

РАСЧЁТ ПРЕСЕЛЕКТОРА СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО РАДИОПРИЁМНИКА

Методические указания к типовому расчёту по дисциплине
«Основы приёма и обработки сигналов в медицинских приборах и системах»

1. Электрические схемы преселекторов

В данных методических указаниях в соответствии с общей методикой проектирования радиоприёмных устройств, изложенной в учебном пособии [1], рассмотрен порядок расчёта преселектора радиоприёмников с фиксированной настройкой. Основные теоретические сведения о преселекторах содержатся в [2] и в кратком виде включены в методические указания. Рассчитываемый преселектор предназначен для работы в частотном диапазоне 30 - 200 МГц и состоит из одноконтурной входной цепи (ВЦ) и однокаскадного резонансного усилителя радиочастоты (УРЧ). Входная цепь осуществляет предварительную частотную селекцию сигнала по паразитным каналам приёма и обеспечивает согласование антенно-фидерного тракта со входом УРЧ.

В усилителе радиочастоты в качестве активных элементов применяются биполярные транзисторы. Каскады УРЧ строятся по однотранзисторной схеме (с общим эмиттером), а также по каскодной схеме (общий эмиттер-общая база).

Некоторые варианты схем преселекторов приведены на рис. 1. На рис. 1,а изображена схема, состоящая из одноконтурной ВЦ и однокаскадного УРЧ на транзисторе, включённом с общим эмиттером (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 температурную стабилизацию этого режима. Резистор $R_{ф}$ и конденсатор $C_{ф}$ образуют развязывающий фильтр в цепи питания, а конденсаторы $C_{Э}$ и $C_{б}$ являются блокировочными.

На рис. 1,б приведена схема преселектора с УРЧ, построенным по каскодной схеме с параллельным питанием. Здесь также используется двойная автотрансформаторная связь колебательных контуров с внешними цепями. Транзистор $VT1$ включён с общим эмиттером, а транзистор $VT2$ – с общей базой (ОБ). Резисторы $R_{д1}, \dots, R_{д4}, R_{Э1}, R_{Э2}$ являются режимными. Резистор $R_{к}$ служит для подачи питающего напряжения на первый транзистор, его сопротивление выбирается из условия

$$R_K \gg \frac{1}{|1/R_{\Sigma 2} + Y_{21}|} \approx \frac{1}{|Y_{21}|}.$$

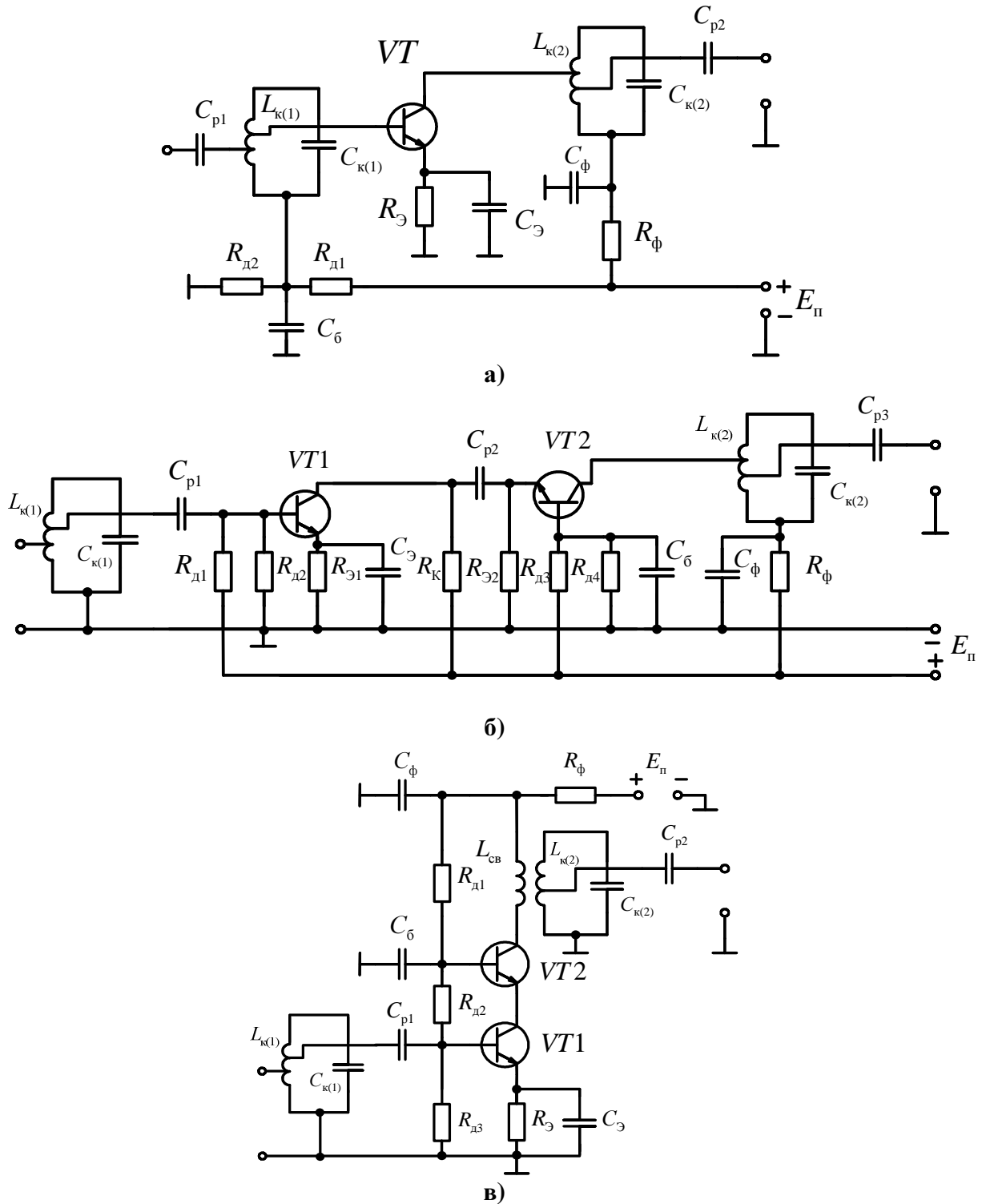


Рис. 1. Типовые схемы преселектора

Обычно режим первого и второго транзисторов задают одинаковым и тогда можно принять $R_K = R_{\phi}$. Нагрузкой по переменному току для первого транзистора является входное сопротивление второго. Конденсатор C_{p2} – разделительный, а C_6 – блокировочный.

На рис. 1, в изображена схема преселектора с УРЧ, построенным по каскадной схеме с последовательным питанием. Здесь в выходном колебательном контуре применена трансформаторная связь с коллектором транзистора. Резисторы $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_{д3}$, $R_{Э}$ обеспечивают режим по постоянному току обоих транзисторов и температурную стабилизацию

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 $f_{п}$.

В случае двух колебательных контуров (один – контур ВЦ, другой – УРЧ), имеющих одинаковые полосы пропускания, избирательность на частоте помехи $f_{пх}$, выраженная в децибелах, вычисляется по формуле

$$\sigma_{дБ} = 20 \lg(1 + \xi^2), \quad (1)$$

где $\xi = Q_{кэ} \left(\frac{f_{пх}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{пх}} \right)$ – обобщённая расстройка; $f_{пх} = f_{п}$ – для канала прямого прохождения; $f_{пх} = f_{зк}$ – для зеркального канала (частота зеркального канала равна $f_{зк} = f_0 + 2f_{п}$ при $f_{г} > f_0$ (верхняя настройка гетеродина) и $f_{зк} = f_0 - 2f_{п}$ при $f_{г} < f_0$ (нижняя настройка гетеродина)); $Q_{кэ} = \frac{f_0}{\Pi_{кэ}}$ – эквивалентная добротность контуров преселектора; $\Pi_{кэ}$ – эквивалентная полоса пропускания.

Полоса пропускания каждого из контуров находится по формуле

$$\Pi_{кэ} = \Pi \psi(n), \quad (2)$$

где Π – заданная полоса пропускания преселектора; $\psi(n) = \frac{1}{\sqrt[n]{\sqrt{2}-1}}$ –

функция расширения полосы. При $n = 2$ $\psi(2) = 1,55$.

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

$$\Pi_{УРЧ} = \Pi \sqrt{\frac{\Pi_{ВЦ}^2 + \Pi^2}{\Pi_{ВЦ}^2 - \Pi^2}}. \quad (3)$$

Избирательность в этом случае равна

$$\sigma_{\text{дБ}} = 10\lg(1 + \xi_{\text{ВЦ}}^2) + 10\lg(1 + \xi_{\text{УРЧ}}^2), \quad (4)$$

где $\xi_{\text{ВЦ}} = Q_{\text{ВЦ}} \left(\frac{f_{\text{пх}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{пх}}} \right)$, $\xi_{\text{УРЧ}} = Q_{\text{УРЧ}} \left(\frac{f_{\text{пх}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{пх}}} \right)$ – обобщённая расстройка для контура ВЦ и контура УРЧ соответственно; $Q_{\text{ВЦ}}$, $Q_{\text{УРЧ}}$ – добротности этих контуров.

3. Расчётные соотношения для входной цепи

Резонансный коэффициент передачи ВЦ при настроенной антенне равен

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

где

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

– эквивалентная проводимость контура ВЦ; $m_{1(1)}$, $m_{2(1)}$ – коэффициенты включения в контур (см. рис. 1,а); g_A , $g_{\text{к}(1)}$, g_{11} – проводимости антенны, контура и входная проводимость транзистора (либо каскодно-соединённой пары транзисторов) каскада 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 коэффициент передачи ВЦ и коэффициенты включения определяются выражениями

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

Коэффициент расширения полосы в этом режиме равен

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

где $\Pi_{кэ(1)}$ – эквивалентная полоса пропускания ВЦ; $\Pi_{к(1)}$ – полоса пропускания изолированного контура.

В режиме согласования антенно-фидерного тракта с ВЦ при заданной полосе пропускания ВЦ коэффициент передачи ВЦ и коэффициенты включения равны соответственно

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

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

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

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

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

При расчёте элементов резонансных контуров ВЦ и УРЧ и их характеристик можно пользоваться следующими эмпирическими зависимостями [1]:

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

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

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

$$\begin{aligned} C_{кВЦ} &= C_{кэ} - (C_L + C_M) - m_{2(1)}^2 C_{11} \\ C_{кУРЧ} &= C_{кэ} - (C_L + C_M) - m_{1(2)}^2 C_{22} - m_{2(2)}^2 C_H \end{aligned} \quad (15)$$

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_H – ёмкость нагрузки; $m_{1(2)}$ и $m_{2(2)}$ – коэффициенты включения в контур УРЧ. Входная и выходная ёмкости транзистора определяются на частоте сигнала по известным значениям реактивной составляющей входной и выходной проводимости транзистора соот-

ветственно: $C_{11} = b_{11}/2\pi f_0$, $C_{22} = b_{22}/2\pi f_0$. Индуктивность контурной катушки рассчитывается как

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

причём L_k имеет размерность мкГн; ёмкость $C_{кэ}$ – пФ; частота f_0 – МГц.

Конструктивно минимально реализуемое значение индуктивности составляет $L_{k\min}=0,05$ мкГн. Если в результате расчёта значение ёмкости контура C_k окажется отрицательным, 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 $L_k = L_{k\min} = 0,05$ мкГн (здесь частота f_0 задаётся в мегагерцах). Если эта мера не приведет к желаемому результату, то целесообразно несколько уменьшить значение коэффициента включения m_1 и (или) m_2 , либо применить другой транзистор 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

$$K_{0M} = \frac{|Y_{21}|}{2\sqrt{g_{22}g_H}} \left(\frac{\gamma_{УРЧ} - 1}{\gamma_{УРЧ}} \right), \quad (18)$$

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

$$m_{2(2)} = \sqrt{\frac{(\gamma_{УРЧ} - 1)g_{к(2)}}{2g_H}}, \quad (20)$$

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

проводимость нагрузки каскада; $\Pi_{к(2)}$ – полоса пропускания изолированного контура каскада УРЧ. Характерной особенностью данного режима является увеличение коэффициента усиления с ростом полосы пропускания $\Pi_{урч}$. Расчёт каскада УРЧ в данном режиме проводят по следующей методике.

А) Если значения коэффициентов включения, рассчитанные по формулам (19), (20), не превышают 1, то необходимо выполнить проверку устойчивости работы усилительного каскада, сравнив коэффициент усиления $K_{0м}$ (18) с коэффициентом устойчивого усиления, определяемым формулой (37). Если $K_{0м} \leq K_{0уст}$, то расчёт режима максимального усиления на этом завершается. Если $K_{0м} > K_{0уст}$, то следует перейти к другому режиму.

Б) Если $m_{1(2)} > 1$, а $m_{2(2)} < 1$, то следует принять $m_{1(2)} = 1$ и рассчитать коэффициент включения нагрузки по формуле

$$m_{2(2)} = \sqrt{\frac{(\gamma_{урч} - 1)g_{к(2)} - g_{22}}{g_{ш}}}. \quad (21)$$

Если рассчитанное значение $m_{2(2)} > 1$, то этот коэффициент включения также следует положить равным 1 и включить в колебательный контур шунтирующий резистор с проводимостью

$$g_{ш} = (\gamma_{урч} - 1)g_{к(2)} - g_{22} - g_{н}. \quad (22)$$

В) Если $m_{1(2)} < 1$, а $m_{2(2)} > 1$, то следует принять $m_{2(2)} = 1$ и рассчитать коэффициент включения $m_{1(2)}$ по формуле

$$m_{1(2)} = \sqrt{\frac{(\gamma_{урч} - 1)g_{к(2)} - g_{н}}{g_{22}}}. \quad (23)$$

Если рассчитанное таким образом значение $m_{1(2)}$ превышает 1, то нужно принять $m_{1(2)} = 1$ и включить в колебательный контур шунтирующий резистор, проводимость которого определяется формулой (22).

Г) Если $m_{1(2)} > 1$ и $m_{2(2)} > 1$, то используется полное подключение к колебательному контуру и усилительного прибора, и нагрузки, а в колебательный контур включается шунтирующий резистор с проводимостью (22).

В случаях Б, В и Г, когда расчёт коэффициентов включения по фор-

мулам (19), (20) даёт нереализуемые значения, коэффициент усиления каскада УРЧ определяется по общей формуле

$$K_{0м} = \frac{m_{1(2)}m_{2(2)}|Y_{21}|}{\gamma_{УРЧ}g_{к(2)}}. \quad (24)$$

Его величина не должна превышать коэффициента устойчивого усиления, рассчитанного по формуле (37) при найденной величине $m_{2(2)}$.

Замечание: при использовании каскодной схемы включения транзисторов расчёт параметра $Y_{22к}$ по формулам, приведённым в Приложении 2, для некоторых типов транзисторов даёт отрицательное значение активной составляющей выходной проводимости $g_{22к} = \text{Re}Y_{22к}$. В этом случае следует использовать полное включение коллектора транзистора в выходной колебательный контур ($m_{1(2)} = 1$) и рассчитывать коэффициент включения $m_{2(2)}$ по формуле (21). Если рассчитанное значение $m_{2(2)} > 1$, то этот коэффициент включения также следует положить равным 1 и дополнительно включить в колебательный контур шунтирующий резистор, проводимость которого определяется формулой (22). При этом коэффициент усиления рассчитывается по формуле (24).

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

$$K_{0с} = \frac{|Y_{21}|}{2\sqrt{g_{22}g_{н}}} \sqrt{\frac{\gamma_{УРЧ} - 2}{\gamma_{УРЧ}}}, \quad (25)$$

$$m_{1(2)} = \sqrt{\frac{(\gamma_{УРЧ} - 2)g_{к(2)}}{2g_{22}}}, \quad (26)$$

$$m_{2(2)} = \sqrt{\frac{\gamma_{УРЧ}g_{к(2)}}{2g_{н}}}. \quad (27)$$

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

А) Если оба коэффициента включения не превышают 1, то следует проверить устойчивость работы усилительного каскада, сравнив коэффициент усиления $K_{0с}$ (25) с коэффициентом устойчивого усиления, опре-

деляемым формулой (37) при соответствующей данному режиму величине $m_{2(2)}$. Если $K_{0c} > K_{0уст}$, то следует перейти к режиму ограниченного усиления.

Б) Если $m_{1(2)} > 1$, а $m_{2(2)} < 1$, то следует принять $m_{1(2)} = 1$ и подключить к колебательному контуру шунтирующий резистор с проводимостью

$$g_{ш} = \frac{(\gamma_{урч} - 2) g_{к(2)}}{2} - g_{22}. \quad (28)$$

Коэффициент усиления в этом случае рассчитывается по формуле

$$K_{0c} = \frac{m_{2(2)} |Y_{21}|}{\gamma_{урч} g_{к(2)}}. \quad (29)$$

Этот коэффициент также нужно сравнить с коэффициентом устойчивого усиления.

В) Если $m_{2(2)} > 1$, то режим согласования при заданной полосе пропускания нереализуем.

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 коэффициенты включения находятся из условия

$$K_0 = \frac{m_{1(2)} m_{2(2)} |Y_{21}|}{\gamma_{урч} g_{к(2)}} \leq K_{уст} : \quad (30)$$

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

$$m_{2(2)} = \sqrt{\frac{g_{кэ(2)} - g_{к(2)} - m_{1(2)}^2 g_{22}}{g_{ш}}}, \quad (32)$$

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

$$g_{кэ(2)} = \gamma_{урч} g_{к(2)} \quad (33)$$

– эквивалентная проводимость контура УРЧ, которая также равна

$$g_{кэ(2)} = 2\pi C_{кэ(2)} \Pi_{кэ(2)}. \quad (34)$$

Если правая часть неравенства (31) не превышает 1, то её значение определяет коэффициент включения $m_{1(2)}$; в противном случае нужно по-

положить $m_{1(2)} = 1$.

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

$$g_{ш} = g_{кэ(2)} - (g_{к(2)} + g_{н} + m_{1(2)}^2 g_{22}). \quad (35)$$

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

$$K_0 = \frac{|Y_{21}|}{g_{кэ(2)}} = \frac{|Y_{21}|}{g_{22} + g_{к(2)} + g_{н}}. \quad (36)$$

Полоса пропускания определяется по формуле

$$\Pi_{кэ(2)} = \Pi_{к(2)} \left(1 + \frac{g_{22} + g_{н}}{g_{к(2)}} \right).$$

Если шунтирующее действие проводимостей g_{22} и $g_{н}$ оказывается недостаточным для получения требуемой полосы пропускания (т.е. если $g_{к(2)} + g_{22} + g_{н} < 2\pi C_{кэ(2)} \Pi_{кэ(2)}$), то применяется шунтирующий резистор, проводимость которого определяется по формуле (35) при $m_{1(2)} = 1$.

Для физической реализуемости рассмотренных режимов необходимо выполнение следующих условий:

- коэффициент усиления не должен превышать значения коэффициента устойчивого усиления

$$K_{уст} = \frac{m_{2(2)}}{m_{2(1)}} \sqrt{2(1 - k_y) \frac{|Y_{21}| g_{кэ(1)}}{|Y_{12}| g_{кэ(2)}}}, \quad (37)$$

где k_y – коэффициент устойчивости, величину которого обычно задают равной 0,8...0,9;

- индуктивность контура $L_{к2}$ должна быть больше минимальной конструктивно реализуемой величины $L_{кmin} = 0,05$ мкГн;
- ёмкость контура, определяемая по формуле (15), должна превышать 4...5 пФ.

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_{Π} ;
- тип настройки гетеродина (верхняя или нижняя);
- полоса пропускания преселектора Π ;
- эквивалентная проводимость антенно-фидерного тракта g_A ;
- активная составляющая проводимости нагрузки УРЧ g_H ;
- ёмкость нагрузки C_H ;
- тип транзистора и схема включения;
- Y -параметры транзистора на частоте сигнала;
- статические характеристики транзистора;
- ток коллектора в рабочей точке;
- вариант схемы температурной стабилизации рабочей точки.

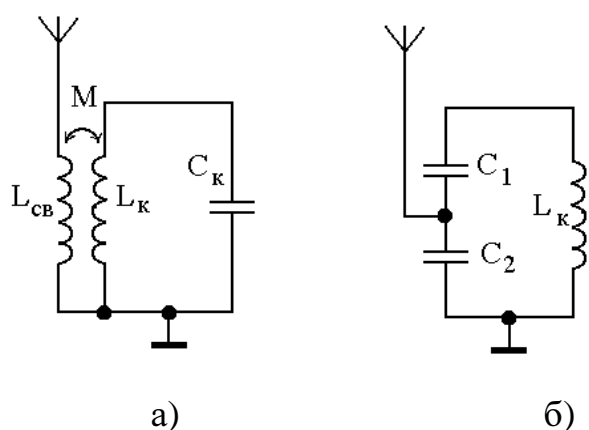
В результате расчёта нужно определить коэффициент передачи ВЦ и коэффициенты включения в контур, выбрать режим работы каскада УРЧ и рассчитать его коэффициент усиления (который не должен превышать $K_{уст}$), определить коэффициенты включения, рассчитать номиналы элементов колебательных контуров. Кроме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

Расчёт проводится в следующем порядке.

1. Сначала, полагая, что колебательные контуры ВЦ и УРЧ имеют одинаковые полосы пропускания, по заданной полосе преселектора Π по формуле (2) при $n = 2$ рассчитываем эквивалентную полосу $\Pi_{кэ}$ каждого контура. Затем по известным значениям f_0 и f_{Π} и эквивалентной полосе пропускания по формуле (1) определяем избирательность по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения.

2. Определяем собственное затухание d_k , эквивалентную ёмкость $C_{кэ}$, полосу пропускания изолированного контура $\Pi_k = f_0 d_k$ и его проводимость $g_k = 2\pi C_{кэ} \Pi_k$.

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



**Рис. 2. Трансформаторная (а) и внутрем-
костная (б) связь контура ВЦ с антенной**

4. 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. Индуктивность катушки связи рассчитывается по формуле

$$L_{CB} = \left(\frac{m}{k_{CB}} \right)^2 L_K, \text{ где } k_{CB} = \frac{M}{\sqrt{L_K L_{CB}}} -$$

коэффициент связи, значение которого принимается равным 0,2 ... 0,5. Индуктивность L_{CB} должна быть больше минимальной конструктивно реализуемой величины $L_{Kmin} = 0,05$ мкГн. Если это условие не выполняется, то следует принять $L_{CB} = 0,05$ мкГн и рассчитать по формуле

$$k_{CB} = \frac{m}{\sqrt{L_{CB}/L_K}} \text{ требуемое значение коэффициента связи } k_{CB}.$$

При внутремкостной связи (рис. 2,б) коэффициент включения определяется как коэффициент передачи емкостного делителя и равен

$$m = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \text{ Ёмкости конденсаторов } C_1 \text{ и } C_2 \text{ рассчитываются так, чтобы}$$

при их последовательном соединении результирующая ёмкость $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

была равна требуемой ёмкости контура: $C_1 = \frac{C_K}{1-m}, C_2 = \frac{C_K}{m}$.

5. Проводим расчёт каскада УРЧ. Если коэффициент расширения полосы невелик ($\gamma_{урч} < 10 \dots 20$), то следует попытаться реализовать режим максимальной передачи или режим согласования. При этом необходимо обеспечить выполнение условий физической реализуемости выбранного режима. Для расчёта коэффициента устойчивого усиления задаёмся значением коэффициента устойчивости 0,8...0,9. В том случае, когда оба режима оказываются физически нереализуемыми, переходим к режиму ограниченного усиления. В результате расчёта находим значения резонансного коэффициента усиления, коэффициентов включения и, если необходимо, проводимости шунтирующего резистора. В случае большого коэф-

коэффициента расширения полосы ($\gamma_{\text{УРЧ}} > 10$) расчёт каскада УРЧ проводится для режима непосредственного включения. При этом проводимость шунтирующего резистора определяется по формуле $g_{\text{ш}} = g_{\text{кэ}(2)} - g_{\text{к}(2)} - g_{\text{н}} - g_{22}$. Отрицательное значение $g_{\text{ш}}$ означает, что данный режим не реализуем и расчёт следует проводить для режима максимального усиления.

Замечания: 1) при расчёте коэффициента усиления УРЧ и коэффициента устойчивого усиления полученные значения следует округлить до одного знака после запятой; поскольку расчёт этих коэффициентов является приближённым, то вывод о неустойчивости работы усилительного каскада следует делать только в том случае, когда $K_{0\text{УРЧ}}$ превышает $K_{\text{уст}}$ более чем на 10 %; 2) при использовании режима ограниченного усиления проверять устойчивость работы УРЧ не требуется, т.к. формулы (31), (32) для коэффициентов включения уже содержат в себе это условие.

6. Определяем индуктивность контурной катушки и собственную ёмкость колебательного контура усилительного каскада.

7. Определяем коэффициент передачи преселектора $K_{0\text{прес}} = K_{0\text{ВЦ}} K_{0\text{УРЧ}}$.

8. Проводим расчёт элементов схемы питания транзистора по постоянному току, цепей температурной стабилизации и элементов развязывающих фильтров и блокировочных ёмкостей.

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

10. В соответствии с указаниями, приведёнными в Приложении 3, выполняем моделирование каскада УРЧ по постоянному току и при необходимости уточняем номиналы резисторов, задающих режим и обеспечивающих температурную стабилизацию.

11. В заключение расчёта изображаем электрическую схему преселектора в соответствии с требованиями ЕСКД и указываем на ней номиналы элементов. Проводимость нагрузки $Y_{\text{н}}$ показывать на схеме не следует, т.к. она не является элементом преселектора.

Расчёт вспомогательных элементов каскада УРЧ

Расчёт сопротивления резисторов

Методика расчёта усилительного каскада по постоянному току при включении транзистора с ОЭ зависит от используемой схемы температурной стабилизации режима транзистора. На рис. П.1 изображены эквивалентные схемы по постоянному току для усилительного каскада с ОЭ при различных способах температурной стабилизации тока коллектора в рабочей точке:

а) схема, в которой резистор R_B , включённый между коллектором и базой, создаёт отрицательную параллельную обратную связь по напряжению;

б) схема, в которой для термостабилизации используется последовательная обратная связь по току, создаваемая резистором $R_Э$, включённым в цепь эмиттера;

в) комбинированная схема, в которой используются оба вида отрицательной обратной связи.

На рис. П.1,г показана эквивалентная схема по постоянному току для каскодно-соединённых транзисторов с последовательным питанием.

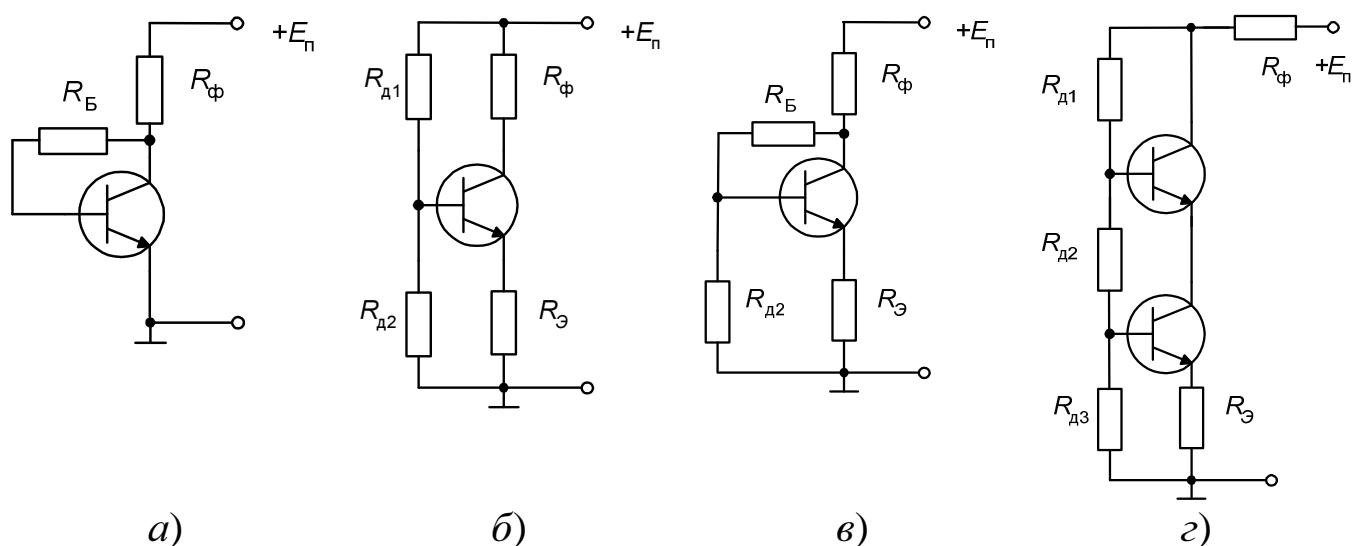


Рис. П.1. Эквивалентная схема усилительного каскада по постоянному току

Для схем, приведённых на рис. П.1,а-в, расчёт сопротивления резисторов, обеспечивающих режим транзистора по постоянному току и его температурную стабилизацию, производится в следующей последовательности.

Для всех трёх вариантов схемы усилительного каскада расчёт по постоянному току начинается с выбора режима работы транзистора и определения требуемого напряжения питания.

1) По статическим характеристикам транзистора выбираем напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭ}^0$ и ток коллектора $I_{К}^0$ в рабочей точке. Обычно для маломощных высокочастотных транзисторов используют типовой режим, в котором $U_{КЭ}^0 = 3 - 5$ В, $I_{К}^0 = 1 - 5$ мА.

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

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

4) Выбираем напряжение питания транзистора $E_{п} = (1,5 \dots 2)U_{КЭ}^0$.

Дальнейший расчёт зависит от используемого варианта схемы температурной стабилизации.

Для схемы, изображённой на рис. П.1,а:

5,а) Рассчитываем сопротивление резистора R_{ϕ} , который входит в состав развязывающего фильтра и создаёт по постоянному току падение напряжения, необходимое для получения отрицательной обратной связи по напряжению:

$$R_{\phi} = \frac{E_{п} - U_{КЭ}^0}{I_{К}^0 + I_{Б}^0}.$$

6,а) Определяем сопротивление резистора $R_{Б}$, образующего цепь обратной связи:

$$R_{Б} = \frac{U_{КЭ}^0 - U_{БЭ}^0}{I_{Б}^0}.$$

Для схемы, изображённой на рис. П.1,б:

5,б) Определяем сопротивление резистора в цепи эмиттера:

$$R_{Э} = \frac{(0,1 \dots 0,2)E_{п}}{I_{К}^0}.$$

6,б) Рассчитываем сопротивление резистора фильтра:

$$R_{\phi} = \frac{E_{\pi} - U_{\text{КЭ}}^0 - R_{\text{Э}}(I_{\text{К}}^0 + I_{\text{Б}}^0)}{I_{\text{К}}^0}.$$

7,б) Задаём величину тока базового делителя $I_{\text{д}} \approx 10I_{\text{Б}}^0$.

8,б) Рассчитываем сопротивление нижнего резистора базового делителя:

$$R_{\text{д2}} = \frac{R_{\text{Э}}(I_{\text{К}}^0 + I_{\text{Б}}^0) + |U_{\text{БЭ}}^0|}{I_{\text{д}}}.$$

9,б) Рассчитываем сопротивление верхнего резистора базового делителя:

$$R_{\text{д1}} = \frac{E_{\pi} - R_{\text{д2}}I_{\text{д}}}{I_{\text{д}} + I_{\text{Б}}^0}.$$

Для схемы, изображённой на рис. П.1,в:

5,в) Определяем сопротивление резистора в цепи эмиттера:

$$R_{\text{Э}} = \frac{(0,1 \dots 0,2)E_{\pi}}{I_{\text{К}}^0}.$$

6,в) Задаём величину тока базового делителя $I_{\text{д}} \approx 10I_{\text{Б}}^0$.

7,в) Рассчитываем сопротивление резистора R_{ϕ} , который входит в состав развязывающего фильтра и обеспечивает отрицательную обратную связь по напряжению:

$$R_{\phi} = \frac{E_{\pi} - U_{\text{КЭ}}^0}{I_{\text{К}}^0 + I_{\text{Б}}^0 + I_{\text{д}}}.$$

8,в) Рассчитываем сопротивление нижнего резистора базового делителя:

$$R_{\text{д2}} = \frac{R_{\text{Э}}(I_{\text{К}}^0 + I_{\text{Б}}^0) + |U_{\text{БЭ}}^0|}{I_{\text{д}}}.$$

9,в) Определяем сопротивление резистора $R_{\text{Б}}$, образующего цепь обратной связи:

$$R_{\text{Б}} = \frac{E_{\pi} - R_{\phi}(I_{\text{д}} + I_{\text{К}}^0 + I_{\text{Б}}^0) - R_{\text{д2}}I_{\text{д}}}{I_{\text{д}} + I_{\text{Б}}^0}.$$

Аналогичным образом рассчитываются элементы каскодной схемы с параллельным питанием (рис. 1,б). Для упрощения расчёта для транзи-

сторов $VT1$, $VT2$ можно использовать одинаковый режим по постоянному току и принять сопротивление резистора R_K в цепи коллектора первого транзистора равным сопротивлению резистора фильтра R_Φ .

Для каскодной схемы с последовательным питанием (рис. П.1,г) после выбора режима транзистора (пп. 1 – 3) ($U_{KЭ VT1}^0 = U_{KЭ VT2}^0 = U_{KЭ}^0$, $U_{БЭ VT1}^0 = U_{БЭ VT2}^0 = U_{БЭ}^0$, $I_{Б VT1}^0 = I_{Б VT2}^0 = I_{Б}^0$) расчёт производится следующим образом.

4,г) Выбираем напряжение питания транзистора $E_{п} = (3...3,5)U_{KЭ}^0$.

5,г) Определяем сопротивление резистора в цепи эмиттера:

$$R_{Э} = \frac{(0,1...0,2)E_{п}}{I_{К}^0}.$$

6,г) Задаём величину тока базового делителя $I_{д} \approx 10I_{Б}^0$.

7,г) Рассчитываем сопротивление нижнего резистора базового делителя:

$$R_{д3} = \frac{R_{Э} (I_{К}^0 + I_{Б}^0) + |U_{БЭ}^0|}{I_{д}}.$$

8,г) Рассчитываем сопротивление среднего резистора базового делителя:

$$R_{д2} = \frac{U_{Б VT2}^0 - U_{Б VT1}^0}{I_{д} + I_{Б}^0} = \frac{U_{БЭ VT2}^0 + U_{KЭ VT1}^0 - U_{БЭ VT1}^0}{I_{д} + I_{Б}^0} = \frac{U_{KЭ}^0}{I_{д} + I_{Б}^0}.$$

9,г) Рассчитываем сопротивление верхнего резистора базового делителя:

$$R_{д1} = \frac{U_{KЭ VT2}^0 - U_{БЭ VT2}^0}{I_{д} + 2I_{Б}^0} = \frac{U_{KЭ}^0 - U_{БЭ}^0}{I_{д} + 2I_{Б}^0}.$$

10,г) Рассчитываем сопротивление резистора фильтра:

$$R_{\Phi} = \frac{E_{п} - 2U_{KЭ}^0 - R_{Э} (I_{К}^0 + I_{Б}^0)}{I_{К}^0 + I_{д} + 2I_{Б}^0}.$$

Расчёт ёмкости разделительных и блокировочных конденсаторов

Значения ёмкости разделительных и блокировочных конденсаторов задаются таким образом, чтобы на частоте сигнала их емкостное сопротивление было бы много меньше, чем суммарное сопротивление тех це-

пей, к которым подключены эти конденсаторы.

Ёмкость блокировочного конденсатора C_6 на схеме рис. 1,а, обеспечивающего на частоте сигнала короткое замыкание нижней точки колебательного контура ВЦ на «землю», рассчитывается по формуле

$$C_6 = \frac{500}{2\pi f_0 (R_A + R_{\text{вх. ВЦ}})},$$

где $R_A = 1/g_A$ – эквивалентное сопротивление антенны; $R_{\text{вх. ВЦ}} = 1/g_{\text{вх. ВЦ}}$ –

входное сопротивление ВЦ; $g_{\text{вх. ВЦ}} = \frac{g_{\text{к(1)}} + m_{2(1)}^2 g_{11}}{m_{1(1)}^2}$ – входная проводимость ВЦ.

Здесь не учитывается влияние резисторов базового делителя, поскольку их результирующее сопротивление $R_{\text{д1}} \parallel R_{\text{д2}}$ обычно много больше суммарного сопротивления $R_A + R_{\text{вх. ВЦ}}$. В режиме согласования $R_A = R_{\text{вх. ВЦ}}$, поэтому ёмкость блокировочного конденсатора можно рассчитать по формуле

$$C_6 = \frac{500}{4\pi f_0 R_A}.$$

Ёмкость разделительного конденсатора $C_{\text{р1}}$ на схеме рис. 1,а, включённого между антенной и контуром ВЦ, рассчитывается по такой же формуле. Ёмкость разделительного конденсатора $C_{\text{р1}}$ на схемах рис. 1,б,в, включённого между контуром ВЦ и усилительным каскадом, рассчитывается по формуле

$$C_{\text{р1}} = \frac{500}{2\pi f_0 R_{\text{вх. УРЧ}}} \approx \frac{500 g_{11}}{2\pi f_0},$$

где $R_{\text{вх. УРЧ}} \approx 1/g_{11}$ – входное сопротивление каскада УРЧ.

Ёмкость разделительного конденсатора $C_{\text{р2}}$, включённого на выходе УРЧ, рассчитывается аналогично:

$$C_{\text{р2}} = \frac{500 g_{\text{н}}}{2\pi f_0}.$$

Ёмкость блокировочного конденсатора C_3 в цепи эмиттера рассчитывают исходя из того, что абсолютная величина выходной проводимости транзистора со стороны этого электрода в схеме с ОЭ приблизительно равна $|Y_{21}|$:

$$C_3 = \frac{500|Y_{21}|}{2\pi f_0}.$$

Ёмкость конденсатора фильтра рассчитывается по формуле

$$C_\phi = \frac{500}{2\pi f_0 R_\phi}.$$

Для каскодной схемы с параллельным питанием (рис. 1,б) ёмкость разделительного конденсатора C_{p2} , включённого между транзисторами, задаётся такой величины, чтобы на частоте сигнала её проводимость была бы много больше входной проводимости транзистора $VT2$, включённого по схеме с общей базой. При включении с ОБ входная проводимость транзистора приблизительно равна $|Y_{210Э}|$, поэтому ёмкость разделительного конденсатора рассчитывается по формуле

$$C_{p2} = \frac{500|Y_{210Э}|}{2\pi f_0},$$

где $Y_{210Э}$ – крутизна транзистора при включении по схеме с ОЭ. Ёмкость блокировочного конденсатора в цепи эмиттера транзистора $VT1$ рассчитывается по такой же формуле.

Ёмкость блокировочного конденсатора в цепи базы транзистора $VT2$ рассчитывают исходя из суммарной проводимости параллельно соединённых (по высокой частоте) резисторов базового делителя этого транзистора:

$$C_6 = \frac{500}{2\pi f_0 (R_{д3} \parallel R_{д4})}.$$

Для каскодной схемы с последовательным питанием ёмкость блокировочного конденсатора рассчитывается по аналогичной формуле.

Приложение 2

Y-параметры пары каскодно-соединённых транзисторов

Пару каскодно-соединённых идентичных транзисторов, включённых по схеме ОЭ-ОБ, можно рассматривать как один активный элемент, имеющий следующие эквивалентные Y-параметры:

$$Y_{11к} = Y_{110э} - \frac{Y_{120э}Y_{210э}}{Y_{\Sigma} + Y_{220э}},$$

$$Y_{12к} = \frac{Y_{120э}(Y_{120э} + Y_{220э})}{Y_{\Sigma} + Y_{220э}},$$

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

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

Здесь $Y_{\Sigma} = Y_{110э} + Y_{120э} + Y_{210э} + Y_{220э}$, $Y_{110э}$, $Y_{120э}$, $Y_{210э}$, $Y_{220э}$ – Y -параметры транзистора при включении по схеме с ОЭ.

Приложение 3

Измерение параметров биполярного транзистора и моделирование каскада по постоянному току

Измерение параметров транзистора и моделирование усилительного каскада по постоянному току выполняется с помощью схемотехнического моделирования Micro-Cap фирмы Spectrum Software [3]. Демонстрационная версия этой программы распространяется свободно и доступна на сайте разработчика www.spectrum-soft.com. Демонстрационная версия имеет ряд ограничений по сравнению с полной, однако её возможностей достаточно для проведения необходимого моделирования. Для включения в библиотеку программы Micro-Cap моделей отечественных транзисторов, используемых в расчёте, необходимо с помощью какого-либо текстового редактора добавить в файл `nom.lib`, находящийся в папке `Library` программы Micro-Cap, строку, содержащую имя файла `lib_rus.lib` с описаниями моделей:

```
.lib "lib_rus.lib"
```

Это можно также сделать, загрузив файл `nom.lib` в текстовый редактор Micro-Cap двойным щелчком мыши по имени файла. Файл `lib_rus.lib` нужно поместить в папку `Library`.

По умолчанию в Micro-Cap используются графические обозначения компонентов по стандарту США. Для того чтобы установить графические обозначения, наиболее близкие к ЕСКД, нужно в редакторе компонентов

(**Windows** → **Component Editor...**) выбрать наименование типа **_Euro** для следующих компонентов: **Resistor**, **NPN**, **Ground**, **Battery**¹. При выходе из редактора нужно подтвердить сохранение сделанных изменений.

Измерение статических характеристик транзисторов проводится по схеме рис. П.2 в режиме расчёта передаточных функций по постоянному току (**Analysis>DC...**). При этом для источников **VC** и **VB** нужно задать определённые ранее значения напряжения $U_{КЭ}^0$ и $U_{БЭ}^0$.

Для построения графиков входной и проходной характеристик необходимо варьировать величину напряжения между базой и эмиттером, задаваемого источником **VB**. Для этого в верхней части окна **DC Analysis Limits**, в котором задаются параметры моделирования, следует указать:

- в строке **Variable 1**: в поле **Method (метод)** – **Linear (линейный)**², что означает линейное изменение напряжения в заданных пределах; в поле **Name (имя)** – наименование варьируемого источника напряжения (**VB**); в поле **Range (диапазон)** – пределы изменения напряжения этого источника³;
- в строке **Variable 2**: **None**, что означает неизменность напряжения второго источника (**VC**).

В нижней части окна указываются имена переменных, значения которых откладываются по горизонтальной (**X Expression**) и вертикальной (**Y Expression**) осям графика. Для графика входной характеристики это соответственно напряжение между базой и эмиттером $V_{be}(VT1)$ и ток базы $I_b(VT1)$ транзистора **VT1**, а для графика проходной характеристики – на-

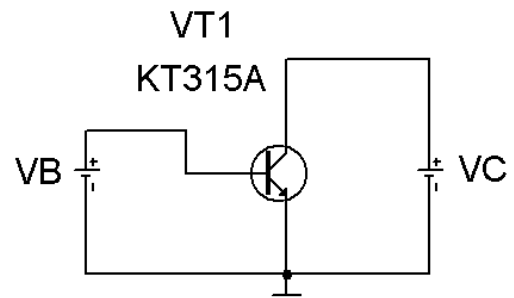


Рис. П.2. Схема включения биполярного транзистора

¹ Здесь перечислены только те компоненты, которые используются в типовом расчёте. При необходимости таким же образом могут быть изменены обозначения других компонентов, для которых предусмотрен вариант **_Euro**.

² **Внимание!** По умолчанию задан **автоматический (Auto)** метод изменения варьируемого параметра. При этом в некоторых случаях может значительно увеличиваться количество рассчитываемых точек графика, а следовательно, возрастает время моделирования.

³ В соответствии с принятым в системе **Micro-Cap** правилом сначала указывается максимальное значение, потом – минимальное, а затем – величина шага изменения. Заданное таким образом максимальное значение тока источника не обязательно должно совпадать со значением, указанным в атрибутах источника при составлении схемы.

пряжение $V_{be}(VT1)$ и ток коллектора $I_c(VT1)$. Моделирование проводится при установленной по умолчанию стандартной температуре $+27^\circ\text{C}$.

Измерение малосигнальных Y -параметров транзистора производится в режиме анализа по переменному току (**Analysis>AC**). На модели определяются те значения модуля, а также действительной и мнимой частей тех Y -параметров, которые необходимы для расчёта. В системе Micro-Cap для модуля, действительной и мнимой частей комплексных величин используются следующие обозначения:

$\text{Mag}(z)$ – модуль z ;

$\text{Re}(z)$ – действительная часть z ;

$\text{Im}(z)$ – мнимая часть z .

Таким образом, для построения графика зависимости модуля крутизны транзистора от частоты в графе **Y Expression** следует записать

$$\text{Mag}(I_c(VT1)/V_{be}(VT1)),$$

а для построения графиков зависимостей активной и реактивной составляющих входной проводимости – соответственно

$$\text{Re}(I_b(VT1)/V_{be}(VT1))$$

и

$$\text{Im}(I_b(VT1)/V_{be}(VT1)).$$

Аналогично определяются активная и реактивная составляющие выходной проводимости.

Измерение параметров \dot{Y}_{11} и \dot{Y}_{21} биполярного транзистора, включённого по схеме с ОЭ, производится с помощью схемы, изображённой на рис. П.3. Источники напряжения VB и VC обеспечивают требуемый режим по постоянному току, который характеризуется напряжениями в ра-

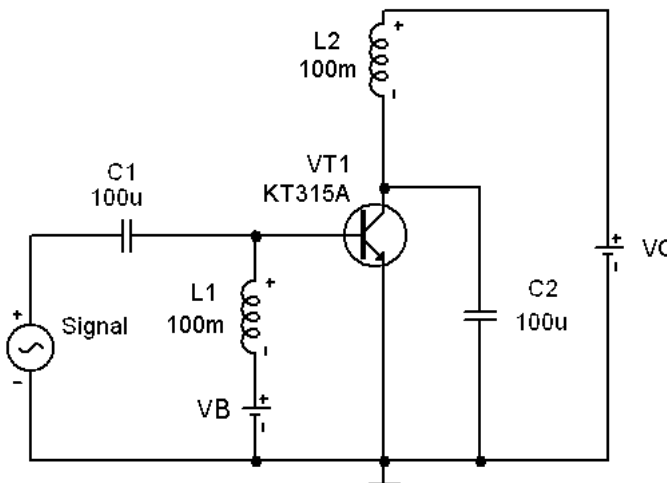


Рис. П.3. Схема измерения параметров Y_{11} и Y_{21} транзистора, включённого с ОЭ

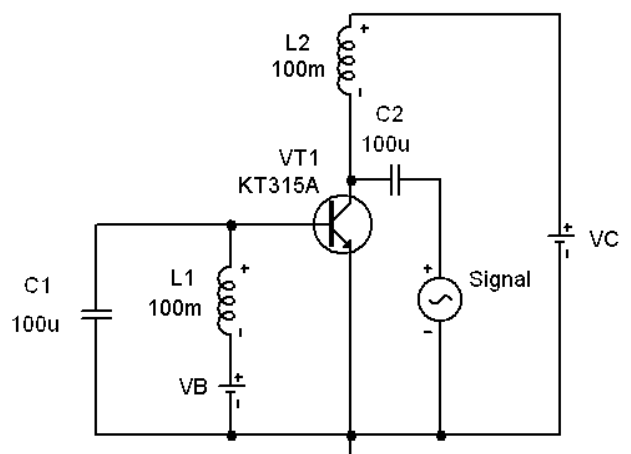


Рис. П.4. Схема измерения параметров Y_{12} и Y_{22} транзистора, включённого с ОЭ

бочей точке $U_{БЭ}^0$ и $U_{КЭ}^0$; источник синусоидального напряжения **Signal** создаёт испытательный сигнал; конденсатор **C1** является разделительным, а конденсатор **C2** – блокировочным.

Для измерения параметров \dot{Y}_{12} и \dot{Y}_{22} используется схема, показанная на рис. П.4, которая отличается от схемы на рис. П.3 тем, что источник испытательного сигнала через разделительный конденсатор **C2** подключён к коллектору транзистора, а база транзистора через блокировочный конденсатор **C1** соединена с «землёй». На обеих схемах катушки индуктивности **L1** и **L2** выполняют функции дросселей, т.е. элементов, которые на частоте сигнала имеют большое индуктивное сопротивление и, в силу этого, не пропускают переменную составляющую тока, но пропускают постоянную составляющую.

Для определения Y -параметров транзистора на рабочей частоте моделирование проводится в некотором интервале, включающем эту частоту. Графики частотных зависимостей Y -параметров должны быть приведены в пояснительной записке к расчёту.

Уточнение сопротивления термостабилизирующего резистора $R_{Э}$ проводится на модели, соответствующей схеме рис. П.1. Напряжение источника питания и сопротивления резисторов устанавливаются в соответствии с ранее выполненным расчётом. Сначала для проверки правильности расчёта нужно выполнить моделирование при стандартной температуре $+27^\circ\text{C}$. Измеренное на модели значение тока коллектора в рабочей точке не должно отличаться от заданного более чем на 1–2 %.

Затем проводится моделирование в интервале температур $-40^\circ\text{C} \dots +60^\circ\text{C}$. Для этого в режиме **Analysis>DC...** в окне задания параметров (**DC Analysis Limits**) нужно указать в качестве переменной **Variable 1** температуру (**TEMP**) и в поле **Range** задать пределы её изменения: максимальное значение, минимальное значение и шаг изменения. В поле **X Expression** указать переменную **TEMP**, а в поле **Y Expression** – $I_C(VT1)$. По полученному графику зависимости тока коллектора в рабочей точке от температуры следует определить максимальное относительное изменение тока коллектора

$$\delta I_{K \max} = \frac{|\Delta I_K|_{\max}}{I_K|_{27^\circ\text{C}}} 100\% ,$$

где $|\Delta I_K|_{\max} = \max(|I_K - I_K|_{27^\circ\text{C}}|)$ – максимальное абсолютное отклонение

тока коллектора в интервале температур от значения при стандартной температуре. Величина $\delta I_{K_{\max}}$ должна быть не более 5-10 %.

Если $\delta I_{K_{\max}}$ превышает указанное значение, то необходимо увеличить глубину отрицательной обратной связи по постоянному току, обеспечивающей температурную стабилизацию. Для этого в случае использования схемы с отрицательной обратной связью по напряжению (рис. П.1,а) следует увеличить сопротивление резистора R_{ϕ} , одновременно уменьшая сопротивление резистора R_B так, чтобы при стандартной температуре ток коллектора имел заданное значение. При этом нужно также контролировать напряжение коллектор-эмиттер, которое не должно быть менее 1-1,5 В. При необходимости можно увеличить напряжение питания.

При использовании схемы с обратной связью по току (рис. П.1,б) нужно увеличить сопротивление резистора R_{Ω} , одновременно изменив сопротивления резисторов базового делителя таким образом, чтобы по-прежнему обеспечивать заданный режим по постоянному току при стандартной температуре.

При использовании схемы с комбинированной обратной связью (рис. П.1,в) для уменьшения температурной нестабильности тока коллектора нужно в первую очередь увеличивать сопротивление резистора R_{Ω} .

Список использованных источников

1. **Электрический** расчёт радиоприёмных устройств. Антонов-Антипов Ю.Н., Васильев В.П., Разевиг В.Д. и др. / Под ред. В.П.Васильева. – М.: МЭИ, 1986.
2. **Лишак М. Ю.** Основы приёма и обработки сигналов [Электронный ресурс] : учебно-методический комплекс. – М.: НИУ «МЭИ», 2013.
3. **Амелина М.А., Амелин С.А.** Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9 и 10 [Электронное издание]. – Смоленск, Смоленский филиал НИУ «МЭИ», 2013.

Разработал доцент кафедры Формирования и обработки сигналов НИУ «МЭИ» **Лишак М.Ю.**