

Подставляя найденные значения в выражение (3.32), можно было бы получить:

$$h_{12э} = \left. \frac{\Delta U'}{\Delta U'} \right|_{I_{\bar{o}} = I_{\bar{o}A} = const} \quad (3.39)$$

Использование для нахождения этого параметра входной характеристики при  $U_{кэ} = 0$  дает большую погрешность, так как при малых значениях  $U_{кэ}$  входные характеристики располагаются далеко друг от друга, а затем их частота возрастает и уже при  $U_{кэ} \approx 5 \text{ В}$  они практически сливаются друг с другом. Поскольку в справочниках обычно приводится входная характеристика только для одного значения  $U_{кэ} \neq 0$ , точно определить параметр  $h_{12}$  в нашем случае невозможно.

### 3.7 Режимы работы транзистора

Рассмотрим каскад усиления на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером (рисунок 3.22). При изменении величины входного сигнала будет изменяться ток базы  $I_{\bar{o}}$ . Ток коллектора  $I_{\kappa}$  изменяется пропорционально току базы:

$$I_{\kappa} = \beta \cdot I_{\bar{o}}. \quad (3.40)$$

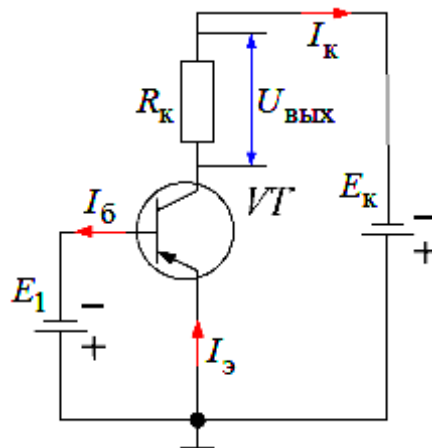


Рисунок 3.22 – Схема усилительного каскада

Изменение тока коллектора можно проследить по выходным характеристикам транзистора (рисунок 3.23). На оси абсцисс отложим отрезок, равный  $E_{\kappa}$  – напряжению источника питания коллекторной цепи, а на оси ординат отложим отрезок, соответствующий максимально возможному току в цепи этого источника:

$$I_{\kappa \max} = \frac{E_{\kappa}}{R_{\kappa}}. \quad (3.41)$$

Между этими точками проведем прямую линию, которая называется *линией нагрузки* и описывается уравнением:

$$I_{\kappa} = \frac{E_{\kappa} - U_{\kappa\epsilon}}{R_{\kappa}}, \quad (3.42)$$

где  $U_{\kappa\epsilon}$  – напряжение между коллектором и эмиттером транзистора;

$R_{\kappa}$  – сопротивление нагрузки в коллекторной цепи.

Из (3.42) следует, что

$$R_{\kappa} = \frac{E_{\kappa}}{I_{\kappa \max}} = \operatorname{tg} \alpha. \quad (3.43)$$

И, следовательно, наклон линии нагрузки определяется сопротивлением  $R_{\kappa}$ . Из рисунка 3.23 следует, что в зависимости от тока базы  $I_{\delta}$ , протекающего во входной цепи транзистора, рабочая точка транзистора, определяющая его коллекторный ток и напряжение  $U_{\kappa\epsilon}$ , будет перемещаться вдоль линии нагрузки от самого нижнего положения (точки 1, определяемой пересечением линии нагрузки с выходной характеристикой при  $I_{\delta} = 0$ ), до точки 2, определяемой пересечением линии нагрузки с начальным крутовозрастающим участком выходных характеристик.

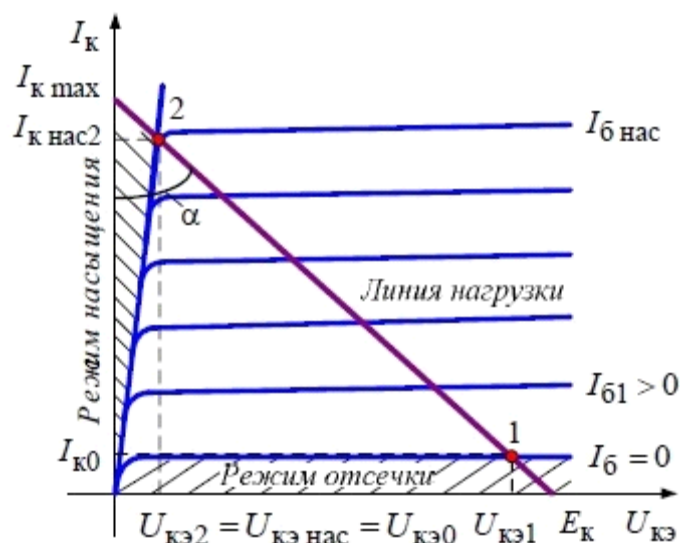


Рисунок 3.23 – Режим работы биполярного транзистора

Зона, расположенная между осью абсцисс и начальной выходной характеристикой, соответствующей  $I_{\bar{\sigma}} = 0$ , называется *зоной отсечки*. Она характеризуется тем, что оба перехода транзистора – эмиттерный и коллекторный смещены в обратном направлении. Коллекторный ток при этом представляет собой обратный ток коллекторного перехода –  $I_{\kappa 0}$ , который очень мал и поэтому почти все напряжение источника питания  $E_{\kappa}$  падает между эмиттером и коллектором закрытого транзистора:

$$U_{\kappa \bar{\sigma} 1} \approx E_{\kappa}.$$

А падение напряжения на нагрузке  $U_{R_{\kappa}}$  очень мало и равно:

$$U_{R_{\kappa}} = I_{\kappa} \cdot R_{\kappa}. \quad (3.44)$$

Говорят, что в этом случае транзистор работает в *режиме отсечки*. Поскольку в этом режиме ток, протекающий по нагрузке исчезающе мал, а почти все напряжение источника питания приложено к закрытому транзистору, то в этом режиме транзистор можно представить в виде разомкнутого ключа.

Если теперь увеличивать базовый ток  $I_{\bar{\sigma}}$ , то рабочая точка будет перемещаться вдоль линии нагрузки, пока не достигнет точки 2. Базовый ток, соответствующий характеристике, проходящей через точку 2, называется *током базы насыщения*  $I_{\bar{\sigma} \text{ нас}}$ . Здесь транзистор входит в режим насыщения и дальнейшее увеличение базового тока не приведет к увеличению коллекторного тока  $I_{\kappa}$ . Зона между осью ординат и круто изменяющимся участком выходных характеристик называется *зоной насыщения*.

В этом случае оба перехода транзистора смещены в прямом направлении; ток коллектора достигает максимального значения и почти равен максимальному току источника коллекторного питания:

$$I_{\kappa \text{ макс}} \approx I_{\kappa \text{ нас} 2}, \quad (3.45)$$

а напряжение между коллектором и эмиттером открытого транзистора  $U_{\kappa \bar{\sigma} 0}$  оказывается очень маленьким. Поэтому в режиме насыщения транзистор можно представить в виде замкнутого ключа.

Промежуточное положение рабочей точки между зоной отсечки и зоной насыщения определяет работу транзистора в режиме усиления, а область, где она находится, называется *активной областью*. При работе в этой области эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный – в обратном.

### 3.8 Предельные режимы работы транзистора

В паспортных данных каждого транзистора указывается его предельно допустимая мощность рассеивания, превышение которой недопустимо, так как ведет к тепловому разрушению полупроводниковой структуры. Возьмем это значение мощности  $P_{к доп}$ , и учитывая, что оно равно:

$$P_{к доп} = U_{кэ} \cdot I_{к доп}. \quad (3.46)$$

Будем задавать дискретные значения напряжения  $U_{кэ}$ :  $U_{кэ1}$ ,  $U_{кэ2}$ ,  $U_{кэ3}$  и т. д., и для каждого этого значения напряжения вычислим предельно допустимое значение коллекторного тока  $I_{к доп}$ :

$$I_{к доп1} = \frac{P_{к доп}}{U_{кэ1}}, \quad I_{к доп2} = \frac{P_{к доп}}{U_{кэ2}} \text{ и т. д.}$$

Отложим эти значения напряжений и токов в осях координат (рисунок 3.24) и построим по полученным точкам кривую, называемую *гиперболой допустимых мощностей*.

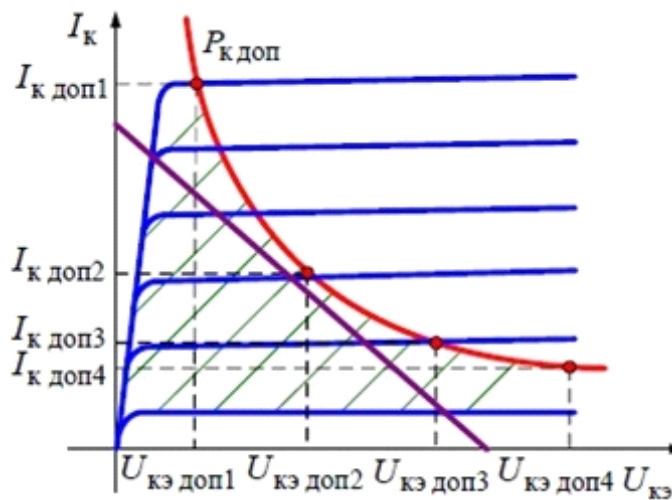


Рисунок 3.24 – Гипербола допустимых мощностей

Эта кривая делит всю площадь первого квадранта семейства выходных характеристик на рабочую и нерабочую области. Если теперь совместить эту кривую с выходными характеристиками транзистора, то очевидно, что линия нагрузки не должна выходить за пределы рабочей области, чтобы не вывести транзистор из строя.

На рисунке 3.24 заштрихована рабочая область семейства выходных характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером.

### 3.9 Расчёт рабочего режима транзистора

Как уже было отмечено выше, в подавляющем большинстве случаев транзистор усиливает сигналы переменного тока, т. е. на вход транзистора подается чаще всего знакопеременный сигнал. Но поскольку эмиттерный  $p$ - $n$ -переход обладает вентильными свойствами, то через него пройдет только положительная полуволна входного сигнала, а отрицательная полуволна будет им срезана и, следовательно, усиливаться не будет. Для того чтобы этого не было, чтобы усилить весь сигнал, во входную цепь транзистора вводят так называемое *смещение*.

Смысл смещения ясен из рисунка 3.25. Знакопеременный входной сигнал  $U_{вх}$  накладывается на постоянное напряжение смещения  $E_{см}$  таким образом, что результирующее напряжение  $U_{бэ}$  остается однополярным, и, следовательно, может быть усилено транзистором. Поэтому принципиальная схема усилительного каскада в этом случае выглядит так, как представлено на рисунке 3.26, а.

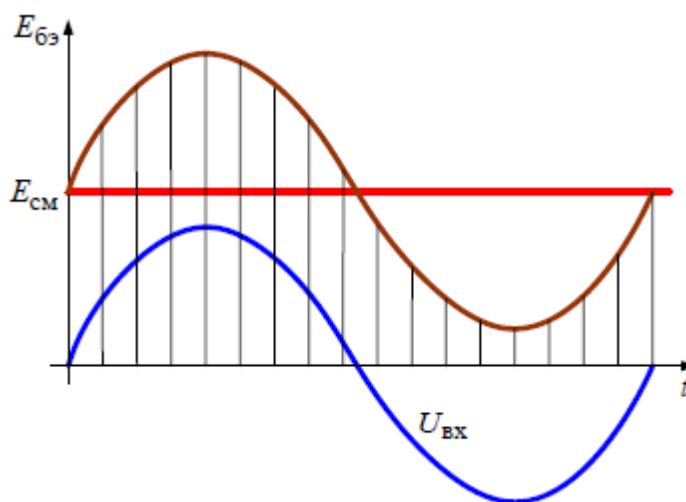


Рисунок 3.25 – Смещение усиливаемого сигнала

Источник напряжения смещения создает во входной цепи транзистора постоянный по величине ток смещения  $I_{см}$ . Для того чтобы исключить влияние источника  $E_{см}$  на источник входного сигнала в цепь вводится разделительный конденсатор  $C1$ , который пропускает переменный входной сигнал, но создает развязку по постоянной составляющей. Для такой же цели служит выходной разделительный конденсатор  $C2$ , который пропускает переменную составляющую выходного напряжения и не пропускает его постоянную составляющую. Смещение может вводиться как при помощи отдельного источника  $E_{см}$  (рисунок 3.26, а), так и с использованием для этой цели источника коллектор-

ного питания  $E_{\kappa}$ . Это можно сделать при помощи делителя напряжения  $R1$  и  $R2$  (рисунок 3.26, б). Ток  $I_{\partial}$ , протекающий по делителю напряжения  $R1 - R2$  под действием источника питания  $E_{\kappa}$ , создает на резисторе  $R2$  падение напряжения

$$U_{R2} = I_{\partial} \cdot R2, \quad (3.47)$$

которое должно быть равно требуемой величине напряжения смещения  $E_{см}$ .

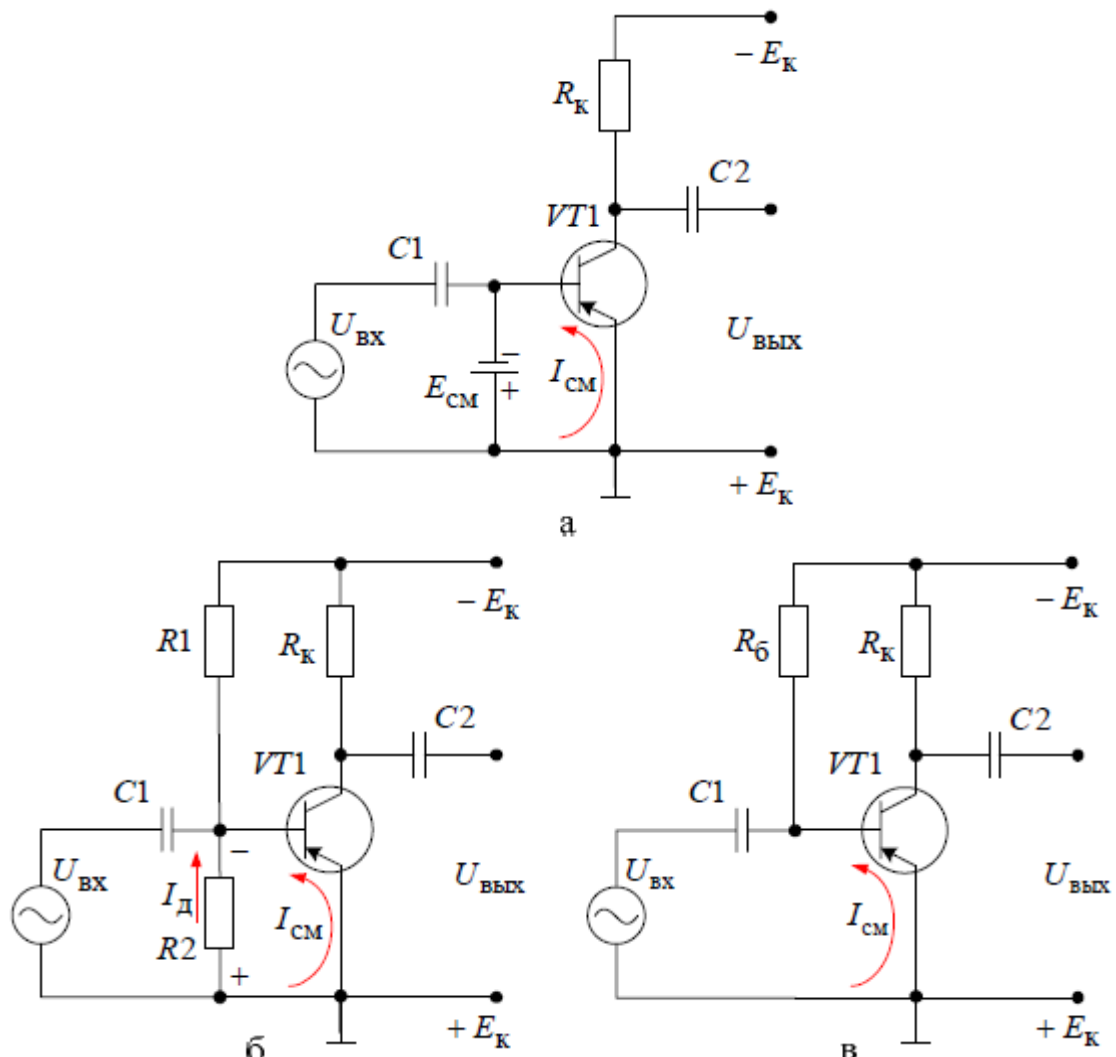


Рисунок 3.26 – Способы создания смещения входного сигнала:

- а – введением источника  $E_{см}$ ,
- б – фиксированным напряжением,
- в – фиксированным током

При расчете делителя ток  $I_{\partial}$  выбирают в несколько раз больше тока смещения:

$$I_{\partial} = (3 \div 5) \cdot I_{см}. \quad (3.48)$$

Избыточное напряжение источника питания падает на резисторе  $R_1$ :

$$I_{\partial} \cdot R_1 = E_{\kappa} - U_{R2}. \quad (3.49)$$

Такой способ введения смещения называется *смещение фиксированным напряжением*.

Другой способ введения смещения заключается в использовании балластного резистора  $R_{\phi}$  в базовой цепи транзистора (рисунок 3.26, в). В этом случае ток, протекающий по цепи  $+E_{\kappa}$ , эмиттер – база транзистора,  $R_{\phi}$ ,  $-E_{\kappa}$  должен быть равен току смещения:

$$I_{см} = \frac{E_{\kappa} - U_{бэ}}{R_{\phi}}. \quad (3.50)$$

Отсюда величина  $R_{\phi}$  должна быть равна:

$$R_{\phi} = \frac{E_{\kappa} - U_{бэ}}{I_{см}}. \quad (3.51)$$

Такой способ называется *смещение фиксированным током*.

### 3.10 Динамические характеристики транзистора

Характеристики транзистора, когда в его выходную цепь включают различные виды нагрузок, называют динамическими, а режимы, возникающие при этом, – *динамическими режимами*.

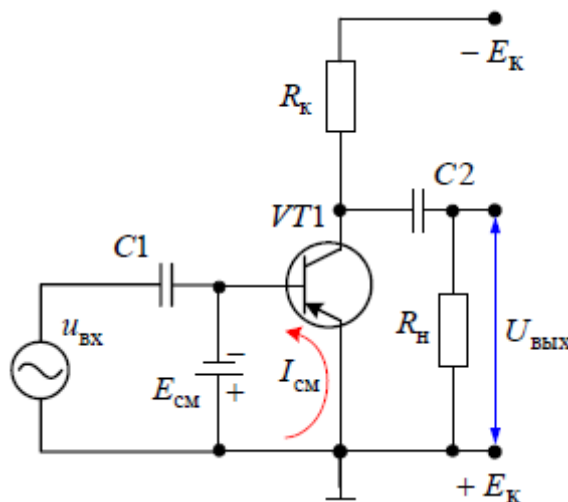


Рисунок 3.2 – Схема усилительного каскада

Рассмотрим работу транзисторного усилительного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером (рисунок 3.27). Если входной сигнал отсутствует ( $u_{ex} = 0$ ), линия нагрузки может быть построена описанным ранее методом по двум точкам:  $E_K$  на оси абсцисс и  $I_{K \max} = \frac{E_K}{R_K}$  на оси ординат.

Для того, чтобы искажения усиливаемого сигнала были минимальными, смещение надо выбрать так, чтобы начальная рабочая точка (при отсутствии входного сигнала) располагалась в середине линейного участка входной характеристики (точка  $A$  на рисунке 3.28, б). Тогда при изменении входного сигнала напряжение  $U_{\delta\delta}$  будет изменяться на величину  $U_{\delta\delta \max}$  от начального значения  $U_{\delta\delta 0}$ , вызывая изменение базового на величину  $I_{\delta \max}$  от начального значения  $I_{\delta 0}$  (рисунок 3.28, б).

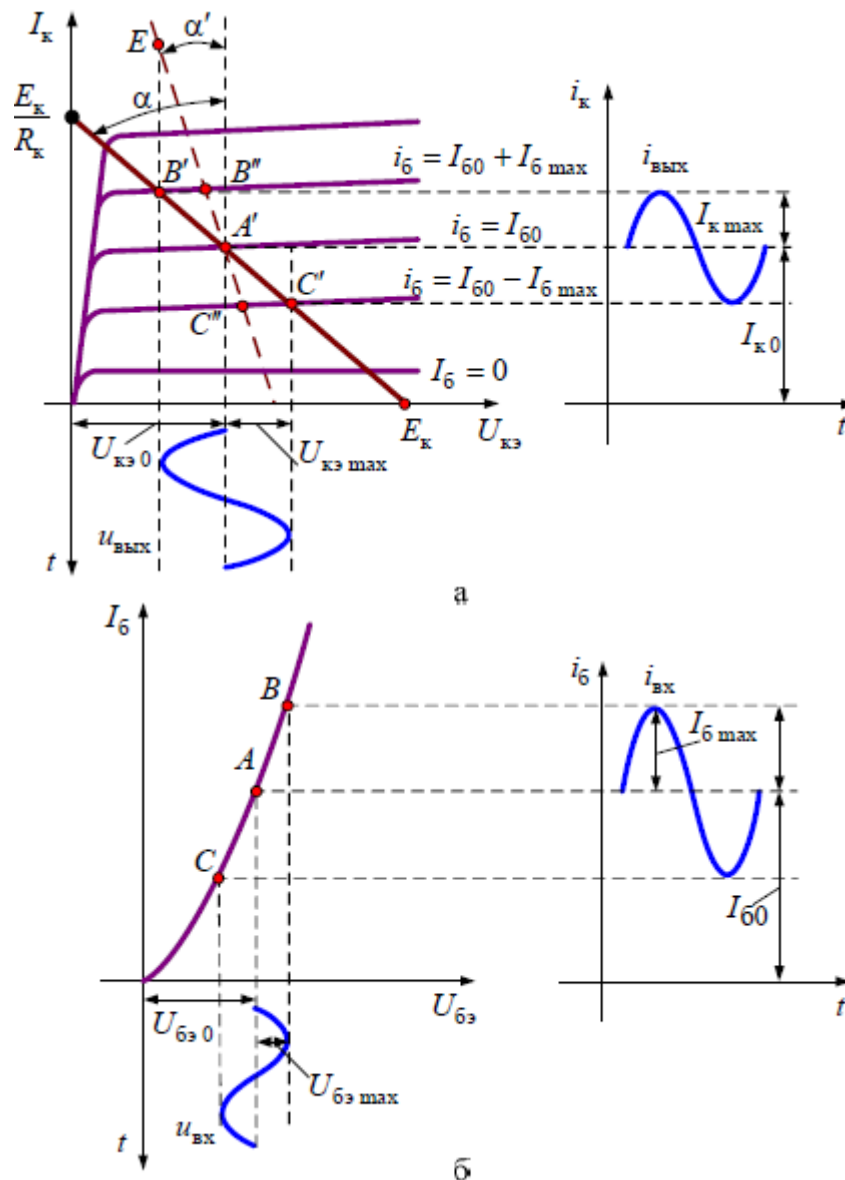


Рисунок 3.28 – Динамические характеристики транзистора



Коллекторный ток при этом будет изменяться относительно начального коллекторного тока  $I_{к0}$  (рисунок 3.28, б), соответствующего базовому току  $I_{см}$ , в сторону увеличения и в сторону уменьшения на величину амплитуды переменной составляющей  $I_{к\max}$ . Выходное напряжение  $u_{вых}$  при этом будет тоже изменяться от начального значения  $U_{кэ0}$  в большую и в меньшую сторону на величину амплитуды своей переменной составляющей  $U_{кэ\max}$ .

Отметим, что в рассматриваемой схеме увеличению входного сигнала соответствует увеличение базового тока, а, следовательно, и коллекторного тока, а выходное напряжение  $u_{вых}$  при этом уменьшается. Из чего следует, что в этой схеме входное и выходное напряжение изменяются в противофазе. Переменная составляющая выходного напряжения проходит через разделительный конденсатор  $C2$  и выделяется на нагрузке  $R_n$ . В качестве нагрузки может служить и входное сопротивление следующего каскада усиления, а характер нагрузки в общем случае может быть различным. По переменному току нагрузка усилительного каскада  $R_n$  состоит из параллельно включенных сопротивлений  $R_k$  и  $R_n$  (рисунок 3.28):

$$R'_n = \frac{R_k \cdot R_n}{R_k + R_n}, \quad (3.52)$$

а по постоянному току – только  $R_k$ . Поэтому и линия нагрузки по постоянной и переменной составляющим будет проходить по-разному. Так, если сопротивление нагрузки  $R'_n$  по переменному току меньше  $R_k$  – сопротивления по постоянному току, то линия нагрузки будет проходить через ту же рабочую точку А, но под другим углом  $\alpha'$ :

$$\alpha' = \arctg(R'_n), \quad (3.53)$$

следовательно, линия нагрузки пойдет круче.

Рассмотренные зависимости можно расположить на одном рисунке так, что в первом квадранте поместить выходные характеристики транзистора с построенной линией нагрузки, а в третьем квадранте – входные характеристики (рисунок 3.29). Тогда, используя точки пересечения линии нагрузки по переменному току с выходными характеристиками и входные характеристики транзистора, строим характеристику управления  $I_k = f(I_{\delta})$  транзистора по переменному току, которая теперь, при работе с нагрузкой, называется *динамической*.

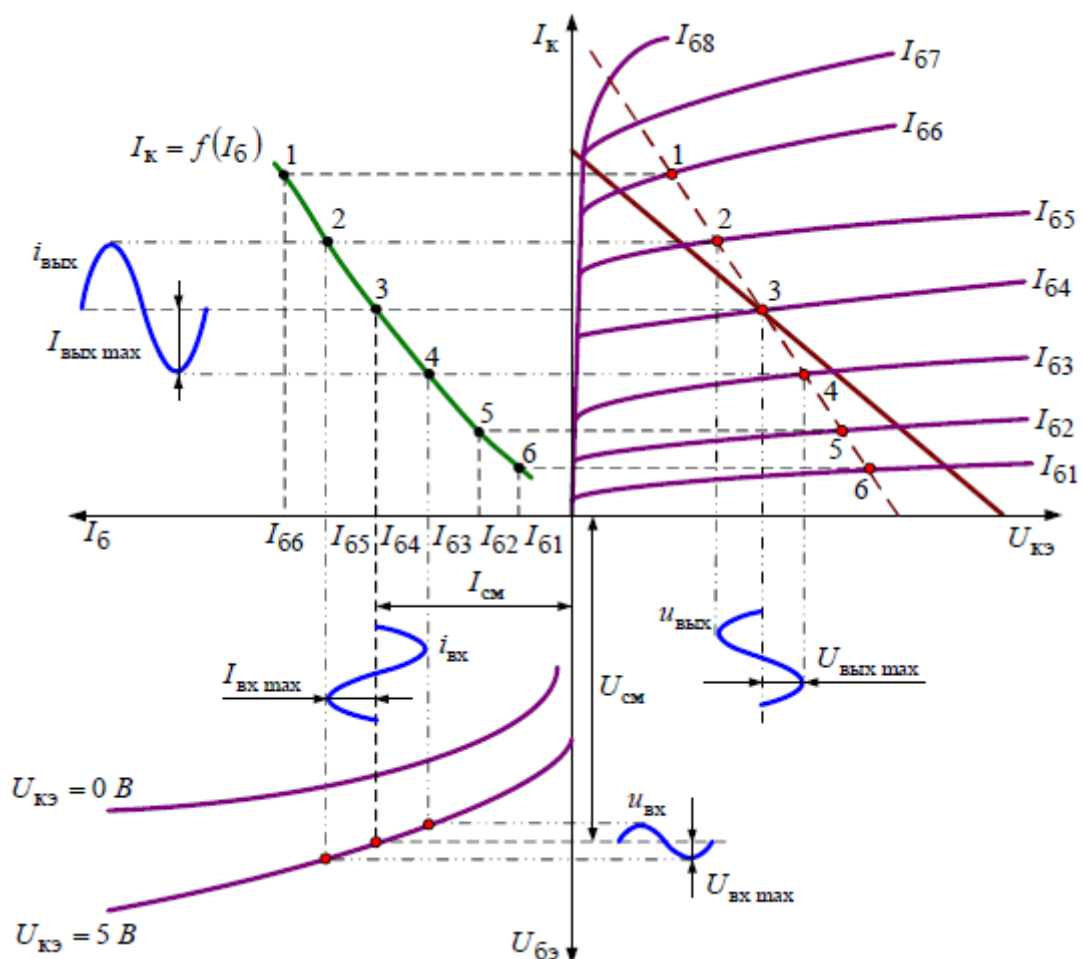


Рисунок 3.29 – Характеристики транзистора

### 3.11 Режимы работы усилительных каскадов

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  $A$ ;
- режим класса  $B$ ;
- режим класса  $AB$ ;
- режим класса  $C$ ;
- режим класса  $D$ .

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