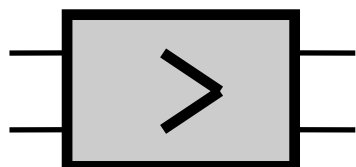


С.А.САВЧЕНКО



**РАСЧЕТ
УСИЛИТЕЛЕЙ
НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ**

ЧЕЛЯБИНСК

С.А.САВЧЕНКО

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

УЧЕБНОЕ
ПОСОБИЕ

ЧЕЛЯБИНСК
1997

УДК 621.375.4. (076)

Рецензент: канд. тех. наук Н.Е. Лях.

Савченко С.А.

Расчет усилителей низкой частоты: Учебное пособие / ЧГАУ. - Челябинск, 1997. - 74с.

ISBN 5-88156-102-3

Кратко изложена теория работы транзисторных усилительных каскадов, дана методика расчета многокаскадных усилителей различного назначения. Приведены необходимые справочные материалы для выбора элементов схемы усилителя.

Для студентов, обучающихся по специальности 31.14.10 “Электрификация и автоматизация сельского хозяйства”.

ISBN 5-88156-102-3

© Челябинский государственный
агроинженерный университет.

1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

1.1. Общие положения

Электрические усилители низкой частоты (УНЧ) предназначены для создания в нагрузке сигналов звукового диапазона частот с требуемыми параметрами P_n , $U_{\text{вых.А}}$, $I_{\text{вых.А}}$. Для решения этой задачи стремятся с наибольшей эффективностью использовать весь диапазон допустимых напряжений и токов входных и выходных характеристик транзисторов. Электрический режим работы транзисторов задают таким, чтобы достичь требуемого коэффициента усиления, обеспечив при этом минимальный уровень нелинейных и частотных искажений сигнала, а также наибольший коэффициент полезного действия усилителя.

При расчетах многокаскадных усилителей в первую очередь рассчитывают оконечный каскад, обеспечивающий требуемые параметры сигнала в заданной нагрузке. Его входные параметры $R_{\text{вх.к}}$, $U_{\text{вх.к}}$, $I_{\text{вх.к}}$ служат исходными данными для расчета предыдущего каскада. Покаскадный расчет усилителя выполняется в такой последовательности: выбирается тип транзистора и его статический режим работы, рассчитываются динамический режим работы и коэффициент нелинейных искажений. Далее ведется расчет элементов схемы, обеспечивающих термостабилизацию режима покоя, элементов межкаскадных связей, элементов фильтра.

Следует учитывать, что характеристики и параметры транзисторов сильно зависят от температуры и, кроме того, имеют значительный разброс по технологическим причинам. Поэтому высокая точность расчетов не требуется: все ответственные элементы подбираются при настройке схемы.

Основные параметры реальных усилителей, нормируемые ГОСТом, приведены в прилож. 6.

1.2. Усилительный каскад с общим эмиттером (ОЭ)

Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ, является одним из наиболее распространенных асимметричных усилителей. Принципиальная схема такого каскада, выполненная на дискретных элементах, изображена на рис. 1.

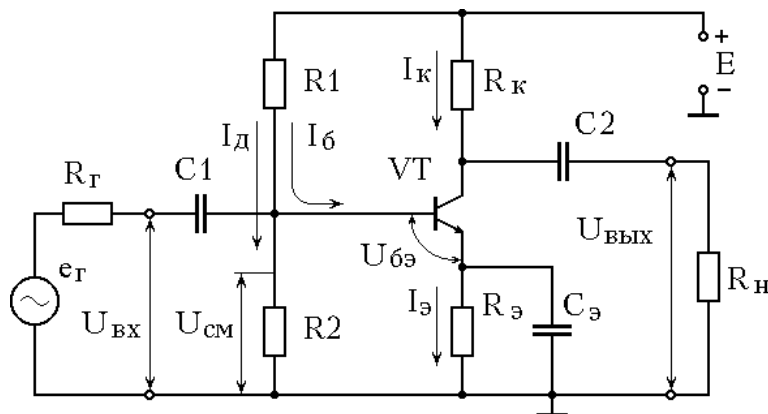


Рис. 1.

В этой схеме резистор R_k , включенный в главную цепь транзистора, служит для ограничения коллекторного тока, а также для обеспечения необходимого коэффициента усиления. При помощи делителя напряжения R_1R_2 задается начальное напряжение смещения на базе транзистора VT, необходимое для режима усиления класса А. Цепь $R_эC_э$ выполняет функцию эмиттерной термостабилизации точки покоя; конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными для постоянной и переменной составляющих тока.

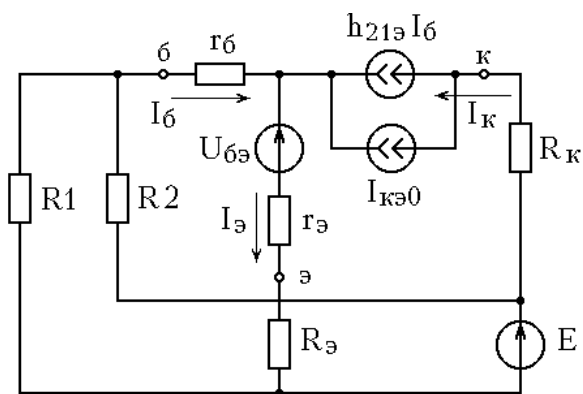


Рис. 2.

Анализ работы каскада на постоянном токе производят с помощью эквивалентной схемы (рис. 2.), в которой транзистор заменен Т-образной схемой замещения. В этой эквивалентной схеме все физические процессы, происходящие в транзисторе,

учитываются при помощи малосигнальных Н-параметров транзистора, которые приведены ниже.

$$r_б = h_{11э} - r_э(h_{21э} + 1) \quad \text{- омическое сопротивление базовой области (достигает } 100...200 \text{ Ом);}$$

$$I_{кэ0} = I_{кб0} / (1 - h_{21б}) \quad \text{- обратный сквозной ток транзистора;}$$

$$U_{бэ} \quad \text{- контактная разность потенциалов эмиттерного перехода;}$$

$$\begin{aligned}
h_{21э} I_{6п} & \quad - \text{“генератор тока”, характеризующий усилительные свойства транзистора;} \\
r_э = \frac{h_{21э}}{h_{22э}} \approx \varphi_T / I_э & \quad - \text{дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода;} \\
r_к^* = \frac{\Gamma_к}{h_{21э} + 1}; r_к = \frac{1}{h_{22э}} & \quad - \text{дифференциальное сопротивление коллекторного перехода для схемы ОЭ и ОБ соответственно.}
\end{aligned}$$

Методика расчета Н-параметров по статическим ВАХ транзистора изложена в прилож. 1.

1.2.1. Электрические режимы работы каскада

Статический режим работы каскада характеризуется постоянным падением напряжения на всех элементах схемы, измеряемых при отсутствии входного сигнала. В статическом режиме через транзистор протекают токи покоя ($I_{кп}$, $I_{6п}$), соответствующие рабочей точке на выходных ВАХ транзистора, которые задаются соответствующим выбором параметров внешних линейных элементов (R_1 , R_2 , $R_к$, $R_э$). Статический режим работы транзистора описывается статической линией нагрузки, которая представляет собой геометрическое место точек, координаты которых ($U_{кэ}$ и $I_к$) соответствуют возможным значениям точки покоя каскада. Аналитически статическая линия нагрузки описывается уравнением

$$E = U_{кэ} + I_к(R_к + R_э). \quad (1)$$

Точку покоя в режиме А выбирают посередине участка статической линии нагрузки, пересекающей линейные участки выходных ВАХ транзистора. Для исключения возможных искажений формы усиливаемого сигнала параметры режима покоя должны удовлетворять следующим условиям

$$\begin{aligned}
U_{кп} & > U_{\text{Вых.А}} + U_{\text{к.ост}} \\
I_{кп} & > I_{\text{к.А}} + I_{кэ0}
\end{aligned}, \quad (2)$$

где $U_{кэп}$, $I_{кп}$ - напряжение коллектор-эмиттер и ток коллектора в режиме покоя;
 $U_{\text{Вых.А}}$, $I_{\text{к.А}}$ - амплитуда напряжения и тока в нагрузке;
 $U_{\text{к.ост}}$ - напряжение коллектор-эмиттер, соответствующее области начальных участков выходных ВАХ транзистора;
 $I_{кэ0}$ - начальный сквозной ток при максимальной температуре.

Для питания усилителей используются источники напряжения с малым внутренним сопротивлением, поэтому можно считать, что по отношению к входному сигналу резисторы R_1 и R_2 включены параллельно и их можно заменить одним эквивалентным $R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. Расчет оптимальных параметров режима покоя осуществляют методом последовательного приближения.

Важным критерием для выбора номиналов резисторов $R_э$, R_1 и R_2 является обеспечение температурной стабильности статического режима работы транзистора. Значительная зависимость параметров транзистора от температуры приводит к неуправляемому изменению коллекторного тока ΔI_k , вследствие чего могут возникнуть нелинейные искажения усиливаемых сигналов.

Нестабильность коллекторного тока в общем случае зависит от нестабильности обратного (теплового) тока коллекторного перехода $\Delta I_{к60}$, напряжения между базой и эмиттером $\Delta U_{бэ}$ и коэффициента передачи тока $\Delta h_{21э}$. Эта зависимость описывается уравнением

$$\Delta I_k = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э} \gamma_B} \left[\frac{\Delta I_{к60} (h_{21э} + 1)}{h_{21э}} - \frac{\Delta U_{бэ}}{R_э + R_B} + (I_{бп} + I_{к60}) \frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э}} \right]. \quad (3)$$

Величина, вынесенная за квадратные скобки, получила название коэффициент нестабильности S

$$S = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э} \gamma_B}, \quad (4)$$

где $\gamma_B = R_э / (R_э + R_B)$ - коэффициент, показывающий какая часть коллекторного тока ответвляется в цепь базы.

Все источники нестабильности в уравнении (3) зависят от температуры сложным образом. У германиевых транзисторов наибольшее влияние оказывает нестабильность теплового тока, а у кремниевых - нестабильность коэффициента передачи тока. Поэтому расчет по уравнению (3) дает очень приблизительные результаты.

Как видно из выражения (4) величина S в общем случае не зависит от температуры и режима работы транзистора, а определяется соотношением между сопротивлениями режимных резисторов $R_э$ и R_B . Очевидно, **что чем меньше коэффициент нестабильности, тем лучше**, так как при этом ток коллектора изменяется в меньших пределах. При изменении γ_B от 1 ($R_э \gg R_B$) до 0 ($R_B \gg R_э$) коэффициент нестабильности изменяется в пределах

$$S_{\min} = h_{21э} / (1 + h_{21э}) = h_{21Б}; \quad S_{\max} = h_{21э}.$$

Следовательно, для достижения наилучшей температурной стабилизации режима надо увеличивать сопротивление $R_э$. Однако это приводит к необходимости повышать напряжение питания E и увеличивает потребляемую от него мощность. При уменьшении сопротивлений резисторов R_1 и R_2 также возрастает потребляемая мощность, снижающая экономичность схемы и уменьшается входное сопротивление усилительного каскада.

В практических расчетах значение коэффициента неустойчивости S выбирают в зависимости от материала, из которого изготовлены транзисторы, а также в зависимости от температуры окружающей среды, при которой будет работать проектируемый усилитель. Так для германиевых транзисторов принимают $S = (2...5)$, а для кремниевых - $S = (4...10)$. В этом случае, полагая $h_{21э} \gg S$, из выражения (4) можно получить простое соотношение

$$R_Б / R_э = S - 1 . \quad (5)$$

Сопротивление резистора $R_э$ определяют из эмпирического условия

$$U_{эп} = I_{эп} R_э = (0,1...0,3) E . \quad (6)$$

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 , составляющих $R_Б$, находят из следующих рассуждений. Для создания требуемого тока $I_{бп}$ в режиме покоя на базу транзистора надо подать напряжение смещения $U_{см} = U_{бэп} + U_{эп}$ (См. Рис 1.). С другой стороны $U_{см}$ есть падение напряжения на резисторе R_2 от тока делителя $I_д = E / (R_1 + R_2)$, тогда

$$U_{бэп} + U_{эп} = E R_2 / (R_1 + R_2) . \quad (7)$$

Решая совместно уравнения (5) и (7) находят сопротивления резисторов R_1 и R_2 .

Динамический режим работы каскада характеризуется изменениями токов и напряжений в цепях схемы при подаче сигнала на вход усилителя. В этом режиме для анализа работы каскада используют малосигнальную эквивалентную схему для области средних частот (рис. 3). При этом пренебрегают влиянием реактивных элементов схемы (емкости разделительных и эмиттерного конденсаторов, а также емкость коллекторного перехода).

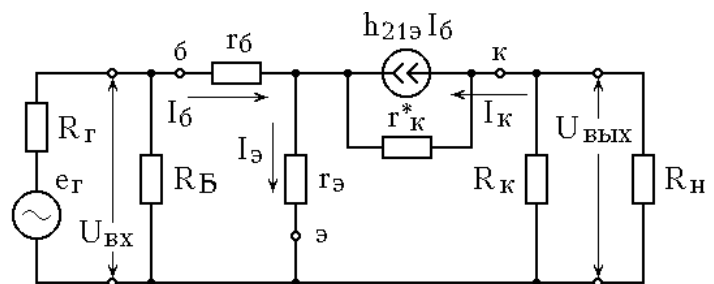


Рис. 3.

Все возможные значения токов и напряжений транзистора находятся на пересечении его статических ВАХ с динамической линией нагрузки (ЛН~). Поскольку сопротивление нагрузки транзистора по переменному току $R_{к\sim} = R_{к} \parallel R_{н}$ меньше, чем сопротивление по постоянному току ($R_{к} + R_{э}$), то ЛН~ проходит круче, однако она обязательно должна проходить через точку покоя (рис. 4). При этом угол наклона ЛН~ к оси абсцисс определяется формулой

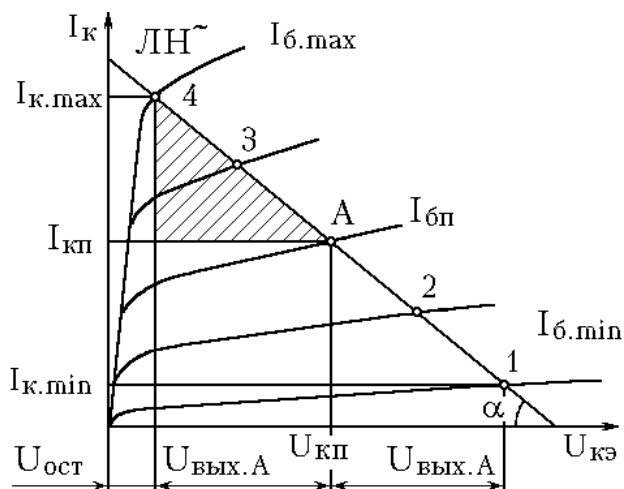


Рис. 4.

где $R_{к\sim}$ — эквивалентное сопротивление коллекторной цепи транзистора для переменного тока.

$$\alpha = \arctg(1/R_{к\sim}) , \quad (8)$$

Однако формулой (8) можно пользоваться, если масштабы токов и напряжений одинаковы. Если же это условие не выполняется, то необходимо вводить уравнивающий коэффициент

$$K_m = m_U / m_I ,$$

где m_U — масштаб напряжений (В/дел);
 m_I — масштаб токов (мА/дел).

Из геометрических построений можно определить

$$R_{к\sim} = U_{кэ}^* / I_{к}^* = m_U l_U / m_I l_I ,$$

где $U_{кэ}^*$ и $I_{к}^*$ — физические координаты произвольной точки на ЛН~, l_U и l_I — геометрические координаты этой же точки.

или с учетом K_m

$$R_{к\sim} = K_m (l_U / l_I) ,$$

тогда

$$K_m / R_{к\sim} = l_I / l_U = \tg \alpha ,$$

откуда

$$\alpha = \arctg(K_m / R_{к\sim}) . \quad (9)$$

Примечание: величину $R_{к\sim}$ следует подставлять в Омах.

При помощи динамической линии нагрузки можно определить амплитудные значения токов и напряжений транзистора. Для этого

на графике выполняют следующие построения:

- на оси абсцисс откладывают амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых.А}}$ симметрично относительно $U_{\text{кп}}$;
- из полученных точек восстанавливают перпендикуляры до пересечения с ЛН~, а затем определяют значения токов $I_{\text{к.макс}}$, $I_{\text{к.мин}}$ в точках 4 и 1 и соответствующие им значения тока базы $I_{\text{б.макс}}$, $I_{\text{б.мин}}$ (при необходимости через точки 1 и 4 проводят дополнительные характеристики), тогда амплитуды токов вычисляют по формулам:

$$I_{\text{к.А}} = (I_{\text{к.макс}} - I_{\text{к.мин}}) / 2 ; \quad (10)$$

$$I_{\text{б.А}} = (I_{\text{б.макс}} - I_{\text{б.мин}}) / 2 ;$$

- переносят значения $I_{\text{б.макс}}$ и $I_{\text{б.мин}}$ на семейство входных характеристик, определяют напряжения $U_{\text{бэ.макс}}$, $U_{\text{бэ.мин}}$ и вычисляют амплитуду входного напряжения каскада, считая, что по переменному току эмиттер транзистора VT2 соединен с общим проводом через $C_э$

$$U_{\text{вх.А}} = (U_{\text{бэ.макс}} - U_{\text{бэ.мин}}) / 2 . \quad (11)$$

1.2.2. Основные параметры каскада

Анализ работы каскада при помощи малосигнальной эквивалентной схемы (рис. 3) позволяет определить такие его параметры, как входное и выходное сопротивления, коэффициенты усиления тока, напряжения и мощности.

Входное сопротивление каскада с ОЭ слабо зависит от сопротивления нагрузки, у маломощных каскадов колеблется от 300 до 3000 Ом, а у мощных бывает и меньше 10 Ом. Величина $R_{\text{вх.к}}$ определяется суммарным влиянием входного сопротивления транзистора

$$h_{11э} = r_б + r_э(1 + h_{21э}) \quad (12)$$

и шунтирующим его эквивалентным сопротивлением базового делителя $R_Б$. С учетом сказанного

$$R_{\text{вх.к}} = R_Б \parallel h_{11э} = R_Б h_{11э} / (R_Б + h_{11э}) . \quad (13)$$

Выходное сопротивление каскада определяют, подавая на выходные зажимы переменное напряжение при отключенной нагрузке и нулевом входном сигнале. Если считать, что доля коллекторного тока, ответвляющаяся в цепь базы, мала, тогда из эквива

лентной схемы каскада очевидно, что выходной ток каскада протекает по двум параллельным ветвям R_K и $r_{эд} + r_K^*$. Учитывая что $r_{кд}^* \gg r_{эд} \gg R_э$, то

$$R_{\text{вых.к}} = r_K^* \parallel R_K = R_K r_K^* / (R_K + r_K^*) . \quad (14)$$

В прикидочных расчетах величиной r_K^* обычно пренебрегают, тогда

$$R_{\text{вых.к}} \approx R_K . \quad (15)$$

Коэффициент усиления тока в общем случае определяется формулой $K_I = i_{\text{вых}} / i_{\text{вх}} = i_K / i_б$. Так как выходной ток это часть коллекторного тока, ответвляющаяся в нагрузку, то можно записать

$$i_{\text{вых}} = h_{21э} i_б \frac{R_K}{R_K + R_H} , \text{ тогда } K_I = h_{21э} \frac{R_K}{R_K + R_H} . \quad (16)$$

С учетом шунтирующего влияния входного сопротивления каскада и внутреннего сопротивления источника сигнала (R_r) формула (16) преобразуется к виду

$$K_I = h_{21э} \frac{R_r \parallel R_B}{(R_r \parallel R_B) + h_{11э}} \frac{R_K}{R_K + R_H} . \quad (17)$$

Очевидно, что каскад ОЭ будет иметь максимальный коэффициент усиления тока $K_{I.\text{max}} \approx h_{21э}$ при соблюдении условий $R_r \gg R_{\text{вых.к}}$, а $R_K \gg R_H$. Для снижения шунтирующего влияния входного делителя напряжения необходимо, чтобы $R_B > h_{11э}$. При расчетах усилителей с достаточной для практики точностью выбирают

$$R_B = (2...5)h_{11э} , \quad I_d = (2...5)I_{бп} . \quad (18)$$

Коэффициент усиления по напряжению есть отношение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ к ЭДС источника сигнала e_r . Но, учитывая, что $U_{\text{вых}} = -i_б h_{21э} (R_K \parallel R_H)$, а $e_r = i_б h_{11э}$, получаем

$$K_U = - \frac{h_{21э} (R_K \parallel R_H)}{h_{11э}} . \quad (19)$$

Знак “–” свидетельствует об изменении фазы выходного напряжения на 180° по отношению к входному.

С учетом влияния всех компонентов схемы формула для вычис

ления K_U приобретает вид

$$K_U = - \frac{h_{21э}(R_K \parallel R_H)}{R_T + h_{11э} + (h_{11э}R_T/R_B)} = - \frac{h_{21э}(R_K \parallel R_H)}{R_T + h_{11э}(1 + R_T/R_B)} \quad (20)$$

Максимального коэффициента усиления по напряжению в схеме ОЭ можно достичь при выполнении условий $R_T \rightarrow 0$, а $R_H \rightarrow \infty$, тогда формула (20) преобразуется к виду

$$K_{U \max} = (h_{21э} R_K) / h_{11э} . \quad (21)$$

Как следует из анализа, для получения максимальных коэффициентов усиления тока и напряжения к схеме предъявляются противоречивые требования. Поэтому в практических расчетах обычно принимают компромиссные решения.

Коэффициент усиления по мощности равен произведению

$$K_P = K_I K_U . \quad (22)$$

Подставляя в формулу (22) выражение (20) для K_U и выражение (17) для K_I , (пренебрегая при этом влиянием R_B), получаем

$$K_P = \frac{(h_{21э})^2 R_K^2 R_T R_H}{(R_T + h_{21э})^2 (R_K + R_H)^2} . \quad (23)$$

Из общего курса электротехники известно: максимальная активная мощность, отдаваемая источником напряжения, зависит от соотношения между его внутренним сопротивлением и сопротивлением нагрузки. Применительно к усилительному каскаду можно записать

$$P_{H \max} = U_{\text{вых}}^2 A R_H / (R_{\text{вых.к}} + R_H)^2 . \quad (24)$$

Анализ этой формулы показывает, что максимальная активная мощность имеет наибольшее значение “maximum maximum”, если выполняется равенство $R_{\text{вых.к}} = R_H$, которое называют условием согласования каскада с нагрузкой. Аналогичные рассуждения можно провести и для входной цепи каскада. Таким образом, при выполнении условий согласования усилительного каскада и по входу (R_T

$= h_{11э})$ и по выходу ($R_k = R_H$) происходит максимальное усиление мощности. В этом случае формула (24) упрощается

$$K_{P.max} = \frac{(h_{21э})^2}{16} \frac{R_k}{R_r} . \quad (25)$$

Выходная мощность каскада для синусоидального напряжения определяется известным выражением

$$P_{вых} = 0,5 U_{KA} I_{KA} = 0,5 I_{KA}^2 R_{K\sim} = U_{KA}^2 / 2 R_{K\sim} \quad (26)$$

и геометрически представляет собой треугольник полезной мощности (заштрихованная область на рис. 4.).

Коэффициент полезного действия каскада находят, как отношение выходной мощности к мощности, отбираемой от источника питания при отсутствии входного сигнала

$$\eta_k = P_{вых} / P_0 , \quad (27)$$

где $P_0 = U_{кп} I_{кп}$ - мощность, потребляемая каскадом в режиме покоя.

Подставляя $P_{вых}$ из (26), получим

$$\eta_k = 0,5 \frac{U_{KA} I_{KA}}{U_{кп} I_{кп}} = 0,5 \xi \psi , \quad (28)$$

где $\psi = I_{KA} / I_{кп}$ и $\xi = U_{KA} / U_{кп}$ - коэффициенты использования тока коллектора и напряжения источника питания.

С целью уменьшения нелинейных искажений сигнала при проектировании реальных усилителей коэффициенты ξ и ψ обычно выбирают в пределах (0,85...0,95), поэтому к.п.д. каскада не превышает (0,35...0,45). По этой причине схема ОЭ обычно применяется в каскадах предварительного усиления или в качестве мало-мощного усилителя напряжения.

Избыток мощности, потребляемой от источника питания, выделяется на коллекторе транзистора, вызывая его нагрев. При нормальных условиях эта мощность рассеивается в окружающую среду. Величина мощности рассеивания $P_{рас}$ может быть определена как разность между потребляемой и полезной мощностью, т.е.

$$P_{рас} = P_0 - P_{вых} . \quad (29)$$

Откуда следует, что наибольшая мощность рассеивается коллекто

ром в режиме покоя, т.е. $P_{K.p} = P_0$. Тогда с учетом к.п.д. каскада

$$P_{K.p} = P_{\text{вых}} / \eta_k = (2...3) P_{\text{вых}}. \quad (30)$$

Формула (30) позволяет подбирать транзистор по известной мощности в нагрузке.

1.2.3. Частотные свойства каскада

Важнейшим показателем линейных усилителей является его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ). Она отражает зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала (рис. 5). Вид этой характеристики определяется наличием в схеме усилителя реактивных элементов. К числу последних относят разделительные и эмиттерные конденсаторы, а также емкость коллекторного перехода.

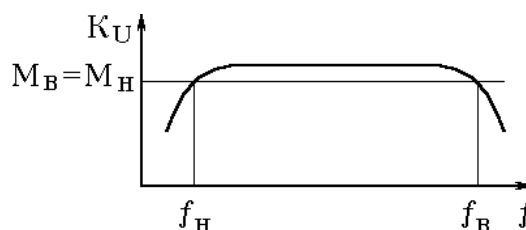


Рис. 5.

Анализируют влияние конденсаторов на ширину полосы пропускания при помощи эквивалентной схемы каскада для области низких частот (рис. 6).

В области средних частот полосы пропускания разделительные конденсаторы обеспечивают развязку каскадов по постоянному току и в тоже время не оказывают

заметного влияния на прохождение переменной составляющей входного сигнала. При снижении частоты сигнала емкостное сопротивление разделительных конденсаторов увеличивается настолько, что становится

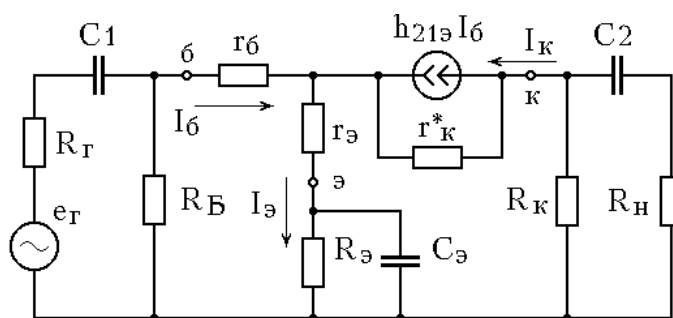


Рис. 6.

соизмеримым со входным сопротивлением каскада и образует с ним делитель напряжения для входного сигнала. В области низких частот увеличивается падение напряжения сигнала на емкостных сопротивлениях конденсаторов, что и приводит к снижению коэффициента усиления каскада. Возрастание емкостного сопротивления эмиттерного конденсатора в области низких частот приводит к появлению ООС по переменному току, что также снижает коэффициент усиления.

Уменьшение модуля коэффициента усиления в области низких частот учитывается коэффициентом частотных искажений

$$M_{н.ус} = K_{U0} / K_{UH} , \quad (31)$$

где K_{U0} и K_{UH} - модули коэффициента усиления в области средних и низких частот соответственно.

Коэффициент частотных искажений всего усилителя ($M_{н.ус}$) определяется произведением, учитывающим влияние на K_{UH} каждого конденсатора в отдельности

$$M_{н.ус} = M_{н.с\ 1} M_{н.с\ 2} \dots M_{н.с\ N} . \quad (32)$$

Для расчета емкостей конденсаторов коэффициент $M_{н.ус}$ и ω_H должны быть заданы. Обычно считают, что частотные искажения сигнала распределяются поровну между всеми конденсаторами, тогда

$$M_{н.с\ N} = \sqrt[n]{M_{н.ус}} , \quad (33)$$

где n - число конденсаторов.

При этом коэффициент частотных искажений, обусловленный каждым отдельным конденсатором зависит от его постоянной времени перезаряда ($\tau_{н.с\ N}$) и частоты ω_H .

$$M_{н.с\ N} = \sqrt{1 + (1 / \omega_H \tau_{н.с\ N})^2} . \quad (34)$$

Так для конденсатора $C1$ (см. рис. 1.) постоянная времени перезаряда определяются выражением

$$\tau_{н1} = C1(R_{\Gamma} + R_{вх.к}) , \quad (35)$$

где R_{Γ} - сопротивление источника сигнала;
 $R_{вх.к}$ - входное сопротивление каскада.

Для конденсатора $C2$

$$\tau_{н2} = C2(R_{к} + R_{н}) . \quad (36)$$

В многокаскадных усилителях на переходные процессы в разделительных конденсаторах оказывают влияние как входное сопротивление последующего каскада $R_{вх.посл.к}$, так и выходное сопротивление предыдущего каскада $R_{вых.пред.к}$. В общем случае посто

янную времени перезаряда любого разделительного конденсатора можно определить по формуле

$$\tau_H = C(R_{\text{вых.пред.к}} + R_{\text{вх.посл.к}}) , \quad (37)$$

Влияние эмиттерных конденсаторов на коэффициент усиления также оценивают при помощи постоянной времени перезаряда. Если выполняется условие $\omega_H R_{\text{э}} C_{\text{э}} \gg 1$, то

$$\tau_{H.\text{э}} = \left(r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}} + R_{\text{Г}}}{1 + h_{21\text{э}}} \right) C_{\text{э}} . \quad (38)$$

При малых $R_{\text{Г}}$, когда выполняется условие $r_{\text{б}} + R_{\text{Г}} \ll (1 + h_{21\text{э}})r_{\text{э}}$, формула (38) упрощается

$$\tau_{H.\text{э}} \approx r_{\text{э}} C_{\text{э}} . \quad (39)$$

В общем случае в формулу (38) вместо $R_{\text{Г}}$ подставляют выходное сопротивление предыдущего каскада.

При расчетах усилителей чаще всего величина M_H бывает заданной. Поэтому задача сводится к определению для каждого конденсатора его постоянной времени перезаряда, а затем и емкости. Обычно емкости разделительных конденсаторов лежат в пределах десятков микрофард, а эмиттерных конденсаторов - до сотен микрофард.

В области высоких частот коэффициент усиления усилителя снизится вследствие уменьшения модуля коэффициента $h_{21\text{э}}$, а также шунтирующего влияния емкости коллекторного перехода

$C_{\text{к}}^*$. Кроме того на вид АЧХ влияет также паразитная емкость нагрузки. Поэтому эквивалентная схема каскада для области высоких частот приобретает вид, изображенный на рис.7. Причем в многокаскадных усилителях по аналогии с (32) коэффициент высокочастотных искажений определяют как произведение коэффициентов отдельных каскадов

$$M_{\text{в.ус}} = M_{\text{в1}} M_{\text{в2}} \dots M_{\text{вN}} , \quad (40)$$

тогда

$$M_{\text{в}} = \sqrt[n]{M_{\text{в.ус}}} . \quad (41)$$

Учитывая малую величину $r_{\text{э}}$ можно считать, что $C_{\text{к}}^*$ и $C_{\text{н}}$ включены параллельно и создают некоторую эквивалентную емкость

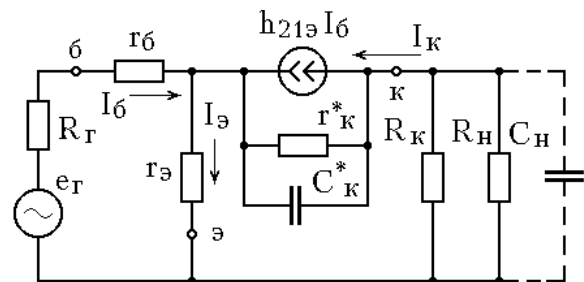


Рис. 7.

$C_{к.экв}^*$. Тогда коэффициент высокочастотных искажений (M_B), создаваемый этой емкостью

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_K)^2}, \quad (42)$$

где $\tau_K = (C_K^* + C_H)(R_K \parallel R_H)$ - постоянная времени перезаряда эквивалентной емкости коллекторного перехода ($C_{к.экв}^* = C_K^* + C_H$).

Коэффициент $h_{21э}$ на высоких частотах приобретает комплексный характер и зависит от частоты следующим образом

$$h_{21э} = h_{21э} / (1 + j\omega\tau_\beta), \quad (43)$$

где $\tau_\beta = 1 / 2\pi f_{h_{21э}}$ - постоянная времени передачи тока базы, определяемая в основном временем жизни неосновных носителей заряда в базе транзистора.

С учетом совместного влияния τ_β и τ_K

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}, \quad (44)$$

где $\tau_B \approx \tau_\beta + \tau_K$.

При $C_H = 0$ для высокочастотных дрейфовых транзисторов $\tau_B = \tau_K$, для низкочастотных диффузионных транзисторов $\tau_\beta \gg \tau_K$, поэтому можно считать $\tau_B \approx \tau_\beta$.

1.3. Усилительный каскад с общим коллектором (ОК)

По своей структуре схема каскада ОК (рис. 8.) аналогична каскаду ОЭ, только роль резистора R_K здесь выполняет R_ε . Кроме того, поскольку сопротивление резистора R_ε велико и он не шунти-

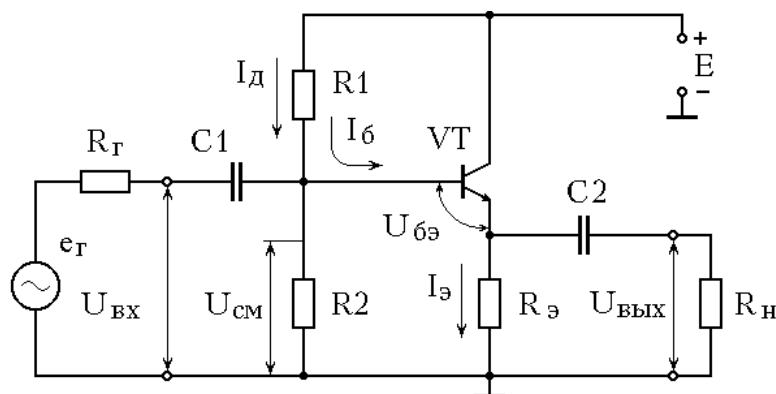


Рис. 8.

рован конденсатором, то говорят, что каскад охвачен 100% отрицательной обратной связью. Поэтому выходное напряжение, снимае

ное с эмиттера транзистора, практически равно входному напряжению и совпадает с ним по фазе. Благодаря этому свойству каскад часто называют эмиттерным повторителем.

Расчет параметров Т-образной схемы замещения транзистора, а также расчет каскада по постоянному току проводят при помощи эквивалентной схемы для области средних частот (рис. 9.). Для обеспечения хорошей температурной стабилизации стремятся выполнить условие $R_B \leq R_{\varepsilon}$.

Расчет динамического режима работы каскада обычно производят с помощью статических характеристик транзистора для схемы ОЭ, т.к. $I_K = h_{216} I_{\varepsilon} \approx I_{\varepsilon}$.

Поэтому методика построения линии нагрузки, определение амплитудных значений токов и

напряжений транзистора, а также уровня нелинейных искажений аналогичны рассмотренным ранее для схемы ОЭ.

Входное сопротивление каскада определяется параллельным соединением входного сопротивления транзистора r_{BX} и эквивалентным сопротивлением базового делителя R_B , причем

$$r_{BX} = r_6 + (h_{21\varepsilon} + 1)(r_{\varepsilon} + R_{\varepsilon} \parallel R_H) . \quad (45)$$

Поскольку $r_{\varepsilon} \ll R_{\varepsilon} \parallel R_H$, а r_6 меньше второго слагаемого правой части выражения (45), входное сопротивление каскада вычисляют по упрощенной формуле

$$R_{BX.K} = R_B \parallel r_{BX} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel [(h_{21\varepsilon} + 1)(R_{\varepsilon} \parallel R_H)] . \quad (46)$$

Обычно в практических схемах R_{BX} достигает 200...300 кОм и не остается постоянным, а меняется в зависимости от нагрузки.

Выходное сопротивление каскада представляет собой сопротивление схемы со стороны эмиттера и определяется выражением

$$R_{ВЫХ.K} = r_{\varepsilon} + (R_{\Gamma} + r_6) / (h_{21\varepsilon} + 1) . \quad (47)$$

При достаточно большом значении коэффициента $h_{21\varepsilon}$ и низкоомном источнике входного сигнала формула (47) преобразуется к виду

$$R_{ВЫХ.K} \approx r_{\varepsilon} . \quad (48)$$

Таким образом, выходное сопротивление каскада оказывается очень малым и составляет 10...50 Ом.

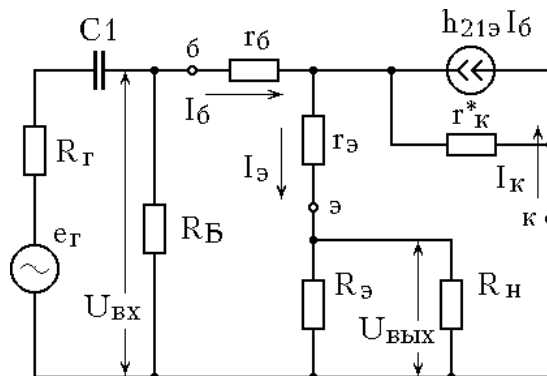


Рис. 9.

Высокое входное и малое выходное сопротивление каскада ОК позволяет использовать его в качестве согласующего звена между источником сигнала с высоким сопротивлением и низкоомной нагрузкой.

Коэффициент усиления тока каскада значительный и в пределе равен $(h_{21э} + 1)$. Аналогично рассуждениям, приведенным для схемы ОЭ можно показать, что

$$K_I = \frac{i_H}{i_T} \approx (h_{21э} + 1) \frac{R_{ВХ.К}}{r_{ВХ}} \frac{R_э}{R_э + R_H} . \quad (49)$$

Коэффициент усиления по напряжению, как уже указывалось, близок к единице. Более точно он вычисляется по формуле

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{e_T} = \frac{i_э(R_э \parallel R_H)}{i_б r_{ВХ}} \frac{(h_{21э} + 1)(R_э \parallel R_H)}{r_{ВХ}} . \quad (50)$$

Поскольку $K_U \leq 1$, коэффициент усиления по мощности K_P , близок по величине к K_I . Это свойство каскада используют для получения токовых сигналов в нагрузке. Если эмиттерный повторитель работает в режиме усиления класса А, то для него справедли-

вы все рассуждения в отношении выходной мощности и к.п.д. каскада, приведенные в разделе 1.2.2.

Часто каскад ОК применяют в качестве выходного каскада усилителя, работающего на коаксиальный кабель или другую длинную линию (рис. 10.). Наилучшие условия передачи сигнала по кабельным линиям достигается при согласо-

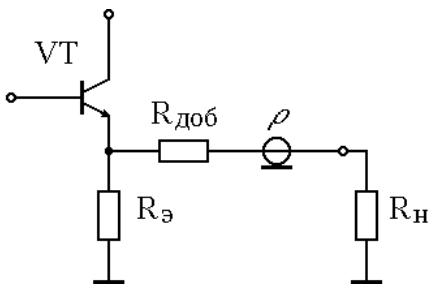


Рис. 10.

вании линии на обоих ее концах. Это означает, что выходное сопротивление каскада, волновое сопротивление линии ρ , и сопротивление нагрузки должны быть равны, т.е.

$$R_{ВЫХ} = \rho = R_H . \quad (51)$$

Если выходное сопротивление каскада меньше волнового сопротивления кабеля, то последовательно с нагрузкой включают дополнительный резистор $R_{доб}$, сопротивление которого выбирается из условия согласования

$$R_{ВЫХ} + R_{доб} = \rho . \quad (52)$$

Разделительный конденсатор на выходе каскада обычно не применяют (при работе в режиме А), т.к. это приводит к снижению

к.п.д. каскада. В этом случае резистор $R_э$ служит для того, чтобы при отключении кабеля не было обрыва цепи постоянного тока. Его сопротивление выбирают значительно большим волнового сопротивления кабеля, порядка $(20...30)\rho$, поэтому при подключении нагрузки, ответвляющийся в него ток можно не учитывать. Тогда сопротивление нагрузки каскада для переменного тока $R_{э\sim}$ рассчитывают по формуле

$$R_{э\sim} = R_{доб} + \rho . \quad (53)$$

Если длина кабеля велика (десятки и сотни метров), достаточно выполнить согласование каскада только на его дальнем конце т.е. $R_H = \rho$. При этом из схемы исключается $R_{доб}$, а $R_{э\sim} = \rho$.

1.4. Оконечный каскад с трансформаторным выходом

Такого рода усилители применяют при необходимости обеспечить гальваническую развязку каскадов или для получения значительного коэффициента усиления по мощности при минимальных нелинейных искажениях сигнала. В частности такие усилители широко распространены в линейных системах многоканальной связи.

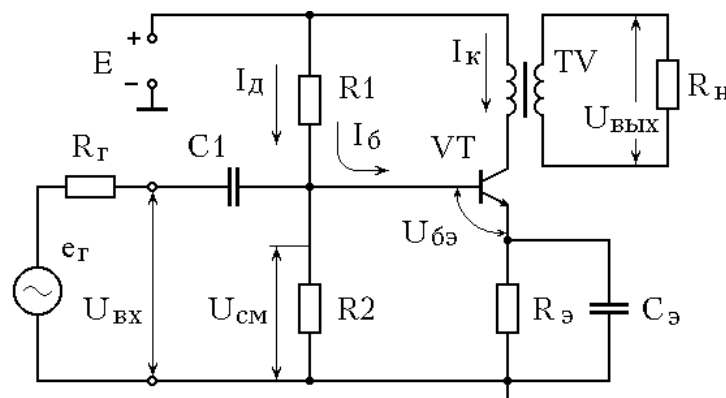


Рис. 11.

Для их построения используют схему ОЭ, работающую в режиме класса А. При этом последовательно с коллектором транзистора включается первичная обмотка трансформатора, а нагрузка подключается к его вторичной обмотке (рис. 11.). Поэтому сопротивление постоянному току в коллекторной цепи относительно мало, а статическая линия нагрузки $ЛН^{\bar{}}$ проходит почти вертикально через точку, лежащую на оси абсцисс $U_{кэ} \approx E$ (рис. 11.). Динамическая линия нагрузки $ЛН^{\sim}$ обязательно проходит через точку покоя под углом α (см. раздел 1.2.1).

Существует некоторое оптимальное значение эквивалентного со

противления $R_{\kappa \sim \text{опт}}$, при котором $\psi \rightarrow 1$ и $\xi \rightarrow 1$. Тогда максимально используются усилительные качества выбранного транзистора, а к.п.д. каскада стремится к предельному значению $\eta_{\kappa} = 0,5$.

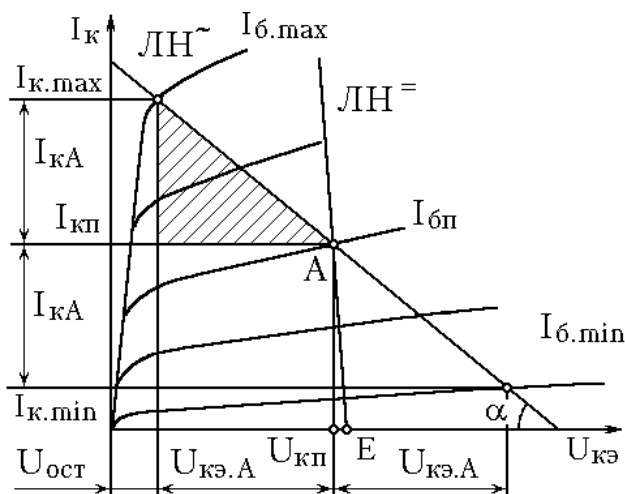


Рис. 12.

Поэтому, с целью повышения коэффициентов использования тока и напряжения точку покоя выбирают с координатами

$$U_{\text{кэп}} \approx U_{\text{ка}}, I_{\text{кп}} \approx I_{\text{ка}}. \quad (54)$$

Максимальная мощность будет передаваться в нагрузку при выполнении условия $R_{\text{вык.к}} = R_{\text{н}}$ (см. формулу 25). Выше было показано, что выходное сопротивление каскада ОЭ определяется сопротивле-

нием коллекторного резистора. В трансформаторном каскаде эквивалентное сопротивление коллекторной цепи транзистора переменному току $R_{\kappa\sim}$ и сопротивление нагрузки R_n связаны выражением

$$R_{K^*} = [r_1 + (r_2 + R_H)]/n^2, \quad (55)$$

где r_1 и r_2 - омическое сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора;

$n = w_1/w_2$ - коэффициент трансформации.

Поскольку r_1 и r_2 значительно меньше R_H , то в практических расчетах ими обычно пренебрегают и

$$R_{K^*} = R_H/n^2, \quad (56)$$

тогда коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{R_H/R_{K\sim}}. \quad (57)$$

Из формулы (57) следует, что можно добиться оптимального согласования каскада с нагрузкой соответствующим выбором коэффициента трансформации. Поскольку линии нагрузки по постоянному и по переменному току пересекаются в одной точке, то эквивалентное сопротивление коллекторной цепи для оптимальных условий согласования $R_{k \sim \text{опт}}$ определяется как

$$R_{K\sim OPT} = U_{KP} / I_{KP} . \quad (58)$$

Подставляя $R_{k \sim \text{опт}}$ в формулу (57) и, учитывая при этом соот

ношения (54), окончательно получаем

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{I_{\text{кА}} R_{\text{н}} / U_{\text{кА}}} . \quad (59)$$

Из графика (рис. 12) видно, что максимальное напряжение на коллекторе транзистора получается почти вдвое больше напряжения источника питания. Это объясняется свойством трансформатора запасать электромагнитную энергию, а при уменьшении тока возвращать ее в виде ЭДС самоиндукции. Поэтому транзисторы следует выбирать, учитывая соотношение

$$U_{\text{к.макс}} \geq 2E . \quad (60)$$

Коэффициент полезного действия каскада η складывается из к.п.д. коллекторной цепи и к.п.д. трансформатора. С учетом выражения (29) можно записать

$$\eta = \eta_{\text{к}} \eta_{\text{тр}} = 0,5 \eta_{\text{тр}} \xi \psi , \quad (61)$$

где $\eta_{\text{тр}}$ - к.п.д. трансформатора, который выбирается в зависимости от мощности усилителя из таблицы 1.4.1.

Таблица 1.4.1

$P_{\text{н}}[\text{Вт}]$	0,1	0,1...1	1...10	10...100
$\eta_{\text{тр}}$	0,65	0,65...0,75	0,75...0,85	0,84...0,93

Полезная мощность, выделяющаяся в нагрузке

$$P_{\text{н}} = P_{\text{вых}} \eta_{\text{тр}} , \quad (62)$$

где $P_{\text{вых}}$ - выходная мощность каскада,

тогда, учитывая (29) и (30), мощность, рассеиваемая транзистором

$$P_{\text{к.р}} = P_{\text{н}} / \eta_{\text{к}} \eta_{\text{тр}} = (2,5...3,5) P_{\text{н}} . \quad (63)$$

Коэффициент усиления по напряжению определяется с учетом коэффициента трансформации

$$K_{\text{У}} = - \frac{h_{21э} R_{\text{к} \sim}}{R_{\text{г}} + h_{11э} (1 + R_{\text{г}} / R_{\text{Б}})} n . \quad (64)$$

В выходной цепи усилителя мощности протекают значительные токи, поэтому для уменьшения мощности потерь на резисторе $R_{\text{э}}$ в соотношении (6) используют минимальный эмпирический коэффициент.

1.5. Двухтактный бестрансформаторный оконечный каскад

Бестрансформаторные оконечные каскады выполняют по двухтактным схемам на транзисторах, работающих в режиме В или АВ. Поскольку транзисторы работают поочередно, то для обеспечения симметричности выходного напряжения транзисторы должны иметь

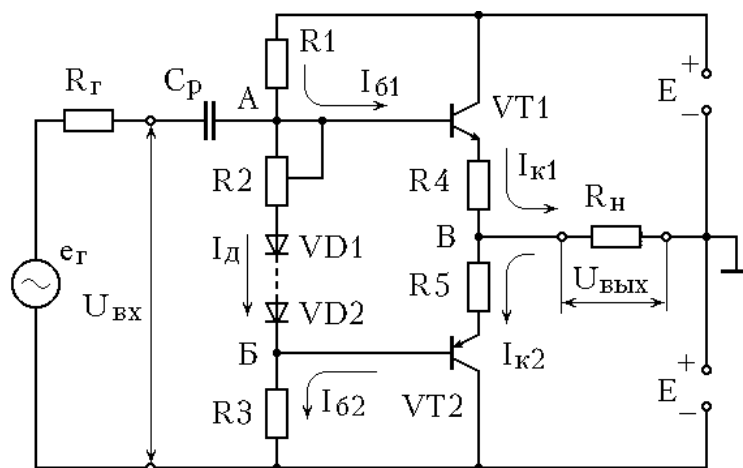


Рис. 13.

идентичные характеристики. Каскады, в которых используются транзисторы с различным типом электропроводности (р-п-р и n-р-n) называются каскадами с дополнительной симметрией, а сами транзисторы - комплементарной парой. Например: ГТ403 и ГТ404, КТ502 и КТ503, КТ814 и КТ815, КТ816 и КТ817 и др.

Известно, что в режиме В двухтактные каскады имеют наибольший к.п.д., однако вследствие существенной нелинейности начальных участков входных характеристик транзисторов (особенно мощных) возникают специфические искажения сигнала типа “ступенька”. Поэтому реальные усилители чаще работают в режиме АВ, который позволяет устранить эти искажения путем введения небольшого начального смещения одновременно на базы обоих транзисторов, сохраняя при этом высокие энергетические показатели каскада.

Одна из возможных схем оконечного каскада показана на рис. 13. В этом каскаде оба транзистора включены по схеме ОК. В статическом режиме ток в нагрузке отсутствует, так как небольшие начальные токи, протекающие через транзисторы VT1 и VT2 взаимно вычитаются. Начальное смещение на базах транзисторов задается с помощью делителя R1, R2, R3, VD1, VD2, причем собственно напряжение смещения создается на последовательно включенных VD1, VD2 и резисторе R2.

Одновременно осуществляется температурная стабилизация тока

покоя. Этот принцип термостабилизации основан на том, что с ростом температуры ток диода возрастает, а падение напряжения на нем уменьшается. Для более точного отслеживания колебаний температуры диоды необходимо располагать в непосредственной близости от транзисторов, а лучше всего на их радиаторах. Кроме того, диоды должны быть изготовлены из того же материала, что и транзисторы, а их число равно количеству транзисторов оконечного каскада. Для точной настройки напряжения смещения включают переменный резистор R2 сопротивлением 18...200 Ом в зависимости от типов транзисторов.

Величина напряжения смещения $U_{бп}$ может быть определена графоаналитическим способом и соответствует абсциссе точки пересечения касательной к прямолинейной части проходной характеристики транзистора с осью напряжений (рис. 14.). Здесь же определяется и ток коллектора в точке покоя $I_{кп}$. Затем по входной характеристике транзистора для напряжения $U_{бп}$ находят ток базы $I_{бп}$. Таким образом, режим покоя оказывается заданным, а полученные величины токов и напряжений используются для расчета режимных элементов схемы.

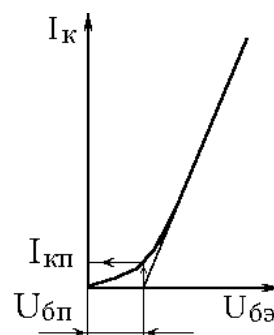


Рис. 14.

В эмиттерную цепь выходных транзисторов часто включают резисторы местной ООС R4 и R5, которые позволяют несколько снизить требования к идентичности параметров транзисторов. Сопротивление этих резисторов невелико и выбирается на уровне

$$R4 = R5 = 0,05R_n . \quad (65)$$

Потенциалы точек А и Б (рис. 13.) относительно эмиттеров соответствующих транзисторов (точка В) в симметричной схеме оказываются равными. При повышении температуры увеличиваются базовые токи, протекающие через резисторы R1 и R3 соответственно. Для того, чтобы это не привело к изменению потенциалов точек А и Б, необходимо выбирать ток делителя в 5...10 раз больше базовых токов VT1 и VT2 в режиме покоя. В этом случае при использовании двуполярного симметричного питания каскада сопротивление резисторов R1 и R3 можно определить по формуле

$$R1 = R3 = E/I_d . \quad (66)$$

По переменному току считают, что базы транзисторов соединены между собой из-за малого дифференциального сопротивления диодов. При подаче входного сигнала в зависимости от его фазы тран

зисторы работают поочередно, поэтому достаточно выполнить анализ и расчет только одного плеча каскада.

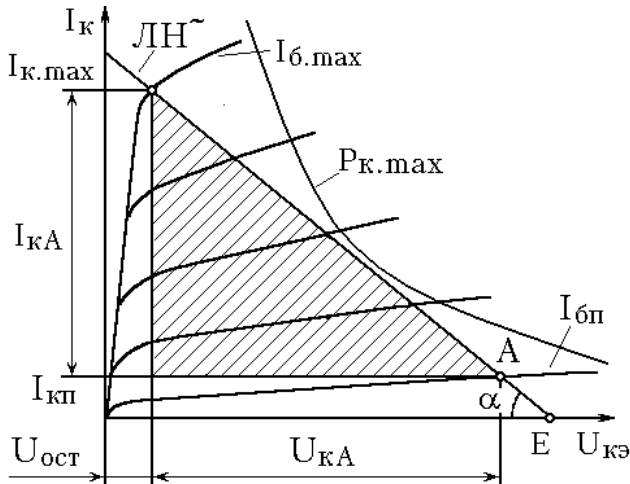


Рис. 15.

оси абсцисс под углом $\alpha = \arctg(1/R_H)$ (рис.15.). Методика построения $LН\sim$ изложена в разделе 1.2 .

Для схемы, изображенной на рис. 13. коэффициент использования напряжения питания

$$\xi = U_{kA}/E , \quad (67)$$

тогда амплитуда коллекторного тока определяется как

$$I_{kA} = \xi E / R_H . \quad (68)$$

Каждое плечо потребляет мощность от источника питания

$$P_1 = P_2 = I_{cp} E , \quad (69)$$

тогда полная потребляемая мощность

$$P_0 = P_1 + P_2 = 2I_{cp} E . \quad (70)$$

Известно, что для косинусоидального тока $I_{cp} = I_{kA}/\pi$ и, учитывая (68), получаем

$$P_0 = 2I_{kA} E / \pi = 2\xi E^2 / \pi R_H . \quad (71)$$

Мощность сигнала в нагрузке определяется выражением

$$P_H = U_{kA}^2 / 2R_H , \quad (72)$$

тогда, учитывая (67), получим

$$P_H = \xi^2 E^2 / 2R_H . \quad (73)$$

Суммарная мощность, рассеиваемая на коллекторах двух тран

зисторов, равна $2P_p = P_0 - P_H$. Полагая, что на каждом транзисторе рассеивается одинаковая мощность, получим

$$P_{pac} = (P_0 - P_H) / 2 = E^2(4\xi - \pi\xi^2) / 4\pi R_H. \quad (74)$$

Максимум рассеиваемой мощности имеет место при $\xi = 2/\pi \approx 0,637$ и равен

$$P_{K.p.} = E^2 / \pi^2 R_H \approx E^2 / 10 R_H. \quad (75)$$

Из уравнения (75) следует, что $E^2 = \pi^2 R_H P_{K.p.}$. Подставляя это значение в (73), получим

$$P_H = 0,5\xi^2 \pi^2 P_{K.p.}, \quad (76)$$

откуда следует, что полезная мощность может превышать мощность, рассеиваемую коллектором транзистора.

При проектировании реальных усилителей мощности задаются величиной $\xi = (0,85...0,95)$, тогда выражение (76) преобразуется к виду

$$P_H = (3...4) P_{K.p.} \quad (77)$$

1.6. Отрицательная обратная связь

Явление передачи сигнала из выходной цепи во входную называют обратной связью (ОС). Электрическая цепь, по которой осуществляется эта передача, называется цепью обратной связи. На рис. 16. представлена структурная схема усилителя (2), охваченного цепью ОС (4). Здесь выходной сигнал, подаваемый в нагрузку (3) через цепь ОС, частично или полностью передается к узлу сравнения (5), где происходит алгебраическое сложение сигнала ОС (U_{oc} или I_{oc}) с входным сигналом ($U_{вх}$ или $I_{вх}$), поступающим от источника входного сигнала (1). Обратную связь называют отрицательной, если ее сигнал вычитается из входного, и положительной, если сигнал ОС суммируется со входным.

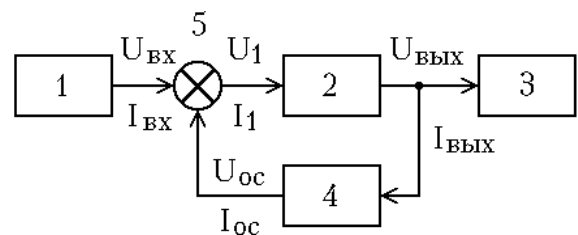


Рис. 16.

В зависимости от схемных особенностей усилителя различают местную ОС, охватывающую отдельные каскады, и общую (главную) ОС, охватывающую все каскады усилителя. Кроме того, в усилителе возможны варианты, когда ОС осуществляется

только по постоянному току, только по переменному току либо и по постоянному и по переменному току одновременно. Для разделения постоянной и переменной составляющей сигнала в цепях ОС применяют конденсаторы.

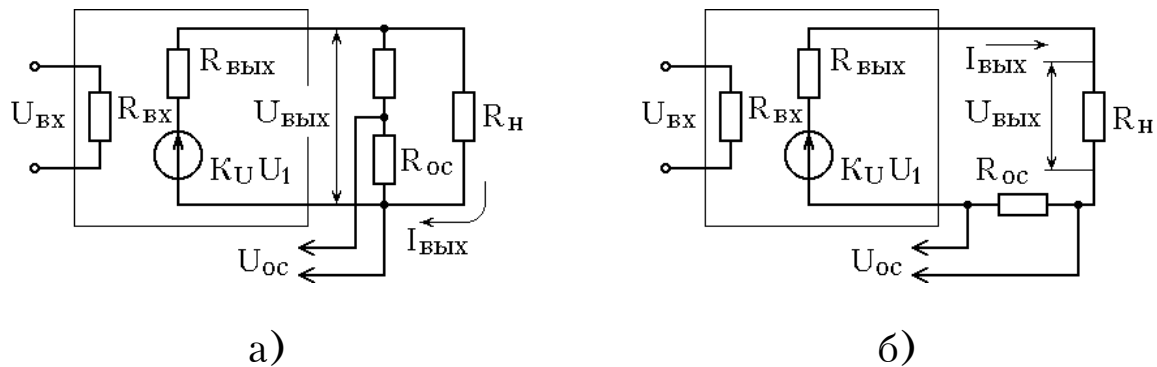


Рис. 17.

Если сигнал ОС пропорционален выходному напряжению, то такую цепь (рис. 17,а.) называют обратной связью по напряжению. Для случая обратной связи по току сигнал ОС должен быть пропорциональным выходному току усилителя (рис. 17,б.).

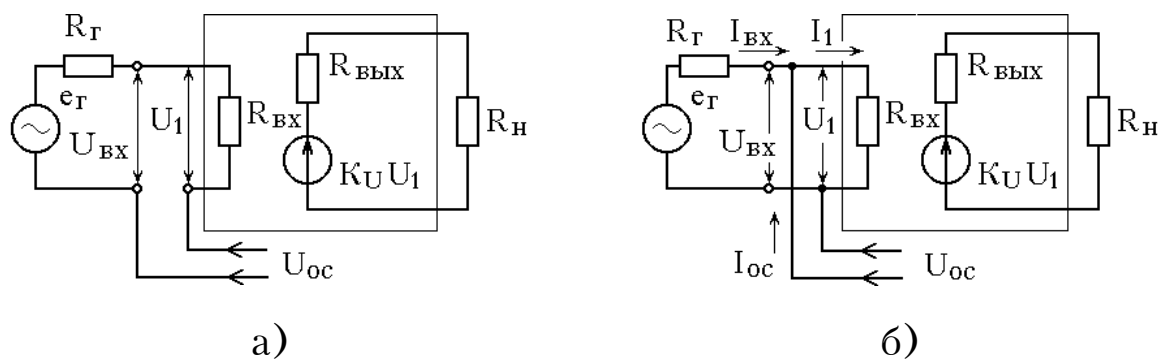


Рис. 18.

По способу введения сигнала ОС во входную цепь различают последовательную и параллельную цепи ОС. При последовательной ОС напряжение U_{oc} суммируется с напряжением $U_{вх}$ (рис. 18,а.). Если же во входной цепи складываются токи $I_{ос}$ и $I_{вх}$, то такая ОС называется параллельной (рис. 18,б.). Для количественной оценки влияния ОС на усилитель применяют коэффициент обратной связи γ , который показывает какая часть выходного сигнала поступает на вход усилителя

$$\gamma = U_{oc} / U_{вх} \quad \text{или} \quad \gamma = I_{ос} / I_{вх} . \quad (78)$$

При введении ОС изменяются основные параметры усилителя. В общем случае, когда учитывают влияние реактивных элементов схемы на частотную характеристику усилителя, комплексный ко

эффицент усиления усилителя, охваченного цепью ОС, определяется выражением

$$K_{oc} = \frac{\underline{K}}{1 \pm \gamma \underline{K}}, \quad (79)$$

где $\underline{K} = K e^{j\varphi_K}$ (φ_K - угол сдвига фаз между напряжениями $U_{вых}$ и $U_{вх}$);
 $\gamma = \gamma e^{j\varphi_\gamma}$ (φ_γ - угол сдвига фаз между напряжениями $U_{ос}$ и $U_{вых}$);
 $(1 \pm \gamma \underline{K}) = F$ - глубина обратной связи;
 $\gamma \underline{K}$ - петлевой коэффициент усиления.

Знак “-” означает, что ОС положительная. При этом выполняются условия $\gamma \underline{K} \geq 1$ и $(\varphi_K + \varphi_\gamma) = 0$, а усилитель теряет устойчивость, т.е. напряжение на его выходе самопроизвольно возрастает и, даже, могут возникнуть незатухающие автоколебания. По этой причине положительная ОС для усилителей является нежелательной.

Если усилитель или цепь ОС вносят фазовый сдвиг, равный

$$(\varphi_K + \varphi_\gamma) = \pi, \quad (80)$$

то связь становится отрицательной и в формуле (79) надо использовать знак “+”. Следует отметить, что условие (80) обычно выполняется лишь в середине полосы пропускания, а на границах диапазона, особенно в области верхних частот, фазовые сдвиги меняются и отрицательная ОС может стать положительной. Поэтому АЧХ усилителя в области верхних частот имеет характерный “подъем”.

Применение ООС снижает коэффициент усиления в $(1 + \gamma \underline{K})$ раз. Одновременно улучшаются качественные показатели усилителя: повышается стабильность коэффициента усиления, что особенно важно при замене транзисторов, а также в условиях температурных изменений их параметров; расширяется полоса пропускания усилителя; уменьшается фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями; снижается уровень нелинейных искажений и собственных помех усилителя.

Введение ООС изменяет также величину входного и выходного сопротивления усилителя. Выходное сопротивление усилителя сильно зависит от того, каким образом снимается сигнал ООС. Если применяется ООС по напряжению, то выходное сопротивление уменьшается

$$R_{вых.ос} = R_{вых} / (1 + \gamma \underline{K}). \quad (81)$$

Если усилитель охвачен ООС по току, то характер изменения его выходного сопротивления противоположный и при выполнении

условия $R_H \ll (R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ОС}})$

$$R_{\text{ВЫХ.ОС}} = R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ОС}}(1 + \gamma K) . \quad (82)$$

Входное сопротивление, в свою очередь, зависит от способа введения сигнала ОС во входную цепь усилителя. Так для последовательной ООС входное сопротивление увеличивается

$$R_{\text{ВХ.ОС}} = R_{\text{ВХ}}(1 + \gamma K) . \quad (83)$$

Введение параллельной ООС эквивалентно подключению дополнительного резистора, величиной $R_{\text{ОС}}/(1 + \gamma K)$, параллельно входному сопротивлению усилителя. В результате входное сопротивление уменьшается и может быть определено из выражения

$$\frac{1}{R_{\text{ВХ.ОС}}} = \frac{1}{R_{\text{ВХ}}} + \frac{1 + \gamma K}{R_{\text{ОС}}} . \quad (84)$$

Таким образом ООС позволяет в широких пределах изменять величину как входного, так и выходного сопротивления каскада.

Если цепь ОС содержит конденсаторы, то в этом случае коэффициент γ будет изменяться и по модулю и по фазе в зависимости от частоты усиливаемого сигнала ω_c . Такая цепь называется частотно-зависимой ОС и применяется для коррекции АЧХ усилителя.

1.7. Нелинейные искажения

Нелинейные искажения сигнала проявляются в виде искажения его формы, что в свою очередь, приводит к появлению в спектре выходного сигнала паразитных гармонических составляющих. Нелинейные искажения усилителя обусловлены нелинейностью как входных, так и выходных статических характеристик транзисторов. При выборе режима работы транзисторов часто приходится находить компромиссное решение между желанием максимально использовать его усилительные свойства и необходимостью получения минимальных нелинейных искажений сигнала. Этот компромисс разрешается путем выбора оптимального соотношения между внутренним сопротивлением источника сигнала R_T и входным сопротивлением усилительного каскада.

Если обеспечить возбуждение усилителя в режиме источника напряжения, т.е. $R_T \ll R_{\text{ВХ.К}}$, то при синусоидальном напряжении $u_{бэ}$ (кривая 1 на Рис. 19.) за счет нелинейности входной характеристики

ки форма коллекторного тока существенно искажается ($I'_K > I''_K$).

Если $R_\Gamma \gg R_{BX.K}$ (режим источника тока), то при возбуждении усилителя синусоидальным током i_6 (кривая 2 на Рис. 19.) нелинейность входной характеристики мало влияет на форму коллекторного тока. Однако при уменьшении $R_{BX.K}$ возрастает мощность, отбираемая от источника сигнала. Поэтому R_Γ обычно выбирают из соотношения

$$R_\Gamma = (2...6)R_{BX.K} . \quad (85)$$

Количественная оценка коэффициента нелинейных искажений производится с помощью сквозной динамической характеристики, которая представляет собой зависимость выходного тока от напряжения источника входного сигнала $i_K = f(u_{BX})$ (рис. 20.). Для ее построения используют точки пересечения ЛН с типовыми выходными характеристиками транзистора (см. раздел 1.2.1). Если таких точек меньше пяти, то недостающие характеристики следует достроить используя метод линейной интерполяции. В полученных точках определяют значения токов коллектора ($I_{K.min}$, I_{K1} , I_{KP} , I_{K2} , $I_{K.max}$) и соответствующие им значения тока базы ($I_{6.min}$, I_{61} , $I_{6п}$, I_{62} , $I_{6.max}$). Затем переносят значения тока базы на семейство входных характеристик и определяют соответствующие напряжения ($U_{6э.min}$, $U_{6э1}$, $U_{6эп}$, $U_{6э2}$, $U_{6э.max}$). Величина $U_{BX.K}$ для однотактной схемы ОЭ определяется выражением

$$u_{BX.K} = u_{6э} + i_6 R_\Gamma , \quad (86)$$

с помощью которого вычисляют недостающие координаты $U_{BX.min}$, U_{BX1} , $U_{BX.п}$, U_{BX2} , $U_{BX.max}$ и строят график.

Известно, что в однотактном каскаде при симметричном входном сигнале нелинейные искажения создает вторая гармоника (амплитуды остальных малы). В этом случае коэффициент нелинейных искажений определяется отношением амплитуд первой и вто

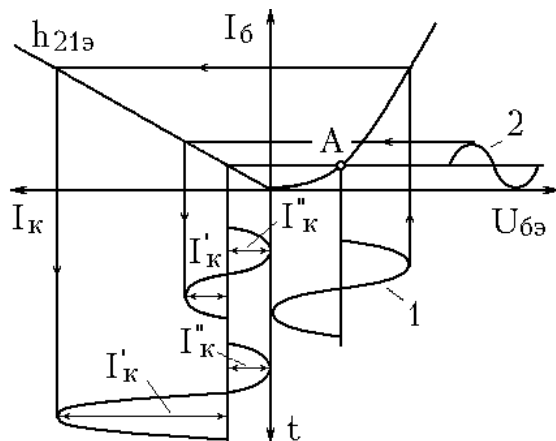


Рис. 19.

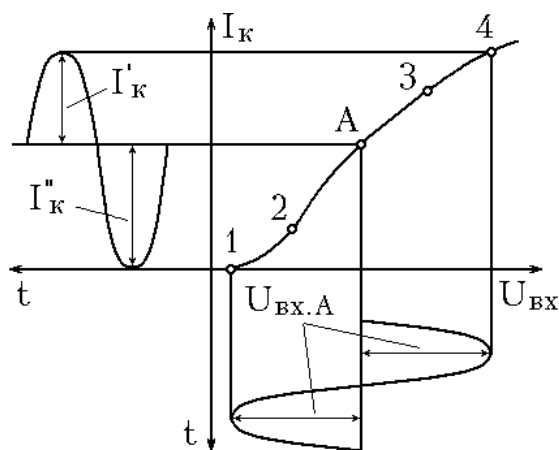


Рис. 20.

рой гармоник коллекторного тока.

$$K_{Г2} = I_{2A} / I_{1A} , \quad (87)$$

Методы гармонического анализа позволяют вычислить $K_{Г}$ с помощью геометрических построений. Определив по сквозной характеристике значения токов $I'_{КА}$ и $I''_{КА}$, соответствующие амплитудным значениям положительной и отрицательной полуволны входного напряжения, вычисляют коэффициент гармоник

$$K_{Г2} = 0,5 \frac{I'_{КА} - I''_{КА}}{I'_{КА} + I''_{КА}} . \quad (88)$$

Нелинейные искажения в двухтактном каскаде оценивают по третьей гармонике выходного тока, поскольку при хорошей симметрии схемы можно считать, что четные гармоники в выходном сигнале отсутствуют.

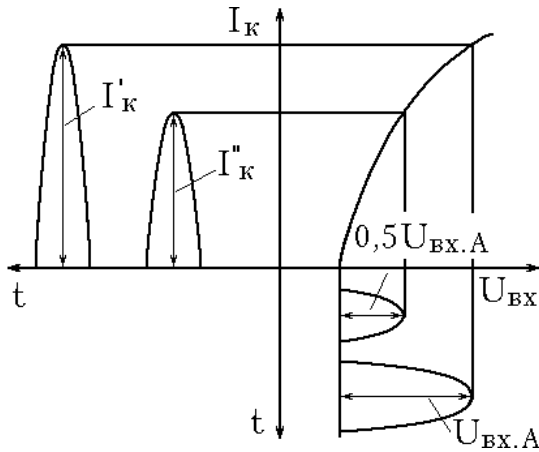


Рис. 21.

$$K_{Г3} = I_{3A} / I_{1A} . \quad (89)$$

Количественная оценка нелинейных искажений в двухтактном каскаде производится также, как и в однотактном - методом пяти ординат. Необходимую для этого сквозную динамическую характеристику (рис. 21.) строят для одного плеча по методике, изложенной выше.

Для гармонического анализа двухтактных каскадов обычно используют два входных сигнала с амплитудами $U_{ВХ.А}$ и $0,5 U_{ВХ.А}$. Определив по сквозной характеристике для этих сигналов значения токов I_{K1} и I_{K2} коэффициент гармоник вычисляют по формуле

$$K_{Г3} = 0,5 \frac{|I_{K1} - 2I_{K2}|}{|I_{K1} + I_{K2}|} . \quad (90)$$

В реальных условиях, как правило, не удастся обеспечить полную симметрию схемы, т.е. в режиме покоя ток эмиттера транзистора, включенного в одно плечо схемы, может отличаться от эмит

терного тока другого транзистора в $(1 + \nu)$ раз. Следствием этого является наличие в выходном сигнале нелинейных искажений по второй гармонике. Их величину оценивают по формуле

$$K_{г2} = \nu / 2(2 + \nu) , \quad (91)$$

где $\nu = 0,02 \dots 0,06$.

В этом случае полный коэффициент гармоник

$$K_{г} = \sqrt{K_{г2}^2 + K_{г3}^2} . \quad (92)$$

Практически в мощных усилительных каскадах нелинейные искажения могут достигать 10...20%. Снижения их уровня до требуемых значений можно добиться только применением глубокой общей ООС. При этом коэффициент гармоник вычисляют по формуле

$$K_{г.ос} = K_{г} / (1 + \gamma K) = K_{г} / F , \quad (93)$$

где F - глубина обратной связи.

1.8. Выбор транзисторов

Основной задачей при проектировании усилителей является правильный выбор транзисторов. Транзисторы должны обеспечить необходимое усиление сигнала при минимальном числе каскадов. Кроме этого, транзисторы должны обеспечить требуемую мощность в нагрузке в заданных температурных условиях, а также иметь необходимый запас электрической прочности по допустимым токам и напряжениям. Особое внимание при выборе транзистора уделяют его частотным свойствам, так как они определяют полосу рабочих частот.

Чтобы достичь необходимого усиления сигнала транзисторы выбирают с наибольшим коэффициентом передачи тока $h_{21Э}$. В справочниках обычно приводится типовое значение коэффициента или возможные пределы его изменения от $h_{21Эmin}$ до $h_{21Эmax}$. В последнем случае для расчетов принимают среднее геометрическое значение

$$h_{21Э} = \sqrt{h_{21Эmin} h_{21Эmax}} . \quad (94)$$

Необходимым условием надежной работы транзистора является правильный выбор его электрических режимов работы с тем, чтобы

температура корпуса не превышала допустимого значения. При этом расчетная мощность, рассеиваемая коллектором транзистора в самом тяжелом энергетическом режиме ($P_{K.p}$), не должна превышать ее допустимого значения для данного транзистора ($P_{K.макс}$)

$$P_{K.p} < P_{K.макс} \quad (95)$$

При этом $P_{K.макс}$ не остаётся постоянной величиной, а зависит от температуры окружающей среды и условий охлаждения транзистора.

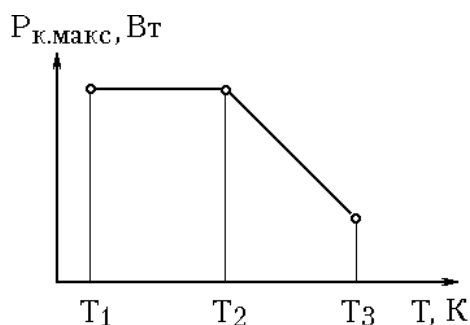


Рис 22

Типовая зависимость постоянной рассеиваемой мощности от температуры окружающей среды приведена на (Рис. 22). Так на интервале температур ($T_1 - T_2$) мощность, рассеиваемая коллектором остается постоянной, а затем линейно снижается. Эксплуатировать транзисторы при температуре выше T_3 нельзя. Если транзистор работает без теплоотвода в условиях естественного охлаждения при температуре окружающей среды $>T_2$, то максимальная мощность, рассеиваемая коллектором транзистора, вычисляется по формуле

$$P_{K.макс} = \frac{T_{п} - T_c}{R_{T.п-с}} \quad (\text{без теплоотвода}), \quad (96)$$

где: T - температура окружающей Среды, К;

$T_{п}$ - максимальная температура коллекторного перехода, К;

$R_{T.п-с}$ - тепловое сопротивление переход-среда, К/Вт.

Если же по условиям задачи невозможно использовать транзистор в условиях естественного охлаждения, то допускается применить этот же транзистор с теплоотводящим радиатором. В этом случае с транзистора можно снимать значительно большую мощность, однако максимальную температуру перехода рекомендуется не доводить до допустимой на (5...10)%, тогда

$$P_{K.макс} = \frac{T_{п} - T_k}{R_{T.п-к}} \quad (\text{с теплоотводом}), \quad (97)$$

где T_k - максимальная температура перехода, К;

$R_{T.п-к}$ - тепловое сопротивление переход-корпус, К/Вт.

С достаточной для практики точностью мощность, рассеиваемую транзистором с теплоотводом можно определить по формуле

$$P_{K.макс} = \frac{T_{п} - T}{2R_{T.п-к}} . \quad (98)$$

В качестве теплоотвода обычно применяют специально сконструированные радиаторы или конструктивные элементы узлов и блоков. В простейшем случае используют металлическую пластину, расположенную вертикально и охлаждающуюся с обеих сторон естественным образом. Суммарная поверхность такого теплоотвода рассчитывается по формуле

$$S_{п} = \frac{1400P_{K.p}}{T_{п\max} - T_c - P_{K.p} R_{T.п-к}} \quad (99)$$

Транзисторы могут выйти из строя также вследствие электрического пробоя, поэтому они должны обладать достаточным запасом электрической прочности. Рекомендуется эксплуатировать транзисторы в таких режимах, чтобы выполнялись условия

$$\begin{aligned} u_{кэ\max} &\leq (0,8...0,9)U_{кэ\max}, \\ i_{к\max} &\leq (0,8...0,9)I_{к\max}, \\ i_{б\max} &\leq (0,8...0,9)I_{б\max}. \end{aligned} \quad (100)$$

Частотные свойства транзистора определяют полосу пропускания усилителя. При повышении частоты коэффициент передачи тока транзистора снижается. Причиной тому является инерционность электрических процессов, происходящих в транзисторе при его работе. Так на частоте $f_{h21э}$, называемой предельной частотой передачи тока, коэффициент $h_{21э}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, а на частоте $f_{гр}$ становится равным единице. Эти частоты связаны между собой соотношением

$$f_{гр} = h_{21э} f_{h21э} . \quad (101)$$

В справочниках часто приводят значение $h_{21э}$ для некоторой фиксированной частоты f . Очевидно, что в этом случае значение $f_{гр}$ можно определить по формуле (101). Например: для транзистора КТ315А на частоте $f = 100\text{МГц}$ модуль коэффициента передачи

тока в схеме ОЭ ($h_{21Э}$) равен 2,5, тогда $f_{гр} = 2,5 \cdot 100 = 250 \text{ МГц}$.

Для снижения уровня частотных и фазовых искажений сигнала транзисторы следует выбирать с запасом по предельной частоте передачи тока $f_{h21Э}$. Кроме того, многокаскадный усилитель должен состоять из широкополосных и узкополосных каскадов, причем узкополосными обычно выполняют оконечные каскады усилителя. Поэтому для транзисторов оконечных каскадов достаточно выполнить условие

$$f_{h21Э} \geq (2...3)f_B, \quad (102)$$

где f_B - верхняя граница усиливаемой полосы частот.

Если для выбранного транзистора в справочнике приведено значение только граничной частоты передачи тока $f_{гр}$, то для определения $f_{h21Э}$, можно пользоваться соотношением

$$f_{гр.} \approx f_{h21б} \approx h_{21Э} f_{h21Э}. \quad (103)$$

Каскады предварительного усиления, как правило, изготавливают широкополосными, поэтому транзисторы для них следует подбирать с более высокой предельной частотой передачи тока. Такая структура обеспечивает устойчивую работу усилителя, исключая возможность его самовозбуждения на верхней рабочей частоте.

1.9. Расчет цепей питания

Питание всех каскадов усилителя чаще всего производится от одного источника. Для устранения условий самовозбуждения усилителя и уменьшения пульсаций напряжения, неизбежных в этом случае, отдельные каскады усилителя разделяются по цепям питания с помощью RC фильтров. При расчетах элементов фильтра обычно задаются падением напряжения на резисторе R_Φ на уровне $\Delta U_\Phi = 0,1E$. Затем вычисляют ток, протекающий через R_Φ . Для многокаскадного усилителя это ток, потребляемый предыдущим каскадом

$$I_\Phi = I_{к.ср} + I_{б.ср} + I_d, \quad (104)$$

где $I_{к.ср}$ - средний ток коллектора, протекающий через фильтр,
 $I_{б.ср}$ - средний ток базы того же транзистора,
 I_d - ток делителя в цепи смещения этого же транзистора;

тогда

$$R_{\phi} = \Delta U_{\phi} / I_{\phi} . \quad (105)$$

Емкость фильтрующего конденсатора C_{ϕ} вычисляют по формуле

$$C_{\phi} = \frac{\sqrt{K_U}}{2\pi f_H R_{\phi}} , \quad (106)$$

где K_U – общий коэффициент усиления усилителя.

Полный ток, потребляемый усилителем от источника питания, равен

$$I_0 = \sum_1^n I_{k.c.p} + \sum_1^n I_{b.c.p} + \sum_1^n I_d , \quad (107)$$

где $I_{k.c.p}$, $I_{b.c.p}$ – средние значения токов, потребляемых коллекторными и базовыми цепями в каждом каскаде;

I_d – ток делителя в базовых цепях каждого каскада.

Коэффициент полезного действия усилителя рассчитывается по формуле

$$\eta = P_H / I_0 E . \quad (108)$$

Примечание: средние значения токов зависят от режима работы каскада (А или В). Так для режима А в качестве среднего тока следует принимать ток покоя.

2. РАСЧЕТ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

2.1. Расчет резисторного усилителя напряжения с RC-связью

Задача. Рассчитать параметры усилителя, построенного по схеме рис. 22, на вход которого подается сигнал амплитудой u_c от источника с внутренним сопротивлением R_c . Усилитель должен обеспечить в нагрузке R_H требуемую амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых.А}}$ с коэффициентом гармоник, не превышающим K_T .

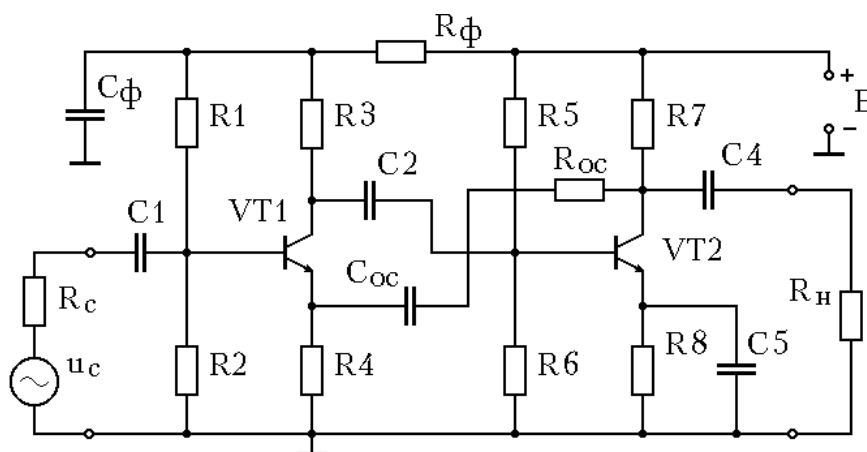


Рис. 22.

Для снижения уровня нелинейных искажений усилитель охвачен цепью последовательной отрицательной обратной связи по напряжению ($R_{oc}C_{oc}$) глубиной F . Рабочий диапазон частот усилителя от f_H до f_B при допустимых частотных искажениях сигнала M_B , M_H . Обеспечить температурную стабилизацию рабочей точки каждого каскада с коэффициентом неустойчивости S . Определить также к.п.д. усилителя и полный ток, потребляемый им от источника питания.

Порядок расчета

1. Составляют эквивалентную схему усилителя для области средних частот, учитывая при этом структуру транзисторов, и от

мечают на ней все напряжения и токи. Сопротивлением R_{ϕ} можно пренебречь.

2. Определяют требуемый коэффициент усиления $K_{u.ос}$ усилителя, охваченного цепью ОС, по исходным данным задачи.

3. Находят коэффициент усиления K_u усилителя с разомкнутой цепью ОС.

Примечание: далее расчет ведут для разомкнутой цепи ООС.

4. Находят коэффициенты усиления отдельных каскадов, полагая, что они равны между собой, т.е. $K'_{u1} = K'_{u2}$.

5. Выбирают режим усиления класса А, характеризующийся минимальными нелинейными искажениями и рассчитывают напряжение источника питания Е

$$E = K_{з.н} 2U_{\text{вых.А}} , \quad (109)$$

где $K_{з.н} = 4...6$ – коэффициент запаса по напряжению.

Окончательно напряжение Е выбирают из ряда 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30, 36, 42, 50 (ближайшее к расчетному значению).

6. Задаются сопротивлением резистора $R7 = (3...5)R_{\pi}$ и вычисляют эквивалентное сопротивление коллекторной цепи R_{K-2} . Номинальное сопротивление резистора R7 выбирают из табл. П2.1.

7. Рассчитывают выходную мощность каскада $P_{\text{вых}}$.

8. Находят мощность $P_{K.p}$, рассеиваемую коллектором VT2.

9. Выбирают транзистор VT2 по величине $P_{K \text{ макс}}$, $U_{KЭ \text{ макс}}$ и $f_{гр}$, учитывая рекомендации раздела 1.8.

10. Оценивают работоспособность выбранного транзистора в заданных температурных условиях.

11. Рассчитывают режим покоя транзистора VT2.

а) Принимают напряжение коллектора покоя транзистора VT2 ($U_{кп2}$) равным половине напряжения источника питания.

б) Составляют уравнение для коллекторной цепи VT2 и вычисляют ток коллектора покоя $I_{кп2}$, учитывая при этом соотношение (6).

в) Графически определяют ток базы $I_{бп2}$ и напряжение $U_{бп2}$. Для этого на семействе выходных характеристик транзистора отмечают точку $A(I_{кп}, U_{кп})$, через которую при необходимости проводят дополнительную характеристику, соответствующую $I_{бп2}$. Величину тока $I_{бп2}$ определяют методом линейной интерполяции, используя две соседние характеристики. Полученную точку переносят на входную характеристику транзистора и находят $U_{бп2}$ (см. прилож. 1).

12. Находят величины $h_{21э}$ и $h_{11э}$ в точке покоя.

13. Оценивают реальный коэффициент усиления каскада по формуле (19). Если он значительно отличается от величины, полученной в п.3, то необходимо подобрать другой транзистор.

14. Рассчитывают мощность, рассеиваемую резистором R7 по току $I_{кп2}$, и окончательно выбирают тип резистора.

Примечание: в дальнейшем выбор всех резисторов схемы выполнять по методике, изложенной в п 6 и 14 .

15. Строят динамическую линию нагрузки (ЛН~) на семействе выходных характеристик (см. раздел 1.2.1).

16. Определяют динамический режим работы транзистора. Для этого откладывают на оси абсцисс амплитуду выходного напряжения $U_{вых.А}$ и делают вывод о правильности выбора напряжения источника питания. Затем находят амплитудные значения тока коллектора $I_{кА}$ и тока базы $I_{бА}$. Переносят значение тока $I_{бА}$ на семейство входных характеристик и находят напряжение $U_{бэА}$.

17. Находят сопротивление резистора R8, мощность, рассеиваемую им, а затем выбирают его тип.

18. Вычисляют эквивалентное сопротивление базового делителя $R_{Б2}$ с учетом требований температурной стабилизации режима.

19. Составляют уравнение для базовой цепи VT2 в режиме покоя и находят сопротивление резистора R5.

20. Рассчитывают сопротивление резистора R6.

21. Определяют ток делителя $I_{д2}$, а затем рассчитывают мощность рассеивания резисторов R5 и R6 и выбирают их тип и номинал.

22. Вычисляют входное сопротивление оконечного каскада $R_{вх2}$.

23. Определяют мощность, потребляемую базовой цепью транзистора VT2 от предыдущего каскада

$$P_{Б2} = 0,5I_{бА2}^2 R_{вх2} . \quad (110)$$

24. Вычисляют выходную мощность предоконечного каскада

$$P_{вых1} = K_{з.м} P_{Б2} , \quad (111)$$

где $K_{з.м} = (1,1...1,2)$ – коэффициент запаса, учитывающий потери мощности в цепи смещения оконечного каскада.

25. Находят мощность $P_{к.р}$, рассеиваемую коллектором VT1.

26. Принимая, с учетом падения напряжения на резисторе фильтра $R_{ф}$, напряжение питания предоконечного каскада равным $E_{к1} = 0,9E$, выбирают транзистор VT1 (см. пп. 9...10).

27. Рассчитывают режим покоя транзистора VT1.

а) Принимают $U_{кп1} = 0,5 E_{к1}$.

б) Составляют уравнение для коллекторной цепи VT1 и

находят ток коллектора покоя $I_{кп1}$.

в) Вычисляют ток базы покоя $I_{бп1}$.

28. Выбирают сопротивление резистора R_3 таким, чтобы обеспечить возбуждение транзистора оконечного каскада в режиме генератора тока (см. раздел 1.7), учитывая соотношение (15).

29. Рассчитывают мощность, рассеиваемую резистором R_3 , и окончательно выбирают его тип и номинал.

30. Вычисляют эквивалентное сопротивление коллекторной цепи транзистора VT_1 в точке покоя ($R_{к\sim 1}$).

31. Оценивают коэффициент усиления предоконечного каскада по формуле (19) и, при необходимости, уточняют выбор транзистора.

32. Определяют амплитуду коллекторного тока транзистора VT_1 . Из эквивалентной схемы усилителя очевидно, что для согласования последовательно соединенных каскадов должно выполняться равенство $U_{кА1} = U_{бА2}$, тогда

$$I_{кА1} = U_{кА1} / R_{к\sim 1} . \quad (112)$$

Проверяют выполнение условия $I_{кА1} < I_{кп1}$.

33. Находят амплитудные значения тока базы и напряжения база-эмиттер транзистора VT_1

$$I_{бА1} = I_{кА1} / h_{21э} \quad \text{и} \quad U_{бА1} = I_{бА1} h_{11э} . \quad (113)$$

34. Вычисляют сопротивление резистора R_4 и выбирают его номинальное значение и тип.

35. Находят эквивалентное сопротивление $R_{Б1}$ (см. п. 18).

36. Рассчитывают сопротивления резисторов R_1 и R_2 ; выбирают их тип и номинал (см. пп. 19,20).

37. Вычисляют входное сопротивление предоконечного каскада $R_{вх1}$ в точке покоя.

38. Рассчитывают фактические коэффициенты усиления по напряжению оконечного $K_{у2}$ и предоконечного $K_{у1}$ каскадов, учитывая влияние всех элементов схемы.

39. Определяют общий коэффициент усиления усилителя с разомкнутой цепью ООС $K_{у}$, сравнивают его с величиной, полученной в п.3 и делают выводы о правильности расчетов.

40. Находят коэффициент передачи γ цепи ООС, обеспечивающий заданную глубину обратной связи.

41. Рассчитывают сопротивление резистора обратной связи $R_{ос}$, используя выражение

$$\gamma = R_4 / (R_4 + R_{ос}) . \quad (114)$$

Примечание: Емкость конденсатора $C_{ос}$ выбирают достаточно

большой ($C_{oc} \approx C5$), поэтому его омическим сопротивлением обычно пренебрегают.

42. Проверяют выполнение условия $R4 + R_{oc} \gg R_{вых2}$, для того, чтобы цепь ООС не шунтировала выходной каскад усилителя. Если это условие не выполняется, то надо выбрать транзисторы с большим коэффициентом усиления и повторить расчет.

43. Вычисляют фактический коэффициент усиления усилителя $K_{u.oc}$ с замкнутой цепью ООС.

44. Строят сквозную динамическую характеристику оконечного каскада и рассчитывают коэффициент нелинейных искажений $K_{г.}$, полагая разомкнутой цепь ОС (см. раздел 1.7).

45. Вычисляют коэффициент нелинейных искажений $K_{г.oc}$ усилителя, охваченного цепью ООС. Если $K_{г.oc}$ больше заданной величины, то надо изменить режим покоя или применить другой транзистор и повторить расчет, либо увеличивать глубину обратной связи.

46. Рассчитывают емкости разделительных и эмиттерных конденсаторов (см. раздел 1.2.3).

а) Определяют влияние отдельного конденсатора на общий коэффициент частотных искажений.

б) Находят постоянные времени перезаряда для каждого конденсатора.

в) Вычисляют емкости конденсаторов, а затем выбирают их номинальные значения из таблицы П2.2. Рабочее напряжение конденсаторов следует выбирать из условия $U_H > E$.

47. Определяют значения $C_{ф}$ и $R_{ф}$ согласно рекомендациям раздела 1.9. Окончательно номинальные параметры $C_{ф}$ и $R_{ф}$ выбирают по аналогии с предыдущими расчетами.

48. Вычисляют полный ток I_0 , потребляемый усилителем от источника питания.

49. Рассчитывают к.п.д. усилителя.

2.2. Расчет резисторного усилителя тока с непосредственной связью

Задача. Рассчитать параметры усилителя, по схеме рис. 23, на вход которого подается напряжение сигнала с амплитудой u_c от источника с внутренним сопротивлением R_c . Усилитель должен обеспечить в нагрузке R_H токовый сигнал амплитудой $I_{вых.А}$ с коэффициентом гармоник, не превышающим $K_{г.}$, при работе на линию связи с волновым сопротивлением ρ .

В усилителе предусмотрена общая параллельная отрицательная обратная связь по току (R_{oc}), глубина которой F . Диапазон рабочих частот усилителя от f_H до f_B при допустимых частотных искажениях сигнала M_B , M_H ; температура окружающей среды T . Определить также к.п.д. усилителя и полный ток, потребляемый от источника питания.

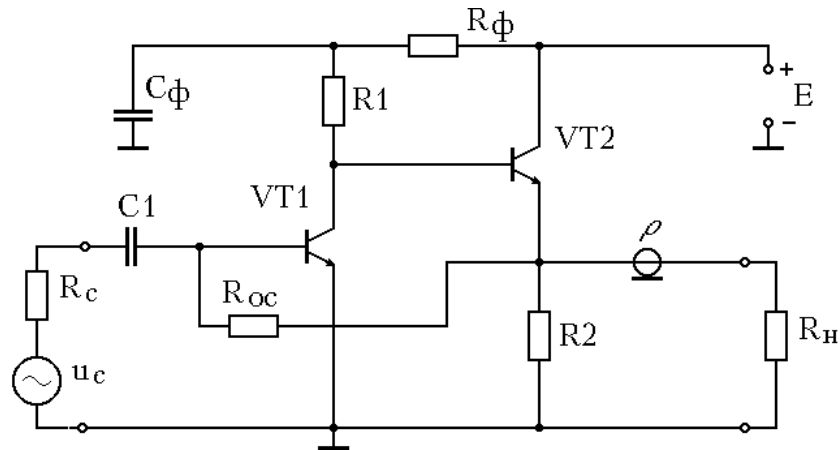


Рис. 23.

Порядок расчета

1. Преобразуют источник напряжения на входе усилителя в источник тока с амплитудой сигнала i_c , пренебрегая влиянием входного сопротивления усилителя.

2. Составляют эквивалентную схему усилителя для области средних частот, учитывая при этом структуру транзистора, и отмечают на ней все напряжения и токи. Сопротивлением R_{ϕ} можно пренебречь.

3. Определяют общий коэффициент усиления усилителя $K_{i.oc}$, охваченного цепью обратной связи, как отношение токов.

4. Вычисляют коэффициент усиления K_i усилителя с разомкнутой цепью ООС.

5. Находят коэффициенты усиления отдельных каскадов, полагая, что они равны между собой, т.е. $K'_{i1} = K'_{i2}$.

Примечание: далее расчет ведут для разомкнутой цепи ООС.

6. Выбирают режим усиления класса А и находят размах коллекторного тока, принимая $I_{\epsilon 2} \approx I_{K2}$

$$i_{K2.max} = K_{3.T} 2I_{вых.А} , \quad (115)$$

где $K_{3.T} = (1,4...1,6)$ – коэффициент запаса по току, который учитывает разброс параметров транзистора и обеспечивает его работу в линейной области выходных характеристик.

7. Рассчитывают напряжение источника питания E . Поскольку для каскадов с непосредственной связью линии нагрузки по постоянному и переменному току совпадают, то справедливо выражение

$$E = i_{k2.max} R_H . \quad (116)$$

Окончательно напряжение E выбирают из ряда 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30, 36, 42, 50 (ближайшее к расчетному значению).

8. Рассчитывают выходную мощность каскада $P_{вых}$.

9. Находят мощность $P_{К.р}$, рассеиваемую коллектором VT2.

10. Выбирают транзистор VT2 по $P_{К.макс}$, $I_{К.макс}$, $U_{КЭ макс}$, $h_{21Э}$, $f_{гр}$, учитывая, соотношение (115), а также рекомендации раздела 1.8.

11. Оценивают работоспособность выбранного транзистора в заданных температурных условиях.

12. Выбирают сопротивление резистора R_2 (см. раздел 1.3, а также прилож. 2).

13. Рассчитывают режим покоя транзистора VT2.

а) Принимают ток коллектора покоя транзистора VT2 ($I_{кп2}$) равным половине его максимального значения.

б) Пренебрегая ответвлением тока в R_2 составляют уравнение для коллекторной цепи VT2 и вычисляют напряжение коллектор-эмиттер в точке покоя $U_{кп2}$.

в) Графически определяют ток базы $I_{бп2}$ и напряжение $U_{бп2}$. Для этого на семействе выходных характеристик транзистора отмечают точку $A(I_{кп}, U_{кп})$, через которую при необходимости проводят дополнительную характеристику, соответствующую $I_{бп2}$. Величину тока $I_{бп2}$ определяют методом линейной интерполяции, используя две соседние характеристики. Полученную точку переносят на входную характеристику транзистора и находят $U_{бп2}$ (см. прилож. 1).

14. Находят величины $h_{21Э}$ и $h_{11Э}$ в точке покоя. Сравнивают значение $h_{21Э}$ с K'_{i2} и делают вывод о правильности выбора транзистора.

15. Строят динамическую линию нагрузки ($ЛН^{\sim}$) и гиперболу допустимой мощности рассеивания (см. раздел 1.2.1),

16. Определяют динамический режим работы транзистора. Для этого откладывают амплитуду тока коллектора $I_{кА2}$ на оси ординат и определяют амплитудные значения напряжения коллектор-эмиттер $U_{кА2}$ и тока базы $I_{бА2}$. Переносят значение тока $I_{бА2}$ на семейство входных характеристик и находят напряжение $U_{бэА2}$, а затем делают вывод о правильности выбора режима покоя и об эффективности использования усилительных свойств транзистора.

17. Вычисляют входное сопротивление оконечного каскада R_{BX2} в точке покоя.

$$R_{BX2} = (h_{21Э} + 1)R_H \quad (117)$$

18. Находят мощность, потребляемую базовой цепью транзистора VT2 от предыдущего каскада (см. формулу 110).

17. Рассчитывают выходную мощность $P_{ВЫХ1}$ каскада предварительного усиления (см. формулу 111).

18. Вычисляют мощность $P_{К.р.}$, рассеиваемую коллектором VT1.

19. Принимая напряжение питания каскада $E_{К1} = 0,9E$ с учетом падения напряжения на резисторе R_{ϕ} , выбирают транзистор VT1 по аналогии с оконечным каскадом (см. пп. 10...11).

20. Определяют напряжение $U_{КП1}$ транзистора VT1. Так как эмиттерный повторитель имеет коэффициент усиления по напряжению близкий к единице, то для обеспечения выбранных параметров режима покоя транзистора VT2 должно быть выполнено соотношение

$$U_{КП1} = 1,1U_{ЭП2} \approx 1,1I_{КП2}R_{К2.ЭКВ} , \quad (118)$$

21. Рассчитывают сопротивление резистора R1 так, чтобы обеспечить требуемый коэффициент усиления K'_{i1} (см. формулу 16) и выбирают его номинальную величину из таблицы П. 2.1.

22. Составляют уравнение для коллекторной цепи VT1 и находят ток коллектора покоя $I_{КП1}$.

23. Вычисляют мощность, рассеиваемую резистором R1, и окончательно выбирают его тип.

24. Определяют ток базы покоя транзистора VT1 (аналитически).

25. Находят входное сопротивление предоконечного каскада R_{BX1} .

26. Рассчитывают эквивалентное сопротивление коллекторной цепи VT1 для переменного тока $R_{К-1}$.

27. Находят амплитуду коллекторного тока транзистора VT1

$$I_{КА1} = U_{БЭА2} / R_{К-1} \quad (119)$$

Проверяют выполнение условия $I_{КА1} < I_{КП1}$.

28. Составляют уравнение для базовой цепи транзистора VT1 в режиме покоя и рассчитывают сопротивление резистора $R_{ос}$.

29. Вычисляют коэффициент передачи цепи обратной связи

$$\gamma = R_{Э\sim} / (R_{ос} + R_{BX1} \parallel R_r) . \quad (120)$$

30. Находят фактическую глубину обратной связи по току $F_{рас}$.

31. Рассчитывают фактический коэффициент усиления по току усилителя, охваченного цепью ОС. Если полученное значение от

личается от вычисленного в п. 2 более, чем на $\pm 20\%$, то необходимо либо выбрать другие транзисторы и повторить расчет, либо скорректировать их режим покоя.

32. Строят сквозную динамическую характеристику оконечного каскада и рассчитывают коэффициент нелинейных искажений K_T , полагая разомкнутой цепь ОС (см раздел 1.7).

33. Определяют коэффициент нелинейных искажений $K_{T.OC}$ усилителя, охваченного цепью ООС.

34. Делают окончательные выводы о правильности выбора транзисторов и расчетах режимных элементов схемы.

35. Находят входное сопротивление усилителя с учетом ООС.

36. Вычисляют постоянную времени перезаряда разделительного конденсатора $C1$ (см. раздел 1.2.3).

37. Рассчитывают емкость конденсатора, а затем выбирают ее номинальное значение из таблицы П2.2. Рабочее напряжение конденсатора следует выбирать из условия $U_H > E$.

38. Определяют значения C_Φ и R_Φ согласно рекомендациям раздела 1.9. Окончательно номинальные параметры C_Φ и R_Φ выбирают по аналогии с предыдущими расчетами.

39. Вычисляют полный ток I_0 , потребляемый усилителем от источника питания.

40. Рассчитывают к.п.д. усилителя.

2.3. Расчет однотактного трансформаторного усилителя мощности

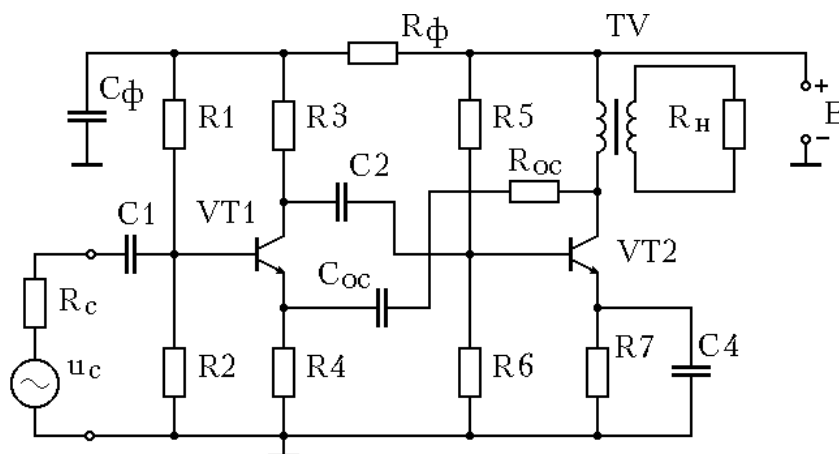


Рис. 24.

Задача. Трансформаторный усилитель мощности, построенный по схеме рис. 24, должен развивать в нагрузке R_H мощность выходного сигнала P_H , при температуре окружающей среды T . Рабо

чий диапазон частот усилителя от f_n до f_v при допустимых частотных искажениях M_v , M_n . Для уменьшения коэффициента гармоник до величины K_r усилитель охвачен цепью общей последовательной отрицательной обратной связью по напряжению ($R_{oc}C_{oc}$).

Выбрать транзисторы и рассчитать параметры элементов схемы, обеспечив, при этом, температурную стабилизацию рабочей точки каждого каскада с коэффициентом неустойчивости S . Вычислить амплитуду входного напряжения и мощность, потребляемую усилителем от источника входного сигнала. Определить также к.п.д. усилителя и полный ток, потребляемый им от источника питания напряжением E .

Порядок расчета

1. По заданной величине P_n из таблицы 1.4.1 определяют к.п.д. трансформатора и рассчитывают выходную мощность каскада ($P_{вых}$).

2. Находят максимальную мощность, рассеиваемую коллектором транзистора VT2.

3. Выбирают транзистор VT2 по величине $P_{K \text{ макс}}$, $U_{KЭ \text{ макс}}$ и $f_{гр}$, учитывая особенность трансформаторного каскада, а также рекомендации раздела 1.8.

4. Оценивают работоспособность выбранного транзистора в заданных температурных условиях.

5. Выбирают режим усиления класса А и рассчитывают оптимальный коэффициент трансформации.

а) Находят амплитуду коллекторного напряжения U_{KA2} . Из уравнения (см. Рис. 12)

$$E = U_{кп2} + U_{эп2} = U_{KA2} + U_{ост} + U_{эп2} . \quad (121)$$

Остаточное напряжение на коллекторе $U_{ост}$ для высоковольтных транзисторов при больших токах выбирают равным (2...10)В, для низковольтных – (1...4)В.

б) Зная выходную мощность каскада, вычисляют эквивалентное сопротивление коллекторной цепи транзистора VT2 в точке покоя ($R_{к~2}$).

в) Рассчитывают оптимальный коэффициент трансформации по формуле (57).

6. Составляют эквивалентную схему усилителя для области средних частот, учитывая при этом структуру транзисторов, и отмечают на ней все напряжения и токи. Сопротивлением $R_{ф}$ можно пренебречь.

Примечание: далее расчет ведут полагая разомкнутой цепь ООС.

7. Вычисляют ток коллектора покоя $I_{кп2}$ по формуле (58), полагая $U_{кп2} = U_{кА2} + U_{ост}$.

8. Графически определяют ток базы $I_{бп2}$ и напряжение $U_{бп2}$. Для этого на семействе выходных характеристик транзистора отмечают точку $A(I_{кп}, U_{кп})$, через которую при необходимости проводят дополнительную характеристику, соответствующую $I_{бп2}$. Величину тока $I_{бп2}$ определяют методом линейной интерполяции, используя две соседние характеристики. Полученную точку переносят на входную характеристику транзистора и находят $U_{бп2}$ (см. прилож. 1).

9. Находят величины $h_{21э}$ и $h_{11э}$ в точке покоя.

10. Строят на семействе выходных ВАХ транзистора динамическую линию нагрузки и гиперболу допустимой мощности (см. раздел 1.2.1). Делают вывод о правильности выбора режима покоя.

11. Определяют динамический режим работы транзистора. Для этого откладывают на оси абсцисс амплитуду напряжения коллектор-эмиттер $U_{кА2}$, определяют амплитудные значения тока коллектора $I_{кА2}$, тока базы $I_{бА2}$. Переносят значение тока $I_{бА2}$ на семейство входных характеристик и находят напряжение $U_{бА2}$, а затем делают вывод об эффективности использования усилительных свойств транзистора.

12. Вычисляют сопротивление резистора $R7$ и мощность, рассеиваемую на нем по току покоя, а затем окончательно выбирают его тип и номинал (см. прилож. 2).

13. Находят величину эквивалентного сопротивления базового делителя $R_{Б2}$ с учетом коэффициента температурной нестабильности S .

14. Составляют уравнение для базовой цепи $VT2$ в режиме покоя и находят сопротивление резистора $R5$.

15. Рассчитывают сопротивление резистора $R6$.

16. Определяют ток делителя $I_{д2}$, а затем находят мощность рассеивания резисторов базового делителя и окончательно выбирают их тип и номинал.

17. Вычисляют входное сопротивление оконечного каскада $R_{вх2}$.

18. Рассчитывают коэффициент усиления оконечного каскада по напряжению K_{u2} без учета ООС.

19. Определяют мощность, потребляемую базовой цепью транзистора $VT2$ от предыдущего каскада по формуле (110).

20. Вычисляют выходную мощность предоконечного каскада формула (111).

21. Находят мощность $P_{К.р}$, рассеиваемую коллектором $VT1$.

22. Принимая, с учетом падения напряжения на резисторе фильтра R_f , напряжение питания предоконечного каскада равным $E_{к1} = 0,9E$, выбирают транзистор VT1 (см. пп. 3...4).

23. Рассчитывают режим покоя транзистора VT1.

а) Принимают $U_{кп2} = 0,5 E_{к1}$.

б) Составляют уравнение для коллекторной цепи VT1 и находят ток коллектора покоя $I_{кп1}$.

в) Вычисляют ток базы покоя $I_{бп1}$.

24. Выбирают сопротивление резистора R3 таким, чтобы обеспечить возбуждение транзистора оконечного каскада в режиме генератора тока (см. раздел 1.7), учитывая соотношение (15).

25. Рассчитывают мощность, рассеиваемую резистором R3, и окончательно выбирают его тип и номинал.

26. Вычисляют эквивалентное сопротивление коллекторной цепи транзистора VT1 в точке покоя ($R_{к~1}$).

27. Оценивают коэффициент усиления предоконечного каскада по формуле (19).

28. Определяют требуемую амплитуду коллекторного тока транзистора VT1 по формуле (111), учитывая, что для последовательно соединенных каскадов должно выполняться равенство $U_{кA1} = U_{бA2}$.

Проверяют выполнение условия $I_{кA1} < I_{кп1}$.

29. Вычисляют амплитудные значения тока базы и напряжения база-эмиттер транзистора VT1.

30. Находят сопротивление резистора R4 (по аналогии с R7).

31. Рассчитывают сопротивления R1 и R2 (см. пп. 13...16).

32. Вычисляют входное сопротивление предоконечного каскада $R_{вх1}$ в точке покоя.

33. Рассчитывают фактический коэффициент усиления предоконечного каскада $K_{у1}$.

34. Определяют общий коэффициент усиления усилителя с разомкнутой цепью ООС $K_{у}$.

35. Строят сквозную динамическую характеристику оконечного каскада и рассчитывают коэффициент нелинейных искажений K_T , полагая разомкнутой цепь ОС (см. раздел 1.7).

36. Сравнивают полученный коэффициент гармоник с заданным и вычисляют необходимую глубину обратной связи.

37. Находят коэффициент передачи γ цепи ООС, обеспечивающий рассчитанную выше глубину обратной связи.

38. Рассчитывают сопротивление резистора обратной связи $R_{ос}$, используя выражение (113).

Примечание: Емкость конденсатора $C_{ос}$ выбирают достаточно большой ($C_{ос} \approx C_4$), поэтому его омическим сопротивлением обычно пренебрегают.

39. Проверяют выполнение условия $R_4 + R_{oc} \gg R_{вых2}$ для того, чтобы цепь ООС не шунтировала выходной каскад усилителя. Если это условие не выполняется, то надо выбрать транзисторы с большим коэффициентом усиления и повторить расчет.

40. Вычисляют напряжение обратной связи

$$U_{oc} = \gamma U_{KA2} . \quad (122)$$

41. Определяют амплитуду входного сигнала

$$u_c = U_{6A1} + U_{oc} . \quad (123)$$

42. Находят входное сопротивление усилителя $R_{вх1.ос}$, охваченного цепью ООС.

43. Рассчитывают мощность, потребляемую усилителем от источника входного сигнала

$$P_{вх} = u_c^2 / R_{вх1.ос} . \quad (124)$$

44. Рассчитывают емкости разделительных и эмиттерных конденсаторов (см. раздел 1.2.3).

а) Определяют влияние отдельного конденсатора на общий коэффициент частотных искажений.

б) Находят постоянные времени перезаряда для каждого конденсатора.

в) Вычисляют емкости конденсаторов, а затем выбирают их номинальные значения из таблицы П2.2. Рабочее напряжение конденсаторов следует выбирать из условия $U_H > E$.

45. Определяют значения C_ϕ и R_ϕ согласно рекомендациям раздела 1.9. Окончательно номинальные параметры C_ϕ и R_ϕ выбирают по аналогии с предыдущими расчетами.

46. Вычисляют полный ток I_0 , потребляемый усилителем от источника питания.

47. Рассчитывают к.п.д. усилителя.

2.4. Расчет двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности

Задача. Двухтактный усилитель мощности, выполненный на комплементарных транзисторах по схеме рис.25, должен обеспечить выходную мощность P_H в нагрузке R_H при температуре окружающей среды T . Полоса пропускания усилителя от f_H до f_B при допустимых частотных искажениях M_B, M_M .

Выбрать транзисторы и рассчитать параметры элементов схемы, обеспечив при этом температурную стабилизацию рабочей точки с коэффициентом неустойчивости S . Вычислить амплитуду входного напряжения и мощность, потребляемую усилителем от источника входного сигнала. Определить также к.п.д. усилителя и полный ток, потребляемый им от источника питания.

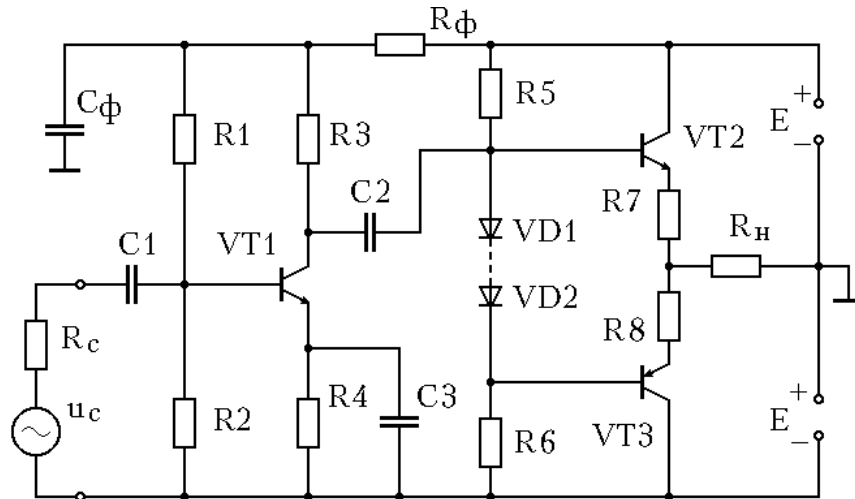


Рис. 25.

Порядок расчета

1. Составляют эквивалентную схему усилителя для одного плеча оконечного каскада, например VT_2 , в области средних частот. Сопротивлением R_ϕ можно пренебречь. Отмечают на схеме все токи и напряжения.

2. Задаваясь величиной коэффициента ξ , определяют напряжение источника питания E , используя исходные данные задачи. Окончательно величину напряжения выбирают из нормального ряда 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30, 36, 42, 50 (ближайшее к расчетному значению).

3. Рассчитывают коллекторную цепь транзисторов оконечного каскада.

а) Находят максимальное напряжение коллектор-эмиттер, учитывая, что транзисторы работают в противофазе

$$U_{кэ \max 2} \approx 2E, \quad (125)$$

б) Вычисляют амплитуду коллекторного тока $I_{кА2}$.

в) Определяют максимальную мощность, рассеиваемую коллектором транзистора $P_{кр}$.

4. Полагая, что в двухтактном каскаде $I_{KA} \approx I_{K.max}$, выбирают комплементарную пару транзисторов VT2 и VT3 по $P_{K.max}$, $I_{K.max}$, $U_{KЭ.max}$, $h_{21Э}$, $f_{гр}$, учитывая рекомендации раздела 1.8.

5. Оценивают работоспособность выбранных транзисторов в заданных температурных условиях. При необходимости рассчитывают площадь охлаждающего радиатора.

6. Выбирают резисторы R7 и R8. Мощность, рассеиваемая этими резисторами, оценивается по среднему току коллектора (см. прилож. 2).

7. Определяют амплитуду коллекторного напряжения из формулы (72).

8. На семействе выходных характеристик транзистора строят динамическую линию нагрузки ЛН~ и гиперболу допустимой мощности рассеивания.

9. Строят треугольник полезной мощности (см. рис. 15) и оценивают возможность получения заданной мощности в нагрузке. При необходимости корректируют выбор источника питания.

10. На семействе входных характеристик транзистора определяют амплитудное значение базового тока $I_{б2A}$ и напряжение $U_{б2A}$.

11. Используя входные и выходные характеристики выбранного транзистора, строят его проходную характеристику $I_K = f(U_{бэ})$ для рабочего напряжения коллектор-эмиттер.

12. Спрямляя проходную характеристику (см. рис. 14) определяют параметры режима покоя $U_{бп}$, $I_{кп}$, $I_{бп}$.

13. Задаются током делителя I_d и вычисляют сопротивление резисторов R5 и R6. Выбирают ближайшее номинальное значение сопротивления резисторов и рассчитывают рассеиваемую ими мощность.

14. Используя величины I_d и $U_{бп}$ выбирают диоды, обеспечивающие необходимое напряжение смещения на базах транзисторов оконечного каскада (прилож. 3).

15. Вычисляют входное сопротивление оконечного каскада $R_{вх2}$ по формуле (117).

16. Определяют мощность, потребляемую базовой цепью транзистора VT2 от предыдущего каскада по формуле (110)

17. Вычисляют выходную мощность предоконечного каскада по формуле (111).

18. Находят мощность $P_{K.p}$, рассеиваемую коллектором VT1.

19. Принимая падение напряжения на резисторе фильтра R_f равным $0,1E_{пит}$, находят напряжение питания предоконечного каскада $E_{к1}$.

20. Выбирают транзистор VT1, учитывая рекомендации раздела 1.8.

21. Оценивают работоспособность транзистора в заданных температурных условиях.

22. Выбирают сопротивление резистора R_3 таким, чтобы обеспечить возбуждение транзистора оконечного каскада в режиме генератора тока (см. раздел 1.7), учитывая соотношение (15).

23. Вычисляют эквивалентное сопротивление коллекторной цепи транзистора VT1 в точке покоя ($R_{к\sim 1}$).

24. Определяют амплитуду коллекторного тока транзистора VT1 (см. п.32 задачи 2.1).

25. Рассчитывают режим покоя транзистора VT1.

а) Принимают $U_{кп1} = 0,5 E_{к1}$.

б) Составляют уравнение для коллекторной цепи VT1 и находят ток коллектора покоя $I_{кп1}$.

в) Вычисляют ток базы покоя $I_{бп1}$.

26. Проверяют выполнение условия $I_{кА1} < I_{кп1}$ и при необходимости корректируют выбор резистора R_3 .

27. Рассчитывают мощность, рассеиваемую резистором R_3 , и окончательно выбирают его тип и номинал.

28. Вычисляют сопротивление резистора R_4 и выбирают его номинальное значение и тип.

29. Вычисляют эквивалентное сопротивление базового делителя $R_{Б1}$ с учетом требований температурной стабилизации режима.

30. Составляют уравнение для базовой цепи VT1 в режиме покоя и находят сопротивление резистора R_1 .

31. Рассчитывают сопротивление резистора R_2 .

32. Определяют ток делителя $I_{д2}$, а затем рассчитывают мощность рассеивания резисторов R_1 и R_2 и окончательно выбирают их тип и номинал.

33. Вычисляют входное сопротивление предоконечного каскада $R_{вх1}$ в точке покоя.

34. Рассчитывают фактический коэффициент усиления по напряжению предоконечного $K_{ц1}$ каскада, учитывая влияние всех элементов схемы.

35. Определяют требуемую амплитуду входного сигнала u_c .

36. Находят входное сопротивление усилителя $R_{вх1}$.

37. Рассчитывают мощность, потребляемую усилителем от источника входного сигнала по формуле (124).

38. Строят сквозную динамическую характеристику оконечного каскада и рассчитывают коэффициент нелинейных искажений K_f . Если K_f больше заданной величины, то надо применить другой транзистор и повторить расчет, либо использовать обратную связь для снижения уровня нелинейных искажений.

39. Рассчитывают емкости разделительных и эмиттерных конденсаторов (см. раздел 1.2.3).

а) Определяют влияние отдельного конденсатора на общий

коэффициент частотных искажений.

б) Находят постоянные времени перезаряда для каждого конденсатора.

в) Вычисляют емкости конденсаторов, а затем выбирают их номинальные значения из таблицы П2.2. Рабочее напряжение конденсаторов следует выбирать из условия $U_H > E$.

40. Определяют значения C_ϕ и R_ϕ согласно рекомендациям раздела 1.9. Окончательно номинальные параметры C_ϕ и R_ϕ выбирают по аналогии с предыдущими расчетами.

41. Вычисляют полный ток I_0 , потребляемый усилителем от источника питания.

42. Рассчитывают к.п.д. усилителя.

3. ОФОРМЛЕНИЕ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Пояснительная записка оформляется в соответствии с требованиями ГОСТ 2.104-68 и ГОСТ 2.105-79 на одной стороне листа белой бумаги формата А-4 с рамкой. Расстояние от рамки формата до границ текста следует оставлять: в начале строк – не менее 5 мм, в конце – не менее 3 мм; расстояние до верхней или нижней рамок формата – не менее 10 мм; число строк на листе в пределах 27...30; абзацы в тексте начинаются с отступом 15...17 мм. Текст пишется разборчиво, черными чернилами (пастой, тушью) или печатается на пишущей машинке (лента черного цвета) или принтере. Изложение содержания пояснительной записки не должно производиться от первого лица.

В тексте пояснительной записки не допускается:

- применять для одного и того же названия различные научно-технические термины, близкие по смыслу (синонимы);
- применять сокращения слов, кроме установленных правилами русской орфографии, а также стандартных технических терминов;
- использовать математические символы вместо слов раскрывающих их смысл, например: \leq (меньше или равно), – (минус), № (номер) и т.д.

Нумерация страниц записки должна быть сквозной: первым листом является титульный лист (он не нумеруется) вторым – задание, который также не нумеруется. Далее на всех страницах представляется номер арабскими цифрами в правом верхнем углу. Приложения и список использованной литературы также включают в сквозную нумерацию страниц.

Текст пояснительной записки должен содержать все расчеты и необходимые пояснения к ним, графики вольтамперных характеристик оформляются в виде приложения на отдельном листе миллиметровой бумаги. Справочные данные выбранных транзисторов за

носят в таблицу по аналогии с таблицей П7.1 и также приводят в приложении. Допускается графики и таблицу располагать на одном листе.

Расчет каждого каскада оформляется в виде самостоятельного раздела, наименование которого записывают в виде заголовка прописными буквами симметрично к тексту. Переносы слов в заголовках не допускаются, точку в конце заголовка не ставят. Разделы должны иметь порядковые номера, обозначенные арабскими цифрами с точкой, например: 1. РАСЧЕТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА.

Расчет каждой позиции, согласно приведенной методике, оформляется в виде подраздела. Подразделы должны иметь нумерацию в пределах каждого раздела. Номер подраздела состоит из номеров раздела и подраздела, разделенных точкой. В конце номера подраздела также ставится точка, например: 1.1.; 1.2.; 1.3. и т.д. При необходимости подразделы могут быть разбиты на пункты и подпункты, номера которых также отделяются точкой.

При оформлении расчетов необходимо вынести формулы из текстового материала в отдельные строки. Значения символов и цифровых коэффициентов, входящих в формулу, должны быть приведены непосредственно после нее со слова “где” (двоеточие после него не ставят). Значение каждого символа дают с новой строки в той последовательности, в какой они приведены в формуле. Если буквенные символы используются повторно, то приводить вновь их расшифровку не следует.

Все формулы нумеруются арабскими цифрами в пределах раздела. Номер формулы состоит из номера раздела и порядкового номера формулы, разделенных точкой. Номер указывают справа на уровне формулы в круглых скобках. Ссылки в тексте на номер формулы дают в скобках, например: “... из формулы (2.1)”.

Расчет каждой величины производится в таком порядке: искомая величина, формула в буквенном выражении, подстановка в формулу значений в строгой последовательности, результат вычисления, обозначение физической величины. В процессе вычислений все расчетные величины необходимо выражать в единицах системы СИ, заменяя кратные и дольные величины соответствующим множителем (10^n).

Единицы измерения физических величин следует писать после их числовых значений, в одну строку (без переноса), отделяя пробелом.

Графическая часть должна содержать чертеж принципиальной электрической схемы усилителя и перечень элементов, входящих в него. Принципиальная схема определяет состав элементов и связей между

ними и дает полное представление о принципах работы устройства.

Принципиальные схемы служат основанием для разработки других конструкторских документов (чертежи печатных плат, монтажные схемы, схемы внешних подключений и т.п.) Эти схемы используют при изучении принципов работы устройства, а также при наладке, контроле и ремонте изделий.

Графическая часть курсовой работы должна выполняться на листах ватманской бумаги стандартных форматов, чаще всего в масштабе 1:1. Формат листа выбирается таким образом, чтобы графический материал располагался равномерно и занимал 70...80% общей площади листа. При необходимости допускается использовать масштаб 2:1. Шифр электрической принципиальной схемы имеет вид ЭЗ. На чертежах схемы изображают в отключенном состоянии без учета фактического пространственного расположения элементов, применяя условные графические обозначения, установленные в соответствующих стандартах единой системы конструкторской документации (ЕСКД).

Каждый элемент схемы должен иметь буквенное обозначение (двухбуквенный код) и порядковый номер. Порядковые номера присваиваются элементам по направлению сверху вниз и слева направо. Буквенно-цифровые обозначения проставляют рядом с элементами справа или над ними. Буквы и цифры выполняют одним шрифтом.

В основной надписи штампов указывается обозначение курсовой работы, которое включает название документа, шифр специальности, номер учебной группы, а также шифр документа по ГОСТ 2.102-68, например: “Усилитель НЧ. Схема принципиальная электрическая.” КР.311400.305.ЭЗ.

Ниже перечислены основные стандарты ЕСКД, которыми следует пользоваться при выполнении схем.

ГОСТ 2.702-75*. Правила выполнения электрических схем.

ГОСТ 2.701-81. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах.

ГОСТ 2.721-74*. Обозначения общего применения.

ГОСТ 2.723-68*. Катушки индуктивности, дроссели, трансформаторы, и магнитные усилители.

ГОСТ 2.728-74*. Резисторы, конденсаторы.

ГОСТ 2.730-73*. Приборы полупроводниковые.

ГОСТ 2.743-82*. Элементы цифровой техники.

ГОСТ 2.750-73*. Электрические связи, провода, кабели и шины.

ГОСТ 2.755-74*. Устройства коммутационные и контактные соединения.

Технические характеристики элементов заносят в перечень эле

ментов, который оформляется в виде таблицы над основной надписью (прилож. 6.). Расстояние между перечнем и основной надписью должно быть не менее 12 мм. При необходимости перечень элементов выполняется на отдельных листах формата А4 и подшивается в пояснительную записку. В этом случае шифр состоит из буквы П и шифра схемы, к которой выпускается перечень.

Элементы в перечень записывают по группам в алфавитном порядке буквенных обозначений. В пределах каждой группы, имеющей одинаковые буквенные обозначения, элементы располагаются по возрастанию порядковых номеров. Допускается записывать наименование элементов в графе “Наименование” в виде заголовка один раз на каждом листе перечня, например “Резисторы”, “Конденсаторы”.

Защита курсовой работы проводится в форме собеседования, в ходе которого студент должен показать:

- знание принципа работы схемы и назначение ее элементов;
- обосновать правильность выбора транзисторов для решения поставленной задачи;
- обосновать правильность выбора электрических режимов работы с точки зрения эффективности использования усиленных свойств выбранных транзисторов.

Расчет параметров транзисторов по характеристикам

Малосигнальные h -параметры транзистора обычно приводятся в справочной литературе. Однако при необходимости их можно вычислить, построив характеристический треугольник на семействе входных и выходных характеристик в окрестности точки покоя (рис. П1.).

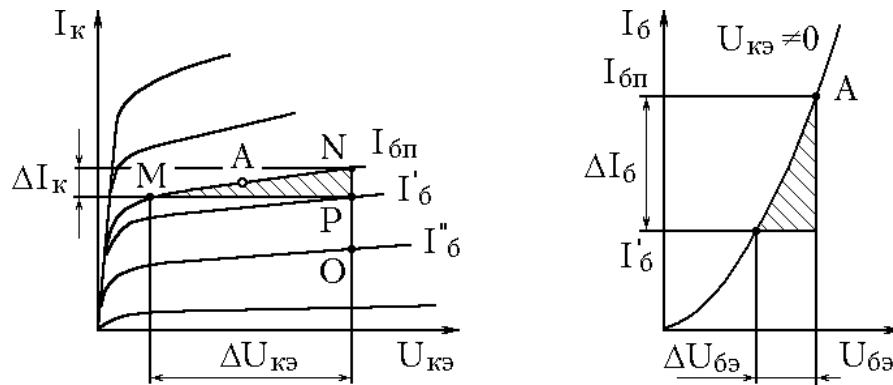


Рис. П1.

На семействе выходных характеристик отмечают точку покоя А, координаты которой $U_{КП}$, $I_{КП}$, $I_{БП}$ известны из расчета статического режима транзистора. Задают произвольное приращение коллекторного напряжения $\Delta U_{КЭ}$ симметрично, относительно $U_{КП}$. Из полученных точек восстанавливают перпендикуляры до пересечения с характеристикой, соответствующей $I_{БП}$ и строят характеристический треугольник МNP. (Допускается использовать характеристику с ближайшим к расчетному значением тока базы).

Разность ординат точек N и М есть приращение коллекторного тока ΔI_K , соответствующее заданному $\Delta U_{КЭ}$. Поэтому выходная проводимость транзистора определяется по формуле

$$h_{22Э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \Big|_{I_{Б}=\text{const}}.$$

Через точку Р проводят дополнительную характеристику (от руки), соответствующую току базы $I'_Б$. Величину $I'_Б$ можно определить методом линейной интерполяции из соотношения

$$\frac{ON}{NP} = \frac{I_{БП} - I'_Б}{I_{БП} - I''_Б}.$$

Разность $I_{БП} - I''_Б$ есть приращение базового тока $\Delta I_Б$ соответствующее ранее полученному приращению коллекторного тока $\Delta I_К$. Тогда коэффициент передачи тока определится как

$$h_{12Э} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} \Big|_{U_{КЭ} = \text{const}} .$$

На семействе входных характеристик отмечают приращение базового тока $\Delta I_Б$, определяют соответствующее ему приращение напряжения $\Delta U_{БЭ}$, а затем вычисляют входное сопротивление транзистора

$$h_{11Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_Б} \Big|_{U_{КЭ} = \text{const}} .$$

Величину коэффициента обратной связи по напряжению $h_{12Э}$ можно определить из выражения

$$r_Э = h_{12Э} / h_{22Э} .$$

Дифференциальное сопротивление эмиттера $r_Э$ в свою очередь определяется зависимостью

$$r_Э = kT / eI_Э ,$$

где: k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура;
 e – заряд электрона; $I_Э$ – ток эмиттера.

При комнатной температуре в точке покоя

$$r_Э = 26 / I_{ЭП} ,$$

причем значение $r_Э$ получается в Омах, если $I_{ЭП}$ подставлять в мА.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Выбор резисторов и конденсаторов

В УНЧ среднего класса обычно применяют резисторы общего назначения. Их выбирают по номинальному сопротивлению $R_{НОМ}$, допускаемому отклонению номинального сопротивления $\Delta R_{НОМ}$, и номинальной мощности рассеивания $P_{НОМ}$. Согласно ГОСТ 2825-67

номинальное значение сопротивление резистора должно соответствовать одному из значений таблицы П2.1 .

Таблица П2.1

ΔR	$R_{\text{НОМ}}$ [Ом, кОм, МОм, ГОм]												
$\pm 5\%$	1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0	
$\pm 10\%$	1,0		1,2		1,5		1,8		2,2		2,7		
$\pm 20\%$	1,0				1,5				2,2				
$\pm 5\%$	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1	
$\pm 10\%$	3,3		3,9		4,7		5,6		6,8		8,2		
$\pm 20\%$	3,3				4,7							6,8	

При выборе резисторов следует учитывать, что более точные резисторы имеют более высокую цену. Порядок выбора следующий:

1. Определяют исходя из требований к усилителю необходимый класс точности резистора и по таблице П2.1 выбирают ближайшее к расчетному номинальное значение его сопротивления.
2. Рассчитывают мощность, рассеиваемую резистором

$$P = I^2 R = U^2 / R = UI$$

и выбирают резистор, для которого $P < (2...3)P_{\text{НОМ}}$, где $P_{\text{НОМ}}$ - номинальная мощность, рассеиваемая резистором при естественной конвекции и нормальных условиях эксплуатации (0,125; 0,25; 0,5; 1,0) Вт.

3. Выбирают тип резистора исходя из условий эксплуатации, надежности и т.д.

Резисторы выпускаются следующих типов:

- МЛТ - металлопленочные лакированные теплостойкие,
- ОМЛТ - то же, повышенной надежности,
- МТ - металлопленочные теплостойкие,
- С1 - постоянные углеродистые,
- С2 - постоянные металлодиэлектрические,
- С4 - постоянные композиционные объемные.

Система условных обозначений, применяемая в конструкторской документации предусматривает обозначение типа резистора, его основных параметров и обозначение документа на поставку, например:

Резистор МЛТ-0,125 - 11кОм $\pm 5\%$ ГОСТ 7113-66 .

В качестве разделительных и фильтрующих конденсаторов чаще всего используются электролитические конденсаторы, которые вы

бирают по следующим параметрам: номинальная емкость C_H , номинальное напряжение U_H , тангенс угла потерь $\operatorname{tg}\delta$, ток утечки. Кроме того принимаются во внимание конструктивные параметры конденсаторов: габаритные размеры, форма выводов, способ крепления.

Параметры некоторых типов электролитических конденсаторов общего назначения приведены в таблице 2.2.

Таблица П2.2

Тип	U_H , В	C_H , мкФ	Размеры, мм	
			Диаметр	Длина
K50-6 (Вар.1)	6,3	50, 100, 200, 500	7,5...18	13...18
	10	10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000	6...18	
	16	1, 5, 10, 20, 30, 50, 100, 200, 500, 1000	4...21	
	25	1, 5, 10, 50, 100, 200, 500	4...18	13...45
	50	1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200	6...18	
	100	1, 2, 5, 10, 20	6...14	13...18
K50-6 (Вар.2)	160	1, 2, 5, 10	6...16	18
	10	2000, 4000	24...30	45
	16	2000, 4000	26...30	60
	25	1000, 2000, 4000, 10000	30...34	45...100
	50	500, 1000, 2000		45...78
K50-12 (Вар.1)	6,3	10, 20, 50, 100, 200	4,5...8,5	14...27
	12	5, 50, 50, 100		
	25	2, 5, 10, 20, 50		
	50	1, 2, 5, 10, 20		
	100	1, 2, 5, 10		
	160	1, 5		
K50-12 (Вар.2)	6,3	500, 1000	12...17	30...42
	12	200, 500, 1000		
	25	100, 200, 500		
	50	50, 100, 200		
	100	20, 50		
	160	10, 20, 50		
	300	5, 20		

Для всех приведенных конденсаторов отклонение емкости от номинального значения составляет $(-20...+80)\%$. Тангенс угла потерь для K50-6 не более $(15...45)\%$, для K50-12 не более $(10...35)\%$. Конструктивно конденсаторы K50-6 оформлены в цилиндрическом корпусе с однонаправленными проволочными (вар.1)

и однонаправленными лепестковыми (вар.2) выводами. Конденсаторы К50-12 также имеют цилиндрический корпус, но с разнонаправленными проволочными выводами (вар.1) или с анодным проволочным выводом по оси и крепежной лепестковой шайбой-катодом (вар.2).

Порядок выбора конденсатора следующий: из таблицы П2.2 выбирают ближайшее к расчетному значение C_H , при этом необходимо соблюдать условие $U_H > E$. Примеры обозначения конденсаторов в конструкторской документации:

Конденсатор К50-6 - 2 - 16В - 5мкФ;
Конденсатор К50-12 - 1 - 25В - 100мкФ.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Основные параметры некоторых диодов

Таблица ПЗ.1.

Тип	Материал	$I_{пр.ср.}$, мА	$U_{обр.}$ max, В	$U_{пр.ср.}$, В	$I_{обр.ср.}$, мкА	f_{max} , кГц
Д104	Ge	30	100	2	5	150
Д104А	Ge	30	100	1	5	150
Д223	Ge	50	50	1	1	-
Д223А	Ge	50	100	1	1	-
Д223Б	Ge	50	150	1	1	-
ГД508А	Ge	10	10	1,5	60	20
ГД508Б	Ge	10	10	1,5	100	20
КД103А	Si	100	50	1	1	20
КД103Б	Si	100	50	1,2	1	20
КД503А	Si	20	30	2,5	10	0,01 [*]
КД503Б	Si	20	30	3,5	10	0,01 [*]
КД522А	Si	100	40	1,1	2	0,04 [*]
КД522Б	Si	100	60	1,1	5	0,04 [*]

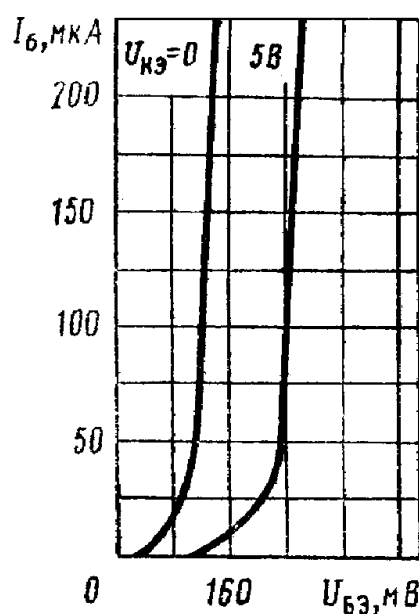
* Время обратного восстановления ($t_{вос.обр}$) .

Основные параметры усилителей

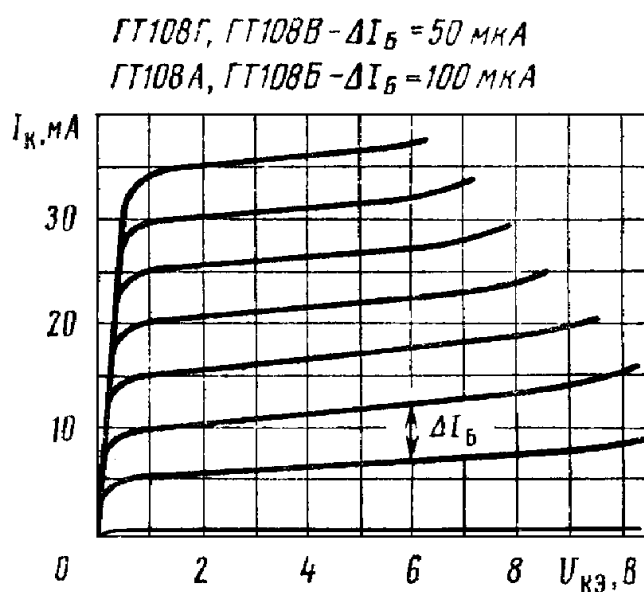
Таблица П4.1

Параметры	Значение параметра	
	Согласно стандарта	Реальных усилителей мощности
Диапазон эффективно воспроизводимых частот	от 40 Гц до 16 кГц с неравномерностью $\pm 1,5$ дБ	Нижний предел: 5; 10; 20; 25; 40; 63 Гц. Верхний предел: 16; 18; 20; 31; 50; 60; 70; 80 кГц.
Коэффициент общих гармонических искажений в диапазоне от 40Гц до 16кГц, %	0,5	0,009; 0,01; 0,03; 0,05; 0,07; 0,1; 0,17; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,7; 0,8; 1,0
Номинальная выходная мощность канала на частоте 1000Гц, Вт	10	10; 15; 20; 40; 50; 54; 56; 60; 75; 80; 100; 110; 115; 130; 150; 169; 182; 200

Типовые характеристики некоторых биполярных транзисторов



а)



б)

Рис. П5.1. Входные а) и выходные б) характеристики ГТ108А-ГТ108Г.

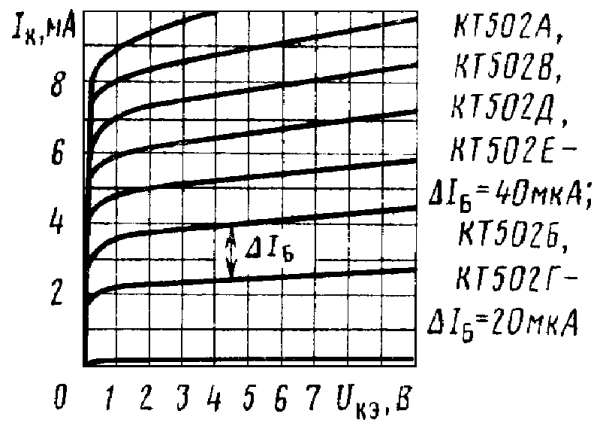


Рис. 15.2. Выходные характеристики
KT502A...KT502Д.

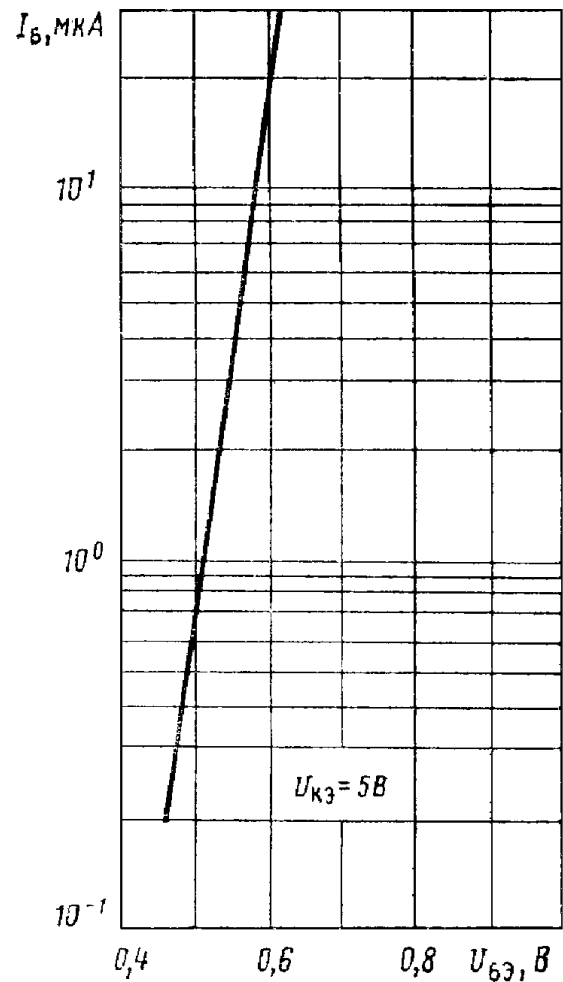


Рис. 15.3. Входные характеристики
KT502A...KT502Д.

← Рис. 15.4. Входные характеристики
KT203A...KT203Д.

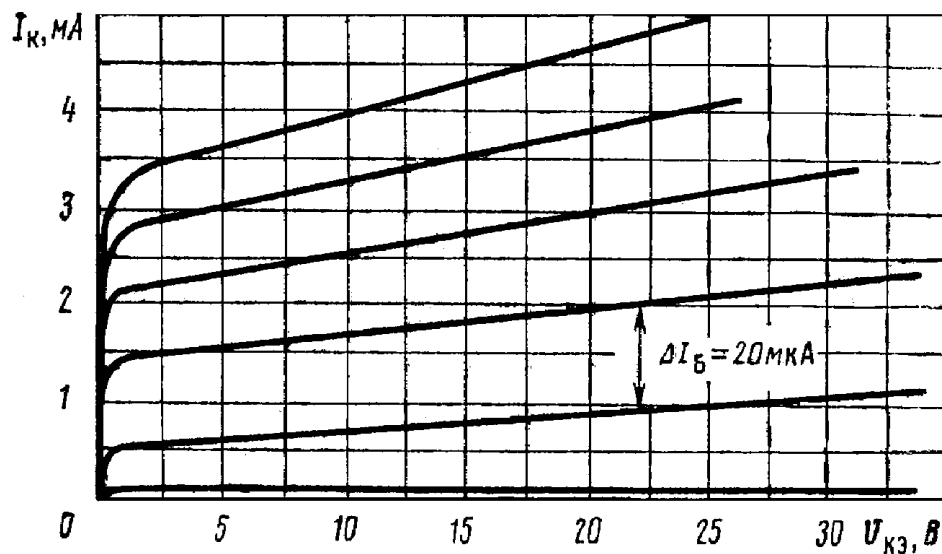
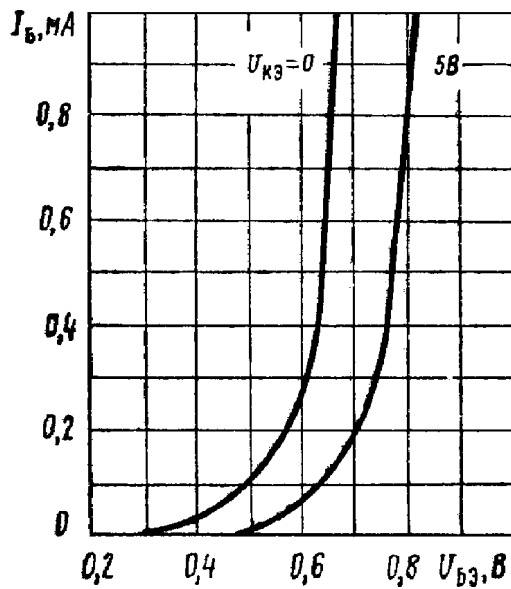
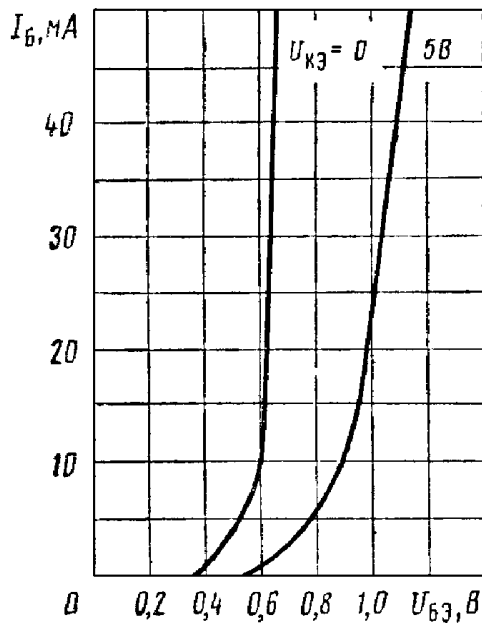
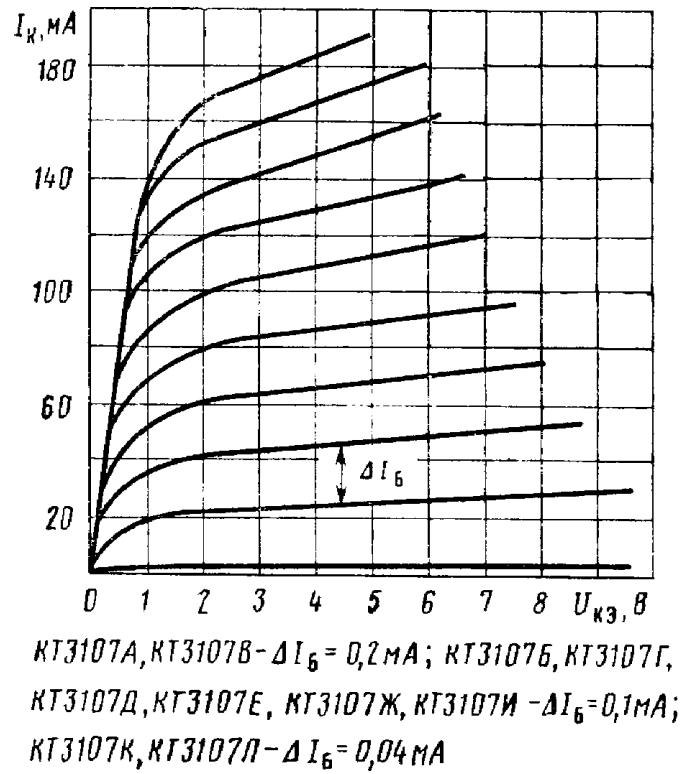


Рис. 15.5. Выходные характеристики KT203A...KT203Д.

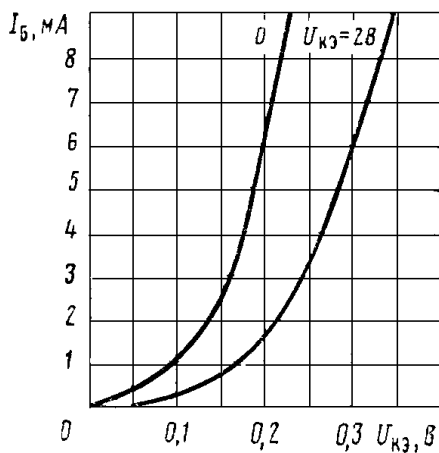


а)

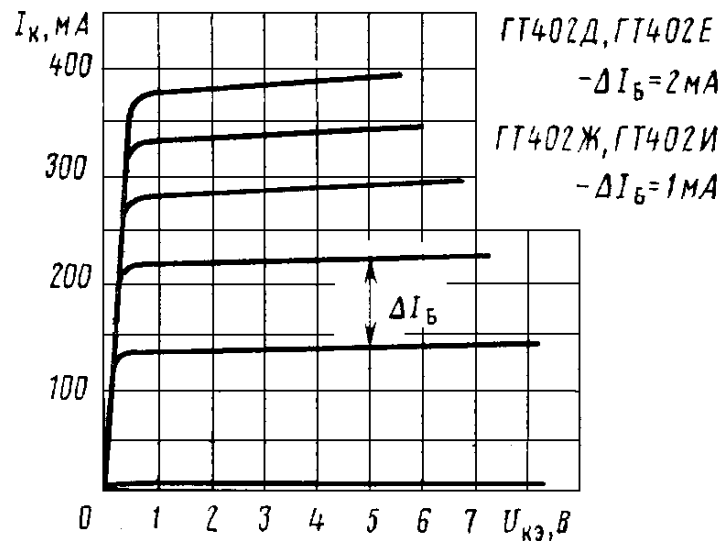


б)

Рис. 15.6. Входные а) и выходные б) характеристики КТ3107А КТ3107Д.

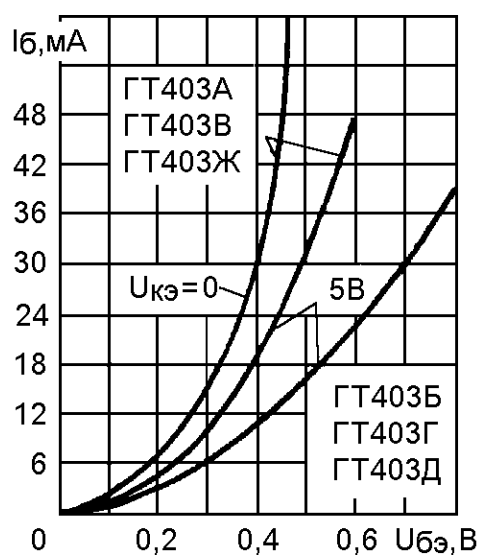


а)

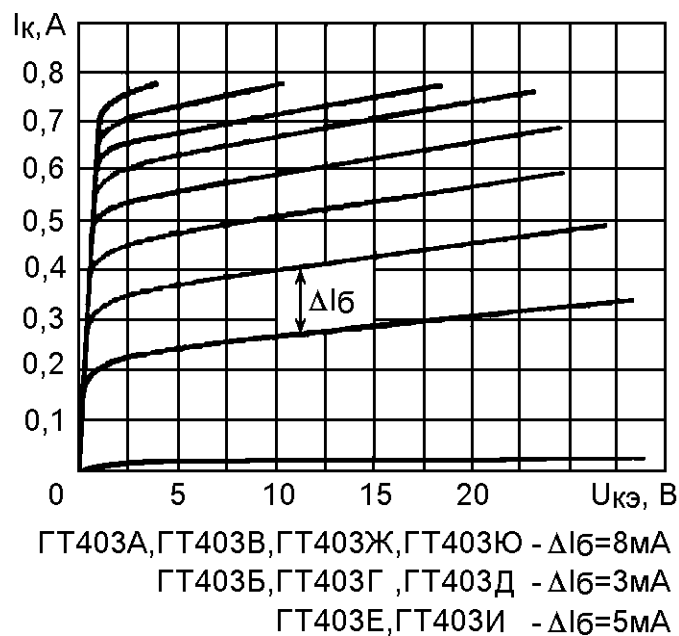


б)

Рис. 15.7. Входные а) и выходные б) характеристики ГТ402А...ГТ402И.

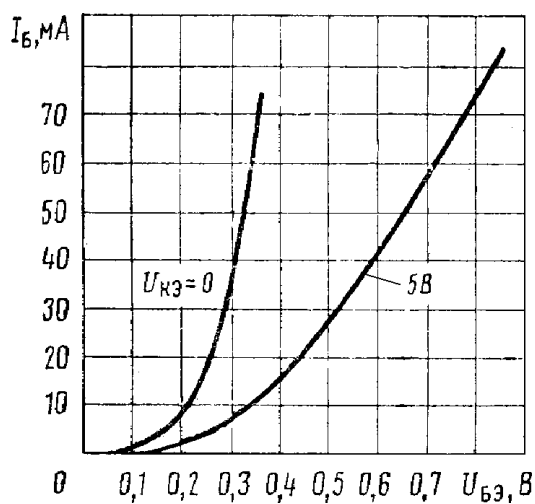


а)

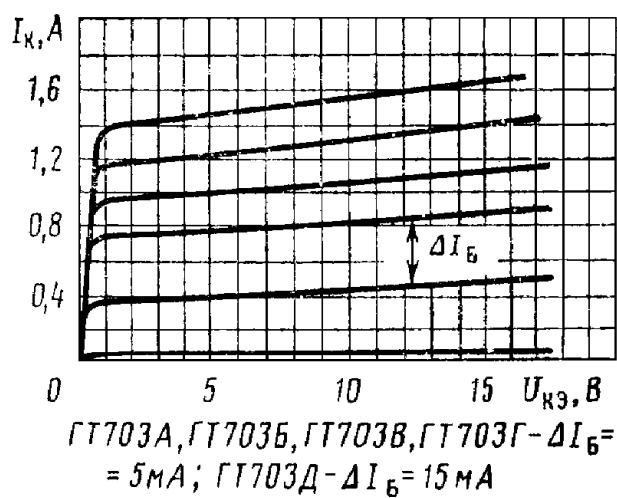


б)

Рис. 15.8. Входные а) и выходные б) характеристики ГТ403А...ГТ403И.

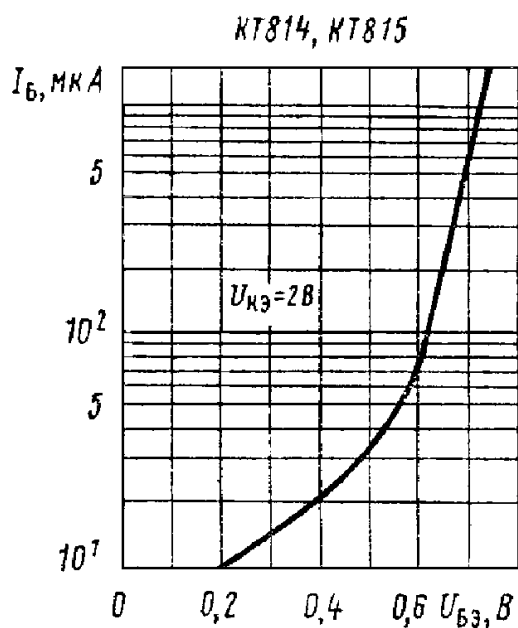


а)

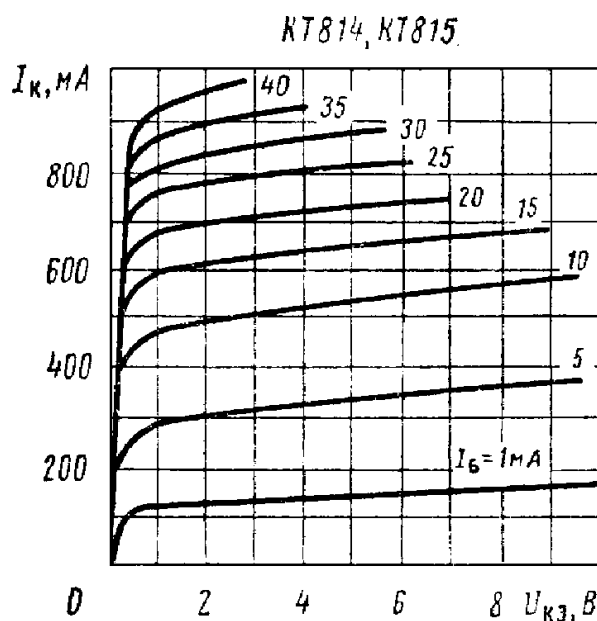


б)

Рис. 15.9. Входные а) и выходные б) характеристики ГТ703А...ГТ703Д.

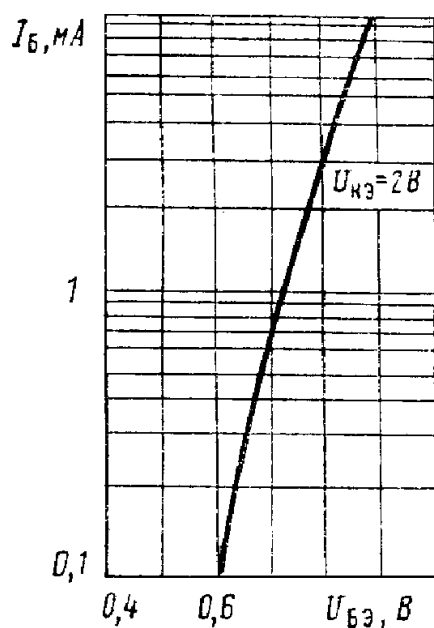


а)

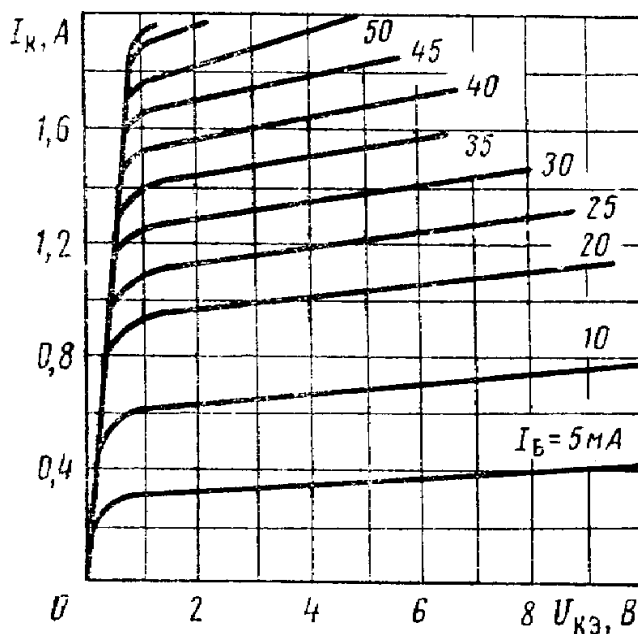


б)

Рис. 15.10. Входные а) и выходные б) характеристики КТ814 и КТ815.



а)



б)

Рис. 15.11. Входные а) и выходные б) характеристики КТ816А...КТ816Г.

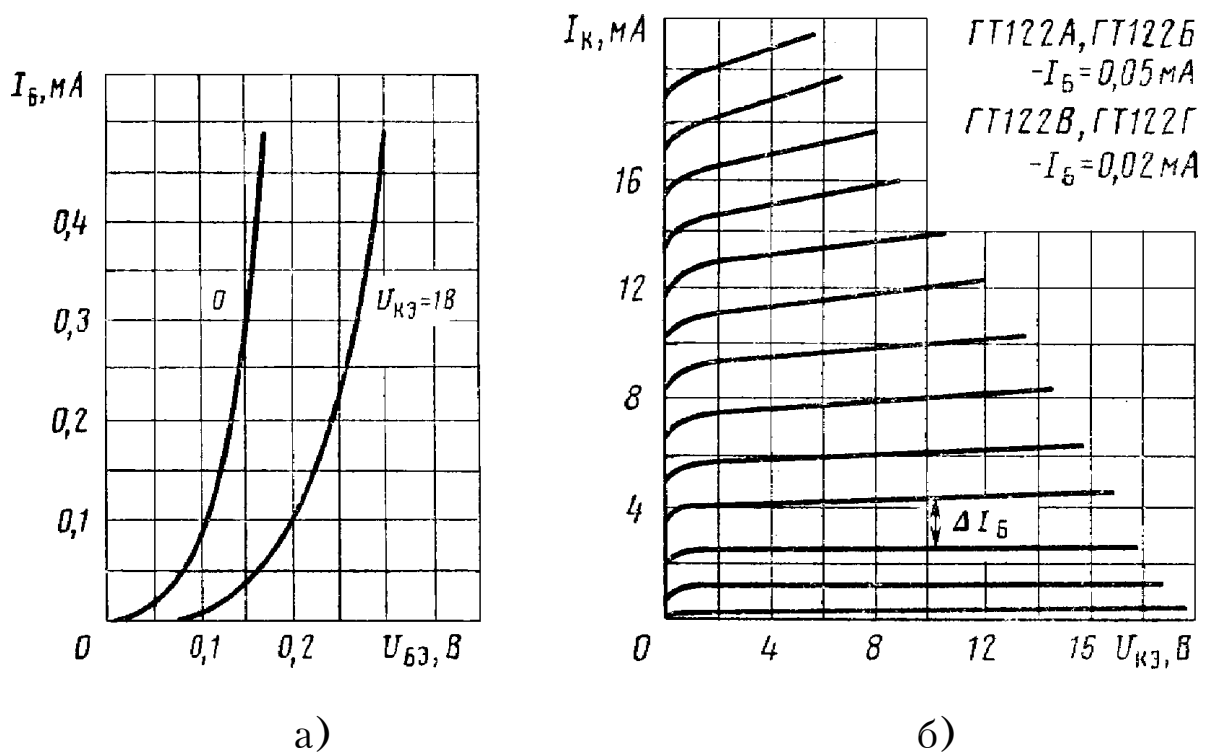


Рис. 15.12. Входные а) и выходные б) характеристики ГТ122А...ГТ122Г.

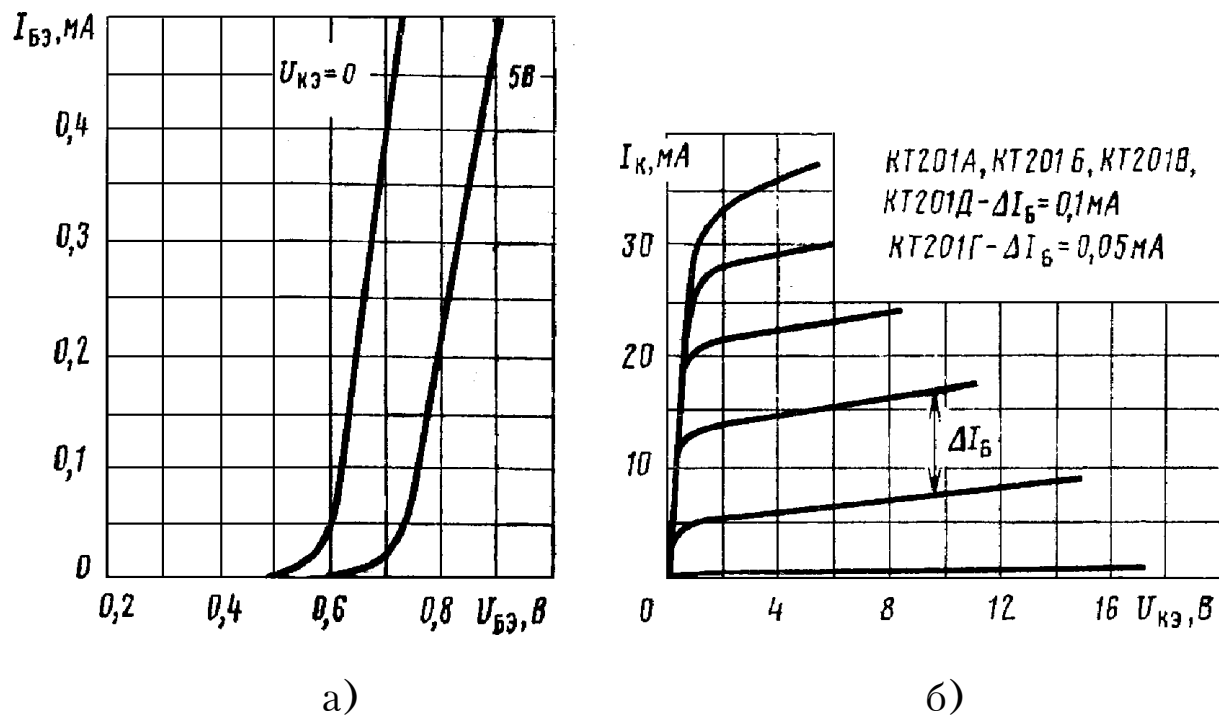


Рис. 15.13. Входные а) и выходные б) характеристики КТ201А...КТ201Д.

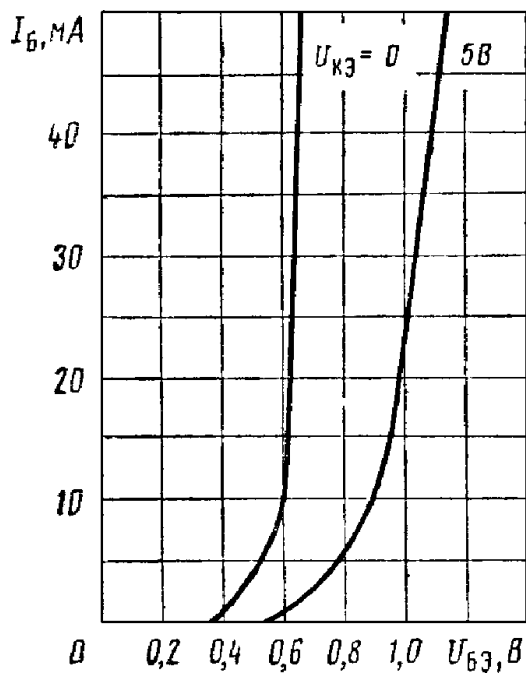


Рис. 15.14. Входные характеристики КТ3102А...КТ3102Д.

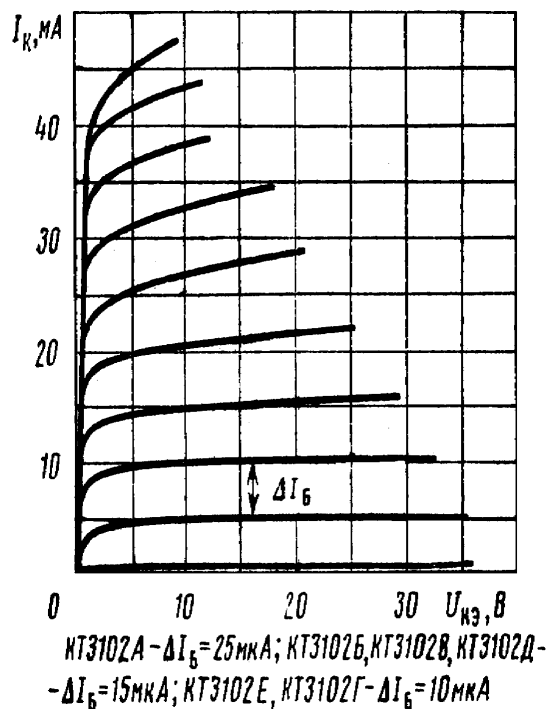
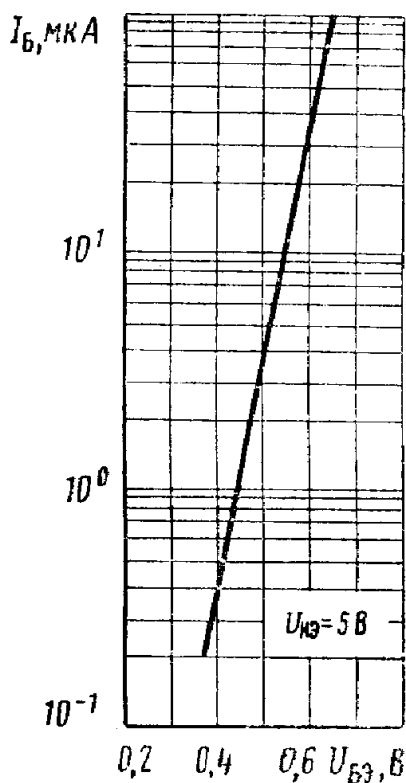


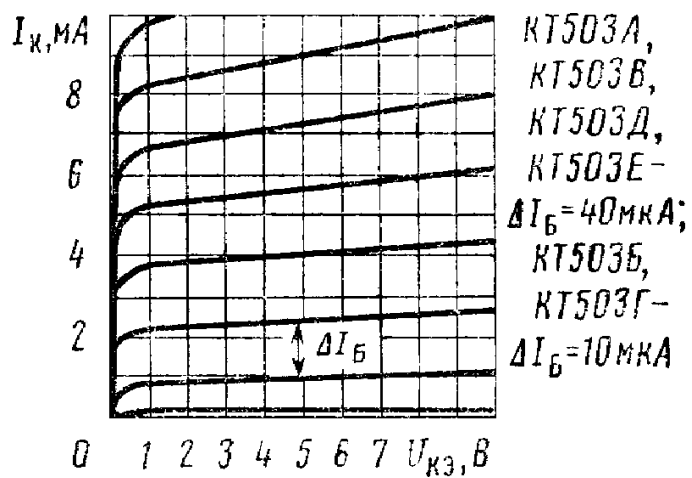
Рис. 15.15. Выходные характеристики КТ3102А...КТ3102Д.



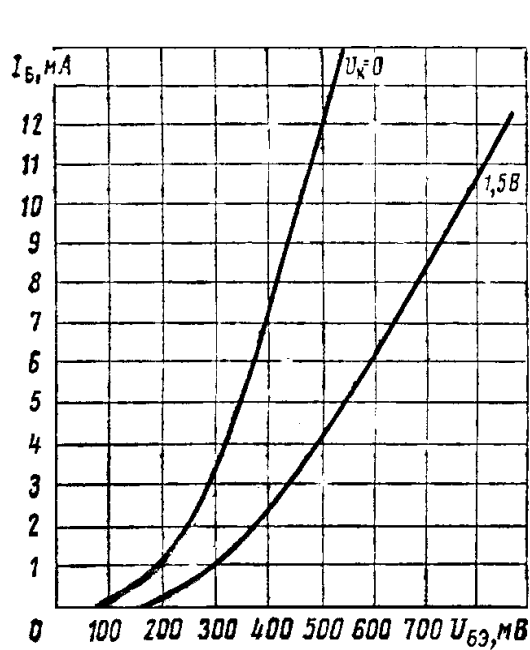
а)

← Рис. 15.16, а) Входные характеристики КТ503А...КТ503Д.

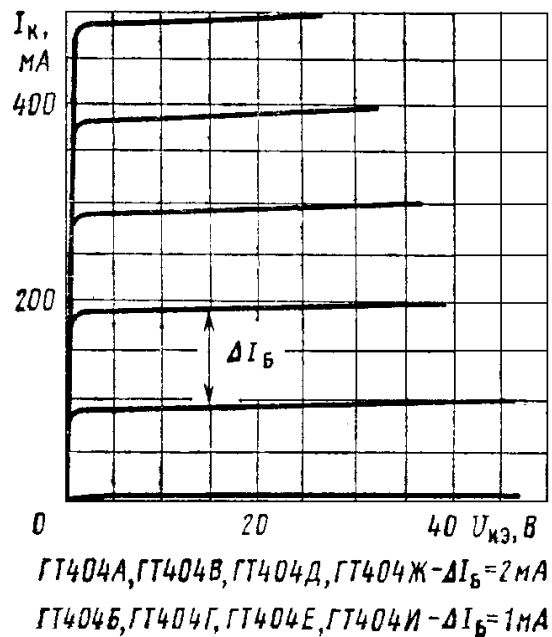
↓ Рис. 15.16, б) Выходные характеристики КТ503А...КТ503Д



б)

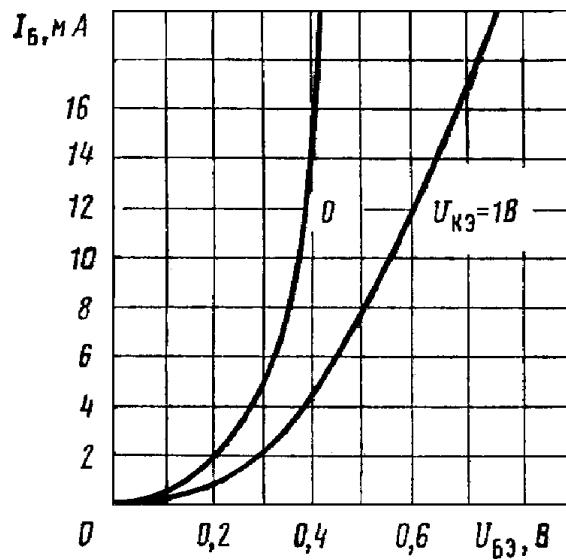


а)

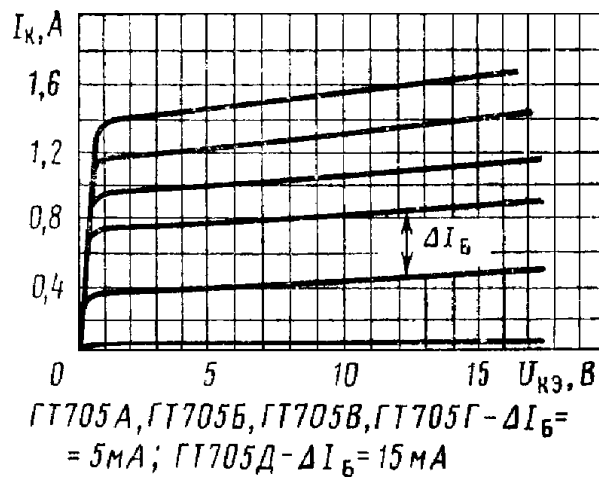


б)

Рис. 15.17. Входные а) и выходные б) характеристики ГТ404А...ГТ404И.

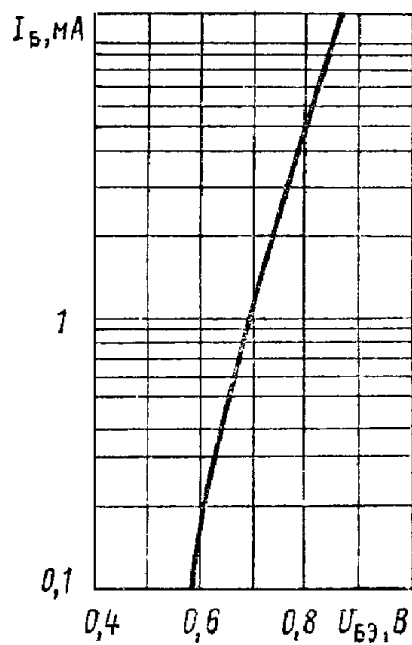


а)

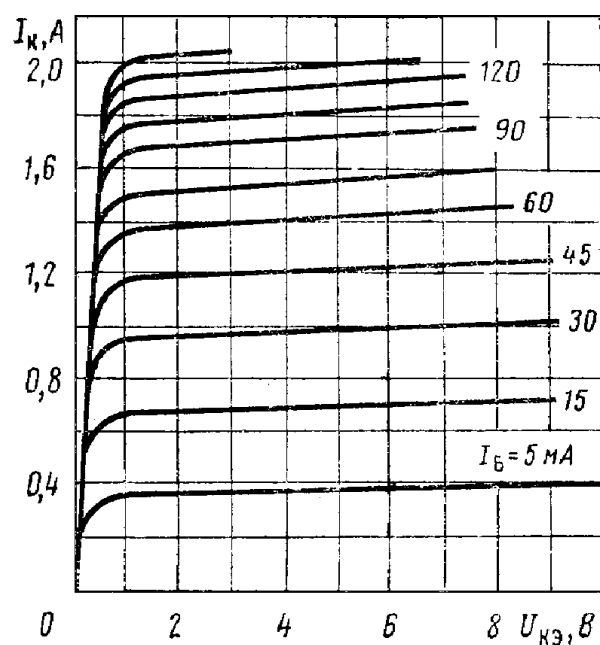


б)

Рис. 15.18. Входные а) и выходные б) характеристики ГТ705А...ГТ705Д



а)



б)

Рис. 15.19. Входные а) и выходные б) характеристики КТ817А...КТ817Г.

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

Перечень элементов

185				
8		17		8
15		34		8
Зона	Поз. обознач.	Наименование	Кол.	Примечание
		<u>Конденсаторы</u>		
	C1...C3	К50 - 6 12В 50мкф ±20%	3	
		<u>Резисторы</u>		
	R1	МЛТ - 0,5 130 Ом ± 10%	1	

ЛИТЕРАТУРА

1. Варакин Л.Е. Бестрансформаторные усилители мощности. — М.: Радио и связь, 1984 — 128с.
2. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1983 — 264с.
3. Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем. — Киев: Высш. школа, 1983, — 240с.
4. ГОСТ 24388—80 (СТ СЭВ 1079—78). Усилители низкой частоты бытовые высокой верности воспроизведения (категории N_i — F_i). Основные параметры и методы измерения.
5. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. — М.: Высш. школа, 1982 — 496с.
6. Королев Г.В. Электронные устройства автоматики. — М.: Высш. школа, 1983 — 255с.
7. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1989 — 428с.
8. Проектирование усилительных устройств. /Под ред. Н.В. Терпугова. — М.: Высш. школа, 1982. — 190с.
9. Проектирование усилительных устройств на транзисторах. /Под ред. Г.В. Войшвилло. — М.: Связь, 1972. — 184с.
10. Расчет электронных схем. Примеры и задачи. /Г.И. Изъюрова и др. — М.: Высш. школа, 1987. — 335с.
11. Расчет усилительных устройств. /Под. ред. Ю.Т. Давыдова. — М.: МАИ, 1993. — 184с.
12. Полупроводниковые приборы. Транзисторы. Справочник /Под общ. ред. Н.Н. Горюнова. — М.: Радио и связь, 1985. — 904с.
13. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник. /Под ред. Б.Л. Перельмана. — М.: Радио и связь, 1981. — 656с.
14. Усилительные устройства. Учебное пособие для вузов. /Под ред. О.В. Головина. — М.: Высш. школа, 1993. — 386с.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Краткие теоретические сведения	3
1.1. Общие положения	3
1.2. Усилительный каскад с общим эмиттером (ОЭ)	4
1.2.1. Электрические режимы работы каскада	5
1.2.2. Основные параметры каскада	9
1.2.3. Частотные свойства каскада	13
1.3. Усилительный каскад с общим коллектором (ОК)	16
1.4. Оконечный каскад с трансформаторным выходом	19
1.5. Двухтактный бестрансформаторный оконечный каскад	22
1.6. Отрицательная обратная связь	25
1.7. Нелинейные искажения	28
1.8. Выбор транзисторов	31
1.9. Расчет цепей питания	34
2. Расчет многокаскадных усилителей	36
2.1. Расчет резисторного усилителя напряжения с RC-связью	36
2.2. Расчет резисторного усилителя тока с непосредственной связью	40
2.3. Расчет однотактного трансформаторного усилителя мощности	44
2.4. Расчет двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности	48
3. Оформление курсовой работы	53
<i>Приложение 1. Расчет параметров транзисторов по характеристикам</i>	57
<i>Приложение 2. Выбор резисторов и конденсаторов</i>	58
<i>Приложение 3. Основные параметры некоторых диодов</i>	61
<i>Приложение 4. Основные параметры усилителей</i>	62
<i>Приложение 5. Типовые характеристики некоторых биполярных транзисторов</i>	62
<i>Приложение 6. Перечень элементов</i>	70
<i>Приложение 7. Основные параметры транзисторов широкого применения</i>	71
ЛИТЕРАТУРА	75

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

САВЧЕНКО СЕРГЕЙ АЛЕКСЕЕВИЧ

**РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ
НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ**

Редактор Г.В. Лебедева

Подписано в печать 14.10.97. Формат 60х84/16. Уч.-изд.л. 4,5
Заказ № . Цена свободная.

РИО ЧГАУ
454080, Челябинск, пр. Ленина, 75.

