

# Глава 3

## Обеспечение режимов работы усилительных каскадов на транзисторах

### 3.1 Краткие теоретические сведения

Для усиления мощности входного сигнала используется энергия источника питания, напряжение которого подведено к усилительному элементу (УЭ). Способ подачи питания зависит от того, какие напряжения и токи необходимо обеспечить на электродах транзистора, то есть от выбранного **режима работы усилительного элемента**.

Различают четыре основных типа режимов работы: «А», «В», «С» и «D». Выбор наиболее подходящего режима выбирают в зависимости от конкретной технической задачи и заданных качественных показателей. При построении предварительных и выходных каскадов усиления на транзисторах чаще всего используются режимы «А» и «В» или их комбинация – режим «АВ». Режим «С» используется в усилительных каскадах радиопередающих устройств. Режим класса «D» находит применение в мощных импульсных усилителях и импульсных источниках питания.

Класс	Период возникновения	Область применения	Определение класса	
			Подкласс	Определение подкласса
<b>A</b>	1920-е годы	<b>Основная классификация режимов усиления</b> Усилители напряжения и мощности	Режим работы усилительного элемента, в котором ток, протекающий через усилительный элемент, никогда не прерывается (угол проводимости гармонического сигнала равен 360°). В зависимости от назначения усилителя (усиление РЧ, ЗЧ или постоянного тока) возможны <u>альтернативные, эквивалентные формулировки</u> в терминах выбора управляющих напряжений или рабочей точки усилительного элемента.	
			<b>A1</b>	Ламповый усилитель класса А, работающий без сеточных токов
			<b>A2</b>	Ламповый усилитель класса А, работающий с сеточными токами
<b>AA</b>	1986	Торговая марка <u>УМЗЧ</u> компании <u>Technics</u>	УМЗЧ, сочетающий прецизионный высоколинейный усилитель класса А, мощный усилитель класса В и <u>мостовую схему</u> подключения нагрузки и <u>петли отрицательной обратной связи</u> . Повторение более ранней схемы <u>Сэндмена</u> <sup>[79]</sup>	
<b>AB</b>	1920-е годы	<b>Основная классификация режимов усиления</b> Усилители мощности	Режим работы усилительного элемента, промежуточный между режимами А и В. Угол проводимости гармонического сигнала существенно больше 180°, но меньше 360°	
			<b>AB1</b>	Ламповый усилитель класса АВ, работающий без сеточных токов
			<b>AB2</b>	Ламповый усилитель класса АВ, работающий с сеточными токами
			<b>AB+В</b>	Транзисторный усилитель с параллельным включением двух выходных каскадов — класса А и класса В. Термин введен в 1968 году Джеральдом Стэнли (Crown Audio) <sup>[85]</sup>
<b>A/H</b>	1988 <sup>[80]</sup>	Усилители мощности	Усилитель мостовой схемы. Одна сторона моста работает в режиме А, другая в режиме G/H с плавным, а не ступенчатым, подключением к шинам питания. Предложен Стэном Гулдом (компания BSS Audio), применяется в профессиональной аппаратуре <sup>[80]</sup> См. также класс A/H	
<b>B</b>	1920-е годы	<b>Основная классификация режимов усиления</b> Усилители мощности	Режим работы усилительного элемента, в котором угол проводимости гармонического сигнала равен или несколько превышает 180°	
			<b>B1</b>	Ламповый усилитель класса В, работающий без сеточных токов
			<b>B2</b>	Ламповый усилитель класса В, работающий с сеточными токами
<b>BC</b>	1930-е	Не использовался на практике <sup>[86]</sup>	Исторически — промежуточный режим между классами В (линейным) и С (импульсным). На практике этот «промежуточный» режим отвечает определению класса С и не имеет каких-либо особенностей, заслуживающих особого рассмотрения	

<b>BD</b>	19xx	Усилители мощности РЧ	Двухтактный усилитель РЧ, в недонапряжённом состоянии работающий в режиме В, в перенапряжённом — в режиме D.	
<b>C</b>	1920-е годы	<b>Основная классификация режимов усиления</b> Усилители мощности (обычно РЧ)	Режим работы усилительного элемента, в котором угол проводимости гармонического сигнала меньше 180°. Переходный режим между линейными (режим В) и импульсными (режим D) схемами.	
			<b>C1</b>	Ламповый усилитель класса С, работающий без сеточных токов
			<b>C2</b>	Ламповый усилитель класса С, работающий с сеточными токами
<b>CD</b>		Усилители мощности РЧ	Синоним «смешанного режима С»	
<b>D</b>	1951, идея 1955, термин <sup>[26]</sup>	<b>Основная классификация режимов усиления</b> Усилители мощности	Полностью ключевой (импульсный) режим работы усилительных элементов. Выходное напряжение определяется скважностями управляющих импульсов, поступающих на верхнее и нижнее плечи выходного каскада	
<b>DE</b>	19xx	Усилители мощности РЧ	Усилитель РЧ класса D, нагрузка которого настроена на минимизацию потерь при перезарядке выходной ёмкости ключевых транзисторов. При достаточно длинных паузах между включениями двух плеч двухтактной схемы режим DE становится аналогом режима E.	
<b>E</b>	1975	Усилители мощности РЧ	Усилитель, работающий в ключевом режиме, в котором (а) при выключении транзистора ток через него уменьшается до нуля до того, как начнёт нарастать коллекторное напряжение, и (б) при включении транзистора напряжение на его коллекторе падает до нуля до того, как начнёт нарастать ток. Название предложено <u>Натаном</u> и <u>Аланом Сокалом</u> .	
<b>EF</b>	19xx	Усилители мощности РЧ	Двухтактная разновидность класса F ( <u>англ. Harmonic reactance amplifier, HRA</u> )	
<b>F</b>		Усилители мощности РЧ	Усилители со спектральным разделением токов и напряжений. Форма тока выходного транзистора определяется несущей частотой и её чётными гармониками, форма его коллекторного или стокового напряжения — несущей и её нечётными гармониками.	
			<b>F1</b>	Усилитель класса F с контурами, настроенными на несущую частоту и одну из её гармоник (вторую или третью)
			<b>F2</b>	Усилитель класса F с фильтрацией практически бесконечного числа нечётных гармоник <u>вчетвертьволновой линии</u>
			<b>F<sub>2</sub></b>	Усилитель класса F с фильтрацией второй гармоники
			<b>F<sub>24</sub></b>	Усилитель класса F с фильтрацией второй и четвёртой гармоник
			<b>F3</b>	Гибрид классов E и F — каскад класса E с

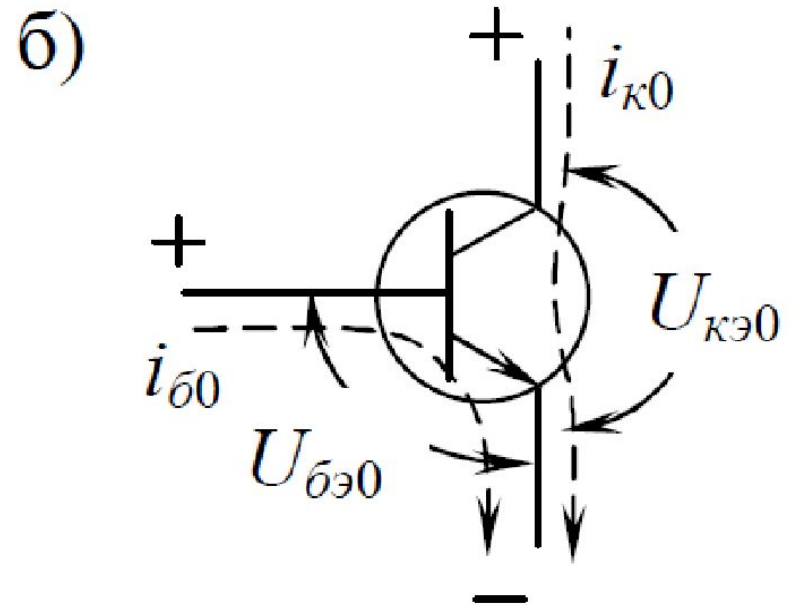
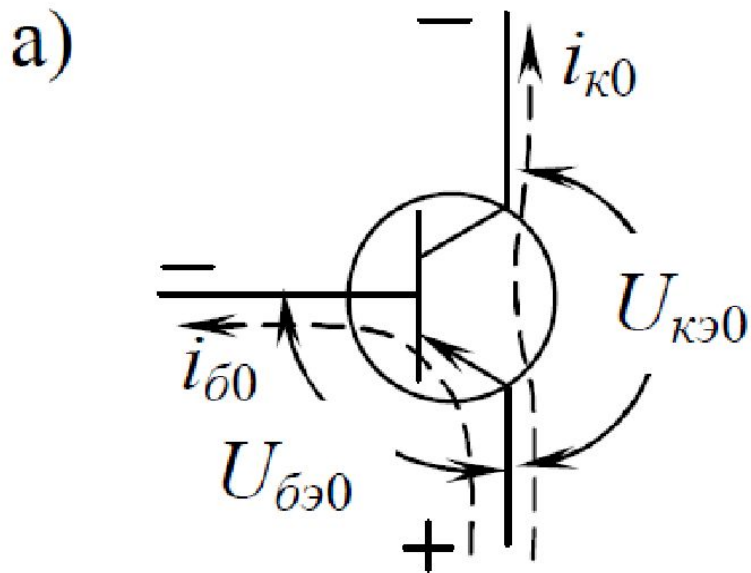
				подавлением тока третьей гармоники
			$F_3$	Усилитель класса F с фильтрацией третьей гармоники
			$F_{35}$	Усилитель класса F с фильтрацией третьей и пятой гармоник
			$F^{-1}$ или $F_{инв}$	«Обратный», или «инверсный» класс F: форма тока выходного транзистора определяется несущей частотой и её <i>нечётными</i> гармониками, форма его коллекторного или стокового напряжения — несущей и её <i>чётными</i> гармониками.
<b>G</b>	1965, публикация <sup>[129]</sup> 1977, серийный выпуск <sup>[129]</sup>	Экономичные УМЗЧ		Транзисторный усилитель класса В с переключаемыми шинами питания. В покое и при малых уровнях выходного напряжения усилитель питается от шин с низкими напряжениями питания, а с ростом выходного подключается к шинам с большим напряжением.
<b>H</b>	1964, патент <sup>[41]</sup> 1984, серийный выпуск <sup>[41]</sup>	Экономичные УМЗЧ		Транзисторный усилитель класса В с плавающим напряжением шин питания. В покое и при малых уровнях выходного напряжения усилитель подключен к низковольтным шинам линейного источника питания. При росте выходного напряжения встроенный следящий импульсный преобразователь повышает напряжение на одной из шин.
<b>I</b>	1995 <sup>[31]</sup>	Торговая марка УМЗЧ компании <u>Crown International</u> <sup>[en]</sup> (подразделение <u>Harman International Industries</u> <sup>[en]</sup> )		Двухтактный усилитель на ключевых транзисторах (развитие класса D) с патентованной логикой управления, в котором верхний и нижний ключ связаны с нагрузкой отдельными фильтрами
<b>J</b>	2000-е	Торговая марка УМЗЧ компании Earthquake Sound		УМЗЧ класса D
	2000-е	Торговая марка УМЗЧ компании Crown Audio		УМЗЧ класса D, с параллельным включением вспомогательного каскада в классе В, который нейтрализует вносимые первым искажения <sup>[136]</sup>
	2006	Экономичные усилители мощности СВЧ		Однотактный усилитель СВЧ-колебаний, смещённый в класс АВ, нагруженный на реактивную полезную нагрузку, и согласованный с ней на основных гармониках рабочей частоты. Выходная ёмкость транзистора типа <u>HEMT</u> или <u>LDMOS</u> включена в согласующий контур <sup>[137]</sup>
<b>K</b>	1953 <sup>[139]</sup>	Модуляторы ламповых радиопередатчиков		Экономичный модулятор лампового радиопередатчика, в котором ток покоя модуляторного <u>тетрода</u> управляется током другой лампы — усилителя ЗЧ, анод которой подключен к экранирующей сетке тетрода. Изобретатель, Ричард Кленш, называл эту конструкцию «усилителем класса К» <sup>[139]</sup>
	1998 <sup>[51]</sup>	Экономичные УМЗЧ		Гибридный усилитель мощности ЗЧ, в котором параллельно включены прецизионный усилитель напряжения класса А и мощный токовый буфер класса D. Название восходит к <u>Коре</u> . См. также класс А/Н
<b>L</b>				

<b>M</b>	2000-е	Торговая марка УРЧ компании PWRF	Проприетарная схема <u>дельта-сигма-модуляторов</u> для радиопередатчиков <u>базовых станций</u> мобильной связи
<b>N</b>	2002	Экономичные усилители мощности СВЧ	Принцип снижения потерь энергии в усилителе СВЧ-диапазона, предложенный в 2002 году коллективом авторов из <u>Донецкого университета</u> .
<b>O</b>			
<b>P</b>			
<b>Q</b>			
<b>R</b>			
<b>S</b>	1982 <sup>[145]</sup>	УМЗЧ <u>Обри Сэндмена</u>	УМЗЧ, сочетающий прецизионный маломощный усилитель класса А, мощный усилитель класса В и <u>мостовую схему</u> подключения нагрузки и петли <u>отрицательной обратной связи</u> . Повторена (без согласия Сэндмена) в линейке усилителей Technics «класса АА» <sup>[79]</sup>
	1932, патент <sup>[146]</sup>	Экономичные усилители мощности РЧ	
<b>T</b>	19xx	Торговая марка УМЗЧ компании Tripath (с 2007 года принадлежит <u>Cirrus Logic<sup>[en]</sup></u> , выпуск прекращён) <sup>[148]</sup>	Интегральный усилитель класса D с патентованным алгоритмом цифровой обработки сигнала обратной связи
<b>TD</b>	2000-е	Торговая марка УМЗЧ компании <u>Lab Gruppen</u>	«Следящий класс D» — подвид класса D и класса H: усилитель класса В, питаемый напряжением ЗЧ, вырабатываемым усилителем класса D
<b>U</b>			
<b>V</b>			
<b>W</b>	2000-е	Торговая марка компании Wolfson Micro	Экономичный интегральный усилитель с плавающими напряжения питания, генерируемыми встроенными преобразователями (см. класс H)
<b>X</b>			
<b>Y</b>			
<b>Z</b>	2000-е годы	Торговая марка импульсных УМЗЧ компании <u>Zetex<sup>[en]</sup></u> , с 2008 года <u>Diodes Incorporated<sup>[en]</sup></u> . С 2010 года применяется в усилителях <u>NAD</u> серии Master.	Интегральный усилитель класса D с патентованным алгоритмом цифровой обработки сигнала обратной связи

**Режим «А»** применяют, как правило, в каскадах предварительного усиления, а также предвыходных и выходных каскадах при мощности в нагрузке  $P_n \leq 0,5 - 2,5 \text{ Вт}$ .

Этот режим характерен тем, что транзистор будет находиться в открытом состоянии при любом значении напряжения, поступающего на вход УЭ от источника сигнала. Таким образом, через переходы транзистора (б-э, к-э) будут протекать токи в течение всего периода сигнала переменного тока, и даже в его отсутствие).

На рисунке а и б показаны потенциалы напряжения, которое необходимо подать на электроды биполярных транзисторов типа  $p-n-p$  и  $n-p-n$  (направление постоянного тока указывает стрелка эмиттера).





При режиме «А» обеспечиваются минимальные нелинейные искажения, но коэффициент полезного действия невысок. Теоретически КПД в режиме «А» не превышает 50%:

$$\eta = \frac{P_{om\partial}}{P_0} = \frac{U_{mk}I_{mk}}{2U_{k0}I_{k0}} = \frac{\xi\psi}{2}, \text{ при } \xi = \psi = 1 \quad \eta = 0,5 \text{ (50\%)}$$

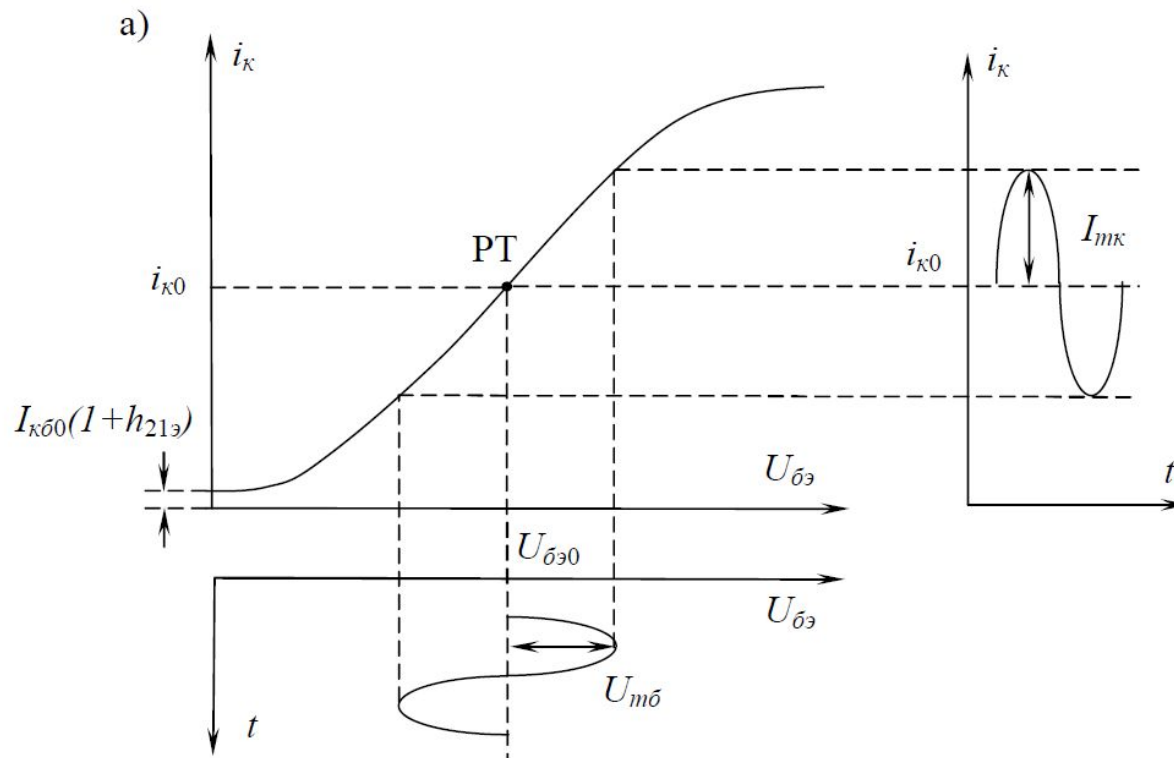
где  $P_{om\partial}$  – полезная мощность, отдаваемая транзистором в нагрузку;

$P_0$  - мощность, потребляемая транзистором от источника питания;

$\xi = U_{mk} / U_{k0}$  – коэффициент использования транзистора по напряжению;

$\psi = I_{mk} / I_{k0}$  - коэффициент использования транзистора по току.

В реальных каскадах с резисторно-емкостной связью, работающих в режиме «А», КПД составляет не более 10 – 20 %

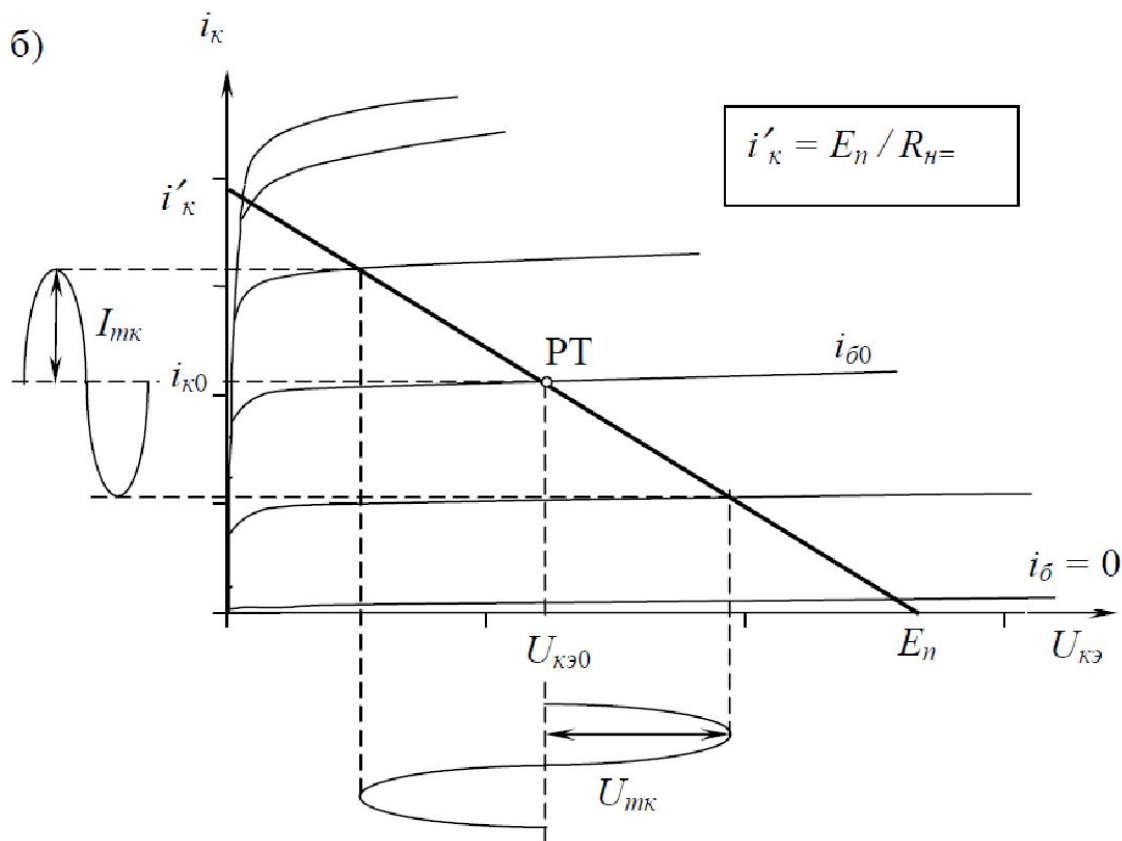


На рисунке (а) изображена характеристика прямой передачи биполярного транзистора, на которой показан типовой режим работы «А». Из рисунка видно, что между входным и выходным параметром существует линейная зависимость, при которой форма выходного сигнала не изменяется по отношению к сигналу на входе.

**Режим работы** на характеристиках транзистора изображают **в виде точки** с координатами  $(i_{k0}, U_{kэ0})$  на семействе выходных статических характеристик ( $i_{б0}, U_{бэ0}$  – на входной статической характеристике), которую называют рабочей точкой (РТ) или точкой покоя (ТП), поскольку она показывает токи и напряжения на электродах транзистора в отсутствие входного сигнала.

**В режиме «А» РТ будет находиться в середине линейного участка сквозной динамической характеристики**, что обеспечивается подачей во входную цепь УЭ необходимого смещения. Уровень входного сигнала выбирается таким образом, чтобы при усилении не использовались нелинейные участки характеристики транзистора, обусловленные режимами насыщения или отсечки.

На рисунке (б) показано положение РТ для режима «А» на семействе выходных статических характеристик транзистора. Через РТ проходит нагрузочная прямая по постоянному току, которая показывает взаимосвязь между выходным током и выходным напряжением, и строится по уравнению Кирхгофа для выходной цепи каскада для заданного сопротивления нагрузки по постоянному току.

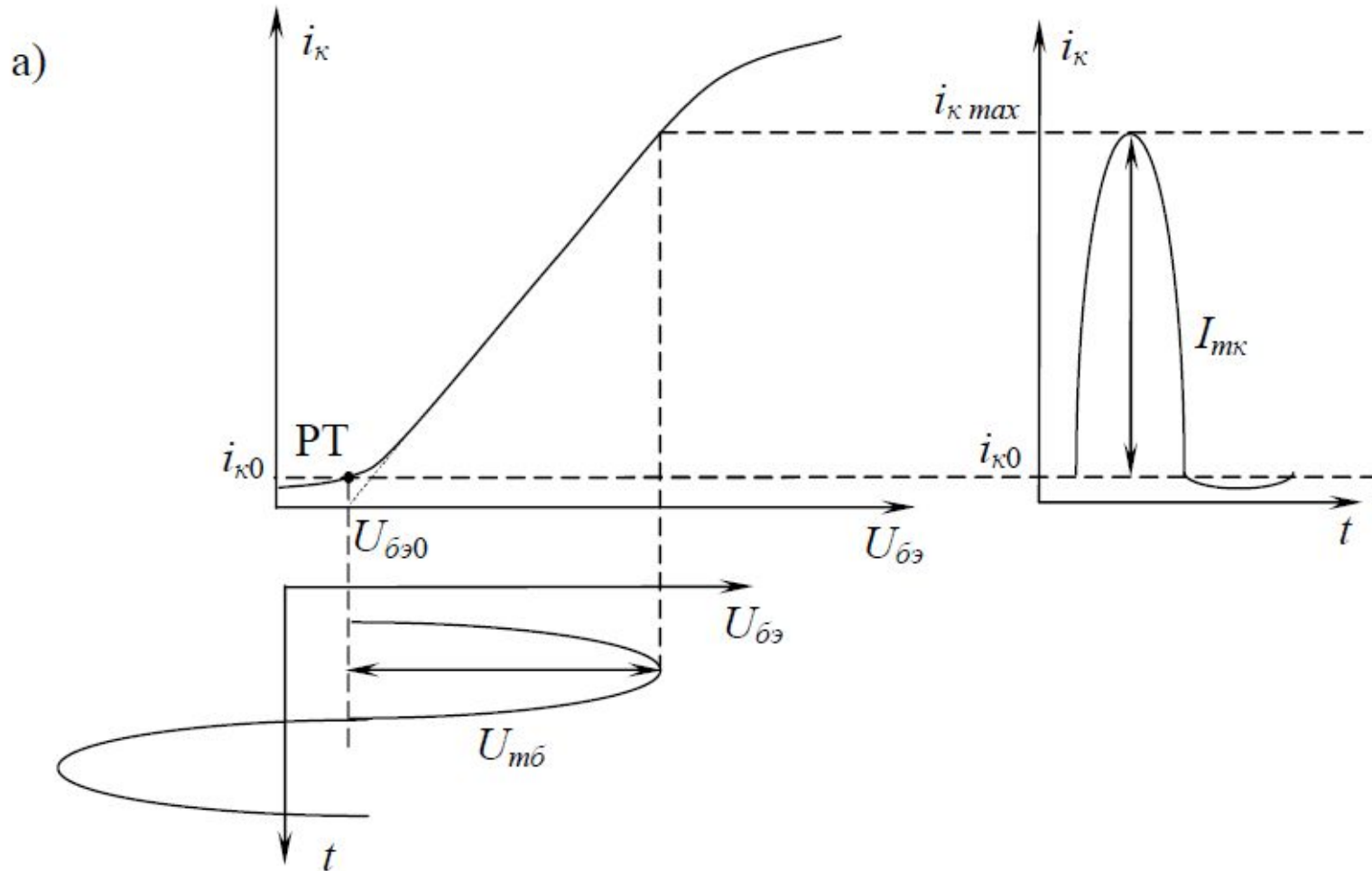


В режиме «В» РТ выбирается на нижнем конце проходной или сквозной динамической характеристики при напряжении смещения, близким нулю (идеальный режим «В») или при подаче небольшого смещения (реальный режим «В» или режим «АВ»).

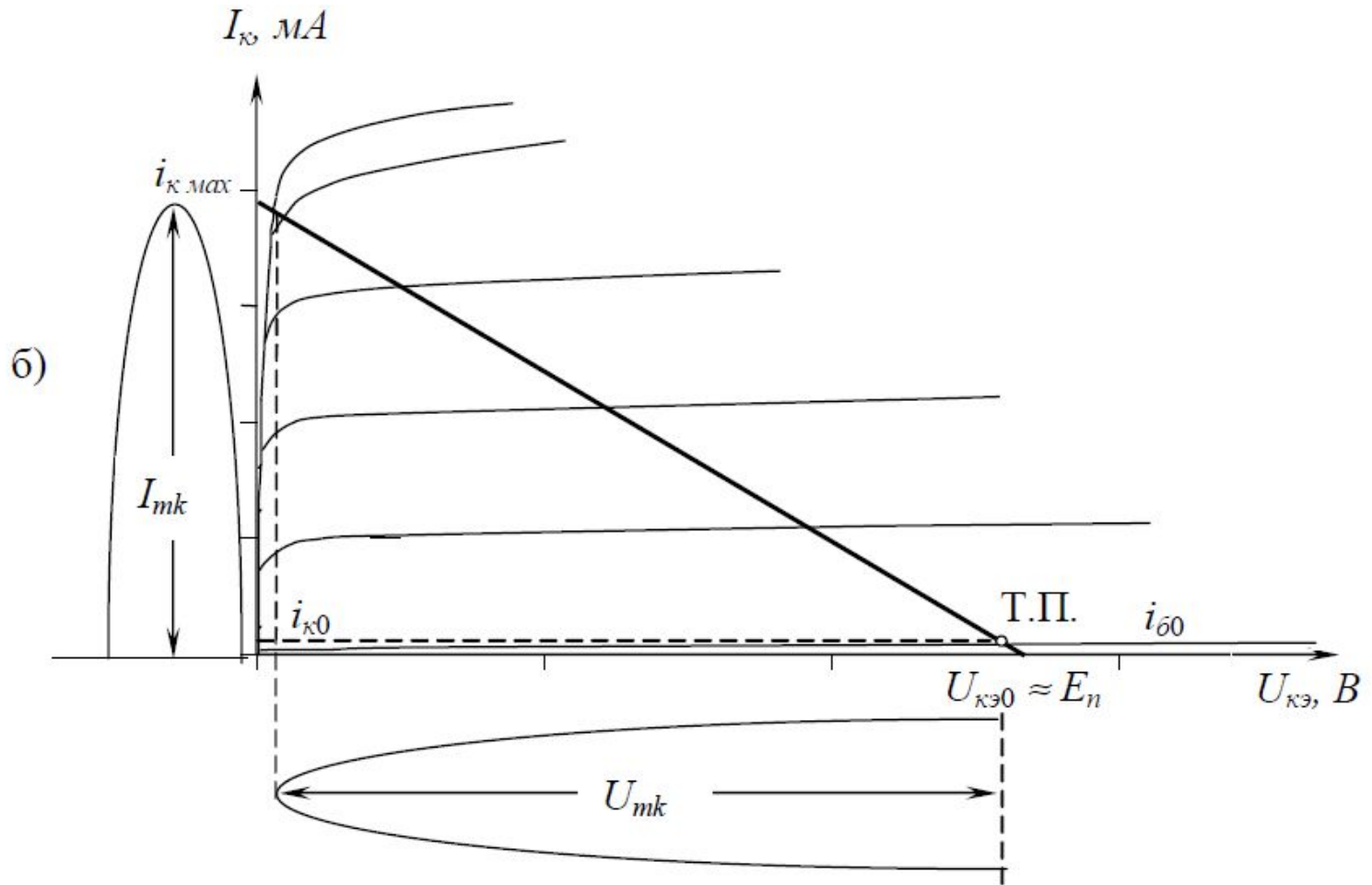
В режиме В выходной ток УЭ протекает в течение половины периода сигнала, что приводит к большим нелинейным искажениям.

При усилении гармонических сигналов режим «В» можно применять только в двухтактных каскадах, в которых используются транзисторы разного типа проводимости, усиливающие поочередно сигналы положительной и отрицательной полярности.

На рисунке показано положение РТ для режима «В» на семействе выходных статических характеристик транзистора.



Положение точки покоя в режиме «В» на характеристике прямой передачи



Положение точки покоя в режиме «В» на семействе выходных статических характеристик транзистора

**Коэффициент полезного действия** в режиме «В» значительно больше, чем в режиме «А», поскольку **постоянные токи в отсутствие сигнала близки к нулю**, а выходной ток через транзистор протекает только в течение одного полупериода, **что ведет к снижению потребляемой мощности**.

Теоретически (при 100%–ном использовании транзистора по току и напряжению) **КПД в режиме «В» может достигать 78,5%**:

$$\eta = \frac{P_{отд}}{P_0} = \frac{U_{mk} I_{mk}}{2i_{вых.ср} E_n} = \frac{\pi U_{mk} I_{mk}}{4i_{к. max} E_n} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \text{ (78,5\%)},$$

В силу своей экономичности режим «В» применяют в мощных выходных двухтактных каскадах усиления гармонических сигналов.



**В режиме «С»** к транзистору прикладывается небольшое обратное смещение, что **позволяет повысить КПД до 80 – 90%**, но **приводит к еще большим нелинейным искажениям**. Режим С нашел применение в мощных усилителях (генераторах) радиопередающих устройств.

**В режиме «D»**, называемом **«ключевым режимом работы»**, транзистор находится либо в состоянии насыщения (транзистор полностью открыт, коллекторное/стоковое напряжение близко к нулю), либо в состоянии отсечки (транзистор закрыт, напряжение на коллекторе/стоке близко к напряжению источника питания). КПД в режиме D достигает 95-99%, но для управления транзистором требуется сигнал с двумя состояниями, лог. 1 (УЭ открыт) и лог. 0 (УЭ закрыт), что делает невозможным его применение для прямого усиления аналоговых сигналов. Зато режим D идеально подходит для усиления прямоугольных импульсных сигналов.

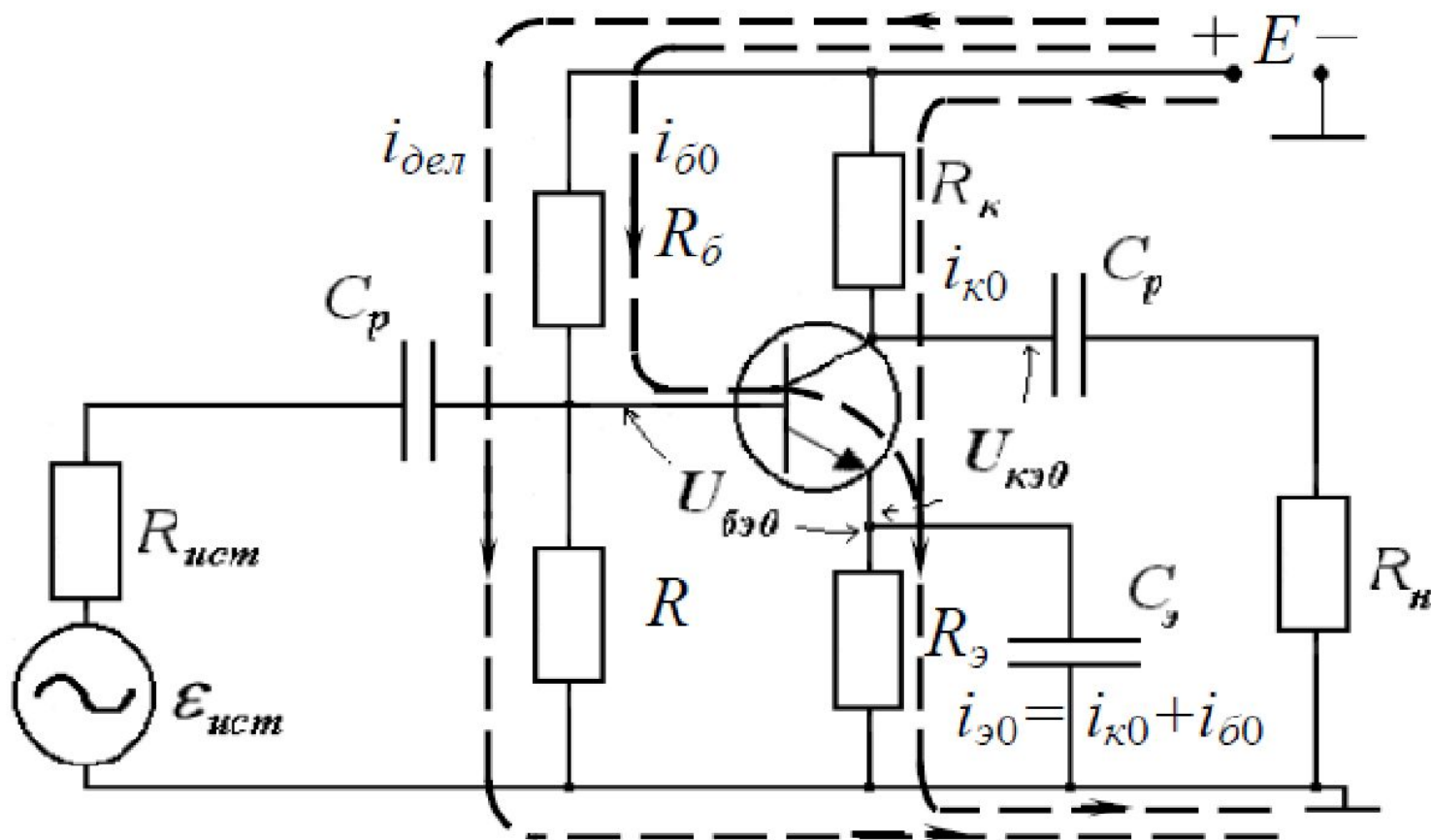
**Питание** усилительных каскадов, работающих в режиме «А», осуществляется, как правило, от одного источника постоянного напряжения, в качестве которого применяется выпрямитель или аккумуляторная батарея.

При использовании режима «А» необходимые токи и напряжения на электродах транзистора обеспечиваются при помощи резисторов в выходной ( $k-э$ ) или ( $c-u$ ) и входной ( $б-э$ ) или ( $з-u$ ) цепях транзистора.

Расчет всех токов, напряжений и сопротивлений в схеме производится с применением закона Ома и уравнений Кирхгофа, составленных по выбранному контуру протекания постоянного тока.

При анализе работы схем питания и стабилизации, а также расчетов элементов схемы необходимо определить пути протекания постоянных токов и их значение.

На рисунке показана схема резисторного каскада на биполярном транзисторе с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией.



В данной схеме можно выделить три постоянных тока, протекающих по различным контурам:

- ток коллектора ( $i_{к0}$ );
- ток базы ( $i_{б0}$ );
- ток делителя цепи базового смещения ( $i_{дел}$ ).

По приведенной схеме можно составить систему уравнений Кирхгофа:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = U_{Rк} + U_{кэ0} + U_{Rэ} = R_{к} i_{к0} + U_{кэ0} + R_{э} (i_{к0} + i_{б0}) \approx U_{кэ0} + i_{к0} R_{н=}; \\ E = U_{Rб} + U_R = R_{б} (i_{б0} + i_{дел}) + R i_{дел}; \\ E = U_{Rб} + U_{бэ0} + U_{Rэ} = R_{б} (i_{б0} + i_{дел}) + U_{бэ0} + R_{э} (i_{к0} + i_{б0}); \\ R i_{дел} = U_{бэ0} + R_{э} (i_{к0} + i_{б0}). \end{array} \right.$$

Уравнение  $E = U_{кэ0} + i_{к}R_{н=}$  показывает взаимосвязь выходного постоянного тока и напряжения транзистора с учетом нагрузки транзистора по постоянному току ( $R_{н=}$ ).

Это уравнение называют выходной динамической характеристикой транзистора или **нагрузочной прямой по постоянному току**. Сопротивление  $R_{н=}$  представляет собой результирующее сопротивление по постоянному току в коллекторно-эмиттерной цепи БТ (цепи сток-исток ПТ).

**Нагрузочная прямая по переменному току** проходит через точку покоя с координатами  $(U_{к0}, i_{к0})$ , соединяя точки по оси напряжения  $U_{кmax} = U_{кэ0} + i_{к0}R_{к\sim}$  и по оси тока  $i_{кmax} = i_{к0} + U_{кэ0}/R_{к\sim}$ , где  $R_{к\sim} = R_{н}R_{к}/(R_{н} + R_{к})$  – нагрузка транзистора по переменному току.

Выбор тока делителя, определяющего значения сопротивлений  $R$  и  $R_b$ , производится, исходя из компромисса. С одной стороны, для повышения эффективности стабилизации режима работы ток делителя нужно увеличивать, поскольку в этом случае уменьшается влияние тока базы, уменьшаются сопротивления базового делителя ( $R$ ,  $R_b$ ), и возрастает глубина ООС по постоянному току. С другой стороны, для повышения коэффициента передачи в режиме усиления по переменному току,  $i_{дел}$  необходимо уменьшать ( $R$  и  $R_b$  выбирать достаточно большими) для уменьшения шунтирования входа транзистора сопротивлениями делителя.

Обычно при расчете полагают  $i_{дел} = (3 \dots 10) i_{б0}$ . В некоторых схемах (с фиксированным током базы, с коллекторной стабилизацией) ток делителя отсутствует.

В схемах на полевых транзисторах в зависимости от типа канала ток делителя может как присутствовать, так и отсутствовать. Величина резисторов в цепи питания затвора определяется допустимой нестабильностью смещения за счет вариации тока утечки затвора при изменении температуры транзистора. Ток смещения затвора во всех схемах на полевых транзисторах равен нулю.

Ток коллектора в общем случае определяется выражением

$$i_{к0} = i_{б0} h_{21э} + I_{кб0} (1 + h_{21э}),$$

где

$I_{кб0}$  – неуправляемый обратный ток коллектора (приводится в справочнике при определенной температуре  $p-n$  перехода  $T$ );

$h_{21э}$  – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером.

При нормальной температуре величиной  $I_{кб0}$  можно пренебречь. В этом случае между током коллектора и током базы имеется прямая взаимосвязь

$$i_{б0} = \frac{i_{к0}}{h_{21э}} .$$

При повышении температуры  $I_{кб0}$  значительно возрастает:

$$I_{кб0} = I_{кб0}(T) \cdot 3^{\frac{T_{п\ max}-T}{10}} \quad \text{– для кремниевых транзисторов; (1)}$$

$$I_{кб0} = I_{кб0}(T) \cdot 2^{\frac{T_{п\ max}-T}{10}} \quad \text{– для германиевых транзисторов, (2)}$$

где

$T$  – температура, при которой приведено значение  $I_{кб0}$  в справочнике;  
 $T_{п\ max} = T_c + R_{nc} P_k$  – максимальная температура  $p-n$  перехода, которая зависит от температуры окружающей среды ( $T_c$ ), мощности рассеивания на коллекторе транзистора ( $P_k = U_{кэ0} i_{к0}$ ) и теплового сопротивления переход–среда ( $R_{nc}$ ), которое характеризует степень отвода тепла от  $p-n$  перехода в окружающую среду.

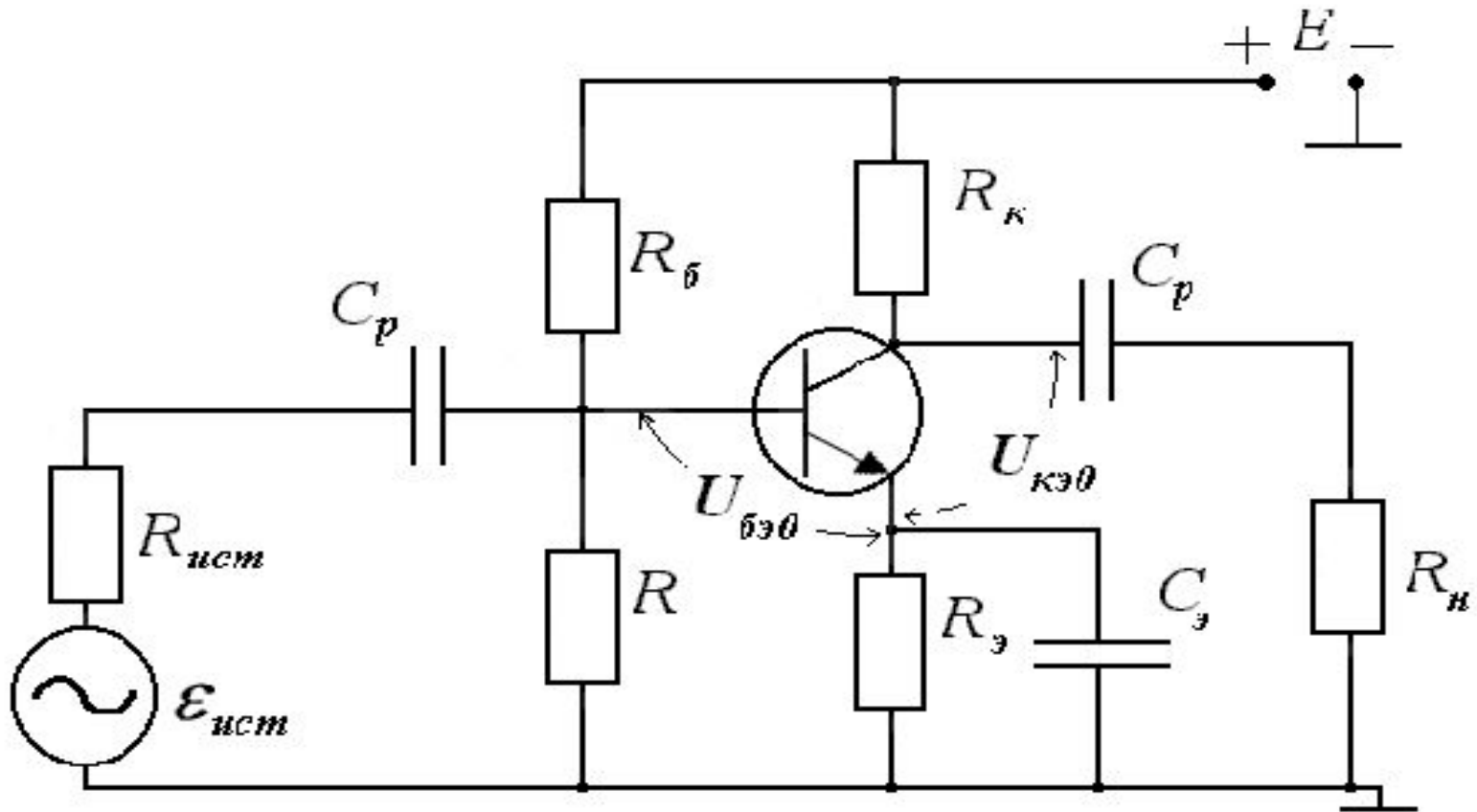


Необходимо отметить, что формулы (1) и (2) **эмпирические** (получены на основе экспериментальных данных) и **имеют значительную погрешность при больших различиях** (несколько десятков градусов) **между  $P_{T_{max}}$  и  $T$** . Поэтому значение  $I_{кб0}$  **выбирается в справочнике при температуре, наиболее близкой к  $T_{n_{max}}$** .

**Для температурной стабилизации положения точки покоя применяются либо элементы отрицательной обратной связи по постоянному току, либо элементы, сопротивление которых имеют такой же температурный дрейф, как и для транзисторов.**

Отрицательная обратная связь применяется в схемах с коллекторной (стоковой), эмиттерной (истоковой) и комбинированной стабилизацией.

В схеме с **эмиттерной стабилизацией** (см. рисунок) обратная связь (по постоянному току), последовательная по способу снятия и подачи, создается с помощью сопротивления  $R_э$ . Обратная связь по переменному току устраняется емкостью  $C_э$ .



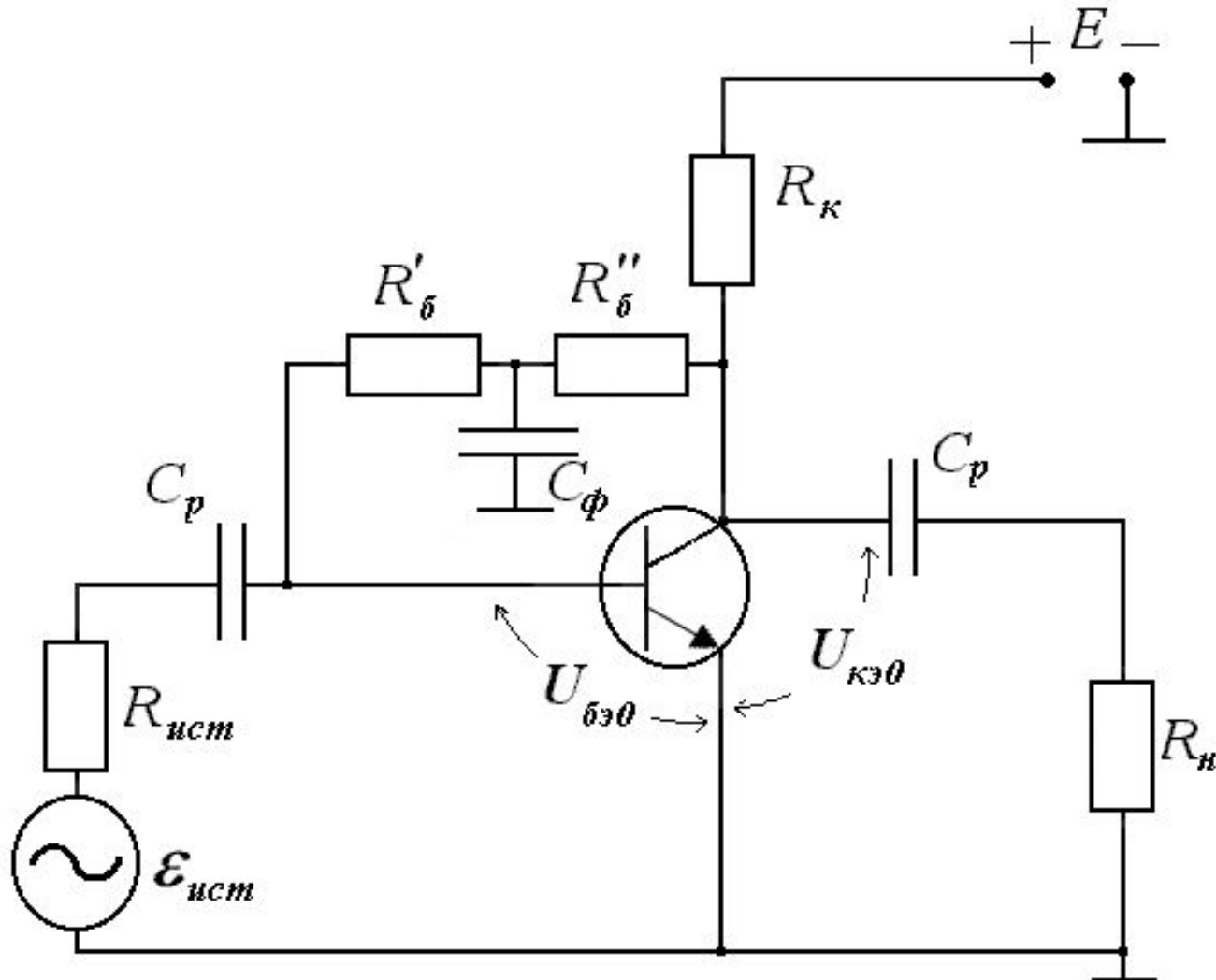
При этом глубина ООС рассчитывается по формуле:

$$F_{\text{носл}} = 1 + \frac{R_{\text{э}}(1 + h_{21\text{э}})}{R_{\text{вхэ}} + R_{\text{д}}}$$

где  $R_{\text{вхэ}}$  – входное сопротивление транзистора, включенного с ОЭ;

$R_{\text{д}} = \frac{R_{\text{б}}R}{R_{\text{б}} + R}$  – сопротивление делителя в цепи базы.

В схеме с **коллекторной стабилизацией** (см. рисунок) обратная связь (по постоянному току), параллельная по способу снятия и подачи, создается с помощью



Глубина ООС по постоянному току в схеме с эмиттерной стабилизацией

$$F_{нар} = 1 + \frac{R_k(1 + h_{21Э})}{R_{вхЭ} + R_б}$$

где  $R_б = R'_б + R''_б$ .

Обратная связь по переменному току устраняется емкостью  $C_ф$ .

При расчете элементов схемы не всегда можно применить однозначные формулы, из которых определяются значение элементов. Обычной практикой считается выбор элементов, исходя из компромисса, рекомендаций или технических возможностей реализации.

Например, в схеме с эмиттерной стабилизацией величины напряжений на сопротивлениях  $R_k$  и  $R_{\varepsilon}$  можно перераспределять с учетом того, что:

– при  $UR_k > UR_{\varepsilon}$  увеличивается коэффициент передачи усилителя, но ухудшается стабильность точки покоя, поскольку уменьшается глубина обратной связи по постоянному току;

– при  $UR_k < UR_{\varepsilon}$  улучшается стабильность режима работы транзистора, но уменьшается коэффициент передачи усилителя, поскольку возрастает составляющая переменного тока, протекающая через сопротивление  $R_k$  и, соответственно, уменьшается напряжение в нагрузке или на входе транзистора следующего каскада ( $R_{вх} сл$ ).

Для обеспечения стабилизации режима работы транзистора напряжение на сопротивлении  $R_{\varepsilon}$  выбирается из условия  $UR_{\varepsilon} \geq (0,2 \dots 0,3) U_{к0}$ .

Для уменьшения шунтирования сопротивлением  $R_k$  входа следующего каскада рекомендуется выбирать его из условия  $R_k \approx (2 \dots 6) R_{вх} сл$ .

При использовании элементов фильтра в цепи питания (в схеме с комбинированной стабилизацией), падение напряжения на  $R_{\phi}$  выбирают из рекомендации:  $U_{R\phi} \leq 0,2E_n$ .

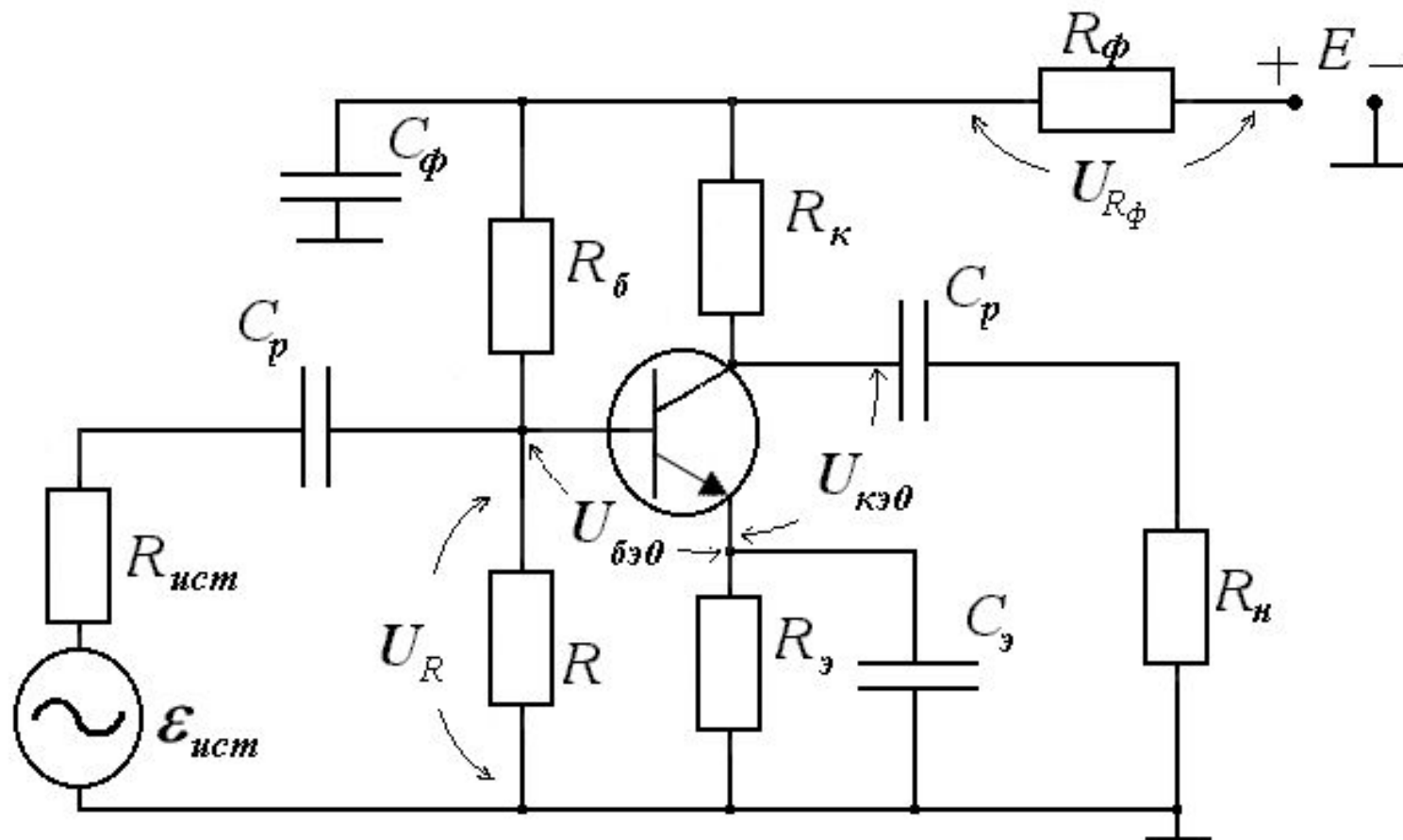


Схема УК с ОЭ с комбинированной стабилизацией ТП

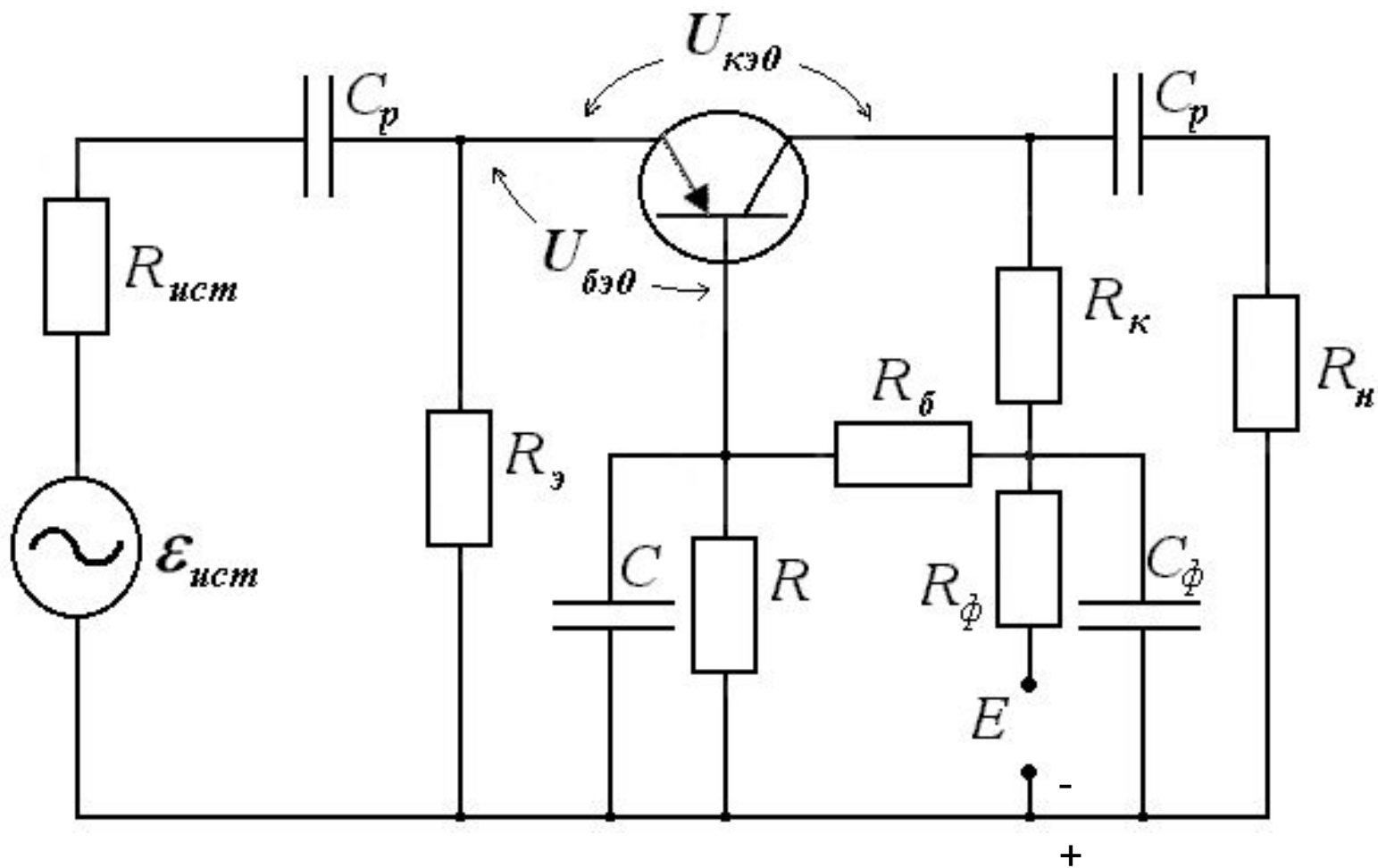


Схема УК с ОБ с комбинированной стабилизацией ТП



**Сопровитвления делителя ( $R_b, R$ )** выбираются таким образом, чтобы они, с одной стороны, не шунтировали вход транзистора:  $R_d = (3 \div 10) R_{вх \text{ э}}$ , а с другой – позволяли обеспечить необходимую глубину обратной связи по постоянному току для стабилизации режима работы.

**Напряжение смещения ( $U_{бэ0}$ )** определяется по входной статической характеристике транзистора для выбранного тока покоя  $i_{б0}$ . При отсутствии характеристик можно принять  $U_{бэ0} \approx 0,5 - 0,7 В$ .

**Следует отметить, что для стабилизации режима работы (тока  $i_{к0}$ ) ООС по переменному току не нужна, поскольку она уменьшает коэффициент усиления. Поэтому в схемах стабилизации применяют элементы, устраняющие ООС по переменному току.** Например, в схеме с эмиттерной стабилизацией емкость  $C_э$ , шунтирует сопротивление  $R_э$  по переменному току в рабочем диапазоне частот. В схеме с коллекторной стабилизацией ставят емкость фильтра ( $C_ф$ ), устраняющую попадание выходного напряжения на базу транзистора. Таким образом ООС по постоянному току сохраняется, а по переменному току – исчезает.

Режим работы **полевого транзистора** (положение точки покоя) обеспечивается при подаче напряжения смещения  $U_{зи0}$  на затвор ПТ относительно истока. В этом случае через переход "с–u" будет проходить постоянный ток стока  $i_{с0}$ .

При построении цепей смещения полевого транзистора решаются две задачи:

1. Задание исходного значения постоянного тока стока  $i_{с0}$  (подачей напряжения смещения  $U_{зи0}$  на затвор ПТ относительно истока).
2. Стабилизация  $i_{с0}$  путем соответствующего автоматического изменения  $U_{зи0}$  с помощью ООС.

Нестабильность тока  $i_{с0}$  вызывается изменением температуры, старением и сменой ПТ, изменением питающего напряжения.

У ПТ с "p-n" переходом температурная нестабильность тока  $i_{c0}$  обусловлена изменениями сопротивления полупроводникового канала и изменениями напряжения между затвором и истоком при изменении температуры.

Температурная нестабильность тока  $i_{c0}$  у ПТ меньше, чем температурная нестабильность тока  $i_{k0}$  у БТ.

Нестабильность тока  $i_{c0}$  из-за большого технологического разброса параметров ПТ, при замене ПТ, превышает температурную нестабильность и равна примерно  $\pm 50\%$ .

На рисунке приведена схема усилительного каскада на ПТ с ОИ в режиме "А" с автоматическим смещением.

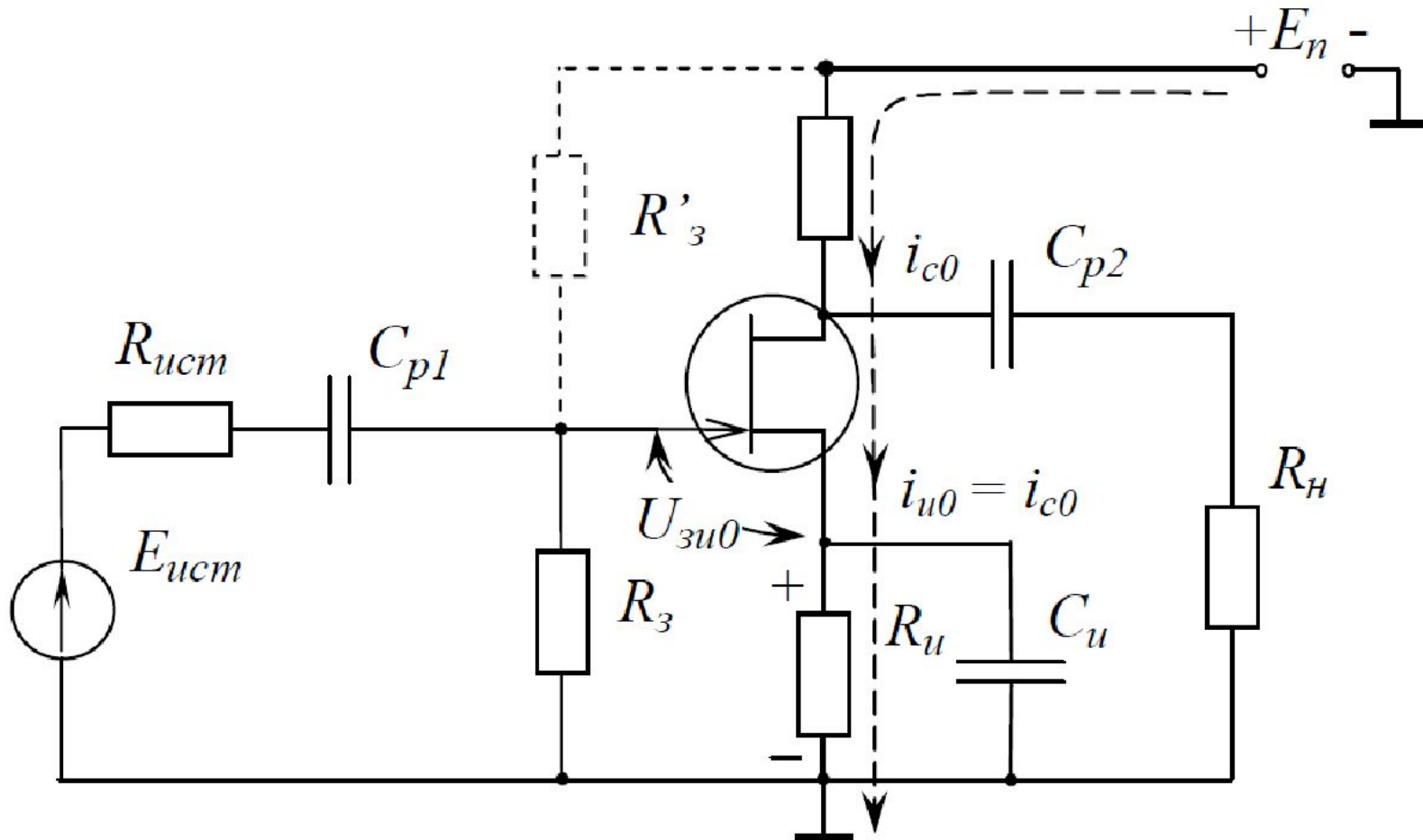
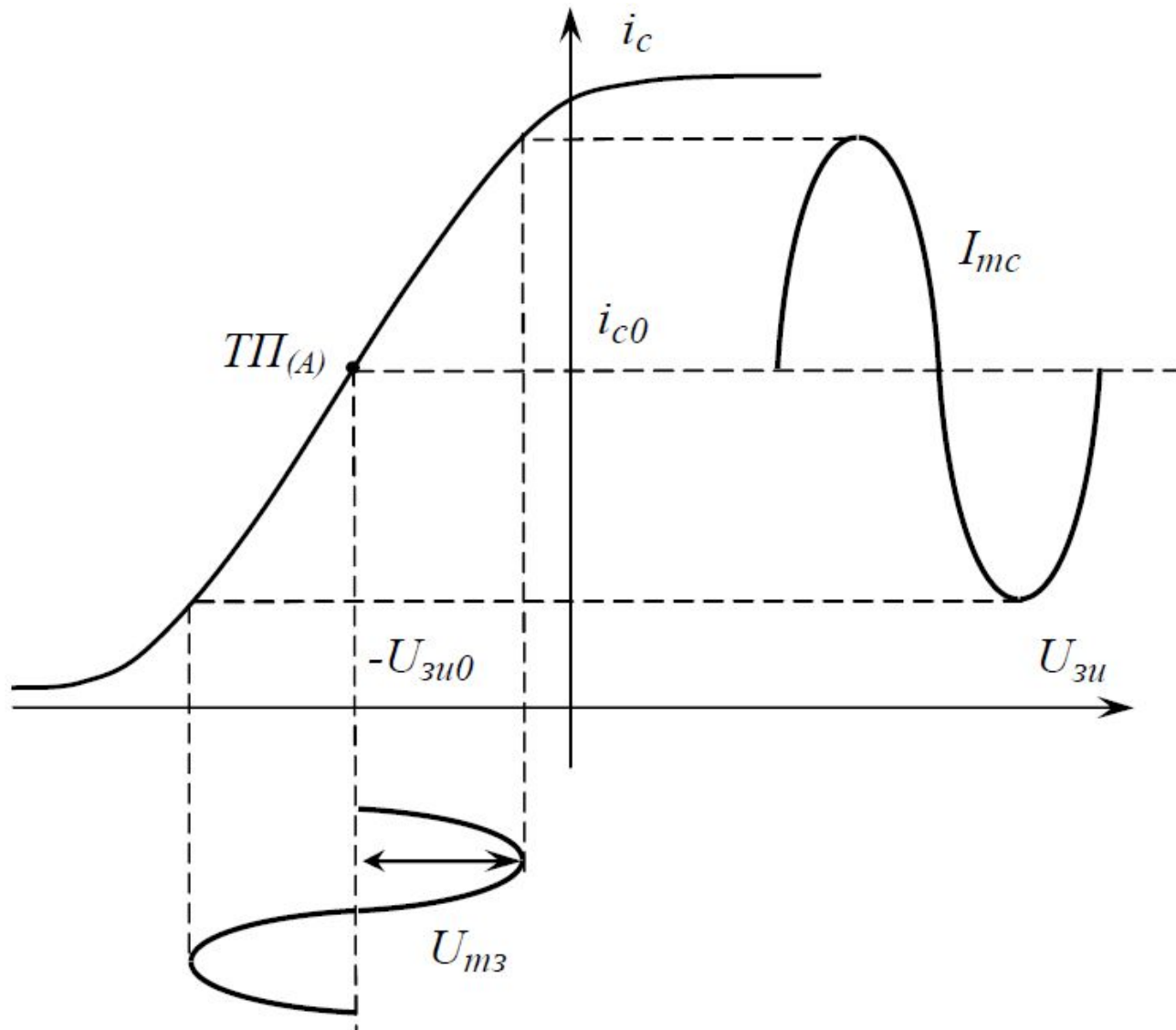


Схема УК с ОИ с истоковой стабилизацией ТП

Схема обеспечивает стабильность тока  $i_{c0}$ . Напряжение смещения на затворе относительно истока, определяется падением напряжения на сопротивлении  $R_u$ , создаваемое током  $i_{c0}$ :

$$U_{zi0} = UR_u = i_{c0} \cdot R_u.$$

**На сопротивлении в цепи затвора  $R_z$** , создающем гальваническую связь затвора с общим проводом, **практически нет постоянного падения напряжения**, так как ток затвора очень мал и составляет  $1\text{нА} \dots 1\text{пА}$ . Как итог, в этой схеме температурные изменения тока затвора практически не влияют на напряжение смещения ПТ, и следовательно на ток  $i_{c0}$ . **Сопротивление затвора  $R_z$**  обычно выбирают довольно большим, порядка  $200\text{кОм} - 1\text{МОм}$ , чтобы уменьшить шунтирование им входа ПТ по сигналу. Сопротивление  $R_u$  выбирают таким, чтобы задать положение точки покоя в середине линейного участка проходной характеристики. При недостаточном смещении в цепь затвора вводится дополнительный резистор смещения  $R'_z$ .



Проходная динамическая характеристика ПТ

С помощью  $R_u$  не только задают исходное смещение на затворе, но и обеспечивают стабилизацию тока  $i_{c0}$ . Механизм стабилизации тока  $i_{c0}$  связан с механизмом автоматического смещения: например, с увеличением  $i_{c0}$  автоматически возрастает отрицательное смещение, что сдерживает возрастание тока  $i_{c0}$ .

Сопротивление  $R_u$  является сопротивлением ООС. В данной схеме действует последовательная по способу снятия, и подачи ООС, которая уменьшает приращения стокового тока  $\Delta i_{c0}$  в сквозную глубину ООС по постоянному току  $F^*$  :

$$\Delta i_{c0} \text{ ООС} = \frac{\Delta i_{c0}}{F^*} = \frac{\Delta i_{c0}}{1 + S_{\partial} R_u}$$

где  $S_{\partial}$  - крутизна проходной характеристики ПТ.

Из формулы следует, что чем больше  $Ru$ , тем больше сквозная глубина ООС и тем эффективнее стабилизация тока  $ic\theta$ .

Выбранное значение  $Ru$  должно удовлетворять двум условиям:

- условию получения начального смещения  $-U_{зи0}$ ;
- и условию получения требуемой глубины ООС по постоянному току  $F_{=Треб}$



В схемах на МДП (МОП) транзисторах применяются практически такие же цепи смещения, как и в схемах на ПТ с "p-n" переходом с учетом особенностей МДП-транзисторов. В них с возрастанием температуры ток стока  $i_{c0}$  может увеличиваться, уменьшаться или оставаться прежним, что обусловлено технологией изготовления. Кроме того, у МДП-транзисторов со встроенным каналом напряжение смещения  $U_{зи0}$  может быть отрицательным, нулевым или положительным, что также обусловлено технологией изготовления. Полярность напряжения на затворе может совпадать с полярностью питающего напряжения на стоке, как у МДП-транзисторов с индуцированным каналом. Это позволяет получать смещение от общего источника питания с помощью резисторного делителя в цепи затвора, как без стабилизации, так и со стабилизацией с помощью ООС.

Все рассмотренные выше способы подачи смещения на затвор ПТ от общего источника питания применяются в каскадах, работающих в режиме "А". В каскадах с использованием режима "В" применяют способы подачи смещения либо с фиксированным напряжением смещения на затворе, с питанием от второго источника питания, или только с температурной компенсацией с учетом типа ПТ.

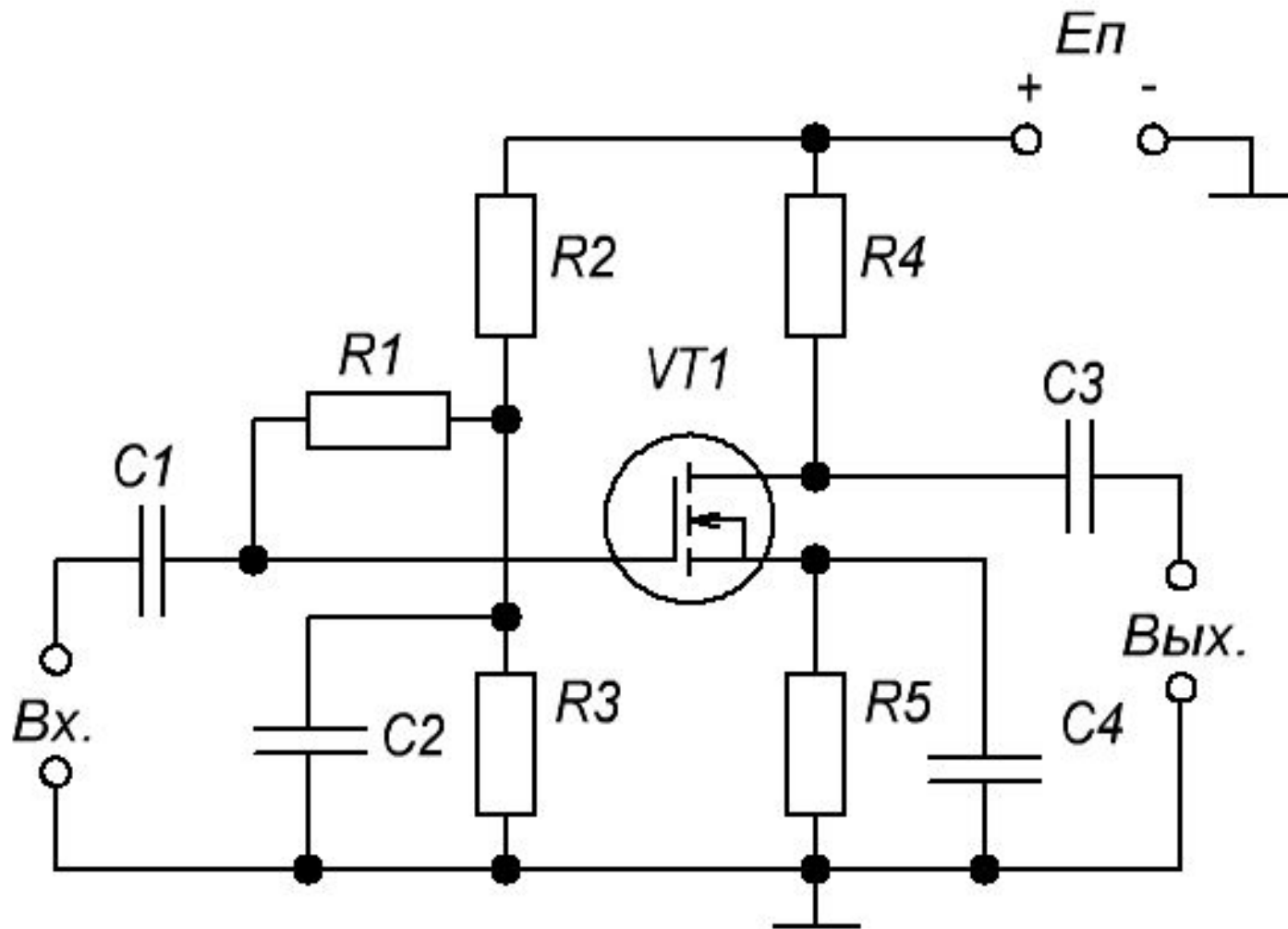


Схема УК с ОИ на МОП-транзисторе с индуцированным каналом и истоковой стабилизацией ТП

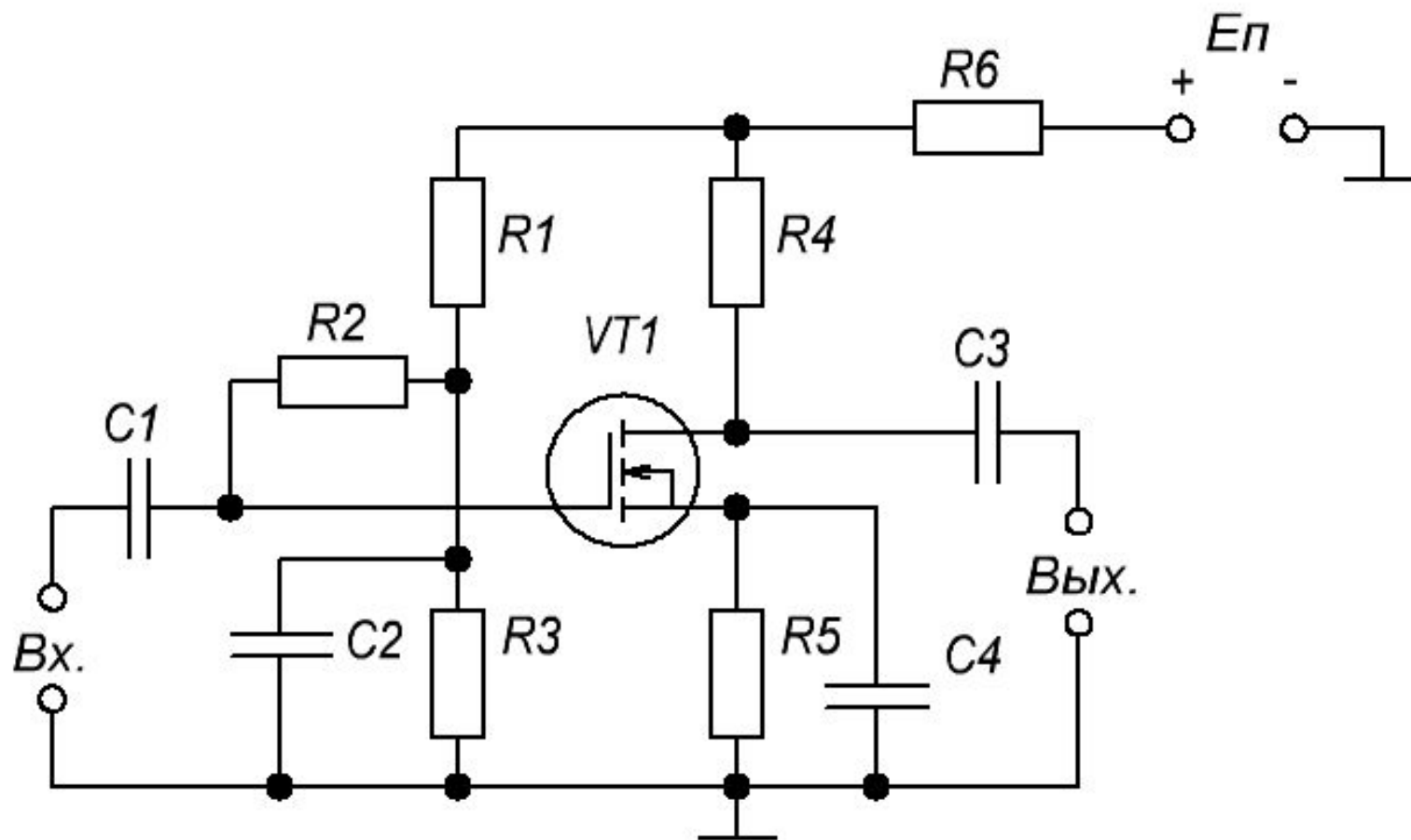


Схема УК с ОИ на МОП-транзисторе с индуцированным каналом и комбинированной стабилизацией ТП