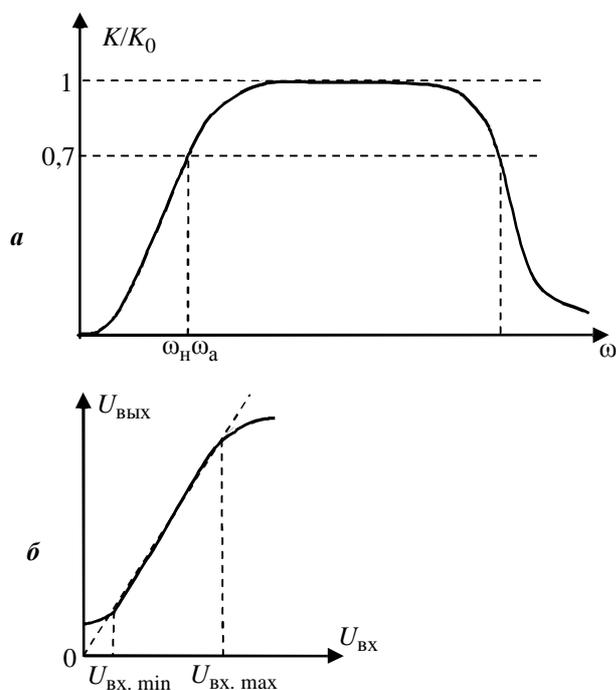


Рис.2. Амплитудно-частотная (а) и амплитудная (б) характеристики усилителя

Для идеального усилителя амплитудная характеристика должна быть линейной, но вследствие нелинейности вольт-амперных характеристик активных элементов и наличия шумов возникают отклонения от линейного закона. На рис.2,б показан возможный вид амплитудной характеристики. Количественная оценка искажения сигнала, вызванная нелинейностью амплитудной характеристики, проводится с помощью коэффициента нелинейных искажений или коэффициента гармоник:

$$K_{\Gamma} = (P_2 + P_3 + \dots + P_n) / P_1 = \sqrt{(U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2) / U_{1m}^2} = \sqrt{(I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + \dots + I_{nm}^2) / I_{1m}^2},$$

где P_i , I_{im} , U_{im} - соответственно мощность, амплитуда токов и напряжений i -й гармоники выходного сигнала.

В каждом конкретном случае допустима определенная величина нелинейных искажений, оцениваемая $K_{\Gamma, \text{доп}}$. Этой величине соответствуют максимально и минимально допустимые величины входного сигнала: $E_{\Gamma, \text{max}}$, $E_{\Gamma, \text{min}}$. Отношение максимально допустимой величины входного сигнала к минимально допустимой определяет динамический диапазон усилителя: $D = 20 \lg(E_{\Gamma, \text{max}}/E_{\Gamma, \text{min}})$.

На рис.3 приведена принципиальная электрическая схема резистивно-емкостного усилительного каскада, исследуемого в данной лабораторной работе. Здесь резисторы R_1 , R_2 , R_3 образуют схему эмиттерной стабилизации рабочей точки, конденсатор C_3 уменьшает отрицательную обратную связь по току в рабочем диапазоне частот.

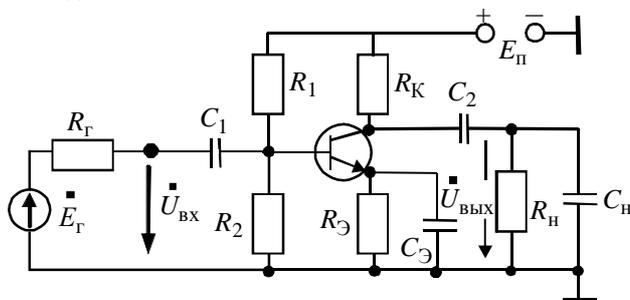


Рис.3. Принципиальная схема усилителя на биполярном транзисторе с ОЭ и эмиттерной стабилизацией

Соответствующая данной принципиальной схеме усилителя эквивалентная схема в области средних частот приведена на рис.4. На схеме транзистор представлен в виде T -образной эквивалентной схемы. В этом случае для входного сопротивления транзистора, определяемого как $r_{вх} = U_{вх}/I_{Б} = r_{Б} + r_{Э}(1 + \beta) \approx \beta r_{Э}$, где $\beta = I_{К}/I_{Б}$ - коэффициент усиления базового тока в схеме ОЭ, для входного сопротивления каскада получим

$$R_{вх} \approx R_{Б} \parallel \beta r_{Э}. \quad (4)$$

Для коэффициента усиления по напряжению в области средних частот (при $r_{КЭ} \gg R_{КН}$, $R_{КН} = R_{К} \parallel R_{Н}$) имеем:

$$\begin{aligned} K_0 = U_{вых}/E_{Г} &= -\beta I_{Б} R_{КН} / I_{вх} (R_{Г} + R_{вх}) = \\ &= -\beta R_{КН} / (1 + r_{вх}/R_{Б}) (R_{Г} + R_{вх}). \end{aligned} \quad (5)$$

Выходное сопротивление, как следует из рис.4, должно зависеть от величины $r_{КЭ}$. Поэтому найдем значение $R_{вых}$ обычным путем, задавая некоторый ток $I_{вых}$ при отключенной нагрузке $R_{Н}$ и $E_{Г} = 0$. Эквивалентная схема, соответствующая этому случаю, приведена на рис.5. Выходное напряжение $U_{вых}$, обусловленное током $I_{вых}$, будет равно:

$$U_{вых} = (I_{вых} + \beta I_{Б}) r_{КЭ} + I_{Б} (r_{Б} + R_{Б} \parallel R_{Г}). \quad (6)$$

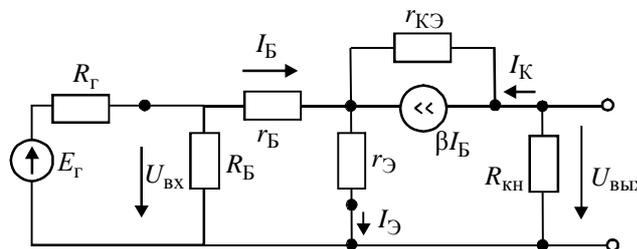


Рис.4. Эквивалентная схема усилителя в области средних частот

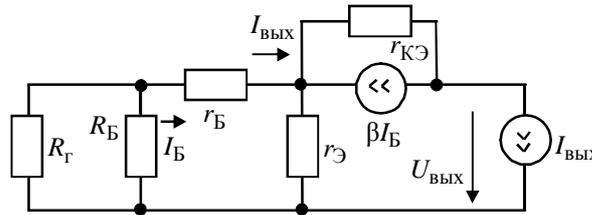


Рис.5. Эквивалентная схема усилителя для определения $R_{вых}$

В свою очередь, ток базы $I_{Б}$ будет определяться выражением

$$I_{Б} = I_{вых} (r_{Э} / (r_{Э} + r_{Б} + R_{Б} \parallel R_{Г})). \quad (7)$$

Подставляя (7) в (6), после некоторых преобразований получим:

$$r_{вых} = U_{вых} / I_{вых} = r_{КЭ} (1 + \beta \gamma_{Э}) + r_{Э} \parallel (r_{Б} + R_{Б} \parallel R_{Г}) \approx r_{КЭ} (1 + \beta \gamma_{Э}), \quad (8)$$

где $\gamma_{Э} = r_{Э} / (r_{Э} + r_{Б} + R_{Б} \parallel R_{Г})$.

Общее выходное сопротивление с учетом сопротивления в цепи коллектора $R_{К}$ имеет вид

$$R_{вых} = r_{вых} \parallel R_{К}. \quad (9)$$

Описание лабораторной установки

Схема лабораторного макета приведена на рис.6. С помощью расположенных на макете гнезд набора переключателей и проводников с однополюсными вилками осуществляется вся необходимая коммутация. В каскаде применено включение транзистора с эмиттерной стабилизацией рабочей точки.

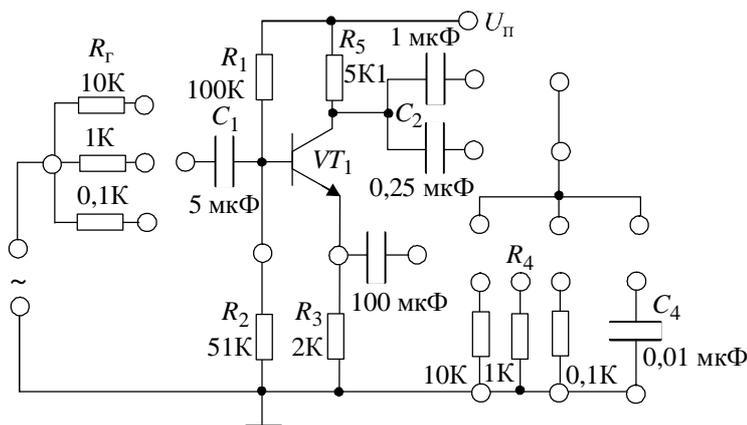


Рис.6. Схема макета

Предусмотрена возможность изменения следующих параметров схемы: внутреннего сопротивления генератора входного сигнала R_{Γ} , емкости связи с нагрузкой C_2 , величины нагрузки $R_{\text{н}}$ и $C_{\text{н}}$, а также регулировки напряжения питания $E_{\text{п}}$ и тока эмиттера в рабочей точке.

Питающее напряжение поступает на макет через разъем от стабилизатора, расположенного в стенде на рабочем столе.

Комплект приборов к работе состоит из звукового генератора, электронного милливольтметра переменного напряжения, осциллографа.

Порядок выполнения работы

1. Снимите амплитудную характеристику каскада $U_{\text{вых}} = f(E_{\Gamma})$ ($E_{\Gamma} < 0,1$ В, $f = 1000$ Гц) при $R_{\text{н}} = 1$ кОм, $R_{\Gamma} = 1$ кОм. С помощью осциллографа, подключенного к выходу каскада, визуально отметьте границу начала искажения сигнала. При помощи милливольтметра измерьте максимальную величину сигнала на входе $U_{\text{вх. макс}}$, соответствующую началу искажения формы сигнала на выходе.

2. Определите коэффициент усиления на средних частотах $K_0 = U_{\text{вых}}/E_{\Gamma}$ ($f = 1000$ Гц, $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх. макс}}$, $R_{\Gamma} = 1$ кОм, $R_{\text{н}} = 1$ кОм). Сравните с расчетом.

Увеличьте сопротивление нагрузки ($R_{\text{н}} = 10$ кОм), измерьте K_0 , сделайте выводы.

3. Определите входное сопротивление каскада $R_{\text{вх}}$, для чего проведите измерение напряжений E_{Γ} и $U_{\text{вх}}$ с помощью милливольтметра ($f \leq 1000$ Гц, $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх. макс}}$, $R_{\Gamma} = 1$ кОм, $R_{\text{н}} = 1$ кОм). Найдите входное сопротивление по формуле

$$R_{\text{вх}} = R_{\Gamma} / (E_{\Gamma} / U_{\text{вх}} - 1).$$

Сравните с расчетом.

4. Исследуйте влияние постоянной времени цепи связи на частотную характеристику каскада $U_{\text{вых}} = \varphi(f)$ в области нижних частот ($f \leq 1000$ Гц, $U_{\text{вх}} = \text{const} \leq U_{\text{вх. макс}}$):

а) снимите зависимость $U_{\text{вых}} = \varphi(f)$ ($R_{\Gamma} = 1$ кОм, $R_{\text{н}} = 1$ кОм, $C_2 = 0,25$ мкФ) (см. «Методические указания по выполнению работы»). Определите нижнюю граничную частоту каскада $f_{\text{н}}$ как частоту, на которой выходное напряжение уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, т.е. до уровня $0,7 U_{\text{вых}}(1000 \text{ Гц})$;

б) включите конденсатор C_2 емкостью 1 мкФ. Вновь измерьте выходное напряжение на частоте 1000 Гц. Отметьте практическое отсутствие влияния емкости конденсатора C_2 на усиление сигнала в области средних частот. Найдите новое значение нижней граничной частоты;

в) измените величину резистора нагрузки $R_{\text{н}} = 1$ кОм. Повторите измерения по предыдущему пункту. Сделайте выводы о влиянии на $f_{\text{н}}$ величин элементов связи.

5. Исследуйте влияние элементов каскада в области верхних частот ($f > 1000$ Гц):

а) снимите зависимость $U_{\text{вых}} = \varphi(f)$ ($R_{\Gamma} = 1$ кОм, $R_{\text{н}} = 1$ кОм, $C_2 = 1$ мкФ). Определите верхнюю граничную частоту $f_{\text{в}}$ (на уровне 0,7);

б) исследуйте влияние R_{Γ} в области верхних частот. Включите $R_{\Gamma} = 10$ кОм. Найдите $f_{\text{в}}$;

в) исследуйте влияние $R_{\text{н}}$. Включите $R_{\text{н}} = 10$ кОм. Найдите $f_{\text{в}}$;

г) исследуйте влияние емкости нагрузки. Включите $C_{\text{н}} = 0,01$ мкФ. Найдите $f_{\text{в}}$;

д) убедитесь, что в области верхних частот конденсаторы связи практически не оказывают влияния на коэффициент усиления каскада, для чего, переключая конденсаторы C_2 , запишите показания вольтметра на выходе каскада.

6. Представьте снятые в пп. 4а, 5а зависимости в виде единого графика. Масштаб по оси частоты возьмите логарифмическим.

Методические указания по выполнению работы

Соберите на макете схему (см. рис.3). Установите напряжение $E_{п} = 10$ В. Вольтметром постоянного напряжения измерьте $U_{Б}$, $U_{Э}$, $U_{К}$. Рассчитайте ток эмиттера в рабочей точке $I_{Э} = U_{Э}/R_{Э}$, определите $U_{БЭ}$, $U_{КЭ}$. Рассчитайте входное сопротивление (1) и коэффициент усиления (5) каскада.

При снятии характеристик переключатель внутреннего сопротивления звукового генератора должен находиться в положении «600 Ом» или «АТТ». Внутренняя нагрузка должна быть включена. При измерениях частотных характеристик каскада на верхних частотах входной кабель осциллографа необходимо отключать от выходных гнезд макета, в противном случае результаты будут искажены влиянием значительной емкости кабеля осциллографа. Частотные характеристики снимают по 8 - 10 отсчетам в пределах изменения частоты генератора, пока выходное напряжение каскада не уменьшится в 1,5 - 2 раза. Рекомендуемые значения частоты (удобны для построения логарифмического масштаба по оси частоты): 20; 30; 50; 100×10^n Гц.

Требования к отчету

Отчет должен содержать: принципиальную схему макета; результаты эксперимента, представленные в виде таблиц и графиков.

Контрольные вопросы

1. Какие существуют виды межкаскадных связей?
2. Нарисуйте амплитудную характеристику реального усилительного каскада.
3. Какие причины вызывают нестабильность рабочей точки транзисторного каскада?
4. Чем отличаются рабочие точки каскада в режимах А, В, АВ?
5. Как зависит коэффициент усиления каскада от величины нагрузки? От величины рабочего тока каскада?
6. Начертите принципиальную схему транзисторного каскада с резистивно-емкостной связью.
7. Начертите эквивалентную схему RC -каскада на транзисторе.
8. Какие элементы схемы и параметры транзистора определяют частотную характеристику каскада на низких и на верхних частотах?
9. Как влияет изменение внутреннего сопротивления генератора сигнала на частотную характеристику усилительного каскада?
10. Как определить нижнюю и верхнюю граничные частоты усилителя?

Лабораторная работа № 3

Исследование дифференциального усилительного каскада

Цель работы: исследование характеристик и расчет параметров дифференциального усилительного каскада на биполярных транзисторах.

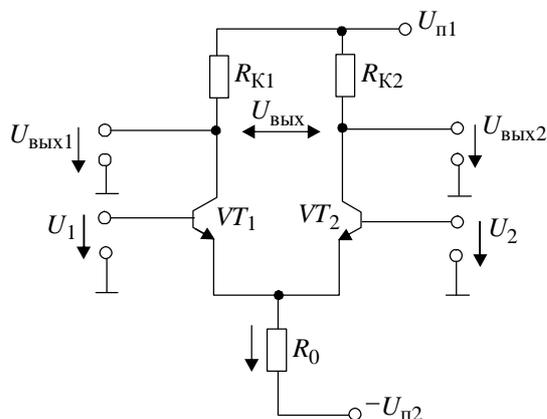


Рис.2. Схема дифференциального усилителя

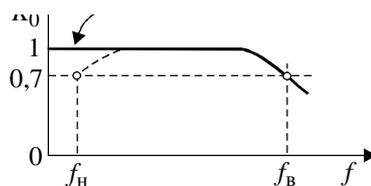


Рис.1. Амплитудно-частотные характеристики УПТ и RC-каскада

Теоретические сведения

В настоящее время операционные и измерительные усилители, стабилизаторы напряжения, перемножители сигналов и другие аналоговые преобразовательные устройства широко используют дифференциальные каскады - усилители постоянного тока (УПТ).

В отличие от усилителей с емкостной связью амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) УПТ не имеет спада на низких частотах (рис.1). В области высоких частот АЧХ обоих усилителей не имеет отличий.

Как и в RC-каскаде, основными параметрами УПТ являются коэффициент усиления напряжения входного сигнала, входное и выходное сопротивление, диапазон изменения входного и выходного напряжения (динамический диапазон), граничные частоты. Однако из-за отсутствия спада усиления на нижних частотах вплоть до нулевой частоты появляется паразитный дрейф нулевого уровня выходного напряжения. Причиной дрейфа нуля в УПТ являются медленные изменения напряжения источников питания, изменения во времени и от температуры параметров транзисторов и резисторов в схеме усилителя. Наибольшую нестабильность вносят: температурный коэффициент напряжения база - эмиттер (≈ -2 мВ/К) и коэффициента передачи тока базы $\beta = h_{21Э}$.

Радикальное средство уменьшения дрейфа нуля - использование балансных мостовых схем. На рис.2 приведена простая схема параллельно-балансного усилительного каскада постоянного тока, называемого дифференциальным каскадом.

Включенные в цепи коллекторов резисторы R_{K1} и R_{K2} и внутренние сопротивления транзисторов образуют четыре плеча моста. Выходное напряжение между коллекторами транзисторов $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}$ оказывается включенным в одной диагонали моста, в другой диагонали которого находятся источники питания $U_{п1}$ и I_0 , задающие рабочие точки каскада. В статике входные сигналы $U_1 = U_2 = 0$. В силу идентичности (в идеале) элементов схемы эмиттерные токи транзисторов равны $I_{Э1} = I_{Э2} = I_0/2$, равны также коллекторные и базовые токи $I_K = \alpha I_Э$, $I_B = (1 - \alpha)I_Э$ и напряжения на выходах $U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}} = U_{п1} - I_K R_K$, следовательно, $U_{\text{вых}} = 0$, что и означает баланс моста. Предполагая, что входящие в состав моста элементы имеют согласованные температурные и временные характеристики (достигаются интегральным исполнением), получаем дрейф нуля такой схемы очень малым при изменении температуры, питания и течения срока службы. Более того, изменения входного напряжения, если они одинаковы по величине и фазе ($U_1 = U_2$),

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: лабораторный стенд; генератор типа ГЗ-33; осциллограф С1-65; милливольтметр ВЗ-38 (или прибор комбинированный цифровой Щ4300).

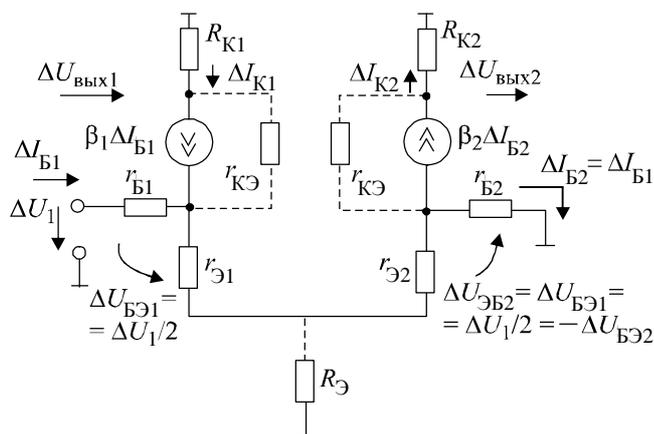


Рис.3. Эквивалентная схема дифференциального усилителя (в области средних частот)

тоже не проявляются на выходе, так как не нарушают баланс моста. Все эти воздействия называются синфазными сигналами.

Баланс мостового каскада нарушается только при подаче разностного (дифференциального) сигнала $U_d = U_1 - U_2 \neq 0$. Таким образом, входной сигнал

$$U_d = U_1 - U_2 \quad (1)$$

называют дифференциальным, а входной сигнал

$$U_c = \frac{U_1 + U_2}{2} \quad (2)$$

синфазным, откуда

$$U_1 = \frac{U_d}{2} + U_c; \quad U_2 = U_c - \frac{U_d}{2}. \quad (3)$$

Например, если сигнал U_1 подать только на первый вход, а $U_2 = 0$, то $U_d = U_1$, $U_c = U_1/2$.

В пределах линейного участка амплитудной характеристики каскада можно полагать, что если сумма эмиттерных токов строго постоянна ($I_0 = I_{Э1} + I_{Э2} = \text{const}$), то вызванные дифференциальным сигналом изменения токов эмиттеров, коллекторов и баз транзисторов равны по величине, но противоположны по знаку: $\Delta I_{Э1} = -\Delta I_{Э2}$, $\Delta I_{К1} = -\Delta I_{К2}$, $\Delta I_{Б1} = -\Delta I_{Б2}$. Это отражено эквивалентной схемой, показанной на рис.3.

Сопротивлением $R_Э$ и внутренним сопротивлением транзисторов $r_{КЭ} = r_{К/(1 + \beta)}$ пренебрегаем в силу $R_Э \gg r_э$, $r_{КЭ} \gg R_К$. Рассмотрим для простоты частный случай: $U_d = U_1$ ($U_2 = 0$).

Выходной сигнал U_1 распределяется между входными цепями первого и второго транзисторов: $U_1 = U_{БЭ1} + U_{БЭ2}$. Считая транзисторы идентичными, получаем $U_{БЭ1} = -U_{БЭ2} = U_1/2$. Поскольку в соответствии с эквивалентной схемой транзистора

$$U_{БЭ} = I_B r_B + I_Э r_э = I_B (r_B + r_э(1 + \beta)),$$

находим входное дифференциальное сопротивление:

$$r_{вх.д} = \Delta U_d / \Delta I_{вх} = u_1 / I_{Б1} = 2u_{БЭ} / i_B = 2(r_B + r_э(1 + \beta)) \approx 2\beta r_э, \quad (4)$$

где $r_э = \varphi_r / I_э = 2\varphi_r / I_0$, $\varphi_r = kT/q = 25$ мВ ($T = 300$ К).

Коэффициент усиления дифференциального сигнала по первому и второму выходам определяется как

$$k_{д1} = \frac{U_{ВЫХ1}}{U_d} = \frac{-\Delta I_{К1} R_{К1}}{\Delta I_{Б1} r_{вх.д}} = \frac{-I_{К1} R_{К1}}{I_{Б1} 2\beta r_э} = -\frac{R_{К1}}{2r_э}; \quad (5)$$

$$k_{д2} \approx \frac{R_{К2}}{2r_э}. \quad (5a)$$

Полный коэффициент усиления дифференциального сигнала между коллекторами транзисторов равен

$$k_d = \frac{U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2}}{U_d} \approx k_{д1} - k_{д2} = -\frac{R_К}{r_э}; \quad (R_{К1} = R_{К2} = R_К). \quad (5b)$$

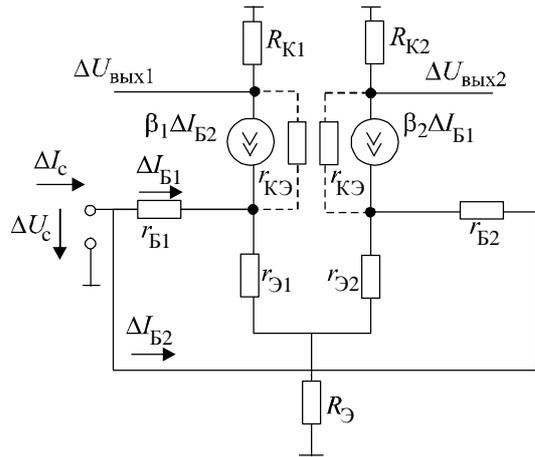
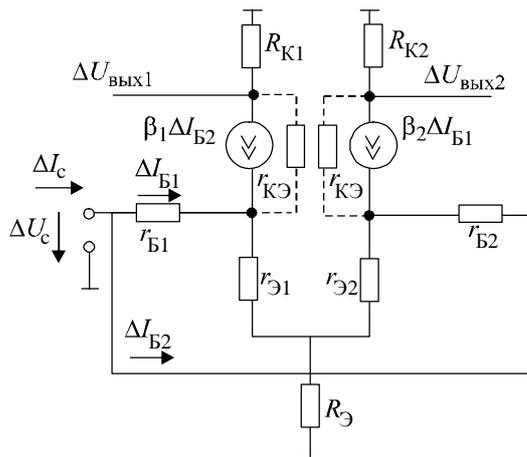


Рис.4. Эквивалентная схема дифференциального усилителя для синфазного сигнала

Эквивалентная схема для анализа синфазных параметров представлена на рис.4.

Для синфазного входного сопротивления

$$r_{\text{вх. с}} = \frac{\Delta U_{\text{вх. с}}}{\Delta I_{\text{вх. с}}};$$



$$r_{\text{вх. с}} = \frac{U_{\text{с}}}{I_{\text{с}}} = \frac{U_{\text{с}}}{2I_{\text{Б}}} = \frac{U_{\text{Б}}(r_{\text{Б}} + r_{\text{Э}}(1 + \beta)) + 2I_{\text{Э}}(1 + \beta)R_{\text{Э}}}{2I_{\text{Б}}} \approx \beta R_{\text{Э}}, \quad (6)$$

для синфазных коэффициентов передачи напряжения

$$k_{\text{с1}} = k_{\text{с2}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ1}}}{\Delta U_{\text{с}}} = -\frac{\beta I_{\text{Б}} R_{\text{К}}}{2\beta r_0 I_{\text{Б}}} = -\frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Э}}}; \quad (7)$$

$$k = \frac{U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}}}{U_{\text{с}}} = k_{\text{с1}} - k_{\text{с2}} \approx 0.$$

Из соотношения (7) следует, что снизить коэффициенты передачи синфазных сигналов можно путем увеличения $R_{\text{Э}}$. Однако при увеличении резистора $R_{\text{Э}}$ потребуется более высоковольтный источник $|U_{\text{п2}}| = I_0 R_{\text{Э}} + U_{\text{ЭБ}}$.

Избежать повышения напряжения питания возможно, если использовать вместо резистора $R_{\text{Э}}$ транзисторный генератор стабильного тока (ГСТ), например типа токового зеркала $VT_0 - VT_3 - R_1 - U_{\text{п2}}$ (рис.5).

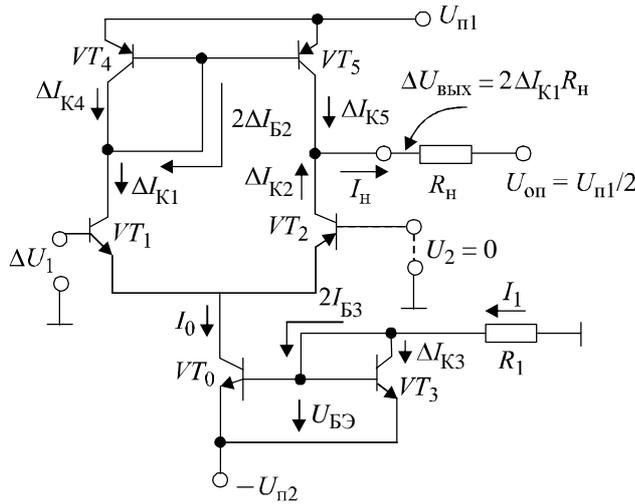


Рис.5. Схема дифференциального усилителя с ГСТ в цепи эмиттеров и динамической нагрузкой

Источник $U_{п2}$ и резистор R_1 задают через включенный диодом транзистор VT_3 ток $I_1 \approx |U_{п2} - U_{БЭ}|/R_1$. Эмиттерные переходы транзисторов включены параллельно ($U_{БЭ0} = U_{БЭ3}$), следовательно, токи эмиттеров (баз, коллекторов) в согласованных транзисторах должны быть равны $I_0 = I_{к3} = I_1 - 2I_{Б3} \approx I_1$.

Роль резистора R_0 играет теперь цепь коллектор - эмиттер транзистора VT_0 , работающего с заданным током коллектора $I_{к} \approx I_1$ с выходным сопротивлением $r_0 = dU_{КЭ}/dI_{к}$, $r_{кЭ} > r_0 > r_{к}$, где $r_{к}$ - сопротивление коллекторного перехода в схеме ОБ, $r_{кЭ} = r_{к}/(1 + \beta)$ - выходное сопротивление в схеме ОЭ. Величина r_0 много больше сопротивления транзистора по постоянному току $R_0 = U_{КЭ}/I_0$, благодаря чему значительно повышается подавление синфазных сигналов (в выражении (7) вместо $R_Э$ следует использовать r_0).

Токовое зеркало может быть применено в качестве активной (динамической) нагрузки вместо резисторов $R_{к}$ в коллекторной цепи дифференциального каскада ($p - n - p$ -транзисторы VT_4, VT_5 (см. рис.5)). Такое решение позволяет существенно повысить дифференциальный коэффициент усиления (5), особенно при высокоомной внешней нагрузке $R_{н}$. Считая схему сбалансированной, в статике $U_1 = U_2 = 0$ в силу симметрии дифкаскада:

$$I_{к1} \approx I_{к2}, I_{к4} \approx I_{к1}, I_{к5} \approx I_{к4}$$

(токовое зеркало VT_4, VT_5). Тогда для выходного узла

$$I_{к5} - I_{к2} - I_{н} = 0, \quad (8)$$

откуда $I_{н} \approx 0$. Таким образом, в сопротивлении нагрузки $R_{н}$ в статике нет постоянной составляющей тока, поэтому величина $R_{н}$ не ограничена сверху напряжением питания $U_{п1}$. Это ограничение характерно для схемы, приведенной на рис.2, где резисторы не могут превышать

$$R_{к} = \frac{U_{п1} - U_{КБ}}{0,5I_0},$$

что ограничивает и $k_{д}$ в (5).

В схеме с динамической нагрузкой (см. рис.5) при подаче входного сигнала $U_1 > 0$ токи получают приращения $\Delta I_{к5} \approx \Delta I_{к4} \approx \Delta I_{к1}$, $\Delta I_{к2} \approx -\Delta I_{к1}$, и из (8) следует $\Delta I_{н} \approx 2\Delta I_{к1}$, т.е. в токе нагрузки суммируется эффект работы обоих транзисторов дифференциальной пары VT_1, VT_2 за счет активной нагрузки - зеркала VT_4, VT_5 .

Дифференциальный коэффициент усиления равен

$$k_{д} = \frac{\Delta U_{н}}{\Delta U_{д}} \approx \frac{2\Delta I_{к1}R_{н}}{\Delta I_{Б} 2\beta r_{Э}} = \frac{R_{н}}{r_{Э}}. \quad (9)$$

При сопротивлениях нагрузки $R_{н}$, сравнимых с $r_{кЭ}$ транзисторов VT_2, VT_5 (сотни килоом), в формуле (9) параллельно $R_{н}$ следует включить $r_{кЭ2}$ и $r_{кЭ5}$. При реально достижимой величине $R_{н}$ в несколько десятков килоом коэффициент $k_{д}$ может достигать нескольких тысяч на каскад.

В то же время каскад с использованием ГСТ как в эмиттерной, так и в коллекторной цепях дифференциальной пары обладает повышенным подавлением синфазных сигналов. Для этих сигналов $\Delta I_{к1} = \Delta I_{к2}, \Delta I_{к5} = \Delta I_{к4} = \Delta I_{к1} - 2\Delta I_{Б}$, что при подстановке в (8) дает $\Delta I_{н} = -2\Delta I_{Б}$.

Тогда синфазный коэффициент передачи

$$k_c = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_c} \approx \frac{-2\Delta I_B R_H}{2\Delta I_B \beta r_0} = -\frac{R_H}{\beta r_0} \quad (10)$$

уменьшается в $\beta/2$ раз по сравнению с приведенным в (7), а коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) достигает предельной величины:

$$\text{КОСС} = \left| \frac{k_d}{k_c} \right| = \frac{\beta r_0}{r_Э} \geq \frac{r_K}{r_Э}.$$

Для типового интегрального транзистора при токе $I_Э = 0,03$ мА $r_Э = 1000$ Ом, $r_K = 10^7$ Ом $\text{КОСС} \geq 10^4 = 80$ дБ. Такие каскады используются в качестве входных каскадов операционных усилителей.

Большим достоинством дифференциального каскада является существенно бóльшая линейность коэффициента усиления, другими словами, меньшие нелинейные искажения, чем в обычном каскаде с общим эмиттером. Это объясняется тем, что в схеме с ОЭ действует экспоненциальный закон преобразования входного напряжения в выходной ток $i_K = \alpha I_Э = \alpha I_{Э0} \exp(U_{вх}/m\phi_T)$:

$$\exp x = 1 + x + x^2/2 + x^3/6 + \dots,$$

в то время как в дифференциальном каскаде преобразование входного дифференциального сигнала в выходной ток соответствует разности двух экспонент, что приводит к функции гиперболического тангенса:

$$I_{K1} = \frac{\alpha I_0}{2} \left(1 + \text{th} \frac{u_d}{2m\phi_T} \right);$$

$$I_{K2} = \frac{\alpha I_0}{2} \left(1 - \text{th} \frac{u_d}{2m\phi_T} \right);$$

$$\text{th}(x) = x - \frac{x^3}{3} + \dots$$

В разложении $\text{th}(x)$ в ряд отсутствуют четные составляющие, а значит четные гармоники сигналов выхода каскада. Расчеты и эксперимент показывают, что при заданной нелинейности порядка $k_r = 1\%$ схема с ОЭ допускает амплитуду входных сигналов около 1 мВ, допустимый входной сигнал для дифкаскада при тех же условиях может быть больше в 20 раз, следовательно, во столько же раз повышается амплитуда выходного сигнала.

Таким образом, дифференциальный усилительный каскад:

- является усилителем постоянного тока;
- не содержит конденсаторов (что важно для интегрального исполнения);
- обладает высоким коэффициентом усиления для дифференциальных сигналов ($k_d \gg 1$);
- имеет низкий коэффициент передачи ($k_c \ll 1$) синфазных сигналов, подавляет синфазные помехи;
- обладает высокой линейностью передачи (малыми нелинейными искажениями), расширенным на порядок динамическим диапазоном сигналов;
- в интегральном исполнении позволяет получить высокий коэффициент усиления на каскад, легко каскадируется в многокаскадных усилителях;
- при больших входных сигналах ($U_{вх} > (2 - 3)\phi_T$) является двусторонним ограничителем, причем без вхождения транзисторов в режим насыщения. Это свойство дифкаскада используется в быстродействующих логических переключающих схемах (ЭСЛ-элементы: эмиттерно-связанная логика, токовые ключи).

Описание лабораторной установки

Схема лабораторной установки приведена на рис.6. Дифференциальный каскад образует пара транзисторов VT_1, VT_2 и коллекторные резисторы R_{K1}, R_{K2} . Входные сигналы от генератора могут быть подключены дифференциально либо синфазно с помощью коммутации входных клемм перемычками. К выходным клеммам $U_{вх1}, U_{вх2}$ подключаются вольтметр и/или осциллограф. Симметричная нагрузка может быть подключена между выходами с помощью тумблера SB_1 . Ток в эмиттерной цепи дифпары может быть задан либо с помощью источника $U_{п2}$ и резистора $R_Э$, либо генератора тока, собранного на транзисторе VT_3 , диодах VD_1, VD_2 и резисторах R_1 и $R_Э'$.

Резисторы R_{r1} и R_{r2} используются при измерении входного сопротивления усилителя, резисторы R_H - выходного сопротивления и коэффициента усиления по напряжению.

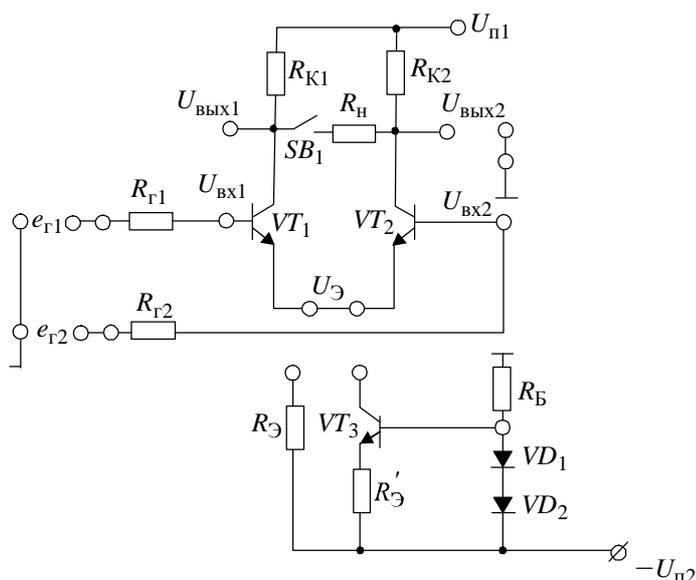


Рис.6. Схема макета

Порядок выполнения работы

1. Измерьте токи I_0 , I_{K1} , I_{K2} и напряжения $U_{Э}$, U_{K1} , U_{K2} , определяющие рабочие точки транзисторов дифференциального каскада.

По результатам измерений рассчитайте разбаланс токов каскада:

$$\delta I_K = 2 \frac{|I_{K1} - I_{K2}|}{I_{K1} + I_{K2}}$$

и напряжение сдвига нуля на выходе

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}0} = U_{K1} - U_{K2}.$$

2. Исследуйте амплитудную характеристику каскада на частоте $f_0 = 1$ кГц:

$$U_{\text{ВЫХ}1} = F(U_{\text{ВХ}1}).$$

Полученные результаты оформите в виде таблицы и постройте график. Отметьте максимальное неискаженное напряжение $U_{\text{ВЫХ}1 \text{ макс}}$ (примите $U_{\text{ВХ}1} = e_{Г1}$; $U_{\text{ВХ}2} = 0$).

Рассчитайте коэффициент усиления напряжения $k_{д1} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}1}}$, убедитесь, что

$$U_{Э} = \frac{U_{\text{ВХ}1}}{2} (U_{\text{ВХ}1} \leq 20 \text{ мВ}).$$

3. Исследуйте зависимость $k_{д1}$ от тока I_0 : $k_{д1} = F_2(I_0)$. Данные оформите в виде таблицы и графика.

4. Исследуйте влияние нагрузки на $k_{д1}$ и максимальное неискаженное напряжение выхода $U_{\text{ВЫХ}1 \text{ макс}}$.

5. По формуле $k_{д1} = F_3(f)$ получите данные для таблицы и графика АЧХ каскада.

6. Измерьте входное сопротивление каскада для дифференциального сигнала $R_{\text{ВХ, д1}}$.

7. Исследуйте зависимость коэффициента передачи синфазного сигнала от напряжения синфазного сигнала: $k_c = F_4(U_c)$ для каскада с $R_{Э}$. Результаты оформите в виде таблицы и графика. Частота входного сигнала 1 кГц.

8. Повторите п. 7 при $k_c = F_5(U_c)$ для каскада с ГСТ в эмиттерной цепи (VT_1 , VT_2 , VT_3). Данные представьте в виде таблицы и графика.

9. Используя данные п. 8 для $U_c = 1$ В, рассчитайте выходное сопротивление r_0 ГСТ на транзисторе VT_3 .

10. Используя данные пп. 2, 7, 8, рассчитайте величины коэффициента ослабления синфазного сигнала КОСС = $k_{д1}/k_c$ для дифкаскада в двух случаях:

- каскад с $R_{Э}$;
- каскад с ГСТ.

Методические указания по выполнению работы

Напряжения $U_{\text{Э}}, U_{\text{К1}}, U_{\text{К2}}$ измеряются стендовым электронным вольтметром при $U_{\text{п1}} = 15 \text{ В}$ $U_{\text{п2}} = -12 \text{ В}$. Токи находятся из соотношений

$$I_{\text{К1}} = \frac{U_{\text{п1}} - U_{\text{К1}}}{R_{\text{К1}}};$$

$$I_{\text{К2}} = \frac{U_{\text{п1}} - U_{\text{К2}}}{R_{\text{К2}}};$$

$$I_0 = \frac{|U_{\text{Э}} - U_{\text{п2}}|}{R_{\text{Э}}} \approx I_{\text{К1}} + I_{\text{К2}}.$$

Резисторы $R_{\text{Э}} = R_{\text{К1}} = R_{\text{К2}} = 5,6 \text{ кОм}$.

Напряжения на входе и выходе измеряются вольтметром переменного тока (ВЗ-38). Значение $k_{\text{д1}}$ определяется при $U_{\text{вх1}} = 10 \text{ мВ}$, $f = 1 \text{ кГц}$ (генератор ГЗ-36). $U_{\text{вых1 max}}$ необходимо контролировать осциллографом по началу искажений сигнала. Принять $U_{\text{вх1}}$ равным 3; 10; 30; 100; 300 мВ.

Ток эмиттеров определяется соотношением $I_0 = \frac{U_{\text{Э}} - U_{\text{п2}}}{R_{\text{Э}}}$. Принять $U_{\text{п2}}$ равным -12; -10; -8; -6; -4 В;

$U_{\text{вх1}} = 10 \text{ мВ}$.

Установите $U_{\text{п2}} = -12 \text{ В}$. Тумблером SB_1 подключите симметричную нагрузку $R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$. В пересчете на каждый из несимметричных выходов величина нагрузки равна $R_{\text{н1}} = R_{\text{н2}} = 0,5 R_{\text{н}}$.

Принять $U_{\text{вх1}} = e_{\text{г}} = 10 \text{ мВ}$; $R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$; $U_{\text{вх2}} = 0$; частоту f принять равной 20; 50; 100; 200 Гц; 2; 20; 50; 100; 200 кГц.

Принять $e_{\text{г1}} = e_{\text{г}} = 10 \text{ мВ}$; $R_{\text{г1}} = 1 \text{ кОм}$; $f = 1 \text{ кГц}$; $U_{\text{вх2}} = 0$. Измерьте $U_{\text{вх1}}$. Рассчитайте

$$r_{\text{вх. д1}} = R_{\text{г1}} / \left(\frac{e_{\text{г1}}}{U_{\text{вх1}}} - 1 \right).$$

Принять $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = U_{\text{с}}$ равным 0,1; 0,3; 1,0; 3,0 В; $f = 1 \text{ кГц}$. Измерьте $U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}} = U_{\text{вых с}}$. Найдите $k_{\text{с}} = U_{\text{вых с}} / U_{\text{с}}$.

Для п. 9 надо учесть, что из соотношения (7) следует $r_0 = R_{\text{К1}} / 2 k_{\text{с}}$, значения $k_{\text{с}}$ возьмите из расчета п. 8.

Контрольные вопросы

1. Начертите схему дифференциального каскада. Объясните назначение элементов схемы и особенности ее работы.
2. Начертите АЧХ дифференциального каскада. Объясните, что такое дрейф нуля УПТ.
3. Начертите эквивалентную схему дифференциального каскада для дифференциального сигнала, получите выражения для $R_{\text{вх. д}}$ и $k_{\text{д}}$.
4. Начертите эквивалентную схему дифференциального каскада для синфазного сигнала. Получите выражения для $R_{\text{вх. с}}$ и $k_{\text{с}}$.
5. Объясните, какие параметры дифференциального каскада и почему могут быть улучшены при замене $R_{\text{Э}}$ и $R_{\text{К}}$ на ГСТ.
6. Как изменится форма $U_{\text{вых}}$ при воздействии на дифференциальный вход синусоидального напряжения:
 - а) $U_{\text{вх. д}} < 10 \text{ мВ}$,
 - б) $U_{\text{вх. д}} > 30 \text{ мВ}$?
7. Каким образом влияние $\Delta U_{\text{п1}}$, $\Delta U_{\text{п2}}$, ΔT и старение элементов в схеме дифференциального каскада сводится в эквиваленте к воздействию «синфазных» сигналов?
8. Как влияет в дифференциальном каскаде изменение тока эмиттеров I_0 на $k_{\text{д}}$?
9. Начертите схему простейшего ГСТ типа «токовое зеркало» и поясните его работу.
10. Чему равна синфазная составляющая сигнала дифференциального каскада при подаче сигнала на один вход (на втором входе - нуль)?

Лабораторная работа № 4

Исследование усилительного каскада с отрицательной обратной связью

Цель работы: изучение видов отрицательной обратной связи и исследование ее влияния на характеристики усилителя.

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: лабораторный стенд; генератор ГЗ-33; Г6-46; осциллограф С1-65; С1-151; милливольтметр ВЗ-38.

Теоретические сведения

Обратной связью (ОС) называется передача части мощности с выхода усилителя или промежуточного звена во входную цепь усилителя. Структурная схема усилителя с ОС показана на рис.1.

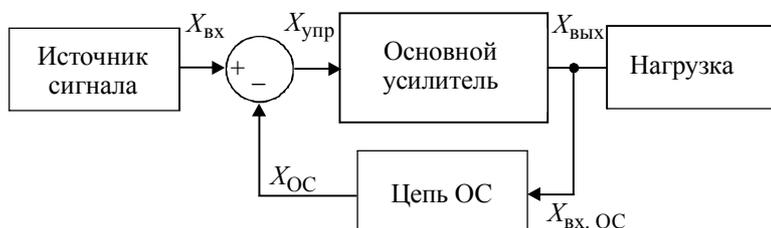


Рис.1. Структурная схема усилителя с обратной связью



С выхода усилителя часть мощности подается на вход цепи ОС, которая, как правило, представляет собой пассивный четырехполюсник. На входе усилителя из входного сигнала $X_{вх}$ вычитается сигнал обратной связи $X_{ОС}$. Полученная разность $X_{упр}$ (управляющий сигнал) является входным сигналом для основного усилителя.

Введение ОС изменяет характеристики усилителя. В зависимости от того, увеличивается или уменьшается при введении ОС величина коэффициента передачи усилителя, различают положительную и отрицательную ОС.

Наиболее важными свойствами отрицательной ОС, обуславливающими ее широкое применение, являются:

- стабилизация коэффициента передачи усилителя при изменении параметров усилительных элементов, нагрузки и условий работы (температуры окружающей среды, влажности и т.д.);
- возможность получения усилителя с заданными входным и выходным сопротивлениями;
- уменьшение нелинейных и частотных искажений усилителя.

В зависимости от способа получения сигнала на входе цепи ОС различают обратную связь по напряжению (сигнал ОС пропорционален выходному напряжению (рис.2)) и обратную связь по току (сигнал ОС пропорционален выходному току - току в нагрузке (рис.3)).

В зависимости от способа введения сигнала ОС во входную цепь усилителя различают параллельную (рис.4) и последовательную (рис.5) обратные связи. В первом случае во входной цепи суммируются токи ($I_{упр} = I_{вх} - I_{ОС}$), во втором - напряжения ($U_{упр} = U_{вх} - U_{ОС}$).

Указанные классификационные признаки являются независимыми. Следовательно, в зависимости от способа получения входного сигнала $X_{вх.ОС}$ цепи и способа подачи выходного сигнала $X_{ОС}$ цепи ОС во входную цепь усилителя возможны следующие четыре комбинации видов ОС:

- 1) по напряжению последовательная;
- 2) по напряжению параллельная;
- 3) по току последовательная;
- 4) по току параллельная.

При проектировании усилителей иногда используются комбинированные отрицательные обратные связи (ООС), в которых сигнал ОС пропорционален току и напряжению на выходе.

ООС является мощным средством управления свойствами усилительных устройств, позволяет формировать требуемые частотные характеристики, трансформировать сопротивления, подавлять шумы и нелинейные искажения.



Рис.2. Обратная связь по напряжению

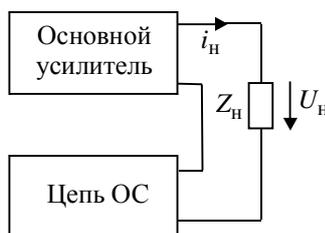


Рис.3. Обратная связь по току

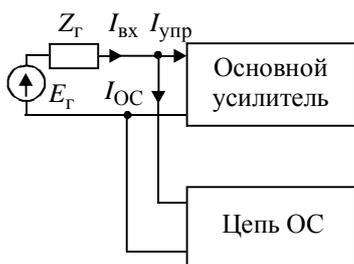


Рис.4. Параллельная обратная связь

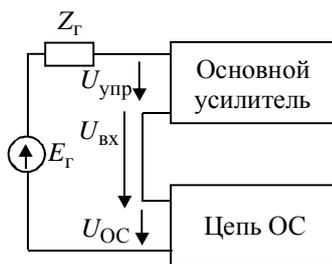


Рис.5. Последовательная обратная связь

Полную оценку влияния введения ООС на параметры усилителя можно получить только в результате анализа его принципиальной схемы. Однако некоторые общие закономерности воздействия ООС на параметры усилителя могут быть выявлены по структурной схеме (см. рис.1).

Для анализируемой схемы связь между входным $X_{вх}$ и выходным $X_{вых}$ сигналами задается уравнением

$$X_{вых} = X_{упр} \cdot K = (X_{вх} - X_{вых} \beta) \cdot K,$$

где $K = X_{вых} / X_{упр}$ - комплексный коэффициент усиления основного усилителя; $\beta = X_{ОС} / X_{вх.ОС}$ - коэффициент передачи цепи обратной связи.

Из уравнения следует выражение для коэффициента усиления

$$K_{ОС} = X_{вых} / X_{вх} = \frac{K}{1 + \beta K}. \quad (1)$$

Если $|1 + \beta K| > 1$, то $|K_{ОС}| < |K|$, т.е. введение ООС уменьшает коэффициент усиления.

Представляет большой практический интерес расчет относительного изменения ($\delta K_{ОС} = \Delta K_{ОС} / K_{ОС}$) коэффициента $K_{ОС}$, вызванного нестабильностью ($\delta K = \Delta K / K$) коэффициента усиления K основного усилителя и нестабильностью ($\delta \beta = \Delta \beta / \beta$) коэффициента передачи β цепи обратной связи. Величины K и β могут изменяться, например, от воздействия окружающей среды, отклонения напряжения питания, старения элементов и т.д.

Вычисление абсолютного отклонения $\Delta K_{ОС}$ коэффициента $K_{ОС}$ приводит к следующему результату:

$$\Delta K_{OC} \approx \frac{1}{(1 + \beta K)^2} \Delta k - \frac{K^2}{(1 + \beta K)^2} \Delta \beta.$$

Откуда

$$\delta K_{OC} = \frac{\Delta K_{OC}}{K_{OC}} \approx \frac{1}{1 + \beta K} \delta K - \frac{\beta K}{1 + \beta K} \delta \beta. \quad (2)$$

Таким образом, при введении ООС относительная нестабильность коэффициента усиления K_{OC} , вызванная относительной нестабильностью δK коэффициента усиления основного усилителя, уменьшается

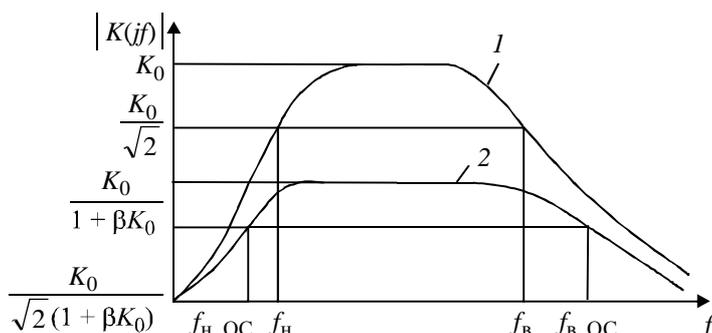


Рис.6. АЧХ усилителей: 1 - без обратной связи; 2 - с отрицательной обратной связью

в $(1 + \beta K)$ раз.

При очень глубокой ООС выполняется неравенство $|\beta K| \gg 1$. В этом случае соотношения (1) и (2) преобразуются к виду

$$K_{OC} = \frac{1}{\beta}; \quad \delta K_{OC} = -\delta \beta. \quad (3)$$

Следовательно, при очень глубокой ООС общий коэффициент усиления практически не зависит от величины K и определяется только параметрами цепи ОС.

Два последних вывода лежат в основе следующего утверждения: введение ООС уменьшает частотные искажения, вызванные неравномерностью частотной характеристики основного усилителя.

Справедливость сделанного вывода может быть проиллюстрирована на следующем частном, но практически распространенном случае. Пусть цепь ОС частотно независима, т.е. $\beta = \text{const}$, а коэффициент K основного усилителя аппроксимируется выражением

$$K(jf) = \begin{cases} \frac{K_0}{1 + \frac{f_n}{jf}} & \text{- в области низких частот;} \\ K_0 & \text{- в области средних частот;} \\ \frac{K_0}{1 + \frac{jf}{f_b}} & \text{- в области высоких частот.} \end{cases} \quad (4)$$

Графически зависимость $|K(jf)|$ от частоты f представлена на рис.6 (кривая 1), где f_n и f_b - нижняя и верхняя граничные частоты основного усилителя.

В соответствии с (1) зависимость $|K_{OC}(jf)|$ от частоты f представляется системой

$$K_{OC}(jf) = \begin{cases} \frac{K_{OC}/(1+\beta K_0)}{1 + \frac{f_H/(1+\beta K_0)}{jf}} & \text{- в области низких частот;} \\ \frac{K_0}{1+\beta K_0} & \text{- в области средних частот;} \\ \frac{K_0/(1+\beta K_0)}{1 + \frac{f_B(1+\beta K_0)}{jf}} & \text{- в области высоких частот.} \end{cases} \quad (5)$$

Таким образом, частотный диапазон усилителя при введении ООС расширился в $(1+\beta K_0)$ раз, так как его нижняя $f_{H,OC}$ и верхняя $f_{B,OC}$ граничные частоты задаются соотношениями

$$f_{H,OC} = \frac{f_H}{1+\beta K_0}; \quad f_{B,OC} = f_B(1+\beta K_0). \quad (6)$$

Отмеченное расширение достигнуто ценой уменьшения и коэффициента усиления в $(1+\beta K_0)$ раз. Графическая зависимость $|K_{OC}(jf)|$ от частоты f представлена на рис.6.

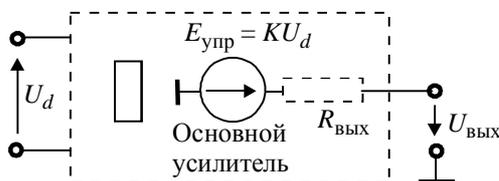


Рис.7. Модель дифференциального усилителя

Далее проведем анализ влияния всех перечисленных видов отрицательной ОС на основные параметры усилителя:

- входное и выходное сопротивления;
- коэффициент передачи.

В качестве основного усилителя будет использован дифференциальный усилитель, модель которого представлена на рис.7. Анализ ограничен случаем частотно-независимых цепей ОС.

Последовательная ООС по напряжению

В схеме, изображенной на рис.8, усилитель охвачен последовательной ООС по напряжению, так как сигнал на входе цепи ОС равен напряжению U_H , а сигнал управления основным усилителем U_d равен разности входного напряжения $U_{вх}$ и выходного напряжения цепи ОС U_{OC} : $U_d = U_{вх} - U_{OC}$.

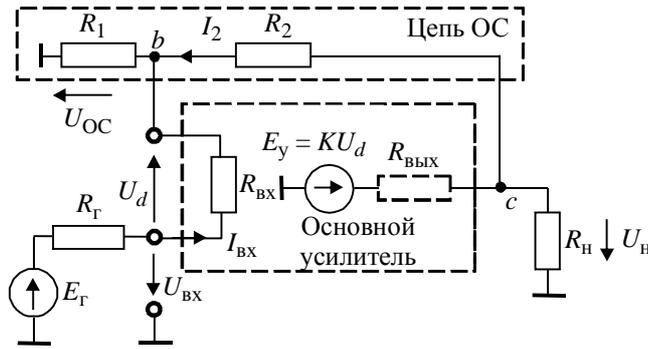


Рис.8. Схема усилителя, охваченного последовательной обратной связью по напряжению

Входное сопротивление $R_{\text{вх.ОС}}$. Расчет входного сопротивления усилителя (см. рис.8) приводит к результату:

$$R_{\text{вх.ОС}} = R_{\text{вх}} + R_1 \parallel (R_2 + R_{\text{вых}} \parallel R_{\text{н}}) + R_{\text{вх}} K \cdot \frac{R_{\text{н}} \parallel (R_1 + R_2)}{R_{\text{вых}} + R_{\text{н}} \parallel (R_1 + R_2)} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (7)$$

Действие введенной ООС отражено в третьем слагаемом формулы (7). При $R_{\text{н}} = 0$ напряжение на нагрузке и, следовательно, на входе цепи ОС исчезает, в результате чего действие обратной связи блокируется. Третье слагаемое в формуле для $R_{\text{вх.ОС}}$ становится равным нулю. Увеличение входного сопротивления при введении последовательной ООС объясняется действием управляемого источника ЭДС E_y . Источник E_y включен так, что уменьшает ток во входной цепи и, следовательно, вызывает эффект увеличения входного сопротивления.

Если коэффициент усиления основного усилителя неограниченно увеличивать, $R_{\text{вх.ОС}}$ также неограниченно растет.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых.ОС}}$. Анализ схемы (см. рис.8) дает следующее выражение для выходного сопротивления:

$$R_{\text{вых.ОС}} = [R_2 + R_1 \parallel (R_{\text{вх}} + R_{\text{Г}})] \parallel \frac{R_{\text{вых}}}{1 + K \frac{R_1 \parallel (R_{\text{вых}} + R_{\text{Г}})}{R_2 + R_1 \parallel (R_{\text{вх}} + R_{\text{Г}})} \cdot \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{Г}}}} \quad (8)$$

При $K \rightarrow \infty$ величина $R_{\text{вых.ОС}}$ стремится к нулю. Таким образом, введение последовательной ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению. Коэффициент усиления по напряжению $K_{U_{\text{ОС}}}$ (см. рис.8) может быть получен из системы уравнений, связывающей между собой потенциалы и напряжения φ_b , φ_c , $U_{\text{вх}}$ и E_y . Система уравнений может быть составлена на основе классических законов теории цепи (Кирггофа, Ома) или на основе специальных методов (метода контурных токов, метода узловых потенциалов). При конечных значениях параметров схемы выражение для $K_{U_{\text{ОС}}}$ получается громоздким, неудобным для анализа.

Практический интерес представляет случай больших значений K (теоретически $K \rightarrow \infty$). В настоящее время усилители часто проектируются на основе операционных усилителей (ОУ), охваченных различными видами отрицательных обратных связей. У современных ОУ значение K имеет порядок $10^4 - 10^6$. При $K \rightarrow \infty$ $R_{\text{вх.ОС}} \rightarrow \infty$. Значит $I_{\text{вх}} = 0$. Тогда

$$\varphi_b = U_{\text{вх}} - I_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}.$$

Откуда следует

$$U_{\text{н}} = \varphi_c = \varphi_b + I_2 R_2 = U_{\text{вх}} + I_1 R_2 = U_{\text{вх}} + \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} R_1 = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Таким образом,

$$K_{U_{OC}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (9)$$

Независимость предельного значения коэффициента усиления по напряжению от величины сопротивления нагрузки является косвенным подтверждением уменьшения выходного сопротивления

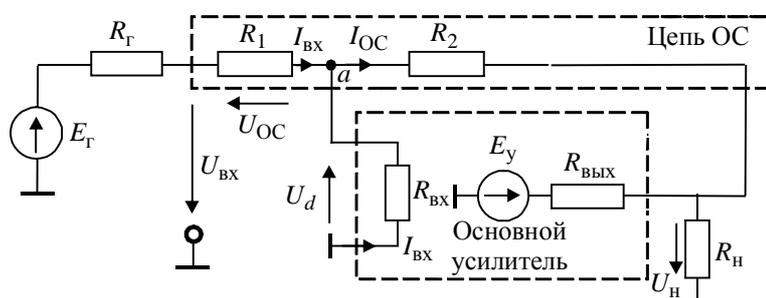


Рис.9. Схема усилителя, охваченного параллельной обратной связью по напряжению

усилителя, охваченного ООС по напряжению.

Параллельная ООС по напряжению

Усилитель на рис.9 охвачен параллельной ООС по напряжению, так как ток на входе основного усилителя I равен разности входного тока $I_{ВХ}$ и выходного тока цепи I_{OC} , а входной сигнал цепи ОС - напряжение на нагрузке $U_Н$.

Входное сопротивление $R_{ВХ.ОС}$. Для входного сопротивления усилителя (см. рис.9) может быть получено следующее выражение:

$$R_{ВХ.ОС} = R_1 + R_{ВХ} \parallel \frac{R_2 + R_{ВЫХ} \parallel R_Н}{1 + K \frac{R_Н}{R_Н + R_{ВЫХ}}}. \quad (10)$$

Закорачивание нагрузки (формально приравнивание к нулю величины $R_Н$) приводит к блокировке действия обратной связи, так как сигнал $U_Н$ на входе цепи ОС становится нулевым. В выражении (10) для $R_{ВХ.ОС}$ знаменатель принимает единичное значение. Следовательно, эффект действия обратной связи отражается слагаемым $K \frac{R_Н}{R_Н + R_{ВЫХ}}$ в знаменателе. При увеличении данного слагаемого величина $R_{ВХ.ОС}$ уменьшается.

Таким образом, введение параллельной ООС приводит к уменьшению сопротивления усилителя. Если $K \rightarrow \infty$, $R_{ВХ.ОС}$ уменьшается, стремясь к величине R_1 .

Выходное сопротивление $R_{ВЫХ.ОС}$. Выходное сопротивление усилителя (см. рис.9) рассчитывается по формуле

$$R_{ВЫХ.ОС} = [R_2 + (R_Г + R_1) \parallel R_{ВХ}] \parallel \frac{R_{ВЫХ}}{1 + K \frac{R_{ВХ} \parallel (R_1 + R_Г)}{R_2 + R_{ВХ} \parallel (R_1 + R_Г)}}. \quad (11)$$

Формула (11) подтверждает ранее сделанный вывод о том, что введение ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. За счет увеличения коэффициента усиления K величина $R_{ВЫХ.ОС}$ может быть очень малой.

Коэффициент усиления по напряжению. Получим выражение для K_{OC} при $K \rightarrow \infty$. Из выражения (10) следует, что второе слагаемое при $K \rightarrow \infty$ стремится к нулю. Следовательно, потенциал ϕ_a точки a также стремится к нулю. Таким образом,

$$U_Н = \phi_a - I_{OC} \cdot R_2 = -I_{OC} \cdot R_2 = -I_1 \cdot R_2 = -\frac{(U_{ВХ} - \phi_a)}{R_1} \cdot R_2 = -U_{ВХ} \cdot \frac{R_2}{R_1}.$$

Значит, предельное значение K_{OC} задается выражением

$$K_{U_{OC}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (12)$$

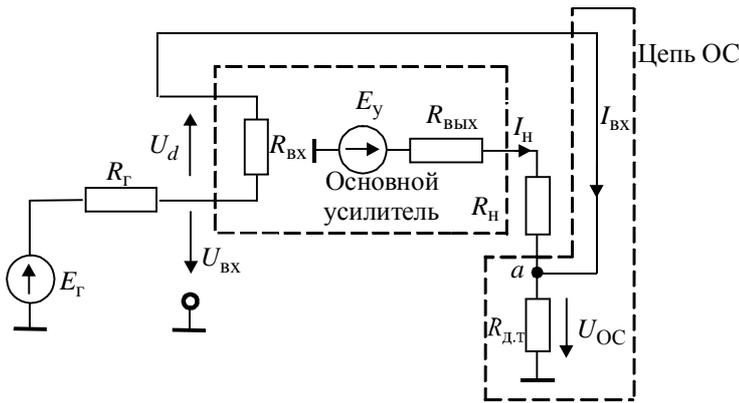


Рис.10. Схема усилителя, охваченного последовательной обратной связью по току

Независимость предельного значения $K_{U_{OC}}$ от величины R_H свидетельствует о нулевом выходном сопротивлении усилителя. Это наряду с соотношением (11) еще раз подтверждает вывод об уменьшении выходного сопротивления усилителя при охвате его ООС по напряжению.

Последовательная ООС по току

Входной величиной для цепи ОС усилителя (рис.10) является ток нагрузки I_H . В суммарном токе ($I_H + I_{ВХ}$), протекающем через датчик тока $R_{Д.Т}$, $I_H \gg I_{ВХ}$. Следовательно, ОС должна классифицироваться как ОС по току. Выходная величина цепи ОС - напряжение U_{OC} - вычитается из входного напряжения $U_{ВХ}$ и полученная разность:

$$U_d = U_{ВХ} - U_{OC}$$

воздействует на вход основного усилителя.

Таким образом, в схеме (см. рис.10) действует последовательная ООС по току.

Входное сопротивление $R_{ВХ.ОС}$. Для входного сопротивления усилителя справедливо выражение

$$R_{ВХ.ОС} = R_{ВХ} + R_{Д.Т} \parallel \left((R_H + R_{ВЫХ}) + R_{ВХ} K \frac{R_{Д.Т}}{R_{Д.Т} + R_{ВЫХ} + R_H} \right). \quad (13)$$

При обрыве цепи нагрузки ($R_H = \infty$) входной сигнал цепи ОС (ток нагрузки I_H) становится равным нулю и обратная связь перестает действовать. При этом в соотношении (13) третье слагаемое $R_{ВХ} K \frac{R_{Д.Т}}{R_{Д.Т} + R_{ВЫХ} + R_H}$ принимает нулевое значение. Таким образом, третье слагаемое соответствует приращению входного сопротивления при действии последовательной ООС по току. Следовательно, при охвате усилителя цепью последовательной ООС по току происходит увеличение входного сопротивления.

Выходное сопротивление $R_{ВЫХ.ОС}$. Расчет выходного сопротивления усилителя приводит к следующему результату:

$$R_{ВЫХ.ОС} = R_{Д.Т} \parallel \left((R_{ВХ} + R_G) + R_{ВЫХ} + R_{ВХ} K \frac{R_{Д.Т}}{R_{ВХ} + R_G + R_{Д.Т}} \right). \quad (14)$$

В выражении для $R_{ВЫХ.ОС}$ первые два слагаемых соответствуют пассивным сопротивлениям $R_{Д.Т} \parallel (R_{ВХ} + R_G)$ и $R_{ВЫХ}$, а третье слагаемое $R_{ВХ} K \frac{R_{Д.Т}}{R_{ВХ} + R_G + R_{Д.Т}}$ является приращением выходного сопротивления усилителя при охвате его последовательной ООС по току. При больших значениях коэффициента K данное слагаемое становится определяющим в величине $R_{ВЫХ.ОС}$. В пределе при $K \rightarrow \infty$ $R_{ВЫХ.ОС}$ неограниченно растет.

Коэффициент усиления по напряжению $K_{U_{OC}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$

и коэффициент передачи $S_{OC} = I_n/U_{\text{вх}}$. Ранее было показано, что при введении последовательной ООС по току выходное сопротивление усилителя увеличивается. Большая величина выходного сопротивления обуславливает слабую зависимость тока нагрузки I_n от значения сопротивления нагрузки R_n . В данном случае со стороны выхода усилитель рационально рассматривать как источник тока (идеальный источник тока имеет бесконечно большое выходное сопротивление) и в качестве выходной величины удобно выбрать ток нагрузки I_n .

Коэффициент пропорциональности между I_n и $U_{\text{вх}}$ для усилителя (см. рис.10) при $K \rightarrow \infty$ рассчитывается по формуле

$$S_{OC} = \frac{1}{R_{д.т}}. \quad (15)$$

Из (13) следует, что при $K \rightarrow \infty$ $R_{\text{вх. OC}} \rightarrow \infty$, значит $I_{\text{вх}} = 0$ и, следовательно,

$$U_n = \varphi_a = U_{\text{вх}} - I_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}.$$

Откуда

$$I_H = \frac{\Phi_a}{R_{д.т}} - I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_{д.т}}.$$

Независимость предельного значения S_{OC} от сопротивления нагрузки R_H свидетельствует, что усилитель со стороны выхода проявляет свойства генератора тока, т.е. имеет большое выходное сопротивление. Последний довод является косвенным доказательством факта увеличения выходного сопротивления усилителя при введении последовательной ООС по току.

С учетом очевидного соотношения $U_H = I_H R_H$ записывается выражение для коэффициента усиления по напряжению:

$$K_{U_{OC}} = \frac{U_H}{U_{вх}} = \frac{R_H \cdot I_H}{U_{вх}} = R_H \cdot S_{OC}. \quad (16)$$

Параллельная ООС по току

В схеме, изображенной на рис.11, входной величиной для цепи ОС является ток нагрузки I_H . Следовательно, введенная ОС является ОС по току. Выход цепи ОС подключен к инвертирующему входу основного усилителя параллельно с входной цепью $E_r - R_r - R_1$. Таким образом, ОС, охватывающая основной усилитель, должна квалифицироваться как параллельная ООС по току.

Входное сопротивление $R_{вх.OC}$. Для расчета $R_{вх.OC}$ можно воспользоваться результатами, полученными для случая параллельной ООС по напряжению. Со стороны входов схемы, показанные на рис.9

и 11, структурно аналогичны. Замена в схеме на рис.9 $R_{вых}$ на последовательную цепочку $R_{вых} - R_H$, а R_H - на

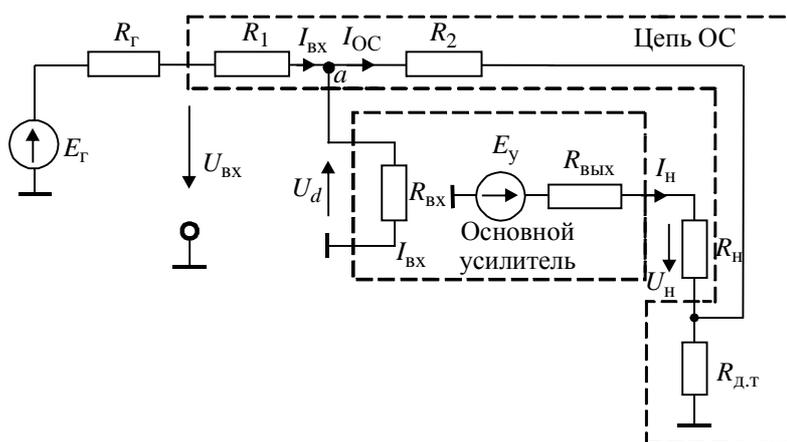


Рис.11. Схема усилителя, охваченного параллельной обратной связью по току

$R_{д.т}$ преобразует ее (схему) в анализируемую схему.

В результате соответствующих подстановок в формуле (10) получаем:

$$R_{вх.OC} = R_1 + R_{вх} \parallel \frac{R_2 + (R_{вых} + R_H) \parallel R_{д.т}}{1 + K \frac{R_{д.т}}{R_{д.т} + R_{вых} + R_H}}. \quad (17)$$

Выражение (17), как и в случае параллельной ООС по напряжению, свидетельствует об уменьшении входного сопротивления усилителя при введении параллельной ООС по току.

Выходное сопротивление $R_{вых.OC}$. Выходное сопротивление усилителя (см. рис.11) вычисляется по формуле

$$R_{вых.OC} = R_{д.т} \parallel \left[R_2 + R_{вх} \parallel (R_1 + R_r) \right] + R_{вых} + K \cdot [R_{вх} \parallel (R_1 + R_r)] \frac{R_{д.т}}{R_{д.т} + R_2 + R_{вх} \parallel (R_1 + R_r)}. \quad (18)$$

Таким образом, введение параллельной ООС по току, так же как и последовательной ООС по току, приводит к увеличению выходного сопротивления.

Коэффициент усиления по напряжению $K_{U_{OC}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ и **коэффициент передачи** $S_{OC} = I_{\text{н}}/U_{\text{вх}}$. В рассматриваемом случае в качестве выходной величины рационально выбрать ток нагрузки $i_{\text{н}}$, так как при введении параллельной ООС по току выходное сопротивление увеличивается и, следовательно, усилитель со стороны выхода проявляет свойства генератора тока.

Расчеты коэффициента S_{OC} при $K \rightarrow \infty$ приводят к следующему результату:

$$S_{OC} = -\frac{1}{R_1} \frac{R_2 + R_{\text{д.т}}}{R_{\text{д.т}}}. \quad (19)$$

Действительно, так как схемы на рис.11 и 9 структурно идентичны, напряжение $U_{\text{д.т}}$ можно рассчитать по формуле (12)

$$U_{\text{д.т}} = -U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1},$$

$$\text{тогда } I_{\text{н}} = I_{\text{д.т}} - I_{OC} = -\frac{U_{\text{вх}} \cdot R_2}{R_{\text{д.т}} \cdot R_1} - \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} \cdot \frac{R_2 + R_{\text{д.т}}}{R_{\text{д.т}}}.$$

Независимость предельного значения коэффициента передачи от величины $R_{\text{н}}$ еще раз подтверждает увеличение выходного сопротивления усилителя при введении параллельной ООС по току.

Результаты проведенных исследований по влиянию различных видов ООС на входное и выходное сопротивления приведены в таблице.

Влияние ООС на входное и выходное сопротивление усилителя

Вид ООС	$R_{\text{вх. OC}}$	$R_{\text{вых. OC}}$
Последовательная по напряжению	Увеличивается	Уменьшается
Параллельная по напряжению	Уменьшается	Уменьшается
Последовательная по току	Увеличивается	Увеличивается
Параллельная по току	Уменьшается	Увеличивается

Из анализа таблицы следует:

- независимо от способа получения сигнала обратной связи (ОС по току или по напряжению) входное сопротивление $R_{\text{вх. OC}}$ увеличивается при последовательной ООС и уменьшается при параллельной ООС;
- характер изменения выходного сопротивления $R_{\text{вых. OC}}$ определяется только способом получения сигнала обратной связи и не зависит от способа его введения во входную цепь. При ООС по напряжению $R_{\text{вых. OC}}$ уменьшается, при ООС по току $R_{\text{вых. OC}}$ увеличивается.

Описание лабораторной установки

Лабораторный макет (рис.12) содержит усилитель и набор резисторов. Усилитель имеет параметры: K - коэффициенты усиления по напряжению в режиме холостого хода на выходе; $R_{вх}$ - входное сопротивление; $R_{вых}$ - выходное сопротивление.

Зависимость параметра K от частоты входного сигнала f задается соотношением

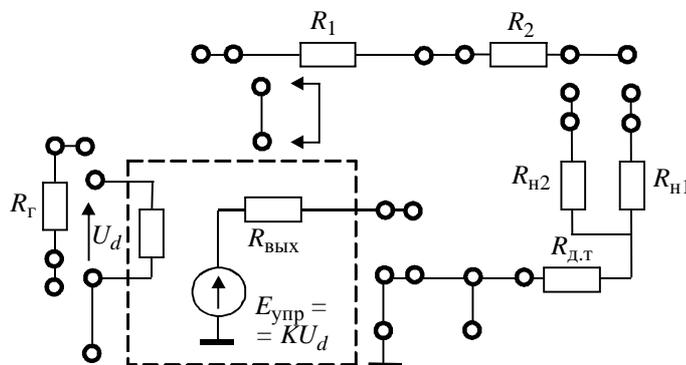


Рис.12. Вид лицевой панели лабораторного макета

$$K(jf) = \frac{K_0}{1 + j \frac{f}{f_B}}, \quad (20)$$

где K_0 - коэффициент усиления на нулевой частоте; f_B - верхняя граничная частота.

Установка переключки между гнездами, расположенными над усилителем, позволяет увеличить K_0 примерно в два раза. Резисторы $R_{н1}$ и $R_{н2}$ - имитаторы нагрузки. Набор резисторов R_1 , R_2 и $R_{д.т}$ позволяет охватить усилитель любым из четырех возможных видов ООС. Резистор $R_г$ имитирует выходное сопротивление генератора сигнала, в качестве которого используется внешний генератор.

Номиналы резисторов: $R_г = 12$ кОм; $R_1 = 5,1$ кОм; $R_2 = 10$ кОм; $R_{н1} = 10$ кОм; $R_{н2} = 2,7$ кОм; $R_{д.т} = 1$ кОм.

Порядок выполнения работы

Лабораторную работу следует выполнять в соответствии с методическими указаниями.

1. Ознакомьтесь с лабораторным методом. Включите приборы.
2. Проведите измерения, необходимые для расчета параметров основного усилителя K_0 , f_B , $R_{вх}$ и $R_{вых}$. Величину K_0 измерьте при разомкнутой и замкнутой переключке.
3. Проведите измерения, необходимые для вычисления относительного изменения усиления по напряжению нагруженного усилителя, обусловленного отклонением величины K_0 .
4. Соберите схему с последовательной ООС по напряжению. Проведите измерения, необходимые для расчета $K_{U_{OC}}$, $R_{вх. OC}$, $R_{вых. OC}$, $\delta K_{U_{OC}}$ и $f_{B. OC}$.
5. Соберите схему с параллельной ООС по напряжению. Проведите измерения, необходимые для вычисления $K_{U_{OC}}$, $R_{вх. OC}$, $R_{вых. OC}$, $\delta K_{U_{OC}}$ и $f_{B. OC}$.
6. Соберите схему с последовательной ООС по току. Проведите необходимые измерения и рассчитайте S_{OC} , $R_{вх. OC}$, $R_{вых. OC}$ и δS_{OC} .
7. Соберите схему с параллельной ООС по току. Проведите необходимые измерения и рассчитайте S_{OC} , $R_{вх. OC}$, $R_{вых. OC}$ и δS_{OC} .
8. На основе полученных в п. 2 значений K_0 , $R_{вх}$ и $R_{вых}$ и известных номиналов резисторов цепи рассчитайте основные параметры всех исследованных усилителей с различными видами ООС. Сравните результаты расчетов с экспериментальными данными.

Методические указания по выполнению работы

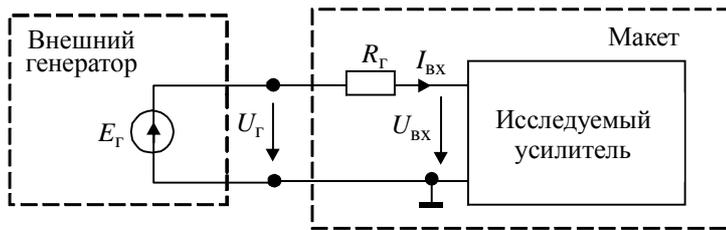


Рис.13. Схема эксперимента по измерению входного сопротивления

Измерение входного сопротивления. Измерение входного сопротивления усилителя осуществляется

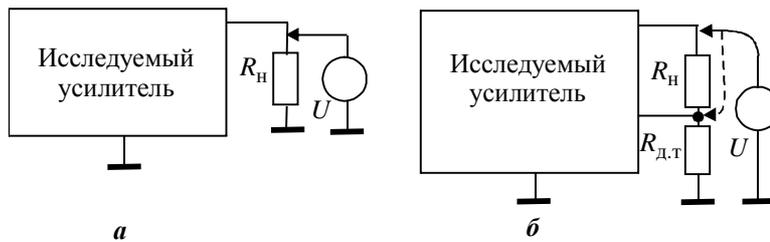


Рис.14. Схема эксперимента по измерению выходного сопротивления усилителя с заземленной (а) и незаземленной (б) нагрузкой

косвенным способом на основе измеренного U_{BX} и вычисленного I_{BX} (рис.13).

Следующая последовательность элементарных преобразований приводит к формуле для расчета входного сопротивления:

$$R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = \frac{U_{BX}}{\frac{E_G - U_{BX}}{R_G}} = \frac{U_{BX} \cdot R_G}{E_G - U_{BX}} = \frac{R_G}{\frac{E_G}{U_{BX}} - 1}. \quad (21)$$

Данная формула справедлива как для усилителя без обратной связи, так и охваченного ею. Итак, для расчета параметра R_{BX} необходимо измерить напряжения на клеммах внешнего генератора E_G , на входе усилителя U_{BX} , а затем провести вычисления по формуле (21).

Измерение выходного сопротивления. Измерение выходного сопротивления осуществляется косвенным способом на основе соотношения

$$R_{ВЫХ} = -\frac{\Delta U_H}{\Delta I_H}. \quad (22)$$

Изменения выходного напряжения и тока вызываются подключением различных нагрузочных сопротивлений (R_{H1} или R_{H2}).

С учетом того, что $I_H = U_H / R_H$, соотношение (22) принимает вид

$$R_{ВЫХ} = -\frac{U_{H1} - U_{H2}}{I_{H1} - I_{H2}} = -\frac{U_{H1} - U_{H2}}{\frac{U_{H1}}{R_{H1}} - \frac{U_{H2}}{R_{H2}}}. \quad (23)$$

В лабораторной работе измерения напряжений осуществляются вольтметром, один вход которого заземлен. Поэтому при заземленной нагрузке измерение U_H прямое (рис.14,а), а при незаземленной, в случае исследования усилителей с ООС по току, измерение U_H косвенное (рис.14,б).

Отмеченную особенность измерения напряжения U_H необходимо учитывать при расчете коэффициента передачи:

$$S_{OC} = \frac{I_H}{U_{BX}} = \frac{U_{H1}}{R_H U_{BX}}.$$

Требования к отчету

Отчет должен содержать: принципиальную схему макета; результаты измерений; расчеты; анализ данных, характеризующих влияние ООС на параметры усилителя.

Контрольные вопросы

1. Определение обратной связи.
2. Классификация обратных связей.
3. Влияние ООС по току на выходное сопротивление.
4. Влияние ООС по напряжению на выходное сопротивление.
5. Влияние параллельной и последовательной ООС на входное сопротивление.
6. Влияние ООС на величину и стабильность коэффициента усиления по напряжению.
7. Методы, применяемые для анализа схем с ООС.
8. Влияние ООС на частотные искажения усилителя.

Литература

1. **Фолкенберри Л.** Применения операционных усилителей и линейных ИС / Пер. с англ. - М.: Мир, 1985. - 572 с.
2. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника. - М.: Мир, 1982. - 512 с.

Лабораторная работа № 5

Исследование неинвертирующего и инвертирующего усилителей

Цель работы: изучение основных параметров и характеристик неинвертирующего и инвертирующего усилителей напряжения на базе операционного усилителя.

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: универсальный лабораторный стенд; генератор звуковых частот ГЗ-36; милливольтметр переменного напряжения ВЗ-38; прибор комбинированный цифровой Щ-4300; осциллограф С1-65.

Теоретические сведения

Операционный усилитель (ОУ) обычно используют с внешней отрицательной обратной связью (ООС). Частным случаем ООС является резистивная обратная связь (ОС). В зависимости от способа подачи ОС на вход ОУ различают неинвертирующий усилитель (НУ), в котором полярность входного и выходного сигналов одного знака, и инвертирующий усилитель (ИУ), в котором полярность входного и выходного сигналов разных знаков.

Чтобы упростить анализ схем на операционных усилителях, вводят понятие идеального ОУ, обладающего следующими основными свойствами: коэффициент усиления K и входное сопротивление $R_{вх}$ бесконечно большие; выходное сопротивление $R_{вых}$, напряжение смещения нуля $U_{см}$ и входные токи $I_{вх}$ равны нулю; частота единичного усиления f_1 и скорость нарастания выходного напряжения v_{max} бесконечно большие.

Такая идеализация позволяет вывести два правила, которые удобно использовать для анализа схем на ОУ:

- 1) на входы ОУ ток от источника сигнала не ответвляется, так как $R_{вх} = \infty$;
- 2) напряжение между входами ОУ равно нулю, так как $K = \infty$.

Принципиальная схема неинвертирующего усилителя показана на рис.1.

Входной сигнал поступает на неинвертирующий вход ОУ, а часть выходного сигнала через делитель из резисторов R_1 и R_2 подается на инвертирующий вход, за счет чего реализуется последовательная ООС по напряжению.

В случае идеального ОУ согласно правилам 1 и 2 входной ток ОУ и напряжение между его входами равны нулю, поэтому напряжение на инвертирующем входе U равно входному, т.е. $U = U_{вх}$. С другой стороны, $U = U_{вых}R_1/(R_1 + R_2)$, как в обычном резистивном делителе, откуда получаем выражение для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя $K_{ОС.ид}$ в виде

$$K_{ОС.ид} = U_{вых}/U_{вх} = 1 + R_2/R_1.$$

Таким образом, коэффициент усиления неинвертирующего усилителя при идеальном ОУ зависит только от отношения резисторов R_1 и R_2 .

Влияние K , $R_{вх}$ и $R_{вых}$ реального ОУ на коэффициент усиления неинвертирующего усилителя определяется соотношением

$$K_{ОС} = K_{ОС.ид}/(1 + (1 + R_2/R_1 + R_2/R_{вх})/K_H), \quad (2)$$

где K_H - коэффициент усиления нагруженного ОУ.

Так как в схеме на рис.1 ОУ нагружен резисторами R_1 и R_2 , соединенными последовательно, а внешняя нагрузка отсутствует, то

$$K_H = K(R_1 + R_2)/(R_{вых} + R_1 + R_2). \quad (3)$$

Из формулы (2) следует, что коэффициент усиления неинвертирующего усилителя при реальном ОУ несколько меньше, чем в случае идеального ОУ.

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя $R_{вх.ОС}$ как усилителя с последовательной ООС велико, поэтому неинвертирующий усилитель можно использовать при работе от высокоомных источников сигнала. Величина $R_{вх.ОС}$ определяется формулой

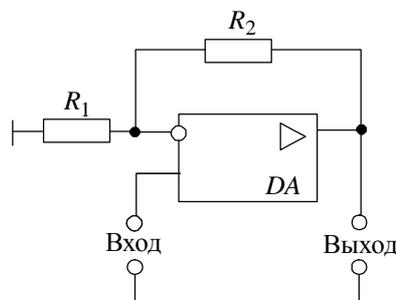


Рис.1. Принципиальная схема неинвертирующего усилителя

$$R_{\text{вх. ООС}} = R_{\text{вх}} K_{\text{н}} / K_{\text{ООС}} \approx R_{\text{вх}} K / (1 + R_2 / R_1). \quad (4)$$

Следует иметь в виду, что на практике величина $R_{\text{вх. ООС}}$ получается меньше расчетной из-за влияния входного сопротивления ОУ синфазному сигналу и сопротивления утечки.

Выходное сопротивление неинвертирующего усилителя как усилителя с ООС по напряжению мало и определяется выражением

$$R_{\text{вых. ООС}} = R_{\text{вых}} (1 + R_2 / R_1) / K. \quad (5)$$

В инвертирующем усилителе фаза (полярность) выходного сигнала противоположна фазе (полярности) входного сигнала. Он обладает меньшим, чем неинвертирующий усилитель, входным сопротивлением.

Принципиальная схема инвертирующего усилителя показана на рис.2. В нем входной сигнал через резистор R_1 поступает на инвертирующий вход ОУ, а за счет резисторов R_1 и R_2 реализуется параллельная ООС по напряжению.

Для случая идеального ОУ согласно сформулированному правилу 2 потенциал инвертирующего входа равен нулю. Это означает, что падение напряжения на резисторе R_1 равно $U_{\text{вх}}$, а на резисторе R_2 - $U_{\text{вых}}$, т.е.

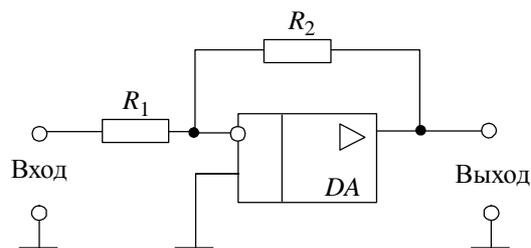


Рис.2. Принципиальная схема инвертирующего усилителя

$U_{R_1} = U_{\text{вх}}$ и $U_{R_2} = U_{\text{вых}}$. Воспользовавшись теперь правилом 1, получим $U_{\text{вых}} / R_2 = -U_{\text{вх}} / R_1$, откуда коэффициент усиления равен

$$K_{\text{ОС. ид}} = -R_2 / R_1. \quad (6)$$

Таким образом, коэффициент усиления инвертирующего усилителя является отрицательным и при идеальном ОУ равен отношению резисторов в цепи ОС.

В случае реального ОУ коэффициент усиления инвертирующего усилителя несколько уменьшается по абсолютному значению:

$$K_{\text{ООС}} = -R_2 / R_1 / (1 + (1 + R_2 / R_1 + R_2 / R_1 + R_2 / R_{\text{вх}}) / K_{\text{н}}), \quad (7)$$

где

$$K_{\text{ООС}} = KR_2 / (R_{\text{вых}} + R_2). \quad (8)$$

Входное сопротивление инвертирующего усилителя определяется резистором R_1 , а именно:

$$R_{\text{вх. ООС}} \approx R_1. \quad (9)$$

Это объясняется тем, что потенциал инвертирующего входа реального ОУ близок к нулю вследствие высокого значения K .

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя определяется, как и в неинвертирующем усилителе, формулой (5), поскольку при нулевом входном сигнале (короткозамкнутом входе) схемы рис.1 и рис.2 становятся идентичными.

Напряжение смещения и входные токи реального ОУ при отсутствии входного сигнала вызывают появление на входе рассматриваемых усилителей постоянного напряжения:

$$U_{\text{ош. вых}} = U_{\text{см}} (1 + R_2 / R_1) - I_{\text{вх}} R_2. \quad (10)$$

Это может привести к заметному снижению точности передачи постоянных составляющих при усилении сигналов постоянного тока.

Для компенсации токовой составляющей напряжения $U_{\text{ош. вых}}$ последовательно с неинвертирующим входом ОУ включают дополнительный резистор R_3 (рис.3), определяемый равенством:

$$R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2). \quad (11)$$

При наличии резистора R_3 выражение для $U_{\text{ош. вых}}$ принимает вид

$$U_{\text{ош. вых}} = U_{\text{см}} (1 + R_2 / R_1) + \Delta I_{\text{вх}} R_2, \quad (12)$$

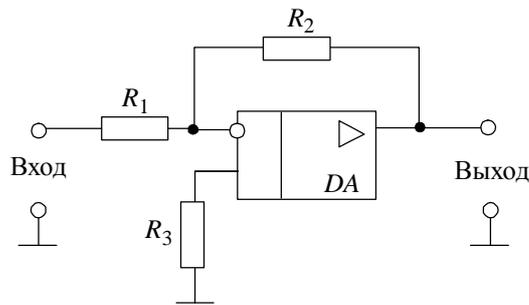


Рис.3. Схема ОУ с компенсирующим резистором

где $\Delta I_{вх}$ - разность входных токов ОУ.

Компенсация составляющей $U_{ош. вых}$ за счет напряжения смещения нуля ОУ производится начальной балансировкой. Ее можно осуществить путем подачи на один из входов ОУ дополнительного напряжения, регулируемого в пределах $\pm(10 - 50)$ мВ.

Частотный диапазон работы усилителя при малых сигналах определяется верхней граничной частотой согласно соотношению

$$f_v = f_T / K_{OC. ид.} \quad (13)$$

За пределами верхней граничной частоты амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя имеет спад 20 дБ на декаду.

Для расширения частотного диапазона можно использовать многокаскадный усилитель с более глубокой ООС в каждом каскаде (меньшем усилении). Например, верхняя граничная частота усилителя с коэффициентом усиления K_{OC} , состоящего из двух каскадов с одинаковыми коэффициентами усиления $K_1 = K_2 = (K_{OC})^{1/2}$, равна

$$f_v = ((2^{1/2} - 1) / K_{OC})^{1/2} f_1. \quad (14)$$

Спад АЧХ двухкаскадного усилителя за пределами верхней граничной частоты составляет 40 дБ на декаду.

Скорость нарастания выходного напряжения ОУ v_{max} налагает ограничения на величину максимальной амплитуды гармонического сигнала $U_{m \text{ вых. max}}$, которую усилитель может давать без искажения на заданной частоте, а именно:

$$U_{m \text{ вых. max}} = v_{max} / 2\pi f. \quad (15)$$

При уменьшении требуемой от усилителя амплитуды выходного напряжения верхний частотный предел, налагаемый скоростью нарастания ОУ, увеличивается. Для малых амплитуд выходного сигнала диапазон рабочих частот ограничен верхней граничной частотой усилителя.

Искажения импульсного сигнала прямоугольной формы, вносимые усилителем, зависят от его амплитуды. Для малых сигналов при оценке времени нарастания (спада) фронта импульса можно пользоваться следующим соотношением:

$$t_\phi \approx 0,35 / f_v. \quad (16)$$

Эти искажения можно уменьшить, расширив малосигнальную полосу пропускания усилителя.

Для больших сигналов искажения определяются скоростью нарастания выходного напряжения ОУ и не зависят от глубины ООС в усилителе.

Порядок выполнения работы

1. Рассчитайте следующие параметры неинвертирующего и инвертирующего усилителей, представленных на рис.4:

а) $K_{OC. ид.}$, K_{OC} , $R_{вх. OC}$, $R_{вых. OC}$ и f_v неинвертирующего усилителя, используя формулы (1) - (5) и (13);

- б) $K_{OC.ид.}$, K_{OC} , $R_{вх. OC}$, $R_{вых. OC}$ инвертирующего усилителя для резисторов R_3 и R_5 в цепи ООС по формулам (6) - (9) и (5); при этом R_1 соответствует R_3 на рис.4, а R_2 соответствует R_5 ;
- в) диапазон возможных значений выходного напряжения $U_{ош. вых}$ для резисторов R_3 и R_4 в цепи ООС при наличии и отсутствии резистора R_8 по формулам (10) и (12);
- г) f_v инвертирующего усилителя для резисторов R_4 и R_5 в цепи ООС по формуле (13);
- д) $U_{m вых. max}$ на частотах 100 Гц по формуле (15);
- е) $t_{ф}$ для инвертирующего усилителя при резисторах R_3 и R_5 в цепи ООС по формуле (16);
- ж) f_v двухкаскадного усилителя при значениях $K_1 = 10$, $K_2 = 10$ ($K_{OC} = 100$) по формуле (14).
2. Определите коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления неинвертирующего усилителя в области средних частот.
 3. Снимите АЧХ неинвертирующего усилителя.
 4. Определите коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления инвертирующего усилителя в области средних частот.
 5. Произведите балансировку схемы инвертирующего усилителя и определите коэффициент усиления постоянного напряжения.
 6. Снимите АЧХ инвертирующего усилителя.
 7. Снимите мощностную полосу пропускания инвертирующего усилителя.
 8. Исследуйте искажение импульсного сигнала прямоугольной формы при малом и большом уровнях.
 9. Снимите АЧХ двухкаскадного усилителя.

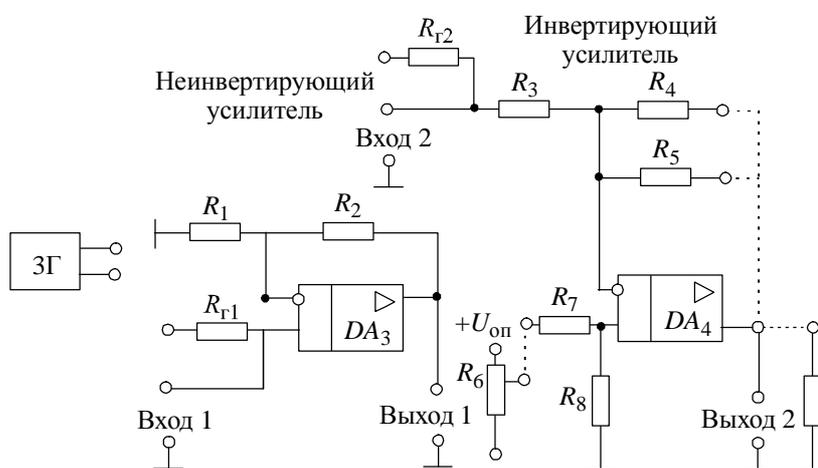


Рис.4. Схемы исследуемых усилителей

Методические указания по выполнению работы

Номинальные значения элементов схемы неинвертирующего и инвертирующего усилителей: $R_1 = 10$ кОм; $R_2 = 90$ кОм; $R_3 = 10$ кОм; $R_4 = 1$ мОм; $R_5 = 100$ кОм; $R_6 = 1$ мОм; $R_8 = 9$ кОм; $R_{Г1} = 10$ кОм; $R_{Г2} = 10$ кОм; $R_H = 1$ кОм (панель лабораторного стенда № 6). Типовые параметры ОУ следующие: $K = 10^4$; $R_{вх} = 5$ МОм; $R_{вых} = 1$ кОм; $U_{см} = \pm 5$ мВ; $I_{вх} = 50$ нА; $\Delta I_{вх} = \pm 15$ нА; $f_T = 300$ кГц; $v_{max} = 0,1$ В/мкс.

1. Соберите схему неинвертирующего усилителя согласно рис.4, для чего с помощью перемычек подключите ко входу и выходу ОУ DA_3 на панели № 3 резисторы R_1 и R_2 панели № 6. Установите в звуковом генераторе ГЗ-36 переключатель внутреннего сопротивления в положение «АТТ» при включенной внутренней нагрузке. Подайте с выхода генератора на вход 1 усилителя сигнал с параметрами $f = 1000$ Гц; $U_{вх} = 100$ мВ. С помощью осциллографа убедитесь в работоспособности усилителя (отсутствие визуально заметных искажений сигнала на выходе, наличие усиления).

Для определения коэффициента усиления измерьте милливольтметром ВЗ-38 напряжения на входе и выходе усилителя и вычислите $K_{OC} = U_{вых} / U_{вх}$. Сравните с расчетом.

Для оценки входного сопротивления подайте сигнал с генератора на вход усилителя через резистор $R_{Г1}$ и убедитесь в том, что выходное напряжение усилителя практически не изменилось. Объясните полученный результат.

Подключите генератор к входу усилителя.

Данные для построения АЧХ

Типы усилителей	Параметры		F, кГц								
			0,033	0,1	0,33	1,0	3,3	10	33	100	200
Неинвертирующий	K _{OC} = 20 дБ N = 1	U _{вых}									
		K									
Инвертирующий	K _{OC} = 20 дБ N = 1	U _{вых}									
		K									
	K _{OC} = 40 дБ N = 1	U _{вых}									
		K									
Двухкаскадный	K _{OC} = 40 дБ	U _{вых}									
		K									

Для оценки входного сопротивления усилителя подключите перемычкой резистор R_н к выходу усилителя и измерьте выходное напряжение. Убедитесь в том, что подключение R_н практически не изменяет выходное напряжение. Объясните полученный результат. Отключите резистор R_н от выхода усилителя.

2. Для снятия АЧХ неинвертирующего усилителя в логарифмическом масштабе установите частоту генератора в герцах, а выходное напряжение усилителя - равным 0,775 В. (В вольтметре В3-38 имеется логарифмическая шкала для измерения напряжений, при этом значению 0,775 В соответствует 0 дБ по нижней шкале.) Убедитесь в том, что при этом значение K_{OC} в децибелах примерно равно 20 дБ.

Измерьте выходное напряжение в децибелах на частотах 100 Гц; 330 Гц; 1000 Гц; 3,3 кГц; 10 кГц; 33 кГц, 100 и 200 кГц. Определите коэффициент усиления усилителя в децибелах на каждой из указанных частот по формуле

$$K_{OC} = 20 + U_{\text{вых}}$$

Здесь U_{вых} отсчитывается в децибелах по шкале вольтметра.

Результаты измерений запишите в форму таблицы. Постройте АЧХ усилителя в логарифмическом масштабе и определите значение f_в. Сравните с расчетом.

3. Соберите схему инвертирующего усилителя, для чего с помощью перемычек подключите входы и выходы ОУ DA₄ с панели № 3 согласно рис.4, замкните перемычкой резистор R₈, к выходу 2 усилителя подключите перемычкой резистор R₅. Подайте с выхода генератора Г3-36 сигнал с параметрами f = 1000 Гц, U_{вх} = 100 мВ.

Подсоедините к выходу 2 усилителя осциллограф и убедитесь в работоспособности усилителя.

Определите коэффициент усиления K_{OC} и оцените выходное сопротивление инвертирующего усилителя, пользуясь методикой п. 2.

Для определения входного сопротивления подайте сигнал с генератора на вход усилителя через резистор R_{г2} и измерьте выходное напряжение усилителя U'_{вых}. Найдите входное сопротивление усилителя по формуле

$$R_{\text{вх. OC}} = R_{г2} U'_{\text{вых}} / (U_{\text{вых}} - U'_{\text{вых}}).$$

Сравните с расчетом.

4. Отключите выход генератора Г3-36 от входа 2 усилителя. Вход 2 замкните на общую точку. Измерьте цифровым вольтметром постоянное напряжение U_{ош. вых} на выходе 2 усилителя. Сравните с расчетом (R_{OC} = R₄).

Включите в схему компенсирующий резистор R₈, для чего уберите перемычку, замыкающую его. Измерьте новое значение U_{ош. вых}, сравните с расчетом.

Дополните схему устройством начальной балансировки, для чего соедините вывод от движка потенциометра R₆ с резистором R₇, а два других вывода потенциометра подключите к источникам +U₁ и -U₂ на панели № 3. Вращая ручку потенциометра R₆, установите нулевое значение U_{ош. вых}. Определите коэффициент усиления постоянного напряжения, для чего с входа 2 уберите перемычку согласно рис.4 и соедините его с R₁ на панели № 6, а R₂ - с выходом источника напряжения 0 - +15 В. Вращая ручку потенциометра источника, установите на входе 2 усилителя с помощью цифрового вольтметра постоянное напряжение U_{вх} = 100 мВ, после чего измерьте постоянное напряжение на выходе усилителя. Найдите коэффициент усиления постоянного напряжения по формуле K_{OC} = U_{вых}/U_{вх}, сравните с расчетом. Уберите перемычку с входа 2 и замкните резистор R₈.

5. К клеммам выхода 2 инвертирующего усилителя подключите милливольтметр переменного напряжения ВЗ-38. Подайте на вход 2 усилителя от генератора ГЗ-36 сигнал на частоте 33 Гц и установите в нем амплитуду, при которой выходное напряжение усилителя равно 0,775 В. Убедитесь, что при этом $K_{OC} = 20$ дБ.

Измерьте выходное напряжение в децибелах на частотах 100 Гц, 330 Гц, 1 кГц, 3,3 кГц, 10 кГц, 33 кГц, 100 кГц, 200 кГц. Определите коэффициент передачи усилителя на каждой частоте по формуле

$$K_{OC} \approx 20 + U_{\text{вых}},$$

где $U_{\text{вых}}$ дано в децибелах.

Результаты измерений запишите в форму таблицы.

Постройте АЧХ усилителя в логарифмическом масштабе и определите значение f_b . Сравните с расчетом.

6. Отключите от выхода усилителя резистор R_5 и подключите резистор R_4 . На частоте 33 Гц вновь установите выходное напряжение 0,775 В и убедитесь, что при этом $K_{OC} = 40$ дБ. Проведите измерение выходного напряжения в децибелах на частотах 100 Гц, 330 Гц, 1 кГц, 3,3 кГц, 10 кГц, 33 кГц, 100 кГц, 200 кГц. Определите коэффициент передачи усилителя на каждой частоте по формуле

$$K_{OC} = 40 + U_{\text{вых}},$$

где $U_{\text{вых}}$ дано в децибелах.

Результаты измерений поместите в форму таблицы. Постройте АЧХ усилителя и определите значение f_b . Сравните с расчетом.

7. Измерьте с помощью осциллографа максимальное амплитудное значение выходного сигнала на частотах 100 Гц и 10 кГц. Постройте зависимость $U_{m \text{ вых. max}} = \varphi(f)$ в полулогарифмическом масштабе (линейном по оси напряжений и логарифмическом по оси частот). Отключите выход генератора ГЗ-36 от входа усилителя и вместо резистора R_4 подключите резистор R_5 .

8. Подключите к входу усилителя выход генератора ГЗ-36 или стендового импульсного генератора. Подайте на вход прямоугольный импульс амплитудой 100 мВ и длительностью 1 мс. Зарисуйте осциллограммы входного и выходного напряжения, измерьте время нарастания фронта импульса до 1,5 В, зарисуйте осциллограмму выходного напряжения, измерьте t_{ϕ} . Объясните полученный результат.

9. Соберите схему двухкаскадного усилителя согласно рис.4, для чего соедините выход 1 с входом 2. В инвертирующем усилителе в цепи ООС используйте резистор R_5 . Подайте на вход 1 сигнал от генератора ГЗ-36 с параметрами $f = 33$ Гц; $U_{\text{вх}} = 10$ мВ. Снимите и постройте АЧХ двухкаскадного усилителя согласно методике п. 3.

Определите f_b , сравните с расчетом и f_b для однокаскадного усилителя с $K_{OC} = 40$ дБ.

Требования к отчету

Отчет должен содержать: название и цель работы; принципиальные схемы исследуемых усилителей (рис.4); результаты расчетного задания; названия пунктов лабораторного задания и результаты измерений; заполненную форму таблицы; три АЧХ, построенные в логарифмическом масштабе и совмещенные на одном графике; график мощностей полосы пропускания в полулогарифмическом масштабе; временные диаграммы импульсного сигнала на входе и выходе усилителя; краткие выводы.

Контрольные вопросы

1. Какими свойствами обладает идеальный ОУ? Сформулируйте основные правила при анализе схем для идеального ОУ.
2. Перечислите основные свойства неинвертирующего усилителя.
3. Какими свойствами обладает инвертирующий усилитель?
4. Проведите сравнительный анализ свойств неинвертирующего и инвертирующего усилителей.
5. Какие факторы снижают точность передачи постоянных составляющих сигнала в неинвертирующем и инвертирующем усилителях? Как ее повысить?
6. От чего зависит частотный диапазон работы неинвертирующего и инвертирующего усилителей? Как его расширить?
7. Что такое мощностная полоса пропускания усилителя?
8. Каковы особенности усиления импульсного сигнала инвертирующим (неинвертирующим) усилителем?

Литература

1. Проектирование усилительных устройств / *Под ред. Н.В. Терпугова*. - М.: Высшая школа, 1982. - 190 с.
2. *Титце У, Шенк К*. Полупроводниковая схемотехника. - М.: Мир, 1982. - 512 с.

Лабораторная работа № 6

Исследование прецизионных выпрямителей

Цель работы: изучение различных схем и основных характеристик выпрямителей.

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: генератор сигналов функциональный Г6-46 или звуковой генератор ГЗ-33; осциллограф С1-65; вольтметр универсальный В7-65; лабораторный стенд.

Теоретические сведения

В цифровых измерительных приборах и системах перед подачей исследуемого сигнала на аналого-цифровой преобразователь необходимо предварительно преобразовать его в постоянное напряжение. В случае периодических сигналов для этого используются прецизионные выпрямители с последующим сглаживанием (фильтрацией) пульсирующего напряжения (тока). Для сигналов случайной формы используются устройства выборки и хранения, обеспечивающие фиксацию уровня сигнала между соседними импульсами опроса.

Процессом выпрямления называется преобразование биполярного сигнала в униполярный. Простейшие выпрямители используют только половину периода сигнала (однополупериодные выпрямители), а двухполупериодные - полный сигнал и выполняют операцию $U_{\text{вых}} = |U_{\text{вх}}|$. В качестве нелинейного элемента, пропускающего ток только в одном направлении, применяется полупроводниковый диод, сопротивление которого в обратном направлении $R_{\text{обр}}$ много больше сопротивления в прямом направлении $R_{\text{пр}}$.

Простейшая схема пассивного однополупериодного выпрямителя изображена на рис.1.

Главным недостатком данной схемы является высокий порог срабатывания. Как видно из рис.2, на котором приведена кусочно-линейная аппроксимация ВАХ диода, диод открывается при $U > U_{\text{п}}$, где $U_{\text{п}}$ - пороговое напряжение. Поэтому сигналы с амплитудой меньше $U_{\text{п}}$ выпрямляться не будут.

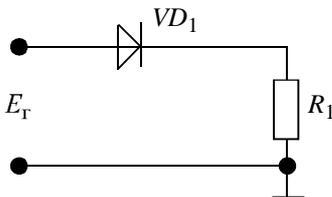


Рис.1. Схема диодного однополупериодного

При нормальной температуре ($T = 20^\circ\text{C}$) пороговое напряжение для кремниевых диодов составляет $\sim 0,6$ В, а для германиевых $\sim 0,3$ В. Однако для измерительных целей необходимы выпрямители, работающие в более низком вольтовом диапазоне.

Эту функцию выполняют прецизионные выпрямители с активным элементом - операционным усилителем (ОУ), который может использоваться в инвертирующем и неинвертирующем включении (рис.3 и 4).

В обеих схемах выпрямительные диоды (VD_1) включены в цепь отрицательной обратной связи (ООС) последовательно с выходным сопротивлением ОУ. Резисторы R_1 на рис.3 и R_4 на рис.4 выполняют функцию нагрузки. Такое включение диодов позволяет уменьшить их эквивалентное сопротивление в открытом состоянии в $(1 + K_0\beta)$ раз, где K_0 - коэффициент передачи ОУ без ООС ($K_0 \rightarrow \infty$), β - коэффициент передачи обратной связи. Для схемы, показанной на рис.3, $\beta = 1$, а для схемы на рис.4 $\beta = R_1/(R_1 + R_3)$.

Схемы выпрямителей работают следующим образом. При отрицательном полупериоде входного сигнала $E_{\text{Г}}$ выпрямительные диоды VD_1 в обеих схемах закрыты. В первой схеме при этом разрывается цепь ООС и, так как $I_{\text{вх. ОУ}} \rightarrow 0$, ток в нагрузке равен нулю и $U_{\text{н}} = 0$. Во второй схеме цепь ООС замыкается через открытый диод VD_2 . Потенциал инвертирующего входа ОУ U^- при ООС равен потенциалу неинвертирующего входа ОУ U^+ : $U^- = U^+ = 0$. Поэтому ток в нагрузке равен нулю и $U_{\text{н}} = 0$. При положительном полупериоде входного сигнала $E_{\text{Г}}$ выпрямительные диоды VD_1 в обеих схемах открыты, а VD_2 во второй схеме закрыт. В этом случае ООС ОУ в неинвертирующей схеме замыкается через VD_1 , а в инвертирующей - через VD_1 и R_3 .

Оценим влияние нелинейности прямой ВАХ диода в обеих схемах:

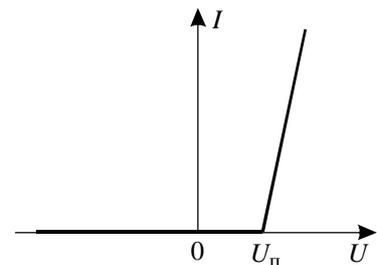


Рис.2. ВАХ диода (кусочно-линейная аппроксимация)

$$U_H = (U^+ - U^-) \cdot K_0 - U_{VD},$$

где U_{VD} - падение напряжения на диоде VD_1 в прямом включении.

Для неинвертирующей схемы:

$$U^+ = E_r, \quad U^- = U_H,$$

тогда

$$K_0(E_r - U_H) - U_{VD} = U_H,$$

$$U_H(1 + K_0) = E_r K_0 - U_{VD},$$

$$U_H = E_r \frac{K_0}{1 + K_0} - \frac{U_{VD}}{1 + K_0}.$$

Для инвертирующей схемы:

$$U^+ = 0, \quad U^- = \alpha \cdot E_r + \beta \cdot U_H = E_r \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} + U_H \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3},$$

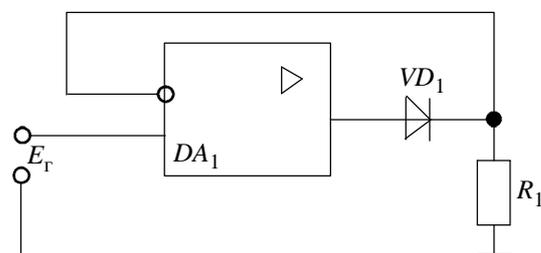


Рис.3. Схема однополупериодного выпрямителя на ОУ в неинвертирующем включении

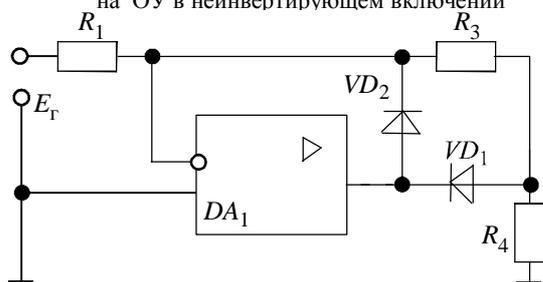


Рис.4. Схема однополупериодного выпрямителя на ОУ в инвертирующем включении

тогда

$$-K_0 \cdot \left(E_r \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} + U_H \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right) - U_{VD} = U_H,$$

$$U_H \cdot \left(1 + K_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right) = -E_r \cdot K_0 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} - U_{VD},$$

$$U_H = -E_r \cdot \frac{K_0 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3}}{1 + K_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3}} - \frac{U_{VD}}{1 + K_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3}}.$$

Так как для ОУ $K_0 \rightarrow \infty$, то для неинвертирующей схемы $U_H = E_r$, а для инвертирующей схемы $U_H = -E_r R_3 / R_1$. Составляющая погрешности выходного напряжения от U_{VD} стремится к нулю.

Существенным недостатком схемы, показанной на рис.3, является то, что ООС ОУ периодически разрывается и при $K_0 \rightarrow \infty$ ОУ переходит в режим насыщения. Это явление снижает быстродействие схемы и ограничивает частотный диапазон, в котором работает выпрямитель.

В инвертирующем выпрямителе (см. рис.4) ООС ОУ замкнута при обоих полупериодах E_r или через VD_1 , или через VD_2 . Поэтому частотный диапазон этой схемы существенно выше. Дополнительный диод VD_2 выполняет функцию защиты ОУ от насыщения.

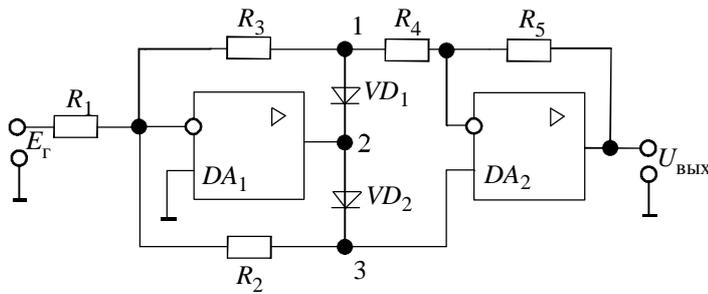


Рис.6. Схема двухполупериодного выпрямителя с двумя диодами

В двухполупериодных выпрямителях по сравнению с однополупериодными в 2 раза увеличивается постоянная составляющая выходного тока и улучшаются условия фильтрации.

В работе исследуются две схемы двухполупериодных выпрямителей: с одним диодом (рис.5) и двумя диодами (рис.6).

Схема (см. рис.5) работает следующим образом: при отрицательном полупериоде входного сигнала E_{Γ} диод VD_1 открыт и замыкает ООС DA_2 . Тогда $U_2^+ = U_2^- = U_1^+ = U_1^- = 0$.

Так как $I_{\text{вх.ОУ}} \rightarrow 0$, $I_{R_3} = \frac{E_{\Gamma} - U_1^-}{R_3} = I_{R_4} = \frac{U_1^- - U_{\text{ВЫХ}}}{R_4}$. Или $E_{\Gamma} / R_3 = -U_{\text{ВЫХ}} / R_4$, $U_{\text{ВЫХ}} = -E_{\Gamma} \cdot \frac{R_4}{R_3}$ и

при $R_3 = R_4$ $U_{\text{ВЫХ}} = -E_{\Gamma}$.

При положительном полупериоде входного сигнала E_{Γ} диод VD_1 закрыт и ООС DA_2 разомкнута. Тогда $U_1^+ = U_2^- \neq 0$. Ток $I_{R_2} = 0$, значит

I_{R_3} и I_{R_4} тоже равны нулю,

$U_{\text{ВЫХ}} = U_1^- = E_{\Gamma}$. Таким образом, выполняет функцию

выпрямления. Недостатком данной диапозон из-за того, что DA_2 в периодически переходит в режим

От этого недостатка свободна двумя диодами, в которой любой полярности входного резисторов равны, т.е. $R_1 = R_2 = R_3$ следующим образом.

При положительном диод VD_2 открыт, а VD_1 закрыт. схема преобразуется в два инвертирующих усилителя и

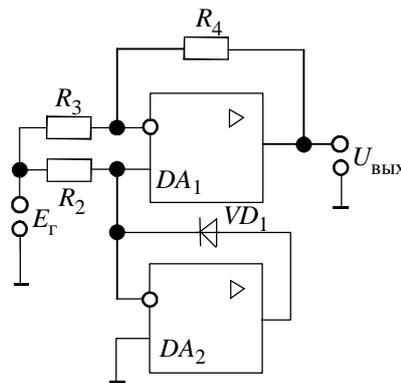


Рис.5. Схема двухполупериодного выпрямителя с одним диодом

$U_1^+ = E_{\Gamma}$ и $U_1^- = U_1^+ = E_{\Gamma}$. Токи

значит

$U_{\text{ВЫХ}} = |E_{\Gamma}|$, т.е. схема двухполупериодного

схемы является малый частотный результате разрыва ООС насыщения.

схема, изображенная на рис.6, с исключается разрыв ООС при сигнала. Номиналы всех $= R_4 = R_5$. Схема работает

полупериоде входного сигнала E_{Γ} Тогда $U_1^+ = U_1^- = U_2^+ = U_2^- = 0$ и последовательно включенных

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_{\Gamma} \left(-\frac{R_3}{R_1} \right) \left(-\frac{R_5}{R_4} \right) = E_{\Gamma} \cdot \frac{R_3 \cdot R_5}{R_1 \cdot R_4} = E_{\Gamma}$$

При отрицательном полупериоде VD_2 закрыт, а VD_1 открыт:

$$I_{R_1} = I_{R_2} + I_{R_3}, \quad I_{R_3} = I_{R_4} = I_{R_5},$$

$$I_{R_1} = E_{\Gamma} / R_1, \quad I_{R_2} = -U_{\text{ВЫХ}} DA_1 / R_2,$$

$$I_{R_3} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_3 + R_4 + R_5} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}} DA_1}{R_3 + R_4}.$$

Тогда

$$\frac{E_{\Gamma}}{R_1} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_3 + R_4 \parallel R_5} - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_3 + R_4 + R_5} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_2}$$

и

$$U_{\text{ВЫХ}} = -E_{\Gamma} \cdot \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_2 + R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2}{R_1} = -E_{\Gamma}.$$

Таким образом, $U_{\text{ВЫХ}} = |E_{\Gamma}|$, т.е. схема обеспечивает двухполупериодное выпрямление. ООС операционных усилителей не разрывается при любой полярности входного сигнала и частотный диапазон работы выпрямителя много шире, чем в схеме, показанной на рис.5, при том же типе ОУ.

Описание лабораторной установки

Для выполнения лабораторной работы используется универсальный лабораторный стенд. Активные и пассивные элементы выпрямителей находятся в зоне № 15. Номера элементов на рис.1, 3 - 6 соответствуют макету. Схема макета, расположение элементов и их обозначение показаны на рис.7 ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5$).

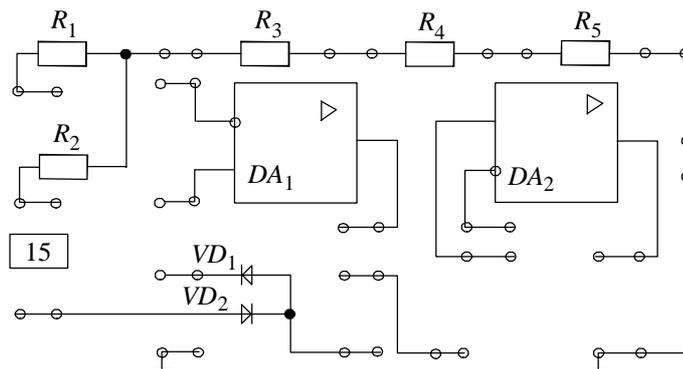


Рис.7. Схема макета

Порядок выполнения работы

1. Исследуйте характеристики пассивного однополупериодного диодного выпрямителя по схеме (см. рис.1).
 - 1.1. Снимите и постройте статическую характеристику выпрямления $U_{0 \text{ ВЫХ}} = f(E_{m \Gamma})$.
 - 1.2. Снимите и постройте передаточную характеристику $U_{m \text{ ВЫХ}} = f(E_{m \Gamma})$.
 - 1.3. Исследуйте временные диаграммы выпрямителя.
2. Исследуйте характеристики активных однополупериодных выпрямителей по схемам на рис.3 и 4.
 - 2.1. Снимите и постройте статические характеристики выпрямления $U_{0 \text{ ВЫХ}} = f(E_{m \Gamma})$.
 - 2.2. Снимите и постройте передаточные характеристики $U_{m \text{ ВЫХ}} = f(E_{m \Gamma})$.
 - 2.3. Исследуйте временные диаграммы выпрямителей.
3. Исследуйте характеристики активных двухполупериодных выпрямителей по схемам на рис.5 и 6.
 - 3.1. Снимите и постройте статические характеристики выпрямления $U_{0 \text{ ВЫХ}} = f(E_{m \Gamma})$.
 - 3.2. Снимите и постройте передаточные характеристики $U_{m \text{ ВЫХ}} = f(E_{m \Gamma})$.
 - 3.3. Исследуйте временные диаграммы выпрямителей.

Методические указания по выполнению работы

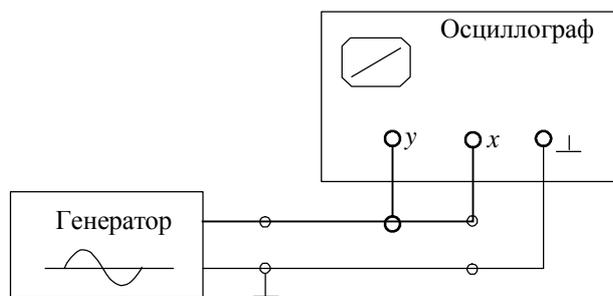


Рис.8. Схема калибровки канала «X» осциллографа

Исследование передаточных характеристик выпрямителей проводится по осциллографу в режиме исследования входа «X» (фигуры Лиссажу). При этом отключается встроенный калиброванный генератор развертки и отклонение луча по горизонтали осуществляется от внешнего сигнала. Поэтому перед началом исследований необходимо провести калибровку канала горизонтального отклонения луча осциллографа. Для этого с помощью свободных гнезд макета необходимо собрать схему, показанную на рис.8.

На генераторе установите гармонический сигнал частотой 100 Гц и $E_r \approx 500$ мВ. Осциллограф установите в режим входа «X» и переключатель входа «X» в положение 1:1. Ручку плавной регулировки входа «Y» поверните до упора по часовой стрелке. С помощью регулировок « \leftrightarrow », « \updownarrow » наклонную линию на экране осциллографа выставите по центру. Переключателем масштаба входа «Y» добейтесь максимального отклонения луча по вертикали. Плавной регулировкой E_r с генератора установите изображение на осциллографе в пределах полной шкалы по горизонтали. Обозначив N_y и N_x количество делений, которое занимает на экране изображение соответственно по вертикали и горизонтали, а M_y , [В/дел.] - масштаб входа «Y» осциллографа, получим $N_y \cdot M_y = N_x \cdot M_x$. Откуда масштаб входа «X»: $M_x = N_y \cdot M_y / N_x$. При сигналах генератора $E_r > 500$ мВ при снятии передаточных характеристик выпрямителей необходимо переключатель входа «X» установить в положение 1:10. Тогда масштаб M_x увеличивается в 10 раз.

К п. 1. Собрать схему рис.1, установить на генераторе гармонический сигнал частотой 10 кГц.

1.1. Изменяя величину сигнала E_r с генератора в диапазоне от 0,1 до 1 В с шагом 0,1 В измерьте с помощью вольтметра постоянную составляющую выходного напряжения $U_{0 \text{ вых}}$. Постройте график $U_{0 \text{ вых}} = f(E_{m \text{ r}})$. На график наложите теоретическую зависимость для холостого хода $U_{0 \text{ вых теор}} = E_m / \pi$.

1.2. Подключите к схеме (см. рис.1) осциллограф входом «X» к входу выпрямителя, а входом «Y» к выходу. Переключатель горизонтального сигнала установите в положение «X», а масштаб - в положение 1:1. Напряжение $E_r \approx 0,5$ В, чтобы изображение помещалось в пределах экрана осциллографа. Зарисуйте характеристику $U_{m \text{ вых}} = f(E_{m \text{ r}})$ в масштабе, измерьте порог срабатывания выпрямительного диода. Увеличьте E_r до 2 В, переключатель масштаба «X» установите в положение 1:10. Повторно зарисуйте осциллограмму.

1.3. Осциллограф переведите в обычный режим работы. Зарисуйте осциллограммы E_r и $U_{\text{вых}}$ при $E_r = 0,3$ В и $E_r = 1$ В.

К п. 2. Установите на генераторе гармонический сигнал частотой 100 Гц. Последовательно соберите схемы, показанные на рис.3 и 4.

2.1. Измерения проведите по методике, описанной в п. 1.1, в диапазоне E_r от 10 мВ до 1 В.

2.2. Измерения проведите по методике, описанной в п. 1.2.

2.3. Осциллограф переведите в обычный режим работы. Зарисуйте осциллограммы E_r , $U_{\text{вых. ОУ}}$, $U_{\text{вых}}$ для обеих схем для $E_r = 1$ В и при частоте 100 Гц и 1 кГц.

К п.3. Установите на генераторе гармонический сигнал частотой 100 Гц.

Последовательно соберите схемы, показанные на рис.5 и 6.

3.1. Измерения проведите по методике, описанной в п. 2.1. На график наложите теоретическую зависимость $U_{0 \text{ вых. теор}} = 2E_m / \pi$.

3.2. Измерения проведите по методике, описанной в п. 1.2.

3.3. Осциллограф переведите в обычный режим работы. При параметрах генератора $E_r = 1$ В и частоте 100 Гц и 1 кГц зарисуйте осциллограммы:

- для схемы (см. рис.5) напряжения E_r , $U_{\text{вых DA1}}$, $U_{\text{вых DA2}}$;

- для схемы (см. рис.6) напряжения E_r , U_1 , U_2 , U_3 , $U_{\text{вых}}$.

Требования к отчету

По каждому пункту заданий отчет должен содержать: результаты калибровки горизонтального канала осциллографа; принципиальные схемы выпрямителей; таблицы с результатами измерений и теоретического расчета $U_{0 \text{ вых. теор}}$; графики статических характеристик выпрямления $U_{0 \text{ вых}} = f(E_{m \text{ r}})$; осциллограммы передаточных характеристик $U_{m \text{ вых}} = f(E_{m \text{ r}})$ в масштабах 1:1 и 1:10; временные диаграммы в исследуемых точках схем.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается недостаток пассивных диодных выпрямителей?
2. Объясните уменьшение эквивалентного сопротивления диода в открытом состоянии при подключении его к ОУ.
3. Объясните искажение формы сигнала в выпрямителях на ОУ с одним диодом.
4. В чем преимущество двухполупериодных выпрямителей?

Лабораторная работа № 7

Аналоговые преобразователи частоты (перемножители, смесители)

Цель работы: изучение структуры и параметров преобразователей частоты на базе дифференциальных усилителей.

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: универсальный лабораторный стенд; генераторы ГЗ-18, ГЗ-111, (ГЗ-33); осциллограф С1-68; милливольтметр ВЗ-33.

Теоретические сведения

Перемножители аналоговых сигналов (АП) можно разделить на 2 группы: инструментальные (или прецизионные ИАП) и общего применения (ОАП). Первая группа используется в низкочастотных цепях обработки сигналов, имеет высокую точность и узкий рабочий диапазон частот, не превышающий нескольких мегагерц. Этой группе перемножителей посвящена лабораторная работа № 3 (см. Лабораторный практикум по курсу «Радиоэлектроника» / Под ред. В.А. Кустова. - М.: МИЭТ, 1990). Вторая группа имеет низкую точность перемножения и используется на частотах от нуля до нескольких гигагерц. Соответственно различаются их параметры и области применения. Обычно их называют преобразователями частоты или смесителями.

Основной функцией преобразования частоты является сдвиг выделенного спектра по частоте без изменения его структуры и, следовательно, без изменения закона модуляции сигнала, образующего этот спектр или в него входящего. При помощи гетеродина с угловой частотой ω_r и фазой φ_r спектр преобразуется к виду

$$U = KU_{(t)} \cdot \cos[(\omega \pm K\omega_r)t + \varphi(t) \pm K\varphi_r].$$

При $K > 1$ преобразование частоты называется преобразованием на гармониках гетеродина или преобразованием порядка K .

Параметры преобразователей частоты общего применения следующие:

- рабочий диапазон частот, обычно от 0 до граничной частоты $f_{гр}$, на которой ослабление входного и опорного сигналов, проходящих прямо на выход, падает ниже нормы;
- крутизна преобразования $S_{прб}$ - отношение амплитуды первой гармоники тока преобразованной частоты на выходе перемножителя к амплитуде гармонического входного напряжения (при заданной амплитуде опорного сигнала);
- коэффициентом ослабления опорного $K_{ОС_0}$ (входного КОСС) сигнала - отношением крутизны передачи опорного (входного) сигнала к крутизне преобразования входного сигнала

$$K_{ОС_0} = I_{вых_0} / U_{вх_0} \cdot S_{прб},$$

$$K_{ОС_{K,c}} = I_{вых.c} / U_{вх.c} \cdot S_{прб};$$

- коэффициент шума по сигнальному входу;
- входная и выходная дифференциальные проводимости и емкости;
- динамический диапазон ($U_{с max}$, $U_{0 max}$).

Остальные параметры аналогичны обычным усилителям.

Основная область применения аналоговых преобразователей частоты - средства телекоммуникации, которые состоят в общем виде из передающей и приемной частей, средств обработки данных и системы управления всем комплексом.

Преобразование частоты осуществляется как в передающей части (модулятора, умножителя частоты), так и в приемной (гетеродинное, двойное гетеродинное, синхронное, балансное, однополосное с пилот-сигналом или без него и т.д.).

В приемном устройстве спектр колебаний переносится из любого участка диапазона радиочастот в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты при помощи цепи с переменным коэффициентом передачи. Для изменения параметров цепи в нее включают один или несколько элементов с нелинейными характеристиками и воздействуют на них переменным напряжением гетеродина. Желательно, чтобы нелинейность заметно не проявлялась в отношении преобразуемого спектра, т.е. чтобы действие этого спектра не создавало гармоник и составляющих с комбинационными частотами. В этом случае цепь,

параметры которой периодически изменяются под воздействием гетеродина, будет линейной по отношению к преобразуемому спектру. В качестве нелинейного элемента чаще всего используют: на сверхвысоких частотах - диоды и транзисторы полевые с $p-n$ -переходом Шоттки, на более низких частотах используются биполярные транзисторы в схемах с общим эмиттером, дифференциальные усилители путем модуляции крутизны, каскодные усилители и т.д.

Если, например, напряжение гетеродина $U_{\Gamma} \cdot \cos(\omega_{\Gamma}t + \varphi_{\Gamma})$ действует на элемент с нелинейной характеристикой, то его проводимость g изменяется с частотой f_{Γ} и может быть представлена рядом Фурье

$$g = g_0 + \sum_{K=1}^{\infty} g_K \cos(K\omega_{\Gamma}t + K\varphi_{\Gamma}).$$

Если на нелинейный элемент действует напряжение с преобразуемым спектром, то каждая его спектральная линия $U_i = U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$ вызовет ток $i = gU_i$. Перемножение с заменой произведений косинусов функциями суммарных и разностных углов дает

$$i = g_0 U_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + \sum_{K=1}^{\infty} g_K U_i \cos[(K\omega_{\Gamma} \pm \omega_i)t + K\varphi_{\Gamma} \pm \varphi_i].$$

Отсюда видно, что к спектру составляющих с частотами f_i прибавляются сдвинутые спектры с частотами составляющих $Kf_{\Gamma} + f_i$ и $Kf_{\Gamma} - f_i$ (или $f_i - Kf_{\Gamma}$, если $Kf_{\Gamma} < f_i$).

Каждый из дополнительных спектров имеет ту же структуру, что и исходный. Если это спектр модулированного сигнала, то на новой частоте сигнал соответственно остается модулированным по тому же закону. Если на этот спектр наложены помехи, то и они с измененными частотами сохраняются в преобразованном спектре.

Аналогичные результаты дает и реактивная нелинейность (диффузионные и барьерные емкости транзисторов, диодов, варикапов и т.д.). Иначе говоря, и в этом случае спектр тока содержит помимо первоначального спектра составляющие с частотами $Kf_{\Gamma} \pm f_i$.

Из-за неидеальности преобразователя частоты и наличия опорного (гетеродинного) сигнала на его выходе присутствует ряд комбинационных частот, что приводит к различным помехам и появлению в тракте радиоприемного устройства, кроме основного канала приема побочных каналов. В общем случае это явление характеризуется коэффициентом интермодуляционных искажений $K_{\text{инт}}$, равным отношению паразитного продукта на выходе преобразователя к полезному сигналу. Индекс коэффициента означает, что паразитный продукт получился в результате смещений n -й гармоники сигнала, m -й гармоники помехи и i -й гармоники гетеродина. Для ослабления сигналов зеркального канала, отличающегося от основного на удвоенное значение промежуточной частоты на входе и выходе преобразователя частоты, ставят полосовые или режекторные фильтры, полоса пропускания которых должна быть равна полосе модулирующего сигнала.

Широкое распространение получили методы фазовой, например квадратурной селекции, где создается режим, когда полезный сигнал на выходе умножителей (например, квадратурных $\omega_0 - \omega_i$) оказывается в фазе. А сигнал зеркального канала ($\omega_3 - \omega_0$) - в противофазе.

Преобразование частоты с использованием свойств дифференциального усилителя

Известное свойство дифференциального усилителя - подавлять синфазный сигнал - с успехом используется в преобразователях частоты. Например, интегральная микросхема К174ПС1 представляет собой четырехквadrантный дифференциальный усилитель на транзисторах VT_1, VT_3, VT_4, VT_6 . Подавая разностные напряжения на базы транзисторов VT_2, VT_5 , можно регулировать токи эмиттеров. Напряжение гетеродина f_{Γ} , подаваемое на базы транзисторов VT_2, VT_5 , действует на базы транзисторов VT_1, VT_6 с одинаковой фазой и будет ослаблено в выходном сигнале на величину, пропорциональную коэффициенту ослабления синфазной составляющей (КОСС). Увеличение или уменьшение токов транзисторов VT_2, VT_5 влечет соответствующее изменение токов VT_1, VT_3, VT_4, VT_6 , а следовательно, и их крутизны, равной $I_K/m\varphi_T$, с частотой гетеродина. Поэтому при одновременном действии напряжения сигнала будет происходить преобразование частоты.

Подключение цепи положительной обратной связи - конденсаторов C_1, C_2 - пьезоэлемент ПЭ1 превращает транзисторы VT_2 и VT_5 с соответствующими им цепями смещения и стабилизации VD_1, VD_2 ,

VD_3, VD_4, R_4, R_5 в высокостабильный (за счет применения ПЭ1, захватывающего частоту колебаний) мультивибратор, выполняющий роль встроенного гетеродина. Поскольку напряжение сигнала подается на базы транзисторов VT_1, VT_6 и VT_3, VT_4 в противофазе, составляющие тока промежуточной частоты $f_{пр} = f_r - f_c$ или $f_c - f_r$ будут также взаимно противоположны по фазе. Эти токи в выходной цепи направлены встречно, поэтому составляющие промежуточной частоты складываются. Токи с частотой гетеродина, имеющие в обоих плечах одинаковые фазы, взаимно компенсируются и не создают напряжения в выходных цепях.

Рассмотренный преобразователь называется балансным. Общий принцип действия балансных преобразователей состоит в том, что из напряжений сигнала и гетеродина одно приложено в обоих плечах синфазно, а другое противофазно.

Описание лабораторной установки

Схема лабораторного макета приведена на рис.1. На рис.2 показана схема автоматической регулировки усиления (АРУ). Коммутация гнезд согласно схемам (см. рис.1 и 2) осуществляется при помощи проводников с однополюсными вилками. На рис.3 приведена принципиальная схема микросхемы К174ПС1.

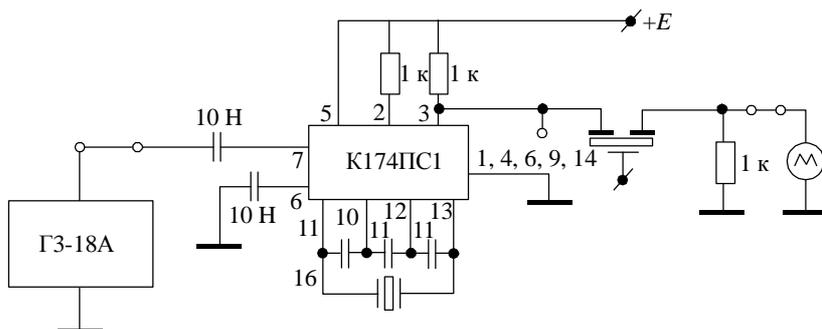


Рис.1. Схема лабораторного макета

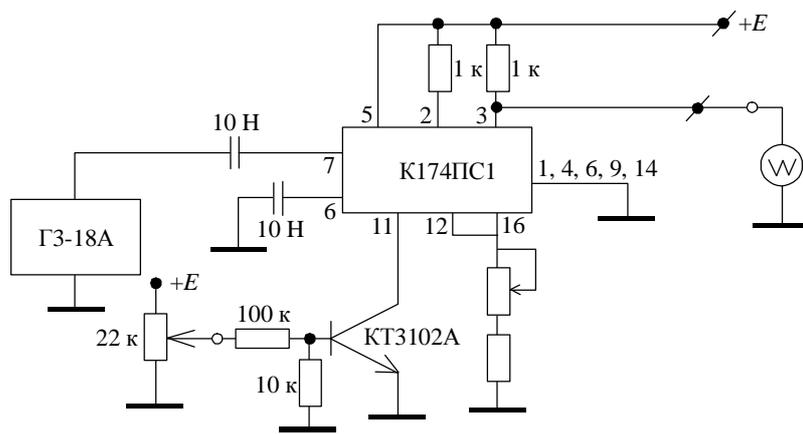


Рис.2. Схема автоматической регулировки усиления

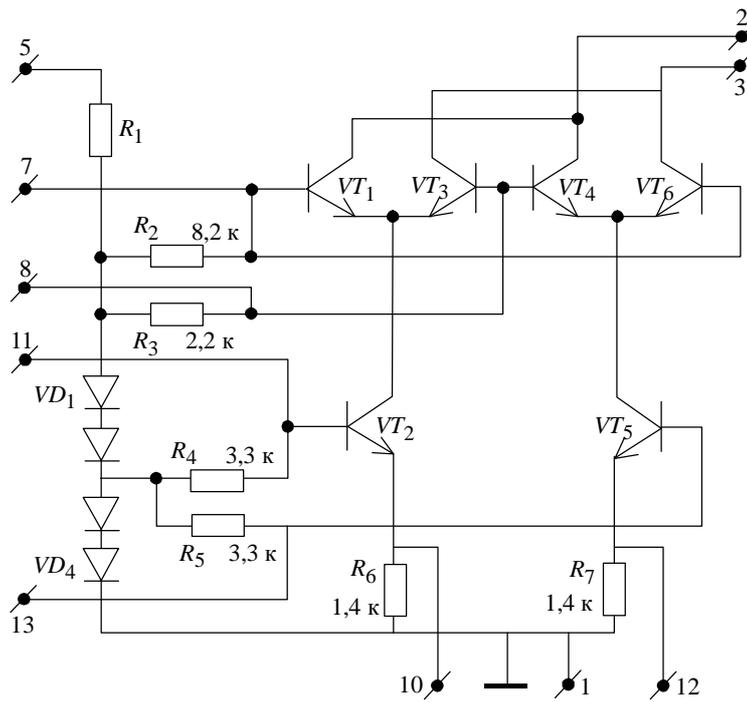


Рис.3. Принципиальная схема микросхемы К174ПС1

Порядок выполнения работы

1. Соберите схему (см. рис.1). Исследуйте схему преобразователя частоты в отсутствии входного сигнала. Измерьте постоянные напряжения на выходах 3, 2, входах 13, 11, выходах 10, 12, входах 7, 8. У исправной микросхемы они должны быть попарно равны. Объясните их величины и возможный незначительный разбаланс. Результаты запишите.

2. Подключите к входу преобразователя частоты генератор ГЗ-18А. Установите напряжение 200 мВ с частотой 28 мГц. Подключите осциллограф к выходу преобразователя частоты. Измеряя частоты генератора в пределах ± 100 кГц, наблюдайте на осциллографе верхнюю и нижнюю боковые полосы сигнала. Измерьте (по шкале генератора ГЗ-18А) полосу пропускания по уровню 3 дБ.

3. Установите на генераторе ГЗ-18А внутреннюю модуляцию частотой 400, 1000 Гц, 60% амплитудной модуляции (АМ), далее проведите измерения согласно п. 2.

4. Установите на генераторе ГЗ-18А частоту 28465 кГц или 27535 кГц. Подключите к выходу преобразователя частоты пьезоэлектрический фильтр. Подключите осциллограф к выходу пьезоэлектрического фильтра. Далее проведите измерения согласно пп. 2 и 3.

5. Запишите результаты измерений.

Требования к отчету

Отчет должен содержать: принципиальную схему макета; результаты экспериментов в виде таблиц и графиков.

Контрольные вопросы

1. Какие существуют виды аналоговых преобразователей частоты?
2. Нарисуйте амплитудно-частотную характеристику пьезофильтра.

3. Как связана полоса пропускания пьезофильтра с искажением сигнала?
4. Как определить амплитудно-частотную характеристику пьезофильтра?
5. Как ослабить влияние зеркального канала?

Литература

1. *Титце Х., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника. - М.: Мир, 1993. - 512 с.
2. *Ред Э.* Справочное пособие по ВЧ схемотехнике. - М.: Мир, 1990. - 256 с.

Лабораторная работа № 8

Ультразвуковые извещатели

Цель работы: ознакомление с характеристиками ультразвуковых извещателей, выпускаемых промышленностью и применяемых в технических средствах охраны объектов и помещений.

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: генератор ГЗ-33; осциллограф С1-65; милливольтметр ВЗ-38; набор пьезоэлектрических преобразователей.

Теоретические сведения

Использование ультразвуковых извещателей в качестве модулей сети для охраны объектов и помещений

В состав модуля входит микроконтроллер, радиоинтерфейс для передачи данных по радиоканалу с обратной связью, автоматическим определением свободного канала связи и переходом на него. Предусмотрена возможность подключения других извещателей к сети.

Возможности извещателей, основанных на применении ультразвука, следующие:

- регистрация проникновения в охраняемое помещение (ОП) предметов (в том числе режущего инструмента), людей;
- регистрация перемещения внутри ОП предметов, людей, животных;
- обнаружение попыток вскрытия ОП: удары, сверление, пиление, газорезание.

Выбор ультразвуковых извещателей можно обосновать так:

- низкое потребление электроэнергии по сравнению с радиоволновой энергией, что важно при автономном электропитании внутри ОП;
- идеи, используемые в ультразвуковом извещателе.

Извещатель представляет собой приемопередающую и обрабатывающую функциональные части ультразвукового локационного устройства, работающего в режиме непрерывного излучения и основанного на использовании эффекта Доплера. При облучении движущихся структур принятый отраженный сигнал имеет частоту, отличающуюся от излучаемой на величину сдвига частот, пропорционального радиальной составляющей линейной скорости облучаемой структуры относительно неподвижного датчика. При использовании данного режима излучения непрерывных немодулируемых колебаний вся мощность отраженного сигнала преобразуется при приеме в мощность доплеровского сигнала, величина которой определяется отражающими свойствами движущихся структур и условиями распространения ультразвуковых колебаний. Доплеровский сдвиг частоты $F_{Д}$ связан с радиальной составляющей скорости лоцируемой структуры v_r следующим выражением:

$$F_{Д} = \frac{2f_0}{C} \cdot v_r,$$

где f_0 - частоты генерируемых ультразвуковых колебаний; C - скорость распространения ультразвука в среде, см/с; v_r - радиальная составляющая скорости, см/с.

От генератора непрерывных немодулированных высокочастотных колебаний синусоидальный сигнал подается на излучатель ультразвукового датчика, где электрический сигнал преобразуется в механические колебания.

Отраженные от движущихся структур сигналы с частотой, отличающейся от излучаемой на доплеровский сдвиг частоты, принимаются приемным пьезоэлементом ультразвукового преобразователя, где преобразуются в электрический сигнал, который поступает на вход приемника, усиливается и подается на смеситель, в котором в качестве гетеродинного сигнала используется сигнал ВЧ-генератора. Сигнал на выходе смесителя имеет частоту, равную доплеровскому сдвигу частоты, и в дальнейшем именуется доплеровским сигналом.

Экономичность использования ультразвуковой энергии при данном преобразовании позволяет ограничиться мощностью излучения менее 0,03 Вт.

Математическая обработка результатов локации в частотной, амплитудной и временной областях методом сравнения с эталонными процессами позволяет идентифицировать объект и способ вторжения.

Достоверность идентификации возрастет по мере расширения библиотеки эталонных процессов, а также использования «динамического порога».

Технические характеристики пьезокерамических преобразователей следующие. Пьезоэлектрические преобразователи являются сенсорами (датчиками) ультразвуковых извещателей, и от их характеристик зависит качество ультразвуковых извещателей.

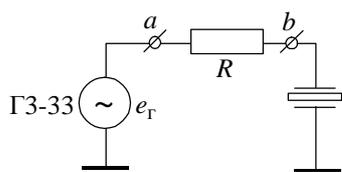


Схема измерения параметров пьезопреобразователя

Это обстоятельство требует индивидуального подбора пар приемник -излучатель.

Пьезокерамические преобразователи в зависимости от их конструктивного исполнения могут работать в воздушной среде (МУП-1, МУП-3, МУП-4), в твердой среде и жидкости (датчик разбитого стекла, датчик движения в жидкой среде). Технологический разброс параметров пьезоэлектрических преобразователей усложняет производство ультразвуковых извещателей. Например, пьезокерамический преобразователь МУП-3 имеет разброс рабочей частоты от 37 до 45 кГц с шириной полосы максимальной передачи по уровню 0,5 кГц, равной 1,5 кГц.

Описание лабораторной установки

1. Набор пьезоэлектрических преобразователей, используемых в ультразвуковых извещателях, - для воздушной среды, для твердого тела (датчик разбитого стекла) и жидкости.

2. Набор перемычек и проводников для подключения пьезоэлектрических преобразователей к приборам.

Порядок выполнения работы

1. Исследуйте амплитудно-частотные характеристики пьезоэлектрических преобразователей и постройте амплитудно-частотные характеристики всех пьезоэлектрических преобразователей.

2. Определите полосу пропускания по уровню -3 дБ.

3. Измерения проводите для преобразователей, работающих в воздушной среде в диапазонах 35 - 50 кГц и 105 - 150 кГц, для пьезоэлектрических преобразователей, работающих на твердом теле и в жидкости, - в диапазонах 70 - 200 кГц.

4. Определите импеданс пьезоэлектрических преобразователей на частоте основного резонанса.

Методические указания по выполнению работы

Для построения амплитудно-частотной характеристики соберите схему (рисунок).

Установите на генераторе ГЗ-33 напряжение 10 В, изменяя частоту генератора в вышеуказанных пределах. Постройте график зависимости напряжения в точке b от частоты при помощи вольтметра ВЗ-38 и осциллографа С1-65. Определите полосу пропускания при помощи вольтметра ВЗ-38 по шкале дБ.

Измерив вольтметром ВЗ-38 напряжение в точках a и b на резонансной частоте, рассчитайте сопротивление пьезокерамического преобразователя на резонансной частоте. Сравните с паспортными данными.

Пьезокерамический преобразователь МУП-3 имеет на резонансной частоте (частоте максимального излучения) сопротивление 1,5 кОм.

Требования к отчету

Отчет должен содержать: схему измерения параметров пьезоэлектрических преобразователей; результаты эксперимента в виде амплитудно-частотных характеристик и измеренных параметров пьезопреобразователей.

Контрольные вопросы

1. Какова область применения пьезопреобразователей?

2. Чем отличаются пьезопреобразователи, применяемые для воздушной среды, для твердого тела и жидкости?

3. Каковы основные технические характеристики пьезопреобразователей, применяемых в ультразвуковых извещателях?

4. Нарисуйте блок-схему применения пьезопреобразователей в ультразвуковых извещателях.

5. Как проверить исправность пьезопреобразователя?

Литература

1. Технические средства охранно-пожарной сигнализации / В.А. Нилов, А.Н. Членов, Ф.А. Шакиров и др. - М.: Мир, 1999. - 148 с.

Лабораторная работа № 9

Аудионаблюдение с использованием радиоканала

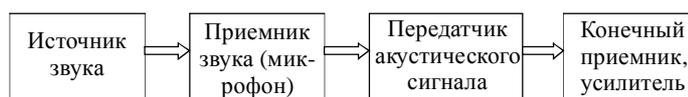
Цель работы: Ознакомление с характеристиками и параметрами радиомикрофонов.

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: селективный микровольтметр WM5-2А; комплект радиомикрофонов.

Теоретические сведения

Обобщенную схему канала утечки акустической информации можно представить так:



Источником звука в этом случае могут стать сотрудники, обсуждающие производственные вопросы, голоса участников совещаний или переговоров и т.п. В качестве приемников звука чаще всего используются миниатюрные радиопередающие устройства, совмещающие в себе высокочувствительный микрофон и передатчик («радиозакладки»).

На рынке представлен широкий спектр радиомикрофонов, назначение которых - передача по радиоканалу акустической информации, циркулирующей в объекте. Радиомикрофоны можно условно разделить на следующие типы:

- простейшие, т.е. непрерывно излучающие;
- с включением на передачу при появлении в контролируемом помещении разговоров или шумов;
- дистанционно управляемые, включающиеся и выключающиеся при помощи передатчика дистанционного управления на время, необходимое для контроля объекта;

- скрытоносимые, приспособленные для ношения на теле человека и одежде;
- камуфляжные, замаскированные под предметы обихода.

В тех случаях, когда невозможна установка «жучка» непосредственно на объекте, применяются стетоскопные передатчики, которые позволяют прослушать переговоры через твердую преграду (стена, стекло, корпус автомобиля и т.д.), причем, чем тверже и однороднее преграда, тем лучше качество снимаемой информации.

«Жучки» можно классифицировать по следующим признакам:

- диапазону используемых частот (от 40 МГц до 150 ГГц);
- продолжительности автономной работы (от 5 ч до 1 года);
- дистанции передачи (от 15 м до 10 км);
- виду модуляции (АМ, ЧМ, узкополосная ЧМ, SSB, широкополосная шумоподобная);
- с кодировкой передаваемой информации (фактически с шифровкой канала передачи) теми или иными способами.

Применение радиопередающих средств предполагает обязательное наличие приемника, при помощи которого осуществляется прием информации от «жучка». На практике используются различные типы приемников - от бытовых до специальных. В исключительных случаях используются так называемые ретрансляторы, т.е. приемники, совмещенные с передатчиком. Их задачей является прием излучения от маломощного «жучка», предварительное усиление сигнала и передача его с использованием другого частотного диапазона на большие расстояния. Обычно каналы передачи ретрансляторов закрываются (кодируются) для уменьшения вероятности случайного или преднамеренного перехвата.

Иногда применяются так называемые автоматические станции. Они предназначены для автоматической записи информации на диктофон в момент появления на объекте акустической информации.

Прослушивание методом «ВЧ-наводки»

Прослушивающая аппаратура подключается к телефонной сети по следующей схеме. К одному проводу телефонной сети подключается высокочастотный (ВЧ) генератор, а к другому - амплитудный детектор с усилителем. Это позволяет прослушивать помещение через телефон с лежащей трубкой. Физика процесса проста - ВЧ-колебания проходят через микрофон или детали телефона, обладающие «микрофонным эффектом», и модулируются акустическими сигналами помещения, где установлен телефонный аппарат. Промодулированный сигнал демодулируется амплитудным детектором и после

усиления готов для прослушивания и записи. Этот эффект иногда используется и в радиопередающих «жучках».

Прослушивание помещения через телефон можно осуществить, используя «звонковый эффект», основанный на том, что звонок телефона может работать как микрофон и наводить в линию достаточно сильный сигнал, который после его усиления пригоден для записи и прослушивания. Однако «звонковым эффектом» обладают только старые модели телефонных аппаратов, которых в коммерческих структурах практически не осталось.

Прослушивание при помощи «жучков», использующих в качестве канала передачи данных силовую сеть

Прослушивание объекта можно организовать при помощи «жучков», которые встраиваются в электрические розетки, удлинители, тройники, бытовую аппаратуру и используют для передачи акустической информации силовую сеть 127 - 220 В. К их достоинствам можно отнести неограниченное время работы и сложность обнаружения.

Прием информации от таких «жучков» осуществляется специальными приемниками, подключаемыми к силовой сети в радиусе до 300 м от «жучка» (по длине проводки) до силового трансформатора, обслуживающего здание или комплект зданий.

Прослушивание с использованием нетрадиционных каналов

В последнее время появился ряд прослушивающих устройств, преимущественно отечественного производства, использующих для передачи акустической информации так называемые «нетрадиционные каналы». К ним относятся:

- акустические закладки, ведущие передачу в инфракрасном диапазоне (ИК-передатчики), и спецприемники к ним. Характеризуются они крайней сложностью обнаружения. Срок работы этих изделий 1 - 3 суток, но следует иметь в виду, что прослушать их передачу можно только в прямом визуальном контакте, т.е. непосредственно видя эту закладку. Поэтому размещаются они у окон, вентиляционных отверстий и т.п., что облегчает задачу их поиска;

- акустические радиопередающие закладки, использующие «двойную модуляцию». Физика процесса весьма проста - акустический сигнал модулирует промежуточную несущую, а полученный в результате сигнал подается на вход непосредственно передатчика. Попытка прослушать такую закладку даже очень хорошим импортным сканирующим приемником ни к чему не ведет - слышен будет лишь шум, так что это закладки с очень неплохим «закрытием»;

- закладки и переговорные устройства, использующие в качестве канала передачи:
 - элементы конструкций зданий, воду и другие среды,
 - системы накопления информации и скоростной передачи ее по команде оператора,
 - системы, использующие перемодуляцию радиоизлучения на нелинейных элементах, входящих в состав различной электронной техники или специально помещаемых в контролируемых помещениях.

Для поиска «потенциальных» источников электромагнитных излучений используются устройства поиска активного типа:

- «нелинейные локаторы» (исследуют отклик на воздействие электромагнитных полей);
- рентгенометры;
- магнитно-резонансные локаторы (используют явление ориентации молекул в магнитном поле);
- акустические корреляторы.

Для поиска излучающих источников электромагнитного излучения используются:

- анализаторы спектра:
 - отечественные, например СМИ-2, СМИ-21 и т.д.,
 - импортные, например фирмы «Rohde & Schwarz» SWO B2, SWO B4, SWO B6, SRMP и т.д.;
- селективные микровольтметры;
- приемники, сканеры различных модификаций и т.д.

Порядок выполнения работы

1. Включите радиомикрофон.
2. Включите селективный микровольтметр WMS-2А.
3. Подключите к его входу измерительную антенну для диапазона, в котором работает радиомикрофон.
4. Установите полосу пропускания 120 кГц.
5. Измерьте частоту гетеродина микровольтметра, настройте его на частоту радиомикрофона.
6. После настройки измерьте уровень напряженности электромагнитного поля. Результаты запишите (частоту и напряженность поля).

7. Установите полосу пропускания селективного микровольтметра 50 кГц.
8. Измерьте по уровню -3 дБ полосу излучаемого радиомикрофоном спектра частот. По результатам измерений рассчитайте индекс модуляции при условии, что девиация частоты составляет 3 кГц.

Требования к отчету

Отчет должен содержать: схему проведения экспериментов; основные результаты работы.

Контрольные вопросы

1. Основные (классические) способы аудионаблюдения.
2. Какие существуют средства противодействия аудионаблюдениям?
3. Какие физические принципы используются для аудионаблюдения?
4. Какие существуют основания для поиска средств аудионаблюдения?

Литература

1. *Ред Э.* Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. - М.: Мир, 1990. - 256 с.

Лабораторная работа № 10

Исследование систем видеонаблюдения с использованием радиоканала

Цель работы: ознакомление с характеристиками и параметрами систем видеонаблюдения с использованием радиоканала.

Продолжительность работы - 4 ч.

Аппаратура: видеокамеры с радиоканалом 203 с, 208 с или 210 с, 211 с, 219 с, 320 с; RADIO AV RECEIVER; AC/DC ADAPTER 8 В 0,2 А; AC/DC ADAPTER 12 В 0,5 А; аккумулятор 9 В - 0,6 А/ч; видеомонитор PS-438, PS-450; видеоаудиокабели.

Теоретические сведения

Концепции систем видеонаблюдения

Система видеонаблюдения предназначена в первую очередь для применения в тех случаях, когда необходимо иметь однозначное представление о происходящем событии, но нет возможности обеспечить наблюдение глазами охранника. Поскольку трудно рассчитывать на то, что оператор у пульта наблюдения и контроля со 100%-ной гарантией своевременно заметит изменение в контролируемой области просто наблюдая за мониторами, система видеонаблюдения должна быть сопряжена с некоторыми дополнительными устройствами обнаружения перемещений, подающими звуковой сигнал для привлечения внимания дежурного оператора.

Наибольшая неопределенность при анализе обстановки на внешнем периметре объекта связана с большой вероятностью ложного срабатывания. Сочетание системы обнаружения движения с системой видеонаблюдения, возможно, является оптимальным разрешением этой неопределенности при условии реализации в системе надлежащего выбора камеры и места ее установки.

При подборе и установке видеокамеры необходимо принимать во внимание следующие параметры:

- высоту над поверхностью земли;
- угол обзора;
- расстояние до наблюдаемой области;
- направление обзора (фиксированная или переменная линия обзора);
- наличие естественного или искусственного освещения, уровни освещения;
- положение солнца в разное время года;
- положение относительно соседних камер («мертвые» и перекрывающиеся зоны);
- способы защиты от природных явлений, хищений и умышленного вывода из строя;
- требуемую длину соединительного кабеля;
- простоту обслуживания;
- стоимость.

Изображение человека на контрольном мониторе при максимальном расстоянии в рабочем диапазоне камеры должно быть не менее 25 мм.

Учет указанных параметров облегчает задачу подбора видеокамеры для конкретной точки.

Для уменьшения неопределенности необходимо подобрать камеру, обеспечивающую хорошее качество изображения. При этом имеют значение освещение, кабель и монитор, но качество камеры предопределяет общее качество работы системы.

Ограничивающим фактором является элемент, принимающий изображение внутри камеры (мишень), аналогичный сетчатке глаза. Электронная начинка камеры также не должна создавать проблем, а общая эффективность совместной работы мишени и электроники определяется количеством отдельных элементов изображения на строку сканирования (суммарное разрешение, эквивалентное количеству точек, образующих фотографии в газете, на ширине строки).

Считается, что изображение в системах наружного обзора имеет достаточно хорошее качество, если можно отличить человека от любого другого объекта и решить, была тревога ложной или настоящей.

Помимо необходимости идентификации следующим важным фактором при выборе камеры является выбор сочетания освещения и типа мишени камеры. Чувствительность мишени монохроматических камер к различным цветам освещения зависит от ее типа, поэтому тип используемой мишени должен соответствовать освещению, и наоборот.

Однако, очевидно, в некоторых ситуациях, когда необходимо, чтобы нарушитель не знал о ведущемся за ним наблюдении, просматриваемое пространство должно быть освещено инфракрасным светом. Глаз человека не воспринимает этот свет, однако мишени камер могут быть сконструированы для регистрации света именно в этом диапазоне.

Одним из важнейших факторов для проектировщика системы является размер экрана монитора. Основная проблема заключается в том, что при уменьшении размера экрана монитора размер движущейся светящейся точки, формирующей изображение, не может быть уменьшен в такой же пропорции. Эта проблема возникает из сочетания ограничений на фокусировку и материала, из которого изготовлен экран. При этом часть информации, достигающей монитора, теряется при формировании изображения на экране. Эти проблемы почти полностью решаются за счет использования более крупных экранов так, чтобы вся полученная информация была отображена на мониторе.

При дальнейшем увеличении размеров экрана светящаяся точка не увеличивается в той же пропорции, поэтому линии на экране и промежутки между ними становятся более выраженными. Такие промежутки являются фактически неиспользуемым пространством и могут препятствовать восприятию изображения на экране.

Еще одним существенным фактором является расстояние от наблюдателя до экрана. Было установлено наиболее удобное расстояние от зрителя до экрана, а после этого был определен минимальный угол зрения до появления усталости. В результате найден размер экрана, после чего разработана электронная схема, обеспечивающая оптимальное разрешение для этого размера экрана. Оптимальные размеры экрана по диагонали варьируются от 9 до 17 дюймов.

Четкость и яркость изображения, наблюдаемого оператором на экране монитора, зависит от степени освещенности объектов наблюдения. В дневное время, особенно в солнечную погоду, четкую картинку получить гораздо легче, чем в пасмурную. Для того чтобы уравнивать условия освещенности в разное время суток и при разных погодных условиях, необходимо предусмотреть наличие искусственного освещения. Оптимальное использование имеющегося света достигается при использовании видеокамер, оснащенных мишенями, предназначенными для низких уровней освещенности. Высокая чувствительность таких мишеней позволяет использовать их в условиях сумеречного освещения, после чего нужен уже искусственный свет, но все равно не в таком количестве, как для обычных камер.

Новая камера с чувствительной мишенью стоит дороже, чем уже бывшая в употреблении, поэтому следует найти компромисс между более высокой начальной и более низкой эксплуатационной стоимостью. Для достижения этого компромисса можно подключить систему искусственного освещения таким образом, чтобы она включалась только по команде системы обнаружения нарушителя одновременно для отпугивания и для освещения поля зрения видеокамеры.

Когда высокочувствительные камеры используются в таких разнообразных условиях освещения - от яркого солнечного до искусственного - во избежание ослепления и перегрузки камеры необходимо автоматическое управление потоком света, попадающим в камеру.

Оно достигается за счет уменьшения поступающего потока света до минимального уровня, при котором камера может удовлетворительно работать, а для этого, в свою очередь, используется автоматическая диафрагма, которая «затеняет» линзы точно так же, как в фотоаппарате. Если диафрагмы недостаточно для управления потоком света во всем рабочем диапазоне освещенностей, то используется дополнительное управление автоматическими фильтрами, которые помещаются в световой тракт между линзами и мишенью камеры при определенных уровнях освещения. Еще большее ослабление достигается с помощью автоматического управления усилением в электронных усилителях камеры.

Монтаж и эксплуатация видеосистем для работы внутри здания во многом аналогичны рассмотренным ранее. Общим для обоих вариантов фактором, который также следует учитывать, является то, что по сравнению с человеческим глазом большинство объективов имеет более узкий угол обзора. Кроме того, человеческий глаз за счет подвижности еще более расширяет угол обзора и обладает способностью фокусироваться в течение доли секунды.

Обычно в установках видеонаблюдения задача расширения угла зрения решается за счет использования вращающегося в вертикальной и горизонтальной плоскостях корпуса, что позволяет видеокамере «смотреть» в нужном направлении под действием дистанционного управления.

Типовой поворотный механизм поворачивает видеокамеру на шестьдесят градусов за десять секунд. Человеческий глаз делает то же самое менее чем за одну секунду. Данное обстоятельство имеет большое значение при оценке надежности системы наблюдения, так как такой медленный поворот дает возможность злоумышленнику пересечь поле зрения, не попав в створ объектива, если он знает о технических характеристиках системы видеонаблюдения. Кроме того, дежурный сотрудник службы безопасности помимо наблюдения за изображением на мониторах и управлением видеокамерами обычно выполняет и другие задачи, что еще в большей мере облегчает задачу злоумышленника.

В каждом конкретном случае разработчики должны объективно разобраться в вопросе, стоит ли устанавливать дорогостоящие системы наблюдения с изменяющимся углом поворота и наклона или ограничиться установкой более дешевых камер с фиксированным направлением обзора. Две разнесенные фиксированные камеры, направленные так, чтобы видеть не только то, что находится под ними и вокруг, но и в мертвых зонах друг у друга, в соединении с системой охранной сигнализации предоставляют наилучшую возможность наблюдения за всем, что происходит.

Ничто так не может сильнее поколебать уверенность человека в себе, как технические неясности, что может произойти именно в тот момент, когда человеку особенно нужна уверенность для принятия решения на основании того, что он видит на экране. Поэтому общая рекомендация - использовать в системах видеонаблюдения камеры с фиксированным направлением обзора с максимальным углом зрения,

высококочувствительными мишенями и включением освещения по срабатыванию датчиков обнаружения нарушителя. Поворот, наклон и увеличение должны использоваться, но скорее как исключение, а не как правило. В тех случаях, когда объект видеонаблюдения удален от источников сетевого электропитания или использование видеокабеля нежелательно, используется радиоканал для передачи видео- и аудиоинформации. Радиоканал может обеспечивать все режимы управления видеокамерой, которые характерны для кабельных линий связи. Требования к техническим характеристикам радиоканала для передачи видео- и аудиоинформации регламентируются государственным комитетом по радиочастотам России (ГКРЧ).

Порядок выполнения работы

1. Подключите ресивер (приемник) к монитору при помощи видео- и аудиокабелей.
2. Подключите питание к видеокамере, ресиверу и монитору (монитор переключите в режим AV).
3. Установите видеокамеру на расстоянии не менее 3 м от ресивера (для уменьшения интермодуляционных искажений).
4. Направьте объектив видеокамеры на любой предмет, удаленный от объектива на расстояние не менее 50 см.
5. Вращая ручку настройки TUNE ресивера, получите устойчивое изображение на экране монитора.
6. Направьте объектив видеокамеры на предмет, удаленный от объектива на расстоянии 10 см. Меняя фокусное расстояние объектива, получите резкую картинку на экране монитора.
7. Убедитесь в работе аудиоканала, изменяя уровень чувствительности канала звука видеомонитора.
8. Определите динамический диапазон видеокамеры, направляя объектив видеокамеры на стандартную тестовую таблицу.

Требования к отчету

Отчет должен содержать: схему проведения эксперимента; результаты измерений.

Контрольные вопросы

1. Каковы основные видеонаблюдения в технических средствах охраны объектов и помещений?
2. Каковы основные технические характеристики видеокамер наблюдения?
3. Каковы основные виды трансфокаторов видеокамер?
4. На какие параметры видеокамеры влияет рабочий отрезок, фокусное расстояние, фотографическая широта?
5. Каковы основные виды подсветок, используемых в видеокамерах? Какова их эффективность?
6. Что такое чувствительность и разрешающая способность видеокамеры?

Литература

1. Обзор систем видеонаблюдения // Системы безопасности. - 2004. - № 2 (56). - 160 с.

Содержание

Лабораторная работа № 1. Исследование источников вторичного электропитания для электронных устройств	3
Лабораторная работа № 2. Исследование усилительного каскада с емкостной связью	21
Лабораторная работа № 3. Исследование дифференциального усилительного каскада	31
Лабораторная работа № 4. Исследование усилительного каскада с отрицательной обратной связью	44
Лабораторная работа № 5. Исследование неинвертирующего и инвертирующего усилителей	64
Лабораторная работа № 6. Исследование прецизионных выпрямителей	76
Лабораторная работа № 7. Аналоговые преобразователи частоты (перемножители, смесители).....	85
Лабораторная работа № 8. Ультразвуковые извещатели	93
Лабораторная работа № 9. Аудионаблюдение с использованием радиоканала	97
Лабораторная работа № 10. Исследование систем видеонаблюдения с использованием радиоканала.....	102

Под редакцией

Гуреева Александра Васильевича

Лабораторный практикум по курсу «Радиоэлектроника»

Редактор *А.В. Тихонова.* Технический редактор *Л.Г. Лосякова.* Корректор *Л.Г. Лосякова.* Верстка *Е.А. Каменской.*

Подписано в печать с оригинал-макета 10.09.08. Формат 60x84 1/16. Печать
офсетная. Бумага офсетная. Гарнитура Times New Roman. Усл. печ. л. 6,26.
Уч.-изд. л. 5,4. Тираж 700 экз. Заказ 93.

Отпечатано в типографии ИПК МИЭТ.
124498, Москва, Зеленоград, проезд 4806, д. 5, МИЭТ.