

Отчет по лабораторной работе №5
Апериодический усилитель

Выполнили студенты 430 группы
Войтович Д.А., Карусевич А.А., Разова А.А.

Нижний Новгород, 2018

1. Теоретическая часть

1.1. Цель работы

Исследование транзисторных апериодических усилителей с общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

1.2. Назначение устройства

Основным назначением усилителя является увеличение мощности электрических колебаний без изменения их формы. Кроме того, усилитель часто используется для развязки каскадов или их согласования.

1.3. Область использования

Усилители электрических колебаний имеют широкое и разнообразное применение: в радиосвязи и радиовещании, телевидении, звуковом кино, устройствах записи и воспроизведения звука, дальней проводной связи, измерительной аппаратуре, а также в телемеханике, автоматике, электронно-вычислительных машинах, аппаратуре исследования космического пространства и т.д.

1.4. Принципы работы усилителя

Качественные показатели усилителя во многом определяются режимом его работы. Под режимом работы понимается совокупность токов и напряжений в схеме, определяющих положение «точки покоя», т.е. состояние схемы до подачи на ее вход управляющего (входного) колебания.

При работе с сильными сигналами (обычно это при $U_{вх} > 10\text{мВ}$) выбирают ту область статических характеристик транзистора, которая обеспечивает получение заданной максимальной амплитуды тока, напряжения или мощности при допустимой величине нелинейных искажений и, по возможности, небольшом расходе энергии источника питания. Этим требованиям и должен подчиняться выбор режима работы. Выбор несколько различается в зависимости от того, какой эффект на выходе усилителя желательно получить, и в зависимости от типа усиливаемых сигналов.

Если необходимо обеспечить заданную амплитуду выходного тока I_m в низкоомной нагрузке, то режим выбирают следующим образом. Тип используемого транзистора выбирается с таким расчетом, чтобы его максимально допустимая величина коллекторного тока

удовлетворяла условию $i_k t \geq 2I_m$ при симметричных биполярных сигналах и $i_k t > I_m$ при однополярных сигналах.

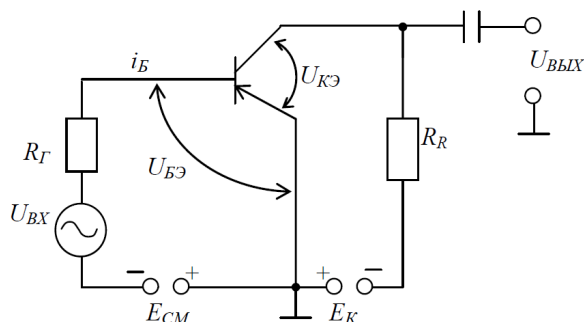


Рис. 1

В данной работе выбран транзистор МП41А.

1.5. Усилитель с общим эмиттером

В усилительных устройствах наиболее часто транзистор используется в схеме с общим эмиттером (ОЭ). В этой схеме (Рис.1) входным током является ток базы. Постоянная составляющая тока базы задается величиной напряжения смещения E_B , переменная составляющая создается источником сигнала U_{BX} с внутренним сопротивлением R_G . Выходным током называют ток коллектора. В его составе содержатся постоянная составляющая, определяемая начальным током базы и напряжением источника питания E_K , и переменная составляющая, пропорциональная управляющему напряжению U_{BX} . В реальной схемотехнике используются схемы усилителей, отличающиеся от схемы рис.1 по ряду признаков. Рассмотрим простейшую из них (Рис.2):

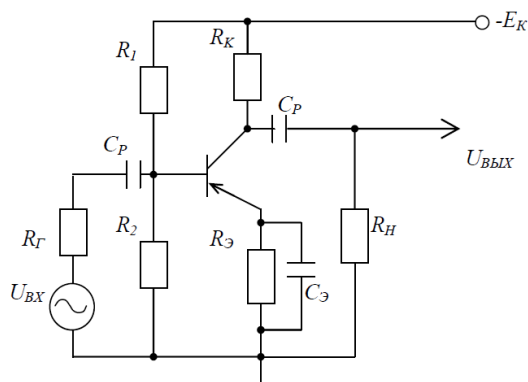


Рис. 2

Во-первых, в этой схеме отсутствует источник смещения E_{CM} . Необходимое напряжение смещений создается за счет делителя напряжения R_1 и R_2 , который, с учетом напряжения на резисторе $R_Э$, обеспечивает требуемое по величине и знаку постоянное напряжение на переходе база – эмиттер, и, следовательно, требуемое значение постоянной составляющей тока базы.

Во-вторых, в схему включены разделительные конденсаторы C_p , предназначенные для устранения влияния источника сигнала и внешней нагрузки R_H на режим работы каскада. Конденсатор C_p на входе совместно с входным сопротивлением каскада образует частотно – зависимый делитель, который уменьшает общий коэффициент усиления усилителя на нижних частотах. Аналогично учитывается влияние делителя C_p и R_H .

В-третьих, в схему включена цепочка $R_Э C_Э$, предназначенная для температурной стабилизации режима усилителя. Дело в том, что с повышением температуры окружающей среды в транзисторах наблюдается тепловой сдвиг вольт – амперных характеристик и, как следствие, изменение режима усилителя. Для снижения отрицательных последствий теплового сдвига в транзисторных усилителях реализуется термостабилизация режима. В ее основу положен механизм отрицательной обратной связи.

Термостабилизирующую роль $R_Э$, как элемента отрицательной связи можно описать на качественном уровне следующим образом. Пусть при начальной температуре среды ток базы равен i_{B0} , напряжение смещения U_{B0} , постоянная составляющая тока коллектора i_{K0} . С ростом температуры происходит тепловой сдвиг характеристик, в результате чего коллекторный ток получит приращение Δi_{Kn} . Это вызовет приращение напряжения на $R_Э$, равное $\Delta i_{Kn} R_Э$. На эту же величину изменится смещение $U_{B0} - \Delta i_{Kn} R_Э$, что приведет к уменьшению тока базы и к соответствующему уменьшению тока коллектора. Рабочая точка будет смещена к исходному положению, т.е. стабилизирована. Если емкость $C_Э$ отсутствует, то отрицательная обратная связь через $R_Э$ приведет к снижению усиления каскада. Чтобы избежать этого, сопротивление $R_Э$ шунтируют большой емкостью $C_Э$, что сохраняет отрицательную обратную связь только по постоянному току.

Рассмотрим работу усилителя. На рис.3 приведены осциллограммы действующих в усилителе токов и напряжений, иллюстрирующие процессы, происходящие в схеме. На рис.3а представлено, взятое из справочника по транзисторам, семейство выходных статических характеристик. На этом же рисунке изображена нагрузочная прямая, исходящая из точки (0,-10) под углом α ; $tg\alpha = \frac{1}{R_K}$. Входная динамическая характеристика транзистора (рис.3б) практически совпадает со статической входной характеристикой, снятой при $U_{KЭ} = -5В$. Это объясняется слабым влиянием коллекторного напряжения на ток базы.

Напряжение на базе $U_{BЭ} = -0.225В$ и ток базы $I_{BП} = 0.2мА$ определяют режим транзистора по постоянному току (“точка покоя” на нагрузочной прямой: $I_{Kn} = 0.2мА$, $U_{KЭн} =$

Изменение входного напряжения (под действием сигнала) вызывает изменение тока базы. При изменении тока базы изменяется ток коллектора и в коллекторной цепи выделяется усиленный сигнал, который через разделительный конденсатор C_P поступает на выход усилителя. Для данной схемы

и по мощности $K_P = K_i K_U = 6.5 \cdot 71.5 = 4650$

Таким образом, мощность, выделяемая на сопротивлении нагрузки R_K переменной составляющей коллекторного тока, значительно больше мощности входного сигнала, затрачиваемой во входной цепи усилителя.

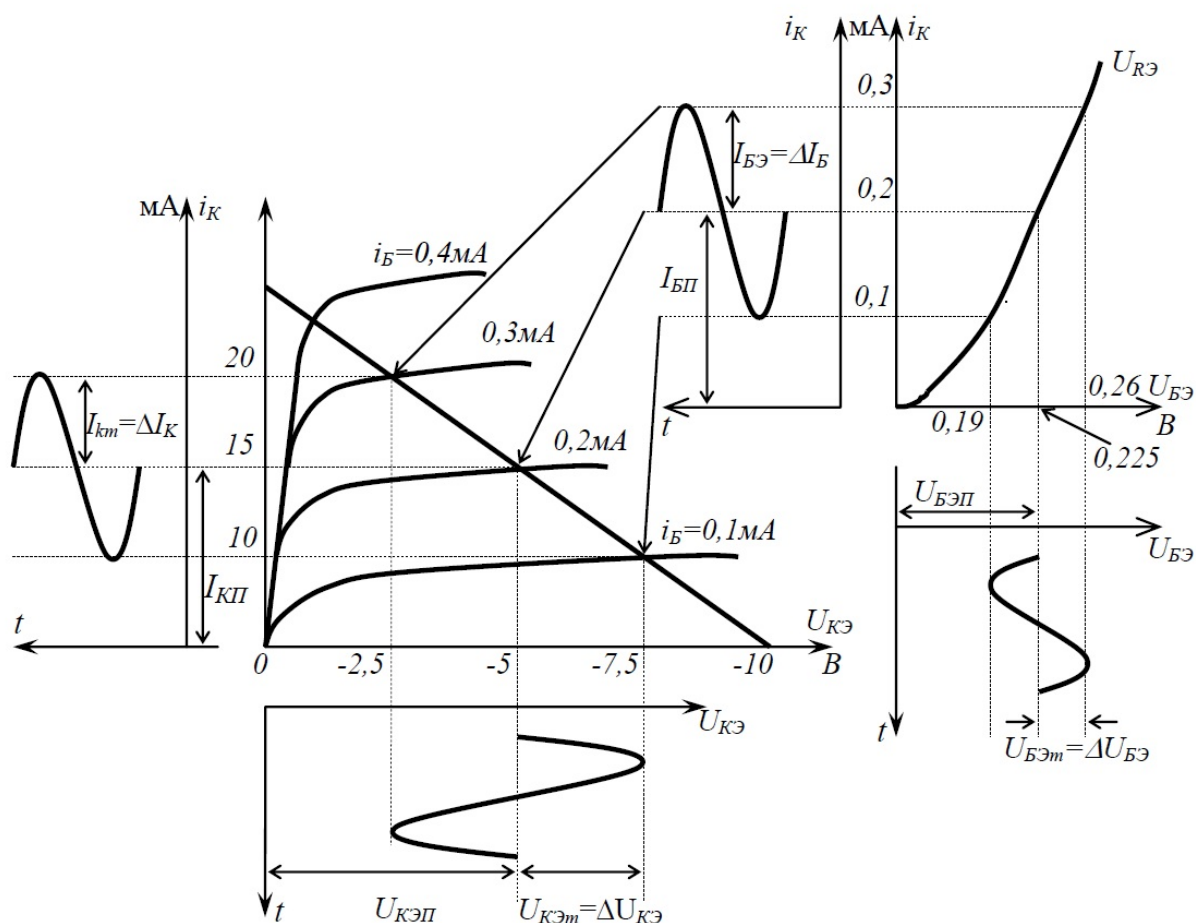


Рис. 3

С практической точки зрения важно исследовать частотные свойства усилителя, кото-

рые исчерпывающим образом описываются комплексным коэффициентом передачи $K(j\omega)$. При вычислении $K(j\omega)$ усилителя приходится считаться со следующим обстоятельством. Схемы рис.2 и 4 являются принципиальными схемами. Такие схемы, содержащие активные элементы (диоды, транзисторы и др.) удобны при описании принципа действия каскадов, однако к ним не приемлемы известные математические методы описания электрических цепей. По этой причине широко используются схемы замещения или эквивалентные схемы.

1.6. Частотные свойства каскада с общим эмиттером

Электронный усилитель в своем составе имеет

1)усилительный прибор (транзистор в рассматриваемом случае) 2)соответствующую рабочему диапазону частот нагрузку в его выходной цепи.

Режим работы усилительного прибора по постоянному току обеспечивается двумя источниками напряжения. Один питает коллекторную цепь транзистора, второй создает напряжение смещения $U_{см}$ на базе. Чаще всего используется один источник напряжения питания E . В таких случаях $U_{см}$ получают, применяя делитель напряжения на сопротивлениях. Именно такая усилительная секция представлена на рис. 1а. В ней коллекторной нагрузкой транзистора является резистор R_k , потенциал базы задается делителем напряжения $R_1 - R_2$, а резистор $R_э$ в цепи эмиттера служит для температурной стабилизации параметров транзистора Т. Емкости C_1 и C_2 являются разделительными и предназначены для того, чтобы источник сигнала и внешняя нагрузка (импеданс внешней нагрузки равен Z) не влияли на режим транзистора по постоянному току. Но эти емкости не должны влиять и на прохождение сигнала в полосе пропускания усилителя. Поэтому их величины выбираются такими, чтобы во всей полосе пропускания усилителя импедансы емкостей C_1 и C_2 были незначительны и выполнялись неравенства

$$\frac{1}{\omega C_1} \ll R_{ВХ}, \frac{1}{\omega C_2} \ll |Z_{ВХ}|. \quad (1)$$

В $R_{ВХ}$ представляет входное сопротивление каскада. Оно образовано параллельно включенными резисторами R_1 и R_2 и входным сопротивлением транзистора $R_{ВХ.тр}$:

$$R_{ВХ} = (R_1 || R_2 || R_{ВХ.тр}).$$

Среди трех названных составляющих $R_{ВХ}$ наименьшую величину имеет входное сопротивление транзистора, которое равно объемному сопротивлению базы $r_б \approx 300 \text{ Ом}$. При столь малом входном сопротивлении ($R_{ВХ} < r_б$), емкость C_1 должна быть достаточно большой, чтобы не было ее влияния на частотные свойства усилителя, особенно в области

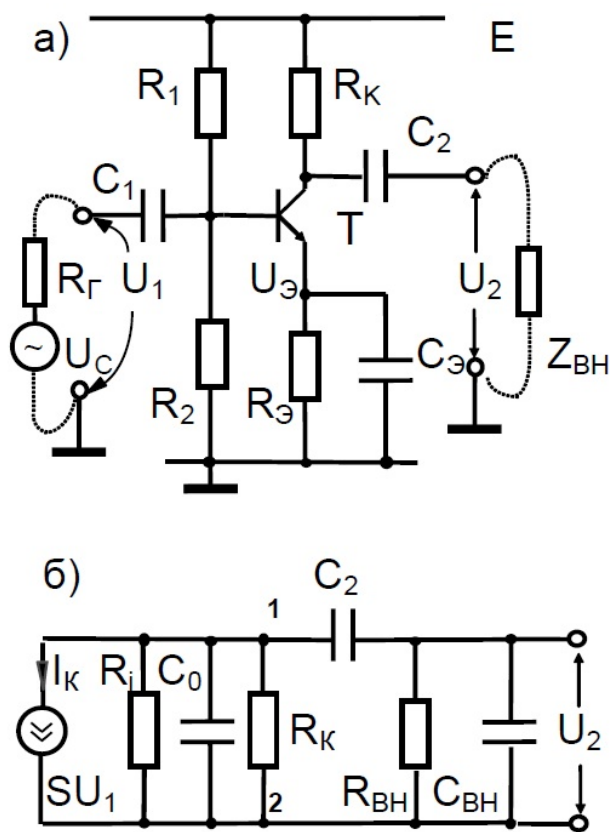


Рис. 4

низких частот. Достаточно большой выбирается и емкость C_3 , поскольку она обеспечивает “заземление” общего электрода - эмиттера по переменному току:

$$\frac{1}{\omega C_3} \ll R_3. \quad (2)$$

Назначение емкости C_3 состоит в том, что она снимает отрицательную обратную связь по переменному току через сопротивление R_3 . Такая связь возникает при отсутствии C_3 .

Найдем коэффициент передачи и его зависимость от частоты - амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) - изображенного на рис.4а усилительного каскада. Для этого составим эквивалентную схему каскада по переменному току. Такая схема - это модель усилителя, которая включает лишь существенные для процесса усиления компоненты. Конкретный вид эквивалентной схемы зависит от многих факторов. Среди них, в частности, уровень входного сигнала, питающие транзистор постоянные токи и напряжения, рабочий диапазон частот и требуемая выходная мощность. Рассматриваемый нами усилитель (рис.4а) является усилителем напряжения. В этом случае применимо малосигнальное приближение, при котором допускается, что вызываемые входным сигналом приращения

токов и напряжений не изменяют дифференциальных параметров транзистора - коэффициента усиления тока базы β , входного сопротивления $R_{ВХ.ТР}$ и внутреннего сопротивления R_i (сопротивления между коллектором и эмиттером). Их можно считать постоянными и не зависящими от входного сигнала. В таком случае транзистор работает как управляемый ток базы источник тока с внутренним сопротивлением R_i :

$$\Delta i_k = \beta \cdot \Delta i_\delta.$$

Здесь i_k и i_δ - соответственно приращения токов коллектора и базы транзистора. Элементы цепей питания в явном виде в эквивалентную схему могут не войти. Это зависит от того, являются ли эти элементы значимыми для переменных, обусловленных входным сигналом токов или нет. К таким элементам относятся резисторы R_1 , R_2 и $R_Э$. Как уже отмечалось, резисторы R_1 и R_2 задают напряжение смещения на базу транзистора, а $R_Э$ обеспечивает температурную стабилизацию его параметров за счет отрицательной обратной связи по постоянному току. Цепи питания определяют конкретные, ими задаваемые значения дифференциальных параметров транзистора β , $R_{ВХ.ТР}$ и R_i .

Если ко входу усилительной секции подключен источник напряжения U_C , у которого внутреннее сопротивление (сопротивление генератора R_Γ) много меньше входного сопротивления $R_{ВХ}$, допустимо представление транзистора источником тока, управляемым напряжением. В этом случае

$$\Delta i_k = S \cdot \Delta u_{бэ},$$

$u_{бэ}$ - приращение разности потенциалов между базой и эмиттером, а $S = \beta/R_{ВХ} \approx \beta/r_\delta$ - крутизна транзистора. Если сигнал на входе синусоидален, то все напряжения u и токи i можно представить комплексными амплитудами $U = |U| \cdot \exp(j\varphi_u)$ и $I = |I| \cdot \exp(j\varphi_i)$, где $|U|$ и $|I|$ - амплитуды, а φ_u и φ_i - фазы соответствующих напряжений и токов. Переменная составляющая управляющего напряжения (напряжения на базе $U_{БЭ}$) отличается от напряжения сигнала U_C . Однако при $R_\Gamma \ll R_{ВХ}$, $\frac{1}{\omega C_1} \ll R_{ВХ}$ и $\frac{1}{\omega C_Э} \ll R_Э$ $U_B \approx U_1 \approx U_C$ то есть переменная составляющая управляющего напряжения равна входному сигналу, который, в свою очередь, равен напряжению источника сигнала.

В общем случае эквивалентная схема усилителя содержит входную (базовую) и выходную (коллекторную) цепи, а также элементы их взаимосвязи. Связь между входной и выходной цепями, называемая обратной, возникает из-за емкости коллектор-база $C_{КБ}$ и из-за конечной величины сопротивления r_δ эмиттерного перехода транзистора. Первая является обратной связью по напряжению, вторая - по току. Обратная связь через $C_{КБ}$ не существенна в области низких частот, то есть в той частотной области, на которую рас-

считан рассматриваемый усилитель. Обратную связь через $r_{\text{э}}$ можно не учитывать, если величина импеданса в цепи эмиттера $|Z_{\text{э}}| = |(R_{\text{э}}||C_{\text{э}})| \ll r_{\text{э}}$. При выполнении перечисленных выше условий входную и выходную цепи усилительной секции можно рассматривать независимо. Будем полагать также, что во входной цепи выполнены условия согласования по напряжению с источником сигнала, то есть $R_{\text{Г}} \ll R_{\text{ВХ}}$, а разделительная емкость C_1 такова, что ее импеданс $\frac{1}{\omega C_1} \ll R_{\text{ВХ}}$. В таком случае управляющее напряжение $U_{\text{Б}}$ равно входному U_1 .

Эквивалентная схема выходной цепи усилителя приведена на рис. 4б. В ней транзистор Т представлен источником тока $S \cdot U_1$ с внутренним сопротивлением R_i и выходной емкостью C_0 . Последняя в значительной степени зависит от барьерной емкости коллекторного перехода транзистора. В эквивалентную схему вошли также выходная разделительная емкость C_2 , коллекторная нагрузка транзистора R_K и элементы, характеризующие внешнюю нагрузку усилителя $Z_{\text{ВН}}$. Будем полагать, что внешняя нагрузка имеет емкостной характер и состоит из активного сопротивления $R_{\text{ВН}}$ и емкости $C_{\text{ВН}}$ ($Z_{\text{ВН}} = (R_{\text{ВН}}||C_{\text{ВН}})$). Для начала положим $C_{\text{ВН}} = 0$. Тогда коэффициент передачи усилителя

$$K(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{12}}{U_1} \cdot \frac{U_2}{U_{12}}$$

где U_{12} - разность потенциалов между точками 1 и 2 в схеме на рис.1б. Выражая U_2 и U_{12} через действующие в схеме токи получим

$$K(j\omega) = - \frac{SU_1}{\left\{ \frac{1}{R_i} + j\omega C_0 + \frac{1}{R_K} + (R_{\text{ВН}} + \frac{1}{j\omega C_2})^{-1} \right\} U_1} \cdot \frac{U_{12} R_{\text{ВН}}}{(R_{\text{ВН}} + \frac{1}{j\omega C_2}) U_{12}}$$

Обозначим через $R_{\Sigma} = (R_i||R_K||R_{\text{ВН}})$ результирующее сопротивление параллельно включенных резисторов R_i , R_K и $R_{\text{ВН}}$. Среди них R_i имеет наибольшую величину (\sim нескольких сотен кОм) и поэтому $R_{\Sigma} \approx (R_K||R_{\text{ВН}})$. Введем также постоянные времени $\tau_1 = C_2 R_{\text{ВН}}$ и $\tau_2 = C_0 R_{\Sigma}$ и коэффициент $\gamma = (R_K||R_i) \geq 1$. Кроме того, учтем то, что в реальных усилителях обычно $C_0 \ll C_1, C_2$. В итоге получим для коэффициента передачи выражение

$$K(j\omega) \approx \frac{-SR_{\Sigma}}{1 - j(\frac{1}{\gamma\omega\tau_1} - \omega\tau_2)} = |K(j\omega)| \cdot \exp(j\varphi(\omega)) \quad (3)$$

По смыслу τ_1 - это постоянная времени цепи, образованной разделительным конденсатором C_2 и сопротивлением внешней нагрузки, а τ_2 - постоянная времени цепи, состоящей из выходной емкости транзистора C_0 и включенных параллельно ей резисторов R_i , R_K и $R_{\text{ВН}}$.

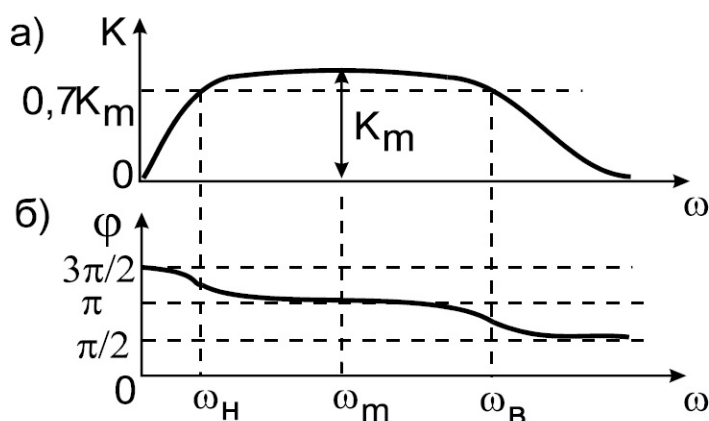


Рис. 5

Полученный из (3) графический вид амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) характеристик, качественно изображен на рис.5. На рис.5а представлена зависимость модуля коэффициента передачи $K(\omega) = |K(j\omega)|$, а на рис. 5б - зависимость аргумента $\varphi(\omega)$ от частоты. Можно выделить три характерные частотные области этих характеристик:

1)средняя область между нижней ω_H и верхней ω_B частотами, где коэффициент передачи почти постоянен. Разность между ω_B и ω_H определяет полосу пропускания усилителя $\Pi = \omega_B - \omega_H$. Значения ω_H и верхней ω_B вычисляются по задаваемому уменьшению модуля коэффициента передачи по отношению к его максимальному значению $K_m = K(\omega_m)$, достигаемому при $\omega = \omega_m = 1/\gamma\tau_1\tau_2$. Для коэффициента передачи по напряжению принято вычислять граничные частоты полосы пропускания по уровню $1/2 \approx 0.7$ от максимального значения K_m . В пределах полосы пропускания $K(\omega) \approx K_m \approx SR_\Sigma$. Выходная емкость транзистора C_0 и разделительная емкость C_2 здесь не оказывают существенного влияния;

2)область низких частот ($0 < \omega < \omega_H$), где $K(\omega)$ уменьшается по мере приближения к нулевой частоте. Причина этого уменьшения обусловлена разделительной емкостью C_2 , импеданс которой увеличивается при $\omega \rightarrow 0$. Заметим, что в этой области существенным может оказаться и влияние емкости в цепи эмиттера C_Σ . Если ее импеданс $1/C_\Sigma$ окажется сравнимым с величиной R_Σ , то возникает отрицательная обратная связь по току, ведущая к уменьшению коэффициента передачи. Поэтому C_Σ должна быть достаточно большой, чтобы условие отсутствия обратной связи через эмиттерную цепь выполнялось во всей области усиливаемых частот. Для очень низких значений ω_H технически это требование трудно выполнить, поскольку величина R_Σ , как правило, не велика (порядка 100 Ом);

3)область верхних частот ($\omega > \omega_B$). Здесь $K(\omega)$ уменьшается с ростом ω из-за уменьшения импеданса емкости C_0 , которая включена параллельно результирующей нагрузке R_Σ

по переменному току.

Нужно сказать, что при $C_0 \ll C_2$ $\tau_2 \ll \tau_1$ и емкости C_0 и C_2 оказывают воздействие на достаточно разнесенные по частоте области АЧХ с $\omega < \omega_H$ и $\omega > \omega_B$. Между ними находится достаточно протяженная полоса пропускания с почти постоянным коэффициентом усиления. Таким образом, в соответствии с принятой моделью m не зависит ни от C_0 , ни от C_2 , а определяется только результирующей активной нагрузкой R_Σ .

Фазовая характеристика усилителя $\varphi(\omega)$ (рис. 5б) связана с его АЧХ. Можно заметить, что там, где $(\omega) \approx const$, ФЧХ линейна. Там же, где АЧХ изменяется, ФЧХ становится нелинейной. В полосе пропускания $\varphi(\omega) \approx \pi$. Это значит, что при $\omega \approx \omega_m$ фаза выходного сигнала по знаку противоположна фазе входного. Для сигнала с шириной спектра, не выходящей за пределы полосы пропускания П, усилительный каскад с общим эмиттером является фазоинвертирующим.

Если внешняя нагрузка усилителя помимо резистора R_{BH} имеет еще и емкость C_{BH} , то верхняя граничная частота полосы пропускания ω_B понизится. Для достаточно малых $C_{BH} \ll C_2$ изменение ω_B находится достаточно просто: в эквивалентной схеме по переменному току (рис.4б) параллельно емкости C_0 нужно подключить C_{BH} , а во входящей в выражение (3) постоянной времени τ_2 вместо емкости C_0 взять суммарную емкость параллельно включенных C_0 и C_{BH} (взять $\tau_2 = R_\Sigma(C_0 || C_{BH})$).

Рассмотрим, наконец, входную (базовую) цепь усилителя. Она состоит из разделительной емкости C_1 , параллельно включенных по переменному току резисторов R_1 и R_2 , к которым подключено также входное сопротивление транзистора $R_{вх.тр}$. По своему виду эта цепь аналогична выходной разделительной RC-цепи, состоящей из выходной разделительной емкости C_2 и внешней нагрузки R_{BH} . Разница в том, что вместо емкости C_2 на входе стоит емкость C_1 , а вместо сопротивления R_{BH} - входное сопротивление усилителя $R_{BH} = (R_1 || R_2 || R_{BH})$. На низких частотах входная разделительная RC- цепь может вызывать дополнительное уменьшение сигнала на базе транзистора и, следовательно, нежелательное повышение нижней граничной частоты ω_H , что сузит полосу пропускания П усилительного каскада.

1.7. Каскад по схеме с общим коллектором эмиттерный повторитель

Как видно из (3), величина коэффициента усиления каскада с общим эмиттером зависит не только от входящих в него элементов, но и от параметров подключаемой к выходу каскада нагрузки. Чтобы избежать такого влияния приходится между усилительной секцией и ее нагрузкой включать согласующие цепи, в том числе и активные. Вариантом

активной согласующей цепи является каскад с транзистором, включенным по схеме с общим коллектором - эмиттерный повторитель (рис.6а). Как и в рассмотренной выше схеме с общим эмиттером, постоянный потенциал базы транзистора задается делителем напряжения на резисторах R_1 и R_2 . Потенциал коллектора неизменен и равен напряжению источника питания E . В отличие от схемы с общим эмиттером в эмиттерной цепи отсутствует емкость $C_Э$, Поэтому отрицательная обратная связь по току через $R_Э$ существенна не только для постоянной составляющей тока эмиттера, но и для его переменной составляющей. Сигнал на транзистор подается через разделительную емкость C_1 , а снимается с нагрузки $R_Э$ в цепи эмиттера. При этом управляющее напряжение $U_{упр}$ образуется как разность между напряжением на базе $U_Б$ и выходным напряжением транзистора (напряжением на эмиттере) $U_Э$:

$$U_{упр} = U_{БЭ} = U_Б - U_Э \quad (4)$$