

Лекция 6. Согласующие (трансформирующие цепи)

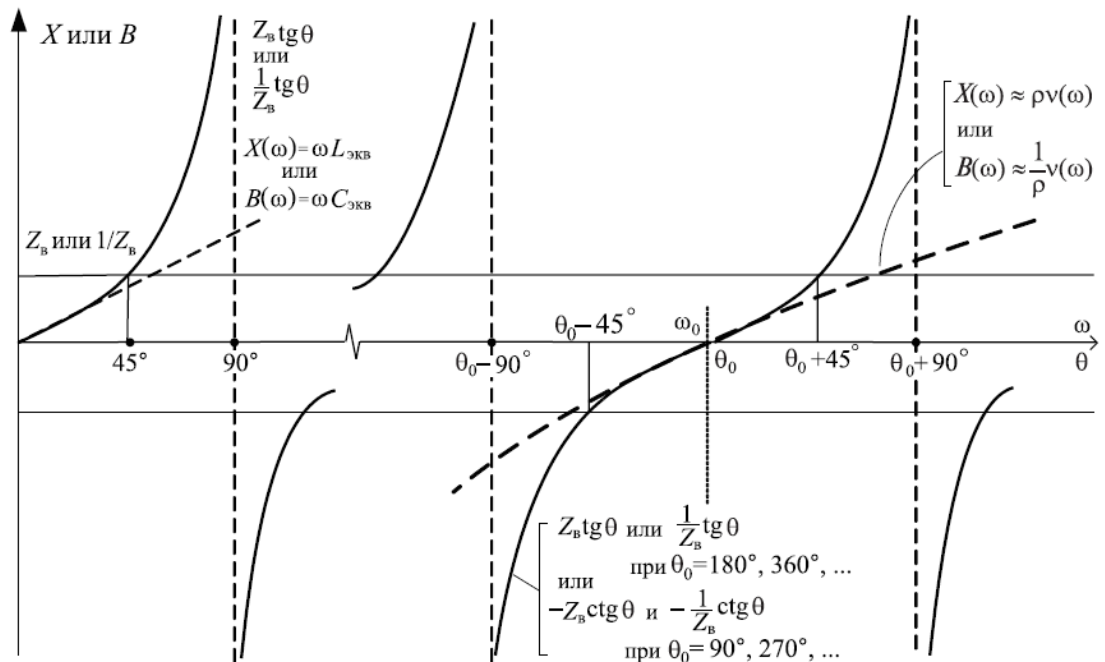
Цепи связи на распределенных L- и C-элементах

цепи связи на сосредоточенных L- и C-элементах удается реализовать на частотах до 1...2 ГГц, а при малых уровнях мощности вплоть до ≈ 10 ГГц. Наряду с этим примерно со 100...300 МГц их частично (в первую очередь индуктивности) или полностью реализуют на отрезках линий, главным образом на несимметричных полосковых и микрополосковых линиях.

Для линии без потерь

$$Z_{ВХ} = Z_H \frac{1 + j \frac{Z_B}{Z_H} \operatorname{tg} \theta}{1 + j \frac{Z_H}{Z_B} \operatorname{tg} \theta}$$

$$\theta = 2\pi \frac{l_{\text{эл}}}{\lambda} = 2\pi \sqrt{\xi_{\text{эфф}} \mu_{\text{эфф}}} \frac{l}{\lambda}$$

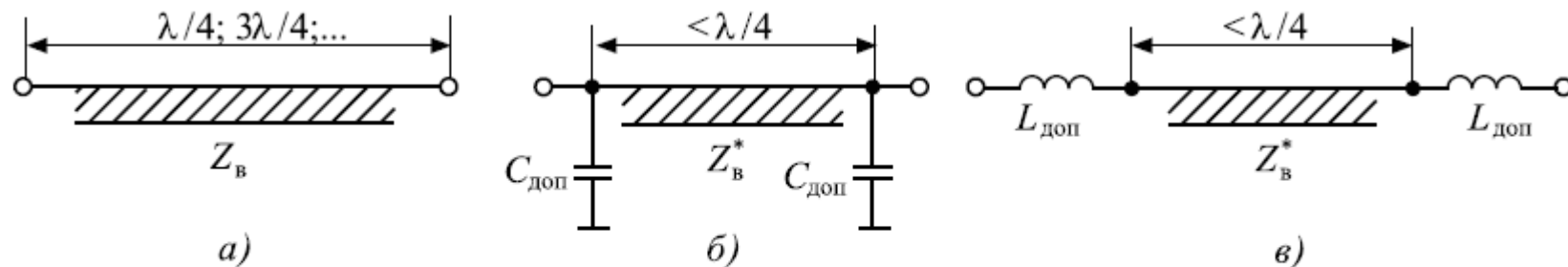


При относительно низкоомной нагрузке $|Z_H|/Z_B < 0,3$ и малой эквивалентной длине $l_{эл} < \lambda/8$ ($\theta < \pi/4$ или $<45^\circ$), когда $\operatorname{tg} \theta < 1$,

$$Z_{BX} \approx jZ_B \operatorname{tg} \theta + Z_H \approx j\omega L_{\text{экв}} + Z_H$$

При относительно высокоомной нагрузке $|Z_H|/Z_B > 3$ и малой эквивалентной длине $l_{эл} < \lambda/8$ ($\theta < \pi/4$ или $<45^\circ$), когда $\operatorname{tg} \theta < 1$, в (3.326) можно

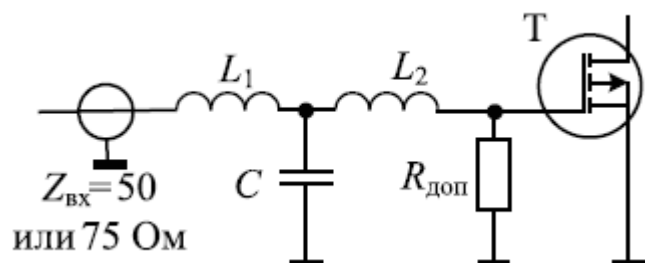
$$Y_{BX} = \frac{1}{Z_{BX}} = \frac{1}{Z_H} \left[1 + j \frac{Z_H}{Z_B} \operatorname{tg} \theta \right] \approx j\omega C_{\text{экв}} + \frac{1}{Z_H}, \quad \text{где} \quad C_{\text{экв}} = \frac{1}{\omega Z_B} \operatorname{tg} \theta \approx \frac{1}{\omega Z_B} \theta$$



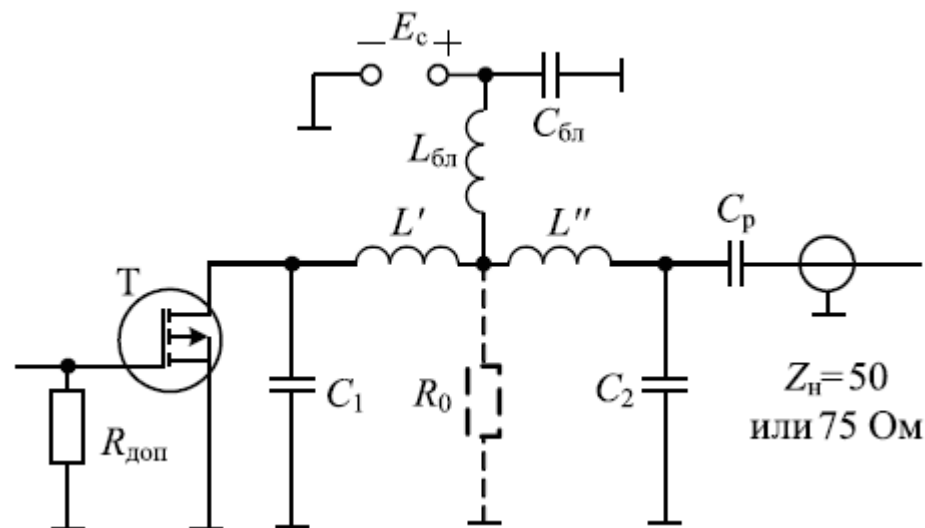
. Схемы «инвертирующих» цепочек на линиях $\lambda/4, 3\lambda/4, \dots$ (а)
и $< \lambda/4$ (б, в)

линия осуществляет обратную, инверсную трансформацию нагрузочного сопротивления Z_H в $Z_H^* = Z_B^2/Z_H$ или проводимости Y_H в $Y_H^* = 1/Z_B^2 Y_H$, т.е. такие отрезки линий эквивалентны инверсным Т- и П-цепочкам

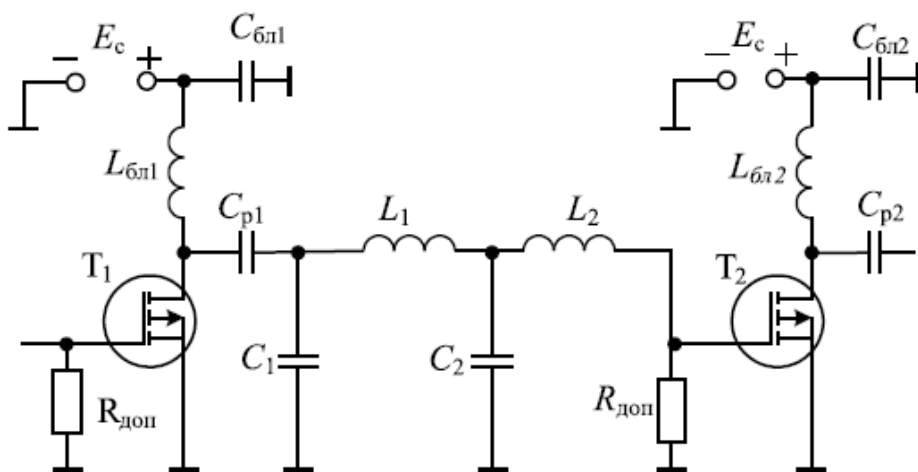
Схемотехника узкополосных (резонансных) УМ



$R_{\text{доп}}$, в сопротивление 50 или 75 Ом.

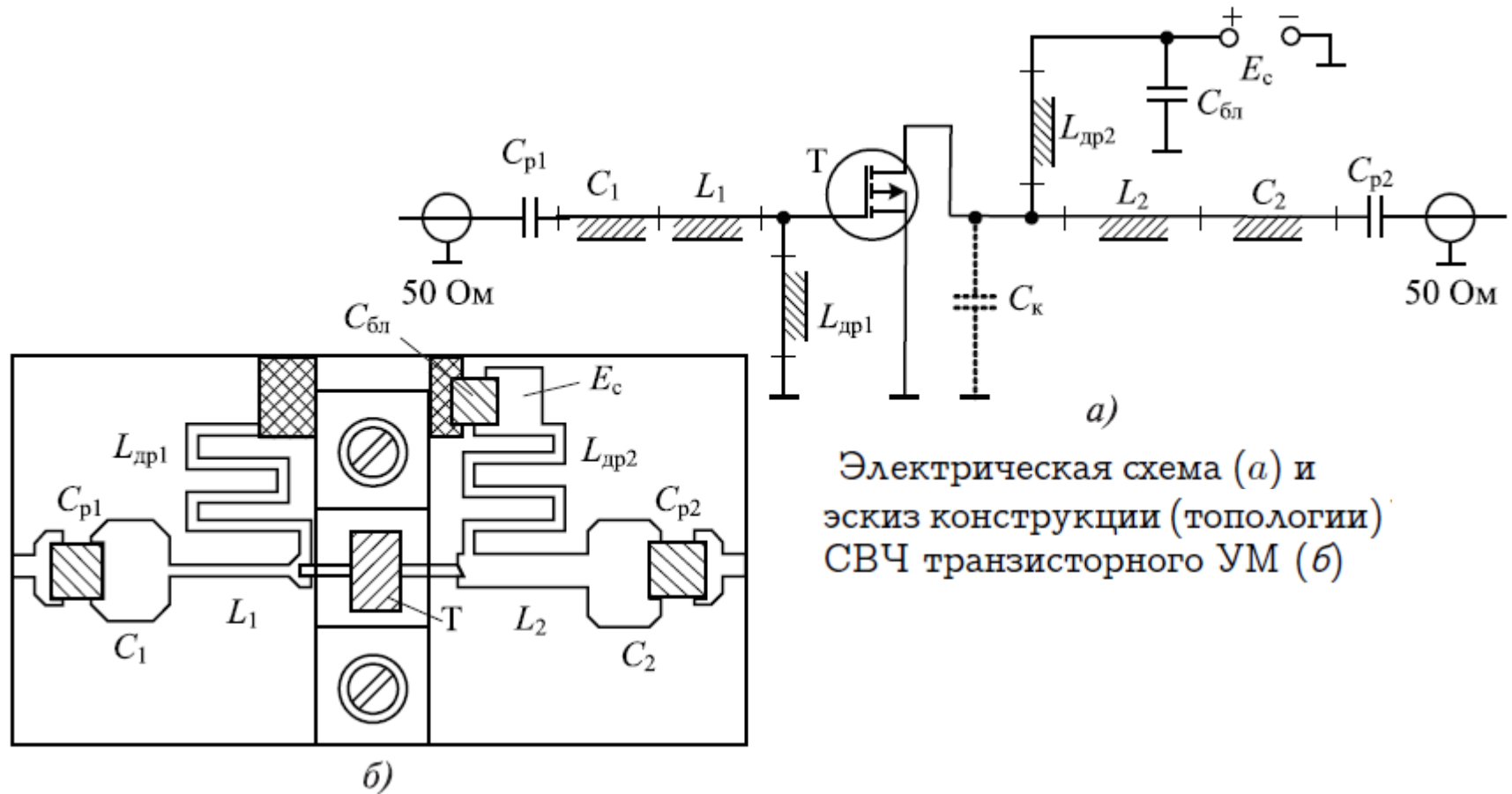


50 или 75 Ом в $R_{\text{ЭКВ НОМ}}$ транзистора



последовательно включенные Г-образные цепочки трансформируют (повышают) резистивную составляющую входного сопротивления второго транзистора с учетом $R_{\text{доп}}$ до номинального нагрузочного сопротивления первого

Схемотехника узкополосных (резонансных) УМ



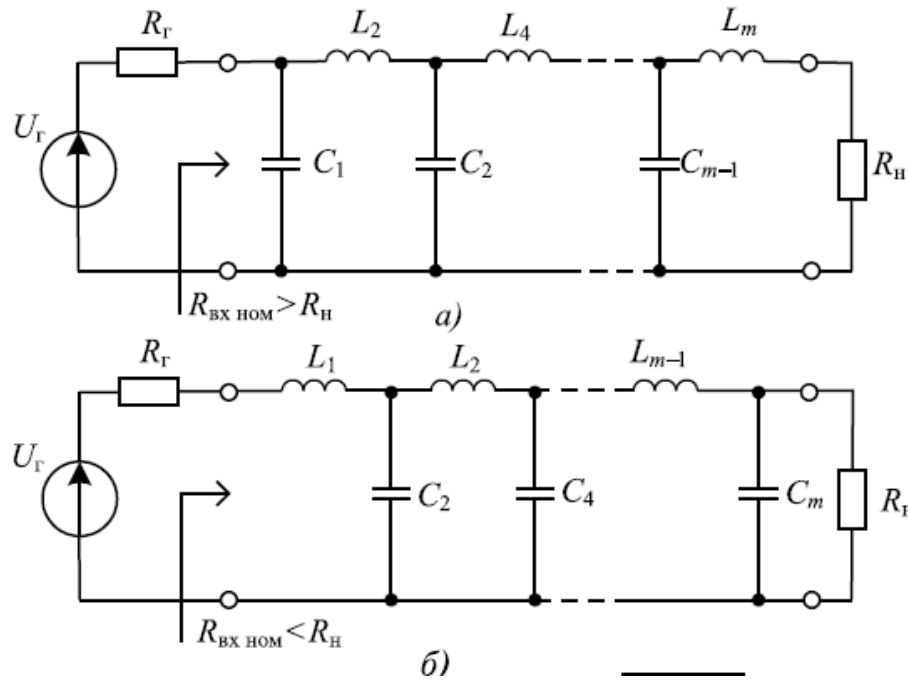
Электрическая схема (а) и
эскиз конструкции (топологии)
СВЧ транзисторного УМ (б)

: входное сопротивление дросселя, короткозамкнутого на другом конце, близко к бесконечному ($Z_{вх} \approx jZ_{в} \operatorname{tg} \theta \approx \infty$).

Для разомкнутой линии $\lambda/4$ ($Z_{вх} \approx -jZ_{в} \operatorname{ctg} \theta \approx 0$) - реализует $C_{бл}$

1. Создавать во всем диапазоне от ω_n до ω_v одинаковое нагрузочное сопротивление для ЭП данного УМ по первой гармонике. $Z_{\text{ЭКВ}}(\omega) \approx R_{\text{ЭКВ}}(\omega) \approx R_{\text{ЭКВ ном}}$.
2. Учитывать реактивные составляющие и их частотные зависимости во входных и выходных сопротивлениях (проводимостях) ЭП, обусловленных их входными и выходными емкостями и индуктивностями выводов.
3. С ростом рабочей частоты у ЭП может заметно снижаться коэффициент усиления по мощности K_P . Поэтому входные цепи каскадов УМ, построенных на таких ЭП, должны одновременно строиться и как цепи коррекции АЧХ, обеспечивая
4. При работе ЭП в мощных УМ с отсечкой тока должна обеспечиваться фильтрация высших гармонических составляющих его выходного тока в нагрузке. Эта проблема принципиально имеет решение, если рабочий диапазон не превышает октавы ($K_f = \omega_v / \omega_n < 2$). ФНЧ либо ПФ с $K_f < 2$ требует дополнительное подавление высших гармоник, например, на выходе окончного каскада усилительного тракта, то тогда устанавливают дополнительные фильтры на отдельные поддиапазоны, каждый с коэффициентом перекрытия по частоте менее октавы $K_f \leq 1,7 \dots 1,8$.

Широкодиапазонные ЦС

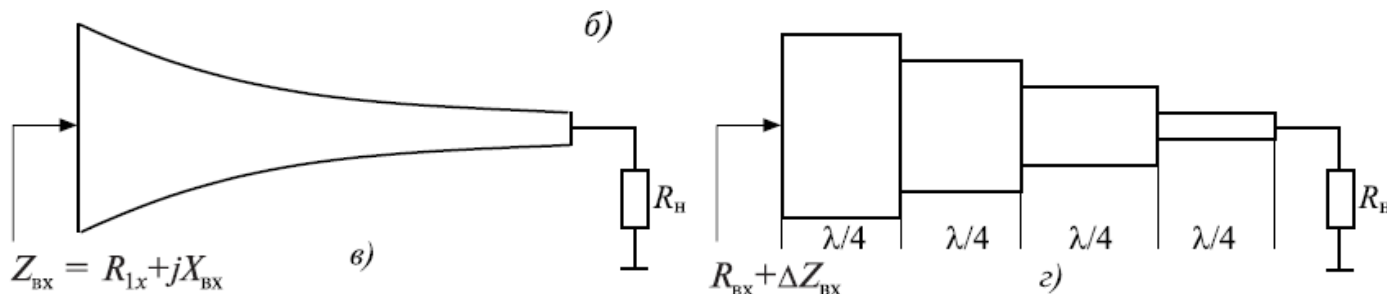


соединение $m/2$ Г-цепочек
 ФНЧ-трансформаторы проектируются на заданную АЧХ в полосе пропускания чем больше коэффициент $K_f = \omega_B/\omega_H$, чем меньше допустимые отклонения $|\Delta Z_{BX}|$ тем оказывается больше расчетное m

На практике стараются, чтобы число L и C не превышало 6 или 8.

Практически реализуем при

коэффициентах трансформации ($r \leq 10$ или $r \geq 0,1$)
 перекрытия по частоте ($K_f \leq 2 \dots 3$).

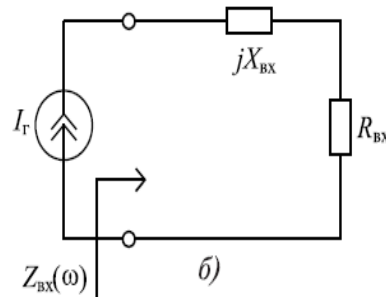
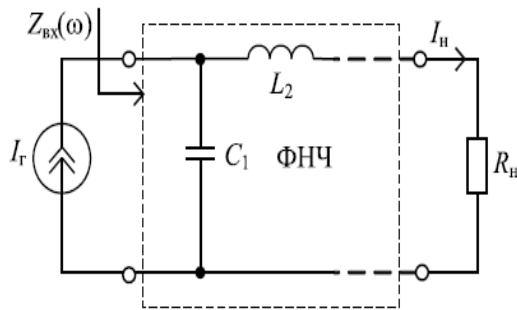


На СВЧ синтезируют ФНЧ трансформаторы на МПЛ с плавным в) и ступенчатым переходом

Широкодиапазонные ЦС. Проектирование (синтез)

Варианты синтеза различных типов фильтров по рабочим параметрам для трех случаев: работы от источника тока $I_r(\omega) = \text{const}$ с $R_r = \infty$, источника напряжения $U_r(\omega) = \text{const}$ с $R_r = 0$ и $U_r(\omega) = \text{const}$ с резистивным внутренним сопротивлением $R_r(\omega) = \text{const}$.

Рассмотрим 1, т.к. ЭП в недонапряжённом режиме – источник тока $I_r(\omega) = \text{const}$ с $R_r = \infty$.



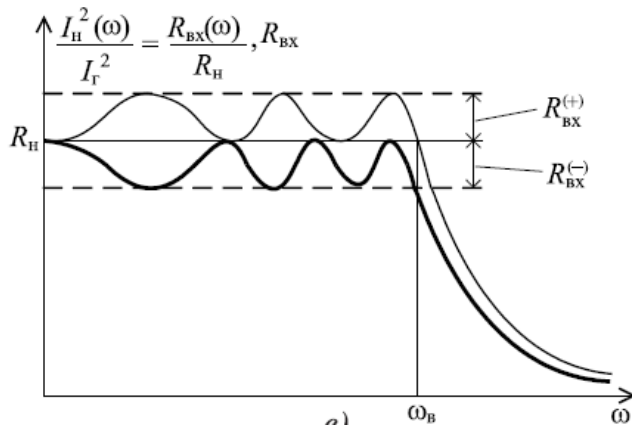
АЧХ фильтра $|K_1(\omega)|^2 = |I_H(\omega)|^2 / I_r^2$

Считаем, что ФНЧ без потерь

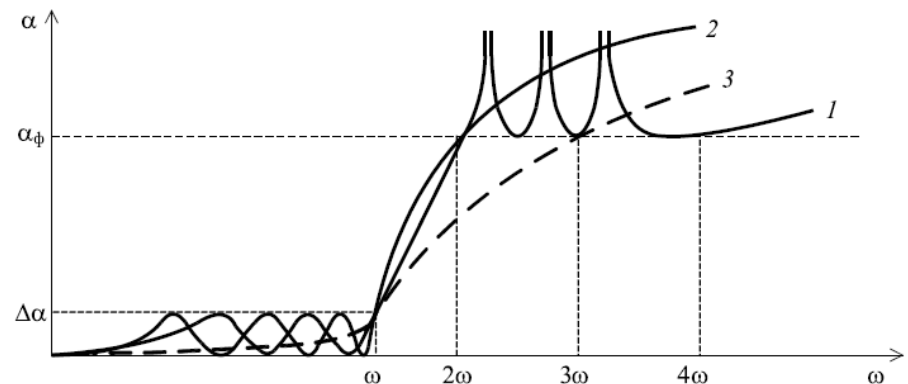
$$P_{BX}(\omega) = 0,5 I_r^2 R_{BX}(\omega) = P_H(\omega) = 0,5 I_H^2(\omega) R_H$$

$$R_{BX}(\omega) = R_H |I_H(\omega)|^2 / I_r^2 = R_H |K_1(\omega)|^2$$

Синтез ФНЧ по параметрам $r, \Delta R_{BX}, \omega_B, \alpha$ с использованием таблиц и специальных программ



Пример АЧХ

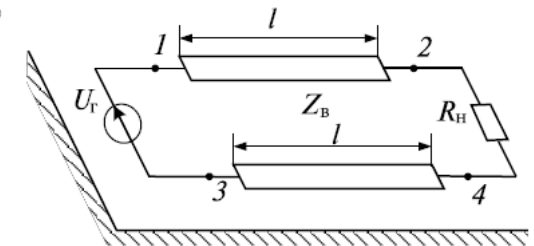
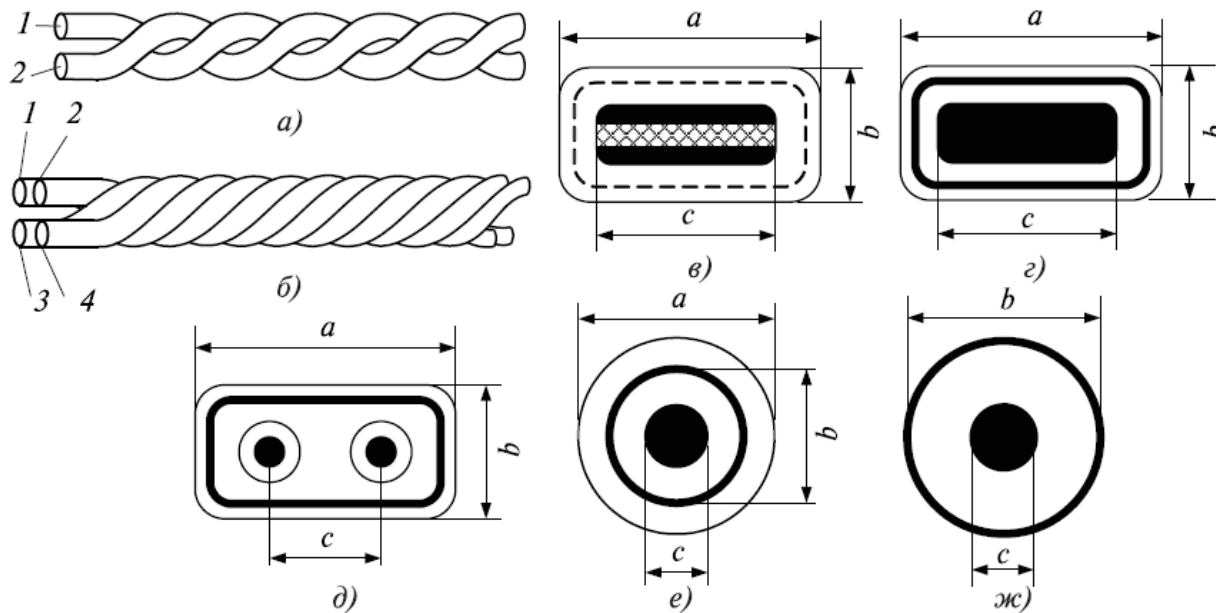


Частотные характеристики ФНЧ Кауэра (1), Чебышева (2) и Баттерворта (3)

Широкодиапазонные ЦС на трансформаторах

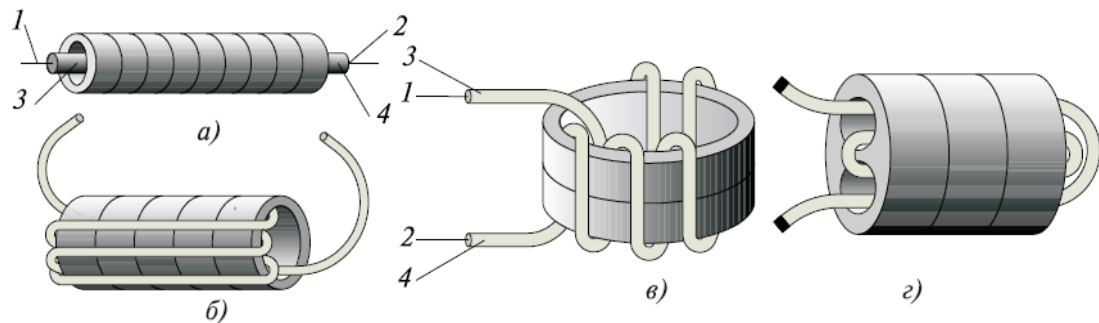
Для трансформации относительно низких сопротивлений в диапазоне частот от 0,1...1,0 МГц до 100...2000 МГц и выше используют трансформаторы на отрезках длинных линий или просто трансформаторы на линиях (ТЛ)

Трансформаторы на линиях, или *трансформаторы Рутрофа*, по имени инженера, который их предложил, выполняют на симметричных двухпроводных, а также на коаксиальных и полосковых линиях.



Трансформатор на оди-
ночной симметричной двухпровод-
ной линии

Z_B от 2...3 Ом; со стандартными волновыми сопротивлениями 50 и 75 Ом
до 100...200 Ом



Конструкции трансформаторов на линиях

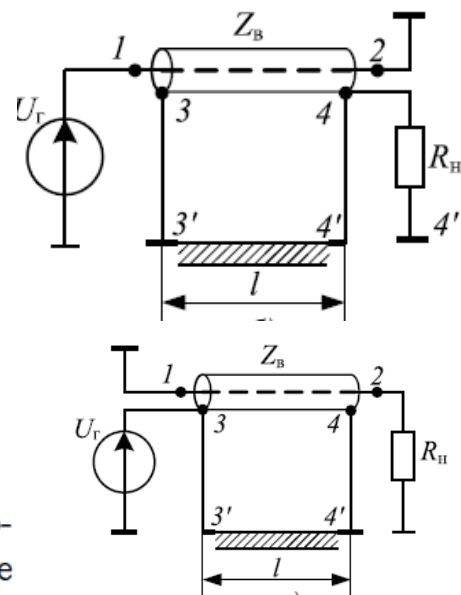
можно включать проводники всех линий с одной стороны (по входу) последовательно, а с другой стороны (по выходу) параллельно либо наоборот. В итоге при одинаковом числе линий можно получать разные схемы трансформаторов по коэффициенту трансформации сопротивлений (напряжения и тока), симметричные или несимметричные по входу и по выходу относительно корпуса.

Используя последовательное и параллельное включение по входу и выходу нескольких трансформаторов 1:1, можно обеспечивать коэффициент трансформации отличный от единицы как в сторону его увеличения, так и в сторону понижения. Другими словами, можно строить повышающие и понижающие трансформаторы с $K_U = U_2/U_1 = U_H/U_T$ отличным от единицы (здесь принято

в трансформаторах на линиях на высоких частотах (выше 100...200 МГц) можно также обходиться без дополнительного изолятора на магнитопроводе (феррите)

индуктивность проводников составляет 7...10 нГн/см.

При K_f от 10 до 100 и выше - феррит с μ , достигающим величин 2000...5000

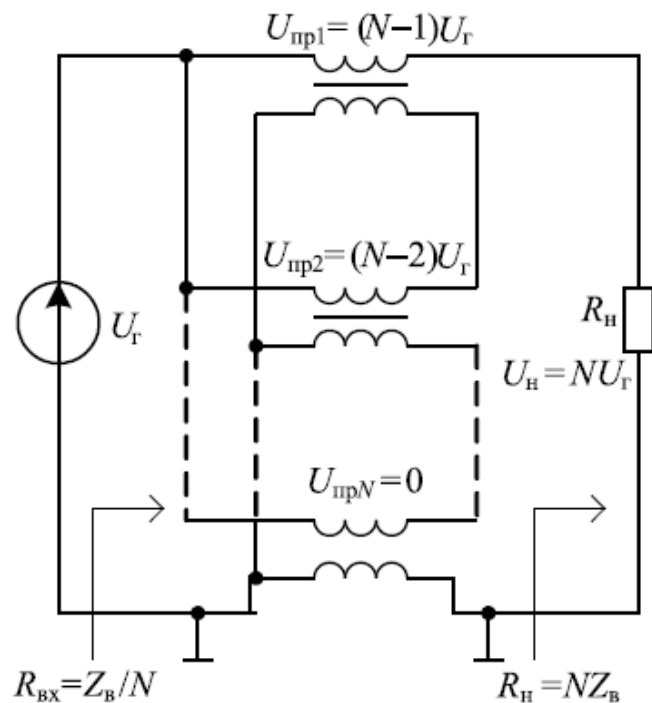


с «инверсией» фазы 1:-1.

Для уменьшения шунтирования линией R_H и $R_{ВХ}$

$$2\pi f_H L_{ЭКВ}^{(1)} > (10 \dots 20) R_{ВХ};$$

$$2\pi f_H L_{ЭКВ}^{(2)} > (10 \dots 20) R_H$$



$$R_{BX} = Z_B / N; \quad R_H = N Z_B.$$

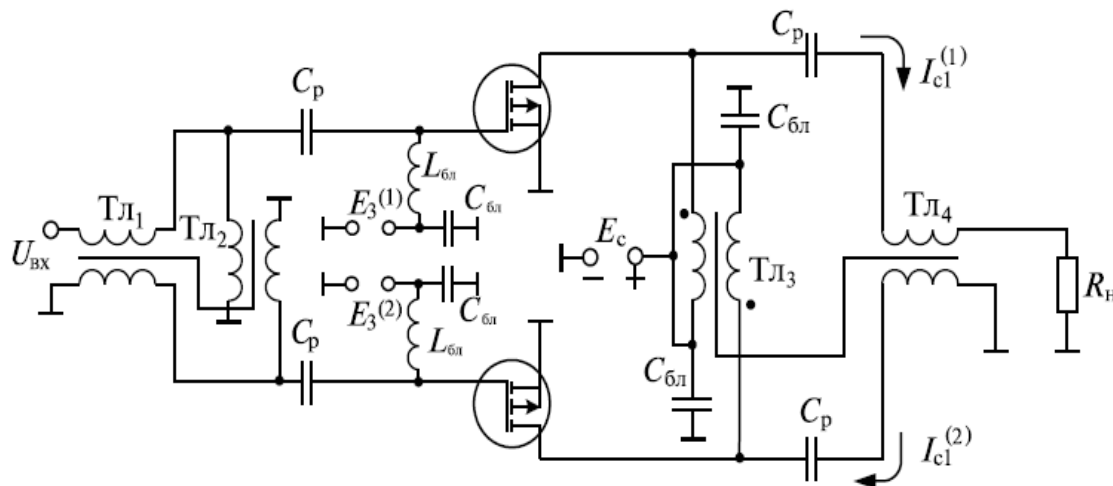
Отсюда следует

$$R_{BX} = R_H / N^2; \quad Z_B = \sqrt{R_{BX} R_H}.$$

Коэффициент трансформации r - дискретный

$$R_H / R_{BX} = N^2 = 1; 4; 9; 16; \dots,$$

Трансформаторы на N одинаковых линиях



Электрическая схема двухтактного УМ на трансформаторах-линиях

ТЛ1 и для перехода от несимметричного вх. к 2-х тактной схеме входа. ТЛ4 – наоборот от 2-х тактной схемы к несимметричному выходу.

ТЛ3 – замыкает токи чётных гармоник и не влияет на нечётные

$$Z_{В4} = R_H, \quad R_{ЭКВ} = 0,5R_H,$$

$$Z_{В3} = (0,5 \dots 1,0)R_H,$$

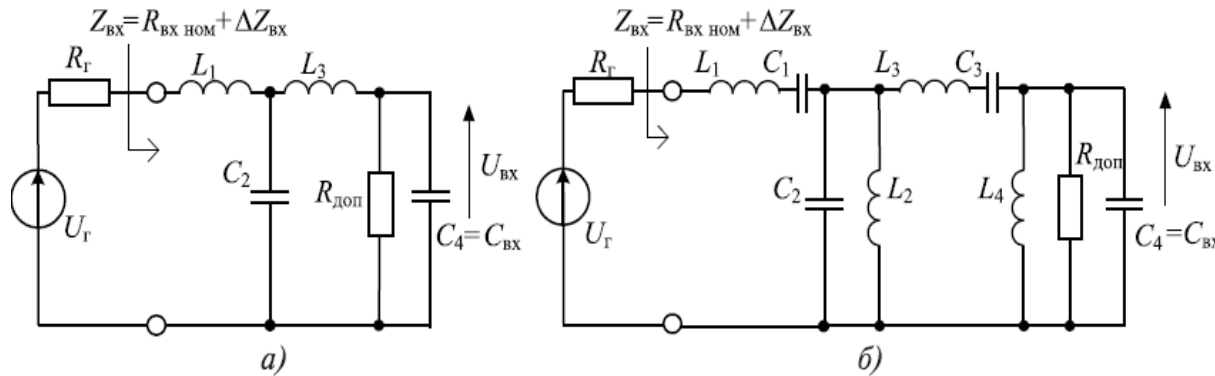
$l_{ЭЛ}$ выбирается не более $(0,05 \dots 0,1)\lambda$.

по входу транзисторы шунтируют дополнительными резисторами $R_{доп}$;

При $K_f = \omega_в / \omega_н$ не более $2 \dots 4$ большей частью перед каждым транзистором устанавливают простейшие LC-цепочки. Они совместно с резистивной составляющей входного сопротивления самих транзисторов и параллельно включаемых резисторов $R_{доп}$ создают в рабочей полосе частот от $\omega_н$ до $\omega_в$, близкое к резистивному, нагрузочное сопротивление для трансформатора ТЛ₁.

Широкодиапазонные ЦС (коррекции АЧХ) на входе ЭП

Полевые транзисторы



Входные согласующие ЦС УМ на полевом транзисторе:

а — низкочастотные; б — полосовые

Коэффициент шунтирования вх. ЭП
ёмкостью $C_{вх}$

$$\alpha_m = (\omega_{в} - \omega_{н})C_m R_{доп} = (\omega_{в} - \omega_{н})C_{вх} R_{доп},$$

Для снижения потерь на $R_{доп}$ при тех же условиях усложняют ЦС (порядок ФНЧ или ПФ)

МОП-транзистор по схеме ОИ при его работе в недонапряженном, вплоть до граничного режима, на относительно низких радиочастотах, ориентировочно не выше $(0,5 \dots 0,8)\omega_{max}$, можно не считаться со снижением его усилительных свойств (с частотной зависимостью крутизны проходной характеристики). Одновременно в этих транзисторах можно не учитывать индуктивности выводов, реакцию со стороны выхода на входную цепь, в частности обратную связь через проходную емкость. Поэтому по входу его можно в первом приближении представить эквивалентной емкостью $C_{вх}$

Широкодиапазонные ЦС (коррекции АЧХ) на входе ЭП

Биполярные транзисторы

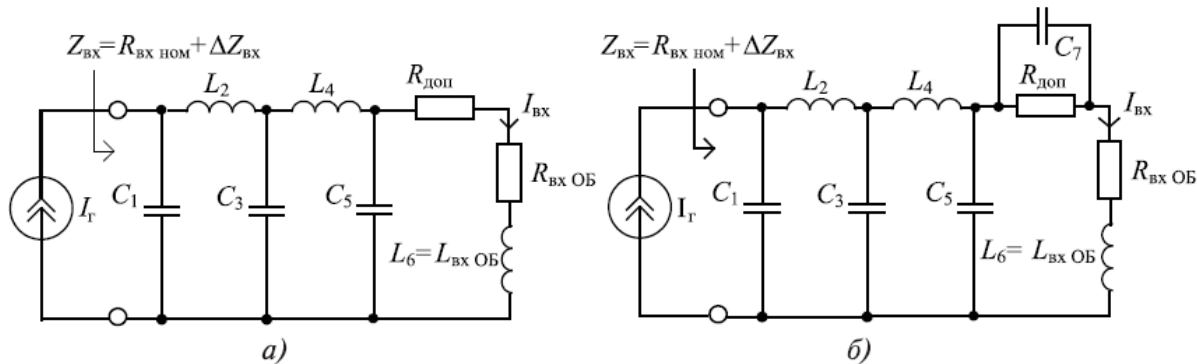


Рис. 3.56. Входные согласующие ЦС УМ на биполярном транзисторе с ОБ:
а — $m = 2, 4, 6$; б — $m = 3, 5, 7$

В УМ на биполярных транзисторах при включении с общей базой (ОБ) при построении входных цепей широкодиапазонных ЦС во всем интервале частот до $\omega \approx 0,8\omega_T$ можно не считаться со снижением модуля коэффициента усиления по току $h_{216}(\omega)$, приняв его равным 1.

в УМ величина K_P должна быть не ниже 5...10, т. е.

отношение сопротивлений должно быть $R_{ЭКВ}/(R_{ВХ ОБ} + R_{ДОП}) > 5 \dots 10$.

При проектировании идут на компромисс или применяют для ЦС в виде ПФ б).

Тогда, подбирая число звеньев m , можно $\downarrow \alpha$ при меньших $R_{ДОП}$

Оптимальные величины всех реактивных элементов (C_1, L_2, C_3, L_4, C_5 и C_7) и сопротивления $R_{ДОП}$ подбираются, а фактически синтезируются так, чтобы в полосе пропускания от 0 до ω_B обеспечивалась равноколебательная (чебышевская)

АЧХ

Применяют

на частотах до 1...2 ГГц.

Требуется обеспечить

ток $I_{ВХ}(\omega) \approx \text{const}$ на индуктивности $L_m =$

$$= L_{ВХ ОБ}$$

$$\alpha_m = (\omega_B - \omega_H) L_{ВХ ОБ} / R_{ВХ ОБ}.$$

$R_{ВХ ОБ}$ очень мало (ед., доли Ом)

Для $\downarrow \alpha$ вводят $R_{ДОП}$

Но при этом \downarrow к.п.д. **Кр**

$$K_P = \frac{P_{Н1}}{P_{ВХ}} = \frac{0,5 I_{\kappa}^2 R_{ЭКВ}}{0,5 I_{\varepsilon}^2 (R_{ВХ ОБ} + R_{ДОП})} \approx \frac{R_{ЭКВ}}{R_{ВХ ОБ} + R_{ДОП}}$$

$$\text{Т.к. } I_{\varepsilon} \approx I_{\kappa}$$

Выходные фильтрующие системы

Требования ЭМС.

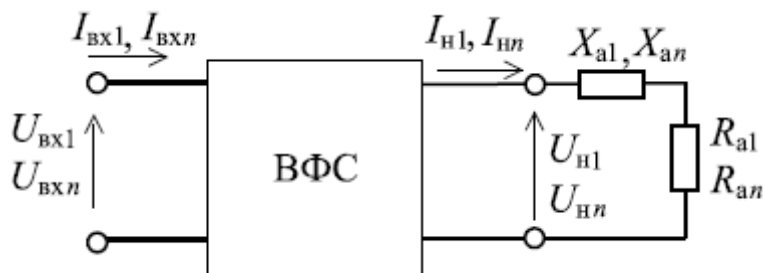
В зависимости от диапазона частот и уровня мощности передатчика на основной частоте $P_{н1}$ оговаривается допустимое значение мощности побочных излучений — абсолютное $P_{нп\text{ доп}}$ либо относительное, выраженное в децибелах $10\lg(P_{нп\text{ доп}}/P_{н1})$.

Коэффициент фильтрации по току и напряжению

$$\Phi_{In} = \frac{|I_{вхn}|}{|I_{нn}|} \quad \text{или} \quad \Phi_{Un} = \frac{|U_{вхn}|}{|U_{нn}|},$$

Поскольку требования к фильтрации высших гармоник, начиная со 2-й, находятся в пределах от самых минимальных $-(30 \dots 40)$ дБ до $-(60 \dots 80)$ дБ и выше, ВФС обычно выполняются в виде многосвязных фильтров.

ВФС должна вносить на основной частоте малые потери мощности, т. е. обеспечивать высокий КПД $\eta_{вфс} = P_{н1}/P_{вх1}$,

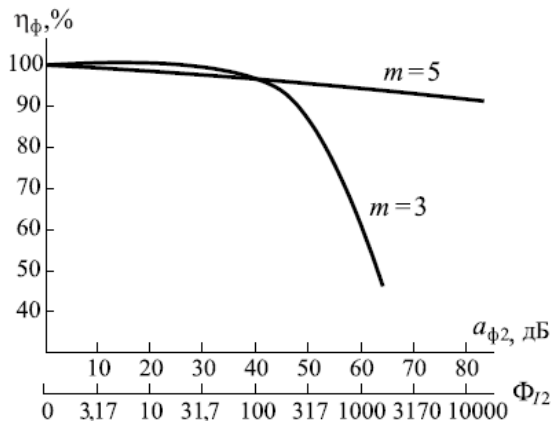


$$a_{\Phi I} = 20 \lg \Phi_{In} \quad \text{или} \quad a_{\Phi U} = 20 \lg \Phi_{Un}$$

$$I_{нп\text{ доп}} = \sqrt{2P_{нп\text{ доп}} / \operatorname{Re} Z_{нп}} \quad \text{или} \quad U_{нп\text{ доп}} = \sqrt{2P_{нп\text{ доп}} / \operatorname{Re} Y_{нп}},$$

требуемый коэффициент фильтрации

$$\Phi_{In\text{ тр}} = I_{вхn} / I_{нн} \quad \text{или} \quad \Phi_{Un\text{ тр}} = U_{вхn} / U_{нн}.$$



Пример зависимости КПД от коэффициента фильтрации для Π -контура ($m = 3$) и двойного Π -контура ($m = 5$)

$$Q_{xx} = Q_L = 250:$$

Выходные фильтрующие системы. Узкополосные

Достаточно часто передатчики работают на укороченную антенну, когда ее эквивалентная электрическая длина заведомо меньше $\lambda/4$.

$X_a = 1/\omega C_a$. При этом согласующая цепь должна скомпенсировать емкостную составляющую X_a и трансформировать резистивную составляющую R_a , как правило, только в сторону повышения до R_H (или $R_{\text{ЭКВ}}$).

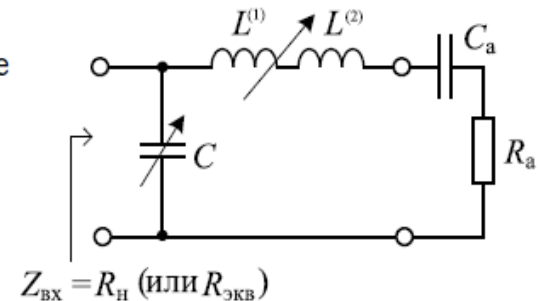
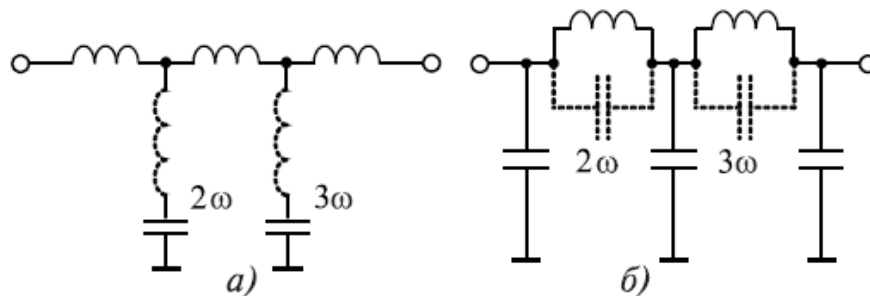


Схема согласующего устройства

Поскольку требуется отфильтровывать только дискретные частоты — высшие гармоники (2ω , 3ω и т. д.), то в схеме можно устанавливать дополнительные специальные последовательные или параллельные, (либо одновременно те и другие) резонансные контура, точно настроенные на ту или иную гармонику.



Схемы включения дополнительных контуров, настроенных на высшие гармоники

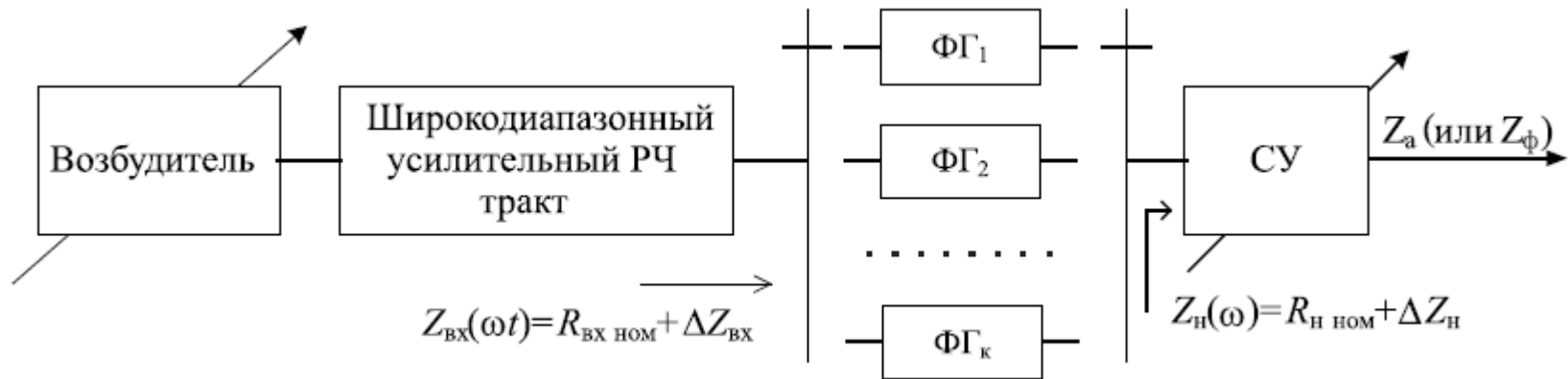
$$Z_{\text{посл}} = \rho_{\text{посл}}/Q_{xx} \rightarrow 0.$$

$$R_{\text{пар}} = \rho_{\text{пар}} Q_{xx} \rightarrow \infty,$$

Фильтры «дырки» а),
Фильтры «пробки» б)

Дополнительные узкополосные режекторные фильтры резко увеличивают фильтрацию данной высшей гармоники $n\omega$. В результате при одном и том же уровне фильтрации это позволяет существенно уменьшить суммарные потери в LC-элементах как основного ВФС, так и в LC элементах дополнительных режекторных фильтров.

Выходные фильтрующие системы. Широкодиапазонные



Отдельные i -е фильтры обычно проектируются как многоэлементные ФНЧ без трансформации нагрузочного сопротивления ($R_{\text{ВХ ном}} \approx R_{\text{н ном}}$). Часто их называют просто *фильтрами гармоник* (ФГ).

частота $\omega_{\text{н}i}$ не может быть менее $0,5\omega_{\text{в}i}$ и коэффициент перекрытия по частоте каждого i -го фильтра $K_{fi} = \omega_{\text{в}i}/\omega_{\text{н}i}$ теоретически не может превышать два, а практически не более 1,8

Фильтр проектируется на неравномерность АЧХ Δa в рабочей полосе пропускания от $\omega_{\text{н}i}$ до $\omega_{\text{в}i}$ так, чтобы обеспечился КСВ_ф на входе фильтра не выше 1,1...1,3 при номинальном нагрузочном сопротивлении $R_{\text{н ном}}$.

Обычно $K_{f1} = K_{f2} = \dots = K_{fi} = \dots = K_{fk}$. Зная диапазон РПДУ $K_{f\pi} = f_{\text{вп}}/f_{\text{нп}}$

Число фильтров: $k = \lg K_{f\pi} / \lg K_{fi}$