

Формирование и передача сигналов

Раздел 1. Основы теории и расчета генераторов с внешним возбуждением (ГВВ)

Тема 2. Основы теории и расчета режима работы генератора с внешним возбуждением (ГВВ) без учета инерционных явлений

Основные элементы и параметры

К основным элементам относятся:

1. Согласующие цепи, выполняющие две основные функции:

□ согласование сопротивлений (выходного сопротивления возбуждателя и входного сопротивления УМ; выходного сопротивления УМ и входного сопротивления последующего каскада) для наиболее полной передачи мощности;

□ обеспечение (совместно с цепями питания и смещения) оптимальной формы колебаний напряжения и тока на электродах активного элемента (АЭ).

1. Цепь питания, содержащая источник постоянного напряжения $E_{п}$ и блокировочные элементы, разделяющие цепи протекания постоянного и

К **основным параметрам** УМ относятся:

- **выходная мощность** $P_{\text{вых.УМ}}$
- **входная мощность** $P_{\text{вх.УМ}}$
- **мощность, подводимая к АЭ** $P_{\text{вх}}$
- **коэффициент усиления мощности** $K_P = P_{\text{вых.УМ}} / P_{\text{вх.УМ}}$
- **диапазон рабочих частот** $f_{\text{min}} \dots f_{\text{max}}$
- **относительная рабочая полоса частот** $\Delta f / f_{\text{ср}}$
- **мощность, потребляемая от источника питания** P_0
- **полный КПД** $\eta = P_{\text{вых.УМ}} / (P_{\text{вх.УМ}} + P_0) \approx P_{\text{вых.УМ}} / P_0$
- **колебательная мощность** $P_{\text{к}} = \sum P_n$, где P_n – **мощность n -ой гармоники**;
- **электронный КПД** $\eta_e = P_{\text{к}} / (P_{\text{вх.УМ}} + P_0) \approx P_{\text{к}} / P_0$
- **КПД по первой гармонике** $\eta_{\text{г1}} = P_{\text{г1}} / (P_{\text{вх.УМ}} + P_0) \approx P_{\text{г1}} / P_0$

□ коэффициент передачи мощности выходной согласующей цепи $K_{\text{вых}} = P_{\text{вых.УМ}} / P_1$

□ коэффициент усиления мощности АЭ $K_P = P_{\text{АЭ}} / P_{\text{вх}}$

□ мощность, рассеиваемая на АЭ $P_{\text{расс}} = P_0 - P_{\text{к}}$

□ относительный коэффициент потерь $K_{\text{поб}} = 10 \cdot \lg \left(\frac{1}{P_{\text{вых.УМ}}} \sum_i P_i \right)$ ПОБОЧНЫХ

где P_i – мощность i -ого колебания вне рабочей полосы частот.

Численные значения параметров зависят от рабочей частоты, назначения радиосистемы и места УМ в РЦДУ. Так для УМ в диапазоне $1 \text{кГц} \dots 10 \text{ГГц}$ характерны $P_{\text{УМ}} = 1 \text{мВт} \dots 100 \text{Вт}$, $\eta_e = 70 \dots 90\%$, $K_P = 3 \dots 20$ на каскад, относительная полоса частот от $1-10\%$ для узкополосных УМ до 100% в широкополосных УМ.

Активные элементы в усилителях

Выбор активного элемента (АЭ) зависит от значений рабочей частоты, мощности и от назначения УМ. Так РЧДУ малой и средней мощности строятся исключительно на транзисторах.

К преимуществам полевых транзисторов относятся:

□ отрицательный температурный коэффициент тока, что позволяет осуществлять их параллельное включение, применять ПТ в широкополосных УМ, а также в УМ, работающих в режиме класса А (наиболее опасен для УМ на биполярных транзисторах (БТ) в области СВЧ);

□ зависимость емкостей переходов БТ от напряжения приводит к зависимости фазы выходного напряжения от амплитуды, а также к самовозбуждению на частоте субгармоники $f_p/2$ – поэтому применение ПТ предпочтительнее в линейных усилителях и для уменьшения нестабильности частоты автогенераторов;

К недостаткам ПТ относятся:

□ существенная зависимость входного сопротивления от частоты – как следствие, сложнее цепи согласования в широкополосных УМ;

□ примерно до 4 ГГц шумы БТ меньше, чем ПТ, а на частотах выше 1 ГГц

Схемы УМ строят на основе включений АЭ по схемам с **ОЭ** (или **ОИ**) или **ОБ**.

Схемы включения АЭ с **ОЭ** (или **ОИ**) обеспечивают наибольший K_p , однако в области СВЧ K_p для схемы с **ОБ** оказывается намного больше (данное включение используют на частотах **свыше 1 ГГц**).

На частотах **ниже $0,2f_{гр}$** схема включения с **ОБ** демонстрирует высокую степень постоянства K_p , что позволяет строить усилители с малыми частотными и нелинейными искажениями.

На относительно низких частотах, когда еще не проявляется инерционность процессов в АЭ, его работу можно

Принято различать **входные**, **выходные** и **проходные** статические ВАХ:

1. Семейство **входных** статических ВАХ

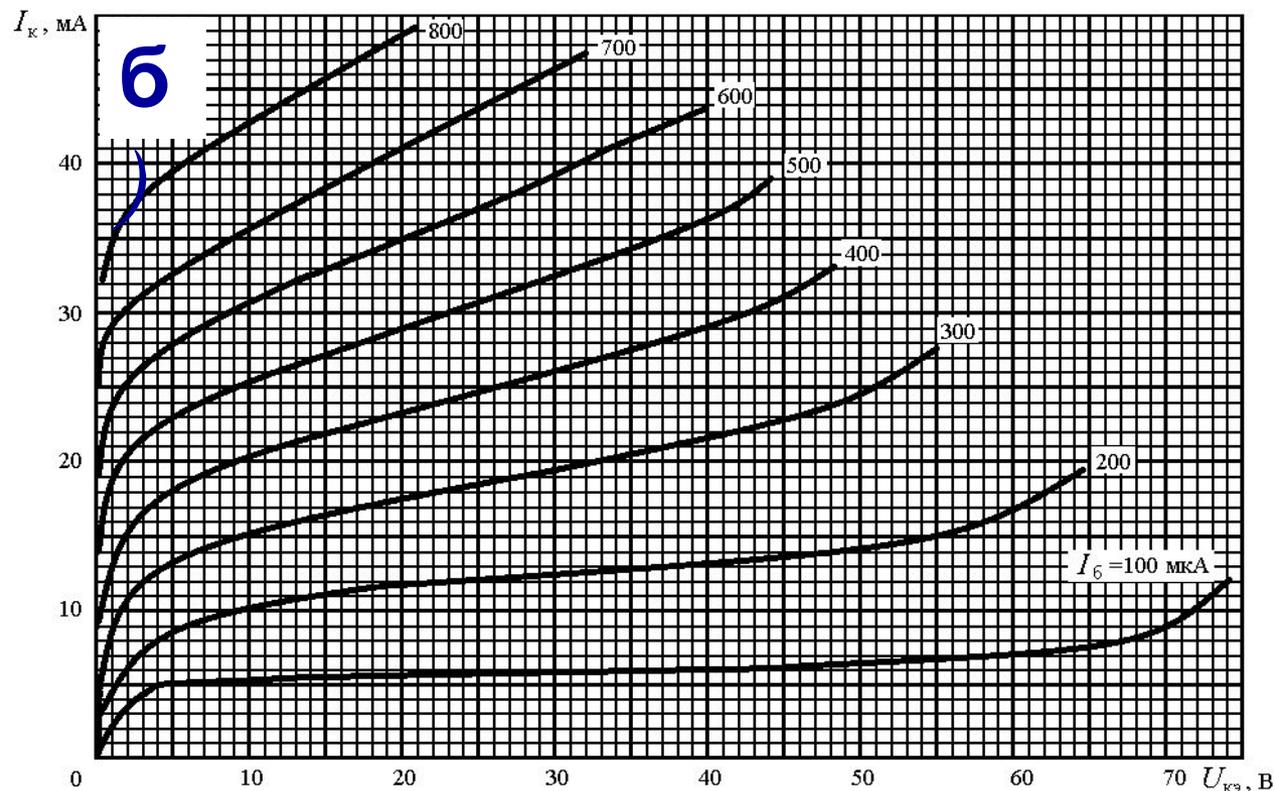
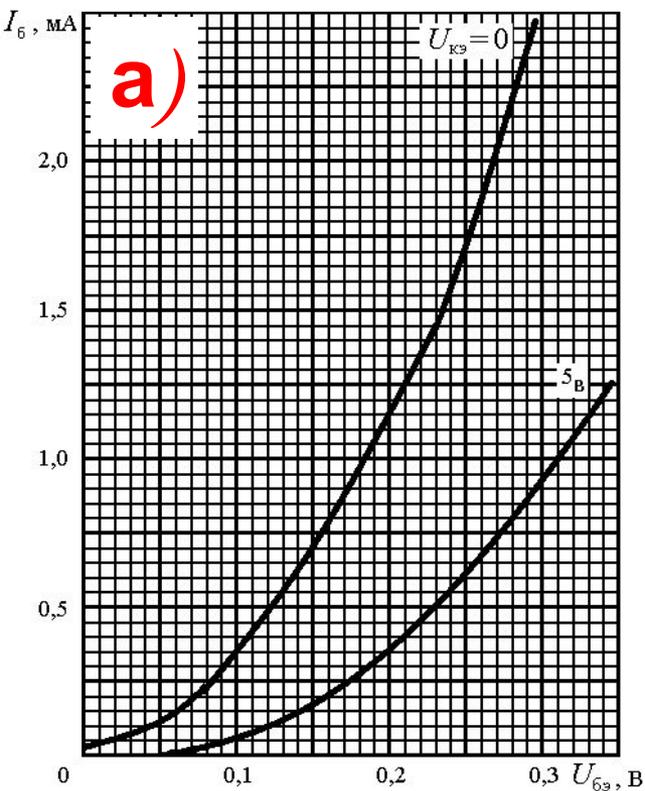
$$I_{\text{ВХ}} = f(U_{\text{ВХ}}) \Big|_{U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}}$$

2. Семейство **выходных** статических ВАХ

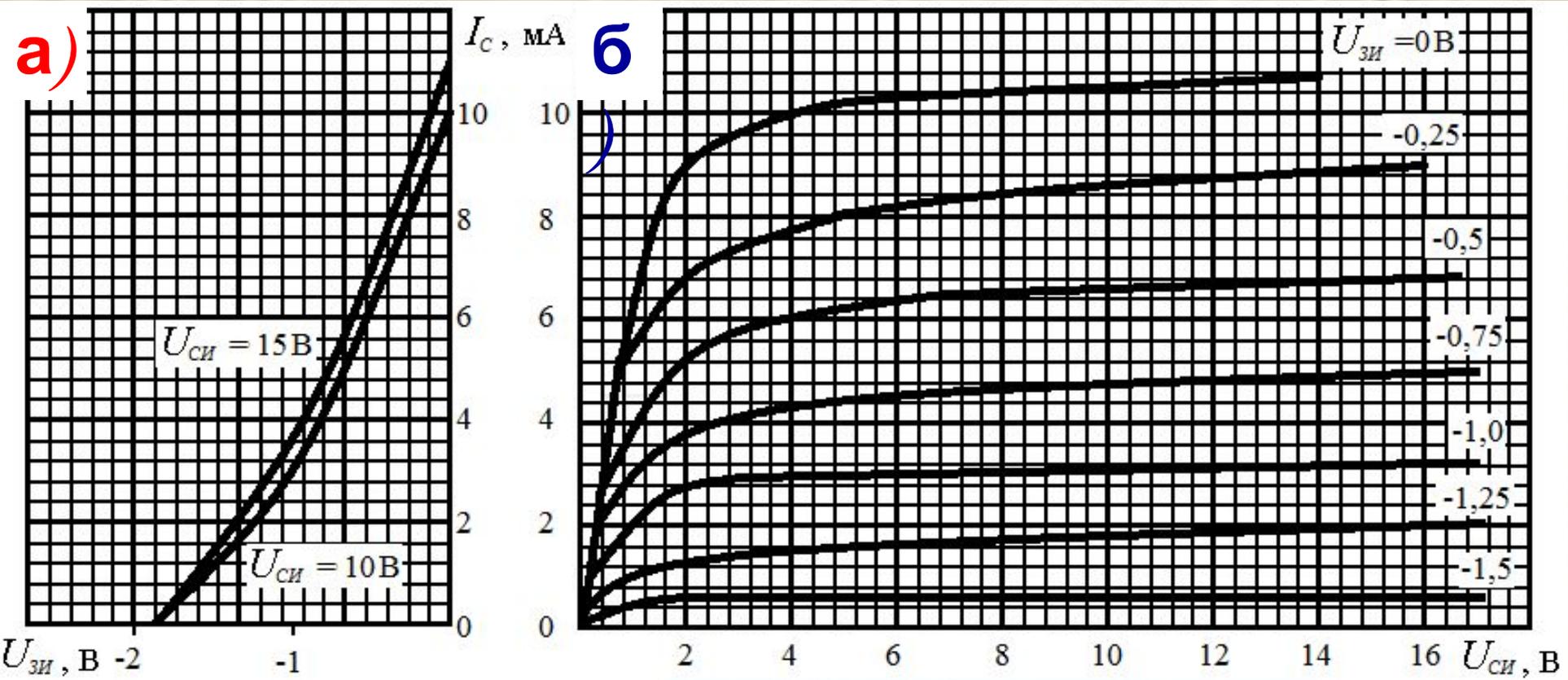
$$I_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВЫХ}}) \Big|_{I_{\text{ВХ}} = \text{const}}$$

3. Семейство **проходных** статических ВАХ

$$I_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}}) \Big|_{U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}}$$

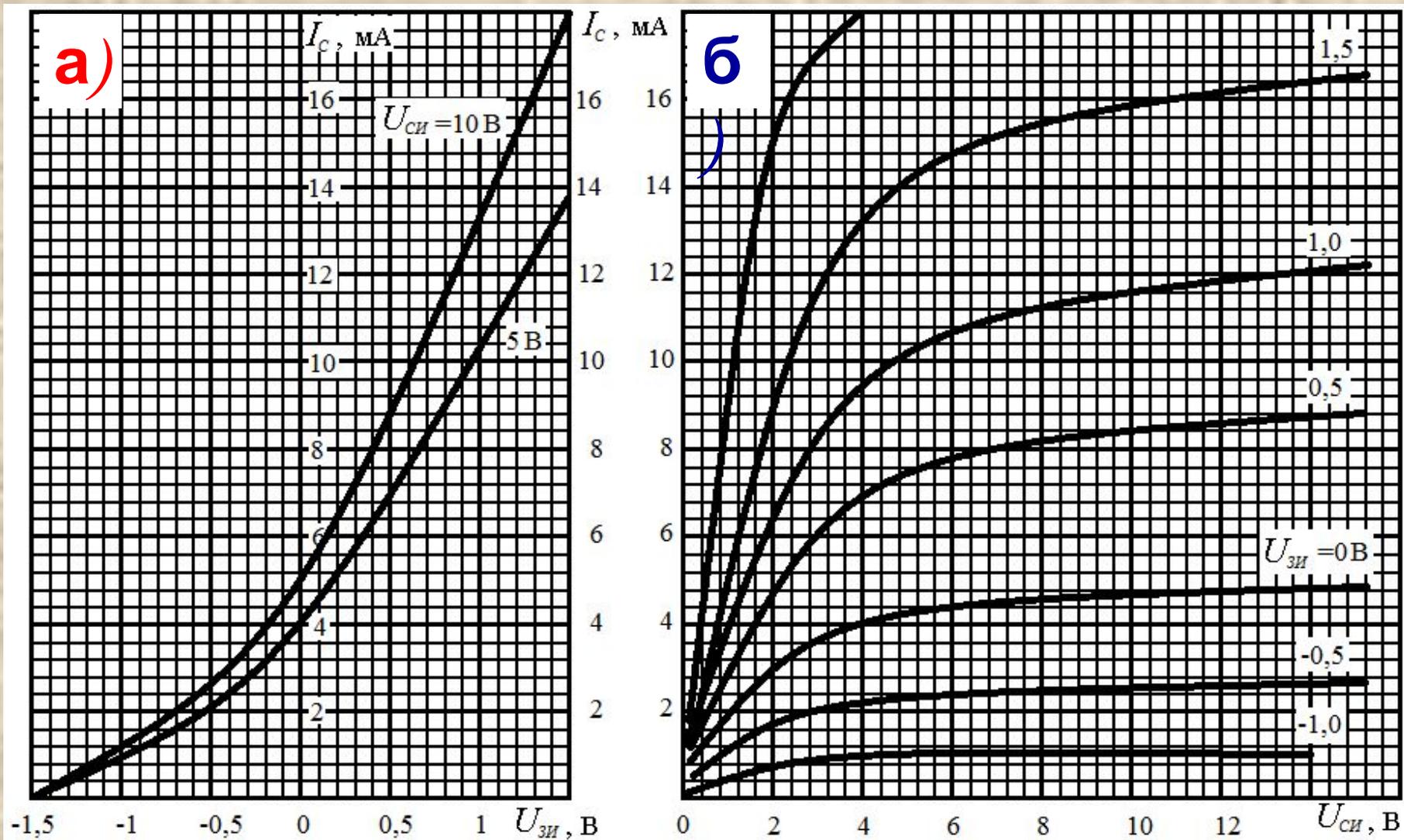


Семейство статических ВАХ БТ:
a) входные ВАХ; б) выходные ВАХ

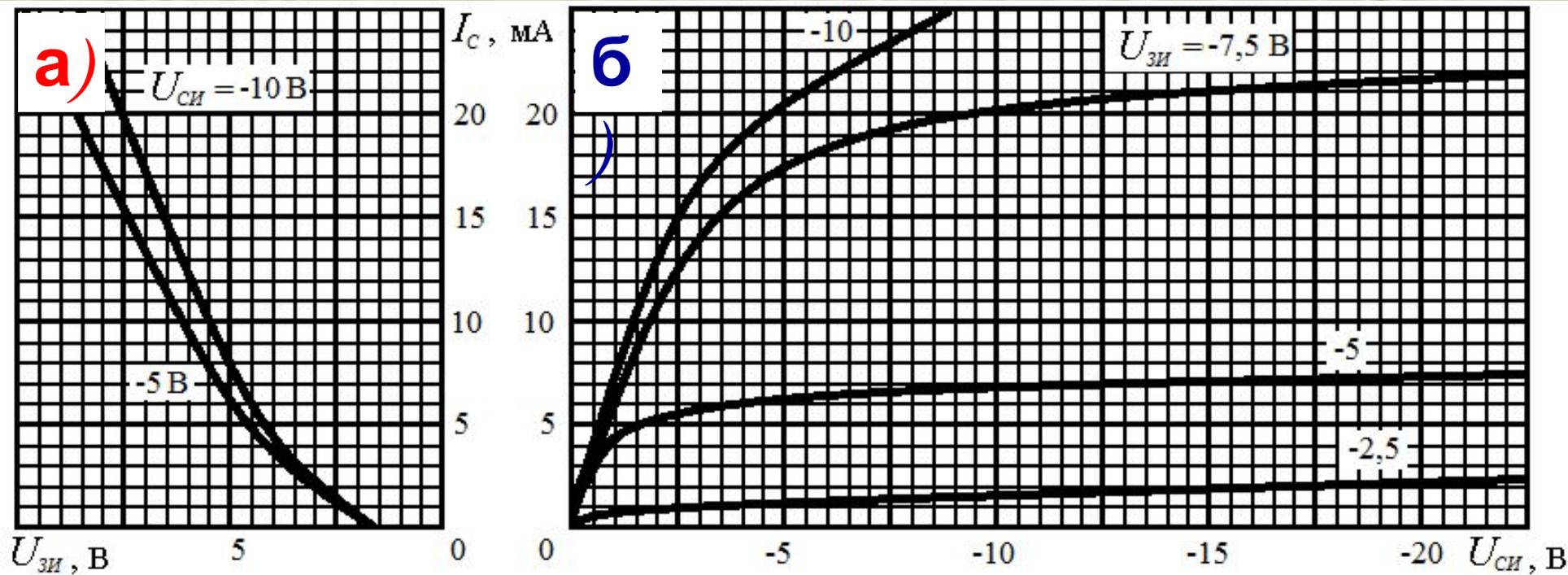


Семейство статических ВАХ ПТ с управляющим *p-n*-переходом:

а) сток-затворные ВАХ; б) стоковые ВАХ



Семейство статических ВАХ МДП транзистора со встроенным каналом: а) сток-затворные ; б)



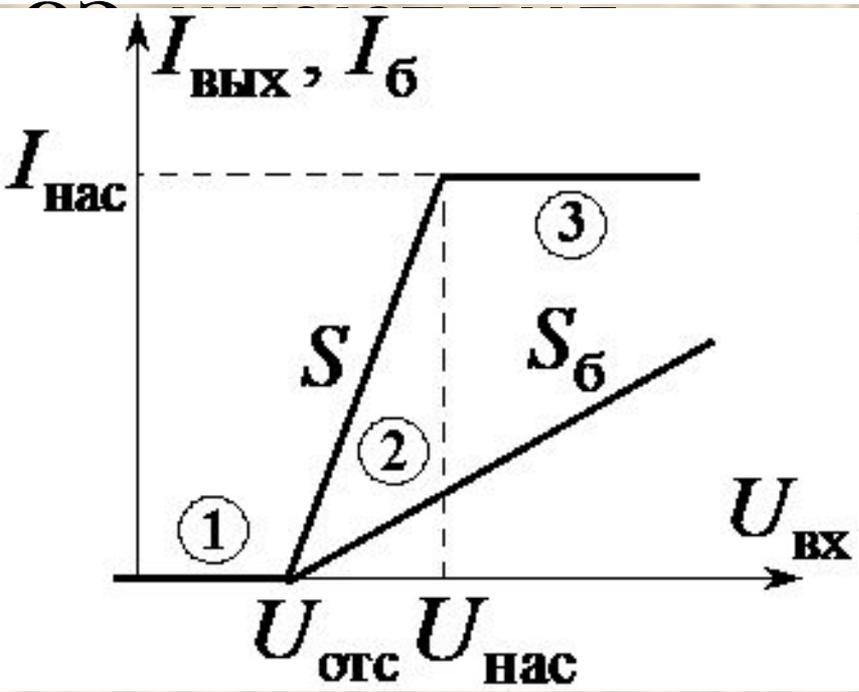
Семейство статических ВАХ МДП транзистора с индуцированным каналом: а) сток-затворные ; б) стоковые

Из приведенных статических характеристик видно, что вид ВАХ различных активных элементов примерно одинаковый и основные различия лишь количественные. Сходство характеристик позволяет использовать для всех применяемых активных элементов одну и ту же аппроксимацию ВАХ и использовать единую методику анализа и расчета режимов их работы.

Проходные и выходные ВАХ аппроксимируются отрезками прямых линий. Такой вид аппроксимации называется **полигональным**, или **кусочно-линейным**.

Он обеспечивает точность

Аппроксимированная **проходная ВАХ** и **входная ВАХ** для БТ, включенного по схеме с



$$I_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} 0, & U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ОТС}} \\ S \cdot (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОТС}}), & U_{\text{ОТС}} \leq U_{\text{ВХ}} \leq U_{\text{НАС}} \\ I_{\text{НАС}}, & U_{\text{ВХ}} > U_{\text{НАС}} \end{cases}$$

$$I_{\text{б}} = \begin{cases} 0, & U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ОТС}} \\ S_{\text{б}} \cdot (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОТС}}), & U_{\text{ВХ}} \geq U_{\text{ОТС}} \end{cases}$$

S и $S_{\text{б}}$ – **крутизна** проходной и входной ВАХ;

$I_{\text{нас}}$ и $U_{\text{нас}}$ – **ток и напряжение насыщения**;

$U_{\text{отс}}$ – **напряжение отсечки**;

1 – область отсечки (ОО), 2 – активная область (АО),

3 – область насыщения (ОН)

Для БТ приведенные выше значения крутизны связаны соотношением:

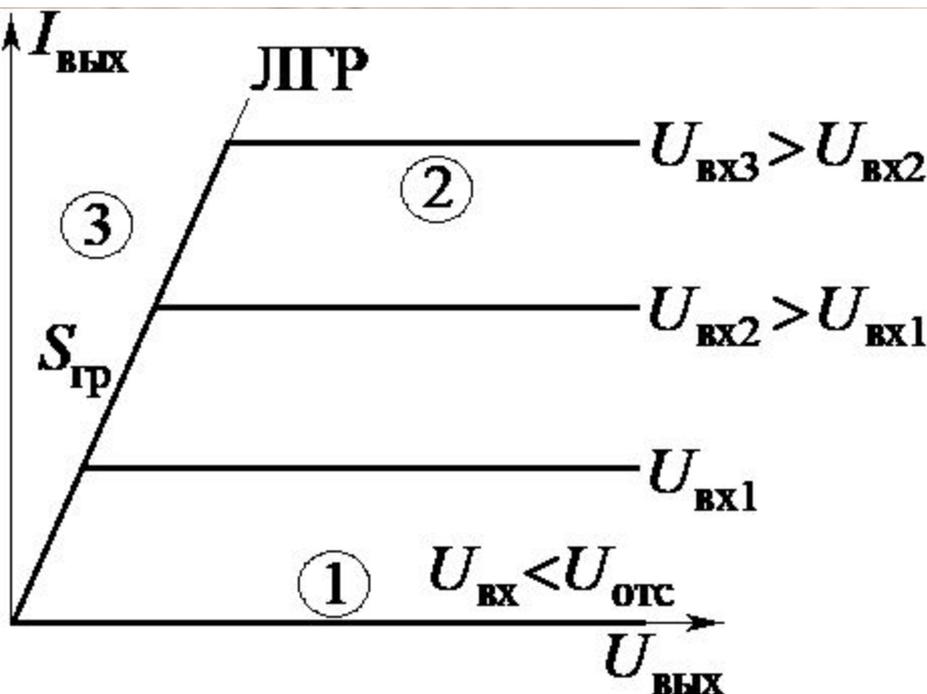
$$S = S_6 \cdot \beta_0$$

где $\beta_0 = h_{21\text{э0}}$ – статический коэффициент усиления тока.

Типовое значение напряжения отсечки $U_{\text{отс}}$ для кремниевого БТ составляет порядка 0,7 В.

Особенностью такой аппроксимации является отсутствие учета влияния выходного напряжения на входную и переходную ВАХ, что неплохо согласуется с практикой. Активная область 2 соответствует перенапряженному режиму, а область насыщения 3 – перенапряженному режиму работы активного элемента.

Аппроксимированные выходные ВАХ



$$I_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} 0 & \text{для области 1} \\ S \cdot (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОТС}}) & \text{для области 2} \\ S_{\text{ГР}} \cdot U_{\text{ВЫХ}} & \text{для области 3} \end{cases}$$

ЛГР – линия граничного

$S_{\text{ГР}}$ – крутизна
ЛГР

Кусочно-линейная аппроксимация годится для расчета постоянных токов и амплитуд первых гармоник токов АЭ и используется при энергетическом расчете УМ.

При расчете амплитуд высших гармоник применяют **кусочно-параболическую** или **полиномиальную** аппроксимации характеристик АЭ:

□ **кусочно**

$$I_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} 0, & U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ОТС}} \\ S_p \cdot (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОТС}})^p, & U_{\text{ВХ}} \geq U_{\text{ОТС}} \end{cases}$$

где S_p – крутизна параболы, p – степень параболы;

□ **полиномиал**

$$I_{\text{ВЫХ}} = \sum_{n=0}^N a_n \cdot (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОТС}})^n$$

где a_n – полиномиальные коэффициенты, N

Если требуется оценить амплитуду высшей гармоники с номером $n=m$, то требуется степень полинома $N \geq m+2$.

Режимы работы активного элемента в УМ

Электрические режимы работы АЭ различаются формой колебаний токов и напряжений на входном и выходном электродах и численными значениями электрических величин. **Оптимальным** является режим, соответствующий **максимальным значениям выходной мощности и электронного КПД**, а в диапазоне СВЧ – и **максимальному коэффициенту усиления мощности**.

Полезный режим, чтобы передавалась максимальная мощность

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2} I_{\text{к1}} U_{\text{к1}} \cos(\varphi_{\text{к}})$$

УМ состоит в передавалась АЭ мощности

где $U_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к1}}$ – амплитуды первых гармоник выходного для АЭ (коллекторного) тока и напряжения, а $\varphi_{\text{к}}$ – сдвиг фаз между током и напряжением

Для передачи мощности в нагрузку (а не ее выделения на самом АЭ) необходимо, чтобы эта мощность была отрицательной, а значит:

$$\cos(\varphi_k) < 0 \Rightarrow \frac{\pi}{2} < \varphi_k < \frac{3\pi}{2}$$

При этом отдаваемая мощность будет максимальна $\cos(\varphi_k) = -1 \Rightarrow \varphi_k = \pi$,

то есть первые гармоники $u_{k1}(t)$ и $i_{k1}(t)$ выходного для АЭ тока и напряжения должны изменяться в противофазе.

В этом случае:

$$P_{\text{ВЫХ}} = -P_1 = -\frac{1}{2} U_{k1} I_{k1}$$

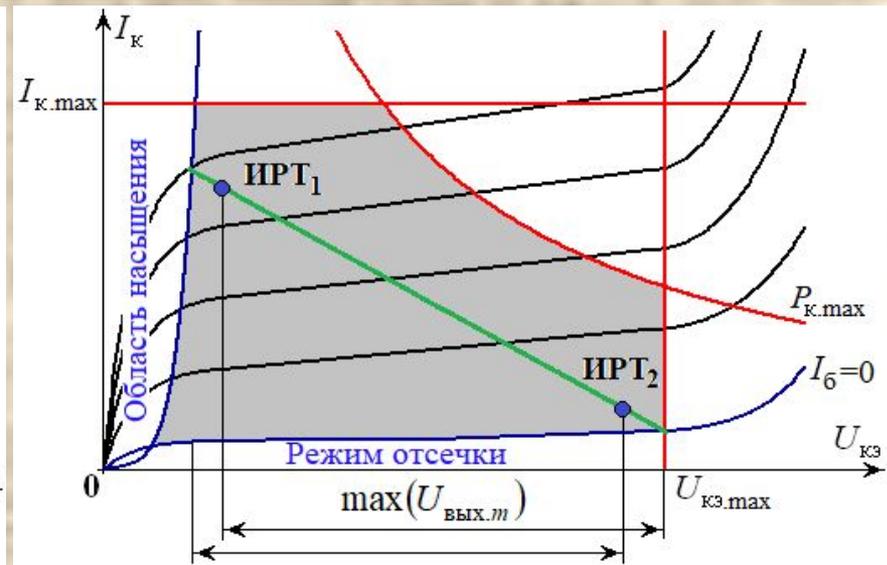
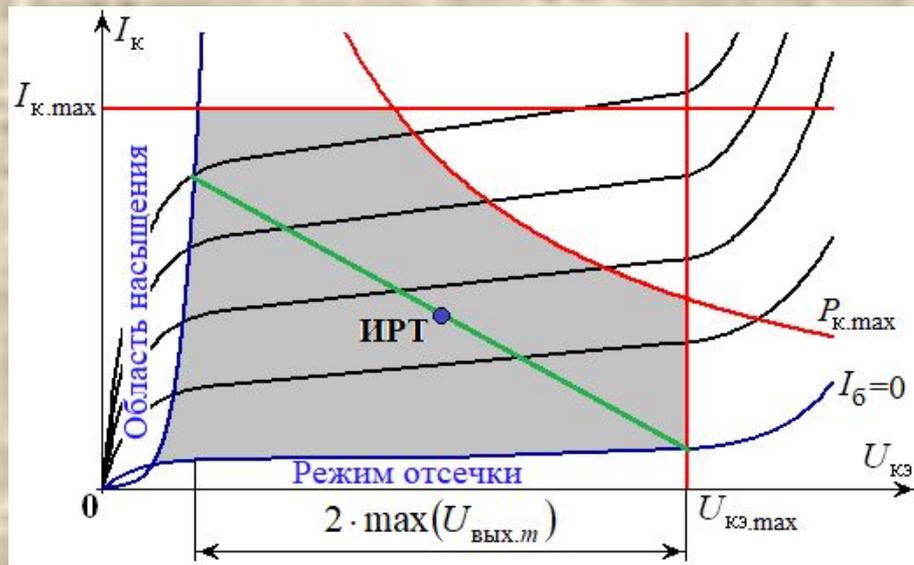
где P_1 – мощность первой гармоники.

Увеличить мощность первой гармоники P_1 можно двумя путями:

1. Увеличение амплитуд первых гармоник тока $I_{к1}$ и напряжения $U_{к1}$

Это возможно пока выходные ток и напряжение входят в допустимые пределы для данного

$$u_k \in [0, u_{k, \text{доп}}] \text{ и } i_k \in [0, i_{k, \text{доп}}]$$



Рабочая область биполярного транзистора

Из определения КПД по первой гармонике следует, что:

$$\eta_1 = \frac{P_1}{P_0}, \text{ где } P_0 = E_{\Pi} \cdot I_{к0}$$

Введем **пик-фактор** для выходных тока и напряжения

$$P_i = \frac{i_{к.доп}}{I_{к0}} \text{ и } P_u = \frac{u_{к.доп}}{E_{\Pi}}$$

Тогда максимальное значение мощности первой гармоники будет равно:

$$P_{1\max} = \frac{1}{2} \eta_1 \frac{i_{к.доп} \cdot u_{к.доп}}{P_i \cdot P_u}$$

Таким образом, мощность можно увеличивать, выбирая транзистор с большими значениями $u_{к.доп}$ и $i_{к.доп}$, а также режимы работы АЭ, для которых КПД по первой гармонике максимален ($\eta_1 \rightarrow 1$), а пик-фактор для тока и напряжения минимален

2. Увеличение электронного КПД и КПД по первой гармонике

В соответствии с определением электронного КП

$$\eta_e = \frac{P_k}{P_0} = 1 - \frac{P_{\text{расс}}}{P_0}$$

где $P_{\text{расс}}$ – рассеиваемая на АЭ мощность:

$$P_{\text{расс}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_k(t) \cdot u_k(t) dt$$

Электронный КПД будет максимален и равен **1**, если рассеиваемая мощность $P_{\text{расс}}$ будет равна **0**, а это возможно, если в каждый момент времени, либо ток $i_k(t)$, либо напряжение $u_k(t)$ будут равны **0**.

Однако в реальности мощность в

Поэтому для минимизации $P_{\text{расс}}$ следует выбирать режимы АЭ, для которых $u_{\text{к}}(t)$ и $i_{\text{к}}(t)$ противофазные, а пик-фактор для них минимален.

Это возможно при так называемом **ключевом режиме работы АЭ**, когда одну часть периода АЭ открыт и напряжение $u_{\text{к}}(t)$

Для создания ключевого режима работы АЭ на практике на его вход подают напряжение в форме меандра и обеспечивают активную нагрузку УМ $R_{\text{к}}$ на основной час
напряжение $u_{\text{к}}(t) = \bar{E}_{\text{II}} - R_{\text{к}} \cdot i_{\text{к}}(t)$ ае выходное
повторяет форму тока и их первые гармоники оказываются противофазными. Однако из-за наличия высших гармоник КПД

К достоинствам ключевого режима

относят:

- небольшие значения пик-фактора напряжения и тока (порядка 2);
- простоту реализации режима

К недостаткам ключевого режима

относят:

- трудность обеспечения меандровых форм в широком диапазоне частот из-за влияния индуктивностей выводов и межэлектродных емкостей АЭ с ростом рабочей частоты входного сигнала;
- передача в нагрузку мощности на высших (нечетных) гармониках.

В высокочастотных УМ на полупроводниковых приборах, где не удастся получить меандровые формы колебаний, $u_{\text{к}}(t) = E_{\text{п}} - U_{\text{кл}} \cos(\omega_0 t)$ устранение получил режим работы с гармоническим выходным напряжением:

Ток в таком режиме не является гармоническим, а представляет собой периодическую последовательность импульсов косинусоидальной формы.

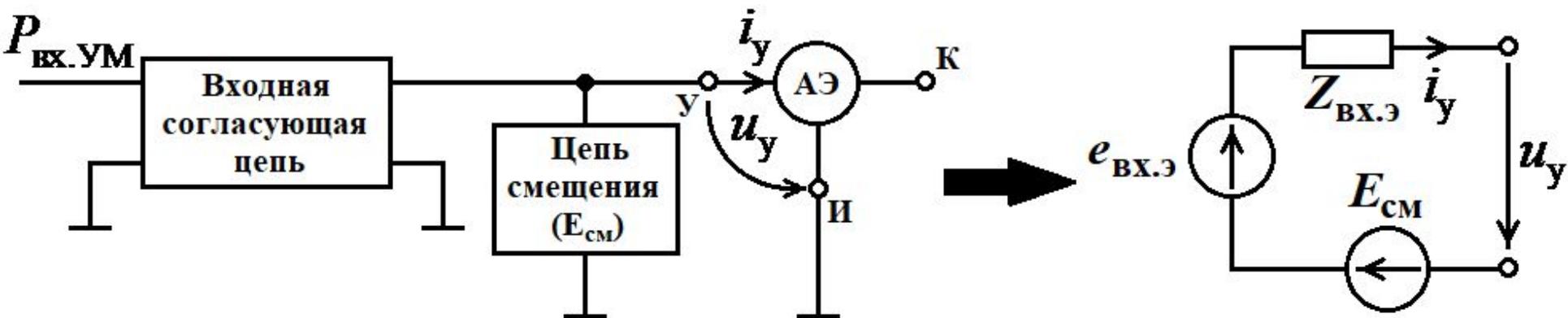
Такой режим похож на ключевой, так как существуют интервалы времени (паузы между импульсами тока), когда мощность на АЭ не рассеивается. Однако в остальные моменты времени и ток и напряжение отличны от нуля и поэтому $\eta_e < 1$.

Достоинством такого режима АЭ является отсутствие выходной мощности на гармониках основной частоты $n\omega_0$ и поэтому электронный КПД является также и КПД по первой гармонике:

Соотношения между напряжениями и

Рассмотрим соотношения между токами и напряжениями в ГВВ, описывающие указанные режимы АЭ.

Предыдущий каскад вместе со входной цепью согласования может быть

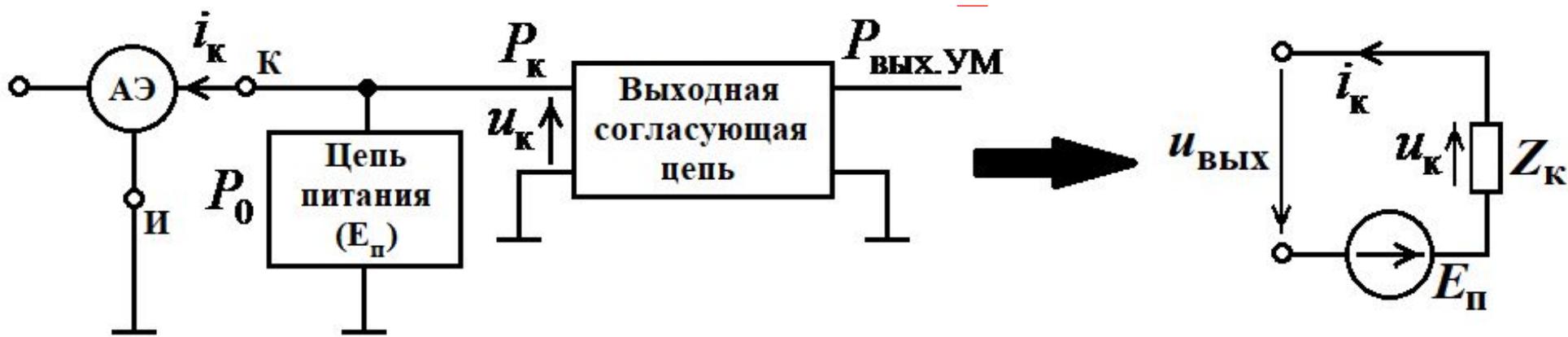


Тогда в соответствии со **вторым законом**

Кирхгофа:
$$u_y(t) = e_{\text{вх.э}}(t) - u_{\text{вх.э}}(t) + E_{\text{см}},$$

где $u_{\text{вх.э}}(t)$ – напряжение, создаваемое током $i_y(t)$ на внутреннем сопротивлении $Z_{\text{вх.э}}$

Аналогично следующий каскад вместе с выходной цепью согласования может быть представлен эквивалентным



Тогда в соответствии со вторым законом Кирхгофа:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = E_{\text{П}} - u_{\text{К}}(t),$$

где $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ – напряжение, создаваемое током $i_{\text{К}}(t)$ на выходе АЭ (для БТ, включенного по

При гармоническом возбуждении ГВВ

$$e_{\text{ВХ.Э}}(t) = E_{\text{ВХ.Э}} \cos(\omega_0 t + \psi_0)$$

а токи и напряжения во входной ($i_y(t)$, $u_y(t)$) и выходной ($i_k(t)$, $u_{\text{ВЫХ}}(t)$) цепях АЭ в стационарном режиме представляют собой периодические, но негармонические

Если входная цепь согласования построена в виде колебательного контура или узкополосного полосового фильтра (ПФ), настроенного на основную частоту ω_0 (или близкую к ней частоту), то она сможет

Возбуждение АЭ гармоническим напряжением характерно ПТ или маломощного БТ, имеющих относительно

Мощные БТ обладают малым входным сопротивлением и для них характерно возбуждение гармоническим током:

$$\dot{i}_y(t) = I_{y0} + I_{y1} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_{y1})$$

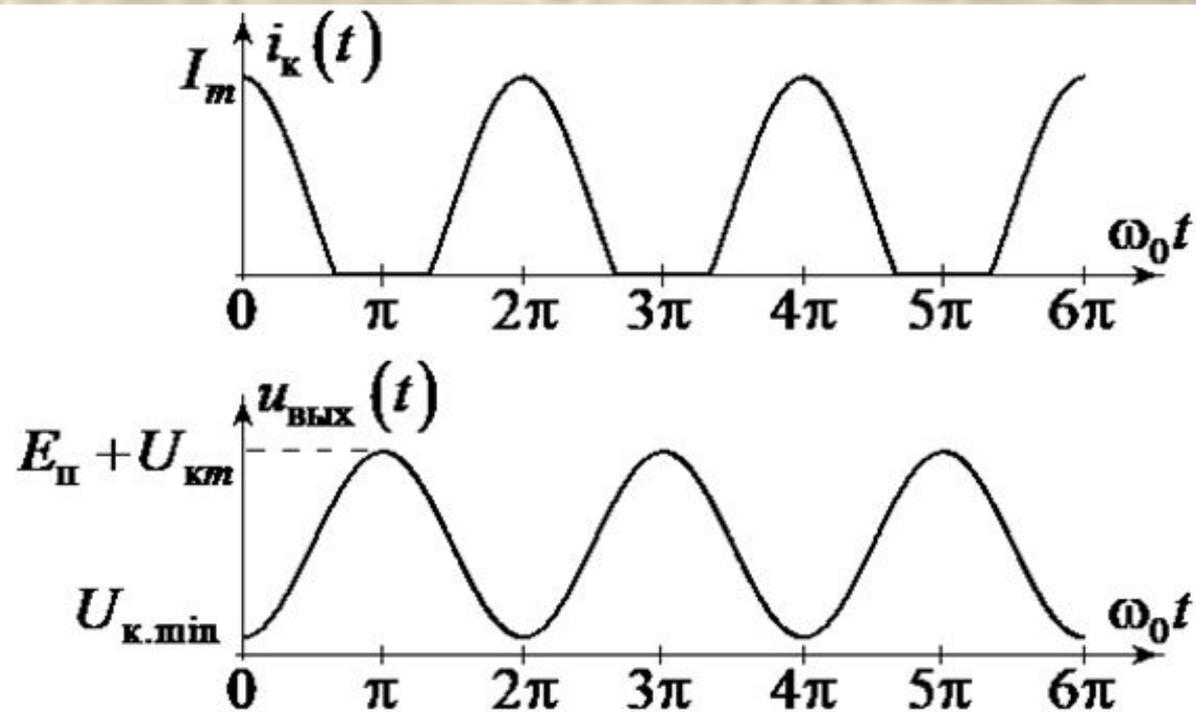
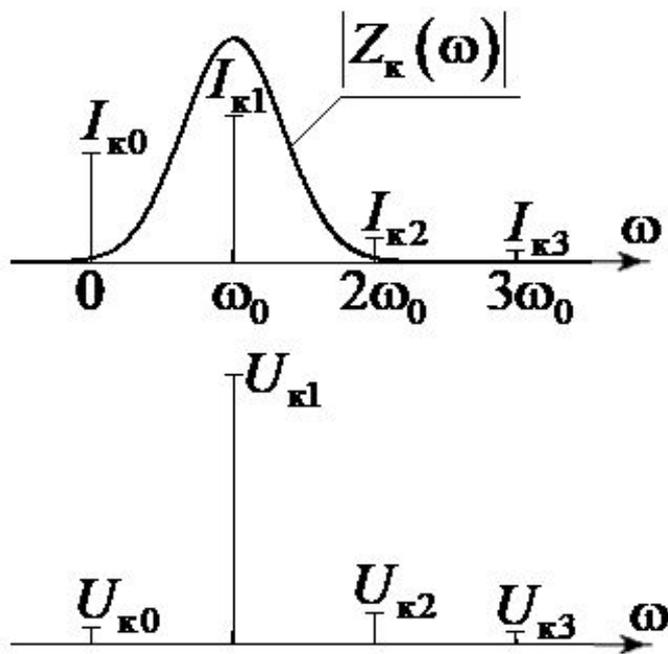
При этом управляющее напряжение на входе АЭ имеет негармоническую форму.

Если входная цепь согласования построена в виде колебательного контура или узкополосного полосового фильтра (ПФ), настроенного на основную частоту ω_0 (или близкую к ней частоту), то она сможет

В зависимости от характера изменения напряжения на выходе АЭ различают два типа ГВВ:

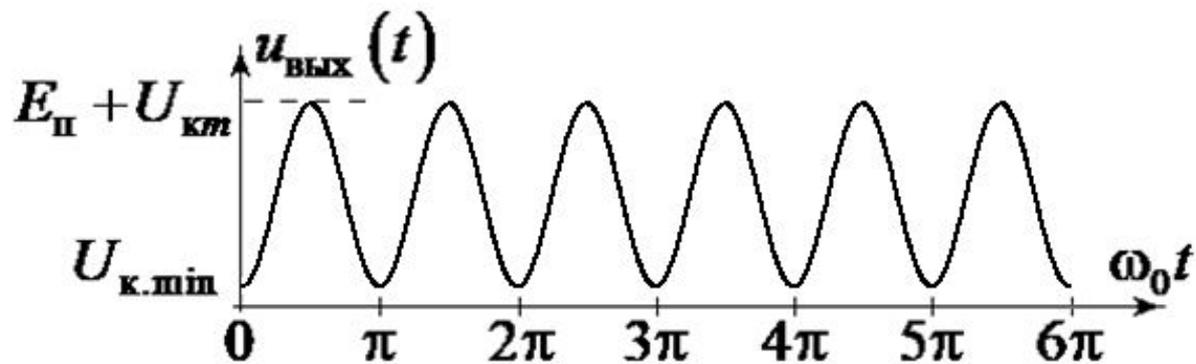
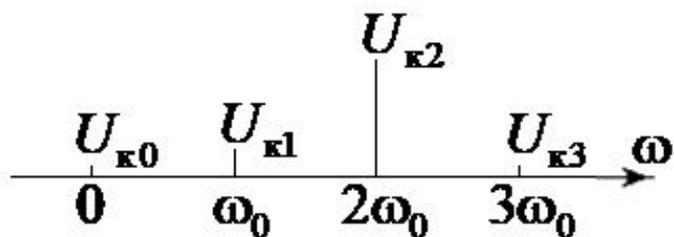
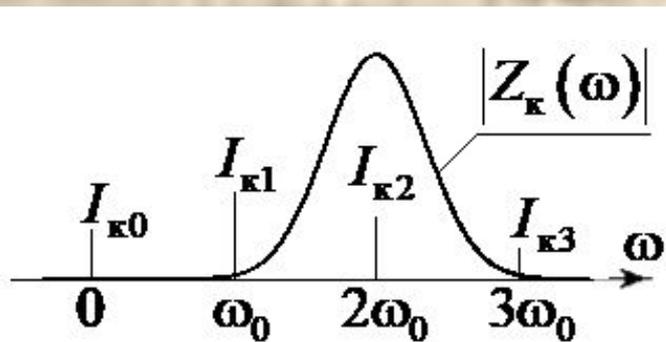
1. ГВВ1 (резонансный), в котором форма выходного напряжения АЭ гармоническая с частотой $N\omega_0$ ($N=1$ – для УМ и $N>1$ – для умножителя частоты).

2. ГВВ2 (ключевой генератор), в котором форма выходного напряжения АЭ



Амплитудные спектры и временные диаграммы выходных тока и напряжения

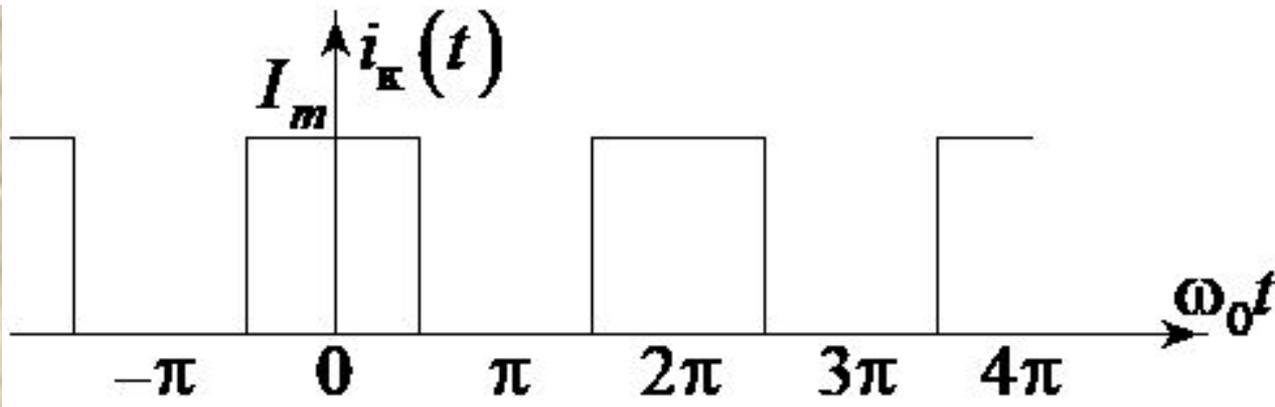
Вывод: из-за конечного затухания, вносимого выходной цепью связи в спектре напряжения присутствуют высшие гармоники, но их влиянием можно пренебречь.



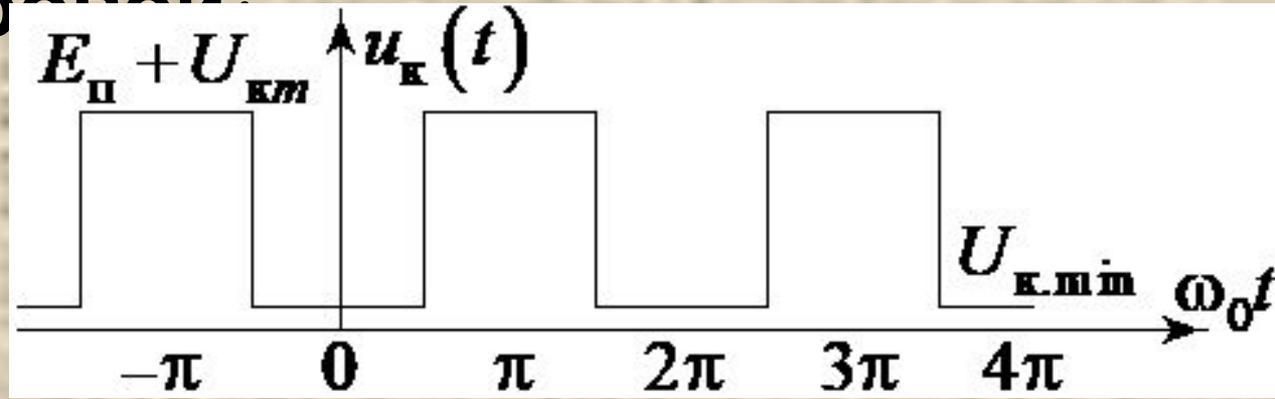
Амплитудные спектры и временные диаграммы выходных тока и напряжения

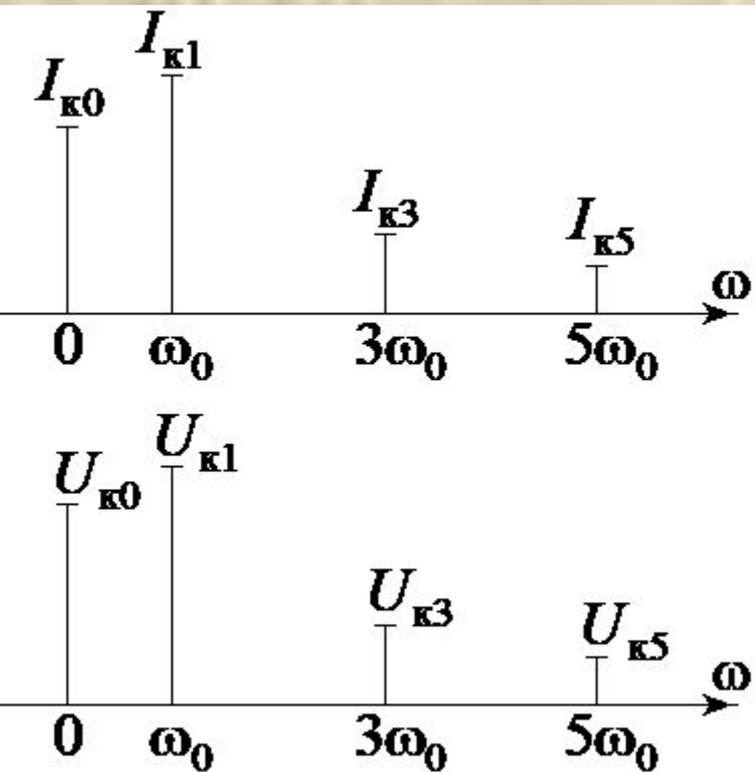
Вывод: из-за конечного затухания, вносимого выходной цепью связи в спектре напряжения присутствуют гармоники с частотами, близкими к основной $2\omega_0$, но их влиянием можно пренебречь.

В ГВВ2 часто форма тока оказывается близка к меандровой:



В этом случае при использовании выходной цепи с $Z_k = R_k$ форма выходного напряжения будет также близка к меандровой.





Амплитудные спектры выходных тока и напряжения АЭ для ГВВ₂

В принципе, форма напряжения на выходе АЭ для ГВВ₂ в паузах между импульсами тока не обязана быть меандровой, так как она не оказывает влияния на энергетические характеристики ГВВ.

Динамическая характеристика активного

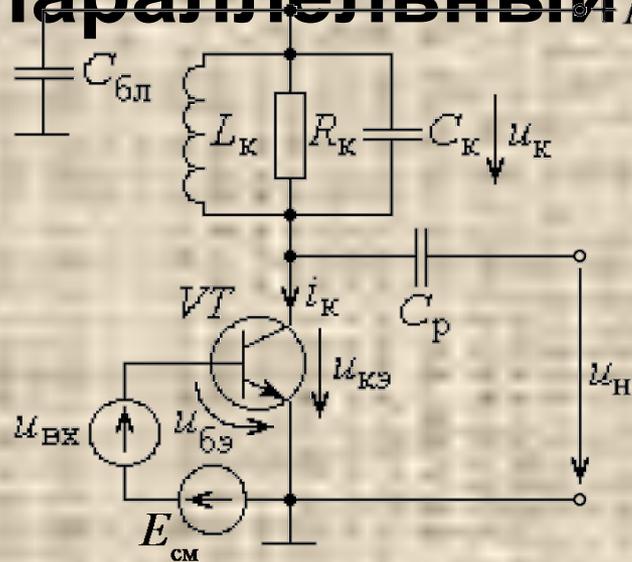
Определение. Динамической характеристикой (ДХ) активного элемента называют траекторию движения рабочей точки на семействе статических характеристик, каждая точка которой соответствует определенному значению тока и

Определим динамические характеристики ГВВ 1 на примере биполярного транзистора. Пусть нагрузкой выходной цепи служит узкополосная цепь (параллельный контур)

Подадим на вход гармоническое напряжение

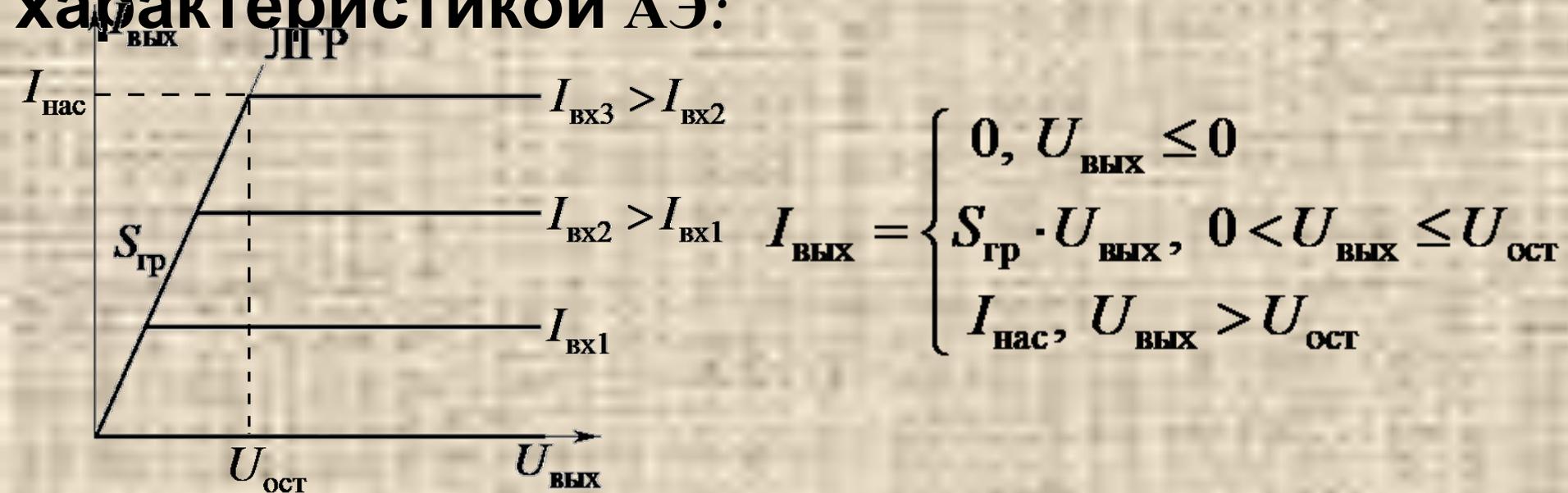
$$u_{\text{ВХ}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t)$$

Если контур настроить на частоту ω_0 , то напряжение на контуре также будет гармоническим.



$$u_{\text{к}}(t) = U_{\text{км}} \cos(\omega_0 t)$$

Для определения динамической характеристики в зависимости от коллекторного напряжения воспользуемся соответствующей статической характеристикой АЭ:



где введены обозначения:

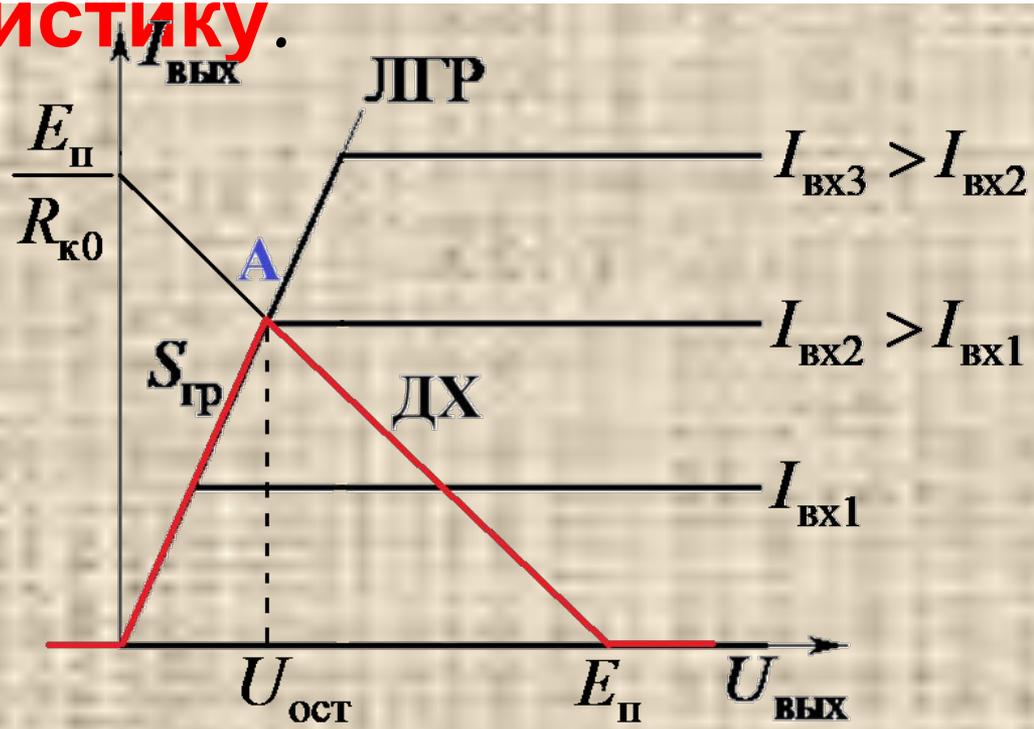
$S_{\text{ГР}}$ – крутизна линии граничного режима

$U_{\text{ОСТ}}$ – остаточное напряжение

На данные ВАХ накладывается так называемая нагрузочная характеристика:

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{E_{\text{П}} - U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{к0}}}$$

где $R_{\text{к0}}$ – сопротивление постоянному току в выходной цепи. Полученная красная линия и представляет собой **динамическую характеристику**.



Таким образом, ДХ представляет собой **ломаную прямую**.

Область, соответствующая значениям выходного напряжения $u_{\text{ВЫХ}} > U_{\text{ОСТ}}$, соответствует так называемому **недонапряженному режиму**.

Границей данного режима служит **точка А**. Данная точка, лежащая на линии граничного режима (ЛГР), соответствует **критическому (граничному) режиму** работы АЭ.

Область, соответствующая значениям выходного напряжения $u_{\text{ВЫХ}} < U_{\text{ОСТ}}$, соответствует **перенапряженному режиму**.

Режимы работы активного элемента

На практике для характеристики режима работы АЭ используют коэффициент использования напряжения питания:

$$\xi = \frac{U_{кп}}{E_{п}} = 1 - \frac{U_{\text{вых. min}}}{E_{п}}$$

Тогда для граничного режима получаем

$$\xi = \xi_{\text{гр}} = 1 - \frac{U_{\text{ост}}}{E_{п}}$$

для недонапряженного режима имеем $\xi < \xi_{\text{гр}}$, а для перенапряженного режима $\xi > \xi_{\text{гр}}$, причем величина $\xi_{\text{гр}}$ лежит в диапазоне **от 0,6 до 0,9**.

Каждому режиму работы АЭ соответствует своя форма тока: **в недонапряженном и критическом режимах импульсы тока имеют косинусоидальную форму** а при

Существует также классификация режимов работы АЭ по величине угла отсечки и форме выходного тока. В случае ГВВ1 различают четыре режима работы АЭ:

- режим А ($\theta=180^\circ$, форма тока – гармоническая);
- режим АВ ($\theta \in [90^\circ, 180^\circ]$, форма тока – косинусоидальные импульсы);
- режим В ($\theta=90^\circ$, форма тока – косинусоидальные импульсы);

В случае ГВВ2 различают два режима работы АЭ:

- режим D ($\theta=90^\circ$, форма тока – прямоугольная);
- режим E ($\theta=90^\circ$, форма тока – треугольная).

Работа ГВВ1 в недонапряженном режиме

Рассмотрим работу УМ в виде ГВВ1 (с гармоническим воздействием на АЭ и с гармонической формой выходного напряжения). В данном случае колебательный контур, являющийся нагрузкой АЭ, настроен на частоту воздействия и с той же частотой изменяется выходное напряжение:

$$u_{\text{вз}} = u_{\text{вх}} + E_{\text{см}} = E_{\text{см}} + U_m \cos(\omega_0 t)$$
$$u_{\text{кэ}} = E_{\text{п}} - u_{\text{вых}} = E_{\text{п}} - U_{\text{кн}} \cos(\omega_0 t)$$

Пусть АЭ работает в недонапряженном режиме. Тогда проходная ВАХ имеет вид:

$$i_{\text{к}} = \begin{cases} 0, & u_{\text{бэ}} \leq U_{\text{отс}} \\ S \cdot (u_{\text{бэ}} - U_{\text{отс}}), & u_{\text{бэ}} > U_{\text{отс}} \end{cases}$$

Подстановка входного напряжения дает:

$$i_k = \begin{cases} 0, & E_{\text{см}} + U_m \cos(\omega_0 t) \leq U_{\text{отс}} \\ S \cdot [U_m \cos(\omega_0 t) - U_{\text{отс}}], & E_{\text{см}} + U_m \cos(\omega_0 t) > U_{\text{отс}} \end{cases}$$

Введем **угол отсечки** θ следующим образом:

$$u_{\text{бэ}} = E_{\text{см}} + U_m \cos(\omega_0 t) = U_{\text{отс}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \cos(\omega_0 t) = \cos(\theta) = \frac{U_{\text{отс}} - E_{\text{см}}}{U_m}$$

Тогда:

$$i_k = \begin{cases} 0, & \cos(\omega_0 t) \leq \cos(\theta) \\ S \cdot U_m \cdot [\cos(\omega_0 t) - \cos(\theta)], & \cos(\omega_0 t) > \cos(\theta) \end{cases}$$

Для краткости записи введем **ток образующей**:

$$I = S \cdot U_m$$

Тогда ток примет окончательный вид:

$$i_k = \begin{cases} 0, & \cos(\omega_0 t) \leq \cos(\theta) \\ I(\cos(\omega_0 t) - \cos(\theta)), & \cos(\omega_0 t) > \cos(\theta) \end{cases}$$

Такой ток описывается периодической функцией времени, изменяющейся с частотой ω_0 и представляет собой последовательность импульсов косинусоидальной формы, причем безразмерная длительность импульса $\omega_0 t$ составляет 2θ а сам угол θ может

изм $i_k(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega_0 t) + I_2 \cos(2\omega_0 t) + I_3 \cos(3\omega_0 t) + \dots$ кой

ток может быть разложен в ряд Фурье, где амплитуды гармоник определяются так называемыми **коэффициентами Берга**:

$$I_n = I \cdot \gamma_n(\theta), n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Конкретный вид коэффициентов Берга для отдельных гармоник можно записать следующим образом:

$$\gamma_0(\theta) = \frac{1}{\pi} \cdot (\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)),$$

$$\gamma_1(\theta) = \frac{1}{\pi} \cdot (\theta - \sin(\theta) \cdot \cos(\theta)),$$

$$\gamma_2(\theta) = \frac{2}{3\pi} \cdot \sin^3(\theta),$$

$$\gamma_3(\theta) = \frac{2}{3\pi} \cdot \sin^3(\theta) \cdot \cos(\theta),$$

$$\gamma_4(\theta) = \frac{2}{15\pi} \cdot \sin^3(\theta) \cdot (3\cos(2\theta) + 2).$$

В общем виде коэффициенты равны:

$$\gamma_n(\theta) = \frac{2[\sin(n\theta)\cos(\theta) - n \cdot \sin(\theta)\cos(n\theta)]}{\pi n(n^2 - 1)}$$

Амплитуда импульсов тока может быть определена следующим образом:

$$I_m = \max(i_k) = I \cdot [\max\{\cos(\omega_0 t)\} - \cos(\theta)] = I \cdot [1 - \cos(\theta)]$$

Тогда амплитуды гармоник тока могут быть выражены через амплитуду импульсов тока в виде:

$$I_n = I_m \cdot \alpha_n(\theta), \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

где модифицированные **коэффициенты Берга** имеют вид:

$$\alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{1 - \cos(\theta)}$$

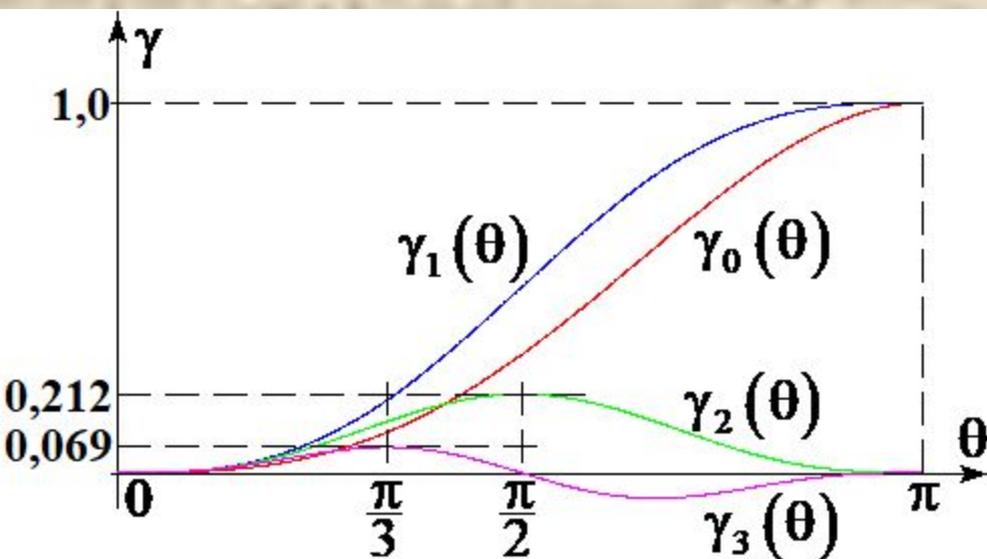
В поведении коэффициентов Берга можно отметить следующие **характерные особенности**:

□ при $\theta = 180^\circ$ (линейный режим **класса А**)

$$\gamma_0(\theta) = \gamma_1(\theta) = 1, \quad \alpha_0(\theta) = \alpha_1(\theta) = 0,5, \quad \gamma_n(\theta) = 0 \text{ для } n \geq 2$$

□ при $\theta=90^\circ$ (режим **класса В**)

$\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)$, $\gamma_m(\theta) = \alpha_m(\theta) = 0$ для нечетных $m \geq 3$



$$\gamma_0(\pi - \theta) = \cos(\theta) + \gamma_0(\theta),$$

$$\gamma_1(\pi - \theta) = 1 - \gamma_1(\theta),$$

$$\gamma_n(\pi - \theta) = \gamma_n(\theta) \text{ для четных } n \geq 2,$$

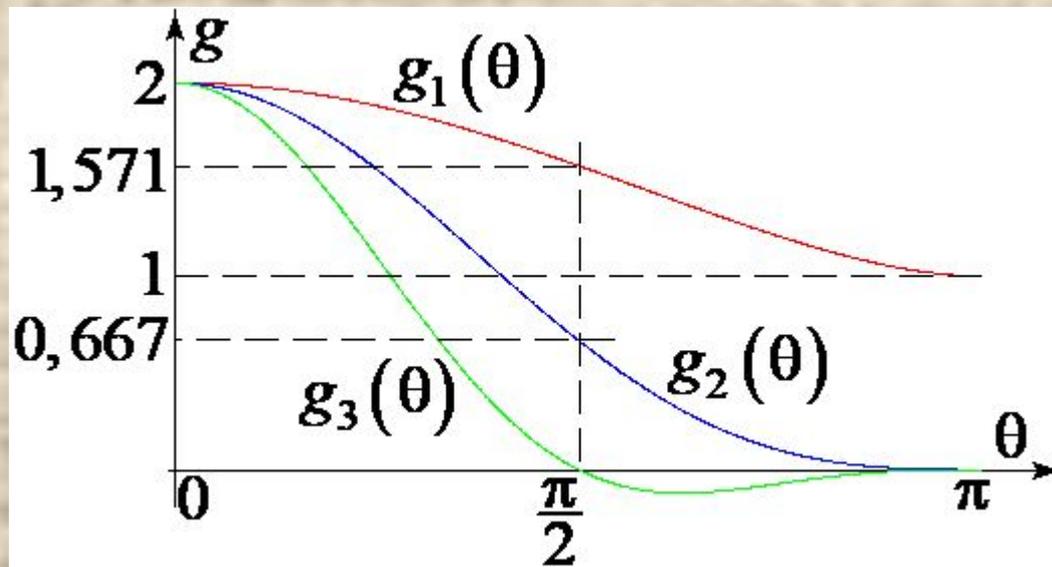
$$\gamma_m(\pi - \theta) = -\gamma_m(\theta) \text{ для нечетных } m \geq 3.$$

К пояснению

симметрии

При анализе работы ГВВ1 вводят коэффициенты формы по n -ой гармонике (в частности, по 1-ой гармонике), которые определяют соответствующие КПД по n -ой гармонике

$$g_n(\theta) = \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_0(\theta)} = \frac{\gamma_n(\theta)}{\gamma_0(\theta)}, \quad g_1(\theta) = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} = \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)}$$

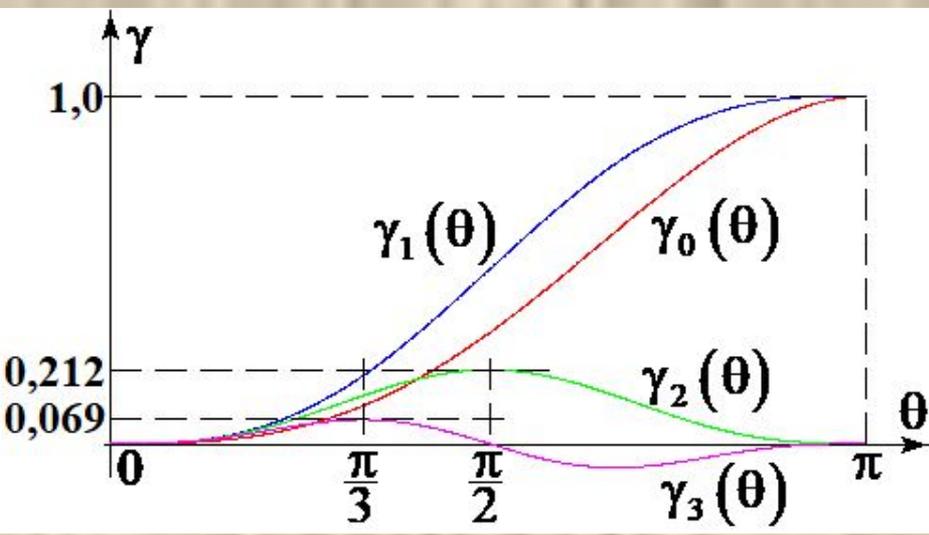


В частном случае при $\theta=90^\circ$:

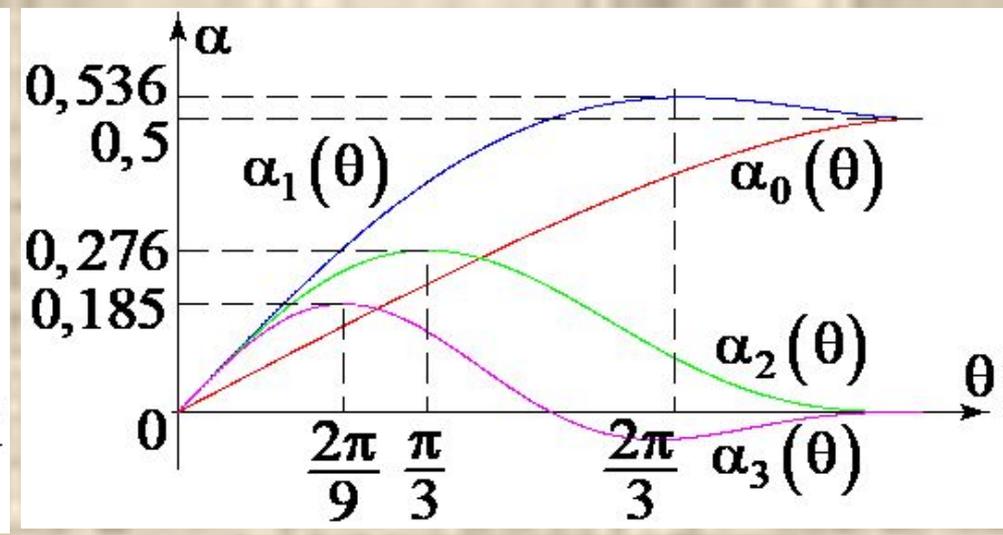
$$g_1(\theta) = 1,571, \quad g_2(\theta) = 0,667, \quad g_3(\theta) = 0$$

Отсутствие нечетных гармоник высокого порядка упрощает фильтрацию высших гармоник выходной цепи ГВВ1 и уменьшает нелинейные искажения при усилении радиосигналов с АМ и ОАМ.

□ максимум коэффициентов $\gamma_n(\theta)$ и $\alpha_n(\theta)$ достигается при углах отсечки



$$\theta_{\text{опт}} = \frac{\pi}{n} = \frac{180^\circ}{n}$$



$$\theta_{\text{опт}} = \frac{2\pi}{3n} = \frac{120^\circ}{n}$$

Для определения условия наступления граничного режима при заданном уровне колебательной мощности воспользуемся понятием **коэффициента использования напряжения питания**:

$$\xi_{\text{гр}} = \frac{U_{\text{км.кр}}}{E_{\text{п}}} = 1 - \frac{U_{\text{ост}}}{E_{\text{п}}} = 1 - \frac{I_{\text{км.кр}}}{S_{\text{гр}} \cdot E_{\text{п}}}$$

Исходя из определения колебательной мощности, можно записать:

$$P_k \approx P_1 = \frac{1}{2} I_1 \cdot U_{\text{к.к.р}} = \frac{1}{2} \alpha_1 I_{\text{к.к.р}} \xi_{\text{гр}} E_{\text{п}} \Rightarrow I_{\text{к.к.р}} = \frac{2P_1}{\alpha_1 \xi_{\text{гр}} E_{\text{п}}}$$

Подстановка $I_{\text{к.к.р}}$ в предыдущее выражение дает:

$$\xi_{\text{гр}} = 1 - \frac{I_{\text{к.к.р}}}{S_{\text{гр}} \cdot E_{\text{п}}} = 1 - \frac{2P_1}{\alpha_1 \xi_{\text{гр}} S_{\text{гр}} E_{\text{п}}^2} \Rightarrow \alpha_1 \xi_{\text{гр}}^2 S_{\text{гр}} E_{\text{п}}^2 - \alpha_1 \xi_{\text{гр}} S_{\text{гр}} E_{\text{п}}^2 + 2P_1 = 0$$

или же

$$\xi_{\text{гр}}^2 - \xi_{\text{гр}} + \frac{2P_1}{\alpha_1 S_{\text{гр}} E_{\text{п}}^2} = 0$$

откуда

$$\xi_{\text{гр}} = 0,5 \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{8P_1}{\alpha_1 S_{\text{гр}} E_{\text{п}}^2}} \right)$$

Из полученных решений стоит выбирать только то, которое обеспечивает максимум $\xi_{\text{гр}}$, а значит, и электронного КПД данного УМ:

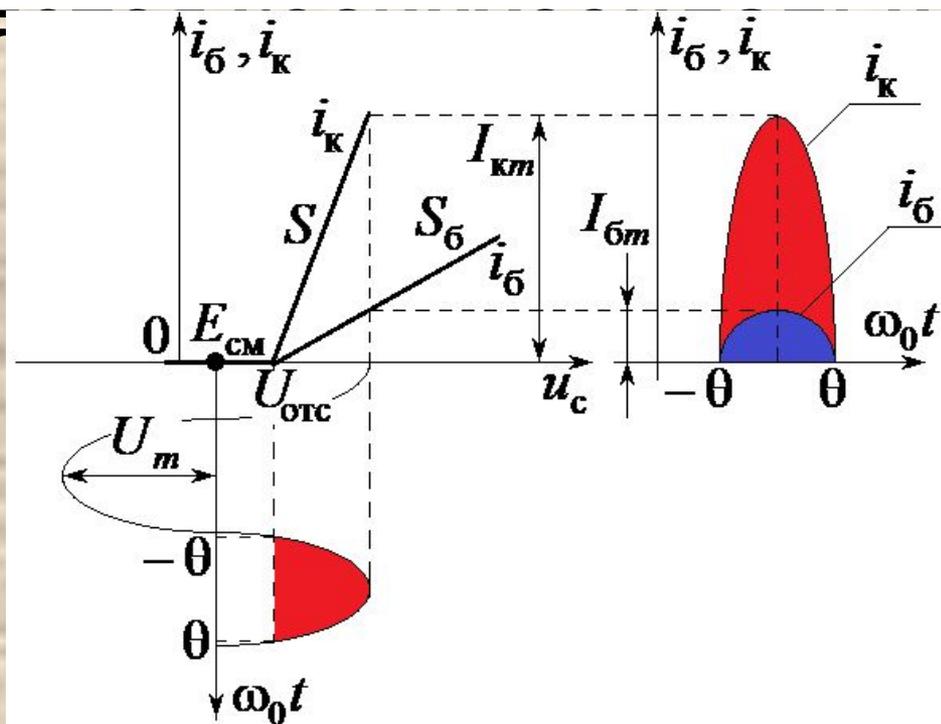
$$\eta_e = \frac{P_k}{P_0} \approx \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi_{\text{гр}} E_{\text{п}} \Rightarrow \eta_e = \eta_{e.\text{max}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi_{\text{гр.max}} E_{\text{п}}$$

Таким образом:

$$\xi_{\text{гр}} = 0,5 \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8P_1}{\alpha_1 S_{\text{гр}} E_{\text{п}}^2}} \right)$$

Для граничного режима работы АЭ амплитуда импульсов коллекторного тока максимально возможная, что обеспечивает максимум выходной мощности УМ.

Для биполярного транзистора форма импульсов базового и коллекторного токов явля...



Амплитуды импульсов определяются как

$$I_{Bm} = S_b U_m (1 - \cos(\theta)), \quad I_{Km} = S U_m (1 - \cos(\theta)), \quad \text{причем } I_{Km} = \beta_0 I_{Bm}$$

а амплитуды гармоник могут быть найдены как

$$I_{Bn} = S_b U_m \gamma_n(\theta), \quad I_{Kn} = \beta_0 I_{Bn}, \quad \cos(\theta) = \frac{U_{OTC} - E_{CM}}{U_m}$$

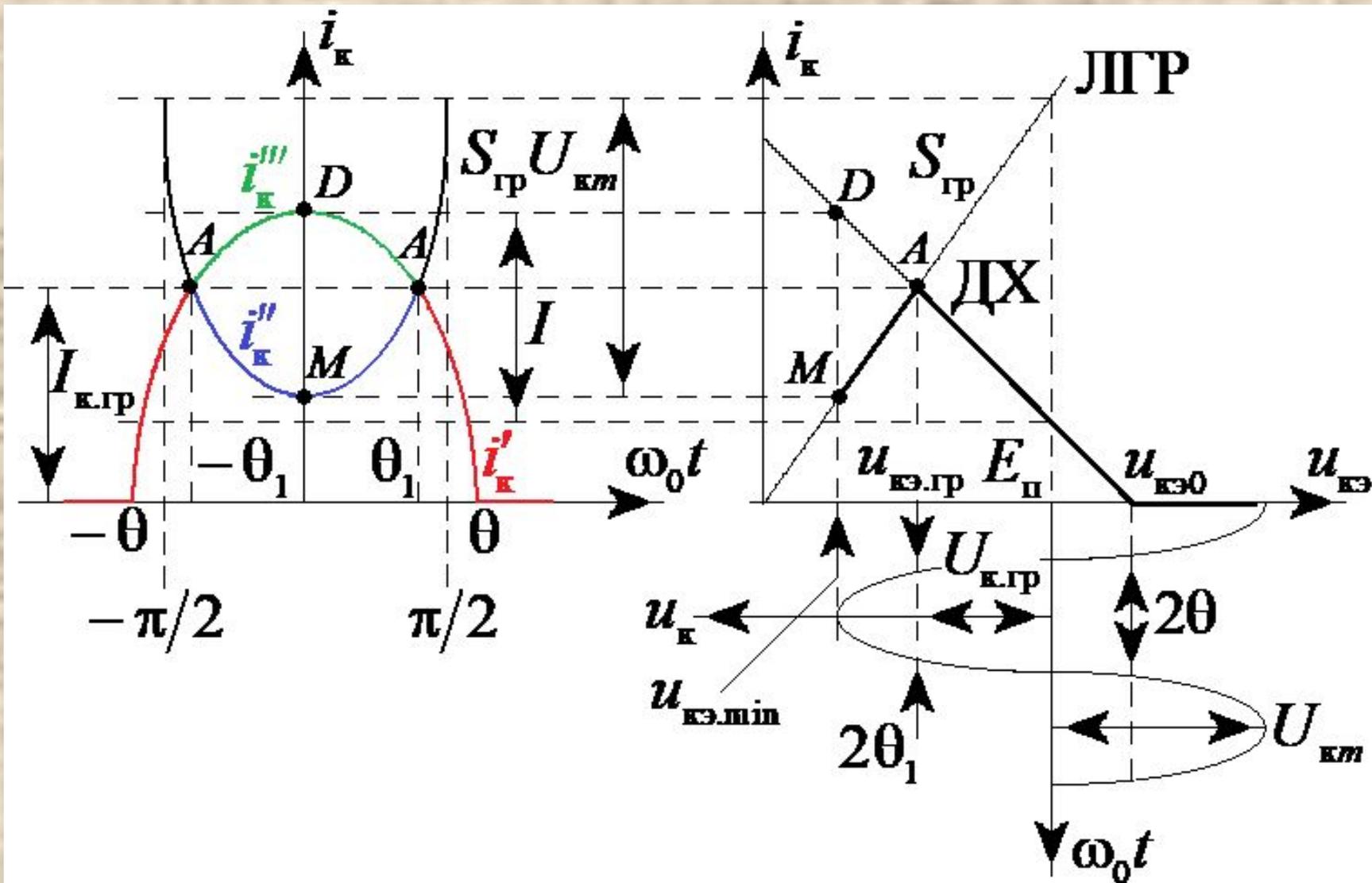
Анализ ГВВ в перенапряженном режиме

В перенапряженном режиме ($\xi > \xi_{гр}$) за счет резкого возрастания входного (базового) тока **в импульсе выходного** (коллекторного) **тока появляется провал и он растет с**

При этом импульс тока коллектора может быть представлен в виде алгебраической суммы трех импульсов косинусоидальной формы с углами отсечки θ и θ_1 и разными токами образующими

$$i_k(t) = i'_k(t) - i''_k(t) - i'''_k(t)$$

где i'_k – косинусоидальный импульс с током образующей I и углом отсечки θ , i'''_k – косинусоидальный импульс с током образующей I и углом отсечки θ_1 , i''_k – косинусоидальный импульс с током образующей $S_{гр} U_{кн}$ и углом отсечки θ_1 .



ДХ и формы тока и напряжения в перенапряженном режиме для $90^\circ < \theta < 180^\circ$

При таком подходе амплитуды гармоник тока коллектора определяются следующим образом:

$$I_{kn} = I'_{kn} - I''_{kn} - I'''_{kn}$$

где

$$I'_{kn} = I \cdot \gamma_n(\theta), \quad I''_{kn} = S_{гр} U_{км} \cdot \gamma_n(\theta_1), \quad I'''_{kn} = I \cdot \gamma_n(\theta_1),$$

$$\cos(\theta) = \frac{u_{кэ0} - E_{п}}{U_{км}}, \quad \cos(\theta_1) = \frac{u_{кэ.гр} - E_{п}}{U_{км}}.$$

Для удобства проведения гармонического анализа следует установить соответствие между I и $S_{гр} U_{км}$. С этой целью рассмотрим сечение $\omega_0 t = \theta_1$ (точка A). Из кривой для i' следует, что:

$$i'_k(\theta_1) = I_{к.гр} = I(\cos(\theta_1) - \cos(\theta))$$

Аналогично из кривой для i''_k для той же точки следует, что:

$$\begin{aligned} i''_k(\theta_1) &= I_{к.гр} = S_{гр} E_{п} - S_{гр} U_{к.м} \cos(\theta_1) = S_{гр} U_{к.м} \left[\frac{E_{п}}{U_{к.м}} - \cos(\theta_1) \right] = \\ &= S_{гр} U_{к.м} \left[\frac{1}{\xi} - \cos(\theta_1) \right] \end{aligned}$$

Комбинируя данные выражения, получим:

$$\begin{aligned} I(\cos(\theta_1) - \cos(\theta)) &= S_{гр} U_{к.м} \left[\frac{1}{\xi} - \cos(\theta_1) \right] \Rightarrow \\ \Rightarrow S_{гр} U_{к.м} &= I \cdot \frac{\cos(\theta_1) - \cos(\theta)}{\xi^{-1} - \cos(\theta_1)} = a \cdot I \end{aligned}$$

Тогда амплитуды гармоник тока коллектора:

$$I_{\text{кп}} = \gamma_n(\theta) \cdot I - \gamma_n(\theta_1) \cdot a \cdot I - \gamma_n(\theta_1) \cdot I = \\ = [\gamma_n(\theta) - (a+1) \cdot \gamma_n(\theta_1)] \cdot I = \gamma_{\text{уп.н}}(\theta_1) \cdot I$$

где

$$(a+1) = 1 + \frac{\cos(\theta_1) - \cos(\theta)}{\xi^{-1} - \cos(\theta_1)} = \frac{\xi^{-1} - \cos(\theta)}{\xi^{-1} - \cos(\theta_1)} = \frac{1 - \xi \cos(\theta)}{1 - \xi \cos(\theta_1)}$$

Если учесть, что:

$$\xi_{\text{уп}} = \frac{U_{\text{к.уп}}}{E_{\text{п}}} = \frac{U_{\text{к.м}}}{E_{\text{п}}} \cos(\theta_1) = \xi \cdot \cos(\theta_1)$$

то данное выражение примет вид

$$(a+1) = \frac{1 - \xi \cos(\theta)}{1 - \xi_{\text{уп}}}$$

При этом **импульс тока базы** также имеет косинусоидальную форму с углом отсечки θ , образующим током $I_{\delta} = S_{\delta} U_{\delta m}$ и амплитудой $I_{\delta m} = I_{\delta} (1 - \cos(\theta))$, а амплитуды гармоник базового тока определяются выражением вида:

$$I_{\delta n} = I_{\delta m} \cdot \alpha_n(\theta) = I_{\delta} \cdot \gamma_n(\theta)$$

Влияние напряжения возбуждения на режим работы и энергетические

Пусть характеристики ГВВ1, напряжение смещения $E_{см}$, напряжение питания $E_{п}$ и частота напряжения возбуждения ω остаются неизменными.

При малой амплитуде напряжения возбуждения $U_m \leq |U_{отс} - E_{см}|$

выходной (коллекторный) ток отсутствует.

При увеличении амплитуды возбуждения U_m свыше данной величины амплитуда импульса тока нарастает до достижения предельного режима.

При переходе в перенапряженный режим в импульсе тока возникает провал и при дальнейшем увеличении амплитуды напряжения возбуждения провал в импульсе коллекторного тока возрастает.

Вместе с амплитудой импульса тока незначительно увеличивается угол отсечки, определяемый выражением:

$$E_{\text{см}} + U_m \cdot \cos(\theta) = U_{\text{отс}} \Rightarrow \cos(\theta) = \frac{U_{\text{отс}} - E_{\text{см}}}{U_m}$$

Таким образом, увеличение амплитуды напряжения возбуждения в недонапряженном режиме приводит к росту амплитуд нулевой и первой гармоник коллекторного тока $I_{\text{к0}} = S U_m \gamma_0(\theta) = I_m \alpha_0(\theta)$, $I_{\text{к1}} = S U_m \gamma_1(\theta) = I_m \alpha_1(\theta)$,

а при переходе в перенапряженный режим площадь импульса коллекторного тока уменьшается, что приводит к уменьшению амплитуды нулевой гармоники $I_{\text{к0}}$

$$I_{\text{к0}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{к}}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\text{имп}}} i_{\text{к}}(t) dt = \frac{S_{\text{имп}}}{T}$$

и амплитуды первой гармоники коллекторного тока как разности

$$I_{к1} = I_m \{ \alpha_1(\theta) - (a+1) \cdot \alpha_1(\theta_1) \}$$

где

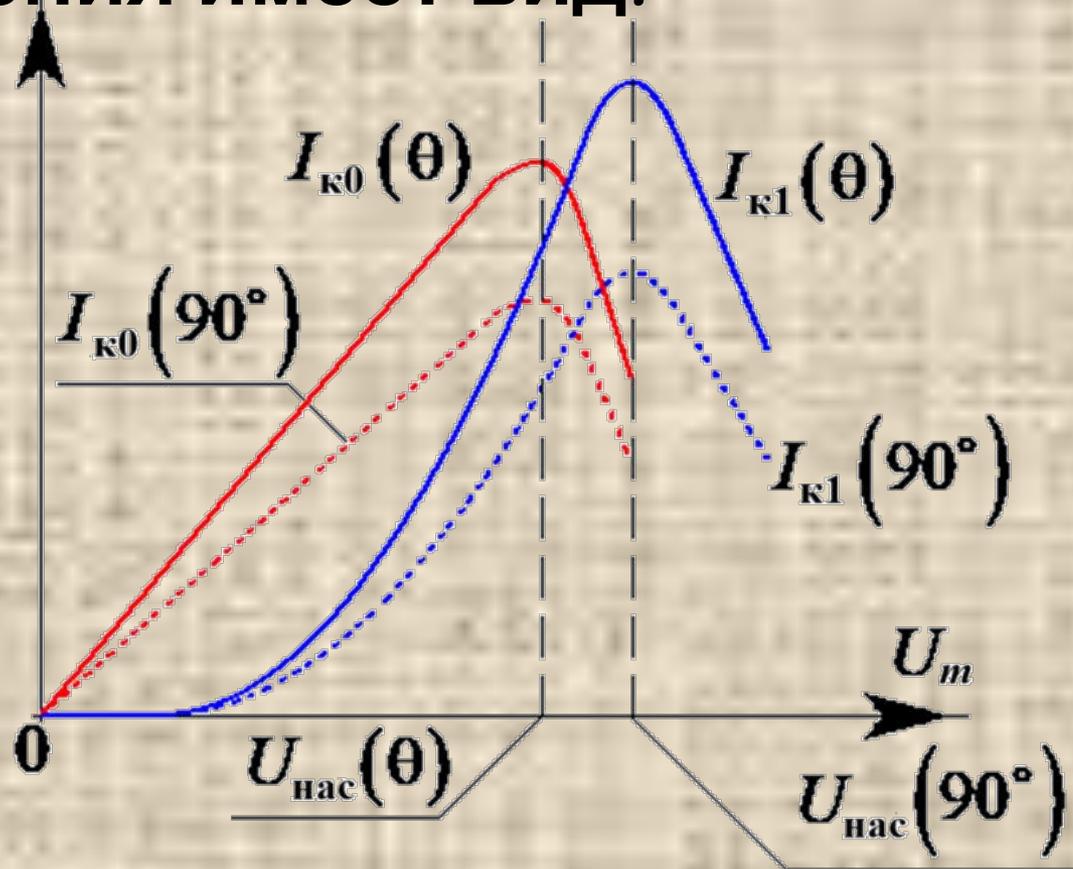
$$\cos(\theta) = \frac{U_{отс} - E_{см}}{U_m}, \quad a+1 = \frac{1 - \xi \cdot \cos(\theta)}{1 - \xi \cdot \cos(\theta_1)}$$

С ростом U_m растет провал и разница между θ и θ_1 уменьшается, а значит $(a+1) \rightarrow 1$, а $I_{к1} \rightarrow 0$.

При переходе от класса C к классу B угол отсечки становится равным 90° и рост амплитуд нулевой и первой гармоник анодного тока происходит линейно,

но при приближении к критическому режиму обнаруживается существенная нелинейность

Таким образом, зависимость амплитуд нулевой и первой гармоник коллекторного тока от амплитуды напряжения возбуждения имеет вид:



Мощность, потребляемая от источника питания:

$$P_0 = I_{k0} \cdot E_{\Pi}$$

и ее зависимость от амплитуды напряжения возбуждения аналогична зависимости амплитуды нулевой гармоники коллекторного тока.

Колебательная мощность определяется квадратом амплитуды первой гармоники коллекторного тока, $\frac{1}{2} I_{к1}^2 R_{рез}$

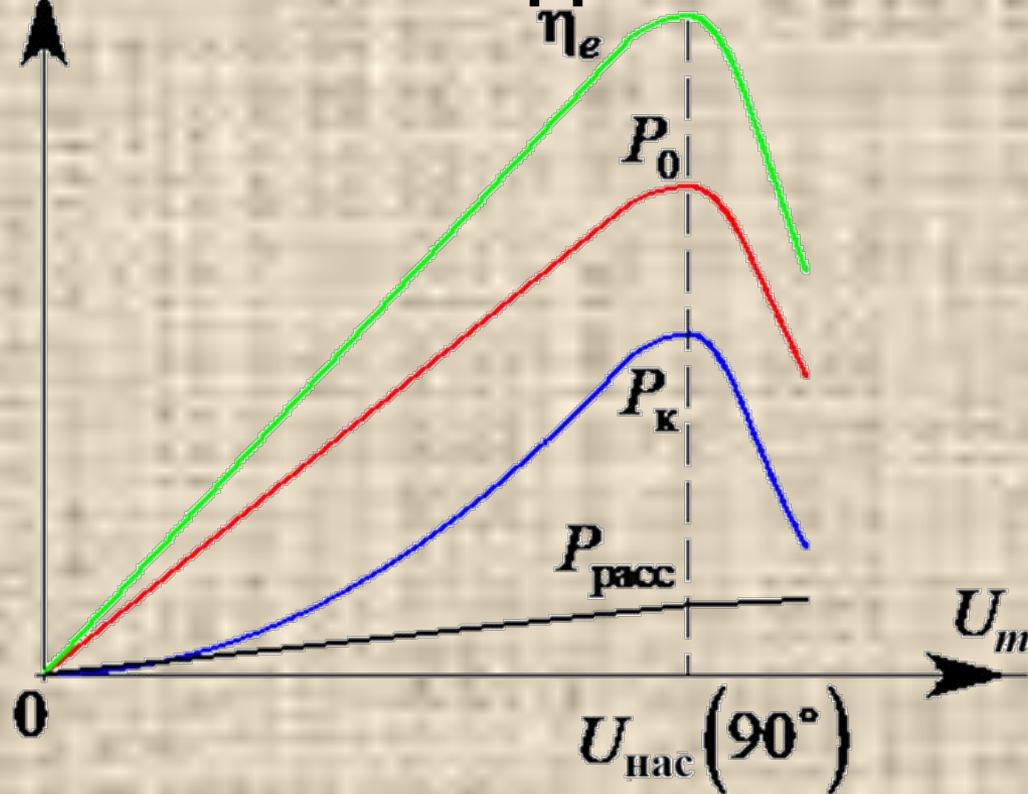
Разницу между ними составляет мощность, рассеиваемая на нелинейном элементе:

$$P_{расс} = P_0 - P_{к} = I_{к0} \cdot E_{п} - \frac{1}{2} I_{к1}^2 R_{рез}$$

А электронный КПД может быть найден как:

$$\eta_e = \frac{P_{к}}{P_0} = \frac{I_{к1}^2 \cdot R_{рез}}{2 \cdot I_{к0} \cdot E_{п}}$$

Зависимость данных параметров для **класса В** от амплитуды напряжения возбуждения имеет вид:



Таким образом, для обеспечения линейности усиления радиосигналов с АМ и ОАМ необходимо обеспечить работу НЭ в недонапряженном режиме **класса В** с $\xi_{max} = 0,85 \dots 0,9$ и $U_m \leq (0,85 \dots 0,9) U_{нас}$.

Влияние напряжения смещения на режим работы и энергетические характеристики

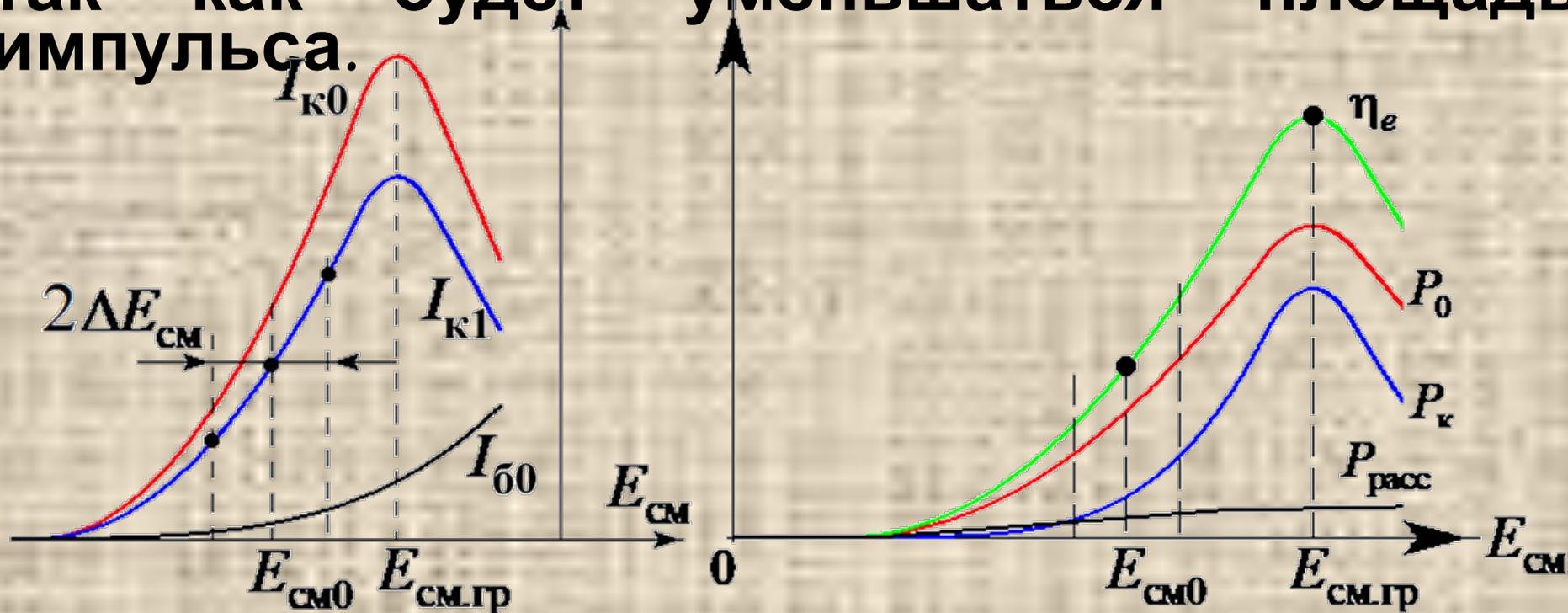
ГВВ1

В случае реализации граничного режима можно достичь максимальной колебательной мощности и электронного КПД, но необходимо помнить, что в этом режиме уже наблюдается существенная нелинейность АХ.

Пусть теперь амплитуда напряжения возбуждения U_m , напряжение питания E_n и частота напряжения возбуждения ω остаются неизменными, а изменяется напряжение смещения $E_{см}$. При его увеличении рабочая точка на ДХ анодного тока будет смещаться вправо и напряженность режима ГВВ1 будет увеличиваться.

При этом, пока рабочая точка на ДХ находится в пределах недонапряженного режима, амплитуда импульса анодного тока

Как и в случае с увеличением амплитуды напряжения возбуждения, с ростом напряжения смещения $E_{см}$ амплитуды нулевой и первой гармоник коллекторного тока будут расти до тех пор, пока не будет достигнут критический режим, а при дальнейшем увеличении $E_{см}$ будут спадать, так как будет уменьшаться площадь импульса.



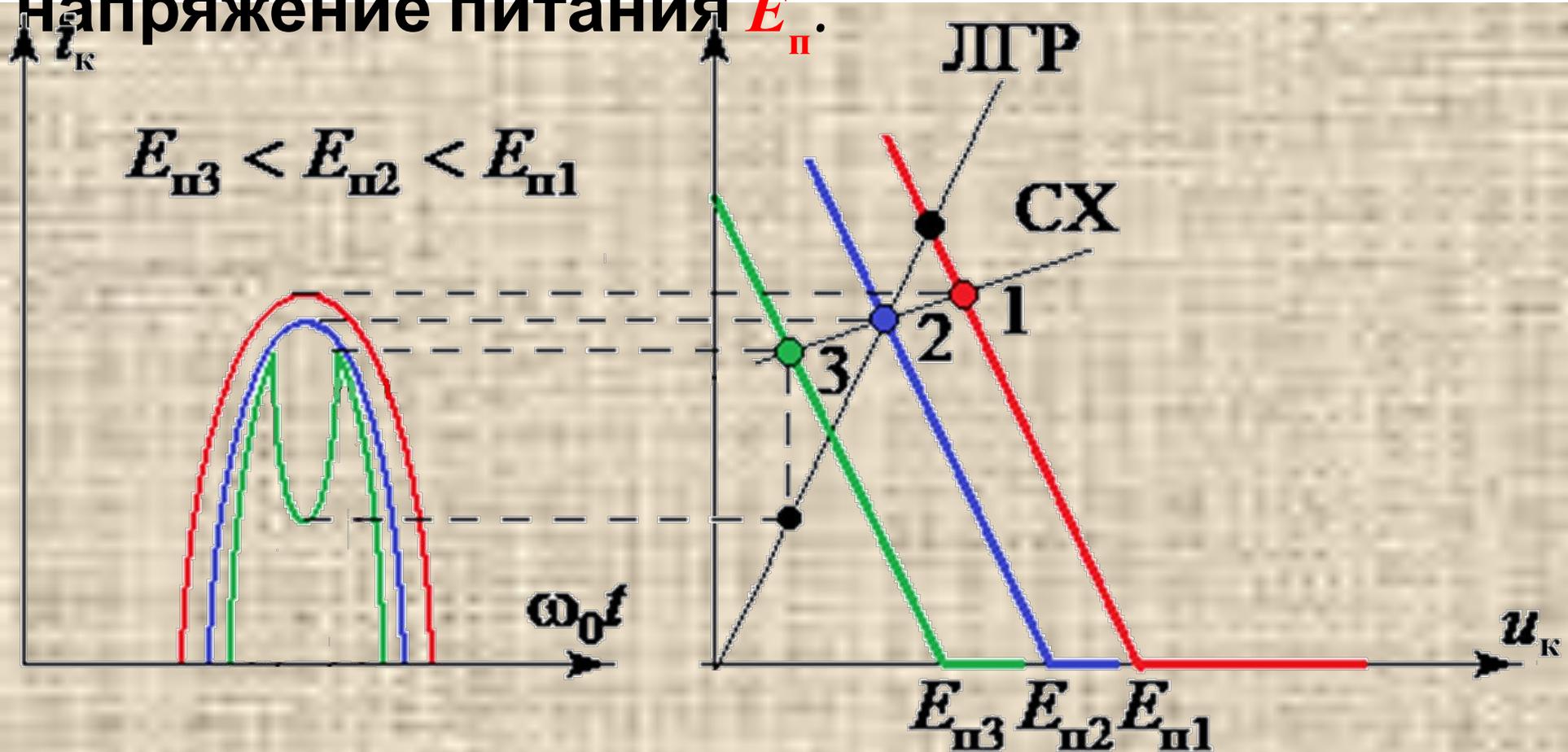
На части данной зависимости, соответствующей недонапряженному режиму, можно выделить «линейную область» и рассматривать ее в качестве статической модуляционной характеристики (СМХ) при осуществлении модуляции смещением (базовой). Для

Начальное смещение, соответствующее несущему колебанию, выбирается в центре данного «линейного участка», а половина его ширины соответствует максимальному приращению величины смещения. Однако эффективность такой модуляции будет невелика, так как электронный КПД упадет более чем в 2 раза по сравнению с граничным режимом.

Влияние напряжения питания на режим работы и энергетические характеристики

ГВВ1

Пусть теперь амплитуда напряжения возбуждения U_m , напряжение смещения $E_{см}$ и частота напряжения возбуждения ω остаются неизменными, а изменяется напряжение питания $E_{п}$.

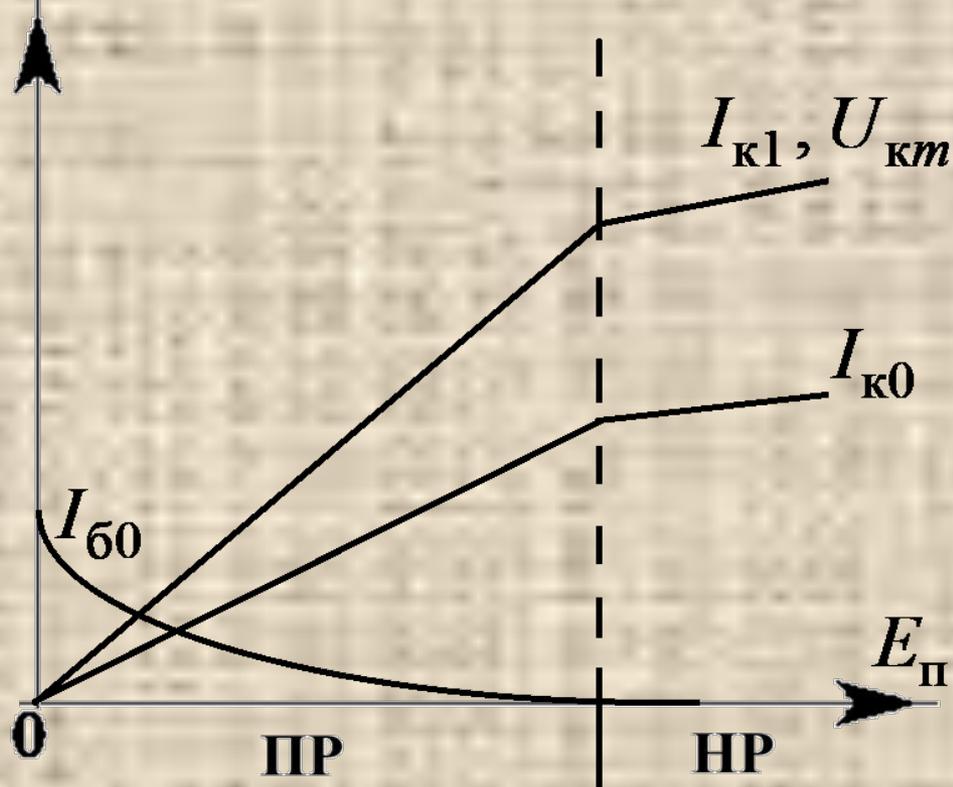


В случае 1 реализуется **недонапряженный режим** и амплитуда импульса тока имеет наибольшую величину.

В случае 2 реализуется **граничный режим**, а амплитуда импульса тока меньше.

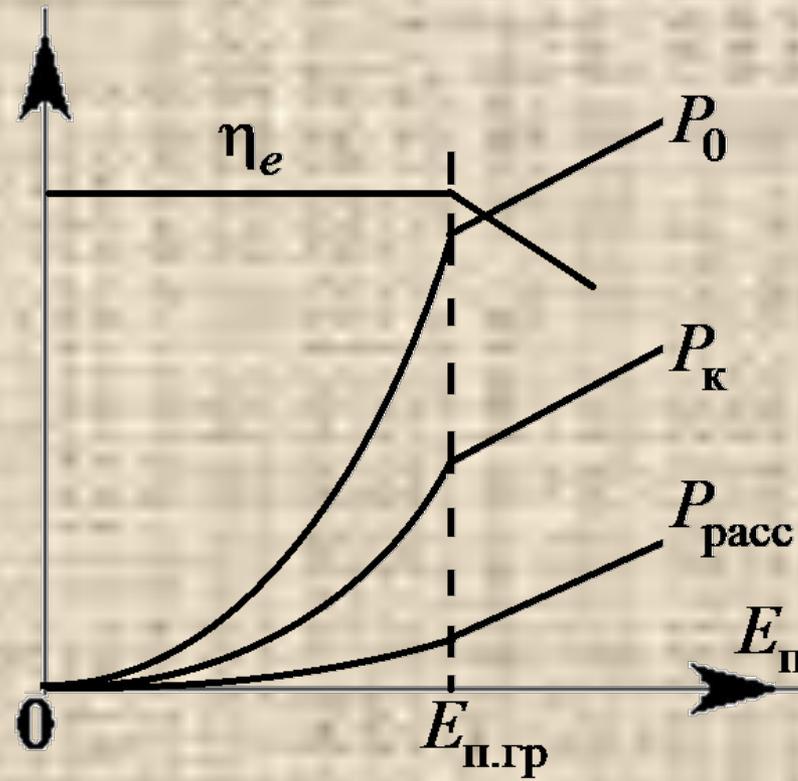
В случае 3 ГВВ переходит в **перенапряженный режим** и в импульсе тока образуется провал.

Таким образом, при уменьшении напряжения питания уменьшается площадь импульса и меняется его форма по мере роста напряженности режима. В результате при уменьшении E_{II} амплитуды нулевой и первой гармоник тока будут убывать почти по линейному закону. В области **недонапряженного режима** их зависимость повторяет вид статической характеристики.



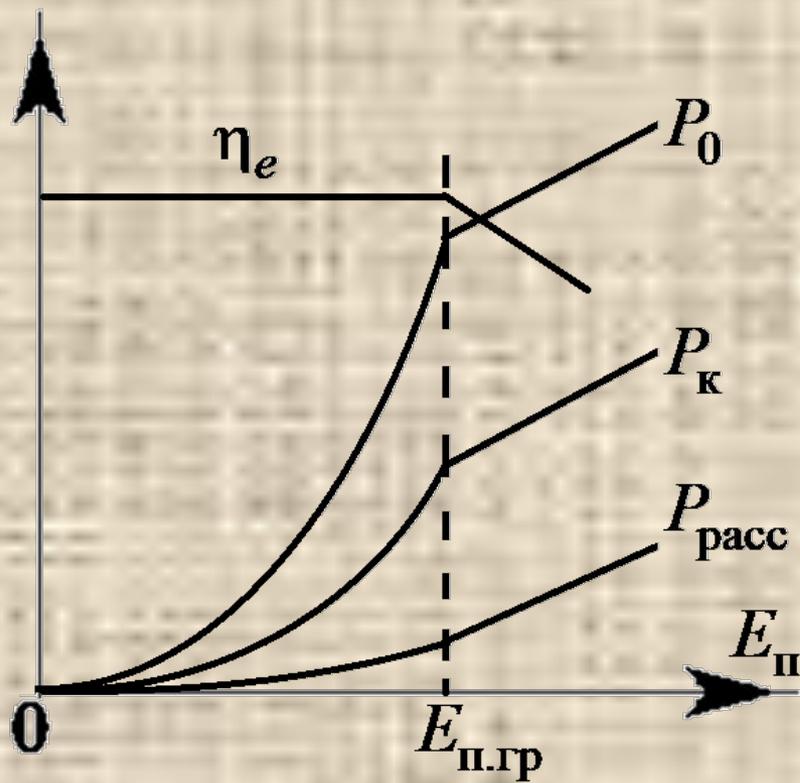
При осуществлении коллекторной АМ в качестве рабочей области выбирают область перенапряженного режима. Режиму несущей соответствует середина соответствующего линейного участка зависимости $I_{к1}(E_{П})$, а максимальное приращение напряжения питания (максимальная амплитуда модулирующего напряжения) составляет половину ширины

В этом случае можно получить глубокую АМ с глубиной $M=1$.



Мощность P_0 , потребляемая от источника питания, и колебательная мощность $P_{\text{к}}$ изменяются по квадратичному закону:

$$P_0 = I_{\text{к0}} \cdot E_{\text{П}} \sim E_{\text{П}} \cdot E_{\text{П}} = E_{\text{П}}^2, \quad P_{\text{к}} = \frac{1}{2} \cdot I_{\text{к1}}^2 \cdot R_{\text{рез}} \sim E_{\text{П}}^2$$



При этом электронный КПД остается неизменным.

$$\eta_e = \frac{P_к}{P_0} \sim \frac{E_{II}^2}{E_{II}^2} = const = \eta_{e.гр}$$

Это является важным преимуществом коллекторной модуляции по сравнению с модуляцией смещением (базовой).

В перенапряженном режиме возможно регулировать колебательную мощность, изменяя напряжение питания E_{II} . Такой способ регулировки нашел применение в передатчиках УКВ-радиоустановок ГМССБ.



Нагрузочные характеристики настроенного ГВВ1

Нагрузочные

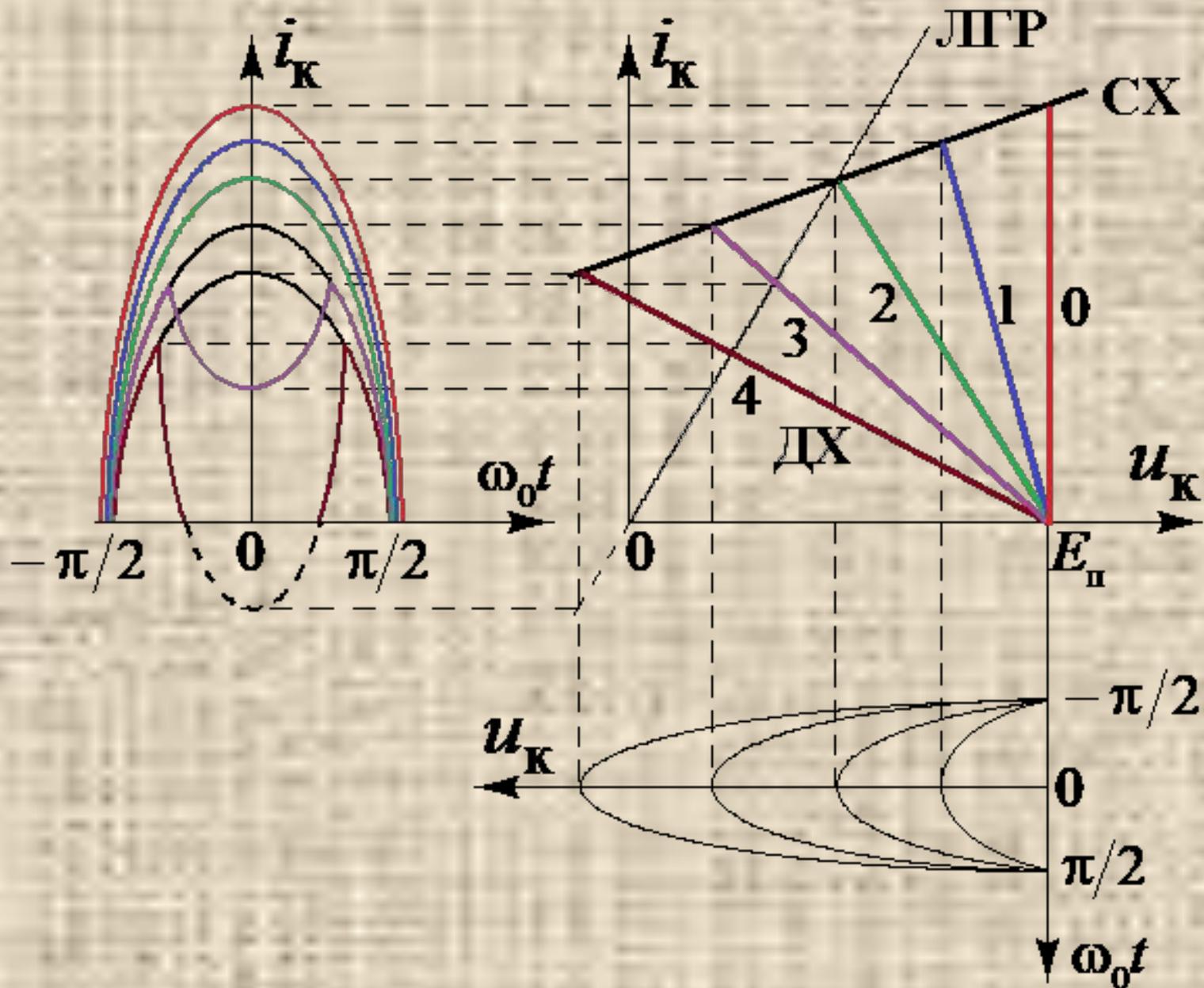
характеристики

ГВВ1

представляют собой зависимости амплитуд гармоник коллекторного тока, напряжения на контуре и энергетических показателей ГВВ1 (мощностей и электронного КПД) от величины ощущаемой нагрузки R_K , которая обеспечивается выходной согласующей цепью.



Для проведения анализа таких зависимостей необходимо проследить динамику изменения формы импульса коллекторного тока при изменении величины ощущаемой нагрузки R_K .



**Нагрузочные характеристики
настроенного ГВВ**

При увеличении сопротивления нагрузки уменьшается наклон **динамической характеристики** ДХ и ГВВ1 из **недонапряженного режима 1** через **граничный режим 2** переходит в **перенапряженный режим 3 и 4**.

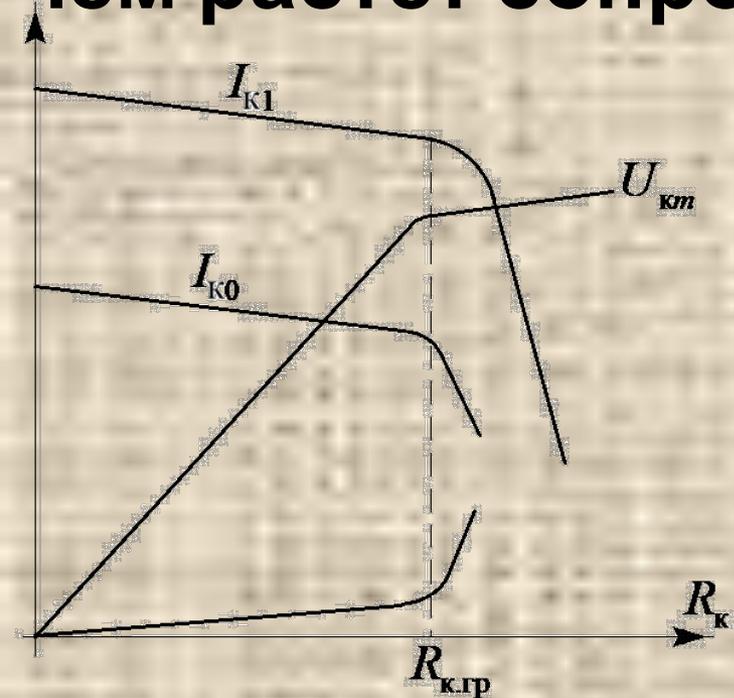
Такой переход сопровождается уменьшением амплитуды импульса тока, появлением провала в импульсе коллекторного тока при переходе в перенапряженный режим и дальнейшим ростом провала вплоть до распада импульса тока на две части.

Поскольку при этом уменьшается площадь импульса, то, соответственно, уменьшаются амплитуды нулевой и первой гармоник коллекторного тока $I_{\alpha 0}$ и $I_{\alpha 1}$. Причем

Амплитуда напряжения $U_{км}$ на выходных зажимах АЭ в области недонапряженного режима растет почти по линейному закону, так как

$$U_{км} = I_{к1} \cdot R_{к}$$

а амплитуда первой гармоники коллекторного тока $I_{к1}$ убывает медленнее, чем растет сопротивление нагрузки $R_{к}$.



Нагрузочные характеристики ГВВ1 с настроенной нагрузкой

В области перенапряженного режима амплитуда первой гармоники коллекторного тока $I_{к1}$ убывает значительно быстрее и рост амплитуды напряжения $U_{кн}$ практически прекращается.

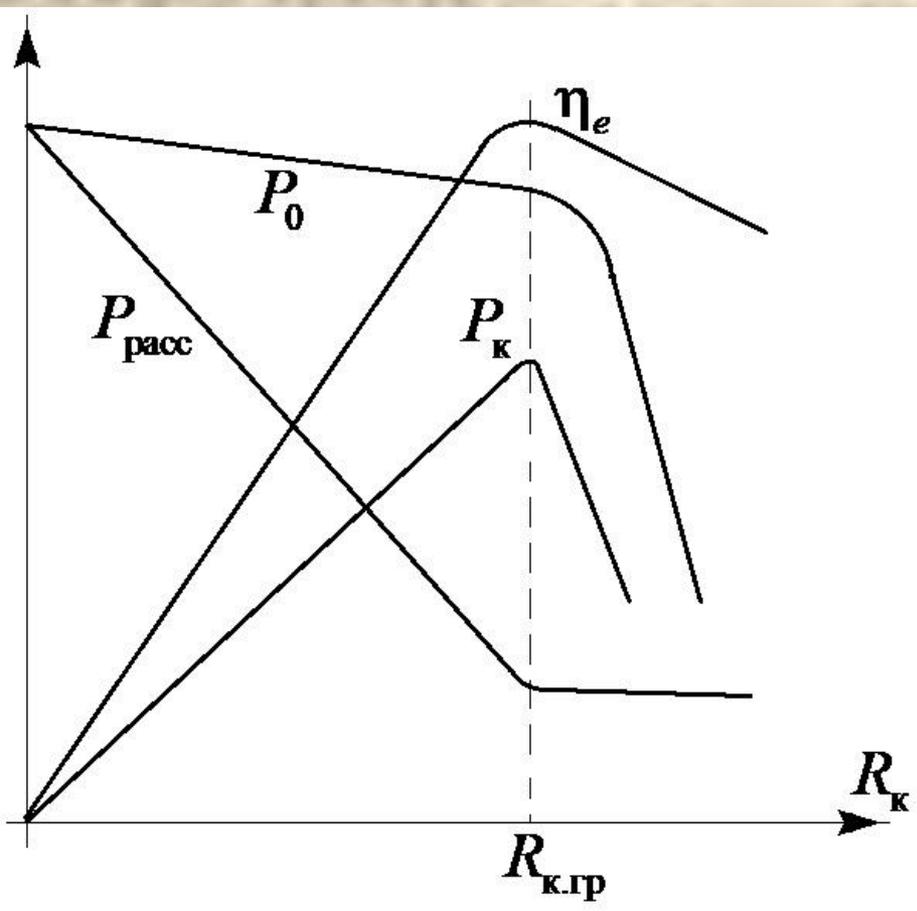
При этом с ростом сопротивления нагрузки R_k возрастает напряженность режима и величина амплитуды нулевой гармоники базового



Слабая зависимость $U_{кн}$ от R_k может быть использована при построении предварительного усилителя, работающего на изменяющуюся нагрузку, например, если нагрузкой является модулятор (осуществляющий

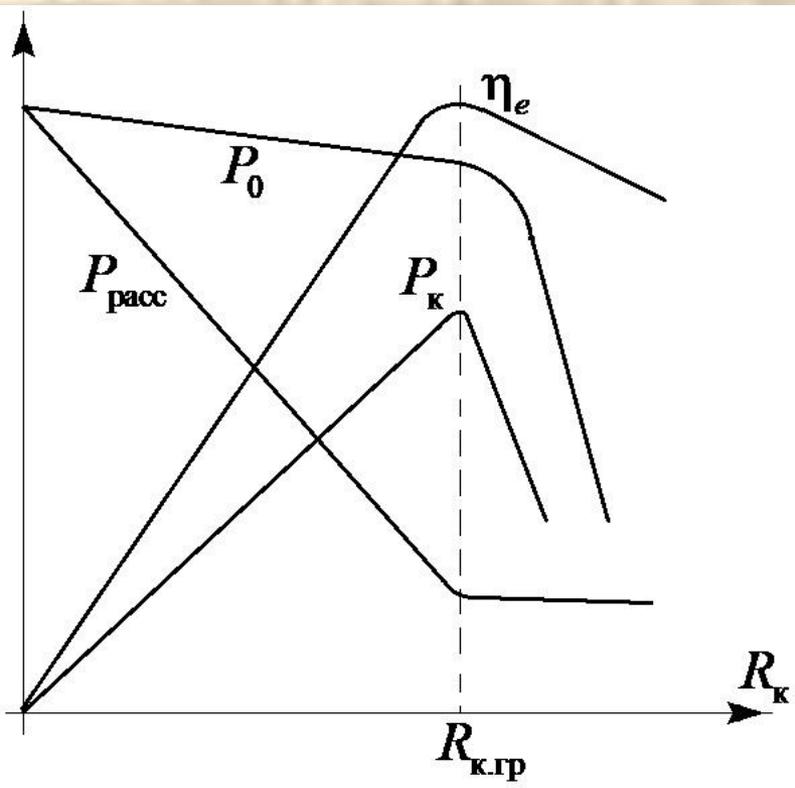
Зависимость P_0 от сопротивления нагрузки R_k повторяет аналогичную зависимость для нулевой гармоники коллекторного тока I_{k0}

$$P_0 = I_{k0} \cdot E_{II}$$



Нагрузочные характеристики ГВВ1 с настроенной нагрузкой

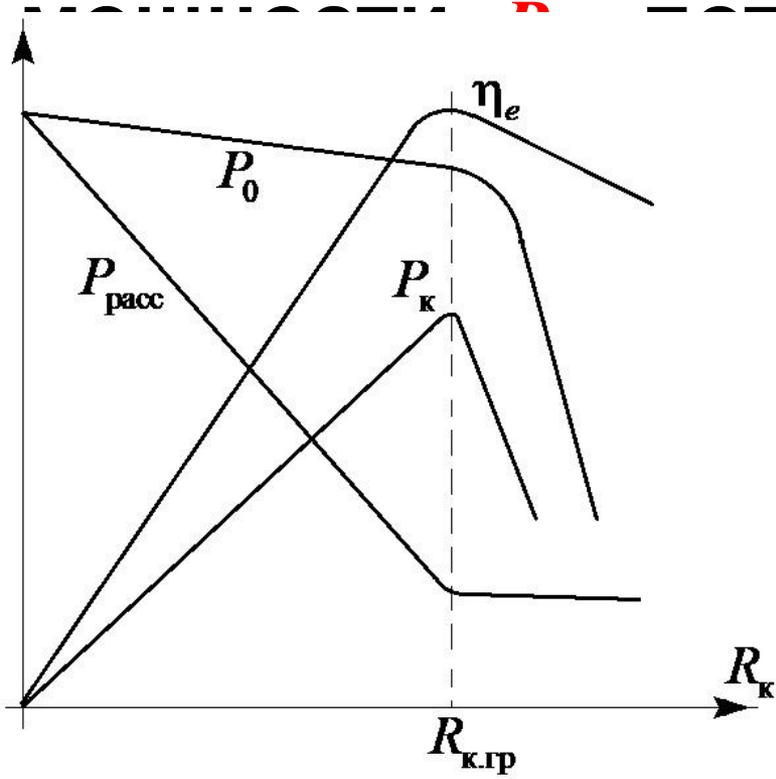
Колебательная мощность P_k в недонапряженном режиме растет почти линейно с ростом сопротивления нагрузки R_k , так как амплитуда первой гармоники коллекторного тока I_{k1} в этом режиме уменьшается медленно.

$$P_k = \frac{1}{2} I_{k1}^2 \cdot R_k = \frac{1}{2} I_{k1}^2 \cdot R_k$$


В области перенапряженного режима амплитуда напряжения $U_{км}$ почти не меняется, а амплитуда первой гармоники коллекторного тока $I_{к1}$ резко уменьшается. В результате колебательная мощность P резко

Величина рассеиваемой на АЭ мощности $P_{\text{расс}}$ равна разности этих мощностей и уменьшается по мере приближения к граничному режиму. В перенапряженном режиме она практически неизменна.

Электронный КПД определяется как отношение колебательной мощности $P_{\text{к}}$ к потребляемой от источника



Он достигает максимума в граничном режиме, а после перехода в перенапряженный режим — уменьшается.

Особенности работы ГВВ1 на комплексную нагрузку

Такой режим работы возникает тогда, когда производится настройка узкополосной выходной согласующей цепи или широкополосной выходной согласующей цепи, выполненной на основе полосового фильтра или ФНЧ для обеспечения более высоких энергетических показателей.

В этом случае имеется фазовый сдвиг между первой гармоникой коллекторного тока и напряжением $\cos(\varphi_k)$, контуре и колебательная мощность принимает вид:

где $\phi_k = \arctg(X_k/R_k)$, а R_k и X_k – активная и реактивная составляющие сопротивления нагрузки.

Анализ такого режима работы проводят на основе **квазилинейного подхода**, рассматривающего вместо ГВВ1 его схему

Схема замещения ГВВ1 по первой гармонике имеет вид:

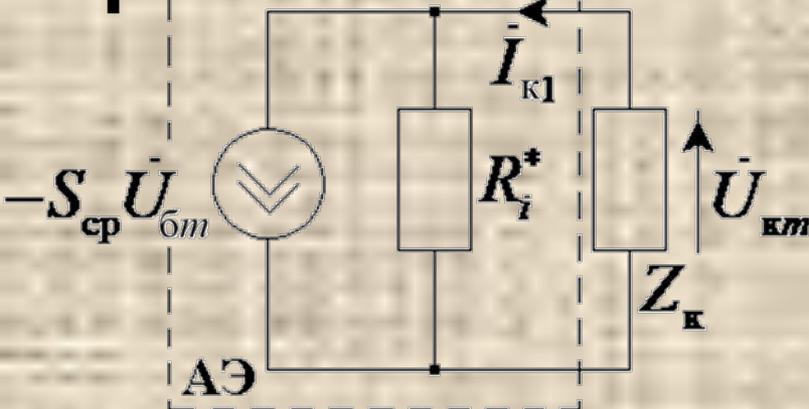


Схема замещения ГВВ1 по первой гармонике

R_i – внутреннее сопротивление АЭ по постоянному току;

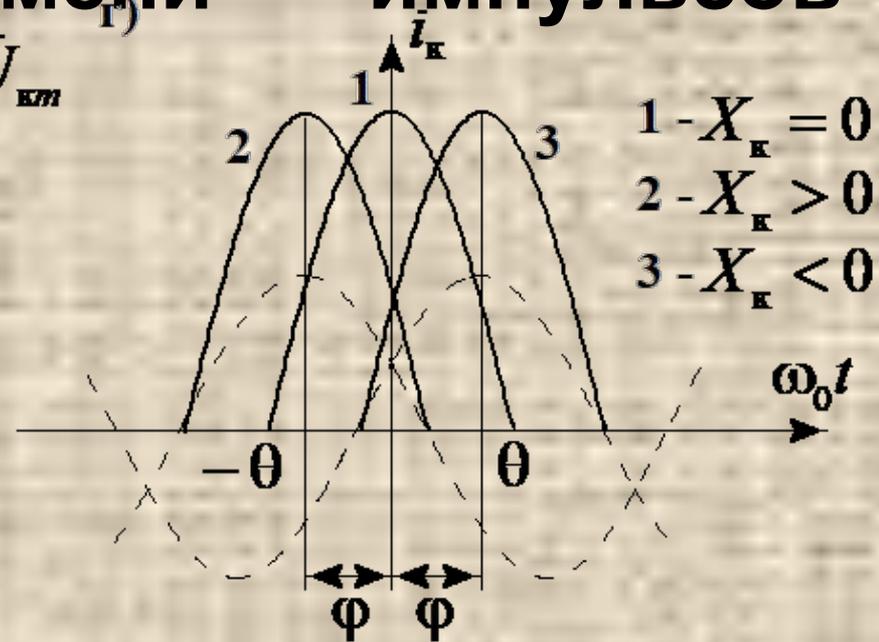
S_{cp} – средняя крутизна АЭ

Комплексная амплитуда первой гармоники анодного тока в данной схеме с учетом сопротивления нагрузки будет равна:

$$\dot{I}_{k1} = \frac{S_{cp} \cdot U_{6m} \cdot R_i^*}{R_i^* + Z_k}$$

На основе данного выражения проводится анализ частотной зависимости амплитуды первой гармоники коллекторного тока I_{k1} при постоянной амплитуде возбуждения U_{6m} .

Наличие фазового сдвига ϕ_k между первой гармоникой коллекторного тока и напряжением на контуре приводит к смещению во времени импульсов коллекторного тока

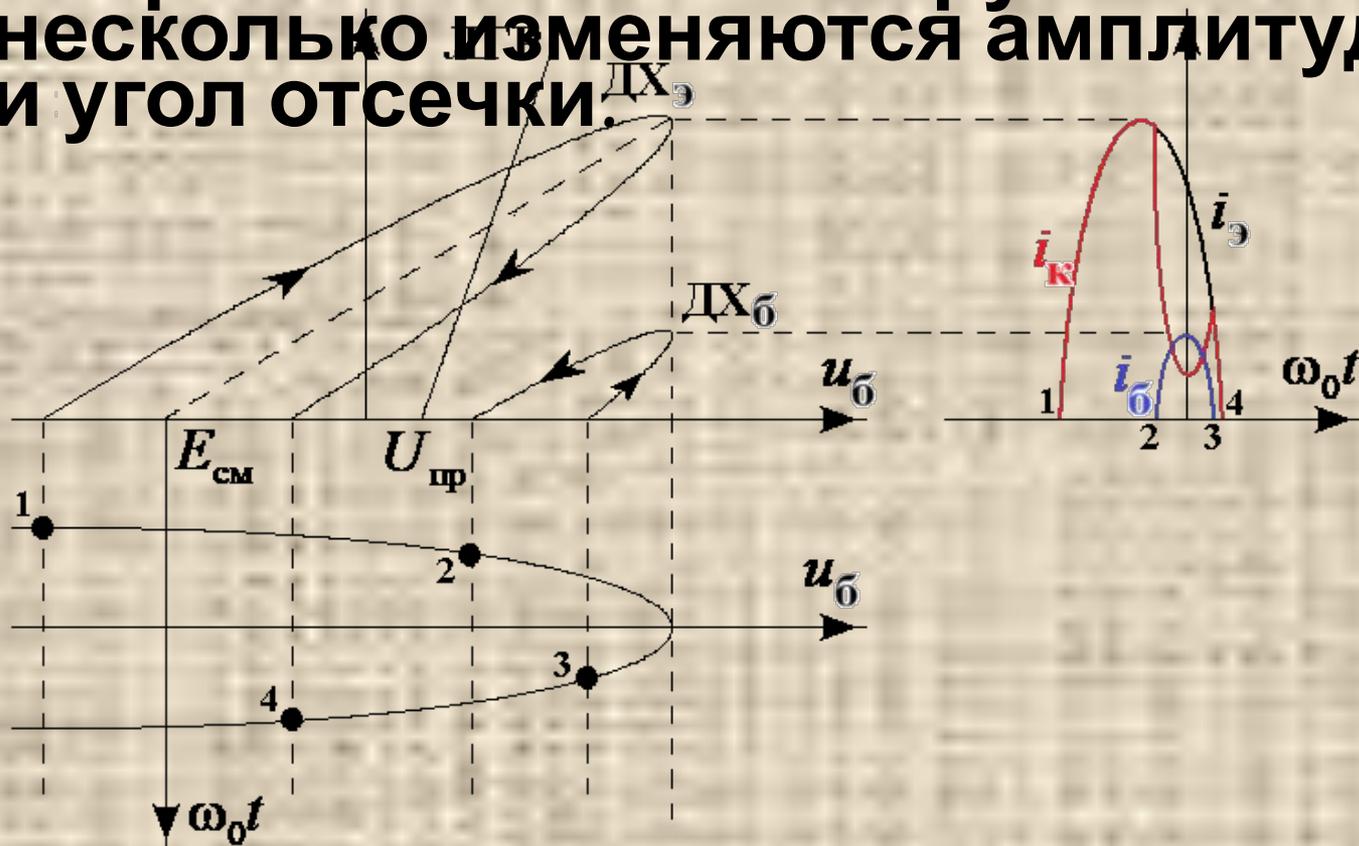


Фазовые соотношения и импульсы коллекторного тока для НР и ГР

$$\varphi = \text{arctg} \left(\frac{X_k}{R_k + R_i^*} \right)$$

Сдвиг фаз между базовым напряжением и первой гармоникой коллекторного тока

За счет расстройки выходной согласующей цепи форма импульса коллекторного тока остается косинусоидальной, но импульс смещается во времени влево или вправо в зависимости от характера реактивной части сопротивления нагрузки. При этом несколько изменяются амплитуда импульса и угол отсечки.



Динамические характеристики и форма импульса коллекторного тока в перенапряженном режиме при $X_K < 0$

В перенапряженном режиме в случае активно-индуктивной нагрузки ($X_k > 0$) импульс эмиттерного тока смещается влево, а импульс базового тока – вправо относительно него. Таким образом, провал в импульсе коллекторного тока оказывается смещенным вправо относительно центра импульса.

В случае активно-емкостной нагрузки ($X_k < 0$) направление движения по ДХ поменяется на противоположное, импульс эмиттерного тока сместится вправо, а импульс базового тока – влево относительно него. Таким образом, провал в импульсе коллекторного тока окажется смещенным влево относительно центра импульса.

Поскольку амплитуда импульса коллекторного тока не сильно отличается от амплитуды импульса эмиттерного тока, а за счет провала площадь импульса

$$g_1 = \frac{I_{k1}}{I_{k0}}$$

а это, в свою очередь, приводит к росту электронного КПД:

$$\eta_e \approx \eta_{II} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} \cdot I_{k1} \cdot U_{km} \cdot \cos(\varphi_k)}{I_{k0} \cdot E_{II}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{k1}}{I_{k0}} \cdot \frac{U_{km}}{E_{II}} \cdot \cos(\varphi_k) = \frac{1}{2} g_1 \xi \cos(\varphi_k)$$

Так при расстройке $\varphi_k = \pm(10^\circ \dots 15^\circ)$ в перенапряженном режиме удастся повысить электронный КПД на $10 \dots 12\%$.

Сложная форма импульса тока коллектора в перенапряженном режиме приводит к необходимости учитывать фазовые сдвиги между гармониками базового и эмиттерного токов, что усложняет анализ ГВВ1.

Частотные характеристики ГВВ1

Частотные (или **настроечные**) характеристики представляют собой зависимости амплитуд гармоник токов, напряжений и энергетических показателей ГВВ1 **от частоты возбуждения** (или **от номиналов элементов настройки выходной согласующей цепи**).

Пусть нагрузкой ГВВ1 служит высокодобротный колебательный контур $Z_k = \frac{R_3}{1 + j\xi} = \frac{R_3}{1 + jQv}$ параллельный сопротивление

где R_3 – эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте (резонансное сопротивление), ξ – обобщенная расстройка частоты, Q – добротность нагруженного контура, v – относительная частота, причем:

$$\xi = Qv, \quad v = \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}$$

а ω_p – резонансная частота. Тогда:

$$Z_k = \frac{R_3}{1 + jQ\nu} = \frac{R_3(1 - jQ\nu)}{(1 + jQ\nu)(1 - jQ\nu)} = \frac{R_3}{1 + (Q\nu)^2} - j \frac{R_3Q\nu}{1 + (Q\nu)^2} = R_k + jX_k,$$

где:

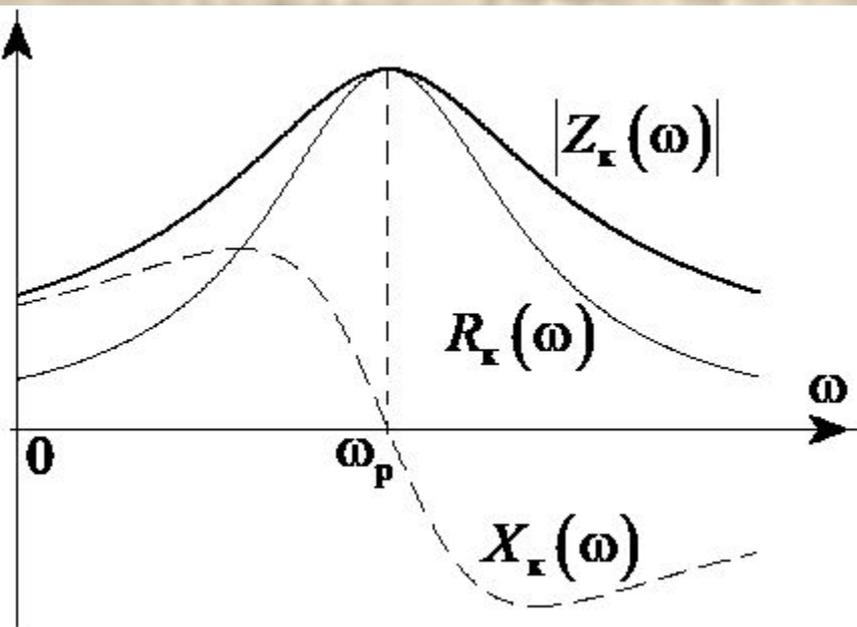
$$R_k = \frac{R_3}{1 + (Q\nu)^2}, \quad X_k = -\frac{R_3Q\nu}{1 + (Q\nu)^2}$$

Так как добротность контура велика, то:

$$\nu = \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} = \frac{(\omega)^2 - (\omega_p)^2}{\omega_p \omega} = \frac{(\omega - \omega_p)(\omega + \omega_p)}{\omega_p \omega} \approx \frac{(\omega - \omega_p)2\omega_p}{(\omega_p)^2} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_p},$$

где $\Delta\omega = \omega - \omega_p$ – абсолютная расстройка частоты.

Соответствующие частотные зависимости R_k , X_k и $|Z_k|$ имеют вид:

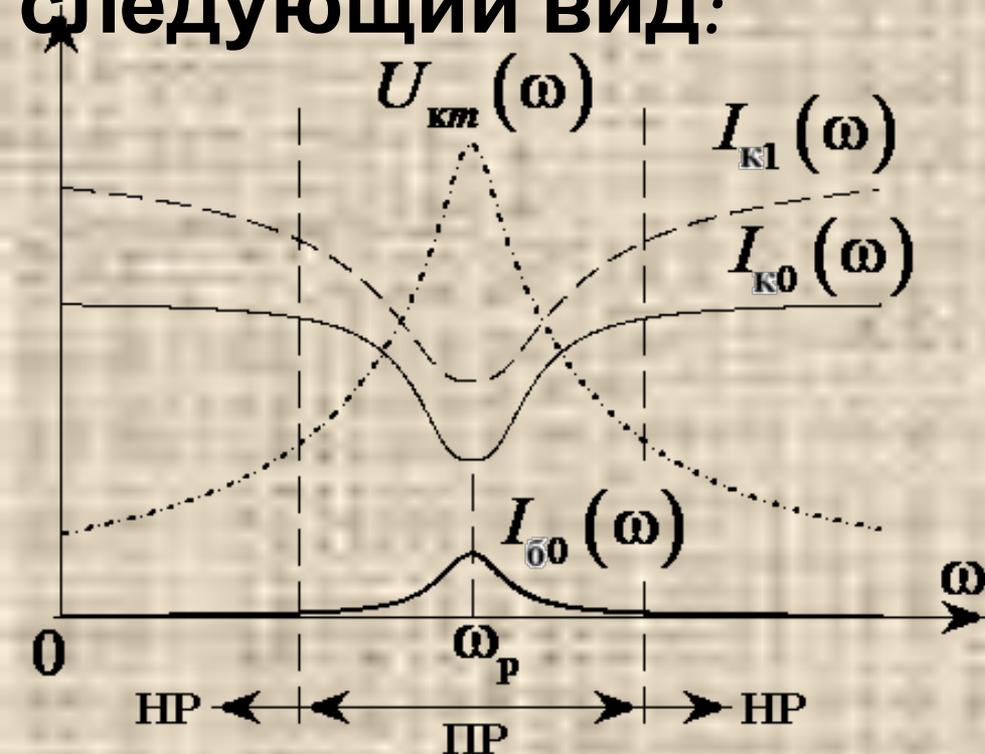


**Зависимость
активного, реактивного
и полного
сопротивлений
колебательного
контура от частоты**

Поскольку с ростом ощущаемой нагрузки R_k амплитуды нулевой и первой гармоник коллекторного тока уменьшаются, а амплитуда нулевой гармоники базового тока растет (см. предыдущую лекцию), то на резонансной частоте ω_p , когда R_k максимально, I_{k0} и I_{k1} будут минимальны, а I_{60} будет максимальна. При этом амплитуда напряжения на контуре $U_{кн}$ будет

$$U_{кн}(\omega) = I_{к1}(\omega) \cdot |Z_{к}(\omega)|$$

и будет максимальна на резонансной частоте, а с ростом отстройки от нее – будет уменьшаться. Соответствующие частотные зависимости амплитуд гармоник токов и амплитуда напряжения на контуре имеют следующий вид:



Зависимость амплитуд нулевой и первой гармоник коллекторного тока, нулевой гармоники базового тока и амплитуды напряжения на контуре от частоты

Таким образом, при увеличении модуля абсолютной расстройки частоты $|\Delta\omega|$ напряженность режима будет спадать:

$$\xi(\omega) = \frac{U_{\text{квт}}(\omega)}{E_{\text{п}}} \leq \frac{U_{\text{квт}}(\omega_{\text{р}})}{E_{\text{п}}} = \xi(\omega_{\text{р}})$$

При этом ГВВ1 будет переходить из перенапряженного режима (ПР) через граничный режим (ГР) в недонапряженный режим (НР) работы. Переход из перенапряженного режима (ПР) в недонапряженный режим (НР) сопровождается слабым увеличением амплитуд гармоник коллекторного тока $I_{\text{к0}}$ и $I_{\text{к1}}$ и сильным уменьшением амплитуды нулевой гармоники базового тока $I_{\text{б0}}$.
Частотная зависимость потребляемой от источника мощности $P_0(\omega)$ будет повторять

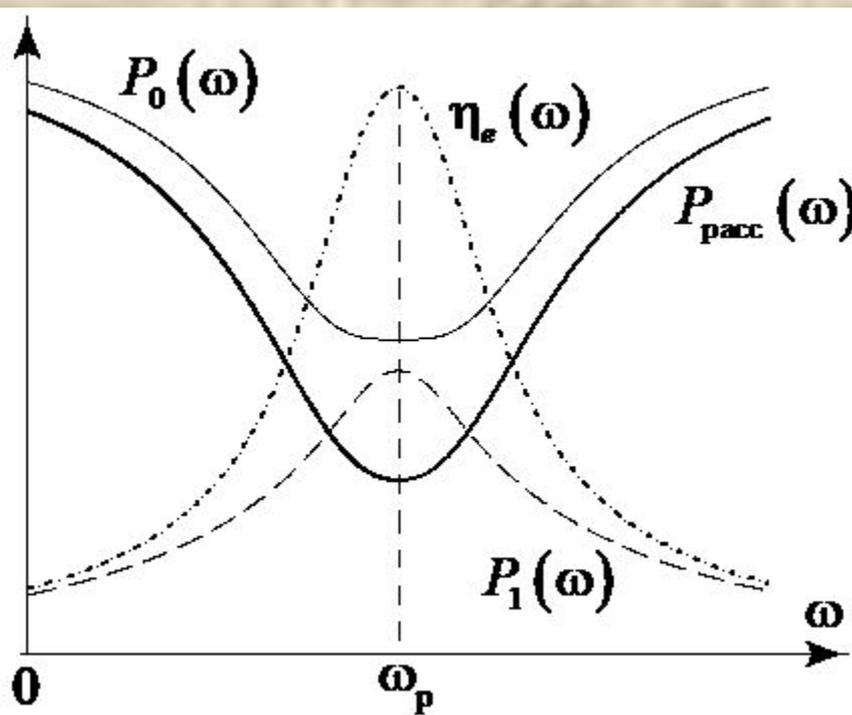
$$P_0(\omega) = I_{к0}(\omega) \cdot E_{II}$$

При этом характер частотной зависимости колебательной мощности практически повторяет зависимость $R_k(\omega)$:

$$P_1(\omega) = I_{к1}^2(\omega) \cdot R_k(\omega)$$

так как амплитуда первой гармоники коллекторного тока значительно слабее зависит от частоты.

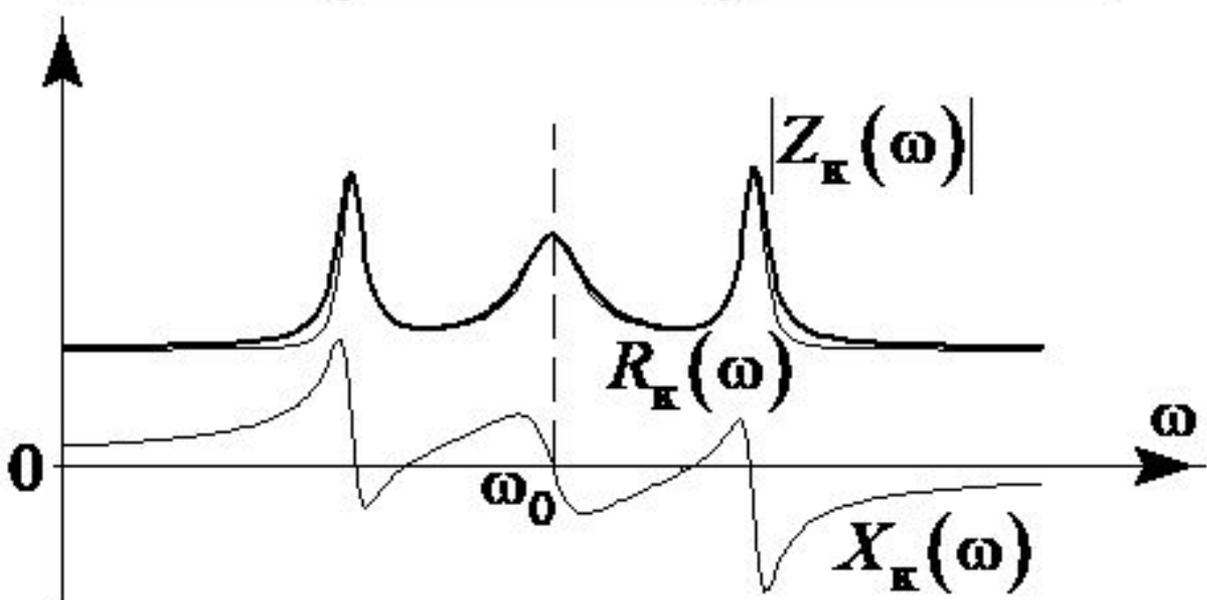
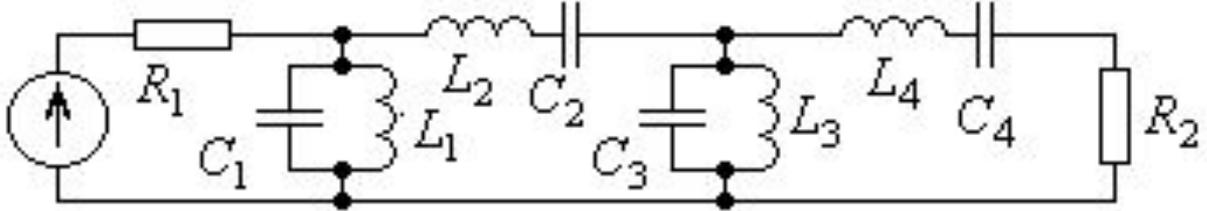
Мощность, рассеиваемая на активном элементе, резко возрастает при увеличении абсолютной расстройки частоты $|\Delta\omega|$, что может легко вывести из строя активный элемент. Поэтому **настройку выходной согласующей цепи необходимо производить при пониженном напряжении**



Зависимость мощности P_0 , потребляемой от источника питания, колебательной мощности P_1 , рассеиваемой мощности $P_{\text{расс}}$ и электронного КПД η_e от частоты

Максимум колебательной мощности P_1 и электронного КПД η_e наблюдается на резонансной частоте ω_p . При этом рассеиваемая мощность $P_{\text{расс}}$ минимальна. Поскольку на этой частоте напряженность режима работы ГВВ1 максимальна, то настройку узкополосной выходной согласующей цепи следует производить, либо по максимуму I_{60} , либо по минимуму

В случае, когда выходная согласующая цепь является широкополосной (например, полосовой фильтр Чебышева 4 порядка), поведение активного, реактивного и полного сопротивлений им



**Полосовой
фильтр
Чебышева 4-
ого порядка**

**Зависимость
активного,
реактивного и
полного
сопротивлений
фильтра от
частоты**

На частоте настройки контуров полосового фильтра Чебышева ω_0 входное сопротивление принимает активный характер:

$$R_k(\omega_0) = R, X_k(\omega_0) = 0, |Z_k(\omega_0)| = R$$

Зависимости $R_k(\omega)$ и $|Z_k(\omega)|$ имеют экстремумы в районе граничных частот, что приводит к росту напряжения на входных зажимах фильтра и к росту напряженности режима работы активного элемента УМ:

$$U_{км} = I_{к1} \cdot |Z_k(\omega)|, \xi = \frac{U_{км}}{E_{п}}$$

Величины данных выбросов определяются неравномерностью АЧХ фильтра в пределах полосы пропускания. Если она выбра

$$\widehat{R_k(\omega_0)} = R = R_{к.гр}$$

где $R_{к.гр}$ соответствует граничному режиму работы ГВР1
то на рабочих частотах вблизи границ полосы пропускания $\omega_{н}$ и $\omega_{в}$ УМ будет переходить в перенапряженный режим,

что будет сопровождаться спадом амплитуды первой гармоники коллекторного тока $I_{к1}$ и колебательной мощности P_1 . Поэтому необходимо, чтобы на всех рабочих частотах реализовывался недонапряженный режим, а значит должны выполняться условия $R_k(\omega) \leq |Z_k(\omega)|_{\max}$, $|Z_k(\omega)| \leq R_{к.гр}$

В этом случае при неизменной амплитуде первой гармоники коллекторного тока $I_{к1}$ частотная зависимость колебательной мощности P_1 будет аналогична частотной зависимости активного сопротивления $R_k(\omega)$:

$$P_1(\omega) = I_{к1}^2 \cdot R_k(\omega)$$

Рекомендации по выбору режима работы

FBR1

1. Для обеспечения максимума колебательной мощности и достаточно высокого значения электронного КПД целесообразно использовать граничный режим работы при усилении мощности радиосигналов с угловой модуляцией.
2. При усилении сигналов с АМ и ОАМ, а также при осуществлении модуляции смещением следует использовать недонапряженный режим, приближаясь в пиковой точке к граничному режиму.
3. При осуществлении коллекторной модуляции, в предварительных каскадах усиления мощности радиосигналов с угловой модуляцией, а также при работе на изменяющуюся нагрузку следует использовать перенапряженный режим.
4. При определенной ощущаемой нагрузке для обеспечения максимума электронного КПД необходимо