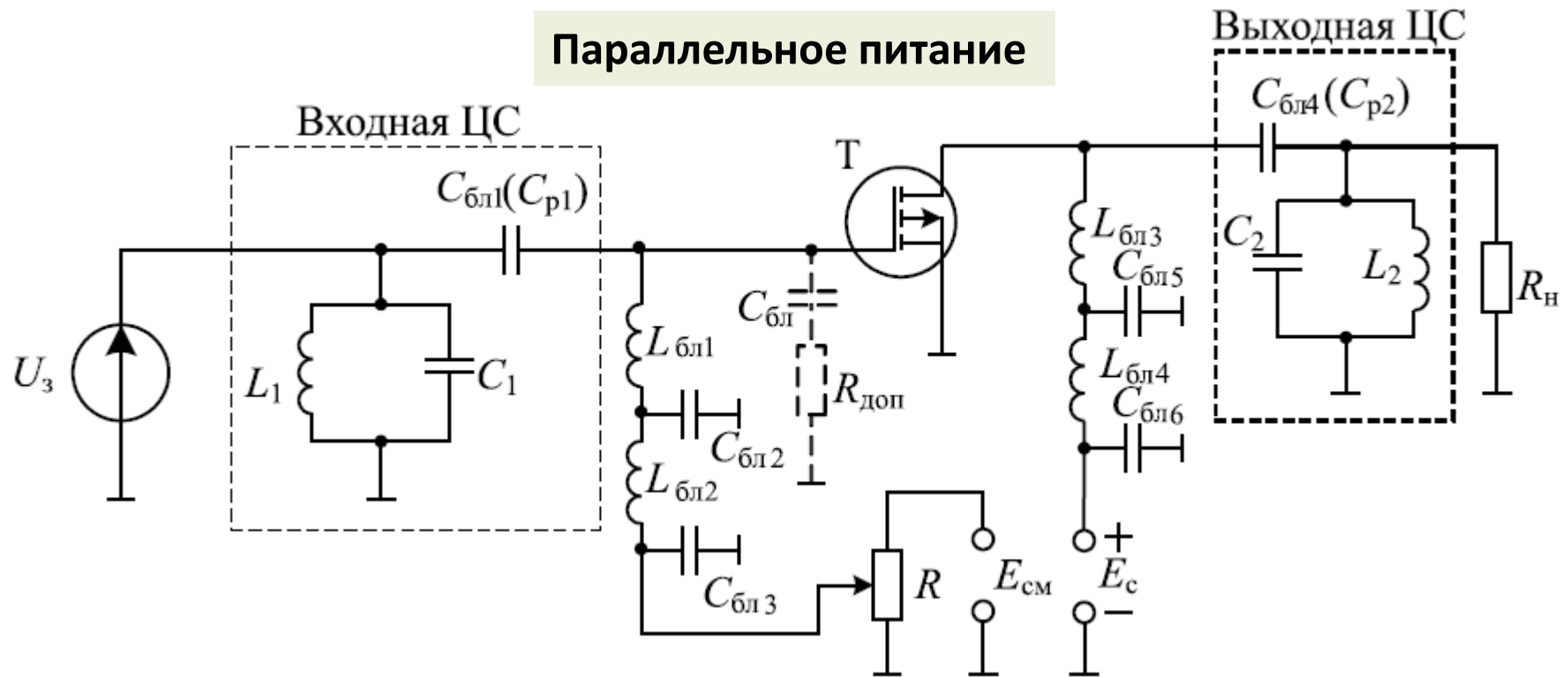


Лекция 5. Цепи питания ЭП в УМ. Блокировочные элементы. Согласующие (трансформирующие цепи)

Параллельное питание



$$X_L = \omega L_{\text{бл}3} > (30 \dots 50) R_{\text{экв}}, \quad \text{где } R_{\text{экв}} = R_{\text{н}} \quad 1/\omega C_{\text{бл}5} \leq (0,03 \dots 0,05) R_{\text{экв}}$$

$$X_C = 1/\omega C_{\text{p}2} < (0,005 \dots 0,01) R_{\text{экв}}$$

$$X_L = \omega L_{\text{бл}1} \geq (30 \dots 50)/|Y_{\text{вх}}| \quad 1/X_C = \omega C_{\text{p}1} \geq (20 \dots 50)|Y_{\text{вх}}|$$

+

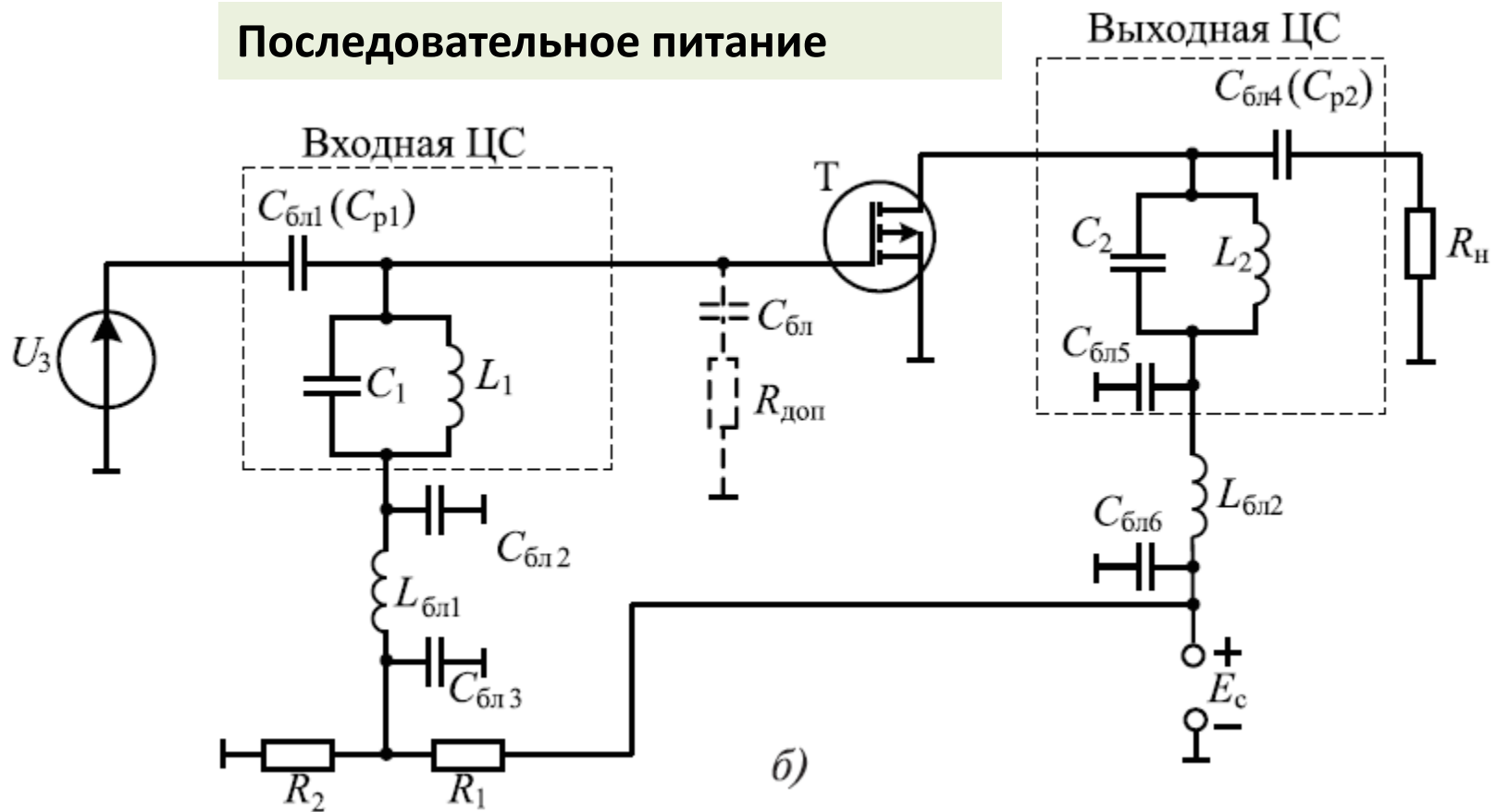
входные и выходные РЧ цепи связи ЭП не находятся под напряжениями питания или напряжения смещения на входном электроде ЭП.

-

входной и выходной LC-контуры шунтируются паразитными емкостями блокировочных дросселей и обкладок разделительных конденсаторов на корпус, которые уменьшают характеристические сопротивления этих контуров и увеличивают потери в них.

чем больше $R_{\text{экв}}$ или меньше $|Y_{\text{вх}}|$, тем требуются большие индуктивности блокировочных дросселей. Но помимо существенно большей массы и габаритов, у них оказываются гораздо больше паразитные емкости, шунтирующие цепь нагрузки. Кроме того, увеличиваются омические сопротивления их проводов. Отсюда растут потери, в первую очередь, на постоянном токе, а также и на радиочастоте. Это ведет в итоге к уменьшению КПД

Последовательное питание



$$X_C = 1/\omega C_{\text{бл}4} \leq (0,02 \dots 0,03) R_{\text{ЭКВ}} \quad \text{Также выбирают и } C_{\text{бл}5}$$

$$X_L = \omega L_{\text{бл}2} > (3 \dots 10) R_{\text{ЭКВ}} \quad \text{Гораздо меньше, чем в схеме с паралл. питанием}$$

Для вх. цепи вместо $R_{\text{ЭКВ}}$ подставляют $1/|Y_{\text{вх}}|$. С учётом $R_{\text{доп}}$

+

Основное преимущество схемы последовательного питания состоит в том, что блокировочные дроссели не шунтируют LC-контура, а в более общем — нагрузочного сопротивления и источника возбуждения. Их паразитные емкостные потери в них. Поскольку дроссель $L_{бл}$ совместно с двумя блокировочными конденсаторами образует трехзвенный ФНЧ, а не двухзвенный, как в параллельной схеме, то обеспечиваются значительно большие развязки по цепям питания.

в последовательных схемах питания требуются дроссели $L_{бл}$ во много раз меньшей величины. Отсюда меньше их массогабаритные параметры и, что не менее важно, меньше омические сопротивления их проводов на постоянном токе, меньше их паразитные емкости $C_{пар}$. Во всяком случае здесь, в отличие

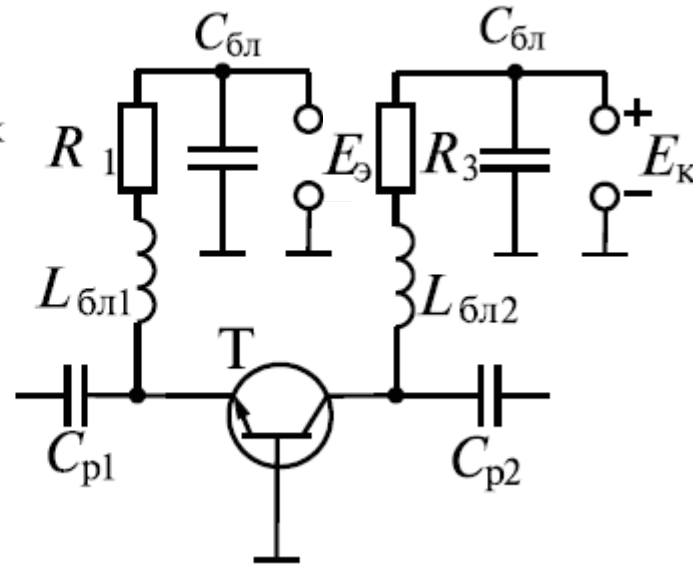
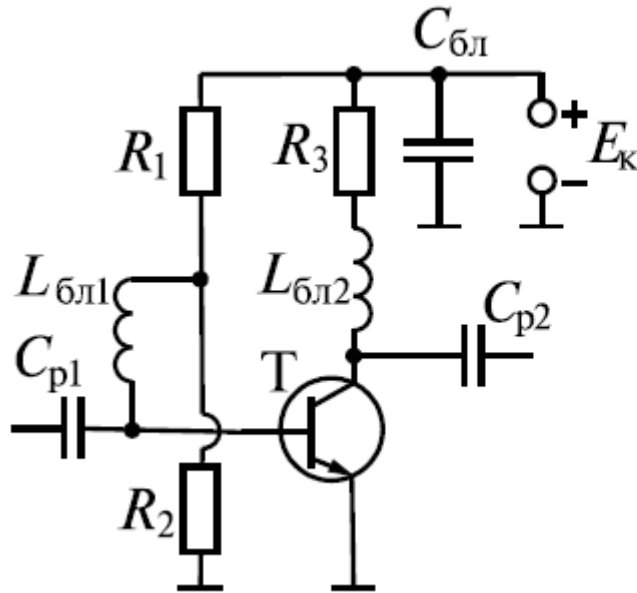
-

Главный недостаток последовательных схем питания состоит в том, что контурные катушки и конденсаторы находятся под напряжением питания или смещения.

трудности в практической их реализации в диапазоне СВЧ. Кроме того, может потребоваться более толстые провода для намотки катушек индуктивностей, возникать проблемы подмагничивания при выполнении индуктивностей и межкаскадных трансформаторов с магнитными сердечниками.

Реализация смещения

Смещение от отдельного источника Есм, общего источника через делитель R1, R2, автоматическое (за счёт I_{BX0})



I_{60} создаёт на

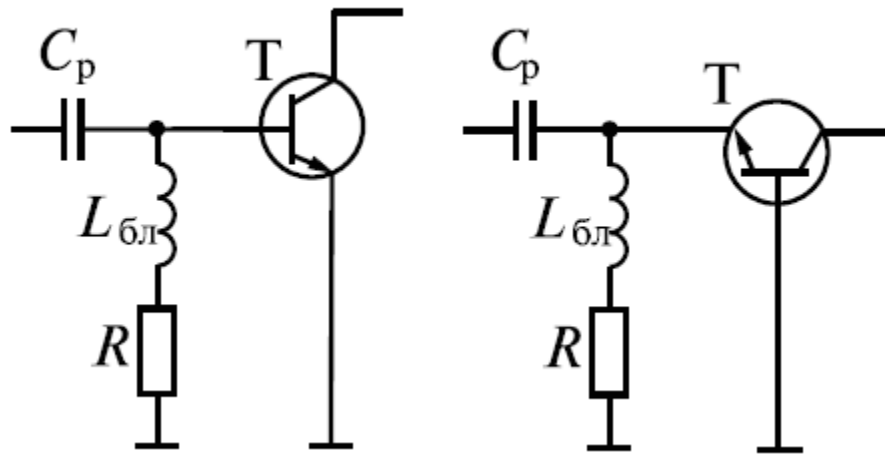
$$R_{авт} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$$

Запирающее автосмещение для нужного Θ

Для схемы с ОБ автосмещение для нужного Θ

$$R_1 = E_{п2} / I_{э0} \approx E_{п2} / I_{к0}$$

Реализация смещения для мощных БТ

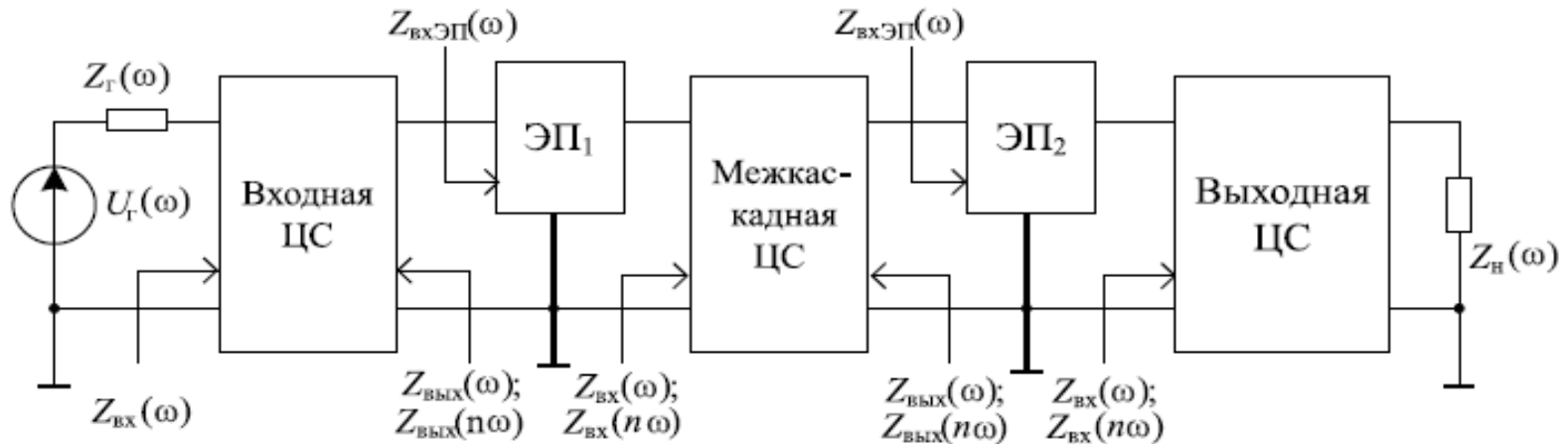


при автоматическом запирающем напряжении смещении на эмиттерном переходе, которое создается на резисторе R от постоянной составляющей тока базы $E_{бэ} = RI_{б0}$ в схеме с ОЭ* или тока эмиттера $E_{бэ} = RI_{э0}$ в схеме с ОБ. При $R = 0$ обеспечивается нулевое смещение

Обязательно учесть $R_{доп}$, которое включено на входе по радиочастоте (без $L_{бл}$).

в радиочастотных полевых транзисторах, в которых отсутствует постоянная составляющая тока затвора, а исток выведен на корпус и должен быть непосредственно соединен с общим проводом, автосмещение невозможно.

Согласующие (трансформирующие цепи)



1. Выходные и межкаскадные ЦС на основной частоте ω должны трансформировать в общем случае комплексное сопротивление нагрузки $Z_H(\omega)$ также в общем случае в комплексное сопротивление $Z_{ВХ}(\omega)$

2. Из-за высоких требований к фильтрации высших гармоник в нагрузке (в антенне) на выходе конечного каскада часто включают специальную достаточно сложную ЦС — выходную фильтрующую систему (ВФС)

3. ЦС должна вносить незначительные потери мощности (диссипативные потери) на основной частоте. могут напрямую значительно понижать КПД

4. В случае широкодиапазонных УМ в рабочем диапазоне частот от ω_H до ω_B ЦС должны выдерживать заданные характеристики

Реализуют в виде узкополосных или широкополосных ЦС

Коэффициент передачи по мощности (p), КСВ, КБВ

источник U_{Γ} с сопротивлением $0 < R_{\Gamma} < \infty$, нагруженный непосредственно на комплексное сопротивление $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}}$. Ток, поступающий в сопротивление $Z_{\text{н}}$, равен $I_{\text{н}} = U_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{\text{н}} + jX_{\text{н}})$. При этом в $R_{\text{н}}$ выделяется мощность

$$P_{\text{н}} = 0,5 I_{\text{н}}^2 R_{\text{н}} = 0,5 U_{\Gamma}^2 R_{\text{н}} / [(R_{\Gamma} + R_{\text{н}})^2 + X_{\text{н}}^2].$$

Величина $P_{\text{н}}$ будет наибольшей при $X_{\text{н}} = 0$ и согласованной нагрузке $R_{\text{н}} = R_{\Gamma}$:

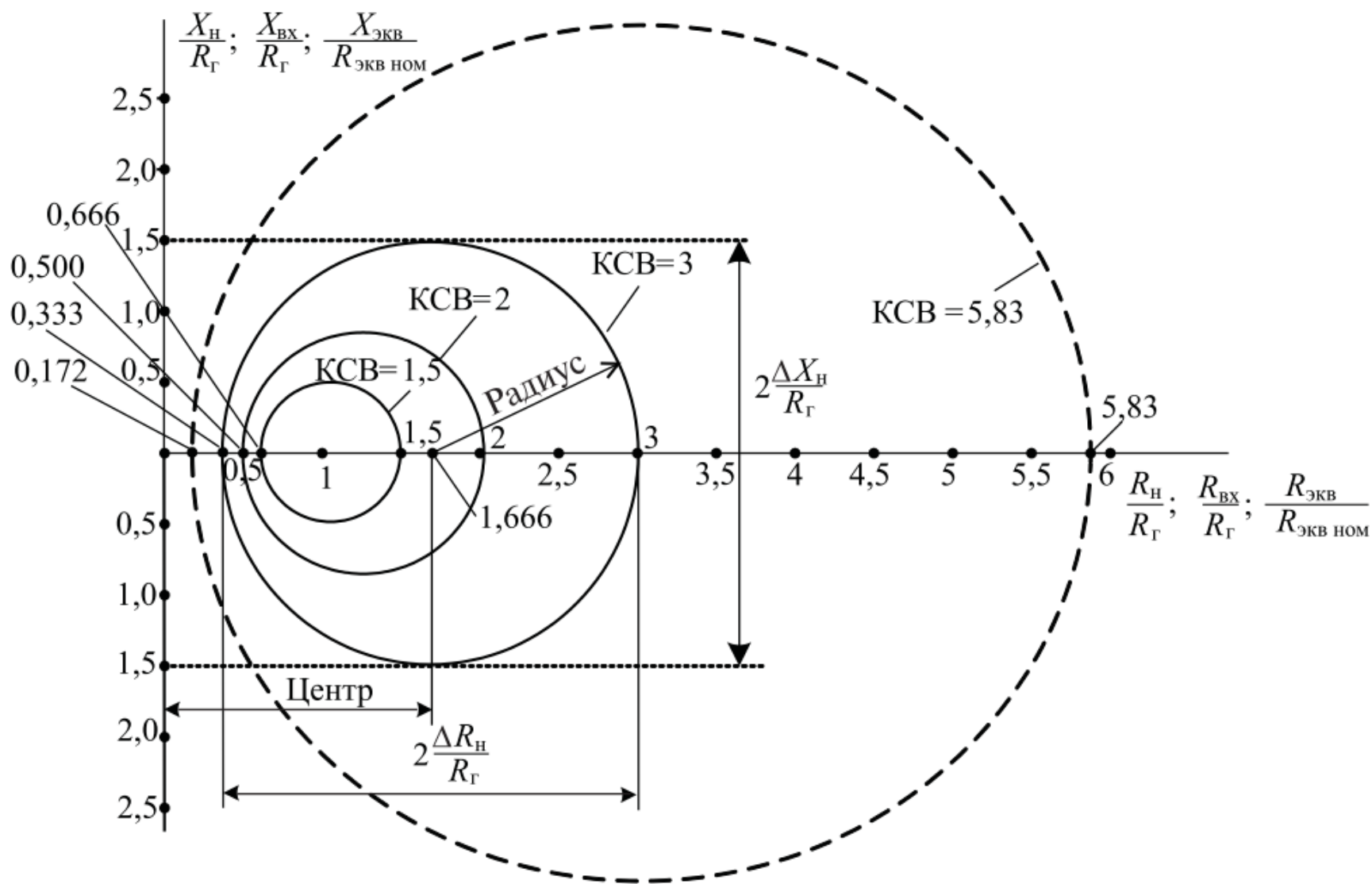
$$P_{\text{н max}} = 0,125 U_{\Gamma}^2 / R_{\Gamma}.$$

$$p = P_{\text{н}} / P_{\text{н max}} = 4 R_{\text{н}} R_{\Gamma} / [(R_{\Gamma} + R_{\text{н}})^2 + X_{\text{н}}^2].$$

Также используют такие понятия параметров, как коэффициент отражения (или коэффициент несогласованности) ρ , коэффициенты стоячей (КСВ) и бегущей (КБВ) волны, связанные между собой соотношениями

$$\rho = \frac{Z_{\text{н}} - R_{\Gamma}}{Z_{\text{н}} + R_{\Gamma}} = \frac{R_{\text{н}} - R_{\Gamma} + jX_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\Gamma} + jX_{\text{н}}}, \quad |\rho|^2 = \frac{(R_{\text{н}} - R_{\Gamma})^2 + X_{\text{н}}^2}{(R_{\text{н}} + R_{\Gamma})^2 + X_{\text{н}}^2}, \quad |\rho|^2 = 1 - p.$$

$$\text{КБВ} = \frac{1}{\text{КСВ}}; \quad \rho = \frac{\text{КСВ} - 1}{\text{КСВ} + 1} = \frac{1 - \text{КБВ}}{1 + \text{КБВ}}.$$



Изменения резистивной и реактивной составляющих комплексного сопротивления при фиксированных значениях КСВ

Изменение мощности в диапазоне частот

от источника U_r с конечным внутренним сопротивлением ($0 < R_r < \infty$) для оценки как неравномерности АЧХ в полосе пропускания, так и коэффициента фильтрации в полосе заграждения (в том числе и на конкретных фиксированных частотах) также используют затухание соответственно Δa и a , выраженные в дБ

$$\Delta a, \text{ дБ} = 10 \lg(P_{\text{н max}}/P_{\text{н}}) = 10 \lg(1/p) \quad a, \text{ дБ} = 10 \lg(P_{\text{н max}}/P_{\text{н}})$$

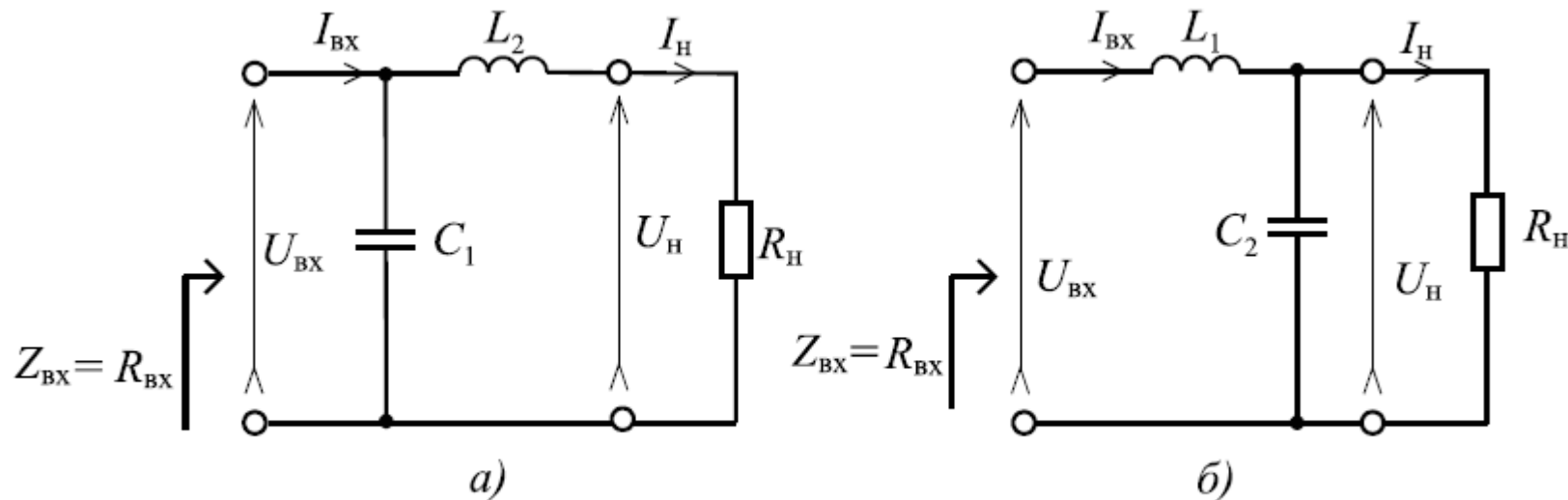
Узкополосные (резонансные) ЦС

Цепи связи на сосредоточенных L- и C-элементах. В каскадах УМ, выполненных на транзисторах, практически такие ЦС строят только в виде Г-, П- и Т-образных трансформирующих цепочек или их сочетаний.

по схеме ФНЧ, когда в продольных ветвях включаются индуктивности, а в поперечных — емкости (рис. 3.6–3.9). При этом, во-первых, обеспечивается лучшая фильтрация высших гармоник. Во-вторых, входные и выходные емкости и индуктивности выводов ЭП сравнительно просто всчитываются в соответствующие реактивные элементы этих цепочек либо непосредственно образуют отдельные их элементы или отдельные трансформирующие звенья. В-третьих, такие ЦС относительно легко реализуются как на сосредоточенных L- и C-элементах, так и на распределенных, образованных отрезками длинных линий с эквивалентной электрической длиной, как правило, менее $\lambda/4$

Реализуются в виде Г, Т и П цепей

ЦС в виде Г- цепи



$$Z_{\text{BX}}(\omega) = \frac{\frac{1}{j\omega C_1}(j\omega L_2 + R_{\text{H}})}{\frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_2 + R_{\text{H}}} = \frac{X_C X_L - jX_C R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} - j(X_C - X_L)}$$

расчетные соотношения для реактивных сопротивлений X_C и X_L при заданных R_{BX} и R_{H} :

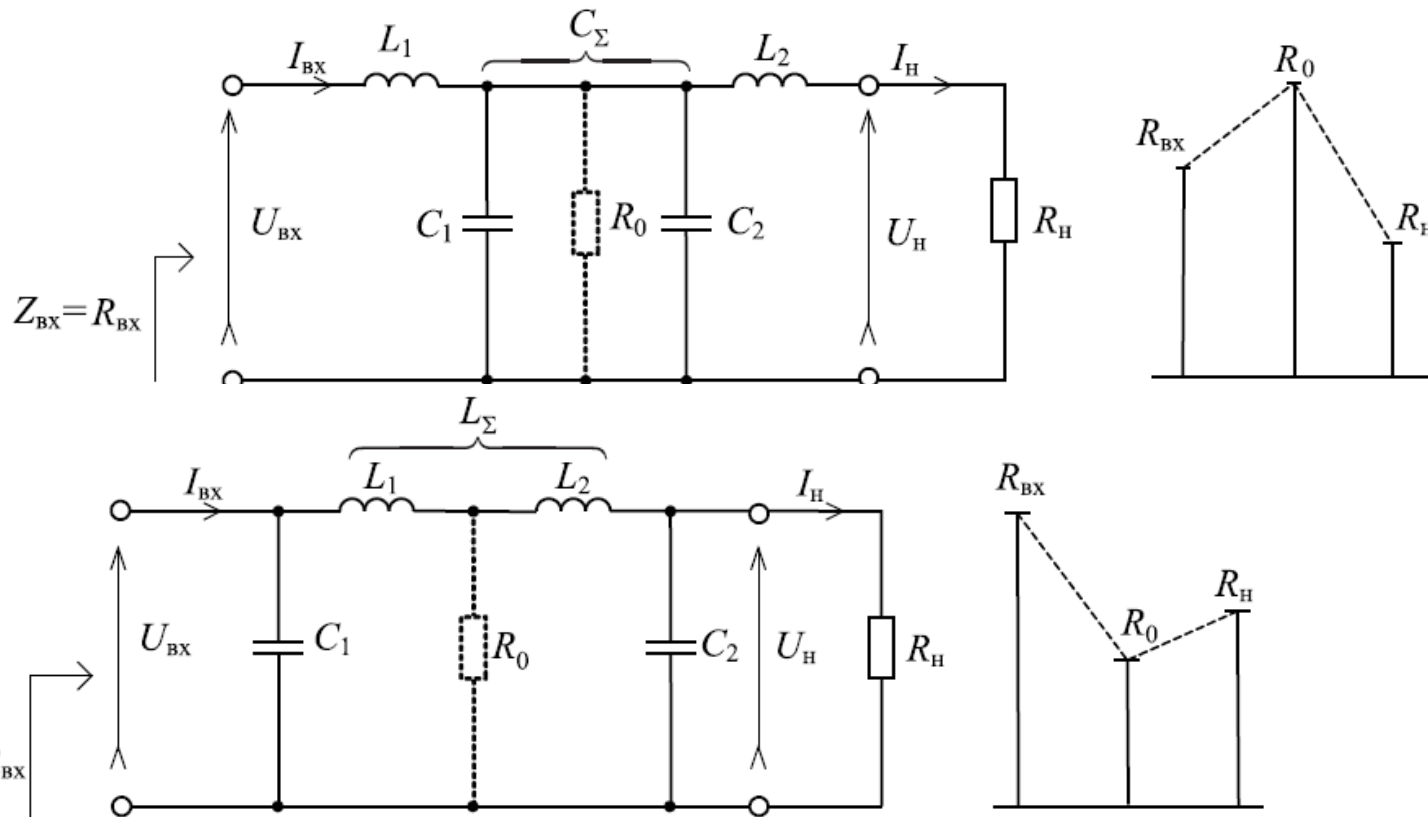
$$X_C = 1/\omega C_1 = R_{\text{BX}}/\sqrt{R_{\text{BX}}/R_{\text{H}} - 1}; \quad X_L = \omega L_2 = R_{\text{H}}\sqrt{R_{\text{BX}}/R_{\text{H}} - 1}$$

при $R_{\text{BX}} > R_{\text{H}}$.

$$X_L = \omega L_1 = R_{\text{BX}}\sqrt{(R_{\text{H}}/R_{\text{BX}}) - 1}; \quad X_C = 1/\omega C_2 = R_{\text{H}}/\sqrt{(R_{\text{H}}/R_{\text{BX}}) - 1}$$

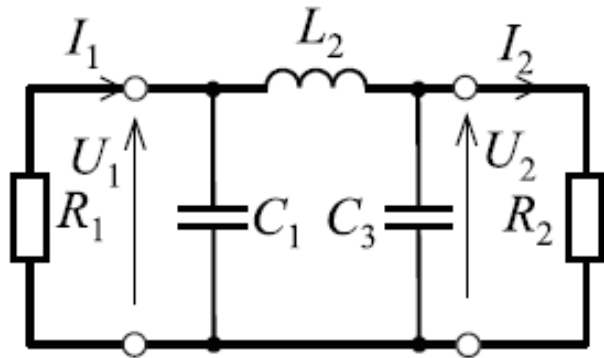
при $R_{\text{BX}} < R_{\text{H}}$.

ЦС в виде Т- цепи



величина R_0 выбирается не более, чем в 1,5...3 раза больше большего или меньше меньшего из двух R_{BX} и R_H . Значения L- и C-элементов обеих Г-цепочек определяются также, при соответствующей замене R_{BX} или R_H на R_0 . В окончательных схемах параллельные конденсаторы C_1 и C_2 или последовательные индуктивности L_1 и L_2 соответственно объединяют в один реактивный элемент.

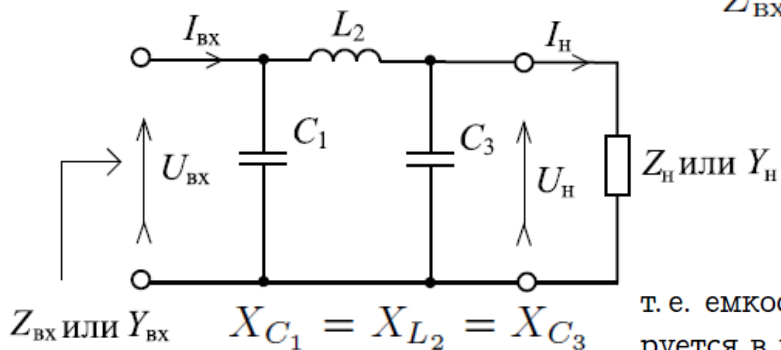
ЦС в виде П - цепи



$$\begin{aligned}
 X_1 &= R_1 / \sqrt{R_1 / R_0 - 1}; \\
 X_2 &= R_0 \left(\sqrt{\frac{R_1}{R_0} - 1} + \sqrt{\frac{R_2}{R_0} - 1} \right); \\
 X_3 &= R_2 / \sqrt{R_2 / R_0 - 1}; \\
 R_0 &< R_1; \quad R_0 < R_2; \quad R_1 \geq R_2
 \end{aligned}$$

Формулы для всех типов ЦС в табл. 3.1 учебника

ЦС в виде ФНЧ - инвертирующего трансформатора



$$Z_{\text{BX}} = X^2 / Z_{\text{H}} \quad \text{или} \quad Y_{\text{BX}} = B^2 / Y_{\text{H}}$$

при $Z_{\text{H}} = R_{\text{H}}$

$$R_{\text{BX}} = X^2 / R_{\text{H}} \quad \text{или} \quad G_{\text{BX}} = B^2 / G_{\text{H}}$$

при $Z_{\text{H}} = X_{\text{H}} \quad X_{\text{BX}} = X^2 / X_{\text{H}}$

т. е. емкостное (индуктивное) сопротивление (или проводимость) трансформируется в индуктивное (емкостное) сопротивление (или проводимость).

Простейшие Г-, Т-, и П-цепочки обеспечивают коэффициент перекрытия по частоте $K_f = \omega_{\text{в}} / \omega_{\text{н}}$ в пределах не более 1,05...1,1. Последовательное включение нескольких (обычно не более двух-трех) таких цепочек, выполненных по структуре ФНЧ и ФВЧ, одновременно позволяет увеличивать K_f до 1,1...1,2,