

Электроника и схемотехника

Лекция №6.

Тема: Усилители. Режимы (классы) усилителей. Многокаскадные схемы. Виды межкаскадной связи. Виды обратной связи.

1. УСИЛИТЕЛИ. РЕЖИМЫ (КЛАССЫ) РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЕЙ.

2. Многокаскадные схемы. Виды межкаскадной связи.

3. Обратные связи в усилителях.

1. Усилители. Режимы работы усилителей.

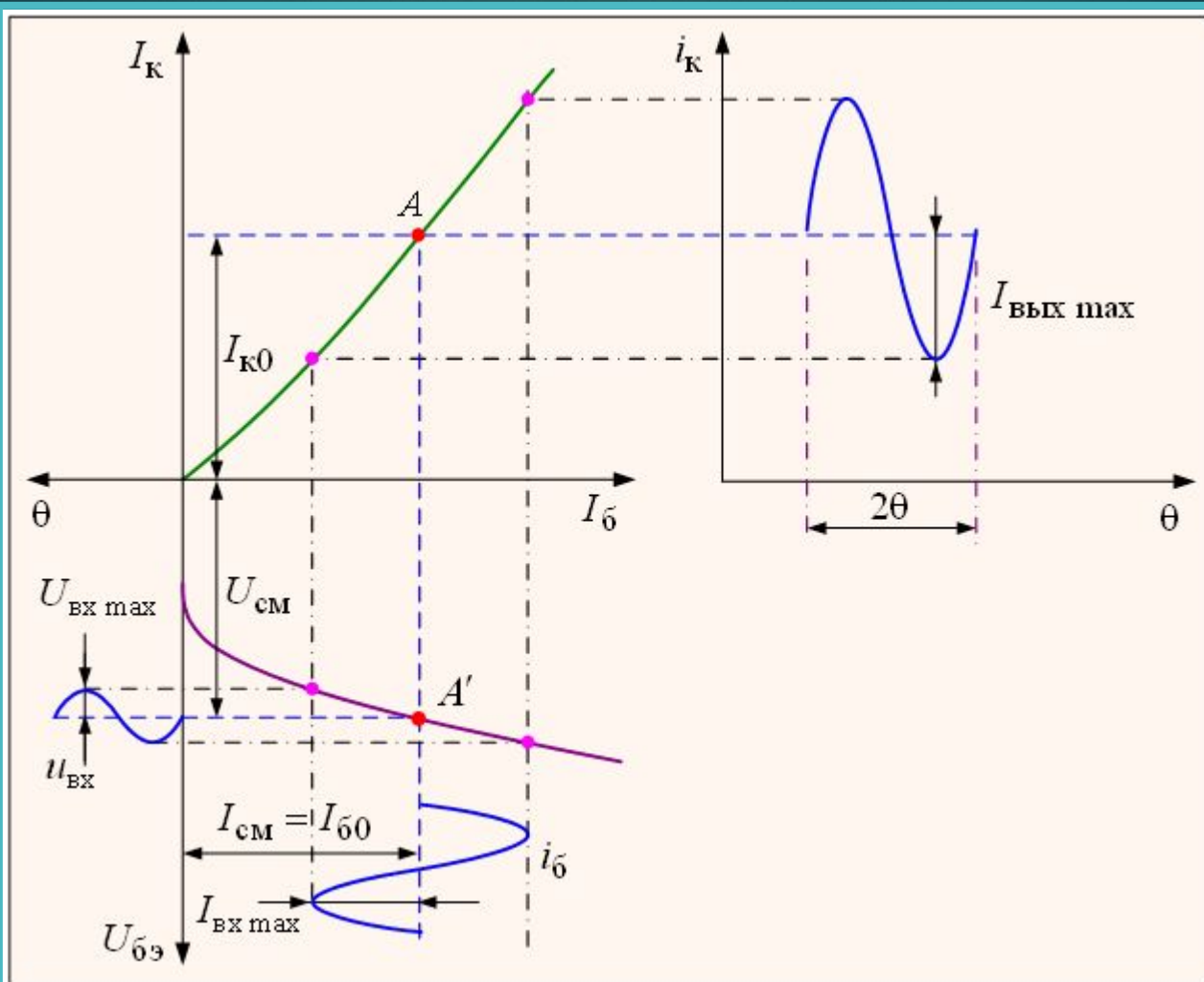
Поскольку характеристики транзистора существенно нелинейны, то в процессе усиления входного сигнала имеют место искажения, которые называют нелинейными. Величина искажений в большой степени зависит от выбора начальной рабочей точки на линии нагрузки и от амплитуды входного сигнала. В зависимости от этого различают следующие основные режимы работы усилителя:

- режим класса А;
- режим класса В;
- режим класса АВ;
- режим класса С;
- режим класса D.

Количественно режим работы усилителя характеризуется **углом отсечки** – половиной той части периода, в течение которого в выходной цепи транзистора протекает ток нагрузки. Угол отсечки выражают в градусах или радианах.

1.1. Режим класса А.

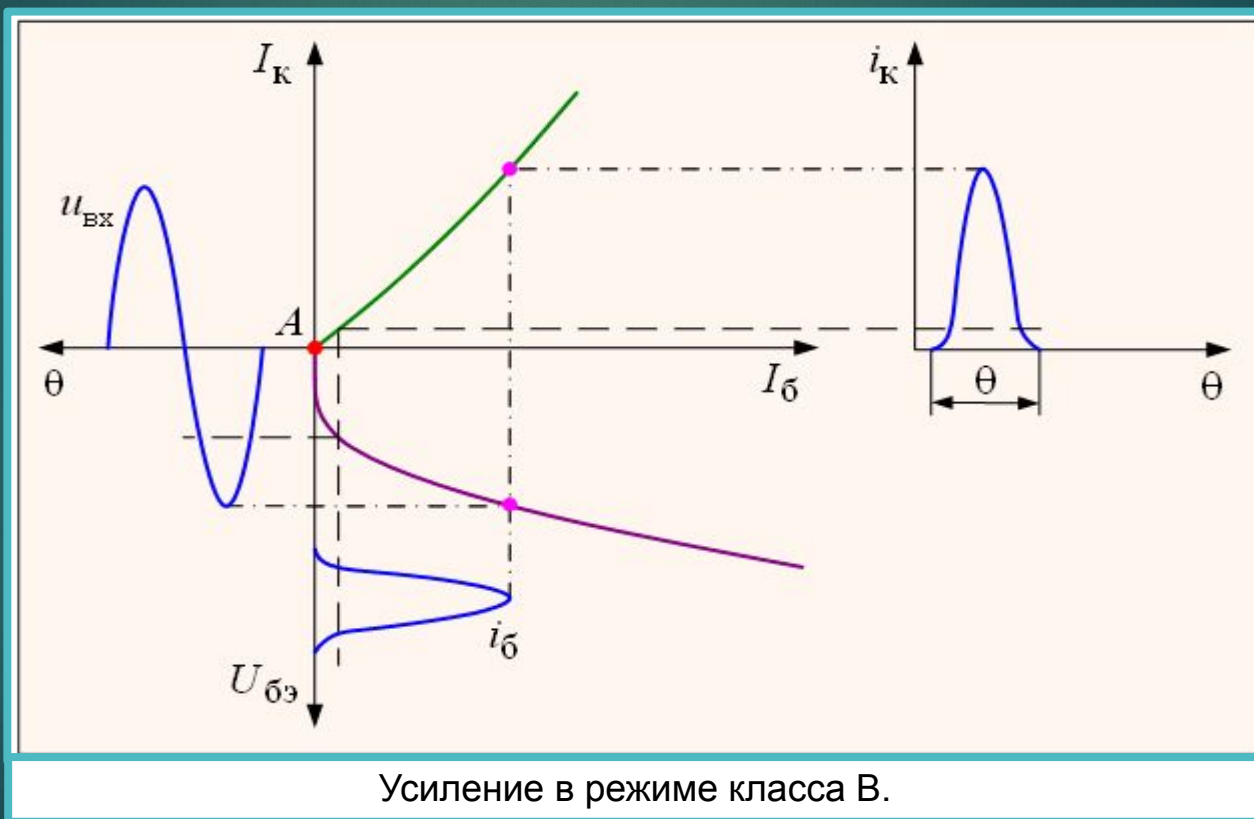
Этот режим характеризуется тем, что начальная рабочая точка, определяемая смещением, находится в середине линейного участка входной характеристики, а, следовательно, и переходной $I_k = f(I_b)$. Амплитуда входного сигнала здесь такова, что суммарное значение $(E_{см} + U_{вх})$ не имеет отрицательных значений, а поэтому базовый ток i_b , а следовательно и коллекторный ток i_k нигде не снижаются до нуля. Ток в выходной цепи протекает в течение всего периода, а угол отсечки Θ равен 180° . Транзистор работает в активном режиме на близких к линейным участкам характеристик, поэтому искажения усиленного сигнала здесь минимальны. Однако из-за большого значения начального коллекторного тока $I_{ко}$ КПД такого усилителя низкий (теоретически не более 25 %, а реальные значения и того ниже). Поэтому, такой режим применяют в маломощных каскадах предварительного усиления (до 3...5 Вт). В режиме класса А работают и все каскады усиления напряжения.



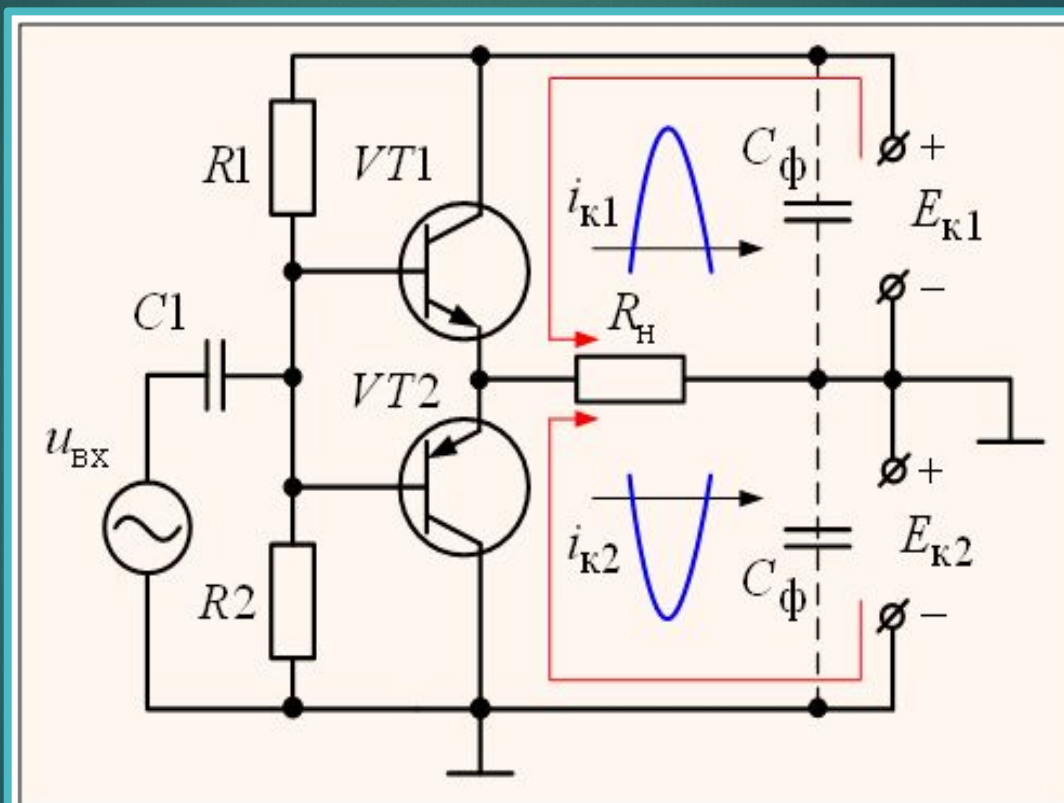
Усиление в режиме класса А.

1.2. Режим класса В.

Этот режим характеризуется тем, что начальная рабочая точка находится в начале переходной характеристики. Ток нагрузки протекает по коллекторной цепи транзистора только в течение одного полупериода входного сигнала, а в течение второго полупериода транзистор закрыт, так как его рабочая точка будет находиться в зоне отсечки. КПД усилителя в режиме класса В значительно выше (до 70 %), чем режиме класса А, так как начальный коллекторный ток $I_{к0}$ здесь значительно меньше. Угол отсечки Θ равен 90° . Режим класса В обычно используют в мощных усилителях. Однако у усилителей класса В есть и существенный недостаток – большой уровень нелинейных искажений, вызванных повышенной нелинейностью усиления транзистора, когда он находится вблизи режима отсечки.



Для того чтобы усилить входной сигнал в течение обоих полупериодов, используют двухтактные схемы усилителей, когда в течение одного полупериода работает один транзистор, а в течение другого полупериода - второй транзистор в этом же режиме. Ниже представлена схема двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах противоположного типа, но с идентичными параметрами, образующих так называемую *комплементарную пару*. Для питания коллекторной цепи используется два одинаковых источника питания $E_{к1}$ и $E_{к2}$, которые создают обратное включение коллекторных переходов. Резисторы R_1 и R_2 одинаковы, при $U_{вх}=0$ они фиксируют потенциал баз транзисторов, равный потенциалу корпуса.



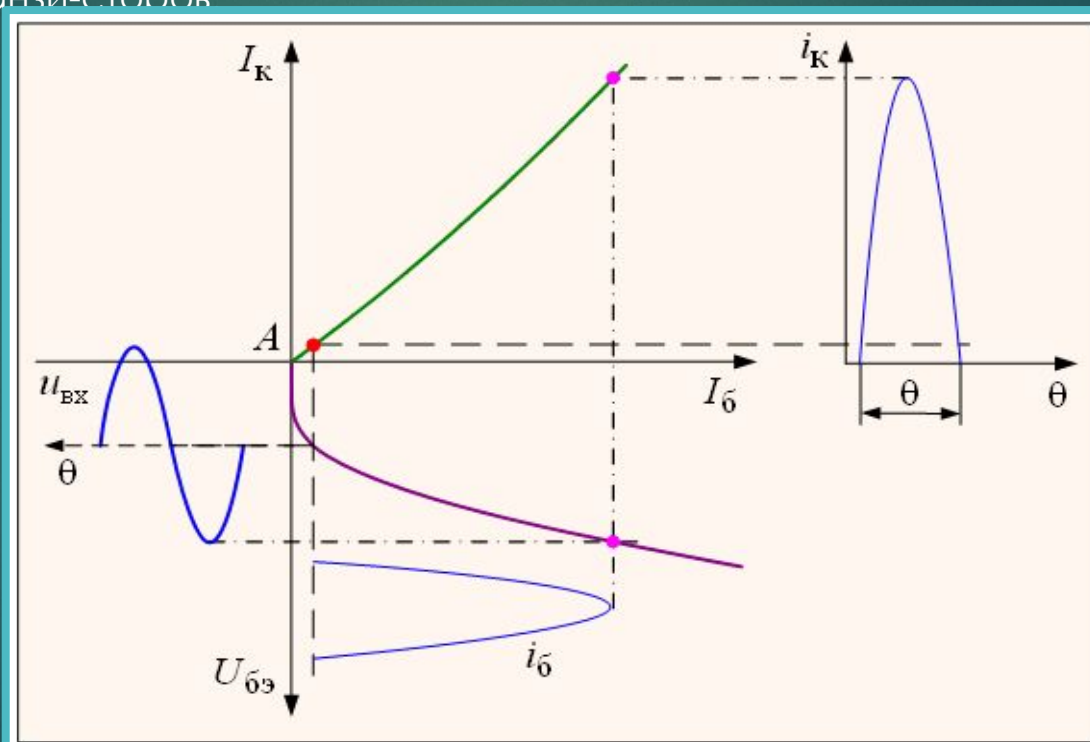
Двухтактная схема класса В с симметричным источником питания.

Режим класса В обычно используют преимущественно в мощных двухтактных усилителях, однако в чистом виде его применяют редко. Чаще в качестве рабочего режима используют промежуточный режим класса АВ.

1.3. Режим класса АВ.

Режиму усиления класса АВ соответствует режим работы усилительного каскада, при котором ток в выходной цепи протекает больше половины периода изменения напряжения входного сигнала.

Этот режим используется для уменьшения нелинейных искажений усиливаемого сигнала, которые возникают из-за нелинейности начальных участков входных вольт-амперных характеристик транзисторов.

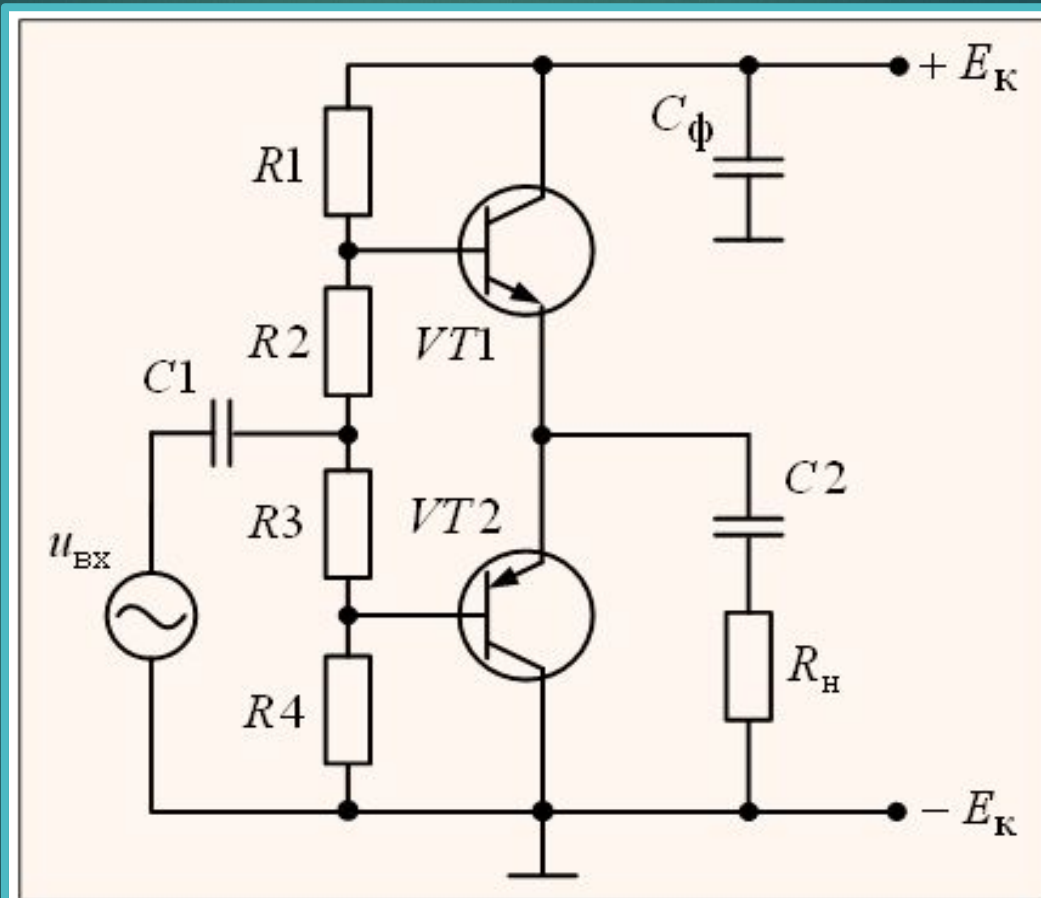


Усиление в режиме класса АВ.

При отсутствии входного сигнала в режиме покоя транзистор немного приоткрыт и через него протекает ток, составляющий 10-15% от максимального тока при заданном входном сигнале. Угол отсечки в этом случае составляет 120-130°.

При работе двухтактных усилительных каскадов в режиме класса АВ происходит перекрытие положительной и отрицательной полуволн тока плеч двухтактного каскада, что приводит к компенсации нелинейных искажений, возникающих за счет нелинейности начальных участков вольт-амперных характеристик транзистора.

Схема двухтактного усилительного каскада, работающего в классе АВ, приведена ниже.

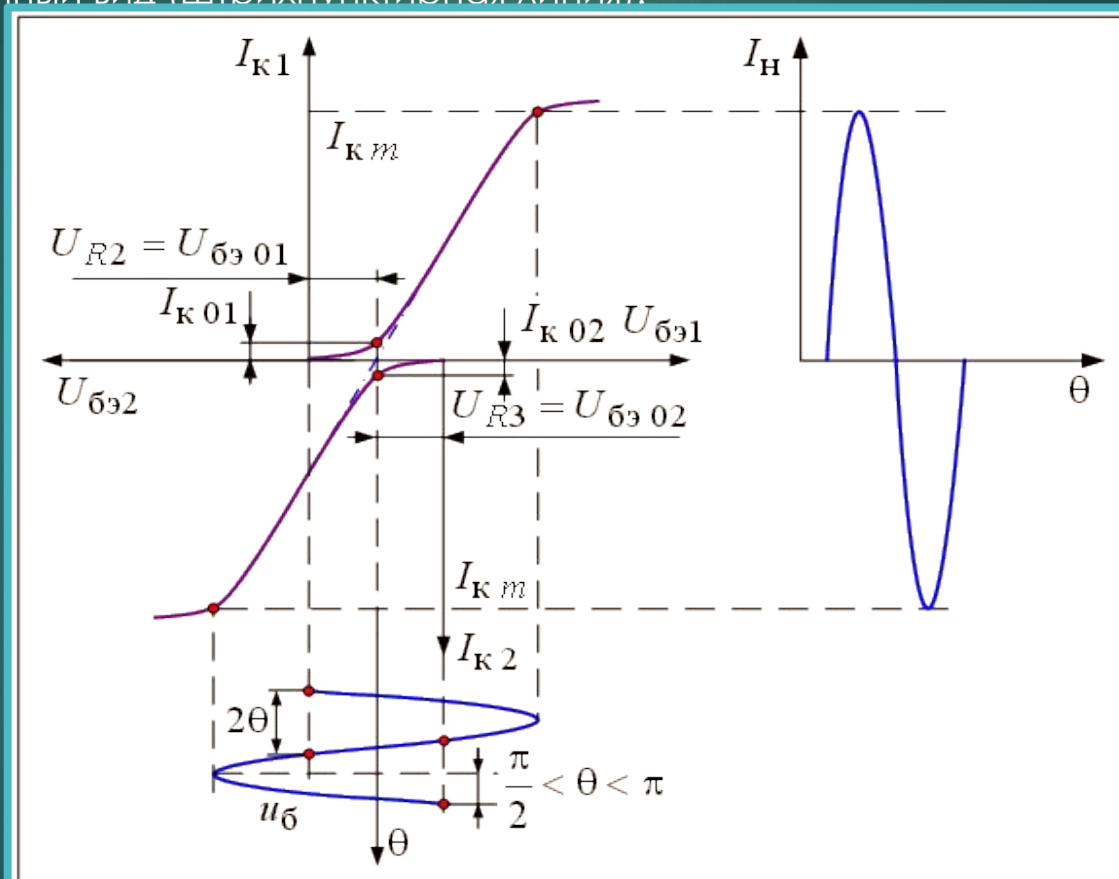


Двухтактная схема класса АВ с делителем напряжения.

Коллекторные токи покоя $I_{к01}$ и $I_{к02}$ задаются напряжением смещения, подаваемым на базы транзисторов с сопротивлений R_2 и R_3 , и составляют незначительную часть максимального тока в нагрузке:

$$I_{к01,02} = (0,05 \dots 0,15) I_{к \max}$$

вследствие этого результирующая характеристика управления двухтактной схемы класса АВ принимает линейный вид (штрихпунктирная линия).



Характеристика управления двухтактной схемы, работающей в классе АВ.

Напряжения смещения транзисторов V_{T1} и V_{T2} определяются как

$$U_{\text{бэ } 01} = U_{R2}, U_{\text{бэ } 02} = U_{R3}.$$

Ток делителя R_1, R_2, R_3, R_4 должен быть не менее $I_{\text{бmax}}$:

$$I_{\text{д}} = (3 \dots 5) I_{\text{б max}}$$

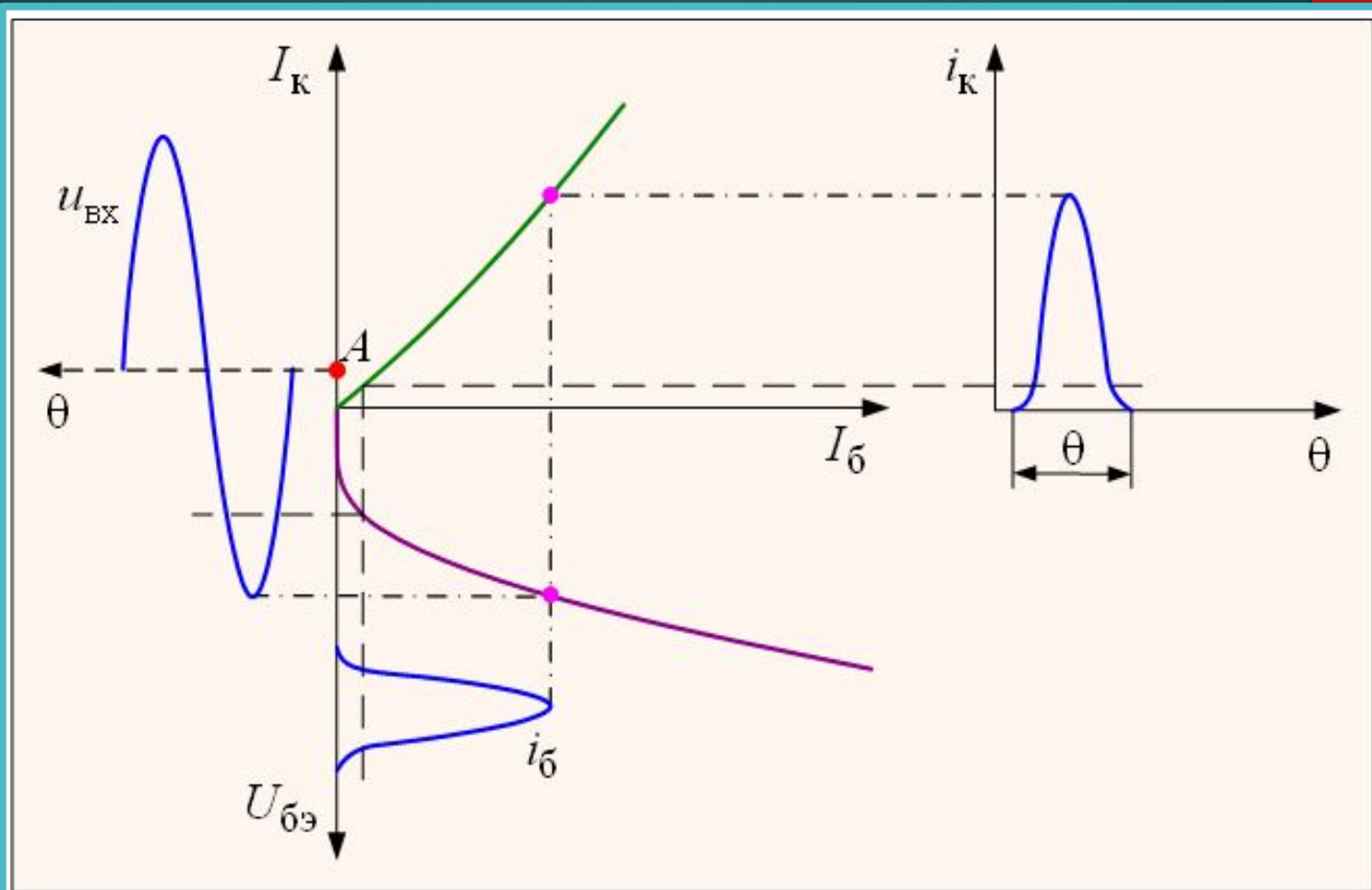
Чем ближе работа усилительного каскада к классу А (чем больше угол отсечки $\frac{\pi}{2} < \Theta < \pi$), тем меньше КПД, но лучше линейность усиления.

КПД каскадов при таком классе усиления выше, чем для класса А, но меньше, чем в классе В, за счет наличия малого коллекторного тока $I_{\text{ко}}$.

1.3. Режим класса С.

В режиме класса С рабочая точка А располагается выше начальной точки характеристики передачи по току.

Здесь ток коллекторной цепи протекает в течение времени, которое меньше половины периода входного сигнала, поэтому угол отсечки $\Theta < 90^\circ$. Поскольку больше половины рабочего времени транзистор закрыт (коллекторный ток равен нулю), мощность, потребляемая от источника питания, снижается, так что КПД каскада приближается к 100 %. Из-за больших нелинейных искажений режим класса С не используется в усилителях звуковой частоты, этот режим нашел применение в мощных резонансных усилителях (например, радиопередатчиках).



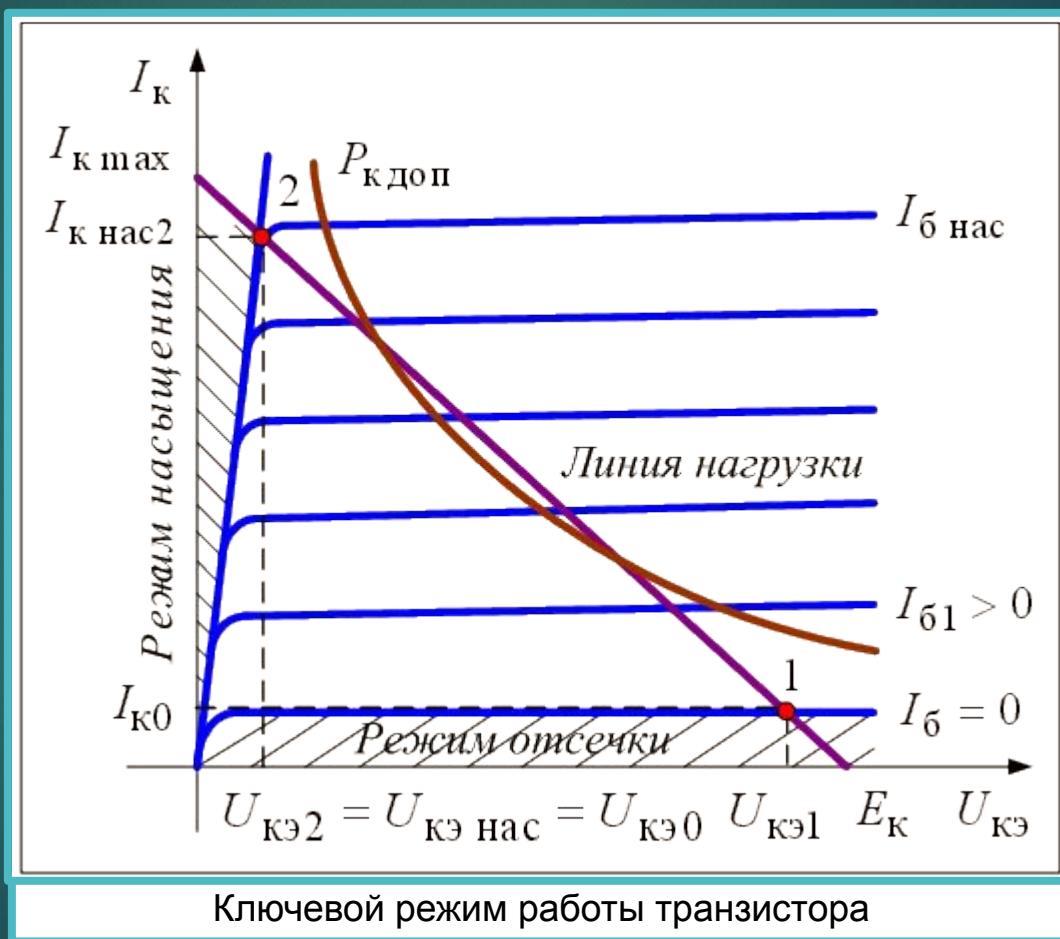
Усиление в режиме класса С.

1.3. Режим класса D.

Иначе этот режим называется *ключевым режимом*. В этом режиме рабочая точка может находиться только в двух возможных положениях: либо в зоне отсечки (транзистор заперт и его можно рассматривать как разомкнутый ключ), либо в зоне насыщения (транзистор полностью открыт и его можно

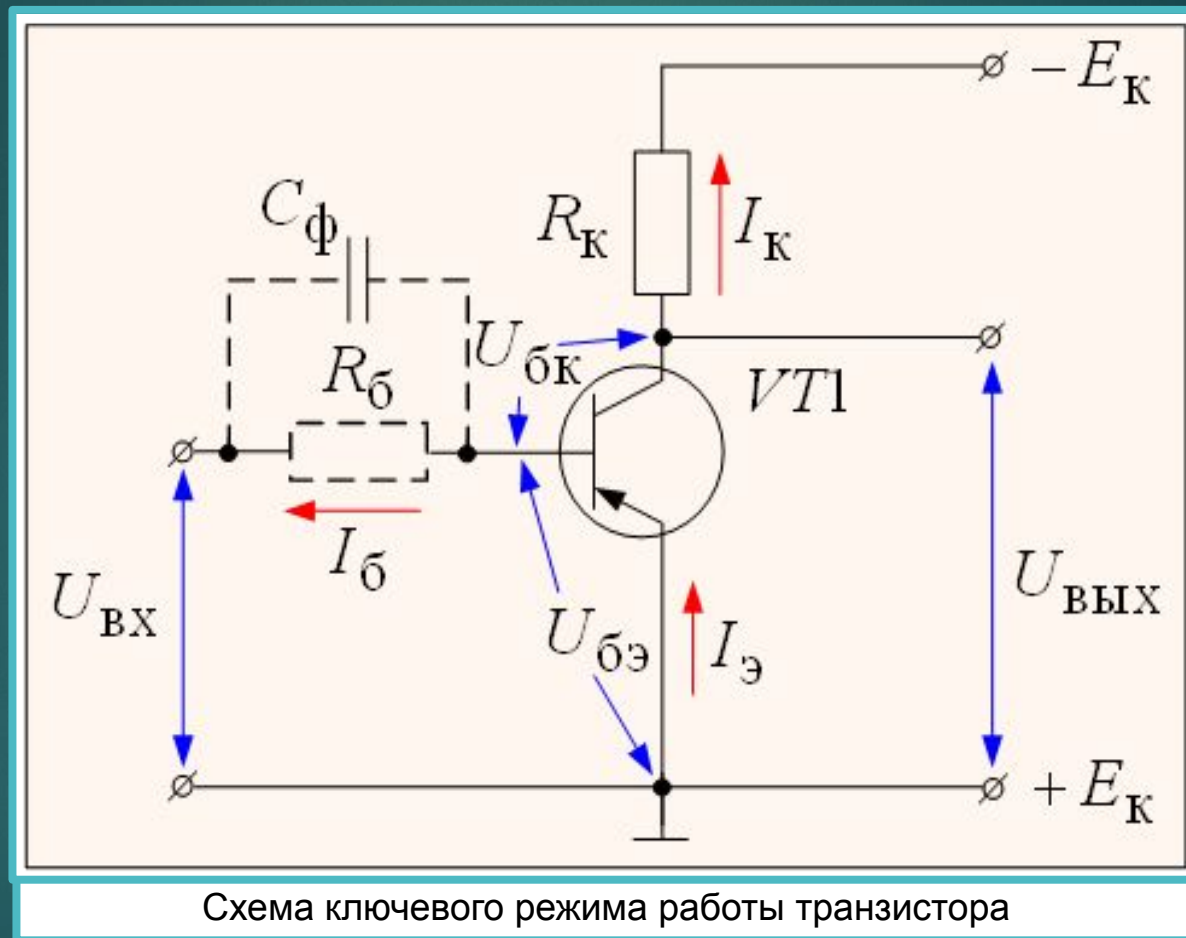
рассматривать как замкнутый ключ).

В активной зоне рабочая точка находится только в течение короткого промежутка времени, необходимого для перехода её из одной зоны в другую. Поэтому при работе в ключевом режиме линия нагрузки может на среднем своем участке выходить за пределы гиперболы допустимых мощностей, при условии, что переход транзистора из закрытого состояния в открытое и наоборот производится достаточно быстро.



Ключевой режим работы транзистора

Транзистор в режиме отсечки можно представить в виде разомкнутого ключа, так как практически всё напряжение источника питания падает между его эмиттером и коллектором, а ток коллектора I_k близок к нулю. Входное напряжение $U_{вх}$ приложено к эмиттерному переходу транзистора в запирающем направлении.



В режиме насыщения во входной цепи транзистора протекает достаточно большой ток базы, при котором ток коллектора $I_{к\text{нас2}}$ достигает максимального значения $I_{к\text{max}}$, близкого к –
МАКСИМАЛЬНО ВОЗМО-

жному току в цепи источника питания. При этом напряжение $U_{кэ}$ транзистора имеет минимальное значение $U_{кэ0}$, близкое к нулю, что позволяет представить транзистор в виде замкнутого ключа. Отсюда и название этого режима работы – ключевой. В режиме насыщения напряжение на коллекторном переходе $U_{бк}$ может быть определено:

$$U_{бк} = -E_k + I_k R_k + U_{бэ}$$

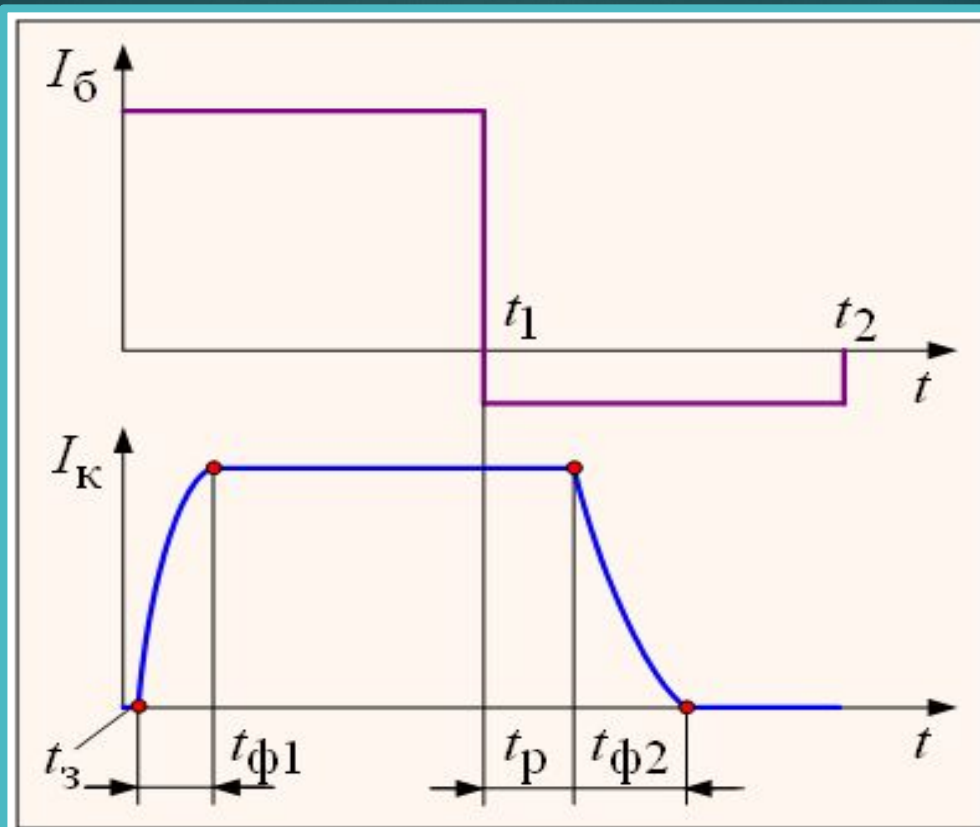
В обычном режиме напряжение $U_{бк}$ смещает коллекторный переход в обратном направлении, т. е. $U_{бк} < 0$. Учитывая то, что в режиме насыщения $U_{бэ} \approx 0$, третьим слагаемым в вышестоящем выражении можно пренебречь. Тогда при достаточно большом базовом токе I_b , ток коллектора $I_k = \beta I_b$, где β – коэффициент передачи по току, может достичь величины, при которой

$$I_k R_k \geq E_k$$

При выполнении этого условия знак $U_{бк}$ в вышестоящем выражении изменится на противоположный: $U_{бк} > 0$, т. е. коллекторный переход будет смещен в прямом направлении, так же как и эмиттерный. Минимальное значение базового тока, при котором выполняется вышеуказанное условие, называется *током насыщения* $I_{бнас}$. Вышестоящее выражение называют *критерием насыщения* транзистора. Чем больше базовый ток значения $I_{бнас}$, тем глубже насыщение транзистора, тем больше заряд инжектированных из эмиттера носителей накапливается в базе. Относительное значение этого превышения называется *степенью насыщения* N транзистора:

$$N = \frac{I_b - I_{бнас}}{I_{бнас}}$$

Рассмотрим переходный процесс переключения транзистора. Пусть на вход транзистора подан сигнал. На интервале $0-t_1$ эмиттерный переход смещен в прямом направлении и по нему протекает базовый ток I_b . При этом ток в коллекторной цепи начнет протекать с задержкой на время t_z , которое требуется инжектируемым в базу носителям для прохождения расстояния, равного ширине базовой области.



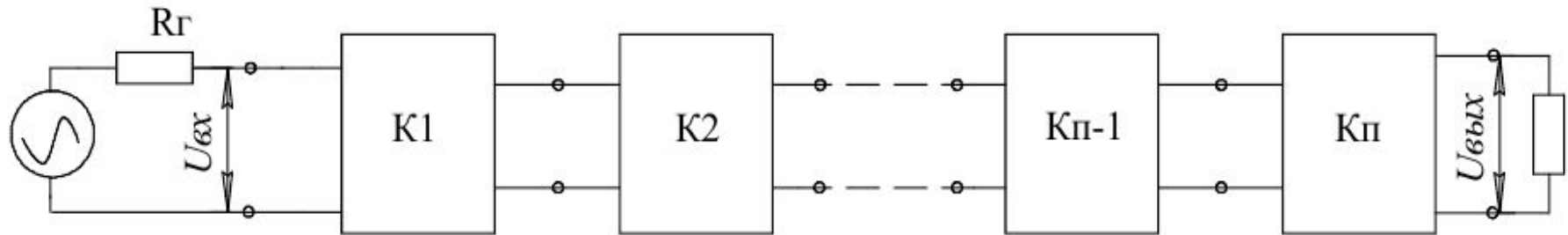
Переходный процесс переключения транзистора

Затем коллекторный ток нарастает постепенно в течение времени $t_{\phi 1}$, что связано с процессом накопления носителей в базе. После окончания входного импульса в точке t_1 входной сигнал меняет полярность; эмиттерный переход смещается в обратном направлении и инжекция носителей в базу прекращается. Но поскольку в базе был накоплен некоторый заряд носителей, то ток коллектора еще в течение времени t_p будет поддерживаться, а затем снижаться до нуля в течение времени $t_{\phi 2}$. Время t_p называют временем рассасывания неосновных носителей в зоне базы. Таким образом, импульс коллекторного тока существенно отличается от входного импульса в первую очередь тем, что имеет заметные фронты нарастания и спада.

Фронт спада коллекторного тока в основном определяется степенью насыщения транзистора. Поэтому с целью избегания глубокого насыщения в цепь базы обычно вводят ограничительное сопротивление R_b . А с целью уменьшения времени включения $t_{\phi 1}$ это ограничительное сопротивление шунтируют конденсатором C_ϕ , который в первый момент времени шунтирует сопротивление R_b и поэтому обеспечивает быстрое нарастание базового I_b , а следовательно, и коллекторного тока I_k . Затем, когда он зарядится от источника входного сигнала, ток базы потечет уже через ограничительное сопротивление R_b и будет ограничен рост тока I_b и, следовательно, степень насыщения транзистора. Конденсатор C_ϕ поэтому называют форсирующим (ускоряющий процесс включения транзистора).

2. Многокаскадные усилители на биполярных транзисторах.

Коэффициент усиления одиночных транзисторных каскадов не превышает нескольких десятков. Поэтому для усиления слабых сигналов применяются многокаскадные усилители. Многокаскадные усилители строятся путем последовательного соединения отдельных усилительных каскадов.



Структурная схема многокаскадного усилителя

В многокаскадных усилителях выходной сигнал предыдущего усилителя является входным сигналом для последующего каскада. Входное сопротивление многокаскадного усилителя определяется входным сопротивлением первого каскада, а выходное – выходным сопротивлением последнего каскада. Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов, входящих в него:

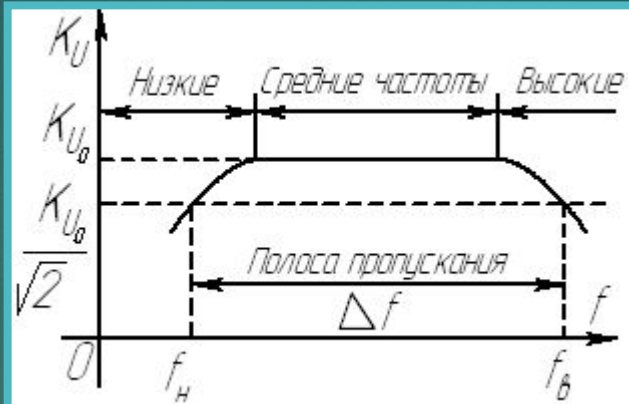
$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot \dots \cdot K_{Un},$$

где $K_{U1}, K_{U2}, \dots, K_{Un}$ – коэффициенты усиления отдельных каскадов.

Важными характеристиками многокаскадного усилителя являются его амплитудно-частотная и амплитудная характеристики. Отдельные каскады могут иметь различные АЧХ. Общая АЧХ многокаскадного усилителя определяется всеми входящими в его состав каскадами.

Связь отдельных каскадов друг с другом осуществляется с помощью конденсаторов,

торов или непосредственно. В соответствии с этим различают многокаскадные усилители с емкостной, индуктивной или гальванической связями. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя представляет собой зависимость модуля коэффициента усиления K от частоты усиливаемого сигнала при постоянстве значения входного сигнала. Общий вид ее для усилителя с разделительными конденсаторами, т.е. с конденсаторной связью, показан ниже.



Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя

Нелинейность АЧХ обусловлена наличием в схеме усилителя элементов (в частности, конденсаторов и транзистора), параметры которых зависят от частоты. АЧХ позволяет судить о частотных искажениях, называемых линейными. Такие искажения возникают, если входной сигнал имеет сложную форму и его можно представить как сумму гармонических составляющих с различными частотами и амплитудами, которые усиливаются неодинаково, т.е. с различными коэффициентами усиления. Анализируя АЧХ, мы видим, что имеется диапазон средних частот с постоянным коэффициентом K_{U0} .

В диапазонах низких и высоких частот коэффициент усиления уменьшается (происходят уменьшения коэффициента усиления в области низких и высоких частот, т.е. так называемые "завалы" АЧХ).

Диапазон частот усилителя, в пределах которого усилитель обеспечивает заданное значение коэффициента усиления, называют полосой пропускания, которая определяет нижнюю f_H и верхнюю f_B граничные частоты усиления при заданном уровне частотных (линейных)

коэффициента усиления на граничных частотах полосы пропускания составляет $K_{\text{УО}}/\sqrt{2}$. "Завал" АЧХ в диапазоне низких частот (НЧ) обусловлен влиянием разделительных конденсаторов $C1$, $C2$ и конденсатора $C3$. Обычно емкости этих конденсаторов выбираются так, чтобы их сопротивление $x_C = 1/\omega C$ в диапазоне частот полосы пропускания было пренебрежимо мало и падением напряжения на них можно было пренебречь. С уменьшением частоты усиливаемого сигнала реактивные сопротивления x_C возрастают, что приводит к увеличению падения напряжения на них, и, как следствие, потери части входного сигнала на разделительных конденсаторах $C1$ и $C2$. Шунтирующее действие конденсатора $C3$ при этом также ослабляется, что приводит к возрастанию влияния отрицательной обратной связи по переменному току и снижению коэффициента усиления каскада. "Завал" АЧХ на высоких частотах обусловлен зависимостью коэффициента усиления транзистора от частоты, наличием межэлектродных емкостей транзистора (особенно емкостью между базой и коллектором), влияние которых заключается в шунтировании соответствующих **p-n** - переходов тем больше, чем выше частота усиливаемого сигнала.

Ниже приведен пример многокаскадного усилителя с емкостными связями.

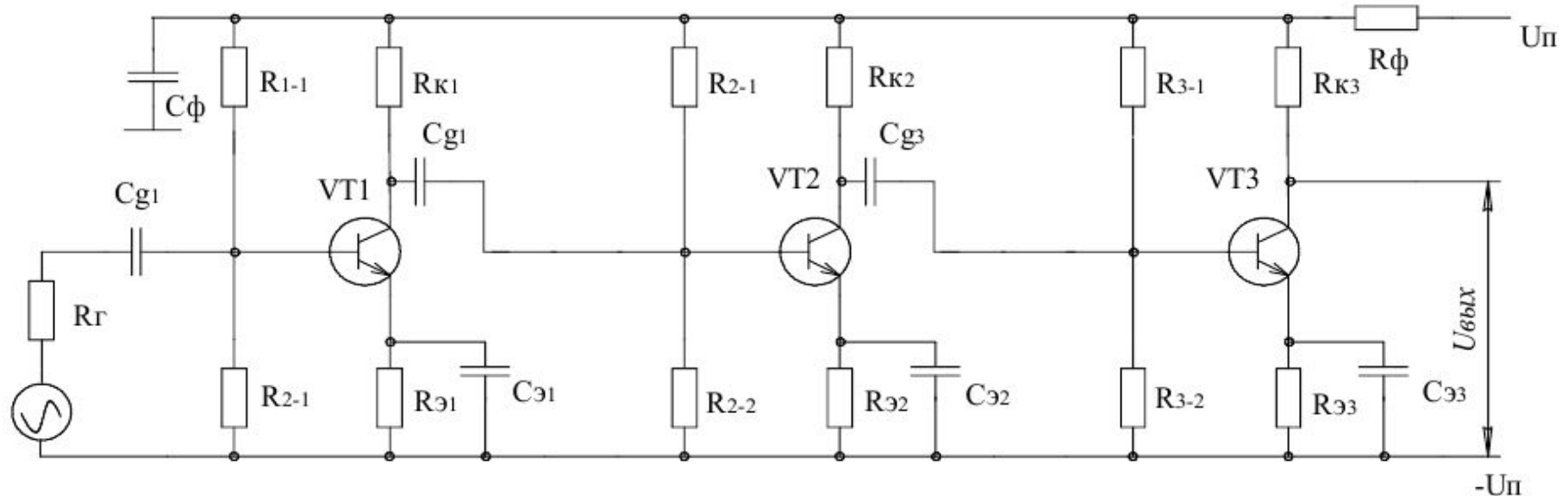


Схема многокаскадного усилителя с емкостными связями

Усилитель состоит из трех каскадов. Разделительные емкости C_g не пропускают постоянную составляющую коллекторного напряжения в базовую цепь последующего каскада. Элементы $R_э$, $C_э$ стабилизируют работу каскада в широком интервале температур. Расчет многокаскадного усилителя производят, начиная с оконечного каскада к первому. Оконечный каскад рассчитывается по обеспечению требуемой мощности или тока (напряжения). Количество каскадов определяется общим коэффициентом усиления. В многокаскадных усилителях широко используются обратные связи, с помощью которых достигаются требуемые технические параметры.

В многокаскадных усилителях требования, предъявляемые к разным каскадам схемы, различаются. Эта разница связана с назначением каскадов.

Входной каскад должен обеспечить заданное $R_{вх}$. Поэтому наиболее подходящей для входного каскада будет схема с ОЭ с введением в цепь эмиттера сопротивления $R_э$, которое позволяет в широких пределах варьировать величину $R_{вх}$:

$$R_{вх} \approx r_б + (\beta + 1)(r_э + R_э).$$

При $\beta \gg 1$, $R_э \gg r_э$ и $r_б/\beta \ll R_э$ имеем

$$R_{вх} \approx \beta R_э,$$

причем оказывается, что $R_{вх}$ практически не зависит от выбора режима работы транзистора.

Выходной каскад должен обеспечить заданное $\tilde{U}_{вых}$ и иметь необходимое сопротивление $R_{вых}$ для согласования с последующей нагрузкой. Если требуемое $R_{вых}$ должно быть порядка $10^2 - 10^4$ Ом, то в выходном каскаде следует иметь схему с ОЭ. При $R_{вых}$ порядка нескольких десятков Ом в выходном каскаде следует применить схему с ОК. Заданное $\tilde{U}_{вых}$ определяет необходимую величину напряжения источника питания E :

$$E \geq (2\tilde{U}_{вых\text{ м}} + 1V).$$

Промежуточные каскады должны обеспечивать усиление, при котором получается заданный K_u для всего усилителя, то есть

$$K_u = K_{увх} K_{увых} K_{упром}.$$

В многокаскадных усилителях выход предыдущего каскада усиления соединен с входом последующего каскада. На практике ни один усилитель не используется без обратной связи (ОС).