

РАСЧЁТ ПРЕСЕЛЕКТОРА СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО РАДИОПРИЁМНИКА

Методические указания к типовому расчёту по курсу
«Устройства приёма и обработки сигналов»

1. Электрические схемы преселекторов

В данных методических указаниях рассмотрен порядок расчёта преселекторов профессиональных приёмников с фиксированной настройкой, предназначенных для работы в частотном диапазоне 30 – 300 МГц и состоящих из одноконтурной входной цепи (ВЦ) и однокаскадного резонансного усилителя радиочастоты (УРЧ).

Рассматривается режим согласования антенно-фидерного тракта с входом приёмника. При этом ВЦ играет роль согласующего устройства.

В качестве активных элементов (АЭ) применяются биполярные (БТ) и полевые (ПТ) транзисторы. Каскады УРЧ строятся по однотранзисторной схеме (ОЭ, ОИ), а также по каскодной схеме (ОЭ-ОБ, ОИ-ОЗ).

Некоторые типы схем преселекторов с автотрансформаторной связью колебательных контуров приведены на рис. 1. На рис. 1,а изображена схема, состоящая из одноконтурной ВЦ и однокаскадного УРЧ на БТ с ОЭ. Тип связи во входном и выходном контурах – двойная автотрансформаторная. Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} являются разделительными. Резисторы $R_{э}$, $R_{д1}$ и $R_{д2}$ обеспечивают режим транзистора по постоянному току и термостабилизацию этого режима. Резистор $R_{ф}$ и конденсатор $C_{ф}$ образуют развязывающий фильтр, а конденсаторы $C_{э}$ и $C_{б}$ являются блокировочными.

На рис. 1,б приведена схема преселектора с УРЧ, выполненным на ПТ. ВЦ связана с фидером автотрансформаторно. Транзистор связан непосредственно с контурами ВЦ и нагрузки. Назначение остальных элементов такое же, как и на схеме рис. 1,а.

Схемы преселекторов с каскодными УРЧ на БТ и ПТ изображены на рис. 1,в и 1,г соответственно. Обе схемы используют параллельное питание АЭ по постоянному току, что требует источник с меньшим напряжением и упрощает выбор режима обоих транзисторов. Резисторы $R_{д1}, \dots, R_{д4}, R_{э1}, R_{э2}$ ($R_{и1}, R_{и2}$) являются режимными. Резистор R и дроссель $L_{др2}$ включены для подачи напряжения постоянного тока на АЭ. Сопротивление резистора R и индуктивность дросселей $L_{др2}$ и $L_{др1}$ выбирается так, чтобы выполнялись условия

$$R \gg \frac{1}{1/R_{32} + |Y_{21}|}, \quad 2\pi f_0 L_{др2} \gg \frac{1}{|Y_{вх2}|}, \quad 2\pi f_0 L_{др1} \gg \frac{1}{|Y_{вх2}|},$$

где f_0 – частота сигнала. Нагрузкой по переменному току для первого АЭ является входное сопротивление следующего транзистора. Через резистор $R_{и2}$ и дроссель $L_{др1}$ протекает постоянный ток стока второго АЭ. Конденсатор $C_{р2}$ является разделительным, а конденсатор $C_{б1}$ – блокировочным.

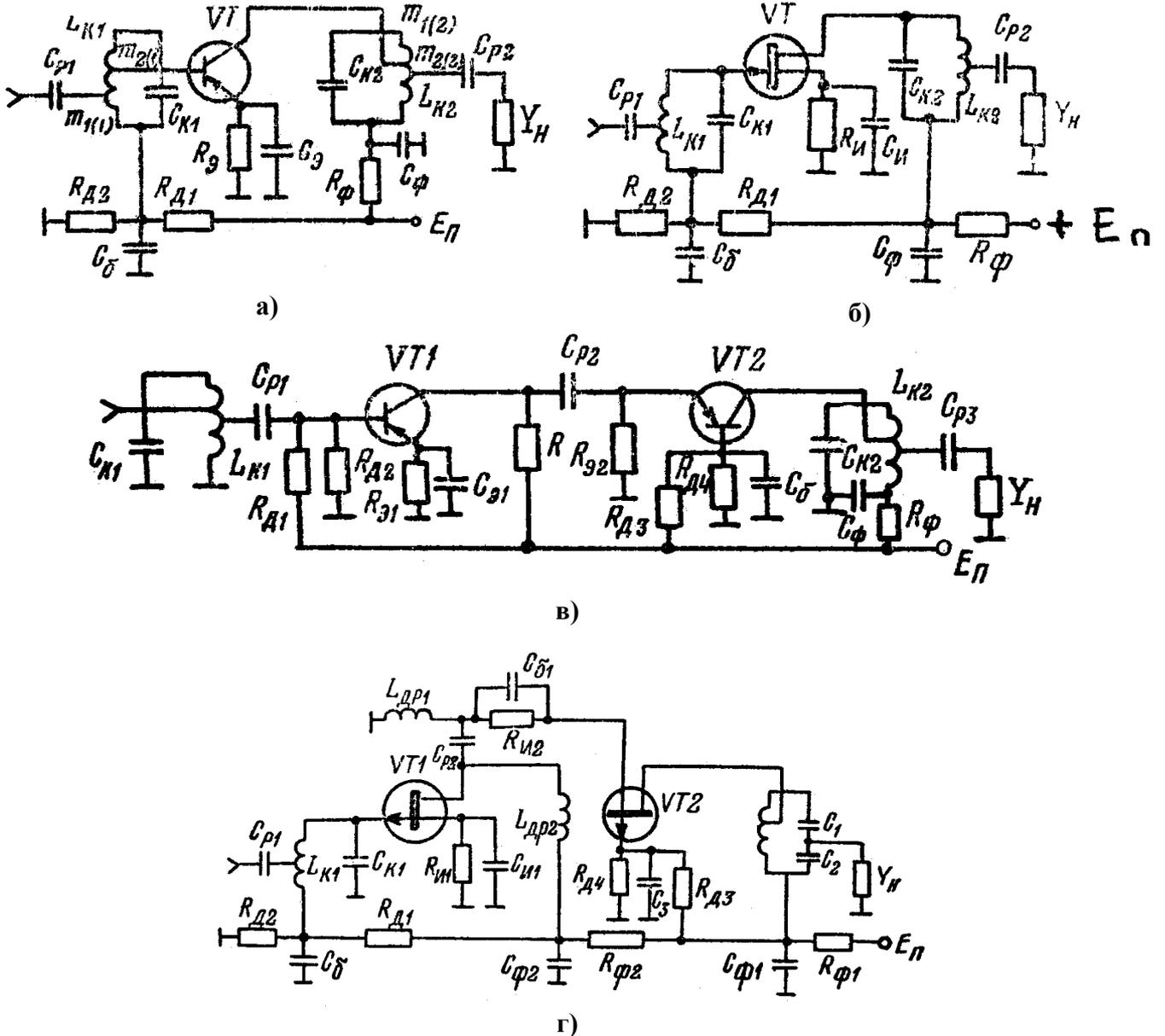


Рис. 1. Типовые схемы преселекторов

Изображенные на рис. 1 схемы преселекторов имеют внешнюю нагрузку Y_H . В схемах на рис. 1,а – 1,в применена автотрансформаторная связь нагрузки с контуром УРЧ, а в схеме на рис. 1,г – внутриемкостная.

2. Расчётные соотношения для избирательности и полос пропускания входной цепи и усилителя радиочастоты

Избирательность приёмника по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения зависит от числа n контуров преселектора, их полосы пропускания, частоты сигнала f_0 и промежуточной частоты $f_{\text{п}}$.

Если все контуры имеют равные полосы, то избирательность по каналу помехи (на частоте $f_{\text{пх}}$), выраженная в децибелах, вычисляется по формуле

$$\sigma_{\text{дБ}} \approx n \left[20 \lg |v| + 20 \lg \left(\frac{f_0}{\Pi} \right) + \beta(n) \right], \quad (1)$$

где $v = \frac{f_{\text{пх}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{пх}}}$ – относительная расстройка; $f_{\text{пх}} = f_{\text{п}}$ – для канала прямого

прохождения; $f_{\text{пх}} = f_{\text{зк}}$ – для зеркального канала (частота зеркального канала $f_{\text{зк}} = f_0 + 2f_{\text{п}}$ при $f_{\text{г}} > f_0$ и $f_{\text{зк}} = f_0 - 2f_{\text{п}}$ при $f_{\text{г}} < f_0$); Π – полоса преселектора;

$\beta(n) = -20 \lg \psi(n)$; $\psi(n) = \frac{1}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}}$ – функция расширения

полосы ($\beta(1) = 0$ дБ; $\beta(2) = -3,83$ дБ; $\beta(3) = -5,85$ дБ; $\beta(4) = -7,23$ дБ).

Полоса пропускания каждого из контуров находится по формуле

$$\Pi_{\text{кэ}} = \Pi \psi(n), \quad (2)$$

причём $\psi(1) = 1$; $\psi(2) = 1,55$; $\psi(3) = 1,96$; $\psi(4) = 2,30$.

В некоторых случаях полоса пропускания $\Pi_{\text{вц}}$ контура ВЦ выбирается больше полосы пропускания $\Pi_{\text{урч}}$ каскада УРЧ. Тогда $\Pi_{\text{урч}}$ рассчитывается как

$$\Pi_{\text{урч}} = \Pi \sqrt{\frac{\Pi_{\text{вц}}^2 + \Pi^2}{\Pi_{\text{вц}}^2 - \Pi^2}}. \quad (3)$$

Избирательность в этом случае равна

$$\sigma_{\text{дБ}} \approx 10 \lg \left[1 + \left(\frac{vf_0}{\Pi_{\text{вц}}} \right)^2 \right] + 20 \lg \left(\frac{vf_0}{\Pi_{\text{урч}}} \right). \quad (4)$$

3. Расчётные соотношения для входной цепи

Резонансный коэффициент передачи ВЦ при настроенной антенне равен

$$K_{0\text{ВЦ}} = \frac{m_{1(1)}m_{2(1)}g_A}{g_{кэ(1)}}, \quad (5)$$

где

$$g_{кэ(1)} = m_{1(1)}^2 g_A + g_{к(1)} + m_{2(1)}^2 g_{11} \quad (6)$$

– эквивалентная проводимость контура ВЦ; $m_{1(1)}$, $m_{2(1)}$ – коэффициенты включения в контур (см. рис. 1,а); g_A , $g_{к(1)}$, g_{11} – проводимости антенны, контура и входная проводимость АЭ УРЧ соответственно.

Основными режимами ВЦ являются *режим максимальной передачи без ограничения полосы пропускания* и *режим согласования при заданной полосе* $\Pi_{\text{ВЦ}}$. В первом случае

$$K_{0\text{М}} = \begin{cases} \frac{1}{2m_{1(1)\text{М}}}, & m_{1(1)\text{М}} = \sqrt{\frac{g_{к(1)} + g_{11}}{g_A}}, & m_{2(1)\text{М}} = 1 & \text{при } g_A > g_{11} \\ \frac{m_{2(1)\text{М}}}{2}, & m_{2(1)\text{М}} = \sqrt{\frac{g_A - g_{к(1)}}{g_{11}}}, & m_{1(1)\text{М}} = 1 & \text{при } g_{11} > g_A \end{cases} \quad (7)$$

Коэффициент расширения полосы в этом режиме равен

$$\gamma_{\text{ВЦМ}} = \frac{\Pi_{кэ(1)}}{\Pi_{к(1)}} = 2 \left(1 + \frac{g_{11}}{g_{к(1)}} \right), \quad (8)$$

где $\Pi_{кэ(1)}$ – эквивалентная полоса пропускания ВЦ; $\Pi_{к(1)}$ – полоса пропускания изолированного контура. При применении в УРЧ БТ этот коэффициент может достигать 50...200, для ПТ – 2...30.

В режиме согласования антенно-фидерного тракта с ВЦ при заданной полосе пропускания ВЦ

$$K_{0с\gamma} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(\gamma_{\text{ВЦ}} - 2)g_A}{\gamma_{\text{ВЦ}}g_{11}}}, \quad (9)$$

$$m_{1(1)} = \sqrt{\frac{\gamma_{\text{ВЦ}}g_{к(1)}}{2g_A}}, \quad (10)$$

$$m_{2(1)} = \sqrt{\frac{(\gamma_{\text{ВЦ}} - 2)g_{\text{к}(1)}}{2g_{11}}}. \quad (11)$$

Если в результате расчёта окажется, что $m_{2(1)} > 1$, то следует положить $m_{2(1)} = 1$ и параллельно контуру включить шунтирующий резистор с проводимостью

$$g_{\text{ш}} = \frac{g_{\text{к}(1)}(\gamma_{\text{ВЦ}} - 2)}{2} - g_{11}. \quad (12)$$

При расчёте элементов резонансных контуров ВЦ и УРЧ и их характеристик можно пользоваться следующими эмпирическими зависимостями:

$$d_{\text{к}} = 4,14 \cdot 10^{-3} + 8,6 \cdot 10^{-5} f_0, \quad (13)$$

$$C_{\text{кэ}} = \frac{2250}{f_0} - 2,5, \quad (14)$$

где $d_{\text{к}}$ – собственное затухание контура; f_0 – резонансная частота, МГц; $C_{\text{кэ}}$ – эквивалентная ёмкость контура, пФ. Собственная ёмкость контура при этом равна

$$\begin{aligned} C_{\text{к ВЦ}} &= C_{\text{кэ}} - (C_L + C_M) - m_{2(1)}^2 C_{11} \\ C_{\text{к УРЧ}} &= C_{\text{кэ}} - (C_L + C_M) - m_{1(2)}^2 C_{22} - m_{2(2)}^2 C_{\text{н}} \end{aligned} \quad (15)$$

где C_L , C_M – ёмкость катушки индуктивности и монтажная ёмкость соответственно ($C_L + C_M = 1 \dots 4$ пФ); C_{11} – входная ёмкость транзистора; C_{22} – выходная ёмкость транзистора; $C_{\text{н}}$ – ёмкость нагрузки; $m_{1(2)}$ и $m_{2(2)}$ – коэффициенты включения в контур УРЧ. Индуктивность контурной катушки рассчитывается как

$$L_{\text{к}} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{C_{\text{кэ}} f_0^2}, \quad (16)$$

причём $L_{\text{к}}$ имеет размерность мкГн; ёмкость $C_{\text{кэ}}$ – пФ; частота f_0 – МГц.

Конструктивно минимально реализуемое значение индуктивности составляет $L_{\text{кmin}} = 0,05$ мкГн. Если в результате расчета значение ёмкости контура $C_{\text{к}}$ окажется меньше нуля, то следует провести заново выбор эквивалентной ёмкости контура по формуле

$$C_{кэ} = \frac{0,51 \cdot 10^{-6}}{f_0^2}, \quad (17)$$

которая получена для значения индуктивности $L_k = L_{\text{кmin}} = 0,05$ мкГн (здесь частота f_0 – в МГц). Если эта мера не приведет к желаемому результату, то целесообразно несколько уменьшить значение коэффициента включения m_1 и (или) m_2 , либо применить другой АЭ с меньшим значением ёмкости (C_{11} или C_{22}).

4. Расчётные соотношения для усилителя радиочастоты

Различают четыре основных режима работы каскада УРЧ. Каждому режиму присуще определенное достижимое значение коэффициента усиления по напряжению.

1. *Режим максимального усиления при заданной полосе пропускания каскада.* В этом режиме

$$K_{0м} = \frac{|Y_{21}|}{2\sqrt{g_{22}g_n}} \left(\frac{\gamma_{\text{урч}} - 1}{\gamma_{\text{урч}}} \right), \quad (18)$$

$$m_{1(2)} = \sqrt{\frac{(\gamma_{\text{урч}} - 1)g_{к(2)}}{2g_{22}}}, \quad (19)$$

$$m_{2(2)} = \sqrt{\frac{(\gamma_{\text{урч}} - 1)g_{к(2)}}{2g_n}}, \quad (20)$$

где $\gamma_{\text{урч}} = \frac{\Pi_{\text{урч}}}{\Pi_{к(2)}}$ – коэффициент расширения полосы пропускания УРЧ;

g_n – проводимость нагрузки каскада; $\Pi_{к(2)}$ – полоса пропускания изолированного контура каскада УРЧ. Характерной особенностью данного режима является увеличение коэффициента усиления с ростом полосы пропускания $\Pi_{\text{урч}}$.

2. *Режим согласования при заданной полосе пропускания.* В этом режиме

$$K_{0с} = \frac{|Y_{21}|}{2\sqrt{g_{22}g_n}} \sqrt{\frac{\gamma_{\text{урч}} - 2}{\gamma_{\text{урч}}}}, \quad (21)$$

$$m_{1(2)} = \sqrt{\frac{(\gamma_{\text{УРЧ}} - 2)g_{\text{к}(2)}}{2g_{22}}}, \quad (22)$$

$$m_{2(2)} = \sqrt{\frac{\gamma_{\text{УРЧ}}g_{\text{к}(2)}}{2g_{\text{н}}}}. \quad (23)$$

В случае $\gamma_{\text{УРЧ}} > 3$ режимы максимального усиления и согласования дают практически одинаковое усиление. При $\gamma_{\text{УРЧ}} < 3$ первый режим, как правило, обеспечивает ощутимый выигрыш в усилении.

3. **Режим ограниченного усиления** применяют в случае, когда два предыдущих режима оказываются нереализуемыми из-за того, что K_0 превышает коэффициент устойчивого усиления. В данном режиме

$$K_0 = \frac{m_{1(2)}m_{2(2)}|Y_{21}|}{\gamma_{\text{УРЧ}}g_{\text{к}(2)}} \leq K_{\text{уст}}, \quad (24)$$

$$m_{1(2)} \leq \frac{1}{m_{2(1)}} \sqrt{\frac{2(1-k_y)g_{\text{кэ}(1)}g_{\text{кэ}(2)}}{|Y_{12}||Y_{21}|}}, \quad (25)$$

$$m_{2(2)} = \sqrt{\frac{g_{\text{кэ}(2)} - g_{\text{к}(2)} - m_{1(2)}^2g_{22}}{g_{\text{н}}}}, \quad (26)$$

где $K_{\text{уст}}$ – коэффициент устойчивого усиления;

$$g_{\text{кэ}(2)} = m_{1(2)}^2g_{22} + g_{\text{к}(2)} + m_{2(2)}^2g_{\text{н}}, \quad (27)$$

– эквивалентная проводимость контура на выходе УРЧ (нагрузки транзистора), которая также равна

$$g_{\text{кэ}(2)} = 2\pi C_{\text{кэ}(2)}\Pi_{\text{кэ}(2)}. \quad (28)$$

Если в результате расчёта окажется, что $m_{2(2)} > 1$, то следует положить $m_{2(2)} = 1$ и подключить к контуру шунтирующий резистор, проводимость которого определяется как

$$g_{\text{ш}} = g_{\text{кэ}(2)} - g_{\text{к}(2)} - g_{\text{н}} - m_{1(2)}^2g_{22}. \quad (29)$$

4. **Режим непосредственного включения** применяют при проектировании широкополосных УРЧ. В этом режиме $m_{1(2)} = m_{2(2)} = 1$ и коэффициент усиления равен

$$K_0 = \frac{|Y_{21}|}{g_{кэ(2)}} = \frac{|Y_{21}|}{2\pi C_{кэ(2)} \Pi_{кэ(2)}}. \quad (30)$$

Если шунтирующее действие проводимостей g_{22} и g_n оказывается недостаточным для реализации требуемой полосы пропускания (т.е. если $g_{кэ(2)} + g_{22} + g_n < 2\pi C_{кэ(2)} \Pi_{кэ(2)}$), то применяется шунтирующий резистор, проводимость которого определяется по ф-ле (29) при $m_{1(2)} = 1$.

Для физической реализуемости рассмотренных режимов необходимо выполнение следующих условий:

- коэффициент усиления не должен превышать значения коэффициента устойчивого усиления

$$K_{уст} = \frac{m_{2(2)}}{m_{2(1)}} \sqrt{2(1 - k_y) \frac{|Y_{21}| g_{кэ(1)}}{|Y_{12}| g_{кэ(2)}}}, \quad (31)$$

где k_y – коэффициент устойчивости (обычно задают $k_y = 0,8 \dots 0,9$); параметр $|Y_{12}|$ определяют исходя из того, что для БТ $g_{12} \approx -(0,15 \dots 0,3) g_{22}$, $b_{12} \approx -(0,2 \dots 0,4) b_{22}$, а для ПТ $Y_{12} = -j \cdot 2\pi f_0 C_{3C}$, где C_{3C} – ёмкость затвор-сток;

- индуктивность контура $L_{к2} > L_{кmin} = 0,05$ мкГн;
- ёмкость контура, определяемая по ф-ле (15), должна быть неотрицательной.

Кроме того, для режимов 1, 2 коэффициенты включения $m_{1(2)}$ и $m_{2(2)}$ должны быть меньше единицы.

5. Порядок расчёта преселектора

Исходными данными для электрического расчёта преселектора являются следующие:

- частота настройки преселектора f_0 и промежуточная частота f_p ;
- полоса пропускания преселектора Π ;
- проводимость антенно-фидерного тракта g_A ;
- проводимость нагрузки УРЧ Y_n ;
- тип транзистора;
- Y -параметры транзистора на частоте сигнала;
- напряжение источника питания $E_{п}$.

В результате расчёта нужно определить коэффициент передачи ВЦ и коэффициенты включения в контур, выбрать режим работы каскада УРЧ и рассчитать его коэффициент усиления (который не должен превышать $K_{уст}$), определить коэффициенты включения, рассчитать номиналы элементов колебательных контуров. Кроме того, следует провести расчёт сопротивлений резисторов, обеспечивающих режим транзистора по постоянному току, а также ёмкости разделительных и блокировочных конденсаторов.

Расчёт проводится в следующем порядке.

1. Сначала, полагая, что ВЦ и УРЧ обладают одинаковыми полосами пропускания, по известным значениям f_0 и f_n и полосе пропускания преселектора Π по ф-ле (1) при $n = 2$ определяем избирательность по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения. Затем рассчитываем эквивалентную полосу каждого контура, собственное затухание, эквивалентную ёмкость $C_{кэ}$, полосу пропускания изолированного контура $\Pi_k = f_0 d_k$ и его проводимость $g_k = 2\pi C_{кэ} \Pi_k$.

2. Определяем коэффициент расширения полосы пропускания ВЦ $\gamma_{ВЦ} = \frac{\Pi_{кэ(1)}}{\Pi_{к(1)}}$ и рассчитываем коэффициенты включения $m_{1(1)}$, $m_{2(1)}$ и резонансный коэффициент передачи $K_{0ВЦ}$. Затем определяем индуктивность контурной катушки и собственную ёмкость колебательного контура.

3. В случае использования трансформаторной либо емкостной связи контура ВЦ с антенной и УРЧ рассчитываем параметры элементов связи. При трансформаторной связи (рис. 2,а) коэффициент включения равен $m = M/L_k$, где M – взаимная индуктивность, следовательно $M = mL_k$. При внутриемкостной связи (рис. 2,б) коэффициент включения определяется как коэффициент передачи емкостного делителя и равен $m = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$. Ёмкости конденсаторов C_1 и C_2 рассчитываются так,

чтобы результирующая ёмкость $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ была равна требуемой ёмкости контура C_k .

4. Проводим расчёт каскада УРЧ. Если коэффициент расширения полосы невелик ($\gamma_{урч} < 10$), то следует попытаться реализовать режим максимальной передачи или режим согласования. При этом необходимо обеспечить выполнение условий физической реализуемости вы-

бранного режима. Для расчёта коэффициента устойчивого усиления задаёмся значением коэффициента устойчивости $0,8 \dots 0,9$. В том случае, когда оба режима оказываются физически нереализуемыми, переходим к режиму ограниченного усиления или непосредственного включения. В результате расчёта находим значения резонансного коэффициента усиления, коэффициентов включения и, если необходимо, проводимости шунта.

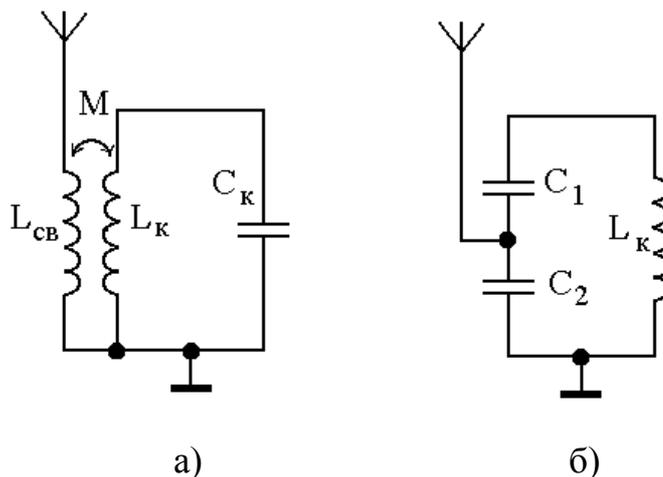


Рис. 2. Трансформаторная (а) и внутремконтурная (б) связь контура ВЦ с антенной

5. Определяем индуктивность контурной катушки и собственную ёмкость колебательного контура.

6. Определяем коэффициент передачи преселектора

$$K_{0 \text{ прес}} = K_{0 \text{ ВЦ}} K_{0 \text{ УРЧ}}.$$

7. Проводим расчёт элементов схемы питания транзистора по постоянному току, цепей термостабилизации и элементов развязывающих фильтров и блокировочных ёмкостей.

8. Если на средней точке базового делителя имеется напряжение сигнала (как, например, в схеме на рис. 1, в для первого транзистора), то оцениваем влияние проводимости g_d базового делителя на параметры контура ВЦ. Если $g_d = 1/R_{д1} + 1/R_{д2} \ll g_{11}$, то дополнительным шунтированием со стороны базового делителя можно пренебречь. В противном случае пересчитываем параметры ВЦ, заменив g_{11} на $g_{11} + g_d$.

9. В заключение электрического расчёта изображаем электрическую схему преселектора в соответствии с требованиями ЕСКД и указываем на ней номиналы элементов.

Расчёт вспомогательных элементов каскада УРЧ на биполярном транзисторе

Эквивалентная схема по постоянному току каскада УРЧ, изображённого на рис. 1,а, приведена на рис. 3. Расчёт сопротивления резисторов, обеспечивающих режим транзистора по постоянному току и его термостабилизацию, проводится в следующей последовательности.

1. По статическим характеристикам транзистора выбираем напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭ}^0$ и ток коллектора I_K^0 в рабочей точке. Обычно для маломощных высокочастотных транзисторов $U_{КЭ}^0 = 2 - 5 \text{ В}$, $I_K^0 = 1 - 5 \text{ мА}$.

2. По проходной характеристике $I_K(U_{БЭ})$ определяем напряжение смещения в рабочей точке $U_{БЭ}^0$, обеспечивающее выбранный ток коллектора I_K^0 .

3. По входной характеристике $I_B(U_{БЭ})$ определяем ток базы в рабочей точке I_B^0 .

4. Выбираем напряжение питания транзистора $E_{п} = (2,5 \dots 3)U_{КЭ}^0$.

5. Определяем сопротивление резистора в цепи эмиттера $R_{Э} = \frac{(0,8 \dots 1)U_{КЭ}^0}{I_K^0}$.

6. Рассчитываем сопротивление резистора фильтра $R_{Ф} = \frac{E_{п} - U_{КЭ}^0}{I_K^0} - R_{Э}$.

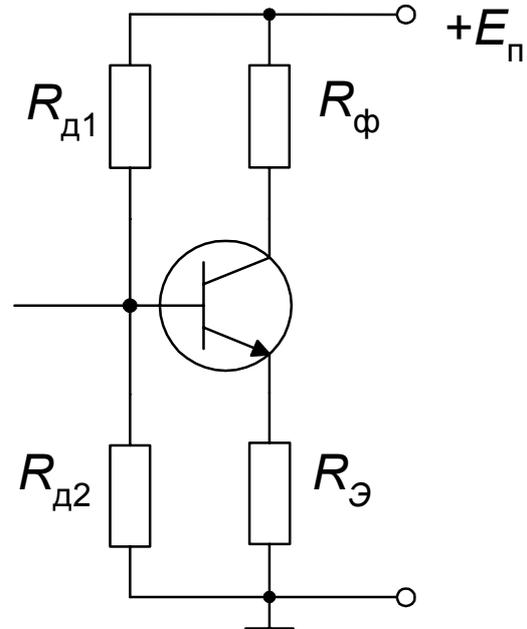


Рис. 3. Эквивалентная схема каскада УРЧ по постоянному току

7. Задаём величину тока базового делителя $I_d \approx 10I_B^0$.

8. Рассчитываем сопротивление нижнего резистора базового делителя $R_{д2} = \frac{R_{Э}(I_K^0 + I_B^0) + |U_{БЭ}^0|}{I_d} \approx \frac{R_{Э}I_K^0 + |U_{БЭ}^0|}{I_d}$.

9. Рассчитываем сопротивление верхнего резистора базового делителя $R_{д1} = \frac{E_{п} - R_{д2}I_d}{I_d + I_B^0}$.

Ёмкости разделительных и блокировочных конденсаторов рассчитываются по следующим формулам:

$$C_{\sigma} = C_{p1} = \frac{50}{2\pi f_0 R_A}, \quad C_{\phi} = \frac{50}{2\pi f_0 R_{\phi}}, \quad C_{p2} = \frac{50g_n}{2\pi f_0}, \quad C_{Э} = \frac{50|Y_{21}|}{2\pi f_0}.$$

Приложение 2

Y-параметры пары каскодно-соединённых транзисторов

Пару каскодно-соединённых транзисторов можно рассматривать как один активный элемент, характеризуемый следующими эквивалентными Y-параметрами:

$$Y_{11к} = Y_{110Э} - \frac{Y_{120Э}Y_{210Э}}{Y_{\Sigma} + Y_{220Э}} \approx Y_{110Э}, \quad Y_{12к} = \frac{Y_{120Э}(Y_{120Э} + Y_{220Э})}{Y_{\Sigma} + Y_{220Э}} \approx \frac{Y_{120Э}Y_{220Э}}{Y_{210Э}},$$

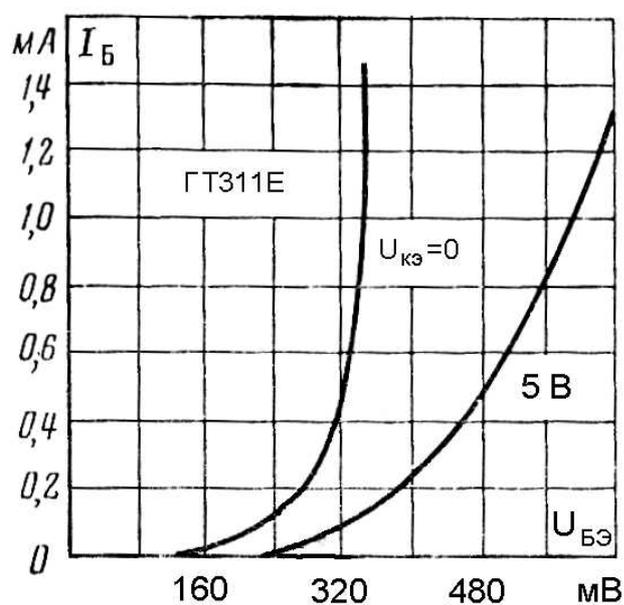
$$Y_{21к} = \frac{Y_{210Э}(Y_{210Э} + Y_{220Э})}{Y_{\Sigma} + Y_{220Э}} \approx Y_{210Э},$$

$$Y_{22к} = Y_{220Э} - \frac{(Y_{120Э} + Y_{220Э})(Y_{210Э} + Y_{220Э})}{Y_{\Sigma} + Y_{220Э}} \approx \frac{Y_{110Э}Y_{220Э} - Y_{120Э}Y_{210Э}}{Y_{210Э} + Y_{110Э}} \approx -Y_{120Э}.$$

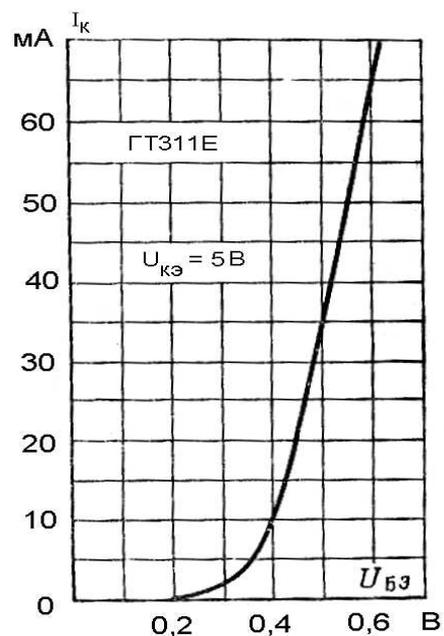
Здесь $Y_{\Sigma} = Y_{110Э} + Y_{120Э} + Y_{210Э} + Y_{220Э}$.

Характеристики биполярных транзисторов

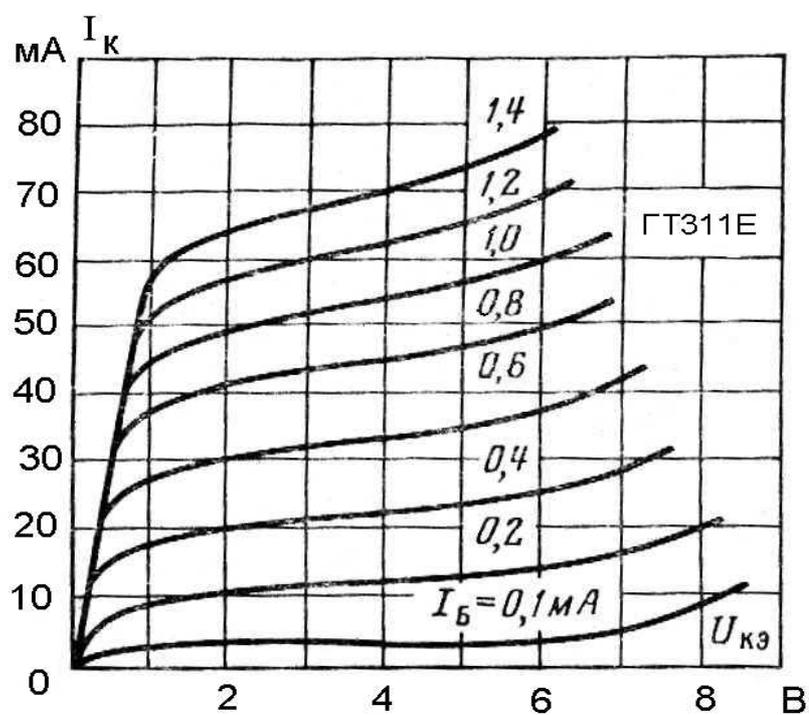
Характеристики транзистора ГТ311Е в схеме с ОЭ



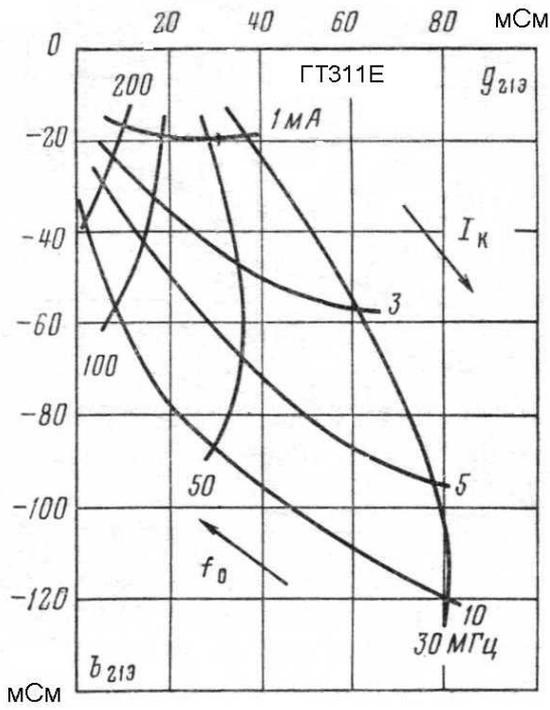
Входные характеристики



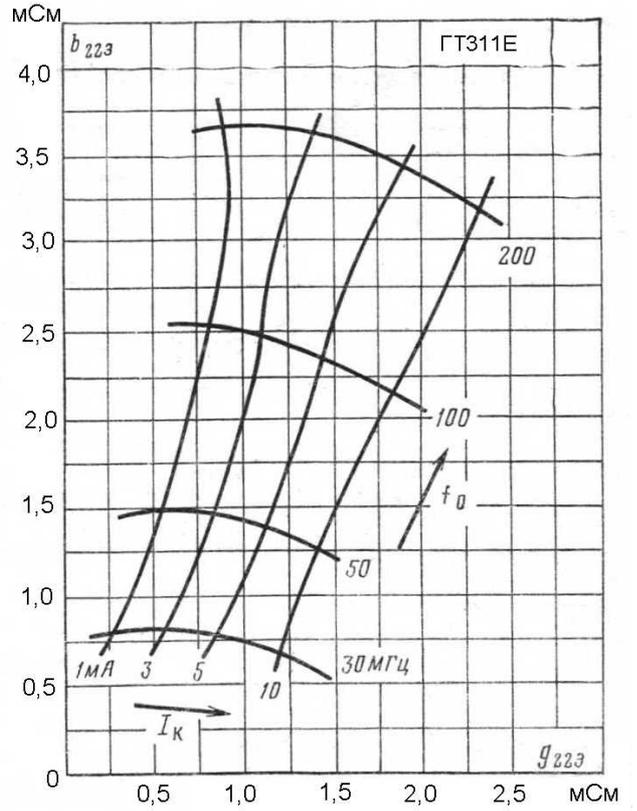
Проходная характеристика



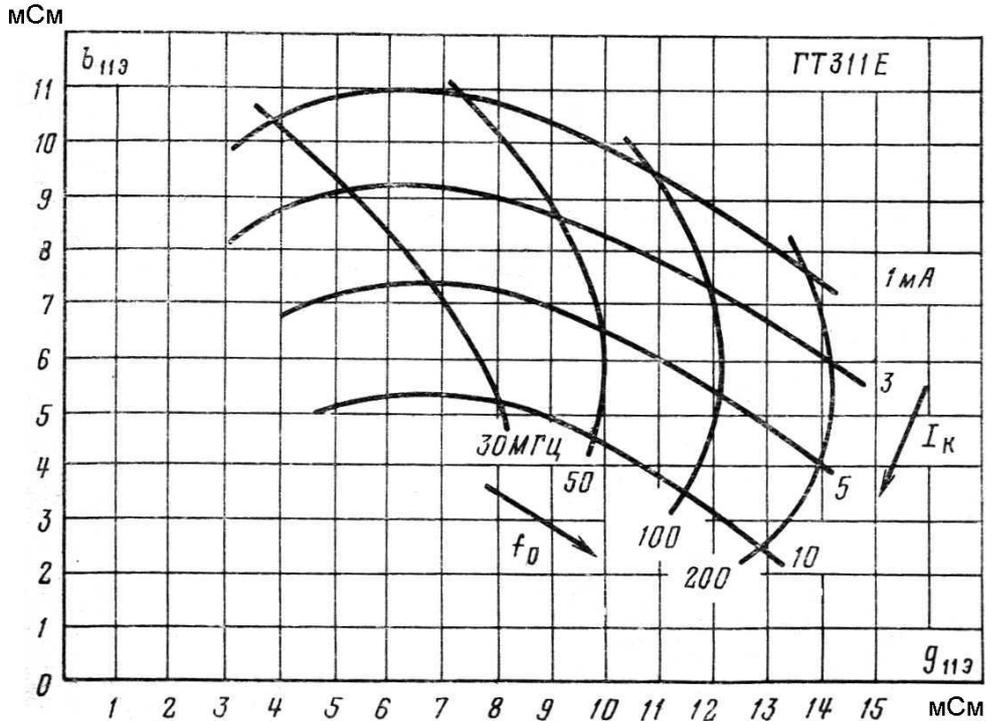
Выходные характеристики



Графики зависимости проводимости прямой передачи (крутизны) Y_{213} транзистора от частоты и тока коллектора

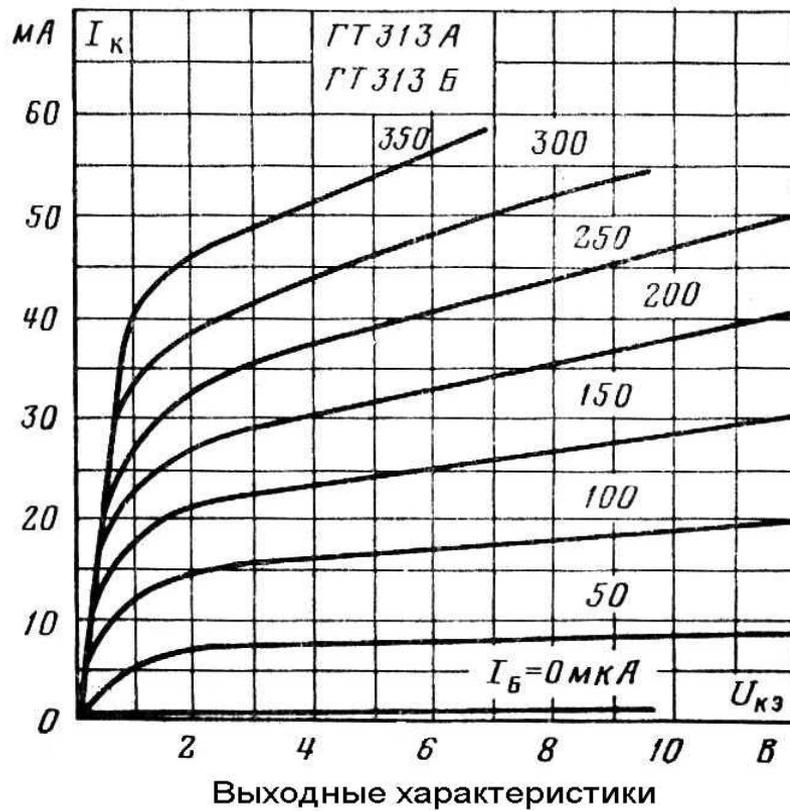
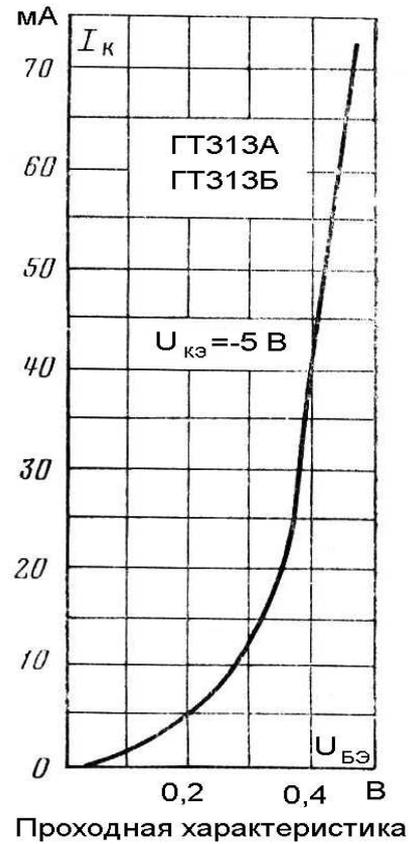
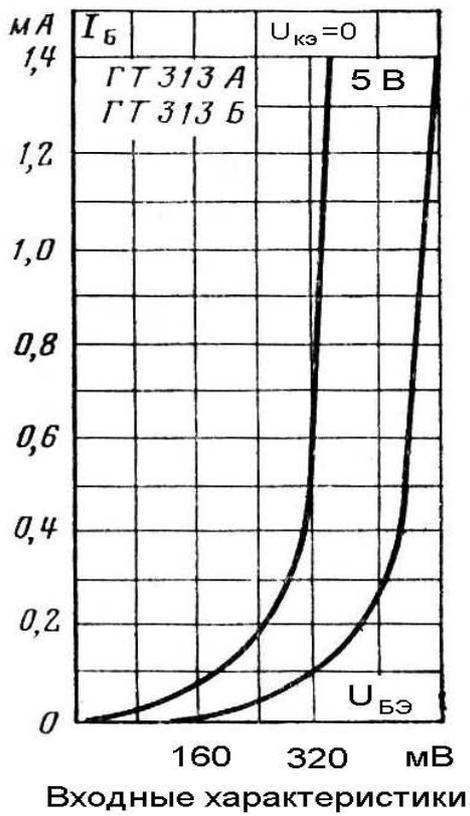


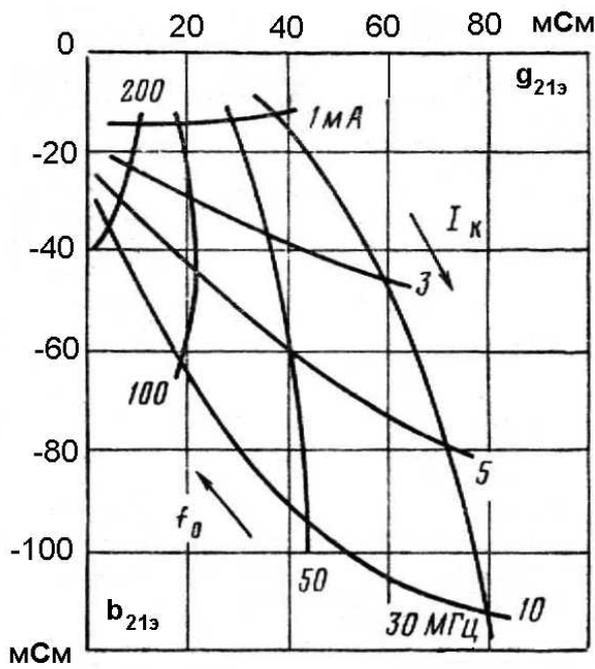
Графики зависимости выходной проводимости Y_{223} транзистора от частоты и тока коллектора



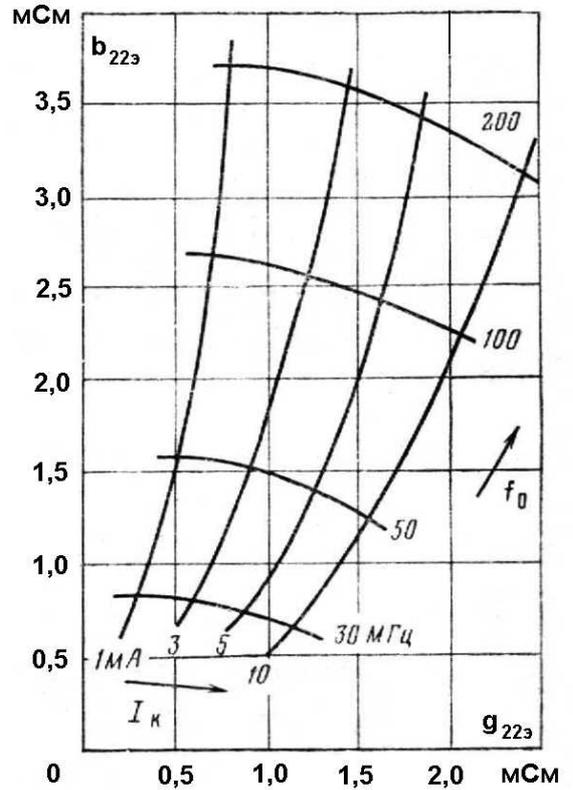
Графики зависимости входной проводимости Y_{113} транзистора от частоты и тока коллектора

Характеристики транзистора ГТ313 в схеме с ОЭ

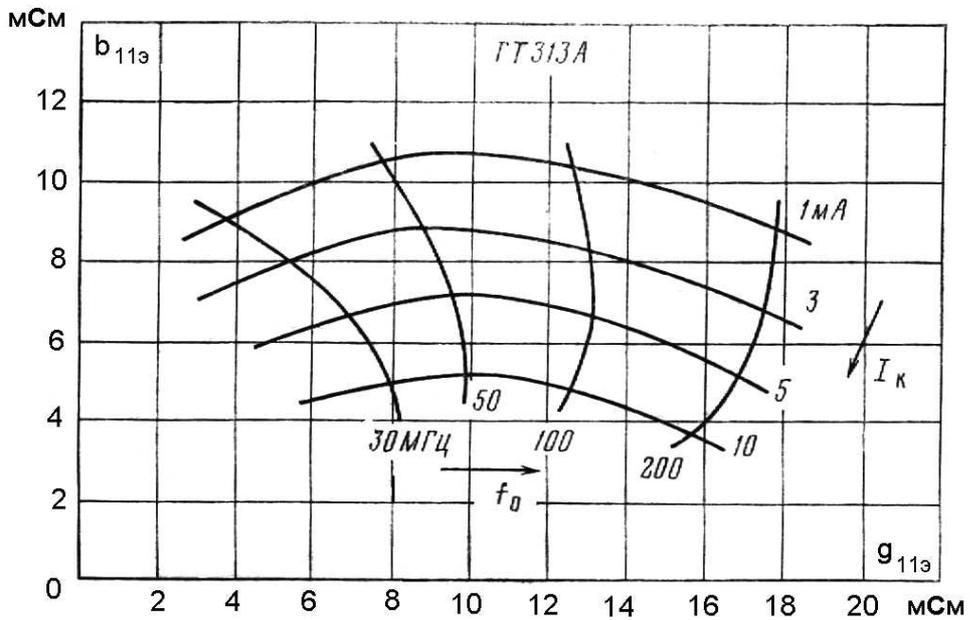




Графики зависимости проводимости прямой передачи (крутизны) $Y_{21э}$ от частоты и тока коллектора

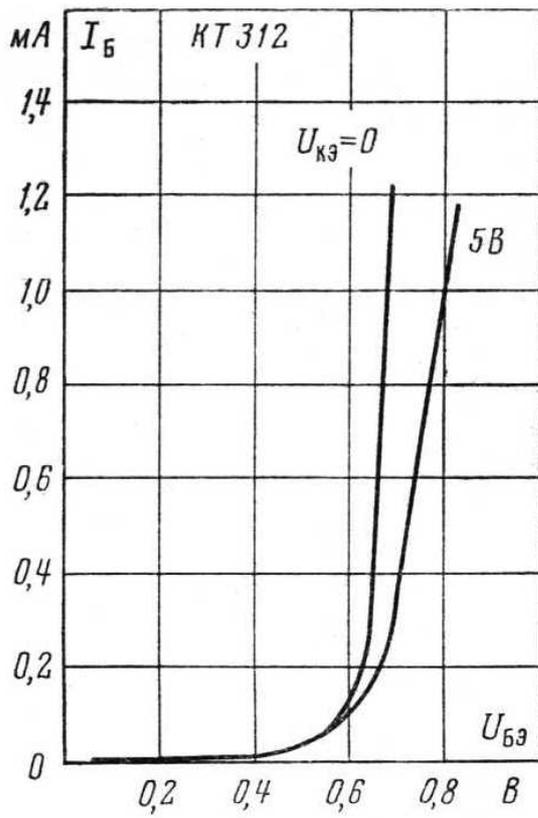


Графики зависимости выходной проводимости $Y_{22э}$ от частоты и тока коллектора

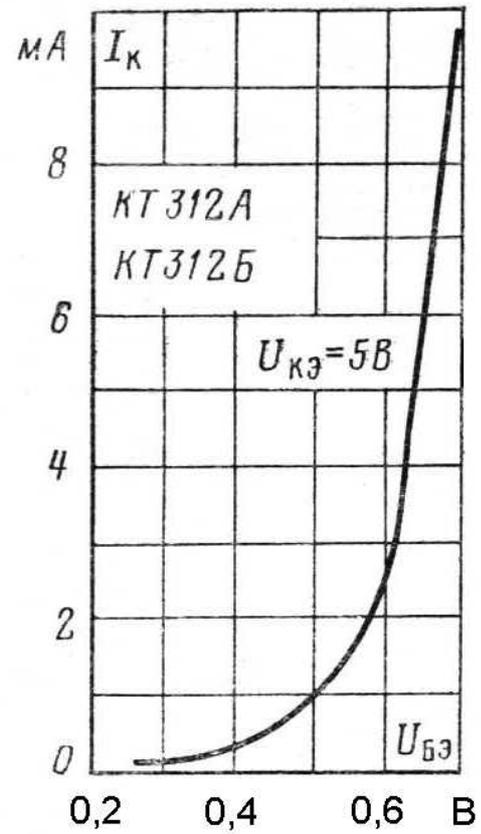


Графики зависимости входной проводимости $Y_{11э}$ от частоты и тока коллектора

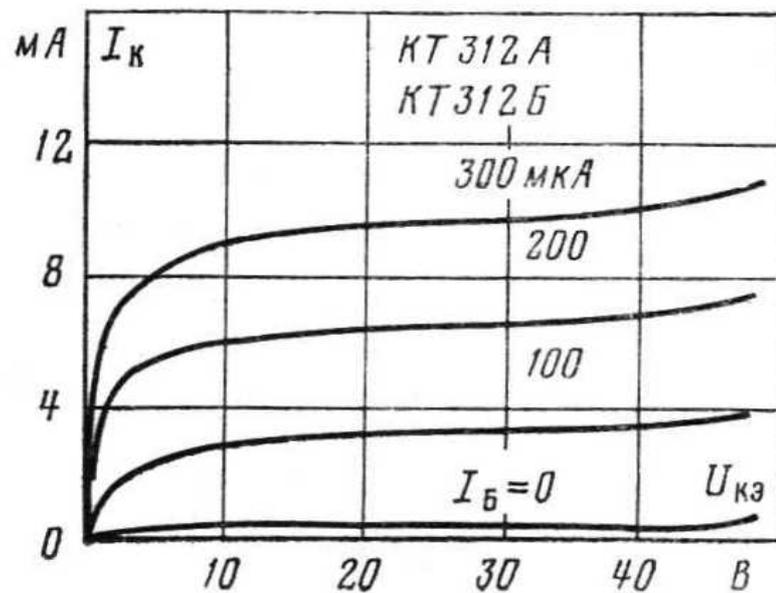
Характеристики транзистора КТ312 в схеме с ОЭ



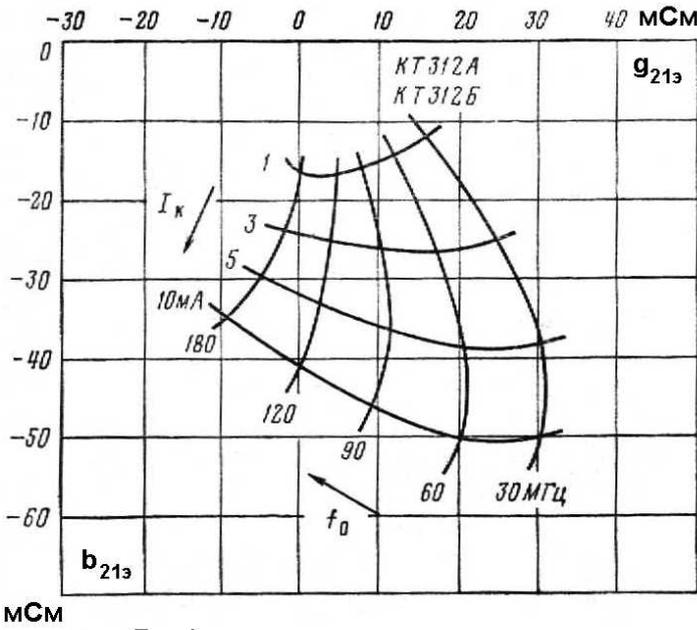
Входные характеристики



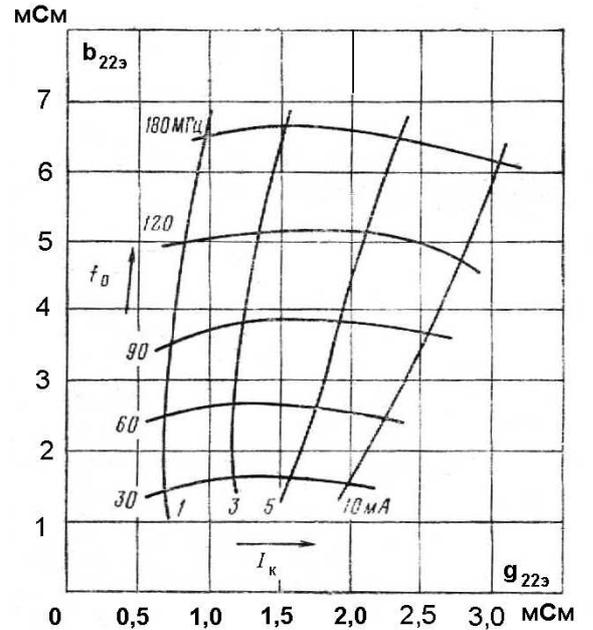
Проходная характеристика



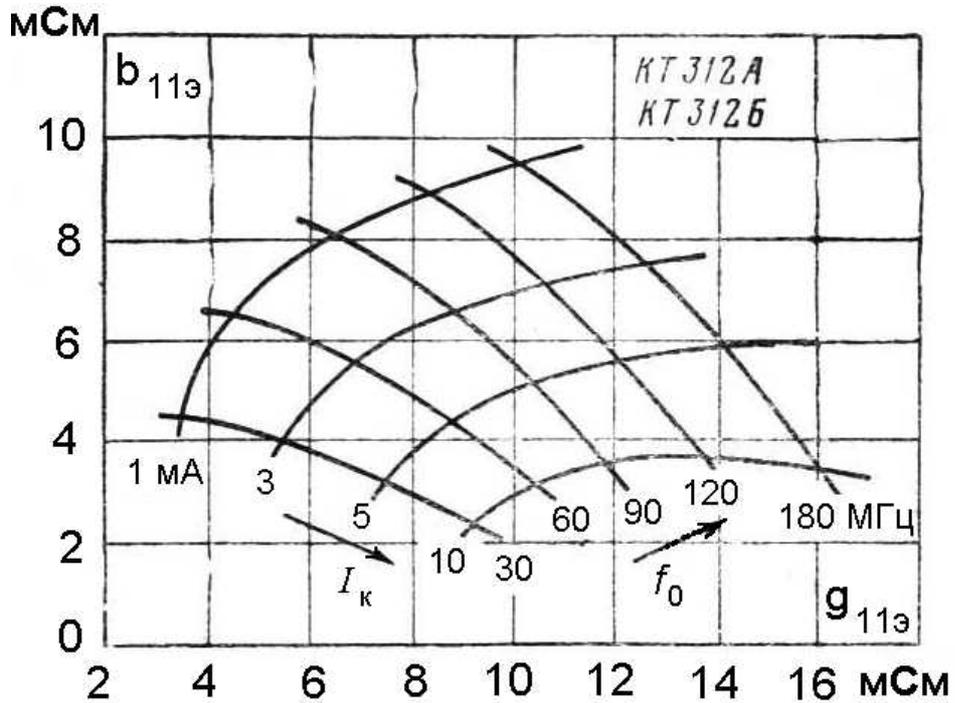
Выходные характеристики



Графики зависимости проводимости прямой передачи (крутизны) $Y_{21э}$ от частоты и тока коллектора



Графики зависимости выходной проводимости $Y_{22э}$ от частоты и тока коллектора



Графики зависимости входной проводимости $Y_{11э}$ от частоты и тока коллектора