Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ПРАКТИКУМ ПО РАДИОТЕХНИКЕ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯМ

Томск—1977

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

...о матча. В Корчной пред-
...ок В. Шкар... ...ьнюс. М. Таль, улыба-
...л играть на далеком
...о. Почему? Экс-
...л: «Это—един-
...ором мне
...у Корч-
...ори-

то...
воло...
вили...

В...
ско...
ко...
ле...
ре...
ск...
лу...

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ПРАКТИКУМ ПО РАДИОТЕХНИКЕ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯМ

Часть I

Издательство Томского университета
Томск – 1977

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

621.396 + 621.396.08](075.5)

Настоящее учебное пособие предназначено для студентов радиофизического факультета Томского госуниверситета.

Материал первой части практикума охватывает вопросы, связанные с явлениями в линейных цепях, с усилением и генерацией колебаний, с нелинейными преобразованиями электрических сигналов (выпрямление и детектирование).

В пособии излагаются теоретическая сторона рассматриваемых явлений, порядок расчета схем и даются методические указания по выполнению эксперимента.

Проведенный в практикуме материал изложен достаточно подробно, что при минимуме затрат времени позволяет подготовиться к выполнению работы, не прибегая к изучению дополнительной литературы.

Редактор – канд. физ.-мат. наук Майдановский А.С.

© Издательство Томского университета, 1977 г.

уд 2

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Предисловие

Лабораторный "Практикум по радиотехнике и радиоизмерениям" является составной частью курсов по радиотехнике и нелинейным колебаниям в электрических и электронных цепях, читаемых на радиофизическом факультете Томского университета.

Первая часть "Практикума" содержит описания к восьми работам. Общий план построения описаний включает: I. Цель работы; 2. Задание; 3. Теоретическую часть; 4. Методические указания по проведению эксперимента и подсчету ошибок.

Особенностью "Практикума" является подробное изложение теории вопросов, подлежащих экспериментальному исследованию. Это связано с тем, что из-за небольшого числа часов, отведенных по плану на эти дисциплины, в лекционных курсах даются лишь основные, общетеоретические положения - понятия о сигналах, методы анализа, основные явления. Большая часть конкретно-теоретических и схемных вопросов переносится для самостоятельного изучения в лаборатории. Далеко не все вопросы теории изучаемых в лаборатории явлений и устройств изложены в широко доступных книгах. Во многих случаях материал необходимо собирать по нескольким источникам, в которых различными оказываются не только термины и обозначения, но и способы описания явлений. Время, затрачиваемое студентами на подготовку к лабораторным работам при сборе материала по литературе, очень велико. Поэтому для сокращения времени подготовки и, следовательно, увеличения объема изучаемых и экспериментально исследуемых явлений и устройств в "Практикум" введена достаточно подробная теоретическая часть.

Настоящий практикум предназначен для студентов радиофизического факультета. Однако авторы стремились так составить задание к работам и описать процессы и явления, что им в определенной мере смогут пользоваться студенты и других факультетов.

В подготовке лабораторных работ и описаний участвовали сотрудники кафедры теоретических основ радиотехники радиофизического факультета Томского государственного университета Грешнов В.И. (2), Дейкова Г.М. (I, 8), Кочеткова А.В. (3), Мерзлякова М.Н. (6), Мещеряков В.А. (4), Мудров А.Е. (5), Новиков С.С. (7).

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

I. РЕЗОНАНС ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

I. Цель работы

Целью работы является изучение резонансных явлений в последовательном и параллельном колебательном контуре.

II. Задание

I. При подготовке к работе необходимо изучить следующие вопросы.

а) Собственные колебания в электрическом контуре.

б) Последовательный резонансный контур. Уравнение для тока. Полное сопротивление последовательного контура. Условие резонанса напряжений. Формула резонансной частоты. Резонансные кривые для тока в контуре и напряжения на C и L .

в) Параллельный резонансный контур. Эквивалентное сопротивление контура. Выражение для резонансной частоты. Резонансные кривые для напряжения на контуре и тока в подводящем проводе. Частотные зависимости тока в ветвях контура.

2. Для экспериментального изучения явления резонанса напряжений собрать схему, приведенную на рис.I,а.Определение тока в работе осуществляется путем измерения падения напряжения U на эталонном сопротивлении $R_{эт}$. Зная величину сопротивления, можно подсчитать ток $i = U / R_{эт}$.

3. Снять зависимости от частоты ω тока в контуре i

$$i = f_1(\omega),$$

напряжения на конденсаторе

$$U_C = f_2(\omega)$$

и напряжения на катушке самоиндукции

$$U_L = f_3(\omega).$$

4. Из резонансной кривой для тока найти резонансную частоту, полосу пропускания и добротность последовательного контура.

5. Для изучения резонанса токов собрать схему, изображенную на рис.I,б.

6. Снять зависимости от частоты полного тока $i = f_1(\omega)$, тока в емкостной ветви $i_C = f_2(\omega)$
и тока в индуктивной ветви $i_L = f_3(\omega)$.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

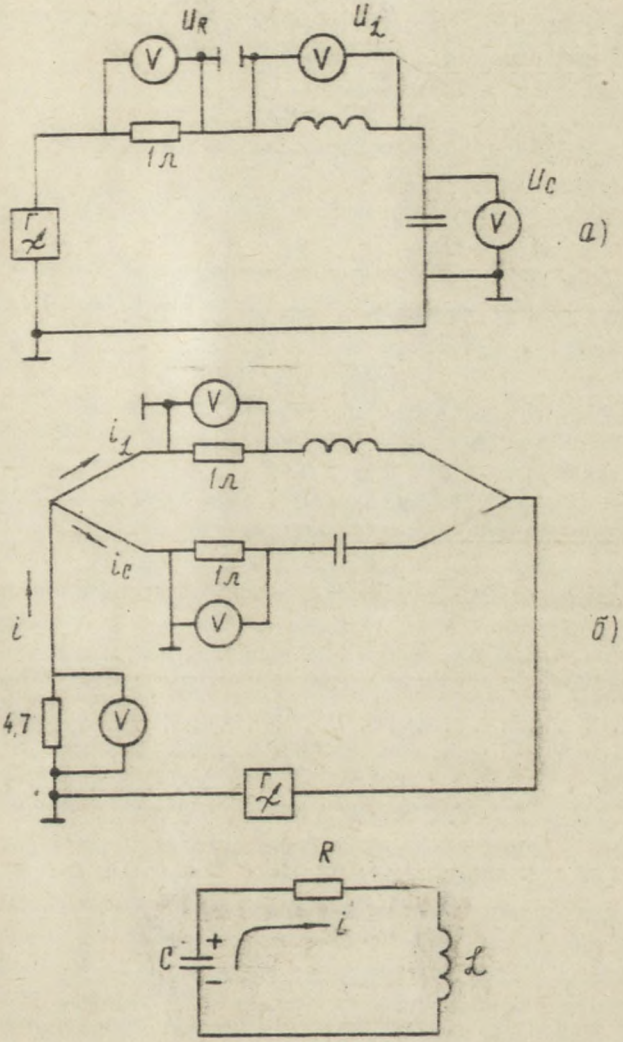


Рис.I

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

7. Определить резонансную частоту ω_0, резонансное сопротивление $Z_{рез}$ и добротность Q параллельного контура.

8. Подсчитать ошибку измерений.

Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., "Советское радио", 1967.
2. Молчанов А.Т., Занадворов П.К. Курс электротехники и радиотехники. М., "Наука", 1969.
3. Китаева Л.П. Методы оценки погрешностей в лабораторном студенческом практикуме по физике. Томск, Изд-во Томского университета, 1974, с. 26-40, 42-44.

Ш. Теоретическая часть

I. Собственные колебания в электрическом контуре

Простейший колебательный контур состоит из конденсатора, катушки индуктивности и резистора, последовательно соединенных между собой (рис.I). На рис.I R включает в себя не только сопротивление провода катушки, но и потери на излучение.

Предположим, что мы, разомкнув контур, зарядили конденсатор. Между пластинами конденсатора появляется электрическое поле, которое будет заключать в себе определенную энергию. Если теперь замкнуть контур, то конденсатор начнет разряжаться, а его электрическое поле уменьшаться. В контуре возникнет ток разряда конденсатора, и в катушке индуктивности появится магнитное поле. Через некоторое время конденсатор разрядится полностью, и электрическое поле исчезнет совсем. Однако магнитное поле при этом достигнет максимума, то есть энергия электрического поля превратится в энергию магнитного поля. Со временем магнитное поле будет уменьшаться, так как уменьшается ток разряда С. Это исчезающее поле вызовет ток самоиндукции, который, согласно закону Ленца, будет стремиться поддержать ток разряда конденсатора, то есть будет направлен так же. Поэтому конденсатор будет перезаряжаться, и между его пластинами появится электрическое поле противоположного направления по сравнению с начальным. Электрическое поле достигает максимума, когда магнитное поле исчезает, то есть теперь энергия магнитного поля переходит в электрическую. В дальнейшем конденсатор будет снова разря-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

жаться, и в контуре возникнет ток, направленный противоположно току в предыдущей стадии процесса. Этот ток, в свою очередь, достигает максимума, затем уменьшается, вызывая ЭДС самоиндукции, которая перезаряжает конденсатор, создавая на его пластинах заряды того же знака, что и в самом начале процесса. Затем весь цикл повторяется.

Если потери в контуре равны нулю, то указанный процесс периодического превращения электрической энергии в магнитную и обратно будет продолжаться неограниченно долго, то есть мы получим незатухающие электрические колебания.

Рассмотренные нами колебания, происходящие под действием процессов в самом контуре, называются собственными электрическими колебаниями.

В контуре без потерь ($R = 0$) ток может быть записан в виде гармонической функции

$$i = I \sin(\omega_0 t + \varphi), \qquad (1)$$

где I и φ – амплитуда и начальная фаза колебания, а ω_0 – частота собственных колебаний, определяемая параметрами контура

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \qquad (2)$$

В реальном контуре потери всегда имеются. Вследствие этого энергия, первоначально запасенная в контуре, непрерывно расходуется. Поэтому интенсивность колебаний постепенно уменьшается, и в конце концов колебания исчезают совсем. Таким образом, в реальном контуре собственные колебания являются затухающими колебаниями. В этом случае ток в контуре определяется выражением

$$i = Ie^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi), \qquad (3)$$

где частота колебаний

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}. \qquad (4)$$

Если потери в контуре невелики, так что $\frac{R}{2L} \ll \frac{1}{LC}$, то частота колебаний определяется более простым выражением

$$\omega_c = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \qquad (5)$$

Выражение (5) чаще используется для расчета частоты собственных коле-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

баний контура.

Из выражения (3) видно, что амплитуда тока в контуре уменьшается с течением времени по закону

$$Ie^{-\alpha t}.$$

Величина $\alpha = \frac{R}{2L}$ определяет скорость уменьшения амплитуды тока и называется коэффициентом затухания колебаний.

Процесс затухания колебаний удобно характеризовать отношением амплитуд двух соседних колебаний. На рис.2 дана временная зависимость

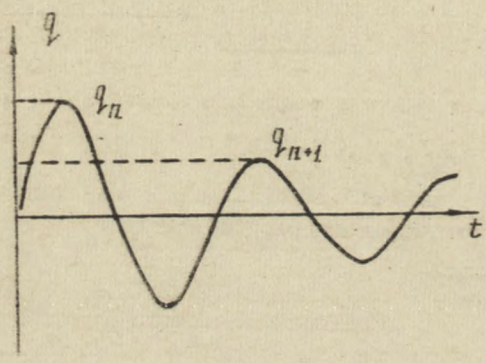


Рис.2

заряда на конденсаторе в реальном контуре. Величина заряда во время какого-то n -го и $(n+1)$-го периода равна

$$q_n = q_0 \cdot e^{-\alpha t_n} \cos(\omega_c t_n + \varphi);$$

$$q_{n+1} = q_0 \cdot e^{-\alpha(t_n+T)} \cos\left[\omega_c\left(t_n + \frac{2\pi}{\omega_c}\right) + \varphi\right] = q_0 e^{-\alpha(t_n+T)} \cos(\omega_c t_n + T).$$

Деля почленно оба эти равенства, получим

$$\frac{q_n}{q_{n+1}} = e^{-\alpha T}. \qquad (6)$$

Таким образом, отношение двух последовательных максимальных значений заряда не зависит от номера максимума. Логарифм отношения двух после-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

довательных амплитуд колебаний называется логарифмическим декрементом затухания контура. Согласно (6),

$$\delta = \ln \frac{q_n}{q_{n+1}} = \alpha T,$$

то есть логарифмический декремент равен произведению коэффициента затухания на период колебаний.

Для характеристики затухания колебательных контуров часто пользуются другой величиной, называемой добротностью контура. Добротность является важнейшим свойством систем, способных запасать энергию. Количественно добротность характеризуется отношением энергии, запасенной в системе за период, к энергии потерь. В колебательном контуре два элемента - L и C - могут запасать энергию, поэтому добротность определяется отношением запасенной энергии в катушке или конденсаторе при резонансе к энергии потерь, то есть

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R}. \qquad (7)$$

Добротность связана с логарифмическим декрементом соотношением

$$Q = \frac{2\pi L}{TR} = \frac{\pi}{\alpha T} = \frac{\pi}{\delta}. \qquad (8)$$

Поскольку $\delta = \frac{R}{2L} T$, то затухание колебаний в контуре происходит тем скорее, чем больше потери.

Добротность контура, согласно (8), тем выше, чем меньше R.

Добротность контура и частота его собственных колебаний являются важнейшими характеристиками контура и полностью определяются величинами L, C, R.

2. Вынужденные колебания в контуре

Предположим теперь, что контур, показанный на рис.1, подключен к источнику внешней электродвижущей силы. Установившиеся процессы, протекающие в контуре в этом случае, носят название вынужденных колебаний. Из общей теории резонанса следует, что при совпадении частоты воздействия с частотой собственных колебаний контура можно ждать резкого увеличения амплитуды тока в контуре или напряжения на отдельных элементах. Рассмотрим резонансные явления в контуре более подробно.

По способу возбуждения внешним источником контуры делятся на

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

последовательные и параллельные. Если источник возбуждения включен в контур так, что по отношению к нему катушка и конденсатор соединены последовательно, контур называется последовательным (рис.3а). Если по отношению к источнику C и L соединены параллельно, то контур называется параллельным (рис.3б). Очевидно, что в первом случае через катушку индуктивности и конденсатор протекает один и тот же переменный ток, во втором - на катушке и конденсаторе всегда одно и то же падение напряжения, а токи, протекающие через них, в сумме равны току в общем проводе.

2.I. Последовательный колебательный контур. Уравнение для тока.

Пусть электродвижущая сила, возбуждающая последовательный контур (рис.3,а), меняется по гармоническому закону

$$\mathcal{E} = E\cos(\omega t + \varphi_1). \qquad (9)$$

Применим к рассматриваемой цепи второй закон Кирхгофа, согласно которому сумма падений напряжения на замкнутом контуре равна сумме действующей в нем ЭДС. В нашем случае имеется падение напряжения - на сопротивлении $U_R = iR$ и на конденсаторе $U_C = \frac{q}{C}$, так как в результате протекания в цепи переменного тока на конденсаторе появляется переменный заряд. На катушке при протекании переменного тока появляется электродвижущая сила самоиндукции $-L\frac{di}{dt}$, поэтому в контуре действуют две ЭДС. Закон Кирхгофа записывается тогда в виде

$$iR + U_C = -L\frac{di}{dt} + E\cos(\omega t + \varphi_1). \qquad (10)$$

По определению сила тока $i = \frac{dq}{dt}$, тогда

$$q = \int i\,dt \qquad \text{и} \qquad U_C = \frac{q}{C} = \frac{1}{C}\int i\,dt.$$

Подставляя U_C в уравнение (10), получим уравнение для тока в контуре

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt = E\cos(\omega t + \varphi_1). \qquad (11)$$

Общее решение уравнения (II) является суммой общего решения однородного уравнения (правая часть равна 0) и частного решения неоднородного. Решение однородного уравнения определяет собственные колебания контура, которые в реальном контуре всегда затухают со временем. Мы будем рассматривать только установившиеся процессы в контуре, поэто-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

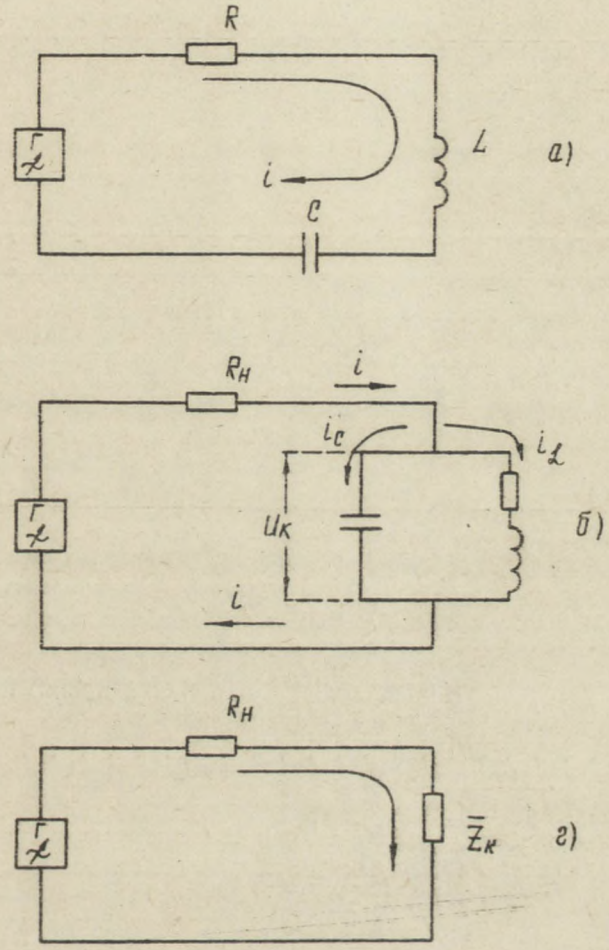


Рис.3

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

му будем интересоваться только решением неоднородного уравнения (II).

Для упрощения решения (II) будем пользоваться методом комплексных амплитуд, то есть вместо реально действующей ЭДС (9) введем комплексное число $\bar{e}$, действительная часть которого равна этой ЭДС. Очевидно,

$$\bar{e} = E e^{j(\omega t+\varphi_1)} = E e^{j\varphi_1} e^{j\omega t} = \bar{E} \cdot e^{j\omega t} \qquad (I2)$$

Действительно,

$$Re\,\bar{e} = E\cos(\omega t + \varphi_1).$$

Комплексная величина

$$\bar{E} = E e^{j\varphi_1}, \qquad (I3)$$

стоящая в выражении (I2) перед временным множителем, называется комплексной амплитудой. Из (I3) видно, что комплексная амплитуда характеризует амплитуду E и начальную фазу φ_1 реального гармонического процесса (9).

Будем искать решение уравнения (II) тоже в комплексном виде

$$\bar{i} = \bar{I} e^{j\omega t}, \qquad (I4)$$

так как из физических соображений следует, что частота вынужденных колебаний тока будет равна частоте возбуждающей силы. Комплексная амплитуда тока $\bar{I}$, несущая информацию об амплитуде и начальной фазе тока в контуре, должна быть определена из уравнения (II). Подставляя (I4) в (II), получаем вместо дифференциального уравнения алгебраическое для комплексной амплитуды

$$j\omega L\bar{I}e^{j\omega t} + R\bar{I}e^{j\omega t} + \frac{1}{j\omega C}\bar{I}e^{j\omega t} = \bar{E}e^{j\omega t}$$

или

$$\bar{I}\left(j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C}\right) = \bar{E}. \qquad (I5)$$

Из выражения (I5) видно, что комплексная амплитуда тока в контуре прямо пропорциональна комплексной амплитуде внешней ЭДС и обратно пропорциональна некоторой комплексной величине, зависящей от параметров контура и имеющей размерность сопротивления. Таким образом, соотношение (I5) между комплексными амплитудами тока и внешней ЭДС можно записать в форме закона Ома

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}} ,$$

где величину

$$\bar{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \qquad (16)$$

называют полным сопротивлением последовательного контура или импедансом. Как видно из (16), импеданс последовательного контура переменному току равен сумме активного сопротивления контура R и эквивалентных сопротивлений катушки $j\omega L$ и конденсатора $\frac{1}{j\omega C}$, то есть вычисляется по обычному правилу для последовательного соединения сопротивлений. Таким образом, для получения результирующего сопротивления любой цепи, состоящей из произвольно включенных L, C и R, можно пользоваться обычными правилами последовательного и параллельного соединения сопротивлений, если сопротивления катушки и конденсатора считать соответственно равными $j\omega L$ и $\frac{1}{j\omega C}$. После вычисления импеданса можно записать соотношение между комплексными амплитудами тока в цепи и действующей внешней ЭДС в виде

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}} . \qquad (17)$$

Соотношение (17) часто называют законом Ома для переменного тока. Необходимо помнить, что формула (17) относится только к амплитудам, а не к мгновенным значениям тока и ЭДС, которые в общем случае сдвинуты по фазе друг относительно друга.

2.2. Сопротивление последовательного контура переменному току. Резонансная кривая для тока в контуре

Перепишем соотношение (17), справедливое для произвольной цепи, в виде

$$\bar{Z} = \frac{\bar{E}}{\bar{I}} = \frac{E e^{j\varphi_1}}{I e^{j\varphi_2}} = \frac{E}{I} \cdot e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} ,$$

где φ_1 и φ_2 – начальные фазы ЭДС и тока соответственно.

С другой стороны, импеданс, как любое комплексное число, можно представить в виде

$$\bar{Z} = |\bar{Z}| e^{j\varphi} ,$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

где $|\bar{z}|$ – модуль полного сопротивления, а φ – его фазовый угол. Таким образом,

$$|\bar{z}|e^{j\varphi} = \frac{E}{I} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}. \qquad (18)$$

Из соотношения (18) ясно видно, что модуль импеданса и его фаза имеют определенный физический смысл. А именно, модуль импеданса, равный отношению амплитуд действующей ЭДС и тока в цепи, равен полному сопротивлению цепи. Фаза импеданса равна разности фаз между ЭДС и током. В частном случае, когда импеданс в цепи чисто активен, так что $\varphi = 0$, ток находится в фазе с действующей ЭДС. В случае комплексного импеданса ток не совпадает по фазе с ЭДС.

Для последовательного контура

$$|\bar{z}| = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}; \qquad (19)$$

$$tg\,\varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \qquad (20)$$

Из (17), (19) и (20) следует, что амплитуда и фаза тока в контуре зависят от частоты. Рассмотрим это подробнее. Перепишем соотношение (17) в виде двух уравнений для амплитуды тока и сдвига фаз между током и ЭДС:

$$I = \frac{E}{|\bar{z}|} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}; \qquad (21)$$

$$tg(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \qquad (22)$$

Остановимся сначала на изменениях амплитуды тока при увеличении частоты.

При очень низких частотах возбуждения эффективное сопротивление катушки ωL мало, а сопротивление конденсатора $\frac{1}{\omega C}$ велико, поэтому $(\omega L - 1/\omega C)^2$ очень велико. Амплитуда тока в контуре, согласно (21), близка к нулю. При увеличении ω сопротивление конденсатора уменьшается резко, а сопротивление катушки увеличивается слабее, так что $(\omega L - 1/\omega C)^2$ уменьшается. При этом полное сопротивление контура уменьшается, а ток увеличивается. При $\omega = \omega_0$, определя-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

емой условием

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad \text{или} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \qquad (23)$$

реактивное сопротивление контура $j(\omega L - 1/\omega C)$ обращается в нуль, а полное сопротивление становится наименьшим и равным активному сопротивлению контура, то есть $|\bar{Z}|_{\omega=\omega_0} = R$. Сила тока при этом достигает максимума, равного

$$I_{рез.} = \frac{E}{R}.$$

При дальнейшем возрастании частоты квадрат реактивного сопротивления $(\omega L - 1/\omega C)^2$ снова не равен нулю и увеличивается с возрастанием ω из-за увеличения сопротивления катушки. В соответствии с этим полное сопротивление контура увеличивается, а амплитуда тока уменьшается, асимптотически приближаясь к нулю при увеличении ω.

Зависимость амплитуды тока в контуре от частоты возбуждения, определяемая формулой (2I), графически изображена на рис.4,в. Эта зависимость имеет резонансный характер и называется резонансной кривой. Частота, при которой ток имеет максимальное значение, называется резонансной частотой. Резонансная частота определяется выражением (23) и при высокой добротности контура совпадает с частотой его собственных колебаний (5).

Перепишем выражение для тока в относительных величинах, для чего обозначим

$$y = \frac{I}{I_{рез}}; \qquad x = \frac{\Delta\omega}{\omega_0},$$

где $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ – отклонение частоты воздействия от резонансной. В этих обозначениях выражение для амплитуды тока в контуре (2I) становится

$$y = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left[(\omega_0 + \Delta\omega)L - \frac{1}{(\omega_0 + \Delta\omega)C}\right]^2}}.$$

При малом отклонении частоты от резонансной, когда $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \ll 1$, получим

$$y = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left[(\omega_0 + \Delta\omega)L - \frac{1}{\frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0} \cdot C\omega_0}\right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{R^2}\left[\omega_0 L + \Delta\omega L - \frac{1 - \Delta\omega/\omega_0}{\omega_0 C}\right]^2}} =$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

(24)

$$= \frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{R^2}\left[\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} + \Delta\omega L + \frac{\Delta\omega}{\omega_0^2 C}\right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta\omega L}{R}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 Q^2}}.$$

Если приращение частоты $\Delta\omega$ таково, что амплитуда тока в контуре уменьшается до уровня 0,707 от максимального значения $I_{рез}$, то из (24) можно легко получить, полагая $y = 0{,}707 = 1/\sqrt{2}$,

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega}, \qquad (25)$$

где $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ - разность частот, при которых ток убывает до величины 0,707 $I_{рез}$ (рис.4). Эта величина называется полосой пропускания контура.

Выражение (25) используется для определения добротности контура по экспериментально снятой резонансной кривой, из которой можно определить ω_0 и $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$.

Обратимся теперь к разности фаз φ между током в контуре и ЭДС. Из соотношения (22) видно, что при малых частотах, когда $\omega L \ll 1/\omega C$, $tg\varphi \to -\infty$, следовательно, $\varphi \to -\frac{\pi}{2}$. В этом случае ток в контуре опережает напряжение на контуре по фазе, то есть реактивное сопротивление контура имеет емкостный характер. При возрастании частоты реактивное сопротивление контура, оставаясь отрицательным, уменьшается по абсолютному значению, и разность фаз убывает.

Когда $\omega = \omega_0$, $\omega_0 L - 1/\omega_0 C = 0$ и $\varphi = 0$, то есть на резонансной частоте ток в контуре меняется в фазе с внешней ЭДС, а полное сопротивление контура чисто активно и равно R. При дальнейшем увеличении частоты выше резонансной реактивное сопротивление контура $\omega L - 1/\omega C$ становится положительным и увеличивается с возрастанием ω. Поэтому в этой области частот $0 \leq tg\varphi \leq \infty$, а $0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$. Следовательно, при любой частоте воздействия, большей резонансной, ток отстает от напряжения на контуре, и сопротивление контура имеет индуктивный характер. Зависимость разности фаз между ЭДС и током в контуре от частоты колебаний изображена графически на рис.4б. На рис.4а дана зависимость от частоты модуля полного сопротивления контура и схема-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

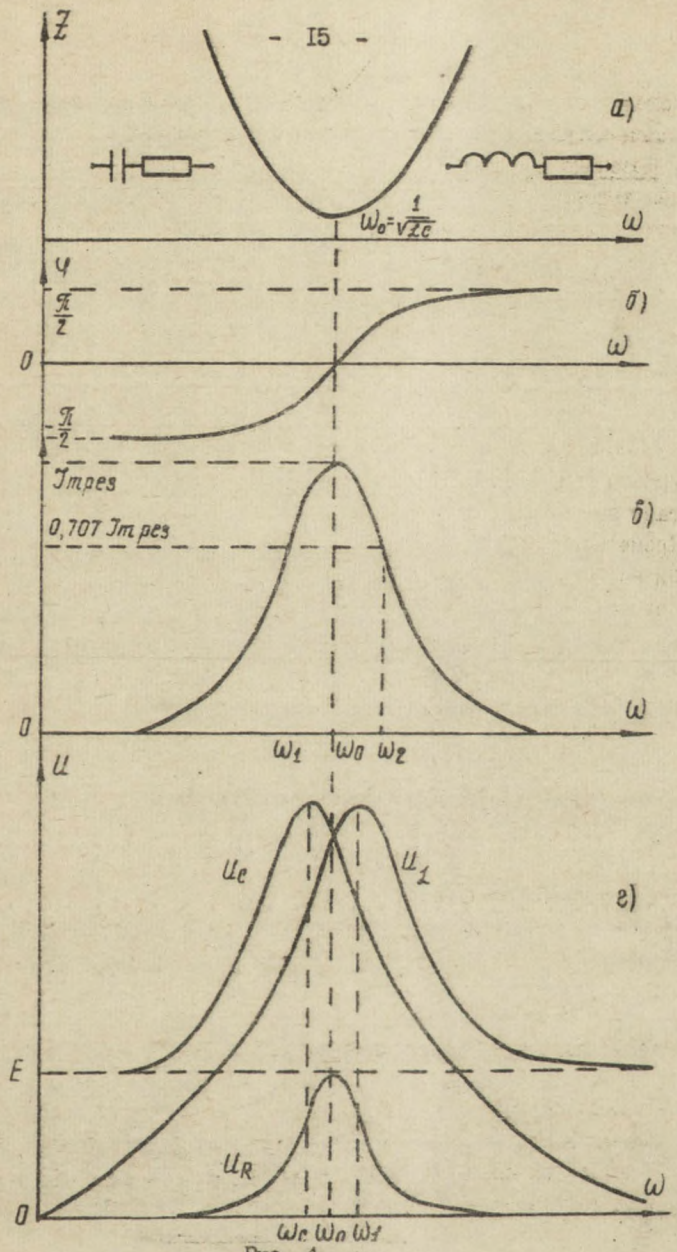


Рис. 4

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

тически показан его характер: на частотах ниже резонансной-емкостный, при резонансе-активный и выше резонансной-индуктивный.

2.3. Резонанс напряжений в последовательном контуре

Найдем теперь, чему равны напряжения на конденсаторе и катушке индуктивности. По закону Ома для переменного тока

$$\bar{U}_C = \frac{1}{j\omega C}\bar{I} = \frac{1}{\omega C} I e^{j(\varphi_2 - \frac{\pi}{2})} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \cdot \frac{1}{\omega C} e^{j(\varphi_2 - \frac{\pi}{2})}, \quad (26)$$

$$\bar{U}_L = j\omega L \bar{I} = \omega L \cdot I \cdot e^{j(\varphi_2 + \frac{\pi}{2})} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \cdot \omega L \cdot e^{j(\varphi_2 + \frac{\pi}{2})}, \quad (27)$$

где учтено соотношение (2I) и то, что $\bar{I} = I \cdot e^{j\varphi_2}$, $\pm j = e^{\pm j\frac{\pi}{2}}$.

Из (26) и (27) видно, что напряжение на конденсаторе всегда по фазе отстает от тока на $\frac{\pi}{2}$, а на катушке - опережает ток в контуре на $\frac{\pi}{2}$. Кроме того, видно, что зависимость от частоты амплитуд этих напряжений носит более сложный характер, чем зависимость тока от ω. Характер частотной зависимости амплитуд $\bar{U}_C$ и $\bar{U}_L$ показан на рис.4,г. Найдем значение амплитуд напряжения на C и L при резонансе. Амплитуда тока достигает максимума при резонансе, равного E/R. Поэтому амплитуда напряжения на конденсаторе при резонансе

$$U_C = \frac{1}{\omega_0 C} \cdot \frac{E}{R}. \quad (28)$$

Учитывая, что $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, можно записать (28)

$$\left(\frac{U_C}{E}\right)_{\omega=\omega_0} = \frac{\pi}{\delta} = Q, \quad (29)$$

где Q - добротность контура.

Аналогично амплитуда напряжения на катушке индуктивности при резонансе равна

$$(U_L)_{\omega=\omega_0} = QE. \quad (30)$$

Таким образом, амплитуды напряжения на конденсаторе и катушке при резонансе, во-первых, равны между собой, во-вторых, больше амплитуды возбуждающей контур ЭДС в Q раз, где Q - добротность контура. Поскольку добротность колебательных контуров на радиочастотах может достигать нескольких сотен, амплитуды напряжений на L и C при резонансе могут быть в сотни раз больше амплитуды ЭДС, возбуждающей колебания

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

в последовательном контуре. В связи с этим резонанс в последовательном контуре называется резонансом напряжений, несмотря на то, что и ток в контуре также меняется по резонансному закону (рис.4).

Нетрудно показать, что частоты, при которых напряжения на C и L принимают максимальные значения, не совпадают с частотой максимума тока в контуре ω_0. Действительно, частота, при которой $U_C = U_{C\,max}$. находится из условия $\frac{\partial U_C}{\partial \omega} = 0$. Учитывая (26), получим

$$\frac{\partial U_C}{\partial \omega} = \frac{E}{C} \cdot \frac{\partial}{\partial \omega}\left(\frac{1}{\omega\sqrt{R^2+(\omega L-\frac{1}{\omega C})^2}}\right) = -\frac{E_m}{C} \cdot \frac{\sqrt{R^2+(\omega L-\frac{1}{\omega C})^2}+\frac{(\omega L-\frac{1}{\omega C})(L+\frac{1}{\omega^2 C})}{\omega\sqrt{R^2+(\omega L-1/\omega C)^2}}}{\omega^2\left[R^2+(\omega L-1/\omega C)^2\right]}.$$

Приравнивая производную к нулю, найдем

$$R^2+(\omega_C L-\frac{1}{\omega_C C})^2+(\omega_C L-\frac{1}{\omega_C C})(\omega_C L-\frac{1}{\omega_C C}) = 0$$

или $R^2+2\omega_C^2 L^2-2\frac{1}{C}=0$, что дает положение максимума напряжения на конденсаторе

$$\omega_C = \sqrt{\omega_0^2-\frac{R^2}{2L^2}}. \qquad (31)$$

Аналогично из условия $\frac{\partial U_L}{\partial \omega} = 0$ можно определить положение максимума напряжения на катушке, что дает

$$\omega_L = \sqrt{\frac{2}{2LC-CR^2}}. \qquad (32)$$

Из выражений (31) и (32) видно, что только в высокодобротном контуре, когда $R \to 0$, частоты, при которых напряжения на C и L максимальны, приближаются к резонансной частоте контура $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. На рис.4,г показаны частотные зависимости амплитуд напряжения на C, L и R, построенные по формулам (26), (27). На резонансной частоте ω_0 напряжения на C и L равны по амплитуде, но противофазны, что видно из (26) и (27), поэтому на сопротивлении падение напряжения максимально и равно возбуждающей ЭДС.

2.4. Включение контура в цепь источника ЭДС с внутренним сопротивлением

Любой источник сигналов – генератор-можно представить как источник ЭДС с определенным внутренним сопротивлением R_i. Этот источник

НАУЧНАЯ БИБЛИО ДЛЯ

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

подключается к колебательному контуру. В последовательном контуре источник ЭДС включается в контур, и его внутреннее сопротивление, складываясь с сопротивлением контура R_K, увеличивает потери в цепи $R = R_г + R_K$. Это значит, что при включении источника ЭДС в последовательный контур возникает дополнительное затухание, ухудшается добротность и меняется полоса пропускания. Если сопротивление генератора достаточно велико, то, несмотря на хорошие добротности катушки и конденсатора, нельзя обеспечить хорошую добротность всей системы

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_K + R_г}.$$

Поэтому для возбуждения последовательного колебательного контура нужно иметь генератор с малым внутренним сопротивлением. Если это сделать невозможно, то применять последовательный контур не имеет смысла. В этом случае применяется контур из L, C и R, но индуктивность и емкость включаются параллельно по отношению к источнику ЭДС (рис.3,б). Такой контур называется параллельным.

2.5. Параллельный колебательный контур. Импеданс параллельного контура.

Схему с параллельным контуром, показанную на рис.3,б, можно заменить эквивалентной схемой (рис.3,г), где $\bar{Z}_K$ - импеданс параллельного контура. Полное сопротивление контура $\bar{Z}_K$ можно посчитать по формуле параллельного соединения, то есть

$$\bar{Z}_K = \frac{\bar{Z}_1 \cdot \bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}, \qquad (33)$$

где

$$\bar{Z}_1 = j\omega L + R; \qquad (34)$$

$$\bar{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C}. \qquad (35)$$

Подставляя (34) и (35) в (33), получим

$$\bar{Z}_K = \frac{(R + j\omega L)\cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}. \qquad (36)$$

Найдем модуль и фазу комплексного сопротивления (36). При условии $R \ll \omega L$, что обычно выполняется для высокодобротных контуров, вместо (36) получим

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$\bar{Z}_к = \frac{L/C}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$ или

$$\bar{Z}_к = \frac{\frac{L}{C}[R - j(\omega L - \frac{1}{\omega C})]}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} = \frac{\frac{L}{C}\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}\, e^{j\varphi}}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} = \frac{\frac{L}{C} \cdot e^{j\varphi}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}.$$

Итак, модуль и фазовый угол эквивалентного сопротивления параллельного контура зависят от частоты и равны

$$|\bar{Z}_к| = \frac{L/C}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}; \qquad (37)$$

$$tg\varphi = -\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \qquad (38)$$

Сравнение выражений (37) и (38) с (19) и (20), определяющих модуль и фазовый угол сопротивления последовательного контура, показывает, что модуль импеданса параллельного контура обратно пропорционален модулю сопротивления последовательного контура, а фазовый угол имеет обратный знак. Это значит, что частотная зависимость сопротивления параллельного контура будет носить обратный характер. Действительно, из (37) видно, что при низких частотах, когда $\frac{1}{\omega C} \gg \omega L$, величина сопротивления контура мала и возрастает с частотой. На частоте, удовлетворяющей соотношению $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$, $|\bar{Z}_к|$ принимает максимальное значение, равное $\frac{L}{CR}$, а затем снова убывает по мере роста частоты и стремится к нулю при $\omega \to \infty$. Частотная зависимость модуля импеданса параллельного контура изображена графически на рис.5,а. Она имеет вид резонансной кривой с максимумом при $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Из выражения (38) видно, что при $\omega \to 0$ $tg\varphi \to \infty$, то есть сдвиг фаз между током в общем проводе, возбуждающем контур, и напряжением на контуре $\to 90^0$, причем ток отстает от напряжения. Это значит, что на низких частотах реактивная часть сопротивления параллельного контура носит индуктивный характер, и для этих частот па-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

раллельный контур можно заменить эквивалентной системой последовательного соединения R и L. Это показано на рис.5,а для частот $\omega < \omega_0$.

При $\omega = \omega_0$ $tg\varphi = 0$ (см. (38)), то есть ток в подводящем проводе находится в фазе с напряжением на контуре. Значит, на частоте ω_0 эквивалентное сопротивление параллельного контура чисто активно и равно L/CR. Для всех частот $\omega > \omega_0$ $tg\varphi$ имеет отрицательное значение, то есть ток в этом случае опережает напряжение на контуре на угол $< 90^0$. Реактивная часть сопротивления контура имеет емкостный характер на этих частотах, а эквивалентной схемой контура является последовательное соединение C и R (рис.5). На рис.5,б представлена фазово-частотная характеристика параллельного контура – – зависимость $\varphi(\omega)$.

Итак, величина и характер эквивалентного сопротивления параллельного контура зависят от частоты. Только на одной частоте $\omega = \omega_0$ контур является чисто активным сопротивлением, и на этой частоте его сопротивление максимально. На частотах выше или ниже ω_0 сопротивление контура резко уменьшается и стремится к нулю. Это значит, что параллельный контур нельзя подключать к источнику ЭДС непосредственно, так как он будет просто замыкать накоротко возбуждающий генератор на частотах, далеких от резонансной. Обычно параллельный контур подключают к источнику питания последовательно с некоторым сопротивлением R_H (рис.3,б).

Все сказанное о величине и характере сопротивления параллельного контура имеет физический смысл. Действительно, на очень низких частотах сопротивление катушки переменному току $|j\omega L|$ мало, а сопротивление конденсатора $|1/j\omega C|$ велико, поэтому большая часть тока, бегущего по общему проводу, ответвляется в индуктивную ветвь. Это значит, что сопротивление контура будет носить индуктивный характер и будет мало, так как сопротивление параллельного соединения меньше наименьшего. На очень высоких частотах сопротивление катушки велико, но сопротивление конденсатора мало, поэтому опять общее сопротивление меньше наименьшего, однако носит емкостный характер, так как ток ответвляется главным образом в емкостную ветвь.

2.6. Резонансные кривые напряжения на контуре. Кривая для тока в общем проводе

В зависимости от соотношения между сопротивлением параллельного

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

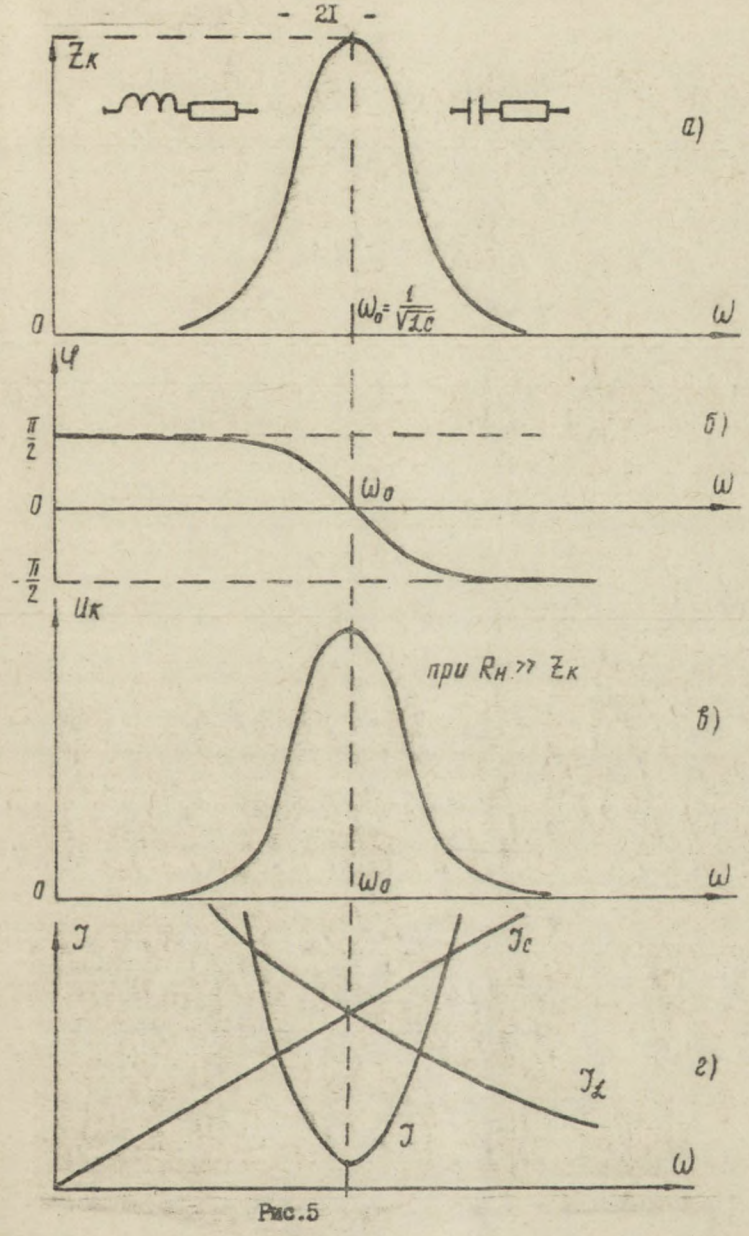


Рис.5

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

контура и сопротивлением $R_н$ индикатором резонанса может служить или частотная зависимость тока, питающего контур, или зависимость напряжений на контуре от частоты.

Действительно, ток, питающий цепь, можно записать так (рис.3,б):

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{R_н + \bar{Z}_к}, \tag{39}$$

где $\bar{Z}_к$ - эквивалентное сопротивление контура (36). Если $|\bar{Z}_к| \gg R_н$, то выражение (39) становится

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}_к}. \tag{40}$$

Из (40) видно, что, поскольку $|\bar{Z}_к|$ зависит от частоты по резонансному закону (рис.5,а), амплитуда тока в общем проводе будет зависеть от частоты по обратному закону и иметь минимум там, где $|\bar{Z}_к|$ проходит через максимум, то есть при $\omega = \omega_0$. Минимальное значение тока легко найти из (40) и (37), подставив в (37) $\omega = \omega_0$.

Это дает

$$\bar{I}_{рез.} = \frac{\bar{E}}{L/CR}. \tag{41}$$

Из выражения (41) видно, что ток в подводящем проводе контура на резонансной частоте находится в фазе с ЭДС, питающей контур. Это происходит потому, что на $\omega = \omega_0$ сопротивление контура чисто активно. Очевидно, что на любой другой частоте ток, питающий контур, и ЭДС будут сдвинуты по фазе в соответствии с фазовым углом сопротивления $\bar{Z}_к$ (38).

Частотная зависимость тока в общем проводе показана на рис. 5,г.

При другом соотношении между $R_н$ и $|\bar{Z}_к|$, а именно, при $R_н \gg |\bar{Z}_к|$ выражение (39) становится

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{R_н}. \tag{42}$$

Из (42) видно, что ток, питающий контур, в этом случае не зависит от эквивалентного сопротивления контура, а определяется полностью ЭДС и $R_н$. Падение напряжения этого тока на контуре может быть легко найдено из

$$\bar{U}_к = \bar{I}\bar{Z}_к = \frac{\bar{E}\cdot\bar{Z}_к}{R_н}.$$

Амплитуда напряжения на контуре равна

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$\bar{U}_K = \frac{E|\bar{Z}_K|}{R_H}, \qquad (43)$$

то есть пропорциональна $|\bar{Z}_K|$. Это значит, что частотная зависимость напряжения на контуре в этом случае повторяет частотную зависимость $|\bar{Z}_K|$, и напряжение имеет максимум при $\omega = \omega_0$. Величина максимума U_K может быть получена из (43) при $\omega = \omega_0$, что дает

$$U_{K\,рез} = \frac{EL}{R_H CR}.$$

Частотная зависимость напряжения на контуре при $R_H \gg |\bar{Z}_K|$ показана на рис.5.в. Таким образом, схема с параллельным контуром (рис.3,б) характеризуется двумя резонансными кривыми: резонансной кривой по току и резонансной кривой по напряжению. Эти резонансные кривые снимаются при разных соотношениях между максимальным эквивалентным сопротивлением контура и R_H. В настоящей работе $R_H < |\bar{Z}_K|$, и резонансные свойства контура можно обнаружить по частотной зависимости тока в проводящем проводе, которая определяется выражением (40).

2.7. Частотные зависимости тока в ветвях контура. Резонанс токов.

Теперь рассмотрим последний вопрос о распределении токов в схеме с параллельным контуром (рис.3). Обозначим через $\bar{I}_C$ и $\bar{I}_L$ токи в емкостной и индуктивной ветвях, напряжение на контуре – $\bar{U}_K$. Тогда можно записать очевидные соотношения

$$\bar{I}_C + \bar{I}_L = \bar{I}; \qquad (44)$$

$$\bar{I}_C \cdot \frac{1}{j\omega C} = \bar{I}_L (R + j\omega L) = \bar{I} \cdot \bar{Z}_K = \bar{U}_K. \qquad (45)$$

Из соотношения (45) можно найти

$$\bar{I}_C = j\omega C \bar{I} \bar{Z}_K; \qquad (46)$$

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{I} \cdot \bar{Z}_K}{R + j\omega L}. \qquad (47)$$

Частотная зависимость амплитуд токов $\bar{I}_C$ и $\bar{I}_L$, определенная из (46) и (47), показана на рис.5,г.

При резонансе, когда сопротивление контура $\bar{Z}_K$ чисто активно, можно найти из (46) и (47)

$$(\bar{I}_C)_{\omega=\omega_0} = \bar{I} \cdot \omega_0 C \cdot \frac{L}{CR} \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}. \qquad (48)$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$(\bar{I}_L)_{\omega=\omega_0} \approx \bar{I}\,\frac{L}{CR\cdot\omega_0 L}\cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \qquad (\text{при } \omega_0 L \gg R\ ). \quad (49)$$

Из (48) и (49) видно, что при резонансе ток в емкостной ветви контура опережает ток в общем проводе на угол $\frac{\pi}{2}$, а ток через индуктивность отстает на угол $\frac{\pi}{2}$, то есть токи в ветвях контура друг относительно друга сдвинуты по фазе на 180^0. Кроме того, из (48) и (49) видно, что эти токи при резонансе имеют одинаковые амплитуды.

Если из (48) и (49) найти отношение амплитуд тока в емкостной или индуктивной ветви к амплитуде тока в неразветвленном участке, то получим

$$\left(\frac{I_C}{I}\right)_{\omega=\omega_0} = \omega_0\frac{L}{R} = Q\ ; \quad (50)$$

$$\left(\frac{I_L}{I}\right)_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{CR\,\omega_0} = Q\ . \quad (51)$$

Из (50) и (51) ясно видно, что при резонансе отношение тока в отдельных ветвях к току в общем проводе равно добротности, то есть ток в контуре больше питающего тока в Q раз. Отсюда и происходит название резонанс токов в параллельном контуре, или параллельный резонанс.

Выражения (50) и (51) могут быть использованы для определения добротности параллельного контура по измеренным значениям тока в общем проводе и в отдельной ветви контура на резонансной частоте.

IУ. Методические указания

1. При сборке схем (рис.I,а,б) необходимо строго соблюдать полярность подключения приборов (ламповых вольтметров и генератора), указанную на рисунках. В противном случае можно получить неверный результат.

2. При экспериментальном исследовании резонансных явлений в контурах нужно помнить, что любой измерительный прибор (ламповый вольтметр, осциллограф) имеет определенное входное сопротивление и входную емкость. Входное сопротивление ламповых вольтметров и осциллографов достаточно велико (порядка сотен килоом), поэтому их шунтирующее действие по постоянному току пренебрежимо мало. Входная емкость ламповых вольтметров лежит в пределах 20-50 пФ. Входная емкость осциллографов $C_{вх.}$ составляет 20-50 пФ, однако если осциллограф под-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ключается к схеме с помощью кабеля, емкость кабеля складывается с $C_{вх.}$, что может дать значительную величину. Так, погонная емкость кабеля составляет 80-100 пФ/м и подключение осциллографа к элементу схемы означает параллельное подсоединение емкости порядка 100-150 пФ. Таким образом, подсоединение измерительных приборов параллельно элементам схем рис.1а,б будет несколько изменять резонансную частоту контура. Для получения правильных результатов при снятии различных резонансных кривых в контуре нужно стремиться сохранять условия эксперимента постоянными: не переключать измерительные приборы с одного элемента на другой, а подключить их все сразу, и ничего не менять до конца исследования. Особенно это необходимо выполнять в случае подключения к схеме осциллографа.

3. При исследовании резонансных явлений в контурах напряжение на элементах контура измеряется непосредственно. В связи с этим систематическая ошибка U определяется главным образом погрешностью лампового вольтметра и ошибкой округления отсчета. Ток в отдельных участках цепи вычисляется из измеренного напряжения, то есть определяется косвенно, и систематическая ошибка в определении тока зависит еще от класса точности эталонного сопротивления.

Считая, что в случае округления систематическая ошибка имеет равномерное распределение, и выбирая доверительную вероятность 95% (что обычно соответствует студенческому практикуму), нужно определить полную систематическую ошибку в измерении напряжения и тока.

Для подсчета случайной ошибки при измерении напряжения необходимо многократное измерение одной и той же величины. Если число измерений n не превышает 10, случайные ошибки подчиняются распределению Стьюдента. В этом случае по таблице для заданного n и доверительной вероятности (95%) находится коэффициент Стьюдента и вычисляется доверительный интервал. В работе нужно определить случайную ошибку при измерении напряжения фиксированной частоты на одном из элементов последовательного или параллельного контура (по заданию преподавателя). Результаты многократных измерений нужно обработать согласно общим правилам оценки случайной ошибки.

Вычислить относительную ошибку измерения напряжения и тока.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

2. ВЫПРЯМИТЕЛИ

I. Цель работы

Изучить основные процессы, протекающие при выпрямлении переменного напряжения, и влияние фильтрующих элементов на выходное напряжение. Ознакомиться с принципом умножения выпрямленного напряжения.

II. Задание

1. Изучить вольтамперные характеристики и основные параметры электрических вентилей.

2. Ознакомиться с основными схемами, параметрами и характеристиками выпрямителей.

3. Выяснить назначение и принцип действия электрических фильтров.

4. Изучить основные способы увеличения выпрямленного напряжения.

5. Собрать схему однополупериодного выпрямителя и исследовать ее работу.

а) Зарисовать осциллограмму выпрямленного напряжения на нагрузке $R_н$ и измерить коэффициент пульсаций q .

б) Подключить С-фильтр, измерить коэффициент пульсаций q и вычислить коэффициент сглаживания S .

в) Снять внешнюю характеристику $U_0 = f(I_0)$ и определить сопротивление выпрямителя.

г) Подключить П-образный L С-фильтр, измерить коэффициент пульсаций q и вычислить коэффициент сглаживания S .

6. Собрать и исследовать работу схемы двухполупериодного выпрямителя (по заданию преподавателя) и выполнить задание пункта 5.

7. Осуществить умножение выпрямленного напряжения в два и более раз по одной из схем, предложенной преподавателем.

8. Произвести оценку погрешностей измерения.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., "Советское радио", 1969.
2. Векслер Г.С., Тетельбаум Я.И. Электропитание радиоустройств. Киев, "Техника", 1964.
3. Артамонов В.В. Маломощные выпрямители. М., "Связь", 1970.
4. Китаева Л.П. Методы оценки погрешностей в лабораторном студенческом практикуме по физике. Изд-во Томск. ун-та, 1974.

Ш. Теоретическая часть

I. Принцип выпрямления. Основные параметры и характеристики выпрямителей

Выпрямителем называется устройство, преобразующее энергию переменного тока в энергию постоянного тока.

Основным элементом выпрямителя является электрический вентиль. Вентиль – это нелинейный элемент, обладающий односторонней проводимостью. При подаче напряжения на вентиль он сравнительно свободно пропускает ток только в одном, так называемом прямом, направлении и почти не пропускает его в обратном направлении. Иначе говоря, сопротивление вентиля r_i в прямом направлении намного меньше, чем сопротивление вентиля в обратном направлении $r_{обр}$.

На рис.I приведена вольтамперная характеристика полупроводникового вентиля.

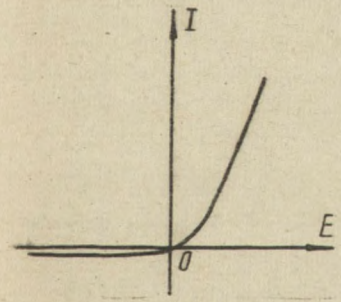


Рис.I

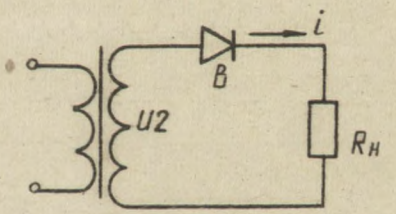


Рис.2

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Рассмотрим кратко принцип выпрямления переменного напряжения. Для этой цели воспользуемся схемой выпрямителя, изображенной на рис.2. Эта схема состоит из трансформатора, вентиля В и активной нагрузки $R_н$. Для простоты предположим, что сопротивление вентиля в прямом направлении намного больше сопротивления нагрузки $R_н$. Это означает, что напряжение $U2$ вторичной обмотки трансформатора почти полностью приложено к вентилю В. Реальную вольтамперную характеристику вентиля заменим идеализированной, то есть будем аппроксимировать ее кусочно-ломаной линией (рис.3).

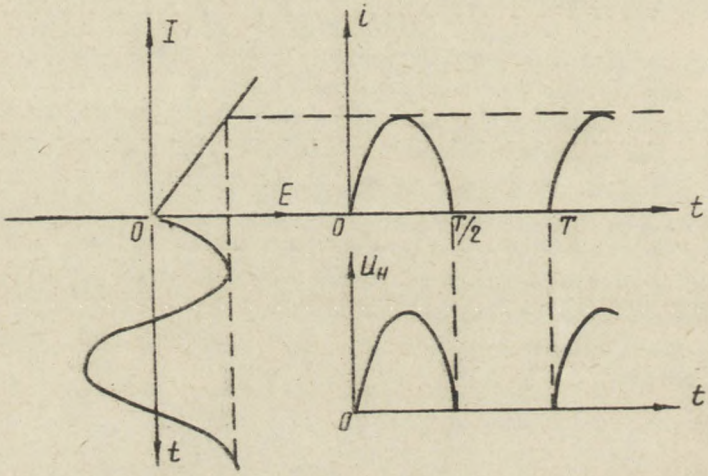


Рис.3

Пусть напряжение $U2$ вторичной обмотки трансформатора изменяется по синусоидальному закону

$$U2(t) = U2 \sin \omega t. \qquad (I)$$

Под действием этого напряжения ток i в цепи нагрузки протекает только в течение тех полупериодов, когда анод вентиля имеет положительный потенциал относительно катода. Когда потенциал анода становится отрицательным, ток в цепи равен нулю (рис.3).

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Мгновенное значение тока определится так:

$$i = \frac{U2}{R_H + r_i + r_T} \sin\omega t \quad \text{при } 0 < t < T/2,$$

$$i = 0 \quad \text{при } T/2 < t < T, \tag{2}$$

где $\frac{U2}{R_H + r_i + r_T} = \frac{U2}{R_B} = I_{max}$ – максимальное значение тока, R_B – полное сопротивление выпрямителя, r_T – сопротивление обмотки трансформатора.

Таким образом, по цепи вентиль В – сопротивление нагрузки R_H протекает выпрямленный (пульсирующий) ток одного направления. Напряжение на сопротивлении нагрузки R_H, созданное этим током, будет также пульсирующим

$$U_H = i R_H. \tag{3}$$

Это напряжение в любой момент времени меньше, чем напряжение $U2$, так как часть напряжения теряется на сопротивлениях вентиля r_i и трансформатора r_T.

Пульсирующий ток представляет собой периодическую функцию времени и может быть разложен в ряд Фурье [1]

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega t + \varphi_k), \tag{4}$$

где I_0 – постоянная составляющая пульсирующего тока, $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ – частота, а T – период повторения импульсов тока, $I_k \sin(k\omega t + \varphi_k)$ – гармонические составляющие тока.

Итак, в спектре пульсирующего тока имеется постоянная и переменная составляющие. Полезной является только постоянная составляющая. Наличие же гармонических составляющих приводит к нежелательным пульсациям тока в нагрузке выпрямителя.

Основными величинами, характеризующими эксплуатационные свойства выпрямителя, являются:

1. Среднее значение пульсирующего (выпрямленного) тока I_0 и напряжение U_0 на выходе выпрямителя. Напомним, что под средним значением пульсирующего тока понимают то значение постоянного тока, при котором за период протекает такое же количество

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

электричества, что и при пульсирующем токе. Постоянный член ряда Фурье и есть искомое среднее значение тока

$$I_0 = \frac{1}{T_0} \int_0^T i(t)\,dt .$$

2. Коэффициент пульсаций q и частота пульсаций f_p. Коэффициентом пульсаций называют отношение амплитуды переменного напряжения на сопротивлении нагрузки к его среднему значению. Переменное напряжение представляет собой сумму бесконечного числа гармоник. При вычислении амплитуд гармонических составляющих оказывается, что наибольшую амплитуду имеет первая гармоника. Амплитуды остальных гармоник вносят незначительный вклад в переменную составляющую. Поэтому можно определять коэффициент пульсаций как отношение амплитуды первой гармоники к постоянной составляющей [2, 3].

Под частотой пульсаций f_p напряжения на сопротивлении нагрузки понимают число пульсаций за один период питающего напряжения.

3. Внешняя (нагрузочная) характеристика выпрямителя. Под этой характеристикой понимают функциональную зависимость напряжения U_0 на выходе выпрямителя от тока I_0, протекающего через нагрузку R_H, то есть $U_0 = f(I_0)$ при неизменном напряжении на входе выпрямителя. По наклону характеристики можно судить о выходном сопротивлении $R_{вых}$ выпрямителя, которое определяется по формуле

$$R_{вых} = -\frac{dU_0}{dI_0} \Big/ U_{вх} = const . \qquad (5)$$

С увеличением тока I_0 увеличиваются потери напряжения на сопротивлении выпрямителя, а это приводит к уменьшению напряжения U_0 на выходе выпрямителя. Чем больше выходное сопротивление выпрямителя, тем круче снижается выходная характеристика.

2. Некоторые схемы выпрямителей

В предыдущем параграфе была рассмотрена схема выпрямителя (рис.2), в которой за один период изменения входного напряжения

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ток в нагрузке совершает одну пульсацию. Такая схема получила название однополупериодного выпрямителя. Этому выпрямителю присущи большие пульсации и недостаточное использование вторичной обмотки трансформатора, которая работает половину периода.

Существуют другие схемы выпрямителей, в которых за один период изменения входного напряжения ток через нагрузку совершает две пульсации. Такие схемы получили название двухполупериодных выпрямителей. Они имеют в два раза большую частоту пульсаций, в них лучше используется трансформатор, чем в схеме однополупериодного выпрямителя.

На рис.4 изображена схема двухполупериодного выпрямителя, а на рис.5 представлены временные диаграммы процессов, которые

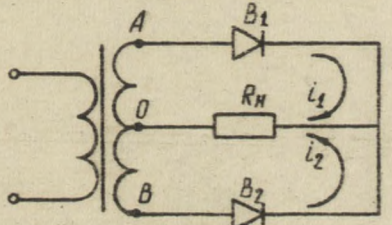


Рис.4

протекают в ней. В этой схеме средняя или нулевая точка 0 делит вторичную обмотку трансформатора на две равные части: АО и ОВ. По отношению к нулевой точке напряжения в этих частях изменяются в противофазе. Вентили B_1 и B_2 работают поочередно. В течение одного полупериода напряжения $U2$ вторичной обмотки трансформатора положительный потенциал имеет анод вентиля B_1. Ток i_1 проходит по цепи обмотка СА--вентиль B_1-сопротивление нагрузки к средней точке трансформатора О. В течение второго полупериода напряжения $U2$ положительный потенциал будет иметь анод вентиля B_2. Ток i_2 будет протекать через обмотку ВО – вентиль B_2 – сопротивление нагрузки R_H к нулевой точке трансформатора О. Таким образом, через нагрузку R_H протекает ток i_H одного направления в оба полупери –

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета .

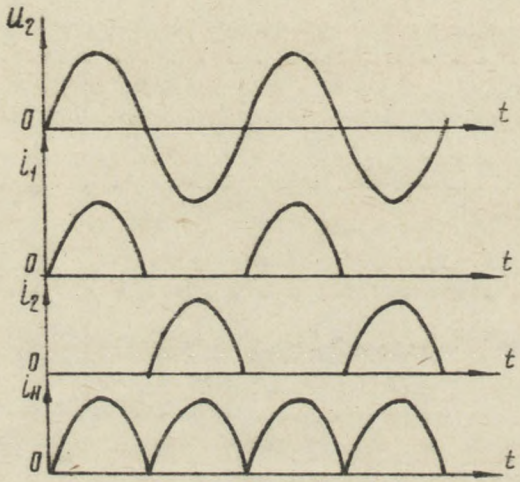


Рис.5

ода переменного напряжения вторичной обмотки трансформатора. Поэтому среднее значение выпрямленного тока в двухполупериодном выпрямителе в два раза больше, чем в однополупериодном выпрямителе. Частота пульсации тока в нагрузке также в два раза выше частоты питающего напряжения.

Другой разновидностью двухполупериодных выпрямителей является мостовая схема, изображенная на рис.6.

Эта схема состоит из трансформатора, комплекта вентилей, включенных в плечи моста, и сопротивления нагрузки. Переменное напряжение $U2$ подводится к одной диагонали моста, а нагрузка

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

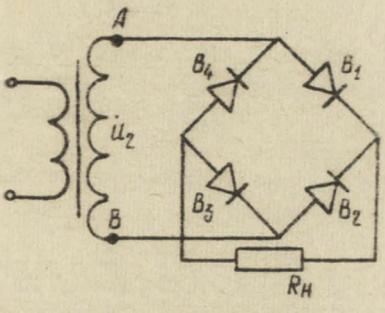


Рис.6

подключается к другой его диагонали. В схеме вентили пропускают ток попарно: B_1, B_3 и B_2, B_4, соединенные между собой и нагрузкой последовательно. Если в один полупериод подводимого напряжения потенциал точки А оказывается выше потенциала точки В, то пара вентилей B_1 и B_3 будет пропускать ток по цепи обмотка трансформатора - вентиль B_1 - сопротивление нагрузки R_H - вентиль B_3. В следующий полупериод напряжения U_2 ток будет пропускать другая пара вентилей B_2 и B_4 по цепи обмотка трансформатора - вентиль B_2 - сопротивление нагрузки R_H - вентиль B_4. Таким образом, в каждый полупериод переменного напряжения U_2 через нагрузку протекает пульсирующий ток одного направления.

Мостовая схема имеет те же достоинства, что и схема двухполупериодного выпрямителя с нулевой точкой. Однако трансформатор используется лучше. Мостовую схему можно включить в сеть и без трансформатора.

3. Сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения

Для питания радиотехнических устройств часто требуется выпрямленное напряжение с малыми пульсациями. Уменьшение пульсаций достигается путем применения электрических фильтров, которые включаются между выпрямителем и нагрузкой. Принцип действия фильтров заключается в накапливании электромагнитной энергии в элементах фильтра в те отрезки периода, когда энергия поступает от выпря

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

мителя в избытке, с последующей отдачей этой энергии нагрузке в отрезки времени, когда поток энергии от выпрямителя уменьшается.

Эффект, достигаемый применением фильтров, оценивается коэффициентом сглаживания S. Коэффициент сглаживания – это отношение коэффициента пульсации q_1 без фильтра к коэффициенту пульсации с фильтром q_2

$$S = \frac{q_1}{q_2} \qquad (6)$$

Если в фильтре нет потери постоянного напряжения, то коэффициент пульсации можно определить как отношение переменного напряжения без фильтра U_1 к переменному напряжению с фильтром U_2

$$S = \frac{U_1}{U_2}, \qquad (7)$$

то есть коэффициент сглаживания показывает, во сколько раз фильтр уменьшает пульсации выпрямленного напряжения.

К простейшим сглаживающим фильтрам относятся:

1) емкостный фильтр (рис.7), то есть конденсатор С, включенный параллельно нагрузке R_H (RC–фильтр);

2) индуктивный фильтр (рис.8), то есть катушка индуктивности L (дроссель), включенная последовательно с нагрузкой R_H (RL – фильтр).

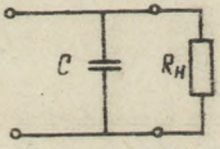


Рис.7

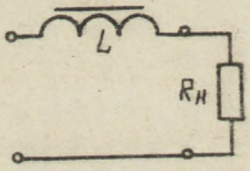


Рис.8

Рассмотрим действие этих фильтров.

RC–фильтр. Пусть конденсатор С включен в схему однополупериодного выпрямителя (рис.9). На рис.10 представлены временные диаграммы, поясняющие работу этого фильтра. Пусть к моменту времени t_1 конденсатор оказался заряженным до напряжения U_1. В течение ин-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

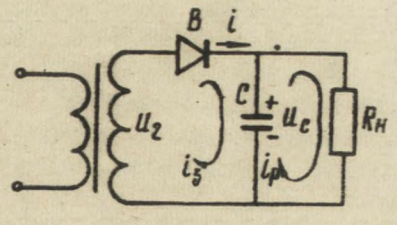


Рис.9

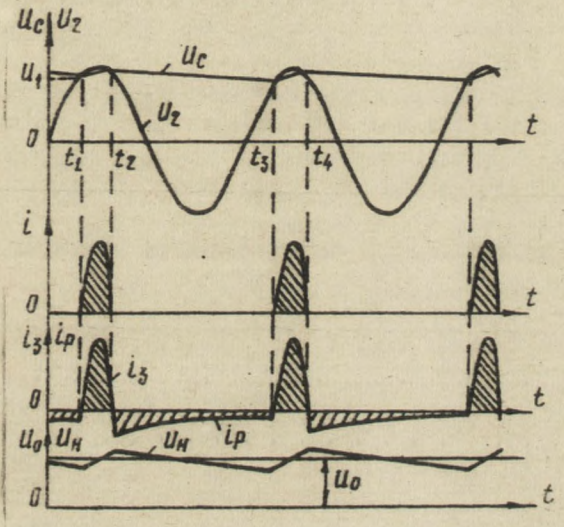


Рис.10

тервала времени от t_1 до t_2 напряжение вторичной обмотки U_2 больше, чем напряжение на конденсаторе U_C, и анод вентиля положителен относительно катода. Вентиль пропускает ток i, часть которого ответвляется в нагрузку R_H, а часть представляет зарядный ток конденсатора С. Время заряда определяется величиной емкости и сопротивлением выпрямителя

$$\tau_3 = t_2 - t_1 = C(r_i + r_T).$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Напряжение на заряжающемся конденсаторе U_C и равное ему напряжение на нагрузке U_H повышаются вплоть до момента времени $t = t_2$. При $t = t_2$ напряжение U_2 становится меньше, чем напряжение на конденсаторе U_C, то есть анод вентиля приобретает более низкий потенциал, чем катод. Вентиль прекращает проводить ток раньше, чем заканчивается положительный полупериод напряжения U_2. Начиная с момента t_2, можно принять, что конденсатор С и нагрузка R_H отключены от трансформатора. В течение интервала от t_2 до t_3 происходит разряд конденсатора на сопротивление нагрузки.

Если емкость велика, то постоянная времени разряда $\tau_p = CR_H$ велика и конденсатор незначительно разрядится к моменту времени t_3, начиная с которого явления повторяются.

Таким образом, сущность сглаживающего действия RC-фильтра заключается в том, что за счет запаса энергии, накопленной в электрическом поле за время заряда, конденсатор, разряжаясь, поддерживает напряжение и ток в нагрузке в течение того промежутка времени, когда вентиль не работает. Как видно из рис.10, кривая напряжения U_H на нагрузке имеет значительно меньшую переменную составляющую, чем при чисто активной нагрузке (рис.3).

Форма кривой тока через конденсатор изображена на рис.10. Зарядный ток i_3 имеет примерно такую же форму, как и ток вентиля i, а разрядный ток i_p изменяется по экспоненте. Среднее значение тока через конденсатор за период при установившемся режиме равно нулю. Поэтому площади, ограниченные кривыми зарядного и разрядного токов, равны по величине, но противоположны по знаку.

В двухполупериодной схеме выпрямителя один цикл процесса заряда и разряда конденсатора происходит не за период, а за половину периода переменного напряжения. Поэтому величина пульсаций напряжения U_H будет меньше, чем в схеме однополупериодного выпрямителя.

LR -фильтр. Рассмотрим работу фильтра в схеме однополупериодного выпрямителя. Под действием напряжения вторичной обмотки трансформатора U_2 в цепи вентиля протекает пульсирующий ток. Так как в цепь вентиля включена катушка самоиндукции, то всякое изменение тока через нее вызовет появление ЭДС самоиндукции $e_L = -L\frac{di}{dt}$, которая будет противодействовать изменению тока. При увеличении тока

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ЭДС e_L будет препятствовать нарастанию тока, а при уменьшении тока она будет препятствовать процессу его уменьшения.

Первой стадии – увеличению тока – соответствует процесс накопления энергии в магнитном поле катушки, а во второй стадии – за счет высвобождения этой энергии – становится возможным протекание тока и в течение части отрицательного полупериода напряжения U_2, то есть вентиль пропускает ток в течение промежутка времени, большего половины периода.

Напряжение на выходе выпрямителя будет иметь меньшие пульсации. При двухполупериодном выпрямлении пульсации тока на сопротивлении нагрузки будут еще меньше.

Если сглаживание выпрямленного напряжения с применением фильтров типа RC и LR недостаточно, то применяют более сложные фильтры из комбинаций нескольких элементов L и C. На рис.II приведены Γ-образный, Т-образный и П-образный фильтры.

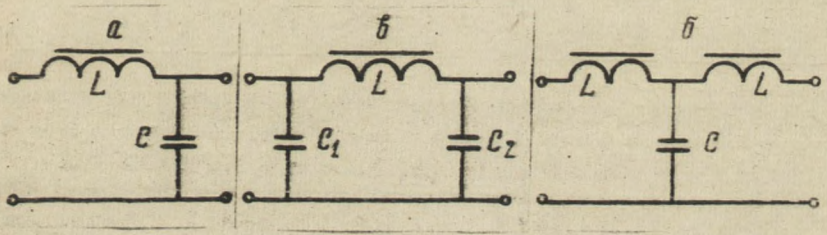


Рис.II

Для уменьшения пульсаций тока в нагрузке фильтры (рис.II) составляют в звенья.

4. Умножители выпрямленного напряжения

Для питания анодных цепей электронно-лучевых трубок, фотоумножителей, рентгеновских установок и т.д. используются высокие постоянные напряжения с малыми нагрузочными токами. Такие напряжения можно получить с помощью выпрямителей, которые питаются от трансформатора с большим коэффициентом трансформации. Но применение такого трансформатора не всегда оправдывается. Очень часто такие напряжения получают с помощью различных комбинаций однополупериодных вы-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

прямителей с емкостным фильтром, которые называют умножителями выпрямленного напряжения. Схемы с умножением напряжения делятся на симметричные и несимметричные, которые в свою очередь подразделяются на схемы первого и второго рода.

Рассмотрим несимметричную схему с умножением напряжения первого рода (рис.I2) при холостом ходе, то есть при $R_N = \infty$. В один

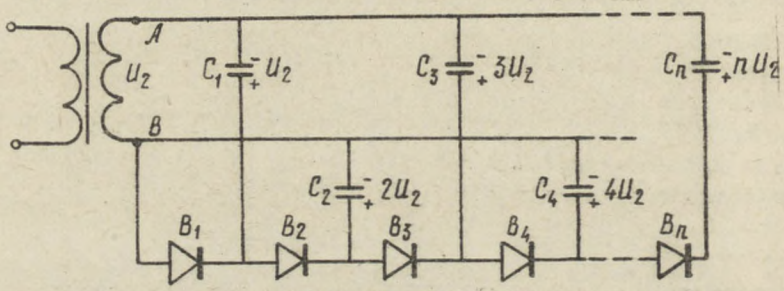


Рис.I2

из полупериодов переменного напряжения U_2 потенциал точки В окажется выше, чем потенциал точки А. Вентиль B_I будет пропускать ток, который зарядит конденсатор C_I по цепи вентиль B_I – конденсатор C_I – обмотка трансформатора. Конденсатор C_I зарядится до напряжения U_2. В следующий полупериод потенциал точки А будет выше потенциала точки В. Последовательно включенные напряжения на обмотке трансформатора U_2 и на конденсаторе C_I зарядят конденсатор C_2 по цепи C_I – B_2 – C_2 – обмотка трансформатора до напряжения $2U_2$, если $C_I \gg C_2$. При $C_I = C_2$ напряжение на конденсаторе C_2 достигнет значения $2U_2$ в течение ряда последовательных полупериодов. Аналогично в следующий полупериод произойдет заряд конденсатора C_3 через вентиль B_3 до напряжения $3U_2$ по цепи C_2 – B_3 – C_3 – обмотка трансформатора и т.д. Конденсатор C_n (на выходе схемы) приобретает напряжение nU_2, то есть в n раз большее, чем напряжение U_2. Эта схема, как и другие схемы с умножением напряжения, дает набор напряжений от U_2 до nU_2.

Для схемы рис.I2 необходимы n вентилей с допустимым обратным напряжением $2U_2$ и n конденсаторов на рабочие напряжения от U_2 до nU_2 .

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Несимметричная схема с умножением напряжения (рис.I3) по основным свойствам подобна рассмотренной схеме первого рода. Работа

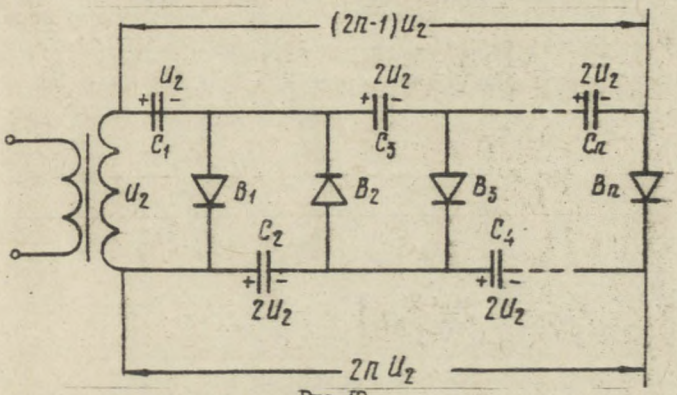


Рис.I3

схемы ясна по обозначениям рис.I3. Здесь также нужны n вентилей на обратное напряжение $2U_2$, но рабочее напряжение конденсаторов не превышает $2U_2$. Так как нагрузочное сопротивление подключается к ряду последовательно соединенных конденсаторов, то требуется соответствующее увеличение их емкости. При нечетном числе каскадов умножения выпрямленное напряжение следует снимать с последовательно соединенных конденсаторов с нечетными номерами, как показано на рис.I3. Если же n -четное, то это напряжение следует снимать с последовательно соединенных конденсаторов с четными номерами. Особенность работы схемы такова, что первый конденсатор заряжается до напряжения U_2, а все остальные - до $2U_2$.

Например, заряд конденсатора C_3 происходит через вентиль B_3 по цепи, в которую входят обмотка трансформатора и конденсаторы C_1 и C_2. В этот полупериод напряжения на обмотке и конденсаторе C_1 включены встречно, и поэтому конденсатор C_3 заряжается до напряжения на конденсаторе C_2, то есть до $2U_2$.

В несимметричных схемах один из выводов вторичной обмотки трансформатора непосредственно соединен с одним из полюсов нагрузки, что является положительным свойством. Так как один из полюсов на-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

грузки обычно заземляется, то при правильном выборе направления включения вентилей оказывается заземленным один из выводов вторичной обмотки трансформатора.

Симметричные схемы образуются из двух несимметричных схем одинакового рода, питаемых от одной обмотки. В симметричной схеме первого рода к точкам трансформатора А и В подсоединяют такую же схему, как показанная на рис.I2, но вентили в ней обращены к обмотке наоборот. Тогда напряжение в каждом каскаде удваивается и на выходе равно $2nU_2$.

Рассмотрим симметричную схему с умножением напряжения первого рода с n =I (рис.I4). Эта схема состоит из двух одинаковых вентилей

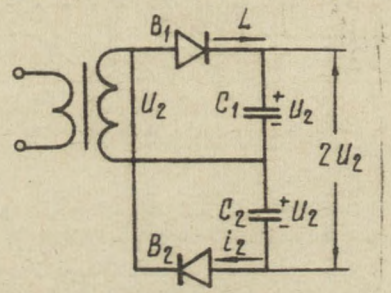


Рис. I4

B_I и B_2 и двух одинаковых конденсаторов C_I и C_2, образующих с одной и той же обмоткой трансформатора два одинаковых вентиля с емкостными фильтрами.

Напряжение на выходе равно

$$U_{вых} = U_{C_1} + U_{C_2}.$$

В режиме холостого хода (при $R_н = \infty$) $U_{вых} = 2U_2$, то есть напряжение на выходе в два раза превышает напряжение U_2.

Аналогично, используя две несимметричные схемы второго рода и поворот вентилей, получают симметричную схему второго рода с умножением напряжения в $2n$ раз. Недостатком симметричных схем по сравнению с несимметричными является невозможность заземлить ни один из выводов вторичной обмотки трансформатора, если заземлен один из полюсов потребителя (нагрузки).

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

IУ. Методические указания

При выполнении рабочего задания пункта 5а необходимо собрать схему, изображенную на рис.I5.

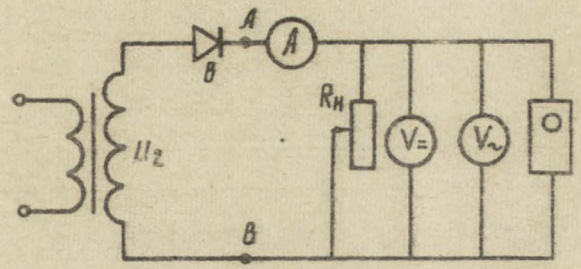


Рис.I5

В качестве нагрузки R_H используется реостат сопротивлением не менее I00 Ом. Для измерения переменного напряжения нужно использовать пиковый вольтметр В3-2А. Часть схемы(рис.I5), состоящей из измерительных приборов и нагрузки, является общей при выполнении всего рабочего задания. Поэтому ее необходимо собрать отдельно, а исследуемую схему подключить к точкам А и В.

При обработке результатов практической части работы необходимо вычислить погрешность измерений. В ошибку измеряемых величин входят как систематические ошибки, так и случайные ошибки измерений. Систематические ошибки связаны с классом точности измерительных приборов, округлением считывания измеряемой величины, заданием режима работы схемы и так далее. Случайные ошибки могут быть связаны с независимыми от нас изменениями внешних условий (температуры, питающего напряжения и др.). При определении истинной измеряемой величины с определенной точностью необходимо пользоваться методикой, разработанной в [4] . В данной работе необходимо произвести оценку измерения выходного сопротивления $R_{вых}$ выпрямителя по одной из схем, предложенных преподавателем. Измерения данной выходной характеристики произвести не менее трех раз. Оценить относительную погрешность измерений.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

3. СТАБИЛИЗАЦИЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

I. Цель работы

Ознакомиться с механизмом работы, принципами проектирования и расчета стабилизаторов постоянного напряжения.

II. Задание

I. Изучить вопросы теории ламповых и полупроводниковых стабилизаторов:

а) назначение и качественные показатели стабилизаторов;

б) классификация их по способу включения и управления регулирующим элементом;

в) особенности работы полупроводниковых стабилизаторов;

г) принцип стабилизации напряжения на примерах конкретных схем.

2. Произвести расчет компенсационной схемы стабилизатора на полупроводниковых элементах или на лампах (по заданию преподавателя). Собрать и настроить схему.

3. Снять основные характеристики стабилизатора:

$$U_{вых} = f(U_{вх}) \qquad \text{при} \quad R_н = const;$$

$$U_{вых} = f(R_н) \qquad \text{при} \quad U_{вх} = const,$$

определить коэффициенты стабилизации и коэффициент полезного действия, оценить погрешность в их определении.

Литература

I. Бонч-Бруевич А.М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., "Наука", 1966.

2. Китаева Л.П. Методы оценки погрешностей в лабораторном студенческом практикуме по физике. Изд-во Томск. ун-та, 1974, с.26-44.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

3. Источники электропитания на полупроводниковых приборах, проектирование и расчет. Под редакцией Додика С.Д. и Гальперина Е.И. М., "Советское радио", 1969.
4. Карпов В.И. Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы напряжения и тока. М., "Энергия", 1967.

Ш. Теоретическая часть

Надежность и стабильность работы любой радиотехнической аппаратуры во многом определяется стабильностью источников питания. Вот простые примеры: коэффициент усиления усилителя определяется напряжением источника питания. Увеличение последнего приведет к увеличению коэффициента усиления, а это значит, что вероятность возбуждения усилителя через случайные обратные связи тоже повысится. В автогенераторах нестабильность источника питания приводит к нестабильности частоты и амплитуды колебаний. Поэтому, естественно, что к стабильности источников напряжений и токов предъявляются очень жесткие требования. Эти требования наиболее высоки в измерительной технике. Например, в ламповом вольтметре класса 0,1 нестабильность источника калибровочного напряжения не должна превышать 0,02%.

Для обеспечения постоянства напряжения источников питания применяются стабилизаторы напряжений.

В качестве стабилизирующего элемента может быть использован только нелинейный элемент - электронная лампа, полупроводниковый прибор, насыщенный дроссель и т.д. Все стабилизаторы делятся на две группы

1) Стабилизаторы напряжений до выпрямления.

К ним относятся электромагнитные, феррорезонансные, тиристорные стабилизаторы.

2) Стабилизаторы выпрямленного напряжения.

Эта работа посвящается изучению последнего класса стабилизаторов.

Выясним те факторы, воздействия, которые влияют на выходное напряжение источника питания. Это, прежде всего, колебания питающего напряжения на входе стабилизатора и колебания тока нагрузки. Для полупроводниковых стабилизаторов необходимо указать еще колебания температуры окружающей среды и старение элементов схемы, то есть необратимые монотонные изменения их параметров во времени.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Для сравнительной оценки стабилизаторов с разными выходными напряжениями вводятся такие качественные показатели:

I) Коэффициент стабилизации по входному напряжению

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

Коэффициент стабилизации по входному напряжению равен отношению относительного изменения входного напряжения к относительному изменению выходного напряжения.

Чем больше коэффициент стабилизации, тем лучше стабилизирующие свойства схемы. В современных стабилизаторах он колеблется в пределах от I0 до 5000.

2) Коэффициент стабилизации по нагрузке равен отношению относительного изменения сопротивления нагрузки (силы тока в нагрузке) к относительному изменению выходного напряжения

$$K_{ст}(R_н)=\frac{\Delta R_н / R_н}{\Delta U_{вых}/U_{вых\ ном.}},$$

3) Для полупроводниковых стабилизаторов, учитывая зависимость параметров транзисторов от температуры, вводится коэффициент стабилизации по температуре

$$K_{ст}(T)=\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta T\cdot U_{вых\ ном.}}\left[\frac{1}{^0C}\right],$$

где ΔT – диапазон изменения рабочих температур, $\Delta U_{вых}/U_{вх}$ – допустимое относительное изменение выходного напряжения при изменении температуры в заданном интервале.

Простейший стабилизатор содержит всего один нелинейный элемент, который может включаться как последовательно, так и параллельно нагрузке, поэтому различают соответственно стабилизаторы последовательного и параллельного типов. Посмотрите на рис. I (а и б).

В параллельном стабилизаторе необходимо так называемое балансное сопротивление $R_б$, назначение которого состоит в том, чтобы гасить на себе излишнее напряжение. В зависимости от вида управле-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

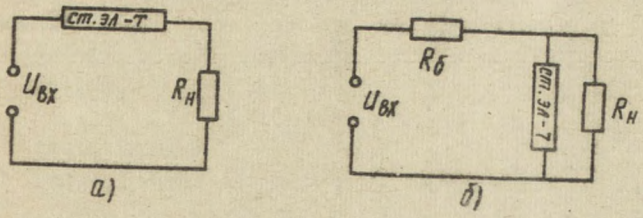


Рис.I

ния стабилизирующим элементом различают параметрические, компенсационные и комбинированные стабилизаторы.

Параметрическими принято называть стабилизаторы, у которых нелинейный элемент воздействует на выходное напряжение так, чтобы приблизить его к заданной стабильной величине без оценки разницы между ними.

В таком стабилизаторе отсутствует обратная связь между нагрузкой и нелинейным элементом. К ним относятся полупроводниковые и газонаполненные стабилитроны. На рис.2,а изображена вольтамперная характеристика стабилитрона – газонаполненного диода. Из характе-

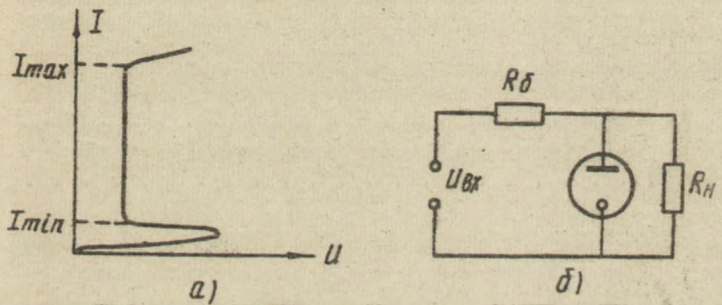


Рис.2

ристики видно, что как только напряжение достигнет напряжения зажигания $U_{оп}$, далее оно не зависит от тока, протекающего через диод на некотором участке характеристики от I_{min} до I_{max}.

На рис.2,б изображен простейший параметрический стабилизатор на газонаполненном диоде (или полупроводниковом стабилитроне).

С увеличением входного напряжения увеличиваются токи I и $I_З$, это

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

вызовет увеличение падения напряжения на сопротивлении $R_б$, на нагрузке же напряжение остается постоянным и равным напряжению зажигания $U_{оп}$ стабилитрона. Во время работы такой схемы могут наблюдаться плавные, а иногда и резкие скачки напряжения $U_{оп}$, поэтому коэффициент стабилизации у параметрических схем невысок. Лучшими свойствами обладают компенсационные стабилизаторы.

Компенсационными называются стабилизаторы, у которых сигнал, управляющий нелинейным элементом, вырабатывается путем сравнения выходного напряжения с некоторым опорным напряжением.

В компенсационных стабилизаторах существует обратная связь между нагрузкой и нелинейным элементом (рис.3). Сигнал рассогласо-

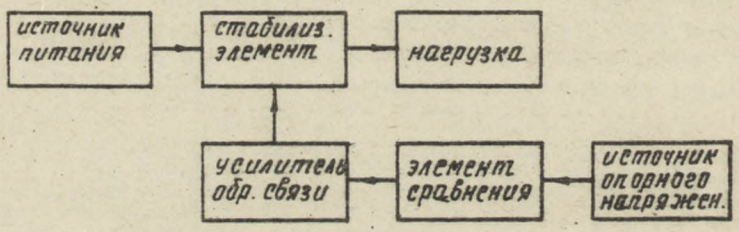


Рис. 3

вания между опорным напряжением и напряжением на нагрузке с элемента сравнения поступает на усилитель обратной связи (усилитель постоянного напряжения), затем подается на стабилизирующий элемент, меняя его сопротивление таким образом, что напряжение на нагрузке остается постоянным. Во многих компенсационных схемах усилитель обратной связи отсутствует, либо же усилитель и элемент сравнения совмещаются в одном блоке.

Рассмотрим примеры, как блок-схема, изображенная на рис.3, может воплотиться в реальные схемы стабилизаторов. В качестве нелинейного элемента выберем вакуумный триод, а источником опорного напряжения - батарею E_c. На рис.4,а,б изображены стабилизаторы параллельного типа, а на рис.5,а,б - стабилизаторы последовательного типа. В этих схемах не весь, а часть сигнала $U_{вх}$ или $U_{вых}$ с делителя $R1-R2$ сравнивается с опорным достаточно стабильным напряжением от батареи E_c.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

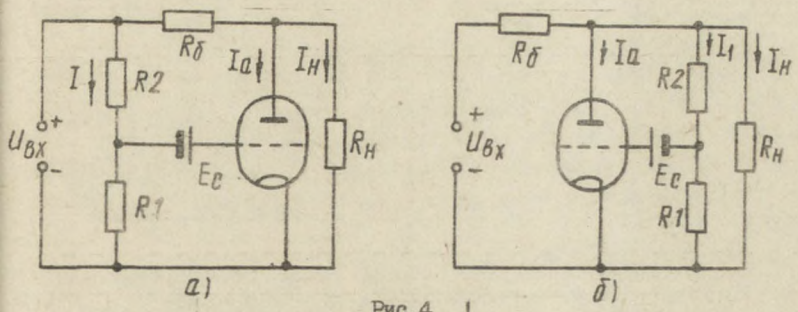


Рис.4

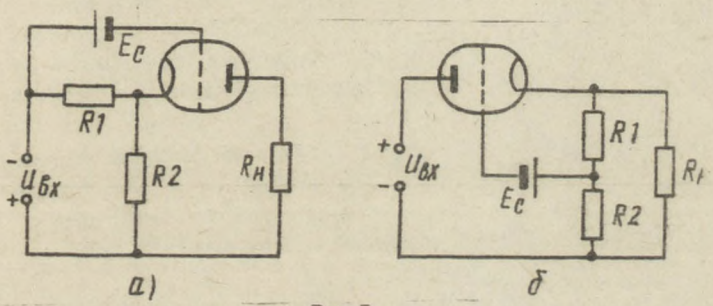


Рис.5

Разностный сигнал управляет анодным током и внутренним сопротивлением лампы.

Разберем, как работает схема, изображенная на рис.4,а. Вспомните, что сопротивление триода является функцией напряжения на сетке, и чем больше отрицательное напряжение на ней (в дальнейшем будем иметь в виду только абсолютное значение), тем больше динамическое внутреннее сопротивление R_i триода.

Все входное напряжение в схеме рис.4,а делится между сопротивлениями $R_б$ и $z = R_i \cdot R_н / R_i + R_н$, стабилизация сводится к автоматическому изменению коэффициента деления при изменении $U_{вх}$ и $R_н$.

Предположим, что напряжение на входе понизилось. Согласно закону Ома, при этом станет меньше общий ток в цепи, в том числе и

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ток делителя $R1-R2$. Запирающее напряжение на сетке, равное алгебраической сумме напряжения батареи и напряжения на сопротивлении $R1$

$$-U_g = -E_c + R1 \cdot U_{вх} / (R1+R2)$$

при этом возрастет, увеличится внутреннее сопротивление R_i и снизится анодный ток лампы I_a . На балансном сопротивлении теперь падение напряжения станет меньше, чем раньше, а на нагрузке почти не изменится. Коэффициент стабилизации по входному напряжению в этой схеме очень высок.

Предположим теперь, что напряжение на входе стабилизатора не меняется, а увеличивается сопротивление нагрузки $R_н$. Ток в цепи уменьшается, уменьшается падение напряжения на $R_б$, а при неизменном $U_{вх}$ на нагрузке напряжение возрастает, то есть схема не стабилизирует при изменении нагрузки, коэффициент стабилизации по нагрузке равен почти нуло. В этом недостаток схемы с регулировкой со стороны входа.

Подобным недостатком не обладают схемы с регулировкой со стороны выхода (см.рис.4,б). Если в схеме(рис.4,б)увеличится сопротивление нагрузки, то при неизменном входном напряжении произойдет перераспределение токов между нагрузкой и делителем $R1-R2$. Напряжение на сетке лампы, равное

$$-U_g = -E_c + R1I_1 ,$$

уменьшится, так как ток через делитель возрастет, а значит уменьшится внутреннее сопротивление лампы, через лампу замкнется большой ток, а через нагрузку - меньший. Схема рассчитывается так, чтобы ток через нагрузку уменьшился во столько раз, во сколько возросло сопротивление нагрузки, тогда напряжение на нагрузке $U_{вых} = R_н I_н$ остается почти постоянным.

Итак, если сравнить две схемы (рис.4,а,б) с регулировкой со стороны входа и выхода, то при переменных нагрузках надо отдать предпочтение схеме с регулировкой со стороны выхода(рис.4,б),Коэффициент стабилизации по входному напряжению в этой схеме несколько меньше, чем в схемах с регулировкой со стороны входа, но достаточно высок. Все сказанное выше будет справедливо и для транзисторных

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

схем стабилизации.

По аналогии с предыдущим примером разберите работу последовательных стабилизаторов (рис.5,а,б). Покажите, как реагируют схемы на изменение $U_{вх}$ и $R_н$.

Экспериментально вам предлагается исследовать работу компенсационного последовательного стабилизатора, схема которого изображена на рис.6.

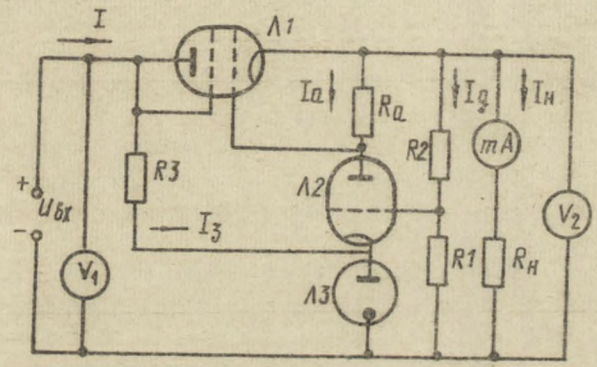


Рис.6

Основным регулирующим элементом здесь является лампа Л1 (6П3С в триодном включении). Часть выходного напряжения, снимаемого с сопротивления $R1$, сравнивается с $U_{оп}$. Разностный сигнал усиливается лампой Л2 (6Н9С) и подается на сетку лампы Л1, меняя ее сопротивление так, чтобы на выходе напряжение осталось постоянным. Опорное напряжение развивается на стабилитроне типа СГ-3С (или СГ-2С). Сопротивление $R3$ ставится в тех случаях, если через усилительную лампу течет малый ток, а стабилитрон поддерживает опорное напряжение только при определенных достаточно больших токах. Поэтому через $R3$ делается дополнительный отвод тока для зажигания стабилитрона.

Разберем подробнее работу схемы (рис.6). Пусть напряжение на входе повысилось на величину $\Delta U_{вх}$. Это вызовет увеличение полного тока в цепи, в том числе и через делитель $R1-R2$, а следовательно, и увеличение напряжения на сопротивлении $R1$. Напряжение на сетке усилительной лампы равно алгебраической сумме напря-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

жения $U_{оп}$ и напряжения, образуемого на сопротивлении $R1$:

$$-U_{g2} = -U_{оп} + \frac{U_{вых}}{R1 + R2} R1 .$$

При увеличении тока через делитель U_{g2} уменьшается и возрастает анодный ток I_{a2}. На анодной нагрузке $R2$, являющейся сопротивлением смещения для лампы $Л1$, возрастает напряжение. Лампа Л1 будет подзапираться, ее внутреннее сопротивление резко возрастает, и коэффициент деления входного напряжения уменьшится. Таким образом, скачок напряжения $\Delta U_{вх}$ упадет на внутреннем сопротивлении лампы Л1, а на нагрузке напряжение останется почти постоянным.

Теперь проследим, как реагирует схема на изменение нагрузки при неизменном напряжении на входе.

Допустим, что сопротивление нагрузки уменьшилось. Это вызовет перераспределение токов между нагрузкой и делителем: ток делителя уменьшится, нагрузки - возрастет. С уменьшением I_1 возрастает напряжение U_{g2}, уменьшается ток I_{a2}, на сетку лампы Л1 подается меньшее напряжение и уменьшается ее внутреннее сопротивление так, что коэффициент деления входного напряжения остается почти неизменным; напряжение на выходе поэтому также остается практически прежним.

I. Расчет стабилизатора

В качестве исходных данных для расчета берут напряжение на выходе $U_{вых}$ и ток через нагрузку $I_н$. Необходимо также иметь характеристики ламп Л1, Л2 и Л3.

1) Выбор режима регулирующей лампы Л1.

Режим работы Л1 выбирается так, чтобы через нее мог пройти ток, потребляемый нагрузкой в цепи ее катода, а мощность рассеяния на аноде не превысила допустимое значение. Анодный ток регулирующей лампы равен

$$I_{a1} = I_н + I_1 + I_{a2} ,$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

где I_1 - ток через делитель, Ia_2 - анодный ток лампы Л2, $I_н$ - ток через нагрузку. Обычно токами Ia_2 и I_1 по сравнению с $I_н$ можно пренебречь. Для уменьшения мощности рассеяния на аноде параллельно лампе можно включить сопротивление шунта, но это снижает коэффициент стабилизации.

Падение напряжения на аноде Л1 выбирается обычно 100-120 вольт. При меньших напряжениях сильно уменьшается отрицательное смещение, что затрудняет регулировку напряжения. В качестве регулирующей лампы часто применяется мощный тетрод 6П3С в триодном включении.

По выбранному току и напряжению из анодных характеристик лампы выбираем смещение на сетку Л1.

Рабочая точка должна лежать на прямолинейном участке характеристики и обеспечивать работу лампы без сеточных токов.

Минимальное напряжение источника питания на входе равно

$$U_{вх\,min} = Ua_1 + U_{вых}.$$

2) Выбор режима усилителя постоянного тока Л2.

Режим должен быть выбран таким, чтобы

а) анодный ток, протекая по сопротивлению Ra, создавал необходимое смещение на сетку Л1;

б) коэффициент усиления лампы был большим;

в) ток, потребляемый лампой, был незначительным.

Таким образом, лампа должна быть маломощной и иметь большой статический коэффициент усиления μ. Этим условиям удовлетворяет лампа 6Н9С.

Из семейства анодных характеристик определяется величина внутреннего сопротивления лампы Ri.

Анодное сопротивление Ra выбирается для триодов так:

$$Ra = (2 \div 3) Ri,$$

Зная Ra и Ug_1, можно найти

$$Ia_2 = \frac{Ug_1}{Ra};$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

U_{a2} определяется с учетом соотношения

$$U_{a2} = U_{вых} - |U_{g_1}| - U_{оп} ;$$

из анодных характеристик 6Н9С при известном I_{a2} и U_{a2} выбирается смещение на сетку U_{g2}.

Заметим, что U_{a2} не должно превышать 80–100 В.

3) Сопротивление $R3$ находим по формуле

$$R3 = \frac{U_{вх\,min} - U_{оп}}{I_{оп}} ;$$

$I_{оп}$ = 20 мА (для СГ-3С).

Обязательно рассчитайте мощность рассеяния на резисторе $R3$ и выберите в соответствии с ней элемент нужного номинала.

4) Делитель напряжения $R1 - R2$ рассчитывается так, чтобы он не потреблял ток более 1–2 миллиампер

$$R1 + R2 = \frac{U_{вых}}{(1 \div 2) \cdot 10^{-3}} ;$$

$R1$ можно определить из формулы

$$R1 = \frac{U_{оп}}{U_{вых}} \quad (R1 + R2).$$

В качестве делителя $R1 - R2$ вначале лучше всего взять потенциометр, а затем, после отстройки схемы, можно поставить постоянные сопротивления.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Стабилизация напряжения на полупроводниковых элементах

В тех случаях, когда необходимо стабилизировать низковольтные напряжения, полупроводниковые стабилизаторы обладают неоспоримым преимуществом по сравнению с ламповыми, благодаря малогабаритности и простоте исполнения. Принцип построения схем полупроводниковых стабилизаторов совершенно аналогичен ламповым. Однако транзисторы имеют специфические особенности, с которыми необходимо считаться при конструировании и расчете схем стабилизаторов.

I) Потребление управляющими цепями (базами) мощности (в лампах сеточные токи отсутствуют). Это приводит к снижению КПД схемы.

2) Значительная температурная зависимость параметров транзисторов.

3) Большая чувствительность транзисторов к перегрузкам по току и напряжению.

4) Большой разброс параметров транзисторов в партии.

Из принципиальных схем стабилизаторов наилучшими стабилизирующими свойствами и высоким КПД обладает компенсационная последовательная схема с регулировкой со стороны выхода. Полупроводниковый стабилизатор такого типа изображен на рис.7.

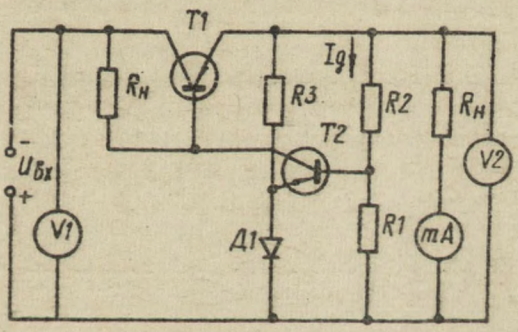


Рис.7

В этой схеме регулирующим выходное напряжение элементом является транзистор T_1. Это, как правило, должен быть мощный с большим коллекторным током триод типа П201-П203, П213-П215, П601-П602,

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

П207-П210 и т.д. T_2 играет роль элемента сравнения и усилителя постоянного тока (УПТ). Собран он по схеме с общим эмиттером, $R4$ - его коллекторная нагрузка. Для повышения КПД схемы желательно в УПТ брать слаботочные маломощные транзисторы. Сюда подойдут из серии низкочастотных такие, как П13-П16, МП13-МП41А.

Источником опорного эталонного напряжения является полупроводниковый кремниевый стабилитрон $Д_I$ марки Д808-Д814. Можно также использовать батарею, нормальный элемент. Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона для обратного тока и обратного напряжения выглядит так же, как и у лампового. Стабилизация начинается при определенном токе, поэтому при слаботочном T_2 через сопротивление $R3$ делается дополнительный отвод тока от стабилитрона. $R1$-$R2$ - выходной делитель. С плеча $R1$ снимается часть выходного напряжения и сравнивается с опорным напряжением. Разностный сигнал подается на вход усилителя постоянного тока. R_H - сопротивление нагрузки, на которой должно поддерживаться напряжение постоянным. Механизм работы схемы на ПТ точно такой же, как и схемы на электронных лампах. Пусть, например, напряжение на входе возрастает, это приводит к увеличению тока через делитель $R1$ - $R2$. Отрицательный потенциал базы усилителя T_2 возрастает, что приводит к увеличению его коллекторного тока и снижению потенциала коллектора. Так как потенциал коллектора T_2 равен потенциалу базы регулирующего транзистора T_I, ток через T_I уменьшается, а сопротивление его увеличивается. Поэтому изменение напряжения на входе не скажется на выходное напряжение. Стабилизирующие свойства схемы на ПТ (как и для ламповой) при изменении нагрузки R_H можно объяснить перераспределением токов между нагрузкой и выходным делителем.

Для повышения качества и надежности работы стабилизатора схему, изображенную на рис.7, можно совершенствовать дальше. Рассмотрим основные пути ее улучшения.

I) Применение составных транзисторов.

Для обеспечения хорошей стабильности выходного напряжения при больших отклонениях от номинальных значений входного напряжения или сопротивления нагрузки необходимо, чтобы регулирующий элемент T_I имел большой коэффициент усиления по току. В лампах это усиление велико ввиду ничтожного потребления тока сеточными цепями ламп, а

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

в транзисторах оно ограничивается величиной β = 10-20. Увеличения коэффициента усиления по току в регулирующем элементе можно достичь с помощью схемы так называемого составного транзистора. Составной транзистор, не имеющий аналогий в ламповой технике, представляет каскадное соединение двух или более эмиттерных повторителей. На рис.8 приведена схема двойного составного транзистора. Базовый ток T_1 является эмиттерным током T_2, в каждом каскаде происходит усиление тока соответственно в β_1 и β_2 раз. При этом общий коэффициент усиления по току составного транзистора оказывается равным произведению

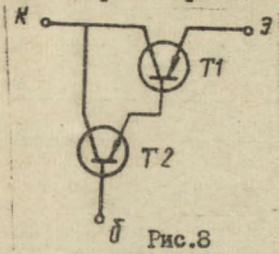


Рис.8

$$\beta_{\Sigma} = \beta_1 \cdot \beta_2 .$$

2) Применение раздельного питания.

Для повышения стабильности работы усилителя постоянного тока питание на его коллектор подается от дополнительного стабилизированного источника питания.

3) Применение схем термокомпенсации.

В полупроводниковых стабилизаторах с кремниевыми стабилитронами (источники опорного напряжения) основная температурная нестабильность связана с температурным изменением опорного напряжения, базового напряжения и базового тока транзисторов схемы сравнения (усилителей постоянного тока). Большую температурную нестабильность могут вносить делители цепи обратной связи. Чтобы это исключить, резисторы делителя делают обычно проволочными высокостабильными (манганиновыми) либо применяют схемы термокомпенсации, включая в одно из плеч делителя элемент с отрицательным температурным коэффициентом — это либо $p-n$ -переход (полупроводниковый диод), либо полупроводниковый резистор. В этом случае общий температурный коэффициент может быть уменьшен до нуля.

В качестве источников опорного напряжения целесообразно использовать стабилитроны с наименьшим температурным коэффициентом (Д818В-Д818Е). Можно также применить скомпенсированную по температуре цепочку из стабилитрона Д808, включенного в обратном направлении (положительный температурный коэффициент нестабильности) и двух или трех

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

стабилитронов (или других плоскостных диодов), включенных в прямом направлении (они имеют отрицательный температурный коэффициент нестабильности). Очень важно, чтобы все термочувствительные полупроводниковые элементы находились в одинаковых температурных условиях. С этой целью их следует располагать рядом в пассивных термостатах в виде теплопроводящих футляров.

4) Применение схем защиты от перегрузок.

Поскольку транзисторы очень чувствительны к перегрузкам, даже кратковременным, необходимо их защищать от этих перегрузок и коротких замыканий (КЗ) на выходе. Наиболее уязвимым к перегрузкам оказывается регулирующий элемент. При КЗ на выходе через него течет очень большой ток, а к переходу эмиттер-коллектор прикладывается практически все напряжение выпрямителя, температура переходов резко возрастает, и происходит тепловой пробой. Наиболее надежные схемы защиты стабилизаторов от КЗ на выходе строятся на транзисторах, которые запирают регулирующий элемент при перегрузке или КЗ. Разновидностей транзисторных схем защиты много, приведем пример одной из них, изображенный на рис.9.

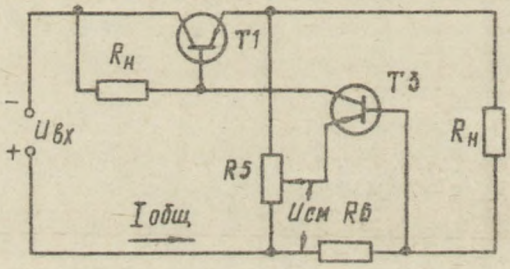


Рис.9

Разберем, как работает эта схема защиты. В нормальном режиме T_3 заперт. При КЗ на выходе ток в цепи, а следовательно, и падение напряжения на резисторе $R6$, резко возрастают. Напряжение на базе T_3, равное разности $U_{см} - R6 \cdot I_{общ.}$, увеличивается, T_3 открывается почти до насыщения, шунтирует вход регулирующему транзистору T_1, что приводит к его запиранию. После устранения КЗ схема включается автоматически.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

3. Порядок расчета полупроводникового стабилизатора

Для расчета стабилизатора, как правило, задаются известная нагрузка и напряжение на выходе. Исходя из этого, рассчитывается напряжение на входе стабилизатора и выбираются элементы схемы. В некоторых случаях производится расчет при известном напряжении на входе, выбранных элементах и нагрузке и необходимом коэффициенте стабилизации. Методики расчета в том и другом случае мало отличаются. В качестве примера приведем порядок расчета, задавшись следующими данными:

а) напряжением на выходе $U_{вых\,ном}$ и его допустимым отклонением $\pm \Delta U_{вых}$;

б) сопротивлением нагрузки $R_н$ (или током через нагрузку);

в) напряжением на входе и его допустимым изменением $U_{вх} \pm \Delta U_{вх}$. (Данные взять у преподавателя).

Необходимо также иметь входные и выходные характеристики выбранных транзисторов. Заметим, что на практике пульсация напряжения на выходе $\Delta U_{вых} = \pm 0{,}001\, U_{вых\,ном}$ при пульсации на входе $\Delta U_{вх} = \pm 0{,}1\, U_{вх}$.

1) Первоначально рассчитываем режим регулирующего транзистора T_1. Определим максимальное падение напряжения на переходе эмиттер–коллектор регулирующего транзистора

$$U_{эк1\,max} = U_{вх\,max} - U_{вых\,min}.$$

Учитывая, что его коллекторный ток $I_{к1} \approx I_н$, находим мощность рассеяния на коллекторе

$$P_{к1} = U_{эк1\,max} \cdot I_{к1}.$$

По этим данным из справочников выбираем тип транзистора (в работе предлагается взять П201А или однотипный с ним). Далее выбираем режим работы транзистора. Определяем напряжение на коллекторе в номинальном режиме

$$U_{эк1} = U_{вх\,ном} - U_{вых\,ном}.$$

Зная $U_{эк1}$ и $I_{к1}$, по выходным характеристикам выбирают рабочую точку, то есть $I_{б1}$. По входным характеристикам, при известных $U_{эк1}$ и $I_{б1}$, определяют падение напряжения на переходе $U_{эб1}$.

2) Далее выбираем тип стабилитрона. Опорное напряжение стабилитрона должно составлять $(0{,}6\text{–}0{,}7)\, U_{вых}$. Из справочника выбираем тип диода по опорному напряжению (предлагается взять Д808 с током стабилизации $I_{ст} = 5$ мА).

Сопротивление $R3$ считается по следующей формуле:

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$R3 = \frac{U_{вых} - U_{оп}}{I_{ст}}$$

3) Выбор усилительного транзистора T_2. Коллекторный ток T_2 должен быть меньше тока нагрузки, но больше базового тока регулирующего транзистора T_1

$$I_{б1} < I_{к2} < I_н .$$

Обычно $I_{к2}$ колеблется в пределах 0,2-10 мА. Определяем максимальное падение напряжения

$$U_{эк2\,max} = U_{вых\,max} - U_{оп\,min}$$

и максимальную мощность рассеяния на коллекторе

$$P_{к2} = U_{эк2\,max} \cdot I_{к2} .$$

По $P_{к2}$ и $I_{к2}$ выбираем тип транзистора (в качестве T_2 можно взять МП41А или любой другой с близкими параметрами). Рабочая точка находится по характеристикам. Необходимое напряжение $U_{эб2}$ устанавливается движком потенциометра $R1 - R2$. Сопротивление в коллекторе $R4$ считается по формуле

$$R4 = \frac{U_{эк1}}{I_{к2} + I_{б1}} .$$

4) Расчет делителя $R1 - R2$. Ток делителя должен быть меньше, чем ток нагрузки для повышения КПД схемы, но на порядок, примерно, больше тока базы усилителя постоянного тока

$$R_д = R1 + R2 = \frac{U_{вых}}{10\, I_{б2}} .$$

Учитывая, что опорное напряжение стабилитрона может меняться от $U_{оп\,min}$ до $U_{оп\,max}$, найдем пределы регулирования нижнего плеча делителя

$$R1_{min} = R_д \frac{U_{оп\,min}}{U_{вых\,ном} + \Delta U_{вых}}; \quad R1_{max} = \frac{R_д \cdot U_{оп\,max}}{U_{вых\,ном} - \Delta U_{вых}} .$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Определяем КПД стабилизатора в номинальном режиме

$$\eta = \frac{U_{вых} \cdot I_н}{U_{вх} \cdot I_{вх}} \; ; \quad I_{вх} = I_н + I_{ст} + I_g \; .$$

IУ. Методические указания

I. Настройка схемы в нужный режим производится в основном подбором плеч выходного потенциометра $R1 - R2$ как в ламповой, так и в полупроводниковой схеме. При неправильном соотношении плеч делителя на сетке лампы $Л_2$ или на базе транзистора T_2 развивается положительное напряжение, вследствие чего в лампе появляется сеточный ток, а транзистор запирается. Замеряя напряжение на сетке (на базе), следите за правильным подключением выводов вольтметра. Плавным изменением $R1$ установите нужное смещение.

2. Для оценки ошибки измерения и ошибки при подсчете коэффициентов стабилизации необходимо сделать несколько измерений (не менее пяти) в каждой точке на снимаемой характеристике. Согласно руководству [3] , определить абсолютную и относительную погрешность эксперимента.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

4. ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

I. Цель работы

Целью работы является изучение принципа действия и основных характеристик генератора пилообразного напряжения на основе ионных и полупроводниковых приборов.

II. Задание

1. При подготовке к работе изучить следующие вопросы:

а) Параметры колебаний пилообразной формы.

б) Принцип действия генератора пилообразного напряжения.

в) Физику работы неоновой лампы, тиратрона, динистора, тиристора, их вольтамперные характеристики.

г) Схемы генераторов пилообразного напряжения.

2. Собрать одну из схем (рис.9,а,б), заменив конденсатор С на вольтметр постоянного тока V_2.

3. Снять зависимость напряжения гашения U_2 и зажигания U_3 предложенного прибора от потенциала на управляющем электроде.

4. Рассчитать период колебаний генератора, принимая во внимание данные, полученные в пункте 3 задания. (Значение напряжения источника питания Е, емкости конденсатора С и сопротивление резистора R задает преподаватель).

5. Собрать схему для получения пилообразного напряжения, заменив в предложенной схеме (рис.9,а,б) вольтметр V_2 на конденсатор С. Измерить период колебаний генератора и сравнить с рассчитанным в пункте 4 задания.

6. Определить зависимость периода колебаний генератора от

а) потенциала на управляющем электроде прибора, то есть $T = f(U_{упр})$;

б) емкости конденсатора С, то есть $T = f(C)$;

в) величины источника напряжения Е, то есть $T = f(E)$.

7. Оценить погрешность расчета и измерений.

Литература

1. Бонч-Бруевич А.М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., "Наука", 1966.
2. Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей. М., "Связь", 1974.
3. Кузьмин В.А., Сенаторов К.Я. Четырехслойные полупроводниковые приборы. М., "Энергия", 1967.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

4. Казанов И.Я. Ионные приборы. М., "Энергия", 1972.
5. Китаева Л.П. Методы оценки погрешностей в лабораторном студенческом практикуме по физике. Изд-во Томск. ун-та, 1974.

Ш. Теоретическая часть

I. Введение. Параметры колебаний пилообразной формы.

В радиотехнике приходится иметь дело с периодически линейно изменяющимся напряжением (или током), форма которого изображена на рис.I.

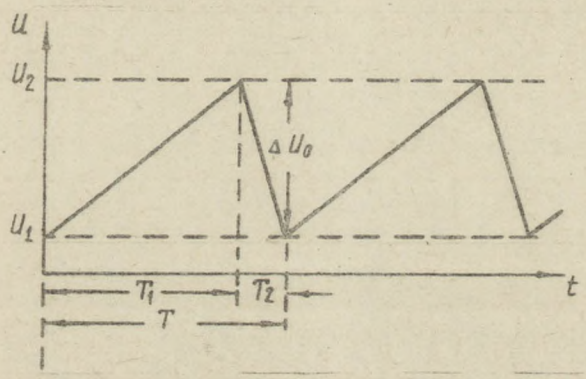


Рис.I

Напряжение подобного вида обычно принято называть напряжением пилообразной формы, а источники такого напряжения – генераторами пилообразного напряжения.

В течение рабочей стадии T_1 периода повторения T напряжение U со временем линейно изменяется от исходного U_1 до предельного значения U_2. В течение сравнительно короткого времени T_2 (стадия восстановления) напряжение возвращается к исходному значению. Абсолютная величина разности $|U_1 - U_2| = \Delta U_0$ образует рабочий перепад напряжения.

Строго линейного закона изменения напряжения $U(t)$ получить невозможно, поэтому реально существующее пилообразное напряжение (рис.2) несколько отличается по форме от приведенного выше(рис.I).

Пилообразное напряжение характеризуется следующими параметрами.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

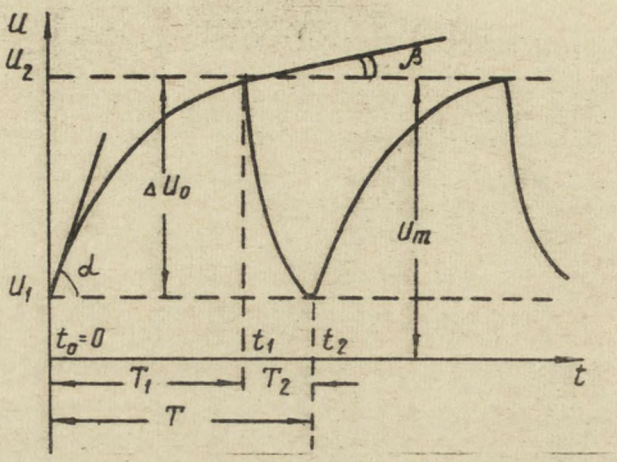


Рис.2

I. Длительностью периода пилообразного напряжения

$$T = T_1 + T_2 .$$

2. Отношением длительности стадии восстановления к длительности рабочей стадии

$$K = \frac{T_2}{T_1} .$$

3. Амплитудой пилообразного напряжения ΔU_0 .

4. Коэффициентом использования источника питания

$$\gamma = \frac{U_m}{E} ,$$

где E – ЭДС источника питания.

5. Коэффициентом нелинейности

$$\rho = \frac{tg\alpha - tg\beta}{tg\alpha} = 1 - \frac{tg\beta}{tg\alpha} ,$$

где $tg\alpha = \frac{dU}{dt} / t=0$ – скорость изменения напряжения в начальный момент рабочей стадии и $tg\beta = \frac{dU}{dt} / t=t_1$ – скорость из-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

менения напряжения в конечный момент рабочей стадии.

Напряжение пилообразной формы применяется в радиоизмерительных и радиолокационных устройствах, телевизионных системах и осциллографах. Напряжение пилообразной формы находит также применение в схемах сравнения и совпадения, где фиксируется момент достижения напряжения определенного уровня, и в устройствах задержки импульсов на калиброванное время.

2. Анализ процессов в схеме генератора пилообразного напряжения

Для получения линейно-изменяющегося напряжения применяются специальные генераторы. Принцип работы их основан на использовании электрической цепи, позволяющей накапливать энергию и снабженной устройством, осуществляющим периодическую повторяемость процесса. Накопителем энергии в генераторе может быть конденсатор, источником энергии-батарея, а устройством, регулирующим процесс повторения импульсов, - ключ. Схема генератора с механическим ключом приведена на рис.3.

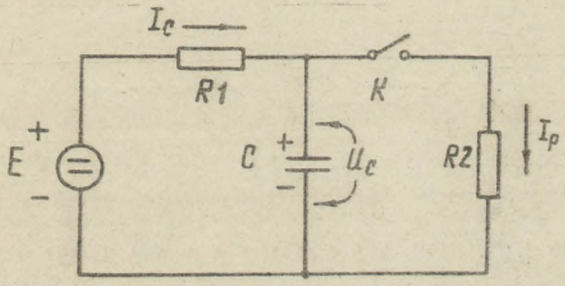


Рис.3

При разомкнутом ключе (рабочая стадия) происходит заряд конденсатора C через резистор $R1$ от источника E, а при замыкании ключа (стадия восстановления) - разряд конденсатора через резистор $R2$. Найдем период и форму колебаний генератора, показанного на рис.3. Пусть в момент $t_0 = 0$ ключ размыкается и начинается процесс заряда конденсатора от напряжения $U_C = U_1$ (рис.2). При достижении напряжения на конденсаторе C величины $U_C = U_2$ ключ замыкается и в цепи, кроме зарядного тока от батареи, появляется ток разряда конденсатора через резистор $R2$.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Рассмотрим процесс заряда. Конденсатор С заряжается от источника Е через сопротивление $R1$. Уравнение Кирхгофа для цепи заряда имеет вид

$$U_c + I_c R1 = E . \qquad (I)$$

Так как ток в цепи обусловлен изменением заряда на пластинах конденсатора, а заряд конденсатора

$$q = U_c \cdot C ,$$

то

$$I_c = \frac{dq}{dt} = C \frac{dU_c}{dt} . \qquad (2)$$

С учетом выражения (2) из (I) получим

$$U_c + R1C \frac{dU_c}{dt} = E . \qquad (3)$$

Решаем дифференциальное уравнение (3) методом разделения переменных. Введем новую переменную $\varphi = E - U_c$; тогда

$$\frac{d\varphi}{dt} = - \frac{dU_c}{dt}$$

и уравнение (3) примет следующий вид:

$$-R1C \frac{d\varphi}{dt} = \varphi .$$

Разделяя переменные φ и t, получаем

$$-R1C \frac{d\varphi}{\varphi} = dt . \qquad (4)$$

Интегрируем обе части уравнения (4)

$$\ln \varphi = - \frac{t}{RC} + \ln A , \qquad (5)$$

где А – константа интегрирования.
Из (5) следует, что

$$\varphi = A e^{-\frac{t}{R1C}} .$$

Заменяя φ на его первоначальное значение, находим

$$U_c = E - A e^{-\frac{t}{R1C}} \qquad (6)$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Используя начальное условие $U_c = U_1$ (при $t_0 = 0$), определяем константу интегрирования

$$A = E - U_1 ,$$

и, следовательно, напряжение на конденсаторе при заряде его от источника E через сопротивление $R1$ зависит от времени следующим образом:

$$U_c = E - (E - U_1)\, e^{-\frac{t}{R1C}} .$$

График этой зависимости приведен на рис.2 (участок, где $t_0 \leq t \leq t_1$). В момент времени $t = t_1$ напряжение на пластинах конденсатора достигает величины $U_c = U_2$, то есть

$$U_2 = E - (E - U_1)\, e^{-\frac{t_1}{R1C}} .$$

Отсюда находится время заряда конденсатора C

$$T_1 = t_1 = R1C \ln \frac{E - U_1}{E - U_2} . \qquad (7)$$

Как только напряжение на пластинах конденсатора достигнет величины $U_c = U_2$, происходит замыкание цепи ключом K и начинается разряд конденсатора через резистор $R2$.

Если положить, что сопротивление резистора $R1$ много больше сопротивления резистора $R2$, то можно пренебречь одновременным процессом заряда конденсатора от источника. С учетом этого уравнение Кирхгофа для цепи разряда будет иметь следующий вид:

$$U_c = -I_p R2 . \qquad (8)$$

Так как ток разряда конденсатора равен

$$I_p = C \frac{dU_c}{dt} ,$$

то уравнение (8) принимает следующий вид:

$$-R2C \frac{dU_c}{dt} = U_c$$

Решая это уравнение аналогично уравнению (I) (проделать решение самостоятельно), получим:

$$U_c = U_2\, e^{-\frac{t - t_1}{R2C}} \qquad (9)$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Это выражение дает форму напряжения в процессе разряда конденсатора (рис.2, участок, где $t_1 \leq t \leq t_2$). При достижении на конденсаторе напряжения $U_C = U_1$ ключ К размыкает цепь и процесс повторяется, то есть вновь происходит заряд конденсатора / а затем разряд, и так далее.

Время разряда конденсатора определяем из выражения (9). Поскольку $U_C = U_1$ (при $t = t_2$), то

$$U_1 = U_2 e^{-\frac{t_2 - t_1}{R2C}},$$

откуда

$$T_2 = t_2 - t_1 = R2C \ln \frac{U_2}{U_1} . \qquad (10)$$

Период колебаний с учетом (7), (10) равен

$$T = T_1 + T_2 = R1C \ln \frac{E - U_1}{E - U_2} + R2C \ln \frac{U_2}{U_1},$$

а в предположении, что $R2 \ll R1$

$$T \approx R1C \ln \frac{E - U_1}{E - U_2} . \qquad (11)$$

Из выражения (11) следует, что период генератора можно изменять, меняя величину сопротивления резистора $R1$, емкость конденсатора С, а также меняя величину ЭДС источника Е и напряжения U_1, U_2.

3. Типы ионных и электронных приборов, используемых в качестве ключа

Механическое размыкание и замыкание цепи можно заменить электронным замыканием и размыканием. Аналогом механического ключа К могут явиться электронные приборы, обладающие способностью существенно изменять свое сопротивление при достижении определенной разности потенциалов на их электродах. К таким приборам относятся газонаполненные электронные лампы (газотроны, тиратроны, неоновые лампы) и полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой (тиристоры, транзисторы, динисторы). Условное изображение на схемах этих приборов приведено на рис.4.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

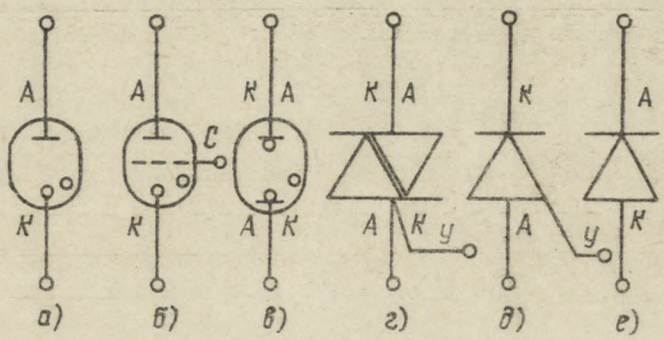


Рис.4

а)-неоновая лампа; б)-тиратрон с холодным катодом; в)-газотрон, в котором оба электрода играют роль и катода, и анода; г)-тринистор; д)-тиристор; е)-динистор.

4. Физические принципы работы ионных и электронных приборов, используемых в качестве электронных ключей

Рассмотрим процессы, происходящие в перечисленных выше приборах, при изменении напряжения, приложенного между анодом и катодом.

I. Неоновая лампа представляет собой устройство, состоящее из стеклянного баллона со встроенными внутрь двумя электродами (анод, катод), заполненное инертным газом – неоном.

Для анализа процессов, происходящих в этом приборе, соберем схему (рис.5).

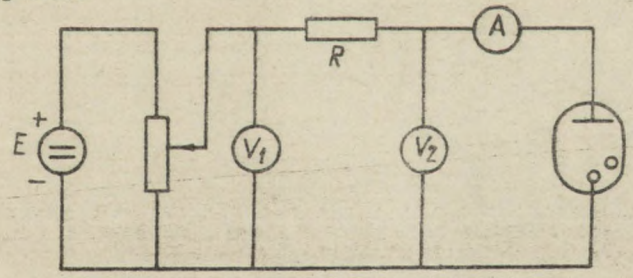


Рис.5

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

При отсутствии напряжения между анодом и катодом лампы электроны, выходящие из катода под действием внешних сил (например, термоэлектронная эмиссия или фотоэффект), создают возле него отрицательный объемный заряд. В результате этого последующие электроны, эмиттируемые катодом, возвращаются либо частично, либо полностью на катод. В установившемся режиме число электронов, покидающих катод, и число электронов, возвращающихся к нему, остается одним и тем же. Ток через прибор в этом режиме равен нулю.

Такой же режим нулевого тока при отсутствии внешнего напряжения характерен и в случае объемного ионизатора, представляющего собой источник ультрафиолетового, радиоактивного или космического излучения. Отличие объемной ионизации от поверхностной эмиссии из катода заключается лишь в том, что при объемной ионизации в межэлектродном промежутке, кроме электронов, появляется такое же количество ионов. Ионы и электроны рекомбинируют между собой, превращаясь в нейтральные атомы газа. В установившемся режиме ионизация и рекомбинация уравновешивают друг друга, и поэтому концентрация зарядов после начального их накопления остается величиной неизменной.

С увеличением напряжения между анодом и катодом первичные электроны, эмиттируемые катодом, либо возникающие в результате внешней ионизации газа в объеме, перемещаются к аноду, а первичные ионы – к катоду. При этом в приборе и во внешней цепи возникает ток несамостоятельного разряда.

Зависимость анодного тока в неоновой лампе, включенной в схему (рис.5), от анодного напряжения показана на рис.6.

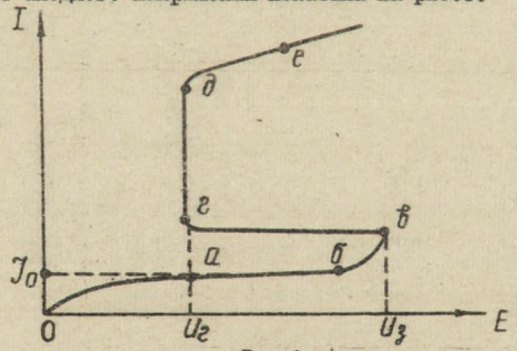


Рис.6.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Участок oa отвечает первому этапу, представляющему собой развитие несамостоятельного разряда. Увеличение тока на этом этапе по мере роста напряжения на электродах прибора обусловлено возрастанием числа электронов, доходящих до анода, за счет снижения числа электронов, возвращающихся к катоду. Участок ab с очень малым подъемом относится ко второму этапу несамостоятельного разряда и соответствует режиму насыщения. Здесь почти все заряды, возникающие на катоде либо в межэлектродном промежутке, достигают электродов. Абсолютное значение тока насыщения J_0 зависит от количества электронов, эмиттируемых катодом (термоэлектронная эмиссия, фотоэффект и т.д.), и от числа возникших в межэлектродном промежутке ионов. Рост тока на участке bvg обусловлен процессом размножения носителей заряда. Когда электрон, уходящий от катода, ускоряясь в электрическом поле, приобретает энергию, достаточную для ионизации атома газа, находящегося на его пути, то при соударении он его ионизует. При этом возникает дополнительный вторичный электрон и положительный ион. Продолжая свое движение в поле, первичные и вторичные электроны приобретают энергию для ионизации уже пары атомов газа и т.д. Количество освобождающихся электронов и такое же количество положительных ионов возрастает по геометрической прогрессии. Такой режим нарастания носителей называют лавинным. Ток в приборе, а также и в цепи, резко возрастает (участок rg), но не до бесконечности, так как он всегда ограничен числом атомов газа в приборе и сопротивлением внешней цепи (участок gc).

На участке br происходит уменьшение падения напряжения на лампе в силу того, что с ростом тока, протекающего через лампу, увеличивается падение напряжения на сопротивлении R (рис.5).

То значение напряжения на электродах прибора, при котором ток начинает резко возрастать, а напряжение на лампе уменьшаться, называют напряжением зажигания самостоятельного разряда $U_з$. При этом напряжении этап усиления тока за счет имеющихся электронов переходит в самостоятельный разряд, совершенно не зависящий от тока I_0 в несамостоятельном разряде. Поэтому, если уменьшать разность потенциалов между анодом и катодом, то в приборе будет продолжаться самостоятельный разряд, и ток будет обусловлен носителями зарядов, рожденных при самостоятельном разряде (участок rg). Наконец, при напряжении $U_г$ на приборе, когда электрическое поле будет недостаточным для сообщения электронам энергии ионизации, самостоятельный разряд прекратится

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

(участок 9Ф), а ток в приборе станет равным I_0 . Напряжение на приборе, при котором происходит прекращение самостоятельного разряда, называется напряжением гашения $U_г$.

II. Тиратрон в отличие от неоновой лампы имеет управляющий электрод (сетку). Напряжение зажигания тиратрона $U_з$ зависит от величины отрицательного напряжения на сетке (чем больше отрицательное напряжение на сетке, тем больше потенциал зажигания).

Во время самостоятельного разряда в тиратроне у поверхности отрицательно заряженной сетки скапливается положительный объемный заряд, который нейтрализует действие электрического поля, создаваемого сеткой. Поэтому изменить величину анодного тока в тиратроне или прекратить разряд путем изменения напряжения на сетке невозможно. Прекращение разряда осуществляется уменьшением анодного напряжения.

III. Динистор – четырехслойный полупроводниковый прибор – имеет структуру, изображенную на рис.7.

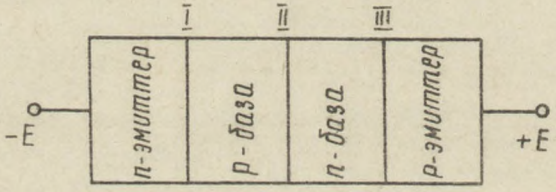


Рис.7

Две пары полупроводников различной проводимости (электронной и дырочной) включены между собой и имеют два внешних вывода. Внешнее напряжение на такой прибор подается так, как показано на рис.7. В этом случае I и III переходы включены в прямом направлении. Для них характерно малое сопротивление переходов. Переход II включен в обратном направлении. Для него характерно высокое сопротивление перехода. Суммарное сопротивление всего прибора определяется сопротивлением II перехода. Крайние области структуры называют эмиттерами, средние – базами. При увеличении напряжения на приборе происходит следующее. Электроны из n -эмиттера под действием электрического поля свободно проникают через переход I в p -базу, а затем в n – базу. Часть электронов из n -базы продолжает движение в p -эмиттер и далее в цепь. Но эта часть электронов незначительна по сравнению с тем,

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

сколько электронов проходит через I переход, и обусловлена малой проводимостью II перехода. В результате этого процесса в n -базе накапливается отрицательный объемный заряд. Аналогично из p -эмиттера дырки свободно движутся через переход III в n -базу, а затем в p -базу и далее незначительная их часть продолжает движение в n -эмиттер, создавая малый ток во внешней цепи. Оставшиеся дырки создают в p -базе положительный объемный заряд. С увеличением внешнего напряжения на приборе величина тока через него практически не меняется (рис.8, участок *огаб*).

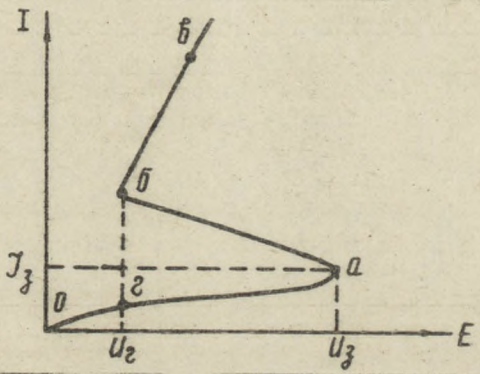


Рис.8

При дальнейшем увеличении внешнего напряжения на приборе до $U_з$ накапливающийся объемный заряд в базах создает электрическое поле, компенсирующее влияние поля, создаваемого внешним источником. В результате этого процессы, описанные выше, усиливаются, и появляется нескомпенсированное электрическое поле объемных зарядов, приложенное в прямом направлении ко второму переходу. Полное сопротивление прибора резко уменьшается, а ток через прибор во внешней цепи увеличивается (рис.8, участок *абв*). При этом уменьшается и падение напряжения на самом приборе. Дальнейшее увеличение тока практически определяется лишь сопротивлением внешней цепи, так как сопротивление открытого динистора очень мало. Если теперь уменьшать напряжение, приложенное к прибору, то уменьшение тока приведет к уменьшению объемного заряда в базах, а при напряжении гашения $U_г$ величина электрического поля, создаваемого объемными зарядами, станет меньше величины электрического поля, создаваемого внешним источником, и переход II будет включен в обратном направлении, а прибор станет не проводящим электрический ток

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

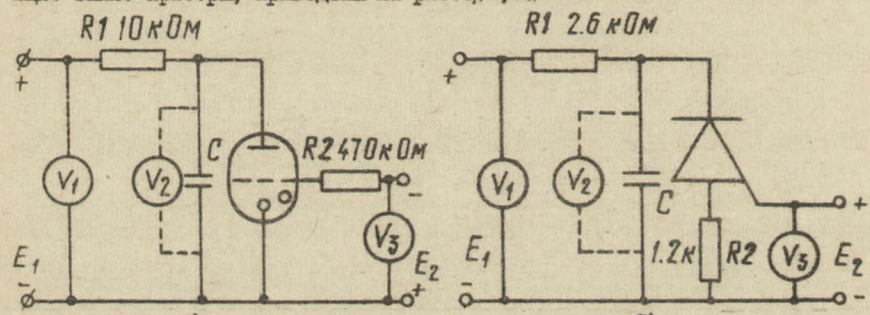
(рис.8, участок $б_2$).

IУ. Тиристор, в отличие от динистора, имеет дополнительный управляющий электрод, присоединенный либо к p -базе, либо к n -базе. В случае, если управляющий электрод присоединен к n -базе, на него подают положительный потенциал относительно n -эмиттера, если же управляющий электрод присоединен к p -базе, то на него подают отрицательный потенциал относительно p -эмиттера. Электрическое поле управляющего электрода способствует созданию отпирающего объемного заряда, а следовательно, управляет напряжением зажигания $U_з$.

5. Схемы генераторов линейно-изменяющегося напряжения

Из анализа вольтамперных характеристик вышеперечисленных приборов следует, что если напряжение, приложенное к ним, меньше напряжения зажигания $U_з$, то приборы обладают большим внутренним сопротивлением (это соответствует состоянию разомкнутого механического ключа), а при напряжении $U_з$ резко уменьшают свое сопротивление и практически становятся проводниками (состояние замкнутого механического ключа).

Схемы для получения линейно-изменяющегося напряжения, использующие такие приборы, приведены на рис.9,а,б.



а) Рис.9 б)

Для предохранения сетки от возможного значительного тока положительных ионов в ее цепь включают специальный предохранительный резистор $R2$, обладающий большим сопротивлением (рис.9,а). В генераторе на тиристоре резистор $R2$ служит для ограничения тока через тиристор, находящийся в открытом состоянии во избежание выхода прибора из строя. В схемах конденсатор С заряжается через резистор $R1$ от источника Е. При этом сопротивление тиратрона (тиристора) (рис.9,а,б) велико.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

В момент достижения на конденсаторе напряжения $U_c = U_з = U_2$, тиратрон (тиристор) отпирается, сопротивление его падает. Конденсатор С разряжается на внутреннее сопротивление тиратрона (тиристора) и сопротивление $R2$. Когда напряжение на конденсаторе станет $U_c = U_2 = U_1$ тиратрон (тиристор) перейдет в запертое состояние, характеризующееся большим внутренним сопротивлением. Вновь начинается заряд конденсатора С; таким образом, процесс повторяется периодически.

Основное требование, которому должны удовлетворять генераторы пилообразных колебаний,- обеспечение линейной зависимости напряжения от времени, то есть

$$U_c = Kt ,$$

где K - коэффициент пропорциональности.

Напряжение на конденсаторе

$$U_c = \frac{1}{C} \int I_c \, dt$$

является линейной функцией времени в том случае, если конденсатор заряжается постоянным током. В рассмотренных схемах с ростом напряжения на конденсаторе ток заряда уменьшается по закону

$$I_c = I_з \, e^{-\frac{t}{R1C}} ,$$

где $I_з = \frac{U_з}{R1}$.

Для обеспечения заряда конденсатора постоянным током прибегают к различным схемным решениям и, в частности, используют схемы с обратной связью.

IУ. Методические указания

I. В данной работе при получении линейно-изменяющегося напряжения используют тиратрон типа ТГI-0I/03 и тиристор типа Д235. Перед началом работы необходимо ознакомиться с характеристиками этих приборов.

2. Период колебаний генератора можно измерить, используя осциллограф, имеющий генератор меток времени, например, СI-5. Исходное положение органов управления осциллографа для измерения периода следующее. Переключатель рода работ находится в положении "ждущая". Род синхронизации - "внутренняя". Делитель-в положении "I:I0". Метки-в положении "выключено". Ручками "развертка", "частота плавно", "синхронизация", "усиление" добиваются устойчивого изобра-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ния на экране электронно-лучевой трубки. Затем включают генератор меток путем поворота переключателя "метки" вправо на одно из положений, обеспечивающих различимость меток на развернутой осциллограмме. Считая число меток, укладывающихся в одно полное колебание, и умножая это значение на цену деления, указываемую ручкой "метки", получаем период колебаний, выраженный в микросекундах.

3. Во избежание выхода из строя тиратрона необходимо анодное напряжение подавать не раньше, чем через две минуты после подключения напряжения накала.

4. Во избежание выхода из строя тиристора необходимо строго соблюдать полярность включения его в схему.

5. При оформлении работы необходимо провести вычисление погрешностей результатов измерений.

В данной работе искомые величины измеряются непосредственно (напряжение измеряется вольтметром, период измеряется числом меток на экране осциллографа). Величина емкости конденсатора заранее указана с определенной погрешностью измерения.

Внимательное и аккуратное проведение эксперимента (исключение неправильности записи искомых величин, исключение неверных отсчетов по шкале) позволяет избавиться от грубых ошибок или просчетов. Систематические ошибки, связанные с неправильной установкой приборов, неверной сборкой схемы, использование некалиброванных приборов исключают тщательной подготовкой к проведению эксперимента. К числу систематических ошибок относятся погрешности измерительных приборов. Эти погрешности исключить невозможно, однако их необходимо учесть при вычислении ошибки измерения искомой величины. Погрешность измерительных приборов связана с классом точности прибора. Систематическая ошибка при вычислении периода с помощью осциллографа равна длительности одной метки. Следует, наконец, заметить, что ни одна работа не застрахована от систематической ошибки, обусловленной неисправностью прибора, что необходимо учитывать при выполнении работы.

Случайные погрешности измерений оцениваются известными методами [5], считая, что измеряемые величины распределены по нормальному закону. Доверительную вероятность при вычислении доверительного интервала берут 95%.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

5. ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

I. Цель работы

Целью работы является изучение принципа действия и экспериментальное исследование схемы мультивибратора на электронных лампах в непрерывном режиме.

II. Задание

1. Получить и изобразить на графике зависимости напряжений и тока от времени при заряде и разряде конденсатора через активное сопротивление.

2. Изучить колебательный процесс и условия его возникновения в схеме мультивибратора.

3. Рассмотреть графики зависимости анодных и сеточных напряжений от времени.

4. Вывести выражение для периода повторения импульсов анодных напряжений.

5. Проанализировать влияние параметров схемы на форму и период импульсов.

6. Рассчитать элементы схемы мультивибратора (рис.I), если заданы тип лампы, напряжение источника питания, амплитуда, частота следования и коэффициент заполнения импульсов.

7. Собрать схему мультивибратора (рис.I).

8. Измерить с помощью осциллографа длительность импульсов и определить коэффициент заполнения. Сравнить с исходными данными.

9. Исследовать форму колебаний на электродах ламп и переходных конденсаторах. Вычертить временные диаграммы.

10. Измерить с помощью импульсного вольтметра амплитуды импульсов на анодах ламп и сравнить с заданной амплитудой.

11. Оценить ошибку измерений амплитуды, длительности импульсов и периода их повторения.

Литература

1. Яцхоки Я.С., Овчинников Н.И. Импульсные и цифровые устройства. М., "Советское радио", 1973.
2. Бонч-Бруевич А.М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., "Наука", 1966.
3. Слуцкий В.З., Фогельсон Б.Л. Импульсная техника и основы радиолокации. М., Воениздат, 1975.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

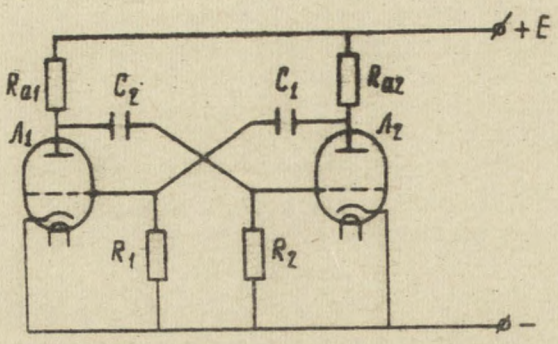


Рис.I

4. Китаева Л.П. Методы оценки погрешностей в лабораторном студенческом практикуме по физике. Изд-во Томск. ун-та, 1974.

Ш. Теоретическая часть

I. Общие сведения о мультивибраторах

Мультивибратором называется двухламповый генератор релаксационных колебаний, форма которых близка к прямоугольной.

Мультивибраторы могут работать в двух режимах: непрерывном и ждущем.

В непрерывном режиме колебания, генерируемые мультивибратором, возникают без внешних воздействий, в результате процессов, происходящих в самой схеме. Амплитуда, форма и частота колебаний определяются параметрами схемы.

При работе в ждущем режиме очередной цикл колебания возникает при подаче на вход мультивибратора специального пускового напряжения. Частота генерируемых колебаний определяется частотой пускового напряжения, форма и амплитуда - параметрами схемы. При снятии пускового напряжения схема прекращает генерацию колебаний.

Мы будем рассматривать работу мультивибратора в непрерывном режиме.

Существует несколько разновидностей схем мультивибраторов, работающих в таком режиме. Общей особенностью этих схем является наличие двух усилительных каскадов на лампах (или транзисторах), выход каждого каскада соединен со входом другого. Различаются схе-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

мы главным образом видом связи между каскадами.

Наиболее распространенной является схема мультивибратора с анодно-сеточными емкостно-резистивными связями (рис.I).

Если лампы, емкости конденсаторов и сопротивления резисторов в обоих каскадах одинаковы, мультивибратор называется симметричным, если есть различие хотя бы в одном из элементов - несимметричным.

Мультивибраторы строятся в основном на транзисторах. Ламповые мультивибраторы применяются при необходимости обеспечения высокой стабильности работы мультивибратора в широком температурном диапазоне, а также при генерировании мощных (обычно выше I0 Вт) импульсов сравнительно высокого напряжения (выше нескольких десятков вольт). Кроме того, ламповые каскады используются в устройствах, подверженных сильным радиационным воздействиям [I].

Частота и форма колебаний, генерируемых мультивибратором, в основном определяются процессами заряда и разряда конденсаторов связи между каскадами через активные сопротивления, поэтому прежде всего рассмотрим эти процессы.

2. Заряд и разряд конденсатора через активное сопротивление

Рассмотрим, как изменяются напряжения и ток в электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных конденсатора С и резистора R (рис.2), при заряде и разряде конденсатора.

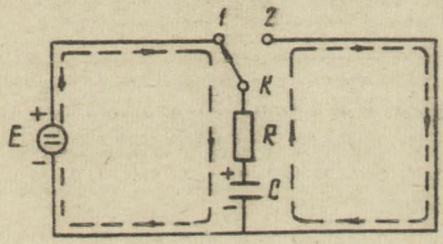


Рис.2

Предположим, что конденсатор С полностью разряжен. Замкнем ключ К в положение I, тогда цепь R-С подключается к источнику постоянного напряжения Е. По цепи пойдет электрический ток в направлении от положительного полюса источника через резистор R, кон-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

денсатор С к отрицательному полюсу. При этом на верхней обкладке конденсатора окажется недостаток электронов, а на нижней – избыток их. Между обкладками конденсатора возникает разность потенциалов – – конденсатор заряжается.

Согласно второму закону Кирхгофа

$$U_C + U_R = E, \qquad (1)$$

где U_C – напряжение на конденсаторе, U_R – падение напряжения на резисторе.

Так как падение напряжения на резисторе R возникает за счет тока заряда конденсатора, то есть $U_R = i_з R$, то

$$U_C + i_з R = E, \qquad (2)$$

откуда ток заряда конденсатора

$$i_з = \frac{E - U_C}{R}. \qquad (3)$$

В момент замыкания ключа К (t =0) напряжение на конденсаторе равно нулю (U_{C0}=0), так как конденсатор вначале был полностью разряжен. Напряжение на конденсаторе определяет энергию его электрического поля и поэтому не может изменяться скачком. Поскольку U_{C0}=0, то в начальный момент все напряжение источника Е будет приложено к резистору R , ток заряда конденсатора будет при этом максимальным

$$i_{з0} = \frac{E}{R}.$$

До момента замыкания ключа К ток в цепи отсутствовал, при замыкании ключа ток скачком изменяется от нуля до своего наибольшего значения $i_{з0}$. Такой скачок возможен, так как энергия рассматриваемой системы не определяется током.

По определению тока

$$i = \frac{dq}{dt},$$

а количество электричества на обкладках конденсатора q пропорционально разности потенциалов между ними

$$q = CU_C,$$

тогда уравнение (2) запишется в виде

$$U_C + RC\frac{dU_C}{dt} = E. \qquad (4)$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Решение дифференциального уравнения первого порядка (4) проще всего найти, если перейти к переменной $U_R = E - U_C$, тогда получим уравнение

$$U_R = -RC\frac{dU_R}{dt},$$

решение которого с учетом начального условия (U_{R0}=E) имеет вид

$$U_R = Ee^{-\frac{t}{RC}}. \qquad (5)$$

Напряжение на конденсаторе U_C запишется на основании (I) и (5)

$$U_C = E - U_R = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right). \qquad (6)$$

И, наконец, ток заряда конденсатора С через резистор R будет изменяться во времени по такому же закону, как и напряжение U_R (5)

$$i_з = \frac{U_R}{R} = \frac{E}{R}e^{-\frac{t}{RC}}. \qquad (7)$$

Зависимости, описываемые выражениями (5), (6) и (7), изображены графически на рис.3,а.

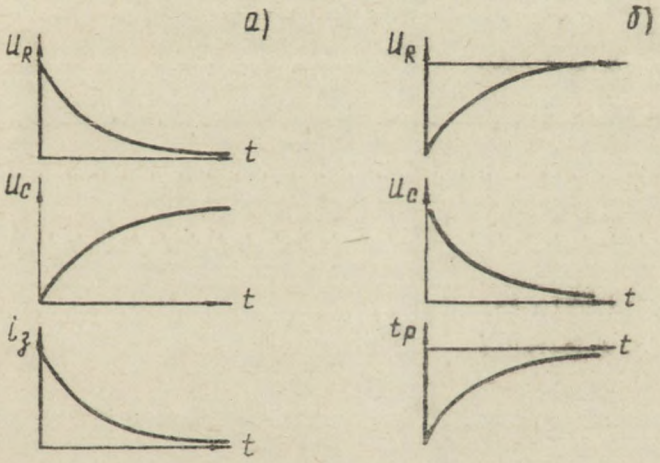


Рис.3

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Пусть в схеме (рис.2) конденсатор С успел зарядиться до некоторого значения напряжения U_0. Переведем ключ К в положение 2. По цепи потечет ток в направлении от верхней положительно заряженной обкладки конденсатора через резистор R на нижнюю отрицательно заряженную обкладку конденсатора С. Таким образом, начнется разряд конденсатора через резистор.

На основании второго закона Кирхгофа для рассматриваемой цепи

$$U_C + U_R = 0 ,$$

или

$$U_C + i_p R = 0, \tag{8}$$

откуда разрядный ток i_p будет равен

$$i_p = - \frac{U_C}{R} . \tag{9}$$

Знак минус показывает, что ток разряда конденсатора протекает через резистор R в направлении, обратном току заряда конденсатора.

При замыкании ключа К в положение 2 ток в цепи скачком изменится от нуля до значения $i_{p_0} = - U_0 / R$, также скачком изменится и падение напряжения на резисторе R от нуля до значения $- U_0$.

Аналогично тому, как мы получили уравнение (4), используя связь между током и напряжением, уравнение (8) запишем в виде

$$U_C + RC \frac{dU_C}{dt} = 0. \tag{10}$$

Решение этого уравнения с учетом начального условия $U_C(0) = U_0$ дает нам экспоненциальную зависимость напряжения на конденсаторе от времени

$$U_C = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} . \tag{11}$$

Тогда разрядный ток и падение напряжения на резисторе R запишутся в виде

$$i_p = - \frac{U_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} ; \tag{12}$$

$$U_R = - U_0 e^{-\frac{t}{RC}} . \tag{13}$$

Графически зависимости (11), (12) и (13) изображены на рис.3,б

Таким образом, при заряде и разряде конденсатора через резистор ток и падение напряжения на резисторе скачком принимают

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

наибольшие значения (при заряде и разряде отличаются знаками), а затем убывают по экспоненциальному закону.

Напряжение на конденсаторе при заряде растет по закону $I - e^{-t/RC}$ от 0 до E, а при разряде падает по экспоненциальному закону от U_0 до 0.

Скорость нарастания (убывания) токов и напряжений будет тем больше, чем меньше сопротивление резистора R и емкость конденсатора C.

Произведение $R\,C = \tau$ называется постоянной времени цепи заряда (разряда) конденсатора C. За время τ абсолютные значения зарядного (разрядного) тока и падения напряжения на резисторе уменьшаются в e = 2,71828... раз по сравнению с их значениями в момент начала отсчета времени. Практически заряд (разряд) конденсатора считают закончившимся через время (3÷5) τ ; за это время ток в цепи уменьшится до величины, составляющей менее 5% от его первоначального значения ($e^{-3} = 0{,}0498$, $e^{-5} = 0{,}0067$).

3. Анализ работы схемы мультивибратора

Рассмотрим принцип работы симметричного мультивибратора (рис.I).

Так как схема симметрична, то можно предположить, что через некоторое время после включения источника питания установится состояние равновесия в обеих половинах схемы. При таком состоянии через лампы $Л_1$ и $Л_2$ протекают анодные токи одинаковой величины, напряжения между анодом и катодом каждой лампы равны между собой, между сеткой и катодом напряжения равны 0, так как конденсаторы C_1 и C_2 заряжены до одинакового напряжения, равного анодному напряжению, и отсутствуют зарядные либо разрядные токи через резисторы R_1 и R_2.

Однако такое состояние оказывается неустойчивым. Пусть, например, произошло случайное незначительное уменьшение анодного тока первой лампы. Это приведет к уменьшению падения напряжения на резисторе R_{a1} и к увеличению анодного напряжения U_{a1} на лампе $Л_1$, так как

$$U_1 + i_1 R_{a1} = E = const.$$

Напряжение на конденсаторе C_2 в состоянии равновесия было равно напряжению U_{a1}. Поэтому при увеличении U_{a1} (вследствие описанных выше процессов) конденсатор C_2 начинает подзаряжаться от источника через резистор R_{a1} и сеточную цепь лампы $Л_2$ (параллельно включенные резистор R_2 и сопротивление участка сетка-катод лампы $Л_2$)

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

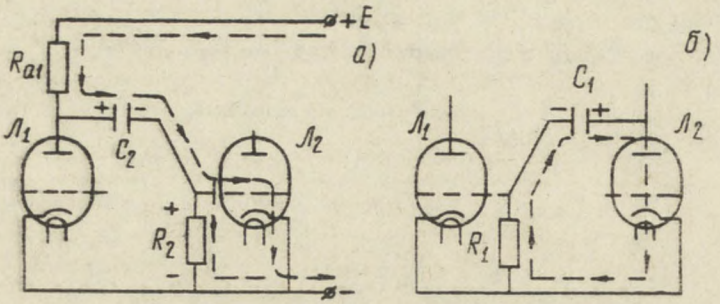


Рис.4

(рис.4,а). При этом зарядный ток создает на резисторе R_2 падение напряжения, положительный полюс которого приложен к сетке лампы $Л_2$. В результате этого ток через лампу $Л_2$ увеличивается, а напряжение U_{a2} на ее аноде уменьшается, и конденсатор C_I начинает разряжаться через внутреннее сопротивление лампы $Л_2$ и резистор R_1 в цепи сетки лампы $Л_I$ (рис.4,б).

Разрядный ток конденсатора C_I создает на резисторе R_1 падение напряжения, отрицательным полюсом приложенное к сетке лампы $Л_I$, что вызывает новое уменьшение анодного тока этой лампы - цепь обратной связи замыкается. Поскольку новое изменение тока i_1 совпадает по направлению с действием начального толчка (изменения), можно утверждать, что в схеме действует положительная обратная связь.

Если коэффициент усиления каждого усилительного каскада превышает единицу, то новое уменьшение анодного тока i_1 превзойдет его первоначальное изменение, и дальнейшее увеличение тока i_2 второй лампы будет соответственно больше его начального увеличения.

Таким образом, случайное начальное уменьшение анодного тока i_1 приводит к дальнейшему еще большему его уменьшению и к быстрому нарастанию тока i_2. Процесс изменения токов приобретает лавинообразный характер. В результате ток i_1 скачком упадет до нуля (лампа $Л_I$ закрывается), а ток i_2 достигнет своего наибольшего значения.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Развитие лавинообразного процесса возможно лишь до тех пор, пока обе лампы открыты и коэффициент усиления в каждом каскаде больше единицы. Этот процесс протекает быстро, но из-за действия паразитных емкостей (межэлектродные емкости ламп, монтажные емкости) не мгновенно, по времени процесс занимает сотые и десятые доли микросекунды.

Поскольку величина анодного тока любой лампы даже при постоянстве напряжений на всех электродах, подвержена случайным изменениям (флуктуациям), всегда существует начальная причина, вызывающая возникновение лавинообразного процесса. Поэтому после включения симметричный мультивибратор быстро оказывается в одном из двух крайних состояний: лампа $Л_1$ закрыта и анодный ток i_2 максимален или, наоборот, лампа $Л_2$ закрыта и максимален ток i_1.

Итак, пусть после включения схемы лампа $Л_1$ закрылась (анодный ток $i_0 = 0$), а анодный ток лампы $Л_2$ достиг своего наибольшего значения.

Отрицательное сеточное напряжение, удерживающее после окончания лавинообразного процесса лампу $Л_1$ в закрытом состоянии, создается за счет тока разряда конденсатора C_1 (рис.4,б). По мере разряда конденсатора величина тока разряда будет убывать по экспоненциальному закону, и отрицательное напряжение на сетке лампы $Л_1$ будет уменьшаться. Как только сеточное напряжение достигнет напряжения запирания U_{c0}, через лампу $Л_1$ начнет протекать анодный ток, уменьшится анодное напряжение на этой лампе, конденсатор C_2 начнет разряжаться через лампу $Л_1$ и резистор R_2. Разрядный ток конденсатора C_2 создает падение напряжения на резисторе R_2, отрицательным полюсом приложенное к сетке лампы $Л_2$, в результате чего анодный ток этой лампы уменьшится и увеличится анодное напряжение, что вызывает заряд конденсатора C_1 через анодный резистор R_{a2} и сеточную цепь лампы $Л_1$ (сопротивление сетка-катод и резистор R_1). Зарядный ток конденсатора C_1 создает падение напряжения на резисторе R_1, положительным полюсом приложенное к сетке лампы $Л_1$, и ток через лампу $Л_1$ начнет увеличиваться.

То есть вновь развивается лавинообразный процесс, в результате которого закроется лампа $Л_2$, а анодный ток лампы $Л_1$ скачком достигнет наибольшего значения. Новое состояние схемы будет сохраняться до тех пор, пока напряжение на сетке лампы $Л_2$ не достигнет напряжения

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

запирания. После этого начинается отпирание лампы $Л_2$ и создаются условия для развития очередного лавинообразного процесса, возвращающего схему в первоначальное состояние.

Таким образом, мы рассмотрели один период колебательного процесса в мультивибраторе.

Колебательный процесс в мультивибраторе заключается в поочередном запирании одной лампы и отпирании другой. Каждый такой переход ламп из одного состояния в другое совершается скачком за счет возникновения лавинообразного процесса. В результате форма напряжения на аноде каждой лампы получается близкой к прямоугольной.

Проиллюстрируем вышеизложенный колебательный процесс в схеме симметричного мультивибратора временными диаграммами напряжений на анодах и сетках обеих ламп (рис.5).

В интервале времени от 0 до t_1 идет заряд конденсатора C_2 с постоянной времени

$$\tau_{з2} = \left(R_{a1} + \frac{R_2 R_{gк2}}{R_2 + R_{gк2}}\right) C_2 ,$$

где $R_{gк2}$ - сопротивление участка сетка-катод лампы $Л_2$. У триодов и пентодов оно составляет примерно I кОм. Сопротивления сеточных резисторов R_1 и R_2 выбираются во много раз больше сопротивлений $R_{gк}$. Поэтому при $R_2 \gg R_{gк2}$

$$\tau_{з2} = (R_{a1} + R_{gк2})\, C_2 . \qquad (I4)$$

Эта постоянная времени обычно невелика, и заряд конденсатора C_2 заканчивается сравнительно быстро. Следовательно, напряжение на сетке лампы $Л_2$ быстро спадает до нуля. Анодный ток в это время будет убывать от своего наибольшего значения до значения (тоже сравнительно большого) при нулевом напряжении на управляющей сетке. Анодное напряжение, соответственно, несколько повысится от своего наименьшего значения.

Зарядный ток конденсатора C_2 создает падение напряжения на резисторе R_{a1}, поэтому хотя лампа $Л_I$ и закрылась скачком, анодное напряжение на лампе не сразу станет равным напряжению источника E, а будет достигать его по мере заряда конденсатора C_2. Чем меньше постоянная времени заряда $\tau_{з2}$, тем более прямоугольными будут импульсы напряжения на аноде лампы $Л_I$, так как быстрее будет достиг-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

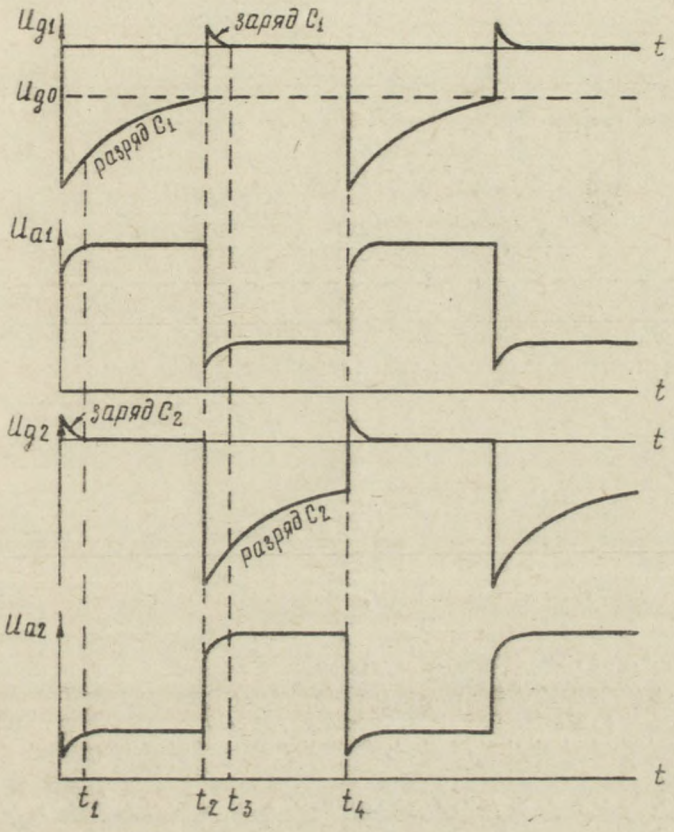


Рис.5

нуто напряжение E при запирании лампы. Однако необходимо учитывать, что уменьшение τ_{32} за счет уменьшения сопротивления резистора R_{a_2} приводит к уменьшению амплитуды импульсов и снижению коэффициента усиления каскада. В ограниченных пределах мы можем уменьшать и емкость конденсатора C_2. Чтобы период колебаний не зависел от величины межэлектродных емкостей, образующих так называемую входную емкость

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$C_{вх.}$ усилительного каскада, емкости конденсаторов C_I и C_2 должны быть в 5-10 раз больше $C_{вх.}$. Обычно $C_{вх.}$ = 10-30 пФ.

Длительность импульса на аноде первой лампы (интервал от 0 до t_2) обеспечивается процессом разряда конденсатора C_I. Постоянная времени разряда этого конденсатора

$$\tau_{p1} = (R_{i2} + R_1) C_1 , \qquad (15)$$

где R_{i2} - внутреннее сопротивление лампы $Л_2$.

Сравнивая выражения (14) и (15), видим, что постоянная времени разряда конденсатора C_I значительно больше постоянной времени заряда конденсатора C_2, так как в симметричной схеме $C_I = C_2$, а сопротивления сеточных резисторов $R_1 = R_2$, обычно на порядок больше, чем сопротивления анодных резисторов $R_{a1} = R_{a2}$. Поэтому напряжение на сетке лампы $Л_I$ нарастает сравнительно медленно.

В момент времени t_2 происходит отпирание лампы $Л_I$, совершается лавинообразный процесс и идет заряд конденсатора C_I в интервале времени $[t_2, t_3]$ с постоянной времени

$$\tau_{з1} = (R_{a2} + R_{gk1}) C_1 \qquad (16)$$

и разряд конденсатора C_2 в интервале времени $[t_2, t_4]$ с постоянной времени

$$\tau_{p2} = (R_{i1} + R_2) C_2 . \qquad (17)$$

Обе половины схемы как бы меняются ролями, этот процесс и отражает дальнейший ход линий напряжения на рис.5.

Период колебаний в схеме мультивибратора складывается из времени T_I, в течение которого заперта лампа $Л_I$, и времени T_2, в течение которого заперта лампа $Л_2$.

Каждая лампа остается запертой до тех пор, пока отрицательное напряжение на ее сетке не уменьшится от начального значения U_{gm} до напряжения запирания U_{go}. Напряжения на сетках убывают по экспоненциальному закону с постоянными времени τ_{p1} и τ_{p2}.

На основании выражения (5) можно записать

$$U_{goi} = U_{gmi}\, e^{-\frac{T_i}{\tau_{pi}}} , \qquad i = I, 2,$$

откуда

$$T_i = \tau_{pi}\, \ln \frac{U_{gmi}}{U_{goi}} .$$

Тогда период колебаний T

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$T = \tau_{p1} \ln \frac{U_{gm1}}{U_{go1}} + \tau_{p2} \ln \frac{U_{gm2}}{U_{go2}} . \qquad (18)$$

Обычно выбирают лампы $Л_1$ и $Л_2$ одинаковыми, резисторы $R_1 = R_2$ $R_{a1} = R_{a2}$, а несимметричность схемы получают за счет выбора различных емкостей конденсаторов C_1 и C_2. В этом случае $U_{gm1} = U_{gm2}$, $U_{go1} = U_{go2}$, и выражение для периода колебаний примет вид

$$T = (\tau_{p1} + \tau_{p2}) \ln \frac{U_{gm}}{U_{go}} . \qquad (19)$$

Отношение $K = U_{gm}/U_{go}$ характеризует коэффициент усиления каждого каскада.

Известно, что коэффициент усиления резистивного усилительного каскада может быть оценен следующим образом [2] :

$$K = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} , \qquad (20$$

где μ – коэффициент усиления лампы.

4. Приближенный расчет мультивибратора

Проиллюстрируем расчет мультивибратора на примере.

Предположим, что в схеме мультивибратора должны возбуждаться импульсы с амплитудой U_m = 100 В, с частотой следования f = = 20 кГц и коэффициентом заполнения γ = 0,25. Коэффициентом заполнения называется величина $\gamma = T_u / T$; где T_u – длительность импульса, $T = 1/f$ – период повторения импульсов. Величина, обратная γ , называется скважностью и чаще всего обозначается через Q .

Пусть в схеме используется лампа 6Н3П (двойной триод), одна половина которого используется как лампа $Л_1$, а вторая – как лампа $Л_2$. При расчете используем параметры выбранной лампы : R_i = 6,1 кОм, μ = 36, $R_{gк}$ = 1 кОм.

Импульсы напряжения снимаем с анода первой лампы.

Напряжение источника питания E = 200 В.

1) Сопротивления анодных резисторов $R_{a1} = R_{a2} = R_a$ определим, зная амплитуду импульсов на аноде первой лампы и напряжение источника питания

$$U_m = I_{a1} R_a = \frac{E}{R_a + R_i} R_a ,$$

откуда

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$R_a = \frac{U_m R_i}{E - U_m} = 6{,}1 \text{ кОм}.$$

2) Вычислим коэффициент усиления каждого каскада на основании формулы (20)

$$K = 18, \qquad \ell n K = 2{,}9.$$

3) Учтем, что относительная длительность импульсов положительной полярности равна

$$\gamma = \frac{T_1}{T} = \frac{\tau_{p1}}{\tau_{p1} + \tau_{p2}}$$

и период T

$$T = T_I + T_2 = (\tau_{p1} + \tau_{p2})\,\ell n K,$$

тогда получим

$$\tau_{p1} = \frac{\gamma T}{\ell n K} = 0{,}43 \cdot 10^{-5} \text{ с}, \qquad \tau_{p2} = \frac{1-\gamma}{\gamma}\tau_{p1} = 1{,}29 \cdot 10^{-5} \text{с}.$$

4) Для обеспечения лучшей прямоугольности импульсов, снимаемых с анода лампы $Л_I$, необходимо, чтобы постоянная времени заряда конденсатора C_2 была в 5-10 раз меньше длительности импульса

$$\tau_{з2} \leq T_1 / 5$$

или

$$C_2 (R_a + R_{gк}) \leq \gamma T / 5,$$

откуда

$$C_2 \leq \frac{\gamma}{5 f (R_a + R_{gк})}.$$

После вычисления получим $C_2 = 345$ пФ. Выберем $C_2 = 330$ пФ.

5) Сопротивление резистора R_2 в цепи сетки найдем, зная, что

$$\tau_{p2} = (R_i + R_2) C_2,$$

тогда

$$R_2 = \tau_{p2} / C_2 - C_i = 33 \text{ кОм}.$$

Сопротивление резистора R_1 выберем равным R_2.

И, наконец, определим емкость конденсатора $C_1 = \tau_{p1} / R_1 = 130$ пФ.

IУ. Методические указания

В настоящей работе период и амплитуда импульсов измеряются непосредственно.

Для измерения периода следования импульсов используется осцил-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

граф в специальном режиме работы, при котором кривая на экране разбивается на равноотстоящие по времени участки в виде светлых точек и темных промежутков - меток. Длительность одной метки устанавливается переключателем "метки".

Систематическую ошибку при измерении периода импульсов с помощью осциллографа считают равной длительности одной метки. Для уменьшения систематической ошибки необходимо установить наименьшую длительность, при которой будут различимы отдельные метки, при этом переключатель "развертка" должен находиться в таком положении, чтобы на экране умещалось наименьшее число периодов.

Для измерения амплитуды импульсов используется импульсный вольтметр, погрешность которого связана с его классом точности.

Случайные погрешности измерений следует оценить по известным методам [4], считая, что измеряемые величины распределены по нормальному закону. Доверительная вероятность при вычислении доверительного интервала выбирается равной 95%.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

6. РЕЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

I. Цель работы

Изучение усилителей напряжения низкой частоты, расчет и экспериментальное исследование каскада резисторного усилителя.

II. Задание

I. При подготовке к работе необходимо повторить следующие вопросы:

а) характеристики, параметры, режимы работы, эквивалентные схемы электронных ламп;

б) классификация усилителей, основные показатели резисторного каскада;

в) уравнения и параметры линейных четырехполюсников;

г) анализ резисторного усилителя с общим катодом;

д) частотные и нелинейные искажения, причины искажений;

е) обратные связи в усилителях.

2. Ознакомиться с инструкциями к приборам, используемым в работе.

3. Рассчитать резисторный усилитель напряжения, схема которого изображена на рис.7, если даны:

а) тип лампы;

б) диапазон частот f_H и f_B;

в) коэффициенты частотных искажений M_H и M_B;

г) величина C_0;

д) напряжение источника питания E.

4. Собрать схему резисторного усилителя напряжения, поставить лампу в выбранный режим.

5. Снять амплитудную и частотную характеристики усилителя.

6. Определить максимальный коэффициент усиления K_0 и полосу пропускания усилителя, сравнить с рассчетными.

7. Исследовать влияние отрицательной обратной связи на показатели усилителя (амплитудную и частотную характеристики).

8. Исследовать влияние C_c и C_0 на частотную характеристику усилителя.

9. Оценить погрешности измерений.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Для наблюдения частотных характеристик можно использовать измеритель частотных характеристик.

Литература

I. Цыкин Г.С. Усилительные устройства. М., "Связь", I97I.
2. Криксунов В.Г. Низкочастотные усилители. Киев, Гостехиздат УССР, I96I.
3. Мамонкин Н.Г. Усилительные устройства. М., "Связь", I966.
4. Войшвилло Г.В. Усилители низкой частоты на электронных лампах. М., "Связьиздат", I963.
5. Ризкин А.А. Основы теории и расчета электронных усилителей. М.-Л., "Энергия", I965.
6. Бонч-Бруевич А.М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., "Наука", I966.
7. Китаева Л.П. Методы оценки погрешностей в лабораторном студенческом практикуме по физике. Изд-во Томск. ун-та, I974.

Ш. Теоретическая часть

Усилители электрических сигналов используются во многих областях современной науки и техники. Они находят широкое применение в радиосвязи, радиолокации, радионавигации, телевидении, следящих и управляющих устройствах, измерительной аппаратуре, электронных вычислительных машинах и ряде других устройств. Усиление электрических сигналов основано на преобразовании энергии источника питания усилителя в энергию усиливаемого сигнала с помощью какого-либо управляемого элемента. Если в качестве управляемого элемента используются электронные лампы или полупроводниковые приборы (транзисторы), то усилители называются электронными. Рис.I иллюстрирует принцип работы электронных усилителей.

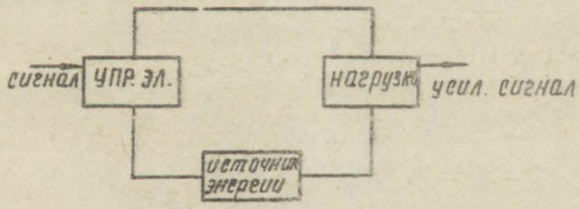


Рис.I

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Входной сигнал воздействует на управляемый элемент схемы, параметры которого (например, сопротивление) зависят от интенсивности поступающих колебаний. Тогда ток в цепи, содержащей этот элемент, источник постоянного тока и нагрузку, будет изменяться под действием сигнала. Это приведет к появлению в нагрузке соответствующих сигналу электрических колебаний. Их интенсивность, зависящая от параметров цепи и источника тока, может превышать интенсивность поданного на вход сигнала. Роль сигнала в такой схеме сводится к управлению током, протекающим через нагрузку, с которой снимается усиленный сигнал.

Чтобы усиление сигнала происходило без искажений, к управляемому элементу предъявляется ряд требований. Сводятся они к следующим:

I. Управляемый элемент должен быть достаточно чувствителен к внешнему воздействию. Так, например, его сопротивление должно изменяться достаточно сильно при подаче на него сравнительно малого переменного напряжения, создаваемого сигналом.

2. Управляемый элемент должен быть безынерционным, то есть изменение его сопротивления должно происходить с той высокой частотой, которая определяется сигналом.

3. Сопротивление управляемого элемента должно изменяться по такому закону, чтобы ток через линейную нагрузку и, следовательно, снимаемое с выхода усилителя напряжение воспроизводили поданный на вход схемы сигнал без искажений, то есть управляемый элемент должен быть линейным.

Электронные лампы удовлетворяют указанным требованиям в определенных режимах работы, которые будут определены ниже.

Электронные усилители можно классифицировать по-разному: по характеру усиливаемых сигналов, по полосе рабочих частот, назначению усилителя, роду используемых усилительных элементов и способу их включения, типу нагрузки (прочитать по этому вопросу можно в [I, 4, 5]). Усилитель, нагрузкой которого является резистор R, называется резисторным.

В настоящей работе изучается резисторный усилитель напряжения низкой частоты на электронных лампах, включенных по схеме с общим катодом.

I. Основные показатели усилителя

При прохождении сигналов через усилитель несколько изменяется их форма, отклонение формы выходного сигнала от формы входного назы-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

вают искажениями. Для описания свойств усилителя вводятся следующие основные характеристики последнего.

Входные и выходные характеристики усилителя напряжения, к которым относятся входное $\bar{U}_{вх}$ и выходное $\bar{U}_{вых}$ напряжения, входное $\bar{Z}_{вх}$ и выходное $\bar{Z}_{вых}$ сопротивления усилителя при расчетном сопротивлении нагрузки $R_н$ и заданном выходном сопротивлении источника сигнала $R_г$.

Коэффициент усиления напряжения $\bar{K}$. Он представляет собой отношение установившегося значения амплитуды напряжения сигнала на выходе к напряжению сигнала на входе устройства ($\bar{K} = \bar{U}_{вых} / \bar{U}_{вх}$).

Амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики (АЧХ и ФЧХ). Форма сложного гармонического сигнала на выходе линейного усилителя может отличаться от формы сигнала на его входе, если

а) гармонические составляющие входного сигнала усиливаются неодинаково. Изменения формы сигнала, вызванные этой причиной, называют частотными искажениями;

б) вносимые усилителем фазовые сдвиги изменяют фазовые соотношения между гармоническими составляющими сигнала. Вызываемые этим изменения формы выходного сигнала называют фазовыми искажениями.

Так как частотные и фазовые искажения могут возникать в линейной электрической цепи, их называют линейными искажениями.

Оценку вносимых усилителем частотных искажений производят по его амплитудно-частотной характеристике (называемой также просто частотной характеристикой), представляющей собой график зависимости модуля коэффициента усиления K от частоты (рис.2).

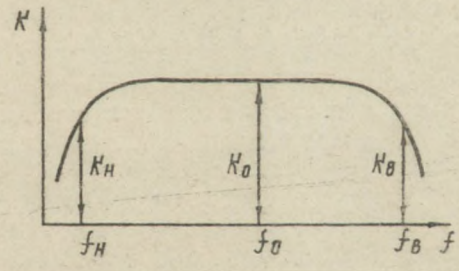


Рис.2

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Диапазоном рабочих частот (или полосой пропускания) усилителя гармонических сигналов называют полосу частот от низшей рабочей частоты $f_н$ до высшей рабочей частоты $f_в$, в пределах которой модуль коэффициента усиления не должен выходить за пределы заданных допусков. Частоты $f_н$ и $f_в$ определяются назначением усилителя. Например, для усилителей широкополосных ламповых вольтметров диапазон рабочих частот $f_в - f_н \simeq$ I0 мГц - I0 Гц.

Вносимые усилителем частотные искажения определяются неравномерностью его частотной характеристики в диапазоне рабочих частот; идеальной частотной характеристикой, при которой усилитель не вносит частотных искажений, является прямая, параллельная оси частот ($K(f) = const$).

Для оценки частотных искажений используются коэффициенты частотных искажений $M_н$ и $M_в$, равные соответственно

$$M_н = K_0 / K_н \ , \quad M_в = K_0 / K_в \ ,$$

где K_0 - максимальное значение коэффициента усиления.

Оценку фазовых искажений, вносимых усилителем, производят по его фазово-частотной характеристике (или просто фазовой характеристике), представляющей зависимость угла сдвига фазы φ между выходным и входным напряжениями от частоты. Типичный вид фазовой характеристики показан на рис.3. Идеальной фазовой характеристикой усили-

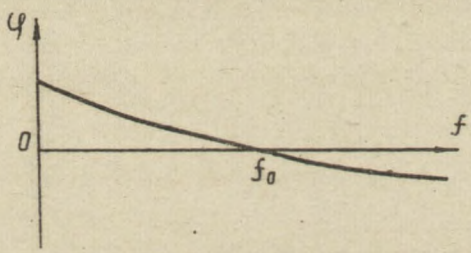


Рис.3

теля, при которой он не вносил бы фазовых искажений, является прямая $\varphi = - t_0 f$, пересекающая под любым углом ось частот в точке $f = f_0$, называемой квазирезонансной частотой. Поэтому вносимые усилителем фазовые искажения оценивают не по абсолютному значению

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

угла сдвига фазы φ , а по разности ординат фазовой характеристики и касательной к ней, проведенной в точке $f = f_0$.

Слух не реагирует на изменение фазовых соотношений между гармоническими составляющими сложного сигнала в широком диапазоне интенсивности звука, несмотря на то, что при этом изменяется форма сигнала, поэтому в усилителях звуковых частот фазовые искажения не ограничивают. В видеоусилителях и усилителях электронных осциллографов фазовые искажения отражаются на качестве или форме изображения, поэтому их необходимо стремиться сделать как можно меньше.

Амплитудная характеристика и динамический диапазон. Амплитудной характеристикой усилителя называют зависимость амплитуды (или действующего значения) напряжения сигнала на выходе от амплитуды (или действующего значения) напряжения сигнала на входе. Так как коэффициент усиления идеального усилителя представляет собой постоянную величину, не зависящую от величины входного сигнала, его амплитудная характеристика представляет собой прямую, проходящую через начало координат под углом, определяемым усилением усилителя (рис.4, пунктир).

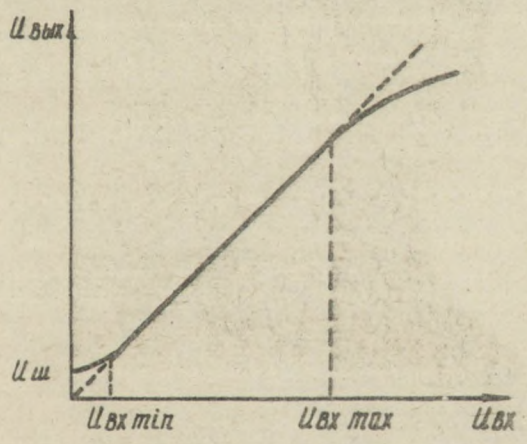


Рис.4

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Амплитудная характеристика реального усилителя (рис.4, сплошная линия) не проходит через начало координат, а изгибается при малых входных напряжениях, пересекая вертикальную ось в точке $U_ш$, так как при отсутствии входного сигнала выходное напряжение усилителя равно напряжению собственных шумов в его выходной цепи $U_ш$. При слишком больших входных напряжениях реальная амплитудная характеристика также расходится с идеальной, изгибаясь вследствие перегрузки нелинейных элементов, содержащихся в схеме усилителя в основном потому, что амплитуда сигнала на усилительном элементе при этом выходит за пределы рабочего (линейного) участка его характеристики.

Из рис.4 видно, что реальный усилитель может усиливать без нелинейных искажений подводимые к его входу сигналы с напряжением не ниже $U_{вх\,min}$ и не выше $U_{вх\,max}$. Отношение $U_{вх\,max}/U_{вх\,min}$ характеризует диапазон напряжений сигнала, усиливаемых данным усилителем без чрезмерных помех и искажений, и называется динамическим диапазоном усилителя.

Нелинейными искажениями сигнала называют изменения его формы, вызываемые нелинейными элементами, входящими в схему усилителя. Основными причинами появления в усилителе нелинейных искажений являются нелинейность вольтамперных характеристик усилительных элементов (например, электронных ламп) и нелинейность характеристики намагничивания магнитных материалов сердечников трансформаторов и дросселей усилителя. Чем больше вносимые усилителем нелинейные искажения, тем сильнее отличается от синусоидальной форма выходного сигнала при введении во входную цепь синусоидальной ЭДС и тем больше относительная величина высших гармоник в выходном сигнале. Поэтому нелинейность усилителя и вносимые им нелинейные искажения можно оценивать коэффициентом гармоник $\mathcal{K}$, представляющим собой отношение действующего значения всех высших гармоник выходного сигнала к действующему значению его первой гармоники при включении во входную цепь усилителя источника синусоидальной ЭДС и при активном сопротивлении нагрузки, не зависящем от частоты:

$$\mathcal{K} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} .$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Допустимая величина коэффициента гармоник определяется назначением усилителя. В усилителях высококачественного усиления речи и музыки допускают коэффициент гармоник порядка 0,I-I%, в звуковых усилителях среднего качества - до 5-8%.

2. Метод анализа усилительных схем

Резисторный усилитель напряжения - это, как правило, каскад предварительного усиления сигнала. Назначением таких каскадов является усиление напряжения, создаваемого источником сигнала, до величины, необходимой для подачи на вход каскада мощного усиления.

Для уменьшения количества каскадов коэффициент усиления каждого из них желательно иметь наибольшим. Для этого в них используют усилительные элементы с высоким коэффициентом усиления (например, лампы с большим статическим коэффициентом усиления напряжения μ) и так выбирают режим работы, рабочую точку и электрические данные схемы межкаскадной связи, чтобы получить от каскада наибольшее усиление при допустимых частотных искажениях.

Для уменьшения нелинейных искажений в каскадах предварительного усиления всегда используют режим класса А [4, I], в котором используется только линейный участок характеристики лампы. Из-за малой амплитуды сигнала и работы в режиме класса А вносимые каскадом предварительного усиления нелинейные искажения ничтожны и расчет коэффициента гармоник для них обычно не производят. Расчет коэффициента усиления $\bar{K}$, входного сопротивления $\bar{Z}_{вх}$ (или входной проводимости $\bar{Y}_{вх} = 1/\bar{Z}_{вх}$) и выходного сопротивления $\bar{Z}_{вых}$ (или $\bar{Y}_{вых} = 1/\bar{Z}_{вых}$) обычно производят методом теории четырехполюсников [3, 4], используя малосигнальные параметры усилительных элементов [6].

Для этого усилительный каскад представляется активным линейным четырехполюсником (рис.5),

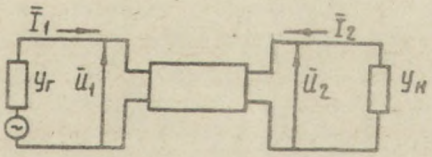


Рис.5

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

который характеризуется четырьмя параметрами, определяющими внутренние свойства четырехполюсника и не зависящими от внешних условий работы, то есть от значений внутреннего сопротивления источника сигнала на входе $R_г = 1/y_г$ и сопротивления нагрузки на выходе $R_н = 1/y_н$. Для анализа ламповых усилительных каскадов воспользуемся У-параметрами. Система уравнений для четырехполюсника при этом запишется так:

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= \bar{y}_{11}\bar{U}_1 + \bar{y}_{12}\bar{U}_2 ; \\ \bar{I}_2 &= \bar{y}_{21}\bar{U}_1 + \bar{y}_{22}\bar{U}_2 , \end{aligned} \qquad (I)$$

где $\bar{y}_{11}$ – входная проводимость четырехполюсника при короткозамкнутом выходе ($\bar{U}_2 = 0$), $\bar{y}_{21}$ – проводимость прямой передачи при короткозамкнутом выходе ($\bar{U}_2 = 0$), $\bar{y}_{22}$ – выходная проводимость четырехполюсника при короткозамкнутом входе ($\bar{U}_1 = 0$), $\bar{y}_{12}$ – проводимость обратной связи при короткозамкнутом входе ($\bar{U}_1 = 0$).

Система уравнений (I) позволяет выразить показатели четырехполюсника через его параметры. Имея в виду, что справедливы соотношения $\bar{I}_2 = -y_н \bar{U}_2$, $\bar{I}_1 = y_г \bar{U}_1$, получаем

$$\bar{K} = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = -\frac{\bar{y}_{21}}{\bar{y}_{22} + y_н} ; \qquad (2)$$

$$\bar{y}_{вх} = \bar{y}_{11} + \bar{K}\bar{y}_{12} = \bar{y}_{11} - \frac{\bar{y}_{12}\cdot\bar{y}_{21}}{\bar{y}_{22} + y_н} ; \qquad (3)$$

$$\bar{y}_{вых} = \bar{y}_{22} - \frac{\bar{y}_{12}\cdot\bar{y}_{21}}{\bar{y}_{11} + y_г} . \qquad (4)$$

y – параметры четырехполюсника находятся для конкретной схемы усилительного каскада.

3. Обратная связь в усилителях

Усилительный каскад может быть охвачен обратной связью, то есть часть выходного сигнала может быть подана снова на вход системы через цепь обратной связи, определяемой коэффициентом обратной связи $\bar{\beta}$ (рис.6а).

Обратная связь может очень сильно влиять на свойства и характеристики усилителя, а поэтому ее часто намеренно вводят для изменения

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

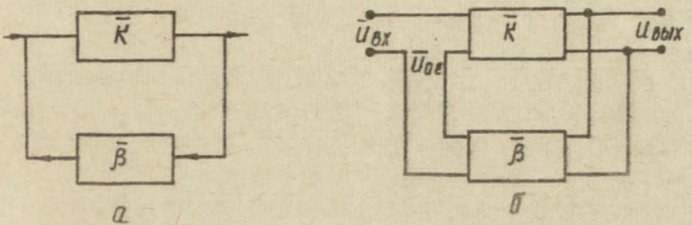


Рис.6

свойств последнего. Цепь обратной связи может быть подключена ко входу и выходу усилителя различными способами. Если вход цепи обратной связи присоединен к выходу усилителя параллельно нагрузке, напряжение на выходе цепи обратной связи будет пропорционально напряжению на нагрузке, обратную связь такого вида называют обратной связью по напряжению. Если же вход цепи обратной связи подключен к выходу усилителя последовательно с нагрузкой, напряжение обратной связи пропорционально току в нагрузке, такую обратную связь называют обратной связью по току. Возможна и комбинация этих способов, тогда связь будет комбинированной по выходу.

Если выход цепи обратной связи подключен ко входу усилителя последовательно с источником сигнала, связь называют последовательной. При подключении выхода цепи обратной связи параллельно входу усилителя связь называют параллельной. Возможна и комбинированная по входу обратная связь.

Рассмотрим влияние последовательной обратной связи (рис.6б) на свойства усилителя. Коэффициент усиления каскада, охваченного обратной связью, определяется выражением

$$\bar{K}_{ос} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\bar{K}}{1 - \bar{K}\,\bar{\beta}}, \qquad (5)$$

где $\bar{K} = \dot{U}_{вых}/(\dot{U}_{вх} + \dot{U}_{ос})$ – коэффициент усиления каскада без учета обратной связи, а $\bar{\beta} = \dot{U}_{ос}/\dot{U}_{вых}$ – коэффициент обратной связи. В зависимости от величины произведения $\bar{K}\cdot\bar{\beta}$ различают положительную и отрицательную обратную связь.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Если $\dot{K}\cdot\dot{\beta}$ чисто вещественно и положительно, связь положительная; при этом напряжение $\dot{U}_{ос}$ обратной связи совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_{вх}$ входного сигнала. Коэффициент усиления устройства $\dot{K}_{ос}$ возрастает.

Если же $\dot{K}\cdot\dot{\beta}$ вещественно и отрицательно, обратную связь называют отрицательной, при этом напряжение $\dot{U}_{ос}$ обратной связи противофазно напряжению $\dot{U}_{вх}$ входного сигнала. Коэффициент усиления устройства $\dot{K}_{ос}$ уменьшается.

Введение отрицательной обратной связи позволяет увеличить динамический диапазон усилителя, уменьшить нелинейные искажения, расширить полосу пропускания, увеличить входное сопротивление усилителя.

4. Эквивалентная схема резисторного усилителя

Принципиальная схема лампового резисторного усилителя, работающего на следующий каскад, дана на рис.7.

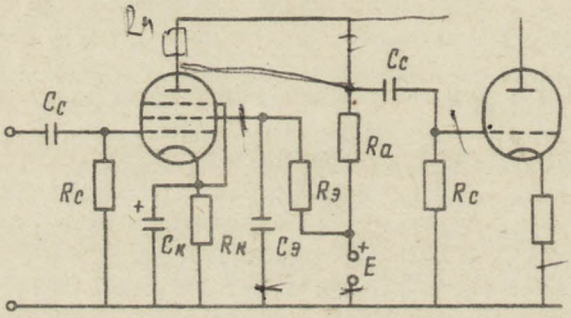


Рис.7

Рассмотрим назначение элементов схемы. Резистор R_a является анодной нагрузкой, на нем выделяется напряжение усиленного сигнала. Величина R_a в значительной степени определяет показатели усилителя (коэффициент усиления, полосу пропускания). Конденсатор C_C называется разделительным конденсатором, он позволяет снять на сетку усилительной лампы лишь переменную составляющую напряжения, создаваемого источником сигнала (например, действующего на анодной нагрузке

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

R_a). Резистор R_c выполняет функции утечки сетки: по нему стекают электроны с сетки лампы, и поэтому не происходит запирания лампы из-за возможного большого отрицательного заряда статического электричества. Кроме того, через сопротивление R_c подается необходимое для нормальной работы лампы сеточное смещение. Цепь, содержащая элементы C_c , R_c , называется переходной цепью между каскадами, она также оказывает существенное влияние на показатели усилителя.

Цепи $C_к$, $R_к$ и $C_э$, $R_э$ являются вспомогательными в усилителе, они служат для обеспечения нужного режима работы лампы (постоянных напряжений на управляющей U_{c0} и экранной $U_{э0}$ сетках лампы). Анализ свойств усилительного каскада целесообразно производить без учета влияния этих цепей, которое удобно учесть отдельно. Для этого достаточно предположить, что емкости блокировочных конденсаторов этих цепей $C_к$, $C_э$ бесконечно велики; тогда их сопротивление для частот сигнала будет равно нулю, и резисторы $R_к$, $R_э$ окажутся для переменного тока накоротко замкнутыми и не войдут в эквивалентную схему каскада.

Как эквивалентной схемой отразить электронную лампу и ее усилительные свойства?

Для понимания принципиальной стороны построения эквивалентной схемы введем вначале некоторые упрощения, полагая, что в анодной цепи имеется только резистор R_a , и пренебрегая межэлектродными емкостями (рис.8а). Последнее допущение справедливо для области

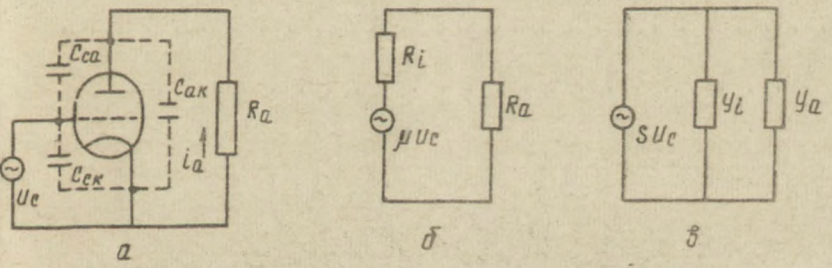


Рис.8

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

средних частот. Как было показано М.А. Бонч-Бруевичем, переменная составляющая анодного тока в схеме (рис.8а) в пределах линейной области характеристик лампы выражается так:

$$i_a = \frac{\mu U_c}{R_i + R_a} = \frac{S U_c}{1 + \frac{R_a}{R_i}} . \qquad (6)$$

Здесь μ , S , R_i – параметры лампы (статический коэффициент усиления, крутизна, внутреннее сопротивление) в рабочей точке. Выражения (6) указывают на возможность применения двух различных эквивалентных схем (рис.8б и 8в). Если $R_i < R_a$ (например, для триодов), то изменение сопротивления R_a сильно влияет на величину тока i_a . Это отражается эквивалентной схемой (рис.8б). Если $R_i \gg R_a$ (например, для пентодов), анодный ток i_a слабо зависит от изменения R_a . В этом случае лучше использовать эквивалентную схему (рис.8в). Обе эквивалентные схемы равноценны с точки зрения определения тока i_a .

С учетом межэлектродных емкостей эквивалентная схема лампы усложняется. На рис.9 приведена уже полная эквивалентная схема усилительного каскада (рис.7). На этой эквивалентной схеме проводимости

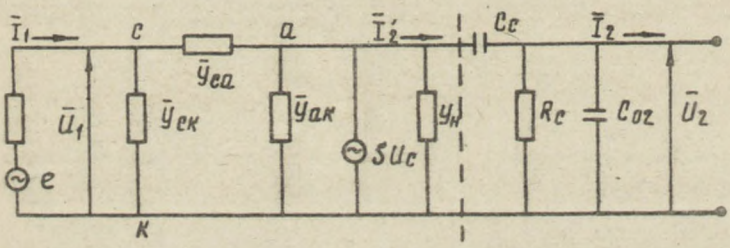


Рис.9

$\bar{y}_{ck}$, $\bar{y}_{ca}$, $\bar{y}_{ak}$ соответствуют проводимостям участков лампы сетка–катод, сетка–анод, анод–катод с учетом межэлектродных емкостей. Емкость C_{02} эквивалентно отражает наличие в схеме емкости монтажа и входной емкости следующего каскада $C_{02} = C_м + C_{вх2}$.

Представленную на рис.8 эквивалентную схему усилителя можно рассматривать как два соединенных последовательно линейных четырех-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

полюсника. Первый активный четырехполюсник (слева от пунктирной линии) отображает усилитель без переходной цепи C_c, R_c, второй (справа) – – переходную цепь. Определив У-параметры активного четырехполюсника и воспользовавшись выражениями (2)-(4), можно найти основные характеристики усилителя. Учитывая влияние переходной цепи, получим выражение для коэффициента усиления всего каскада [4]

$$\bar{K} \simeq - \frac{SR_0}{1+j\left(\omega C_0 R_0 - \frac{1}{\omega C_c R_c}\right)}, \qquad (7)$$

где $C_0 = C_{ak} + C_{02}$ представляет собой все емкости схемы, шунтирующие полезную нагрузку R_a, а R_0 – результирующее сопротивление, соответствующее параллельно соединенным трем: $\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_i}$. Знак минус перед выражением для $\bar{K}$ означает противофазность выходного напряжения относительно входного.

Выражение (7) определяет частотную и фазовую характеристики усилителя, вид которых показан на рис.2, 3. Чем же объясняются "завалы" частотной характеристики в областях нижних и верхних частот? Рассмотрим для этого работу усилителя отдельно в области нижних, средних и верхних частот.

В области <u>средних частот</u> влиянием емкостей C_c, C_{ak} и C_{02} на усилительные свойства каскада можно пренебречь, так как обычно емкость C_c достаточно велика (ее сопротивление близко к нулю), а емкость C_0 мала (ее сопротивление достаточно велико). В этом случае коэффициент усиления будет максимальным и равным

$$K_0 = SR_0 \simeq SR_a .$$

В области <u>нижних частот</u> на работе усилителя скажется только емкость C_c. Усиленное напряжение на следующий каскад передается через переходную цепь $C_c - R_c$, представляющую собой делитель для этого напряжения. С понижением частоты сопротивление емкости C_c возрастает, а коэффициент передачи цепи $\bar{K}_g = R_c/(R_c + \frac{1}{j\omega C_c})$ падает. Этой частотной зависимостью делителя в основном и определяются частотные свойства каскада в области нижних частот. Поэтому можно записать

$$K_H \simeq K_0 \cdot K_g = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_c R_c}\right)^2}} .$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

В области верхних частот даже малая емкость C_0 оказывает существенное влияние на усилительные свойства, в то время как разделительный конденсатор C_C не играет никакой роли, так как $\frac{1}{\omega C_C} \ll R_C$. С повышением частоты сопротивление емкости C_0 падает, нагрузка оказывается закороченной и коэффициент усиления стремится к нулю. На верхних частотах коэффициент усиления равен

$$K_B \simeq \frac{K_0}{\sqrt{1+(\omega C_0 R_0)^2}} .$$

Граничные частоты полосы пропускания определяются по допустимому уровню коэффициента частотных искажений на нижних и верхних частотах:

$$M_H = \sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega_H C_C R_C}\right)^2} , \qquad (8)$$

$$M_B = \sqrt{1+(\omega_B C_0 R_0)^2} . \qquad (9)$$

Полагая, что ширина полосы пропускания $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$ определяется верхней граничной частотой ($\omega_H \ll \omega_B$), и задавая значение $M_B = \sqrt{2}$, из (9) найдем

$$\Delta\omega \simeq \omega_B = \frac{1}{C_0 R_0} . \qquad (10)$$

Выражение (10) позволяет получить важный показатель усилительного каскада - площадь усиления

$$K_0 \cdot \Delta\omega = \frac{S}{C_0} = const . \qquad (11)$$

Из (11) следует, что невозможно одновременно получить высокий коэффициент усиления и широкую полосу пропускания.

5. Искажения, вносимые вспомогательными цепями

Частотные искажения каскада в области нижних частот в основном определяются переходной цепью C_C, R_C. Элементы автосмещения C_K R_K и цепи экранной сетки также могут существенно влиять на работу усилителя в области нижних частот.

Автосмещение должно быть выполнено так, чтобы на сопротивлении R_K под действием постоянных составляющих токов анода и экранной сетки создавалось необходимое смещение U_{C0}, а переменная составляющая анодного тока замыкалась через C_K, то есть

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$R_к = \frac{U_{со}}{I_{а0} + I_{э0}}, \qquad \frac{1}{\omega C_к} \leq 0{,}1\, R_к \qquad (12)$$

Если сопротивление емкостной ветви цепи $C_к$, $R_к$ на самой нижней частоте диапазона по крайней мере в 10 раз меньше, чем сопротивление $R_к$, то цепь $C_к$, $R_к$ практически частотных искажений не вносит. Если условие (12) не выполняется, то на катоде лампы относительно земли в области низких частот образуется переменное напряжение, включенное навстречу напряжению источника сигнала. В схеме появляется отрицательная обратная связь по току. Вследствие этого уменьшается переменное напряжение, приложенное между сеткой и катодом лампы, значит уменьшается выходное напряжение и падает усиление. Если значение $C_к$ значительно меньше требуемого, то усиление каскада может быть ослаблено не только в области низких частот, но также в области средних и верхних частот.

При недостаточной фильтрации цепью $C_э - R_э$ переменной составляющей тока экранной сетки на ней относительно катода создается переменное напряжение, которое оказывает на переменную составляющую анодного тока действие, обратное действию входного сигнала, приложенного к управляющей сетке. Это также вызывает уменьшение выходного напряжения и, следовательно, усиления.

6. Порядок расчета

При расчете каскада резисторного усилителя при заданном напряжении источника питания E необходимо:

а) выбрать тип лампы;

б) найти величины $R_а$, $R_с$, $C_с$, выбрать режим работы лампы и определить максимальный коэффициент усиления K_0;

в) найти данные вспомогательных цепей: сеточного смещения и гасящего фильтра цепи экранирующей сетки (для пентодов).

Выбор типа лампы зависит от величины требуемого усиления и диапазона частот. Узкополосные усилители и каскады с коэффициентом усиления $K_0 < 100$ обычно выполняются на триодах, имеющих высокое значение $\mu = 50 \div 100$. Широкополосные усилители и усилители с коэффициентом усиления $K_0 = 100 \div 200$ выполняются на пентодах. При выборе лампы можно полагать, что коэффициент усиления каскада на триоде $K_0 \simeq 0{,}7 - 0{,}8\,\mu$, а на пентоде $K_0 \simeq 0{,}1 - 0{,}2\,\mu$.

1) При заданных полосе пропускания усилителя и коэффициенте частотных искажений находят величину эквивалентного сопротивления

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

нагрузки R_0

$$R_0 = \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{\omega_B C_0} .$$

2) Зная величину R_0, определяют сопротивление анодной нагрузки из соотношения

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_a} .$$

Если $R_i \gg R_a$, $R_C \gg R_a$, то

$$R_a \simeq R_0 .$$

3) Сопротивление R_C выбирают так, чтобы на средних и верхних частотах оно не шунтировало нагрузку R_a

$$R_C \simeq (5 \div 10)\, R_a .$$

4) Определив R_C, находят емкость переходного конденсатора

$$C_C \geq \frac{1}{\omega_H R_C \sqrt{M_H^2 - 1}} .$$

5) Теперь можно определить максимальный коэффициент усиления каскада K_0. Но для этого нужно знать крутизну характеристики лампы в рабочей точке. Чтобы выбрать режим работы лампы, следует обратиться к ее анодным и анодно-сеточным характеристикам (рис.10).

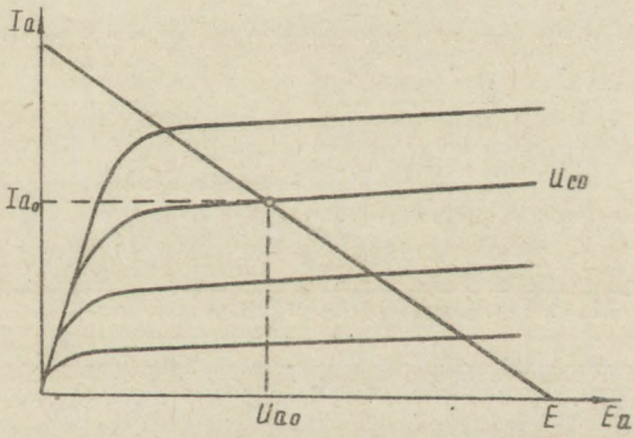


Рис.10

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Построив динамическую характеристику:

$$E = U_a + I_a R_a ,$$

выбирают рабочую точку. Смещение на управляющей сетке должно быть в пределах линейного участка анодно-сеточной характеристики лампы. В рабочей точке определяют смещение на управляющей сетке лампы U_{co}, крутизну S, ток анода I_{a0}, напряжение на аноде U_{a0}, ток экранной сетки $I_{э0}$, напряжение на экранной сетке $U_{э0}$.

6) Рассчитывают максимальный коэффициент усиления

$$K_0 = S R_0 .$$

7) Теперь, когда выбран режим работы лампы, обеспечивающий линейность усилителя, необходимо рассчитать цепи, обеспечивающие этот режим.

В современных схемах чаще всего используют автоматическое смещение, то есть получают необходимое начальное отрицательное смещение на сетке за счет протекания тока по сопротивлению R_K, включенному в катод лампы. Величина этого сопротивления может быть найдена на основании соотношения

$$R_K = \frac{|U_{co}|}{I_{a0} + I_{э0}} ,$$

где I_{a0} и $I_{э0}$ – анодный ток и ток экранной сетки лампы в выбранном режиме. Для того, чтобы переменная составляющая катодного тока не создавала заметного падения напряжения на сопротивлении R_K, его обычно шунтируют конденсатором C_K.

Емкость C_K должна быть выбрана достаточно большой

$$\frac{1}{\omega_H C_K} \leq 0{,}1 R_K .$$

Рассчитывают элементы цепи экранной сетки лампы. В схеме, изображенной на рис.7, напряжение на экранную сетку подается через сопротивление $R_э$, на котором за счет протекания по нему экранного тока падает часть напряжения источника питания E. Величина $R_э$ определяется из выражения

$$R_э = \frac{E - U_{э0}}{I_{э0}} .$$

Если бы блокировочного конденсатора $C_э$ в схеме не было, напряжение на экранной сетке при действии сигнала не оставалось бы постоянным вследствие протекания по сопротивлению $R_э$ переменного тока экран-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ной сетки, а это привело бы к уменьшению коэффициента усиления каскада. Поэтому емкость $C_э$ выбирается достаточно большой

$$\frac{1}{\omega_н C_э} \leq 0{,}1 R_э .$$

3) Обратную связь по току можно осуществить, убрав конденсатор из цепи автоматического смещения. Коэффициент обратной связи при этом равен

$$\beta \simeq \frac{R_к}{R_а} .$$

Коэффициент усиления каскада с отрицательной обратной связью посчитать по формуле

$$K_{ос} = \frac{K}{1+\beta K_0} .$$

IУ. Методические указания

I. Собрав схему усилителя, необходимо проверить режим работы лампы, то есть измерить напряжения на электродах лампы. Напряжения на электродах лампы следует измерять высокоомным вольтметром, чтобы не шунтировать межэлектродные сопротивления лампы. Для этих измерений можно использовать ламповый вольтметр постоянного напряжения.

2. Амплитудную характеристику усилителя рекомендуется снимать на частоте 1000 Гц. Для снятия амплитудной характеристики на вход усилителя можно подавать напряжение от генератора, начиная с величины 0,1 В, до величины 3 В. Напряжение сигнала на входе и выходе усилителя необходимо измерять высокоомным вольтметром переменного напряжения.

3. Частотную характеристику усилителя следует снимать при постоянной амплитуде напряжения на входе, предварительно выбрав амплитуду входного напряжения на линейном участке амплитудной характеристики.

4. Исследование влияния C_0 и C_C на частотную характеристику проводится в следующем порядке:

а) увеличить величину емкости C_0 в два раза, и, не изменяя C_C, снять вторую частотную характеристику (или пронаблюдать ее изменение на экране измерителя частотных характеристик);

б) при первоначальном значении C_0 и при измененной в два раза величине емкости C_C снять третью частотную характеристику (или пронаблюдать ее изменение на экране измерителя частотных характерис-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

тик).

Сравнивая три частотных характеристики, следует сделать вывод о влиянии емкостей C_0 и C_C на работу усилителя.

5. Аналогично исследовать влияние отрицательной обратной связи (или C_K).

6. В данной работе проводятся непосредственные измерения при снятии амплитудной характеристики усилителя и косвенные-при определении коэффициента усиления. Для амплитудной характеристики следует указать доверительный интервал, а для коэффициента усиления подсчитать относительную погрешность в диапазоне средних частот (например, при f = 1000 Гц).

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

7. ЛАМПОВЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР

I. Цель работы

Изучение и экспериментальное исследование работы лампового автогенератора.

II. Задание

I. При подготовке необходимо проработать следующие теоретические вопросы:

а) условие возникновения автоколебаний в ламповом автогенераторе с трансформаторной обратной связью, баланс фаз и баланс амплитуд;

б) установление стационарной амплитуды колебаний в автогенераторе, устойчивость стационарной амплитуды;

в) мягкий и жесткий режимы возбуждения автогенератора;

г) автоматическое смещение, автомодуляция;

д) трехточечные схемы автогенератора.

2. В работе предлагается:

а) собрать генератор на заданную частоту;

б) исследовать мягкий и жесткий режимы возбуждения для заданных рабочих точек на характеристике лампы и нагрузки, произвести расчет условия самовозбуждения и сравнить его с экспериментальными результатами, снять зависимости амплитуды генерируемых колебаний от величины обратной связи;

в) получить прерывистые автоколебания, пронаблюдать зависимость периода прерывистой генерации от величины R_G .

Литература

I. Гоноровский И.С. Основы радиотехники. М., Связьиздат, 1957.
2. Харкевич А.А. Основы радиотехники. М., Связьиздат, 1962.

III. Теоретическая часть

Электрическая цепь, в которой устанавливаются незатухающие электрические колебания без какого-либо внешнего периодического воздействия, представляет собой автоколебательную систему. В радиотехнике такие системы принято называть автогенераторами. Различают два типа автогенераторов - автогенераторы гармонических колебаний и автогенераторы релаксационных (несинусоидальных) колебаний. В данной работе предстоит изучить устройство первого типа, поэтому в дальнейшем, говоря об автогенераторе, мы будем опускать слова "гармонические колебания".

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

С энергетической точки зрения автогенератор - это устройство, преобразующее энергию постоянного тока в энергию переменного синусоидального тока. Он состоит из I) источника энергии, 2) колебательной системы, 3) ключа, регулирующего поступление энергии в колебательную систему и, наконец, 4) цепи обратной связи, с помощью которой осуществляется управление работой ключа так, чтобы он отдавал энергию в колебательную систему в такт с возникшими в ней колебаниями.

Все перечисленные элементы автоколебательной цепи имеются в ламповом автогенераторе, схема которого изображена на рис.I.

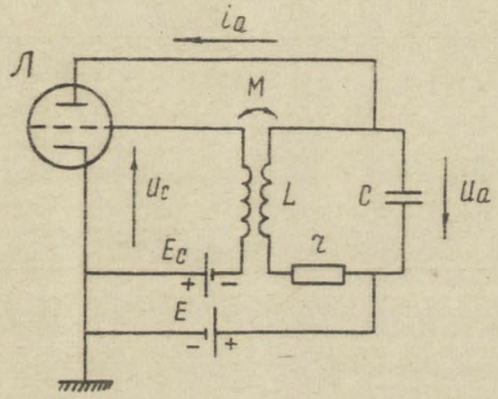


Рис.I

Здесь батарея Е является источником постоянного тока. Электронная лампа Л, сопротивление которой зависит от напряжения на сетке, выполняет роль управляемого ключа. Колебательной системой является параллельный колебательный контур, составленный из катушки самоиндукции L, конденсатора С и сопротивления потерь r. Обратная связь обеспечивается взаимной магнитной связью между двумя катушками - контурной и сеточной. Напряжение источника питания E_c задает рабочий режим лампы.

Допустим, что под влиянием каких-либо причин (например, в резуль-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

тате скачка напряжения при включении питания) в контуре возник колебательный процесс. Свободные колебания в контуре с потерями являются затухающими и характеризуются собственной частотой ω_0. За счет индуктивной связи контура с сеткой на последней появляется переменное напряжение той же частоты. Это напряжение вызывает переменный анодный ток, который и восполняет потери энергии в колебательном контуре. Напряжение на аноде лампы U_a сдвинуто по фазе относительно напряжения на сетке U_c на 180°, так как

$$U_a = E - R_э i_a ,$$

а анодный ток i_a совпадает по фазе с напряжением U_c. Здесь $R_э$ – резонансное сопротивление контура. Для поддержания колебаний необходимо, чтобы цепь обратной связи также поворачивала фазу на 180°. Если считать, что напряжение контура развивается в основном на индуктивности (r мало), то поворот фазы сигнала обратной связи на 180° реализуется при встречном включении взаимосвязанных катушек индуктивности. При выполнении описанных фазовых соотношений возникшие в генераторе колебания будут нарастать. Амплитуда колебаний, однако, не может расти до бесконечности. В реальном генераторе происходит ограничение роста колебаний, и амплитуда их достигает определенной установившейся величины. Механизм ограничения связан с нелинейной зависимостью анодного тока лампы от напряжения на сетке. Как видно из рис.2, где изображена анодно-сеточная характеристика лампы с выбран-

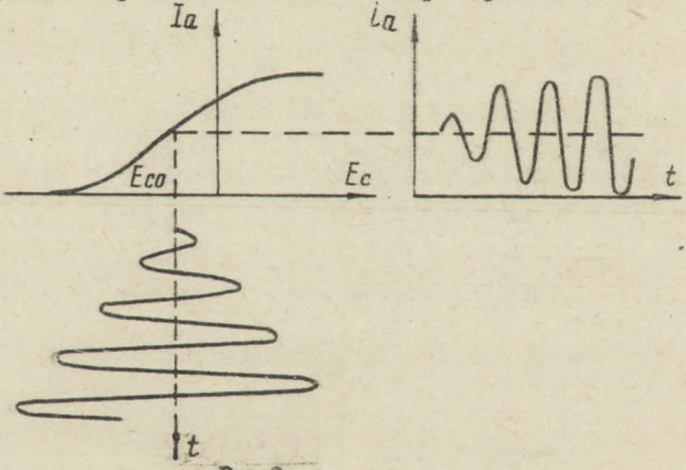


Рис.2

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

ной на ней рабочей точкой, с увеличением переменного напряжения на сетке лампы амплитуда анодного тока ограничивается как снизу, так и сверху. Кроме этого, форма анодного тока вследствие нелинейности характеристики отлична от синусоидальной. Последнее означает, что в спектре анодного тока, помимо составляющей частоты воздействующего сигнала, появляются другие спектральные составляющие более высокого порядка.

В автогенераторе на рис.I нагрузкой лампы является колебательный контур. В случае высокой добротности контура можно считать, что напряжение на нем создается только первой гармоникой анодного тока. Все остальные составляющие на контуре сколько-нибудь заметного напряжения не создают, и их влиянием можно пренебречь. Метод исследования нелинейных цепей, при котором все расчеты производятся для первых гармоник токов и напряжений, называется квазилинейным методом.

На рис.3 показана зависимость амплитуды первой гармоники анодного тока i_1 от амплитуды гармонического напряжения на сетке U_c - - так называемая колебательная характеристика.

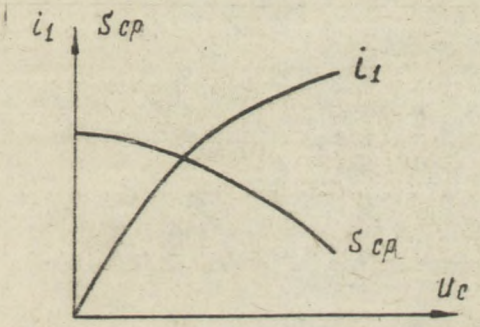


Рис.3

Отношение $S_{cp} = \frac{i_1}{U_c}$

называется средней крутизной по первой гармонике. Зависимость $S_{cp}(U_c)$ также приведена на рис.3.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

В режиме малых колебаний, когда $U_c \to 0$, средняя крутизна равна S -дифференциальной крутизне статической характеристики в рабочей точке. При возрастании U_c форма анодного тока все более искажается. Удельный вес высших гармоник увеличивается, и рост первой гармоники ограничивается, что равносильно уменьшению S_{cp}. Введение средней крутизны по первой гармонике (такие параметры называют также приведенными) позволяет производить расчет автогенератора с нелинейным элементом (лампой) методом комплексных амплитуд, то есть линейным методом. Нелинейность характеристики при этом проявляется через зависимость средней крутизны от амплитуды колебаний.

Условие самовозбуждения

Допустим, что на сетке лампы возникло некоторое напряжение $\dot{U}_c$. Усиленное напряжение, выделяющееся на аноде лампы, равно

$$\dot{U}_a = \dot{K}(\omega, U_c)\dot{U}_c , \qquad (1)$$

где $\dot{K}(\omega,U_c) = K(\omega,U_c)\,exp[j\varphi_k(\omega,U_c)]$ - комплексный, в общем случае, зависящий от частоты коэффициент усиления лампового усилителя с контуром в качестве нагрузки. Новое напряжение на сетке, подведенное теперь уже от цепи обратной связи, $\dot{U}'_c$ определится как

$$\dot{U}'_c = \dot{\beta}(\omega)\dot{U}_a , \qquad (2)$$

где $\dot{\beta}(\omega) = \beta(\omega)exp[j\varphi_\beta(\omega)]$ - комплексный, частотнозависимый коэффициент обратной связи (считаем, что в цепи обратной связи нет нелинейности, и поэтому $\dot{\beta}$ не зависит от амплитуды напряжения). Колебания в генераторе будут нарастать, если

1) напряжения $\dot{U}'_c$ и $\dot{U}_c$ совпадают по фазе;

2) модуль напряжения $\dot{U}'_c$ больше модуля напряжения $\dot{U}_c$.

Математически эти условия записываются неравенством

$$\dot{K}\dot{\beta} > 1 , \qquad (3)$$

которое может быть разбито на два выражения:

$$\varphi_k(\omega,U_c) + \varphi_\beta(\omega) = 2n\pi , \qquad n = 0, 1, 2, \ldots ; \qquad (4)$$

$$K(\omega,U_c)\,\beta(\omega) > 1 \qquad (5)$$

Первое из них называется условием баланса фаз, второе - условием баланса амплитуд. Выражения (4), (5) являются наиболее общими условиями самовозбуждения автоколебательных систем с обратной связью.

Выразим условия самовозбуждения через конкретные параметры лампового автогенератора с индуктивной обратной связью (рис.1). За-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

пишем уравнение Бонч-Бруевича для первой гармоники анодного тока

$$\bar{i}_1 = \bar{S}_{cp}(\omega, U_c)\left[\bar{U}_c - D\bar{U}_f\right], \qquad (6)$$

где D – проницаемость лампы.

Средняя крутизна $\bar{S}_{cp}(\omega, U_c) = S_{cp}(\omega, U_c)\exp\left[j\varphi_S(\omega, U_c)\right]$, определяющая усилительные свойства лампы, в общем случае зависит от амплитуды напряжения на сетке и от частоты. Последнее является, в основном, следствием конечного времени пролета электронов от катода к аноду. Напряжение, создаваемое первой гармоникой анодного тока на контуре, равно

$$\bar{U}_f = \bar{Z}_H(\omega)\,\bar{i}_1. \qquad (7)$$

Комплексное сопротивление нагрузки-контура $\bar{Z}_H(\omega) = Z_H(\omega)\exp\left[j\varphi_H(\omega)\right]$ характеризуется резонансной частотой ω_0, при которой $\varphi_H = 0$ и $Z_H = R_э = L/Cr$. Сопротивление контура на резонансной частоте называется резонансным. Подставляя (7) в (6), можно получить

$$\bar{i}_1 = \frac{\bar{S}_{cp}\,\bar{U}_c}{1 + D\bar{S}_{cp}\,\bar{Z}_H}, \qquad (8)$$

и затем, имея в виду, что $\bar{U}_a = -\bar{Z}_H\,\bar{i}_1$, коэффициент усиления

$$\bar{K} = \frac{\bar{U}_a}{\bar{U}_c} = -\frac{\bar{S}_{cp}\,\bar{Z}_H}{1 + D\bar{S}_{cp}\,\bar{Z}_H}. \qquad (9)$$

Условие самовозбуждения (3) с учетом (9) теперь запишется как

$$-\bar{S}_{cp}\,\bar{Z}_H\left(\bar{\beta} + D\right) > 1. \qquad (10)$$

Величина $\bar{\beta} + D$ называется приведенным коэффициентом обратной связи. Обозначим ее через $\bar{\beta}' = \beta'(\omega)\exp\left[j\varphi_{\beta'}(\omega)\right]$. Последнее неравенство, как и раньше, можно разбить на два выражения:

$$-\beta' S_{cp}\,Z_H > 1; \qquad (11)$$

$$\varphi_{\beta'} + \varphi_S + \varphi_H = 2n\pi, \qquad n = 0, 1, 2, \ldots \qquad (12)$$

Коэффициент обратной связи при встречном включении катушек индуктивности равен

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{U}_c'}{\bar{U}_a} = \frac{j\omega(-M)\,i_L}{j\omega L\,i_L} = -M/L,$$

так что $\beta' = -M/L + D$, а $\varphi_{\beta'} = 0$. Если не учитывать запаздывание анодного тока, то есть считать $\varphi_S = 0$ (рабочая частота низкая), то из (12) следует, что $\varphi_H = 0$, и частота автоколебаний равна резонансной частоте ω_0. Условие баланса амплитуд принимает вид

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$\frac{M}{L} > D + \frac{1}{S_{cp}(U_c) R_э} . \qquad (I3)$$

Так как в момент возникновения колебаний амплитуда их мала, то в последнем неравенстве вместо средней крутизны следует написать крутизну статической характеристики в рабочей точке S :

$$\frac{M}{L} > D + \frac{1}{S R_э} . \qquad (I4)$$

Амплитуда установившихся автоколебаний

Очевидно, что если в процессе развития автоколебаний в ламповом автогенераторе постоянно поддерживается условие (I4), то мы получим бесконечное нарастание амплитуды. В реальном генераторе происходит ограничение роста колебаний, и амплитуда их достигает определенной установившейся величины. Как было ранее показано, с увеличением переменного напряжения на сетке лампы, средняя крутизна уменьшается. Следовательно, при возрастании U_c правая часть неравенства (I4) увеличивается. При некотором значении U_{ccm} неравенство переходит в равенство

$$\frac{M}{L} = \frac{1}{S_{cp}(U_{ccm}) R_э} + D , \qquad (I5)$$

где U_{ccm} - стационарное (установившееся) значение амплитуды напряжения на сетке. Таким образом, для определения стационарной амплитуды необходимо знать функцию $S_{cp}(U_c)$. Решим уравнение (I5) графически. Для этого на графике средней крутизны (рис.4) проведем прямую,

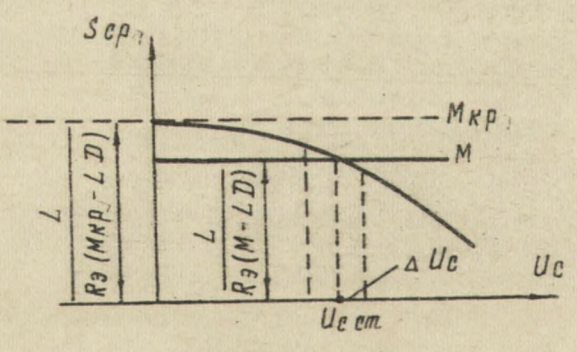


Рис. 4

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

параллельную оси абсцисс, с ординатой $L/(M-LD)R_э$ - так называемую прямую обратной связи. Абсцисса точки пересечения прямой обратной связи с кривой средней крутизны определит нам решение (I5), то есть стационарную амплитуду напряжения на сетке.

По мере увеличения коэффициента M прямая обратной связи опускается, и амплитуда колебаний увеличивается. Если M уменьшается, то амплитуда также уменьшается. Таким образом, амплитуда автоколебаний в установившемся режиме является функцией величины обратной связи. Из рисунка видно, что установившиеся колебания имеют место, если $M > M_{кр}$; при $M < M_{кр}$ колебания в системе не возбуждаются. $M_{кр}$ определяется из

$$S_{ср}(0) = \frac{L}{(M_{кр}-LD)R_э}, \qquad (I6)$$

то есть соответствует прямой обратной связи, проходящей через точку $S_{ср}(0)$ (пунктирная прямая). При бесконечно малых амплитудах колебаний средняя крутизна равна крутизне анодно-сеточной характеристики в начальной точке S, следовательно, условие $M > M_{кр}$ можно переписать в виде

$$M > L\left(\frac{1}{SR_э} + D\right). \qquad (I7)$$

Устойчивость автоколебаний

Для существования автоколебаний с постоянной амплитудой необходимо, чтобы возникающие по различным причинам отклонения амплитуды от стационарного значения с течением времени затухали; другими словами, необходимо, чтобы точка пересечения кривой $S_{ср}(U_c)$ с прямой обратной связи была устойчивой. Допустим, что амплитуда напряжения на сетке получила некоторое случайное приращение $\Delta U_c > 0$ (рис.4). При новой амплитуде колебаний выполняется условие

$$S_{ср}(U_{ccm} + \Delta U_c) < \frac{L}{(M-LD)R_э},$$

которое говорит о том, что колебания будут уменьшаться до амплитуды U_{ccm}. Случайное уменьшение напряжения на сетке изменяет неравенство

$$S_{ср}(U_{ccm} - \Delta U_c) > \frac{L}{(M-LD)R_э},$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

откуда следует, что колебания будут нарастать. Проведенные рассуждения позволяют аналитически записать условие устойчивости стационарной амплитуды

$$\frac{d S_{cp}}{d U_c} < 0 . \qquad (I8)$$

Мягкий и жесткий режимы возбуждения

Определение режимов возбуждения дадим с помощью графического решения уравнения стационарной амплитуды (I5). Для этого вновь обратимся к анодно-сеточной характеристике лампы. На рис.5 точками А

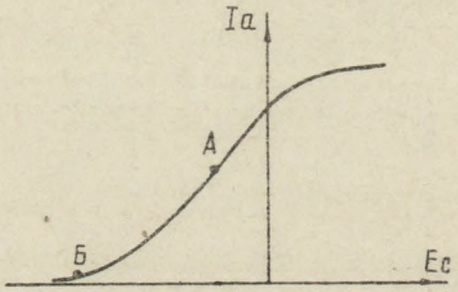


Рис.5

и Б обозначены два возможных варианта выбора начального режима лампы. На рис.6,а,б показаны зависимости средней крутизны соответственно для обоих случаев. Найдем стационарные амплитуды колебаний, проведя на графиках линии обратной связи. Как видно, принципиальным отличием выбранных случаев является то, что в первом мы имеем одно решение, а во втором - два. Проанализируем решение, соответствующее рис.6,а. Выбранный режим характеризуется тем, что колебания в автогенераторе устанавливаются без внешнего толчка. Действительно, пусть $M > M_{кр}$, тогда для любого, сколь угодно малого колебания с частотой ω_0 , появившегося на сетке лампы, выполняется условие (I5). Таким образом, даже если причиной малых колебаний являются тепловые флуктуации электронов в контуре, то в автогенераторе развивается, а затем устанавливается колебательный

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

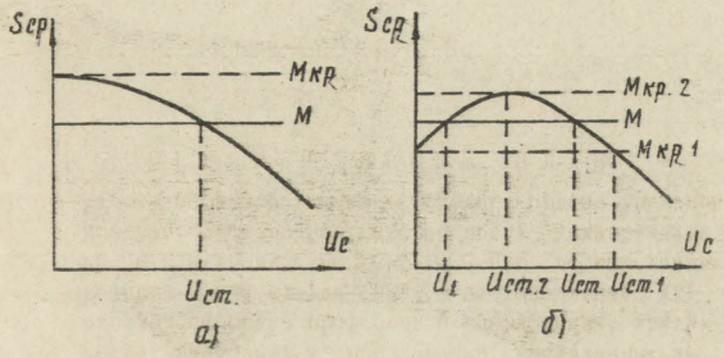


Рис.6

процесс. Говорят, что в автогенераторе происходит мягкое самовозбуждение. Во втором случае, как было уже отмечено, уравнение (I5) имеет два решения, причем устойчивой является только амплитуда $U_{ст}$ (рис.6,б). Для того, чтобы колебания в системе нарастали, необходим первоначальный скачок напряжения на сетке $U_c > U_1$; тогда только будет выполняться неравенство (I4). Внешним толчком, приводящим к возбуждению колебаний в автогенераторе, может быть скачок напряжения при включении анодного питания лампы. В этом случае в автогенераторе происходит жесткое возбуждение колебаний.

Выше указывалось, что амплитуда стационарных автоколебаний зависит от величины коэффициента обратной связи. Пользуясь графиками рис.6, построим качественные зависимости $U_{ст}(M)$ (рис.7). Для случая мягкого режима амплитудная характеристика изображена на рис.7,а. Как видно, установившиеся колебания в генераторе имеют место, если $M > M_{кр}$. С увеличением M амплитуда также возрастает. В жестком режиме колебания можно возбудить также без внешнего толчка, сделав $M > M_{кр\,1}$. При $M = M_{кр\,1}$ амплитуда установившихся колебаний (рис.6,б) равна $U_{ст\,1}$. Увеличение обратной связи приводит

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

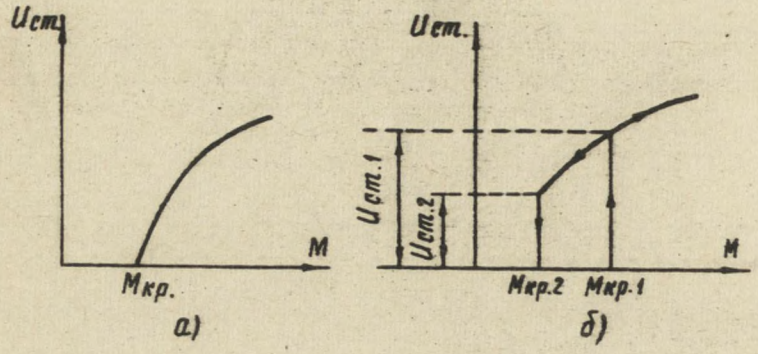


Рис.7

к увеличению амплитуды, с уменьшением M ; $U_{ст}$ уменьшается. Однако при $M < M_{кр.1}$ автоколебания не срываются. Это происходит при $M < M_{кр.2}$. Стационарная амплитуда $U_{ст2}$ соответствует случаю, когда прямая обратной связи имеет только одну точку пересечения с линией средней крутизны (рис.6,б). Таким образом, в отличие от мягкого режима, возбуждение и срыв колебаний в жестком режиме происходят при разных коэффициентах обратной связи.

Цепочка автоматического смещения

В предыдущем параграфе показано, что мягкий и жесткий режимы в конечном итоге задаются выбором постоянного напряжения на сетке E_c . При конструировании автогенераторов удобно использовать мягкий режим, при котором генератор легче возбуждается. Однако, помещая рабочую точку в область максимальной крутизны характеристики, мы задаем тем самым большой уровень постоянной составляющей анодного тока. Это является причиной низкого коэффициента полезного действия (КПД) автогенератора. Мягкий режим самовозбуждения, следовательно, энергетически невыгоден. При жестком режиме самовозбуждения КПД устройства получается больше, так как постоянная составляющая анодного тока, задаваемая смещением на сетке (точка Б на рис.5), меньше.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Применение автоматического смещения позволяет избежать перечисленных недостатков. Идея автосмещения состоит в использовании постоянной составляющей сеточного тока, протекающей по сопротивлению, включенному в цепь сетки. Рассмотрим работу цепочки автоматического смещения (рис.8). В начальный момент напряжение смещения на сетке

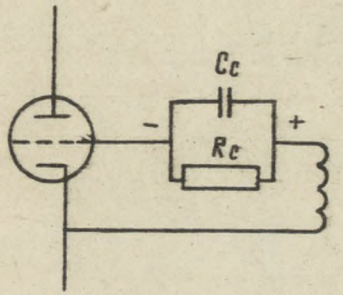


Рис.8

лампы равно нулю. Крутизна характеристики S при этом достаточно велика, так что колебания возбуждаются мягко. По мере нарастания колебаний в цепи сетки появляются импульсы тока, протекающие в течение части периода, когда $E_C > 0$ (рис.9). Диодный промежуток лампы катод-сетка играет здесь роль выпрямителя.

Если сопротивление конденсатора C_C переменному току много меньше R_C, то импульсный сеточный ток, протекая по конденсатору, заряжает его так, что на сетке создается отрицательное напряжение относительно катода. В отрицательный полупериод напряжения на сетке конденсатор разряжается через R_C, поддерживая отрицательное смещение. Чтобы смещение в течение периода изменялось как можно меньше, конденсатор не должен заметно разряжаться; иначе говоря, постоянная времени цепочки $\tau = R_C C_C$ должна быть много больше периода колебаний T:

$$R_C C_C \gg T .$$

Нарастание амплитуды напряжения на сетке приводит к увеличению

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

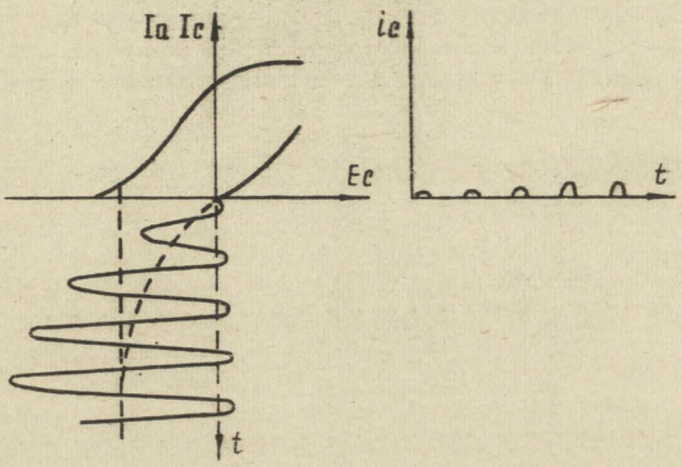


Рис.9

сеточных токов, что в свою очередь сдвигает рабочую точку вниз по характеристике. По окончании переходного процесса устанавливается динамическое равновесие, при котором амплитуда колебаний и напряжение смещения на сетке имеют постоянную величину (рис.9).

Автоматическое смещение за счет сеточного тока при некоторых значениях сопротивления R_C может привести к прерывистой генерации колебаний. Величина сопротивления R_C определяет уровень постоянного напряжения на конденсаторе C_C, то есть напряжение автосмещения. При увеличении R_C напряжение автосмещения растет, при уменьшении - уменьшается. При достаточно большом R_C напряжение автосмещения может быть таково, что условие самовозбуждения не будет выполнено. В этом случае наблюдается следующая картина. В начальный момент (включение питания) в генераторе возникают нарастающие колебания. Так как постоянная времени цепи $\tau = R_C C_C$ велика, то установление "стационарной" амплитуды автоколебаний происходит раньше, чем отрицательное напряжение автосмещения достигнет величины, соответствующей

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

невыполнению условия самовозбуждения. Невыполнение условия самовозбуждения приводит к затуханию автоколебаний. После срыва колебаний конденсатор C_C разряжается через сопротивление R_C, и на сетке некоторое время сохраняется отрицательный потенциал. Как только рабочая точка сместится в область характеристики с достаточной для самовозбуждения колебаний величиной S, последние вновь возникнут, и процесс повторится.

Прерывистая генерация является, как правило, паразитным явлением. Устранение ее достигается соответствующим выбором R_C.

Трехточечные схемы автогенераторов

Автогенераторы, выполненные по трехточечным схемам, отличаются от рассмотренного выше лампового автогенератора способом выполнения обратной связи. Как и прежде, нагрузкой лампы является контур, но обратная связь реализуется подключением анода, катода и сетки лампы к определенным точкам контура. На рис.10 показана схема так называе-

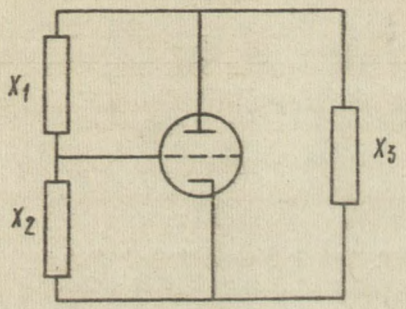


Рис.10

мой обобщенной трехточки, где между каждыми двумя электродами лампы включены реактивные сопротивления X_1, X_2, X_3. Источник питания и активные сопротивления потерь для простоты опущены и не изображены на схеме. Пусть частота генерации определяется резонансной частотой контура, составленного из индуктивностей и емкостей, так что выполняется условие

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \qquad (19)$$

Коэффициент обратной связи выражается через реактивные параметры

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

схемы

$$\beta = \frac{X_2}{X_1 + X_2} . \qquad (20)$$

Для выполнения условия баланса фаз коэффициент обратной связи должен быть отрицательным ($\varphi_\beta = \pi$). Отсюда следует, что X_1 и X_2 должны быть разных знаков, причем $|X_1| > |X_2|$. Учитывая условие резонанса, приходим к выводу о разном характере проводимостей X_1 и X_2, X_3. Рассмотренное правило фаз может быть выполнено в двух схемах, показанных на рис.II,а,б; первая носит название индуктивной трехточки, вторая - емкостной. Коэффициенты обратной связи для них соответственно равны

$$\beta = -\frac{L_1}{L_2} \quad \text{и} \quad \beta = -\frac{C_2}{C_1} .$$

В радиотехнических схемах трехточечные генераторы могут изображаться несколько иначе, как на рис.I2,а,б.

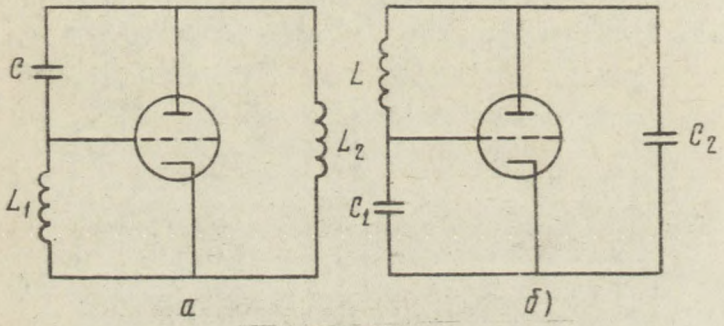


Рис.II

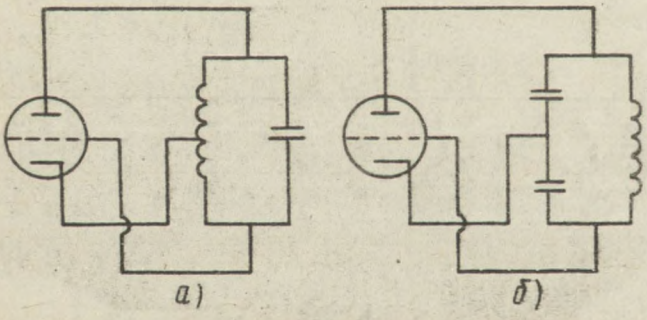


Рис.I2

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

IV. Методические указания

Экспериментальная часть работы проводится на установке, принципиальная схема которой изображена на рис.13. Автогенератор выполнен на лампе 6Н2П. Напряжение на сетке лампы регулируется потенциометром R и измеряется вольтметром V. Цепи питания схемы обладают на высокой частоте конечными сопротивлениями (под высокой частотой понимается частота генерируемого сигнала). Чтобы исключить их влияние на работу схемы, источники питания шунтируются блокировочными конденсаторами $C_{бл}$, емкость которых выбирается как можно большей. Коэффициент обратной связи, определяемый взаимным расположением катушек индуктивности, может изменяться в широких пределах. График $M(\ell)$, где ℓ – расстояние между катушками индуктивности, прилагается к макету лабораторной установки.

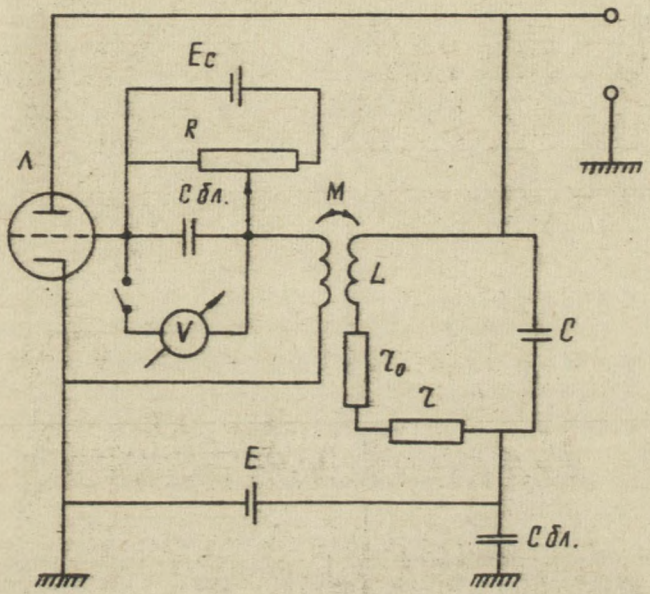


Рис.13

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Колебательный контур автогенератора состоит из катушки индуктивности L, сопротивления нагрузки r, конденсатора C. Обозначенный на схеме элемент r_0 определяет потери в катушке индуктивности. Величина r_0 может быть определена по формуле $Q = \omega L / r_0$, если известна индуктивность L и ее добротность Q, измеренная на некоторой частоте ω.

Получение и исследование режимов генератора производится с помощью регулировки потенциометра R и с помощью изменения взаимной индуктивности M. Режим самовозбуждения определяется по виду характеристики $U(M)$, где U - переменное напряжение, измеряемое на анодном контуре.

Для расчета условий самовозбуждения по формуле (14) необходимо знать S, $R_э$, D. Эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте равно $R_э = (\omega_0 L)^2/(r_0 + r)$. Величина r задается, крутизна в рабочей точке S может быть определена по статической характеристике лампы, проницаемость D - паспортный параметр лампы. Следует, однако, помнить, что от положения рабочей точки зависит не только крутизна, но и проницаемость D. Поэтому при расчете условий самовозбуждения желательно пользоваться динамической крутизной, если последняя известна. В этом случае (15) принимает вид

$$\frac{M}{L} > \frac{1}{R_э S_{дин}},$$

где $S_{дин} = S(E_c)/[1 + S(E_c) D(E_c) R_э]$ учитывает влияние нагрузки.

Цепочка автоматического смещения реализуется в описанной схеме отключением источника E_c. Если вольтметр V имеет сопротивление такого же порядка, как и R, то его также следует отключить. Это позволяет регулировать R_c в широких пределах и сравнительно просто получить прерывистую генерацию.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

8. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИОДНОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ

I. Цель работы

Целью работы является изучение процесса детектирования амплитудно-модулированных сигналов, исследование работы диодного детектора и знакомство с его расчетом.

II. Задание

I. При подготовке к работе необходимо изучить следующие вопросы.

а) Назначение детектора. Сущность детектирования. Структурная схема детектора. Основные параметры детектора.

б) Аппроксимация вольтамперной характеристики диода для слабых и больших сигналов.

в) Квадратичное детектирование: спектр анодного тока и напряжения на выходе диодного детектора. Коэффициент частотных искажений и коэффициент передачи.

г) Линейное детектирование: форма анодного тока, напряжения на аноде и выходного напряжения детектора для немодулированного и модулированного сигналов. Условие детектирования. Расчет тока детектора и напряжения на выходе. Угол отсечки тока и его связь с элементами схемы. Коэффициент передачи линейного детектора.

д) Частотные искажения при детектировании амплитудно-модулированного сигнала.

2. Рассчитать нагрузку диодного детектора по данным, полученным от преподавателя.

3. Собрать схему, показанную на рис.9, осуществить линейное детектирование.

4. Проследить влияние величины сопротивления нагрузки и емкости на величину и форму выходного сигнала.

5. Снять частотную характеристику детектора. Определить его полосу пропускания. Сравнить коэффициент передачи и полосу с расчетными значениями.

6. Осуществить квадратичное детектирование. Проследить зависимость формы колебаний низкой частоты от глубины модуляции.

7. Определить ошибку измерения коэффициента передачи.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Литература

I. Изюмов И.М., Линде Д.П. Основы радиотехники. М., "Энергия", 1971.
2. Мельник О.А., Стогов Т.В. Основы радиотехники и радиотехнические устройства. М., "Советское радио", 1973.
3. Молчанов А.П., Занадворов П.К. Курс электротехники и радиотехники. М., "Наука", 1969.
4. Китаева Л.П. Методы оценки погрешностей в лабораторном студенческом практикуме по физике. Изд-во Томск. ун-та, с.26-44.

III. Теоретическая часть

I. Общие сведения о детектировании

В радиоприемном устройстве высокочастотный сигнал, модулированный по амплитуде, частоте и фазе, должен быть преобразован так, чтобы в нагрузке появились колебания низкой частоты, соответствующие модулирующему сигналу.

Процесс получения модулирующего сигнала из высокочастотного модулированного напряжения называется детектированием. Устройство, где происходит этот процесс, называется детектором. В зависимости от вида модуляции различают амплитудное, частотное и фазовое детектирование.

Мы рассмотрим только амплитудное детектирование. Кроме того, будем рассматривать простейший случай амплитудной модуляции - модуляцию гармоническим сигналом частоты Ω. Если ко входу амплитудного детектора подвести такой высокочастотный модулированный сигнал, на выходе должно появиться колебание низкой частоты Ω. Графическое изображение сигналов на входе и выходе амплитудного детектора дано на рис.I. Видно, что детектор преобразует форму сигнала, поступающего на вход. Изменение формы сигнала всегда означает изменение его спектра, так как между формой и спектром существует однозначная связь.

Действительно, рассмотрим спектральный состав входного и выходного сигналов. Известно, что спектр сигнала, модулированного по амплитуде одним тоном Ω, представляет сумму трех гармонических составляющих $\omega - \Omega$, ω и $\omega + \Omega$, где ω - несущая частота. Спектр выходного сигнала содержит только одну гармонику частоты Ω.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

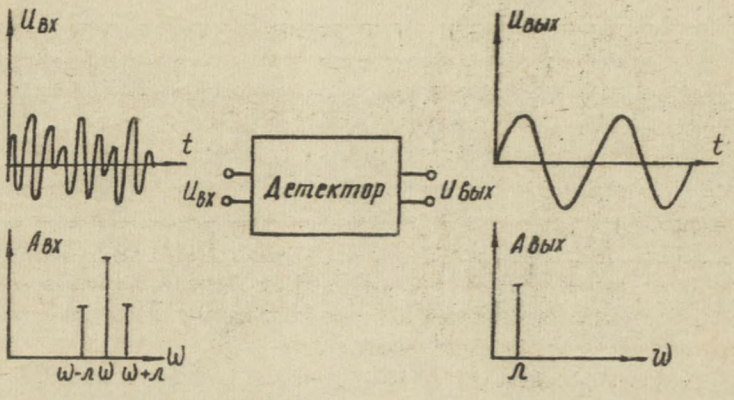


Рис. 1.

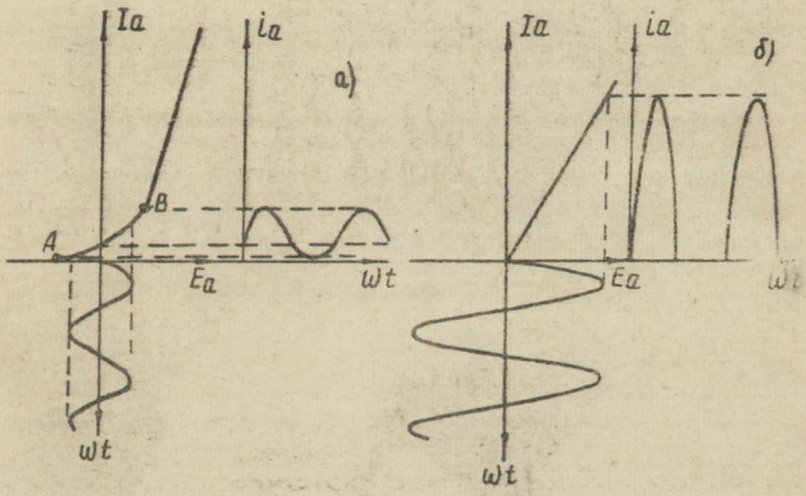


Рис. 2.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Спектрограммы входного и выходного напряжений детектора приведены на рис.1 внизу. Видно, что в спектре выходного сигнала есть частота, которой не было во входном сигнале.

Таким образом, детектор является преобразователем спектра сигнала, притом таким, что на его выходе образуются новые спектральные компоненты. В схемах, содержащих только линейные элементы, появление новых гармонических составляющих невозможно, так как ток через линейный элемент, например, резистор, равен $i = U/R$, то есть содержит только те спектральные компоненты, которые были в спектре приложенного напряжения. Если спектр сигнала преобразователя содержит составляющие с новыми частотами, значит преобразование было или нелинейным, или параметрическим. Таким образом, детектирование может быть осуществлено с помощью схем, где обязательно содержится нелинейный или параметрический элемент.

Остановимся только на детектировании с помощью нелинейного элемента. В качестве нелинейных элементов в схемах детекторов используются электронные лампы – диод, триод, пентод, а также полупроводниковые диоды и транзисторы. Для детектирования может быть использована любая нелинейная вольтамперная характеристика лампы – сеточная или анодная. В связи с этим различают диодное, сеточное и анодное детектирование. Рассмотрим только диодное детектирование, как наиболее простое и чаще всего используемое.

Типичная вольтамперная характеристика лампового диода показана на рис.2,а. Она имеет прямолинейную ветвь левее некоторой точки А, сливающуюся с осью абсцисс, и вторую почти линейную ветвь, круто поднимающуюся вверх правее некоторой точки В. Между точками А и В существует короткий криволинейный участок.

Если поданное на диод переменное напряжение мало, так что амплитуда его не выходит за пределы криволинейного участка АВ, характеристику диода на этом отрезке можно с хорошей точностью аппроксимировать полиномом второй степени, а именно:

$$i_a = i_0 + a U_a + \beta U_a^2 . \qquad (1)$$

Для больших амплитуд сигналов (когда амплитуда гораздо больше величины криволинейного участка характеристики) вольтамперная характеристика диода аппроксимируется линейно-ломаной линией, состоящей из двух прямых, совпадающих с прямолинейными участками реальной харак-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

теристики. Эта идеализированная характеристика диода показана на рис.2,б. Аналитическая запись тока при такой аппроксимации очевидна

$$i_a = S U_a \quad \text{при} \quad U_a > 0; \qquad i_a = 0 \quad \text{при} \quad U_a < 0, \tag{2}$$

где S - крутизна вольтамперной характеристики диода.

Из графического построения, выполненного на рис.2,а,б для малой и большой амплитуды немодулированного сигнала, видно, что в обоих случаях форма тока через диод отличается от гармонической, то есть спектр тока богаче спектра поданного на диод сигнала. Если последовательно с диодом в цепь включить резистор, с него можно снять падение напряжения $U = i_a R$, в спектре которого есть все компоненты тока. Так как при детектировании интересуются только низкочастотными составляющими тока, связанными с модулирующим сигналом, то в качестве нагрузки детектора используют не резистор, а фильтр нижних частот.

Итак, всякий детектор должен содержать нелинейный элемент и нагрузку в виде фильтра нижних частот.

На рис.3 показана простейшая схема детектора - диодный детектор.

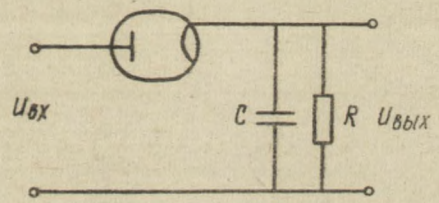


Рис.3

Физические процессы, происходящие в схеме детектора (рис.3), одни и те же для любой величины сигнала, поданного на вход. Однако, поскольку для слабых и больших сигналов характеристика диода аппроксимируется разными функциями, соотношения, определяющие свойства детекторного каскада, различны. Поэтому рассмотрение работы детектора для слабых и больших сигналов производится отдельно.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Электрические свойства детектора принято характеризовать следующими основными параметрами:

I) Коэффициентом передачи напряжения детектора, равным отношению

$$K_d = \frac{U_\Omega}{m U_0}, \qquad (3)$$

где U_Ω - амплитуда напряжения частоты модуляции на выходе детектора, m - коэффициент модуляции входного сигнала, U_0 - амплитуда напряжения несущей частоты входного сигнала.

2) Коэффициентом нелинейных искажений, равным отношению

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots}}{U_\Omega}, \qquad (4)$$

где $U_{2\Omega}$, $U_{3\Omega}$ - амплитуды напряжения гармоник частоты модуляции, на выходе детектора.

3) Коэффициентом частотных искажений, определение которого будет дано ниже.

2. Детектирование слабых сигналов (квадратичное детектирование)

Пусть на вход детектора (рис.3) подан слабый, модулированный по амплитуде, сигнал

$$U_{вх} = U_0(1 + m \sin \Omega t) \cos \omega t = U_{m\omega} \cos \omega t. \qquad (5)$$

Напряжение на аноде диода в схеме рис.3 связано с входным напряжением очевидным соотношением

$$U_{вх} = U_д + U_{вых}, \text{ то есть } U_д = U_{вх} - U_{вых}. \qquad (6)$$

для простоты рассмотрения пренебрегаем сначала влиянием нагрузки на работу диода, то есть будем считать напряжение на выходе малым и $U_д \approx U_{вх}$. Используя аппроксимацию характеристики диода для малых сигналов (I), найдем анодный ток

$$\begin{aligned} i_д &= i_0 + a U_{вх} + b U_{вх}^2 = i_0 + a U_0 (1 + m \sin \Omega t) \cos \omega t + \\ &+ b U_0^2 (1 + m \sin \Omega t)^2 \cos^2 \omega t = i_0 + i_1 \cos \omega t + i_2 \sin(\omega + \Omega) t + \\ &+ i_3 \sin(\omega - \Omega) t + i_4 \cos 2\omega t + i_5 \sin(2\omega - \Omega) t + i_6 \sin(2\omega + \Omega) t + \\ &+ i_7 \sin(2\omega + 2\Omega) t + i_8 \sin(2\omega - 2\Omega) t + b U_0^2 m \sin \Omega t + \frac{b U_0^2}{4} m^2 \cos 2\Omega t. \end{aligned} \qquad (7)$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

В выражении для тока (7) амплитуды всех высокочастотных составляющих не расписаны, а обозначены символом i_n .

Из выражения (7) видно, что спектр тока диода очень сильно усложняется по сравнению со спектром входного сигнала (5). В спектре тока появляется много новых высокочастотных компонент (с частотами 2ω , $2\omega-\Omega$, $2\omega+\Omega$ и т.д.), однако есть и составляющие низкой частоты, описываемые последними двумя членами. Из них предпоследний имеет частоту, равную частоте модуляции Ω , а амплитуда его $\beta U_0^2 m$ пропорциональна глубине модуляции. Таким образом, эта спектральная составляющая тока как по частоте, так и по амплитуде, воспроизводит модулирующий сигнал, поэтому она и является полезной при детектировании. Последний член выражения (7) является второй гармоникой модулирующего сигнала.

На рис. 4,а,б даны спектрограммы входного напряжения (5) и анодного тока (7).

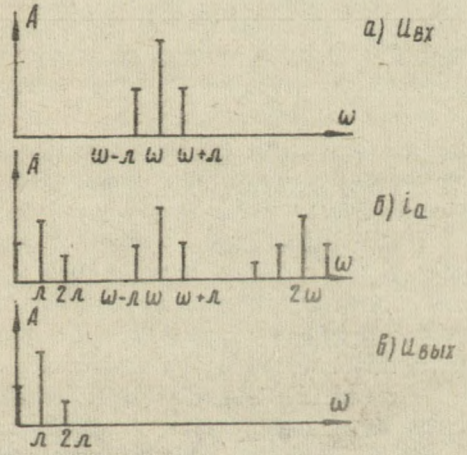


Рис.4

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Если бы на выходе детектора отсутствовал конденсатор, ток, определяемый выражением (7), проходя через резистор, создавал бы на нем падение напряжения $U_{вых} = i_a R$. В этом случае напряжение на выходе схемы имело бы спектр, аналогичный спектру тока.

Найдем спектр напряжения на выходе схемы рис.3.

При подключении конденсатора параллельно R высокочастотные составляющие тока (7) проходят через конденсатор, и если сопротивление конденсатора для них, равное $1/j\omega C$, значительно меньше R, то резистор шунтируется конденсатором. В этом случае сопротивление параллельного соединения C и R (которое всегда меньше наименьшего) ничтожно мало для высокочастотных составляющих тока, и на выходе детектора нет заметного падения напряжения высоких частот.

Если сопротивление этого же конденсатора низкочастотным компонентам тока, напротив, гораздо больше R, то сопротивление параллельного соединения C и R немногим меньше R, и на выходе схемы создается значительное падение напряжения низких частот.

Таким образом, при условии

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega C} \qquad (8)$$

параллельное соединение C и R является фильтром низших частот. Спектр выходного напряжения детектора в этом случае показан на рис.4,в.

Следует помнить, что необходимое для детектирования условие фильтрации обеспечивается одновременным выполнением обеих частей неравенства (8). Действительно:

а) Пусть емкость выбрана малой, так что выполняется правая часть неравенства $R \ll \frac{1}{\Omega C}$, но не выполняется левая. Тогда сопротивление конденсатора токам высокой частоты становится сравнимым с R или больше него, сопротивление параллельного соединения увеличивается, и на выходе схемы появляется высокочастотное напряжение. Фильтрация ухудшается. Очевидно, в предельном случае очень малой емкости спектр выходного напряжения содержит все гармоники спектра тока диода (7). При уменьшении емкости относительно расчетной можно с помощью осциллографа проследить ухудшение фильтрации на выходе детектора.

б) Пусть емкость выбрана большой, так что выполняется левая

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

часть неравенства, но не выполняется правая. В этом случае сопротивление конденсатора меньше R не только для высокочастотных, но и для низкочастотных составляющих тока (7), и на выходе отсутствуют все переменные составляющие напряжения. На выходе остается только постоянное напряжение, обусловленное постоянной составляющей тока (7), и детектор становится выпрямителем. Постепенный переход схемы (рис.3) от режима детектирования к выпрямлению можно проследить по осциллограмме выходного напряжения, если увеличивать емкость C относительно расчетной величины (амплитуда низкочастотного сигнала на выходе будет падать).

Как видно из рис.4,в,в спектре выходного напряжения детектора кроме полезного сигнала частоты Ω присутствует гармоника удвоенной частоты. Частота 2Ω не содержалась в спектре модулирующего сигнала, и ее появление искажает спектральный состав выходного напряжения детектора по сравнению с модулирующим сигналом.

Отфильтровать эту нежелательную компоненту на выходе не удается, так как при низких частотах модуляции Ω и 2Ω отличаются мало. Кроме того, если модуляция проводится не гармоническим сигналом, а сигналом, имеющим сложный спектр (например, при передаче речи сигнал имеет ширину спектра от 100 до 3000 Гц), то вторые гармоники отдельных компонентов сигнала лежат в полосе частот, занятой самим сигналом.

Таким образом, при детектировании слабых сигналов, благодаря нелинейности характеристики диода, возникают нелинейные искажения. Коэффициент нелинейных искажений в соответствии с определением (4) равен в нашем случае отношению амплитуд второй гармоники напряжения к первой, а именно:

$$\gamma = \frac{\beta U_0^2 m^2}{4\beta U_0^2 m} = \frac{m}{4} . \qquad (9)$$

Из выражения (9) видно, что при больших коэффициентах модуляции нелинейные искажения достигают значительной величины. Это ограничивает область применения детектора в режиме слабых сигналов.

Вычислим коэффициент передачи детектора в соответствии с его определением (3) и выражением (7)

$$K_d = \frac{\beta U_0^2 mR}{mU_0} = \beta U_0 R . \qquad (10)$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Из (I0) следует, что K_d пропорционален амплитуде приходящего сигнала, то есть при слабых сигналах мал (обычно порядка 0,I-0,3). Малая величина коэффициента передачи является вторым недостатком детектора при работе в режиме слабого сигнала.

Детектирование слабых сигналов часто называют квадратичным, так как амплитуды выходного напряжения частоты Ω и 2Ω пропорциональны квадрату амплитуды несущей частоты U_0 (см. (7)).

Квадратичное детектирование происходит в любых схемах детекторов при малых амплитудах входного сигнала. Эти же схемы при больших сигналах могут осуществлять детектирование без заметных нелинейных искажений. Детектирование больших сигналов называется линейным.

3. Линейное детектирование

Пусть на вход детектора (рис.3) приходит сигнал, амплитуда которого достаточно велика. Для учета влияния нагрузки на работу диода рассмотрим те реальные физические процессы, которые происходят в схеме.

Вначале возьмем случай немодулированного входного напряжения (рис.5,а). В положительный полупериод входного напряжения в результате протекания анодного тока конденсатор заряжается через внутреннее сопротивление открытого диода R_i . Постоянная цепи заряда CR_i определяет скорость нарастания напряжения на конденсаторе: чем меньше CR_i, тем быстрее он заряжается.

Полярность напряжения на C показана на рис.3, поэтому

$$U_a = U_{Bx} - |U_c| . \qquad (II)$$

Из (II) следует, что пока напряжение на C меньше входного, $U_a > 0$ и диод открыт. В противном случае $U_a < 0$ и диод закрыт. Учитывая это, можно понять, как меняется напряжение на конденсаторе, то есть на выходе схемы. До точки А на рис.5,а напряжение на С, показанное пунктиром, меньше U_{Bx} , $U_a > 0$, и конденсатор заряжается анодным током. В точке А напряжение на С становится равным входному, а в следующий момент времени $U_c > U_{Bx}$, то есть в точке А диод закрывается. После запирания диода конденсатор разряжается через R , и напряжение на нем уменьшается по экспоненте. Если постоянная цепи разряда CR много больше периода входного напряжения T, то напряжение на С уменьшается медленно и остается больше входного весь промежуток времени от точки А до В. Все это время диод закрыт. В точке В

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$U_c = U_{вх}$, а в следующий момент времени $U_{вх}$, которое увеличивается, становится больше U_c , и диод открывается. Ток диода подзаряжает конденсатор до точки С, где диод снова закрывается, и процесс повторяется.

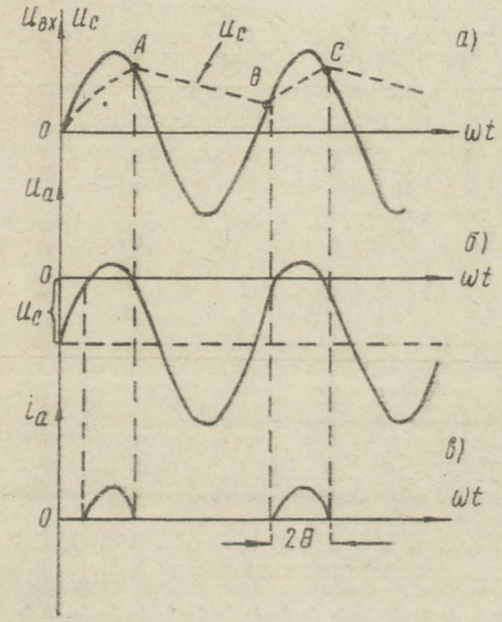


Рис.5

Таким образом, при действии на входе переменного немодулированного напряжения на выходе схемы рис.3 появляется пульсирующее напряжение.

При условии

$$CR_i \ll T \ll CR \qquad (12)$$

пульсация невелика, и напряжение пропорционально амплитуде входного сигнала, то есть схема является выпрямителем.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Следует обратить внимание на изменение со временем напряжения на аноде и анодного тока диода, показанных на рис.5,б и в. Напряжение на аноде определяется выражением (II), и если считать U_C постоянным, что справедливо при выполнении (I2), то можно сказать, что в схеме за счет заряда конденсатора появляется постоянное отрицательное смещение на диод. Поэтому напряжение на аноде больше нуля только в течение небольшой части периода $t_C - t_B$, а в остальное время оно отрицательно, и диод закрыт. В соответствии с этим анодный ток отличен от нуля тоже в течение этой части периода.

Половина части периода в угловом измерении, в течение которой существует анодный ток, называется углом отсечки. Угол отсечки θ показан на рис.5,в. Чем больше сопротивление нагрузки, тем медленнее разряжается конденсатор и тем меньше угол отсечки (рис.5).

Таким образом, влияние нагрузки в схеме рис.3 при условии (I2) состоит в создании отрицательного смещения на диод и уменьшении угла отсечки тока относительно $\frac{\pi}{2}$ (при $R = 0$).

Если на входе цепи (рис.3) действует модулированное по амплитуде напряжение, то процессы протекают аналогично описанному. Опять при выполнении условия

$$CR_i \ll T_{нес} \ll CR , \qquad (I3)$$

где $T_{нес}$ – период несущей частоты ω , конденсатор быстро заряжается до напряжения, пропорционального изменяющейся амплитуде входного сигнала, закрывает лампу и затем медленно разряжается через R . Изменение напряжения на конденсаторе в этом случае показано пунктиром на рис.6 вместе с входным.

Однако выполнения неравенства (I3) недостаточно для того, чтобы напряжение на С следило за изменением амплитуды входного сигнала. Действительно, если постоянная цепи разряда настолько велика, что сравнима с периодом модуляции $T_{мод}$, напряжение на С, меняясь очень медленно при разряде, не следит за уменьшением амплитуды и оказывается пропорциональным максимальной амплитуде входного сигнала. На выходе схемы в этом случае создается постоянное напряжение (рис.6).

Если же постоянная цепи разряда лежит в пределах

$$T_{нес} \ll CR \ll T_{мод} , \qquad (I4)$$

то напряжение на выходе меняется в соответствии с законом изменения амплитуды на входе.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

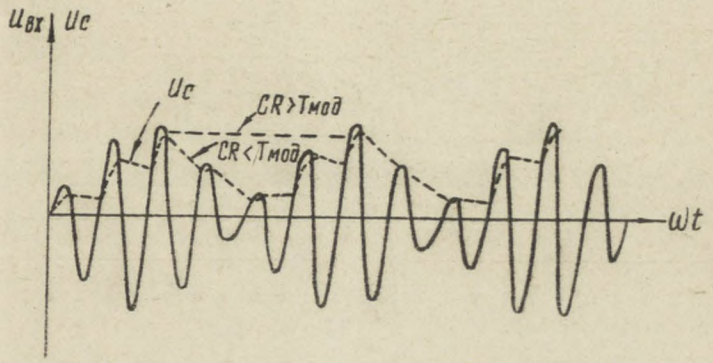


Рис.6

Таким образом, условия (13) и (14) являются необходимыми для работы схемы рис.3 в режиме детектирования. Первое из них определяет соотношение между сопротивлением нагрузки детектора и прямым сопротивлением диода: $R \gg R_i$.

Второе условие детектирования (14), как нетрудно убедиться, совпадает с условием детектирования (8), которое мы получали при рассмотрении квадратичного режима. Действительно, поделив все части неравенства (14) на C и учитывая, что $T = \frac{2\pi}{\omega}$, получим неравенство (8). Это неудивительно. Дело в том, что при рассмотрении вопроса в п.2 мы пользовались спектральным представлением сигналов и понятием сопротивления конденсатора переменному току. В настоящем параграфе мы рассмотрели реальные процессы, протекающие в схеме (заряд конденсатора и его разряд), и получили форму сигналов во всех участках схемы. Это временное представление сигнала.

Оба метода рассмотрения процесса детектирования верны. Для объяснения работы детектора можно пользоваться любым из них.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Перейдем к количественному описанию линейного детектирования.

3.I. Детектирование немодулированных сигналов /выпрямление/

Если

$$U_{вх} = U_0 \cos \omega t$$

и характеристика диода аппроксимируется линейно-ломаной линией, нетрудно найти изменение U_a и i_a.

А именно:

$$U_a = U_0 \cos \omega t - |U_c| . \qquad (I5)$$

Если выполнено условие (I2), то напряжение на выходе создает постоянное отрицательное смещение на диод.

Угол отсечки определяется из условия $U_a = 0$, поэтому из (I5) следует

$$0 = U_0 \cos \theta - |U_c| \quad \text{или} \quad \cos \theta = \frac{U_c}{U_0} . \qquad (I6)$$

Подставляя (I6) в (I5), получим

$$U_a = U_0 (\cos \omega t - \cos \theta) . \qquad (I7)$$

Мгновенное значение тока через диод в соответствии с аппроксимацией (2)

$$i_a = S U_a = S U_0 (\cos \omega t - \cos \theta) . \qquad (I8)$$

Среднее значение выпрямленного тока можно определить по обычной формуле вычисления средней величины

$$i_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i_a \, d(\omega t) . \qquad (I9)$$

Подставляя в (I9) i_a из (I8) и проводя интегрирование, получим

$$i_0 = \frac{S U_0}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) = \frac{S U_0}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) . \qquad (20)$$

Напряжение на выходе равно

$$U_{вых} = i_0 R = \frac{S U_0 R}{\pi} \cos \theta (tg \theta - \theta) . \qquad (2I)$$

Учитывая, что $U_{вых} / U_0 = \cos \theta$, из (2I) получаем соотношение между углом отсечки и параметрами схемы R и Ri

$$tg \theta - \theta = \frac{\pi}{S R} = \frac{\pi R_i}{R} . \qquad (22)$$

Уравнение (22) показывает, что угол отсечки зависит только от сопротивления нагрузки и крутизны характеристики диода и не зависит от амплитуды подводимого напряжения. Это значит, что среднее значение

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

тока детектора (20) и напряжение на его выходе (21) пропорциональны амплитуде входного сигнала U_0.

3.2. Детектирование модулированных колебаний

Поскольку угол отсечки не зависит от амплитуды входного напряжения, соотношение (22) остается справедливым и в случае амплитудной модуляции входного сигнала.

Среднее значение тока в цепи детектора в этом случае можно получить с помощью соотношения (20), подставив вместо U_0 изменяющуюся со временем амплитуду входного сигнала (5). При этом получим

$$i=\frac{SU_0(1+m\cos\Omega t)}{\pi}(\sin\theta-\theta\cos\theta)=\frac{SU_0}{\pi}(\sin\theta-\theta\cos\theta)+\frac{mSU_0}{\pi}(\sin\theta-\theta\cos\theta)\cdot\cos\Omega t. \quad (23)$$

Из (23) видно, что ток детектора состоит из двух слагаемых, первое из которых является постоянной составляющей тока. Второе слагаемое меняется во времени с частотой модуляции и является полезной составляющей тока при детектировании. Амплитуда этой составляющей

$$i_\Omega=\frac{SmU_0}{\pi}(\sin\theta-\theta\cos\theta).$$

Отсутствие в спектре тока (23) других низкочастотных компонентов, таких как 2Ω, 3Ω и т.д., показывает, что при линейном детектировании не возникает нелинейных искажений, связанных с диодом.

Переменная составляющая тока создает на сопротивлении нагрузки напряжение частоты модуляции, амплитуда которого

$$U_\Omega=i_\Omega R=\frac{SmU_0R}{\pi}(\sin\theta-\theta\cos\theta)=\frac{SmU_0R}{\pi}\cos\theta(tg\theta-\theta). \quad (24)$$

Итак, напряжение на выходе детектора пропорционально напряжению несущей частоты U_0. В связи с этим детектирование больших сигналов называется линейным.

Учитывая (22), получим

$$U_\Omega=mU_0\cos\theta.$$

Таким образом, коэффициент передачи линейного детектора равен

$$K_d=\frac{U_\Omega}{mU_0}=\cos\theta. \quad (25)$$

Выражение (25) показывает, что K_d линейного детектора определяется только углом отсечки и тем больше, чем меньше угол отсечки. В свою очередь, угол отсечки полностью определяется отно-

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

шением $\frac{R}{Ri}$ (22) и тем меньше, чем больше это отношение. Выбирая R значительно больше прямого сопротивления диода, нетрудно получить коэффициент передачи детектора 0,8–0,9.

4. Частотные искажения при детектировании

Зависимость коэффициента передачи детектора от частоты модуляции называют частотной характеристикой детектора.

Рассмотрим эквивалентную схему детектора (рис.7).

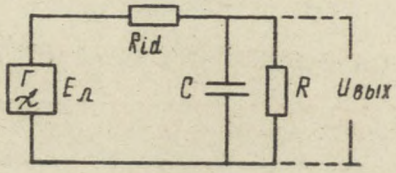


Рис.7

Здесь $E\Omega$ – эквивалентный генератор частоты модуляции, R_{id} – эквивалентное сопротивление диода, которое можно приближенно определить таким образом. При работе с отсечкой тока диод открыт только в течение времени 2θ за весь период, поэтому его эквивалентное сопротивление больше внутреннего R_i примерно во столько раз, во сколько 2π больше 2θ. Таким образом,

$$R_{id} = \frac{2\pi}{2\theta} \cdot R_i = \frac{\pi}{S\theta} .$$

Напряжение на выходе схемы

$$U_{вых} = E_\Omega \cdot \frac{\bar{Z}}{R_{id} + \bar{Z}} , \qquad (26)$$

где

$$\bar{Z} = \frac{R \cdot 1/j\Omega C}{R + 1/j\Omega C} = \frac{R}{1 + j\Omega CR} . \qquad (27)$$

Из (26) и (27) следует, что при низких частотах модуляции, когда $\Omega_н CR \ll 1$

$$\bar{Z} \cong R \qquad \text{и} \qquad U_{вых} = E_\Omega \frac{R}{R_{id} + R} . \qquad (28)$$

При высоких частотах модуляции, когда членом $\Omega_в CR$ нельзя пренебречь по сравнению с единицей, из (26) получаем

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

$$U_{вых} = E\Omega \frac{R}{R_{id} + R} \cdot \frac{1}{1 + jC\Omega_6 R_э}, \qquad (29)$$

где

$$R_э = \frac{R \cdot R_{id}}{R + R_{id}}.$$

Отношение напряжения на выходе детектора при высоких частотах модуляции к напряжению при низких частотах называется коэффициентом частотных искажений M. Из (29) и (28) находим

$$\bar{M} = \frac{1}{1 + j\Omega C R_э}.$$

Коэффициент частотных искажений - комплексная величина, его модуль

$$|\bar{M}| = \frac{1}{\sqrt{1 + C^2 R_э^2 \Omega^2}}. \qquad (30)$$

Из (30) видно, что коэффициент частотных искажений падает с увеличением Ω, то есть коэффициент передачи детектора имеет завал при высоких частотах модуляции. Физическая причина этого явления проста: с увеличением частоты модуляции ($T_{мод.}$ уменьшается) напряжение на конденсаторе не успевает следить за изменением амплитуды входного напряжения, составляющая частоты модуляции на выходе уменьшается, а постоянная составляющая возрастает. Схема становится выпрямителем. Можно объяснить это и другим путем: с увеличением частоты модуляции сопротивление конденсатора уменьшается, и выходное напряжение падает.

Таким образом, неравномерность частотной характеристики детектора $K_d(\Omega)$ обусловлена частотной зависимостью сопротивления нагрузки, состоящей из параллельно соединенных C и R. Зависимость коэффициента передачи от частоты модуляции приводит к тому, что при модуляции сложным сигналом (речь, музыка) разные частотные составляющие сигнала "передаются" детектором по-разному: более высокочастотные компоненты с меньшим коэффициентом передачи. Это и есть частотные искажения сигнала при детектировании.

5. Нелинейные искажения при детектировании

Нелинейные искажения - это появление на выходе детектора напряжения низких частот, не равных частоте модуляции. Основными частотами, искажающими полезный сигнал, являются гармоники частоты модуляции 2Ω, 3Ω и т.д.

Главными причинами нелинейных искажений являются I) нелинейность характеристики диода и 2) большая постоянная времени цепи разряда конденсатора.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Влияние нелинейности характеристики диода на спектр выходного сигнала проявляется в квадратичном режиме и было рассмотрено в п.2.

При линейном детектировании основной причиной нелинейных искажений являются большая постоянная времени разряда конденсатора. Если эта постоянная сравнима с периодом модуляции, то напряжение на конденсаторе не успевает следить за изменением амплитуды на входе, и в спектре выходного сигнала появляются низкочастотные составляющие, отличные от Ω . Для их снижения CR должна быть выбрана так, чтобы во время наибольшего изменения амплитуды сигнала напряжение на С оставалось все же пропорциональным амплитуде. Это значение CR можно найти из следующего простого соотношения.

Относительная скорость изменения амплитуды сигнала равна

$$\frac{1}{U_{m\omega}} \cdot \frac{dU_{m\omega}}{dt} .$$

а относительная скорость изменения напряжения на конденсаторе при разряде равна $\frac{1}{RC}$.

Условие наименьшего искажения требует, чтобы скорость изменения напряжения на С была больше, чем максимальная скорость изменения амплитуды, то есть

$$\frac{1}{RC} > \left| \frac{1}{U_{m\omega}} \cdot \frac{dU_{m\omega}}{dt} \right|_{max} . \qquad (3I)$$

Если амплитуда сигнала $U_{m\omega} = U_0(1+m\cos\Omega t)$, то $dU_{m\omega}/dt = U_0 m\Omega \sin\Omega t$, и условие (3I) принимает вид

$$CR\Omega < \left| \frac{1-m\cos\Omega t}{m\sin\Omega t} \right|_{min} . \qquad (32)$$

Минимум правой части этого неравенства при $\cos\Omega t = -m$, поэтому (32) можно переписать в виде

$$CR\Omega \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m} . \qquad (33)$$

Из (33) видно, что постоянная времени будет меньше для высокой частоты модуляции и при большей глубине модуляции. Обычно при расчетах берут m =0,5 для самой высокой частоты модуляции, и условие (33) выглядит проще

$$CR\Omega_B \leq 1,5 . \qquad (34)$$

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

6. Параллельное диодное детектирование

Схема, рассматриваемая нами до сих пор (рис.3), называется последовательным диодным детектором, так как диод и нагрузка включены последовательно относительно источника переменного тока. Возможна еще вторая схема диодного детектора, когда диод и нагрузка включены параллельно сигналу. Такая схема изображена на рис.8 и называется параллельным детектором. Процесс детектирования в схеме рис.8 происходит аналогично: при $U_д > 0$ конденсатор быстро заряжается через открытый диод, закрывает лампу и медленно разряжается через сопротивление нагрузки. Однако в схеме рис.8 на выходе кроме напряжения низкой частоты есть высокочастотное напряжение, что является недостатком схемы.

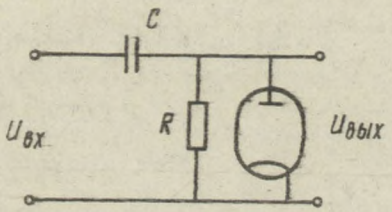


Рис.8

Детектирование могут осуществлять и полупроводниковые диоды. Обычно для этого используются точечные германиевые или кремниевые диоды. Имея ничтожную емкость, они могут работать до сверхвысоких частот. Так как полупроводниковые диоды имеют малый размер и не требуют накала, схемы упрощаются и делаются более компактными. Однако наряду с достоинствами полупроводниковые диоды имеют недостаток, так как пропускают небольшой обратный ток. В связи с этим сопротивление диода при обратном напряжении не равно бесконечности, как у вакуумного. Это приводит к понижению входного сопротивления детектора.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Расчет детекторного каскада на кристаллическом диоде можно проводить по тем же формулам, как и для детектора с вакуумным диодом.

7. Расчет последовательного диодного детектора

Для расчета должны быть заданы:

1. Тип лампы.

2. Диапазон модулирующих частот $\Omega_н \div \Omega_в$.

3. Допустимый коэффициент частотных искажений $M_в$.

4. Коэффициент передачи детектора $K_d = \cos\theta$ или угол отсечки θ.

Необходимо рассчитать сопротивление нагрузки и емкость С.

1. С помощью соотношения (22) при известном угле отсечки θ и R_i определяется сопротивление R.

2. С помощью формулы (30) по заданному коэффициенту частотных искажений $M_в$ и заданной $\Omega_в$ определяется емкость. Для этого необходимо предварительно вычислить $R_э$ по формуле (29).

3. После расчета R и С можно проверить выполнение условия детектирования

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega_в C}.$$

Краткие выводы

1. Детектирование является процессом, необходимым в любом радиоприемном устройстве для воспроизведения модулирующего сигнала из высокочастотного модулированного.

2. Детектирование всегда является нелинейным или параметрическим преобразованием модулированного сигнала. В схеме нелинейного детектора обязательно содержится нелинейный элемент.

3. В качестве нелинейных элементов для детектирования можно использовать диод, триод, пентод, комбинированные лампы, полупроводниковые приборы.

4. Основные характеристики детектора - коэффициент передачи, коэффициент нелинейных искажений - зависят от формы вольтамперной характеристики нелинейного элемента.

5. В зависимости от формы характеристики и величины амплитуды входных сигналов различают квадратичное и линейное детектирование.

6. Квадратичный детектор вызывает значительные нелинейные искажения, величина которых пропорциональна глубине модуляции.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Кроме того, коэффициент передачи этого детектора зависит от амплитуды входного напряжения и при слабых сигналах мал.

7. Линейный детектор характеризуется значительной величиной коэффициента передачи, зависящего только от параметров схемы, и малыми нелинейными искажениями.

8. В современных приемниках применяется главным образом диодное линейное детектирование. Квадратичный детектор широко используется в измерительной технике (особенно на СВЧ), так как напряжение на его нагрузке пропорционально квадрату амплитуды входного сигнала, то есть входной мощности.

IУ. Методические указания

I. Для осуществления линейного детектирования на вход детектора необходимо подать напряжение выше 2-3 В. Поскольку генератор сигналов, используемый в работе, имеет максимальное напряжение I В, перед подачей на детектор его нужно усилить. Усиление осуществляется однокаскадным резонансным усилителем, собранным на пентоде. Рабочая схема установки показана на рис.9. Прежде чем осуществить детектирование, нужно настроить генератор в резонанс с контуром, стоящим в анодной цепи усилительной лампы. Для этого следует подать напряжение с контура на пластины осциллографа и, изменяя частоту генератора, добиться максимального напряжения на выходе. Контур настроен на частоту порядка 450 кГц. После настройки и проверки усилителя нужно осуществить внутреннюю модуляцию сигнала и посмотреть модулированный сигнал на экране осциллографа. Дальше можно приступить к изучению детектирования.

2. Для выполнения пункта 4 задания сопротивление меняют в пределах 25-I000 кОм, взяв 3-4 значения из этого интервала. Затем к расчетной нагрузке подключают емкость, которую нужно менять от нескольких пикофарад до значения, примерно в I0 раз превышающего расчетное.

3. Для снятия частотной характеристики детектора нужно осуществить внешнюю модуляцию генератора сигнала от звукового генератора. В процессе измерения необходимо поддерживать глубину модуляции постоянной. Коэффициент передачи детектора определяется из отношения

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

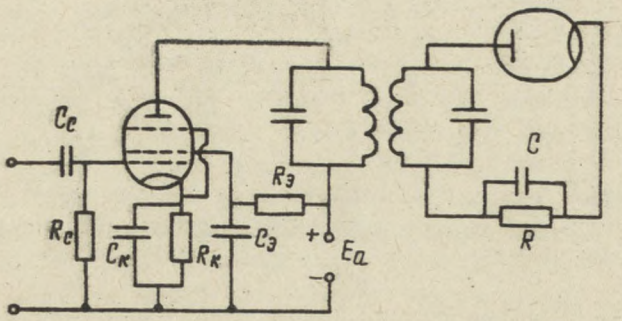


Рис.8

напряжений на нагрузке детектора и на входном контуре. Для измерения этих напряжений пользуются ламповыми вольтметрами с большим входным сопротивлением и малой входной емкостью, чтобы не шунтировать контур и нагрузку детектора.

4. Для осуществления квадратичного детектирования амплитуду входного сигнала нужно уменьшить ниже одного вольта.

5. При подсчете систематической ошибки определения коэффициента передачи считать, что она обусловлена, главным образом, погрешностью используемых приборов и округлением отсчета. Для оценки случайной ошибки коэффициента передачи необходимо измерить K_d не менее 10 раз на частоте модуляции, соответствующей нижней границе полосы детектора, и обработать результаты измерений.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Содержание

Предисловие. I
. Резонанс токов и напряжений. 2
. Выпрямители. 26
. Стабилизация постоянного напряжения. 42
. Генератор пилообразного напряжения 60
. Исследование мультивибратора на электронных лампах 75
. Резисторный усилитель на электронных лампах. 90
. Ламповый автогенератор 110
. Исследование диодного детектирования.. 127

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Василий Иванович Грешнов, Галина Михайловна Дейкова, Антонина Васильевна Кочеткова, Марта Николаевна Мерзлякова, Владимир Алексеевич Мещеряков, Анатолий Евстигнеевич Мудров, Сергей Сергеевич Новиков

ПРАКТИКУМ ПО РАДИОТЕХНИКЕ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯМ

Часть I

Томск, Издательство ТГУ, 1977 г., 149 с.

Редактор издательства К.Г. Шилько

КЗ 03.087 .....Подписано к печати..31/III-77г.....
Формат 60×84 1/16 печ. л. 9,3; уч.-изд. л. 7,9
Заказ....78.....Тираж 500 экз. Цена 1 руб.

Издательство ТГУ, Томск, 29, ул. Никитина, 17
Ротапринт ТГУ, Томск, 29, ул. Никитина, 17.

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

Электронная библиотека (репозиторий)
Томского государственного университета

1-217983